

TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

**Elektrik - Elektronik
Bilgisayar Mühendisliği
8. Ulusal Kongresi
6 -12 Eylül 1999**

Gaziantep



TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası
Gaziantep Şubesi

«Gaziantep Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

25 YIL

TÜBİTAK

Yayımlayanlar:

Gaziantep Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü
27310 /GAZİANTEP

Elektrik Mühendisleri Odası
Gaziantep Şubesi

TÜBİTAK

ISBN 975 - 7375 - 20 - 9 (TK) - 22 - 5 (2C)

Yayın Hakkı © 1999, Gaziantep Üniversitesi, EMO, TÜBİTAK

Her hakkı mahfuzdur. Bu yayının hiç bir kısmı yayımcılardan Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elektrik Mühendisleri Odası Gaziantep Şubesi ve TÜBİTAK'ın yazılı izni alınmadan çoğaltılamaz ve hiç bir biçimde bir erişim sisteminde saklanamaz.

1. Basım : Eylül 1999
Uğur Ofset tarafından basılmıştır.
Telefax : (0 342) 220 34 02
GAZİANTEP

ÖNSÖZ

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası, Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü ve TÜBİTAK'ın işbirliği ile düzenlenen Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresini bu yıl, ilk defa Güneydoğu Anadolu Bölgesinde; Gaziantep'te yapmaktan gurur ve mutluluk duyuyoruz. Kongre; 6-10 Eylül 1999 tarihleri arasında Gaziantep Büyükşehir Belediyesinin Belediye Sarayı'nda tarafımıza tahsis ettiği salonlarda 4 eş zamanlı oturum halinde gerçekleştirilecektir.

Kongreye gösterilen yoğun ilginin sonucu çok sayıda bildiri gönderilmesine karşın teknik programda yeterli sayıda zaman aralığı bulunmaması nedeniyle, hakemlerden gelen değerlendirmelerin ışığında, programa toplam 212 bildiri alınabilmiştir. Her ne kadar ön duyurumuzda kongrede sunumları kabul edilmiş ancak katılım ücreti ödenmemiş bildirilerin Kongre Kitabı'nda yer almayacağını belirtmiş idiysek de Yürütme Kurulumuz bilimsel hedeflere öncelik tanıyarak, kongrede tartışılmayacak olsalar bile, kabul edilen tüm bildirilerin Kongre Kitabı'nda yer almasını uygun bulmuştur. Kabul edilen bu 212 bildiri 2 cilt halinde sizlere sunulmaktadır. Kongrede tartışılacak, ilginizi çekeceğine inandığımız, bu bildirileri doyurucu nitelikte bulacağınıza eminiz.

Kongre sırasında geniş bir katılımcı kitlesinin ilgisini çekeceğini umduğumuz iki konuda panel düzenlenmiş ve kongre içersinde çağrılı bildirilere de yer verilmiştir. Ayrıca kongre salonlarının hemen yakınında, 2000m² kapalı alanda düzenlenen ve sektördeki firmaların katıldığı "Elektrobil'99" Fuarının da kongremize ayrı bir renk katacağı inancımı taşıyoruz.

Kongremizin sponsor kuruluşlarına, Elektrobil'99 Fuarı'na katılarak kongremizi destekleyen özel ve kamu kuruluşlarının yetkililerine, panelistlere, kongreye çağrılı bildiri ile katılan değerli bilim adamlarımıza destek ve katkılarından dolayı teşekkür etmeyi borç biliyoruz

Kongreler, yapılan bilimsel çalışmaların ve üretilen teknolojik yeniliklerin daha geniş bilimsel kitlelerin hizmetine sunulduğu, tartışıldığı ve karşılıklı bilgi alışverişi yapıldığı ortamlardır. Bu yönüyle anılarınızda özel bir yer almasını dilediğimiz 8. Ulusal Kongre'nin, siz katılımcılar için başarılı ve doyurucu olmasını; ayrıca ülkemizin bilimsel ve teknolojik ilerlemesine yön vererek ve ivme kazandırarak amacına ulaşmasını diliyor, Yürütme Kurulumuz adına hepinize saygılarımızı sunuyoruz.

Tuncay Ege
Yürütme Kurulu Başkanı

Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği

8.Ulusal Kongresi

(6-12 Eylül 1999)

Kongre Yürütme Kurulu

Tuncay EGE
Muhammet KOKSAL
M. Sadettin ÖZYAZICI
Hamit SERBEST
Eyüp AKPINAR
Cemil ARIKAN
ArifNACAROĞLU
Gülay TOHUMOĞLU
Savaş UÇKUN
M. Hacim KAMOY
Serdar BOZKURT
H. Ali YIĞIT
M. Sıtkı ÇİĞDEM
Erol KARABAY
Doğan EYİKOÇAK
Mustafa KURT
Alaadin COŞKUN

Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Bö.
İnönü Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Çukurova Üniversitesi EE Müh. Böl.
Dokuz Eylül Üniversitesi EE Müh. Böl.
TÜBİTAK
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
ASELSAN A.Ş. Genel Müdürü
SİMKO A.Ş.
E.M.O. Yönetim Kurulu Başkanı
E.M.O. Yönetim Kurulu Yazman Üyesi
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kur. Bşk.
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Bşk. Yrd.
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Yazman Üyesi
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Üyesi

Konular

- * Bilgisayar Ağları ve Donanımı
- * Devreler ve Sistemler
- * Elektrik Makinaları
- * Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga tekniği
- * Elektronik
- * Enerji Üretim, İletim ve Dağıtım
- * Güç Eletronigi
- * Haberleşme Tekniği
- * Mekatronik ve Robotbilim

- * Optoelektronik
- * Otomatik Kontrol
- * Örüntü Tanıma, Sinyal İşleme, Görüntü Kodlama
- * Tıp Elektroniği
- * Tapay Sinir Ağları, Bulanık Mantık
- * Yüksek Gelirim Tekniği
- * Ölçme Tekniği
- * Mühendislik Eğitimi

TABU ARAŞTIRMA ALGORİTMASI İLE LİNEER ANTEN DİZİSİNİN GENLİK UYARIM KATSAYILARININ BELİRLENMESİ

Kerim GÜNEY ve Ali AKDAĞLI
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Erciyes Üniversitesi
38039 Kayseri
E-mail: akdagli@zirve.erciyes.edu.tr

ABSTRACT

A new technique based on tabu search algorithm is presented to determine a set of accitation coefficients of linear antenna array whose array factor will closely approximate the desired pattern. The desired radiation pattern is specified over ali or part of the visible region. The design examples are presented to illustrate the performance achievable.

1. GİRİŞ

Anten dizi sentezinde temel amaç, arzu edilen diyagramı en iyi yaklaşıklık ile üretecek anten dizi elemanlarının uyarım katsayılarını, elemanları arasındaki mesafeyi ve her bir elemanın uyarım fazını belirlemektir. Genel olarak anten diyagram sentezi üç grupta sınıflandırılır [1]. Birinci grup, arzu edilen doğrultularda sıfırları olan bir diyagrama sahip anten dizisi tasarlamaktır. Birinci gruba örnek olarak Schelkunoff metodu [2] verilebilir. İkinci grup, tüm görünen bölgede arzu edilen diyagramı yaklaşık olarak verecek bir anten $A_i-A\hat{a}$ tasarlamaktır. Woodward [3] ve Fourier dönüşüm [1] metodları bu tasannu gerçekleştiren tekniklerdir. Üçüncü grup ise, dar demetlere ve düşük yan kulaklara sahip diyagramları üreten teknikleri içerir. Binom metodu [1], Dolph-Tschebyscheff metodu [4], Taylor çizgi kaynağı [5] ve bir parametrelili Taylor çizgi kaynağı metodları [6] bu üçüncü gruba dahildir. Bu çalışmalardan başka, anten diyagram sentezi ile ilgili değişik tasarım amaçlarına yönelik bir çok analitik ve nümerik çalışma, literatürde mevcuttur [7-17]. Bu çalışmaların çoğu, karmaşık, zor, hesaplama zamanı uzun, esnek olmayan, çok sayıda nümerik işlem gerektiren ve bilgisayar yardımıyla tasarıma uygun olmayan metodlardır. Bu sebeplerden dolayı, bu çalışmada, lineer anten dizisinin genlik uyarım katsayıları, modern sezgisel algoritmalarından biri olan tabu araştırma algoritması (TAA) [18-19] ile optimum şekilde belirlenmiştir.

Klasik optimizasyon algoritmaları, çok modlu ve lineer olmayan problemlerin çözümünde veya türevi alınmayan fonksiyonların optimizasyonunda arzu edilen başarıyı gösterememektedirler. Bu tür algoritmalar, karmaşık bir sistemin sadece bir parçasını, diğer bir deyişle bir

bölümünü optimize etmek için uygundur. Yönlendirilmemiş bir rasgele optimizasyon algoritmasının büyük bir araştırma sahasında optimum çözümü bulması için oldukça uzun bir süreye ihtiyaç vardır. Böyle durumlarda yönlendirilmiş rasgele araştırma optimizasyon algoritmalarının? ihtiyaç duyulur.

Tabu araştırma algoritması, oldukça yeni ve zor problemlerin çözümünde kullanılan yönlendirilmiş bir optimizasyon algoritmasıdır [18-19]. Çok modlu problemler için global optimum çözümleri bulma yeteneğine sahiptir. TAA'da daha önceden denenmiş çözümler, tekrar tekrar denemeyerek, araştırma yönünün, denemeyen alanlara yönlendirilmesi amaçlanmıştır. Böylece diğer sezgisel yöntemlerdeki, çözümlerin tekrar değerlendirilmesinden dolayı ortaya çıkan zaman kaybının önüne geçilmiştir. Tabu araştırma algoritmasında, tek bir çözümün komşuları (çözüm adayları) çeşitli fonksiyonlarla belirlenir. Eğer bu komşulardan daha önce denenmişler varsa (tabu listesinde iseler), bunların yerine başka komşular üretilerek araştırmanın hızlandırılması sağlanır ve yerel optimum noktalarda ortaya çıkan kısır döngüye girilmesi engellenir. Bu, tabu araştırma algoritması'nın en önemli avantajıdır. Tabu araştırma algoritması daha önce, eşkenar üçgen mikroşerit antenin rezonans frekansını hesaplamak için yeni bir efektif kenar uzunluğu ifadesi bulunması amacıyla başarılı bir şekilde kullanılmıştır [20]. Kaynak [20]'de, ilk önce efektif kenar uzunluğu için bir model sunulmuş ve bu modelin bilinmeyen parametreleri tabu araştırma algoritması ile optimum şekilde belirlenmiştir. Bu çalışmada da, arzu edilen diyagramı en iyi yaklaşıklık ile üretecek lineer anten dizi elemanlarının uyarım genlik katsayılarını optimum olarak belirlemek amacıyla tabu araştırma algoritması kullanılacaktır.

2. LİNEER ANTEN DİZİ FAKTÖRÜ

Elemanlar arasındaki eşit aralıklı olan, N tane izotropik eleman, z ekseni boyunca sırasıyla olarak yerleştirildiğinde ve genlik uyarım katsayılarının dizi merkezi civarında simetrik olduğu kabul edildiğinde, üniform olmayan genlikli ve enine ışımalı dizi için normalize formda dizi faktörü aşağıdaki şekilde verilir [1].

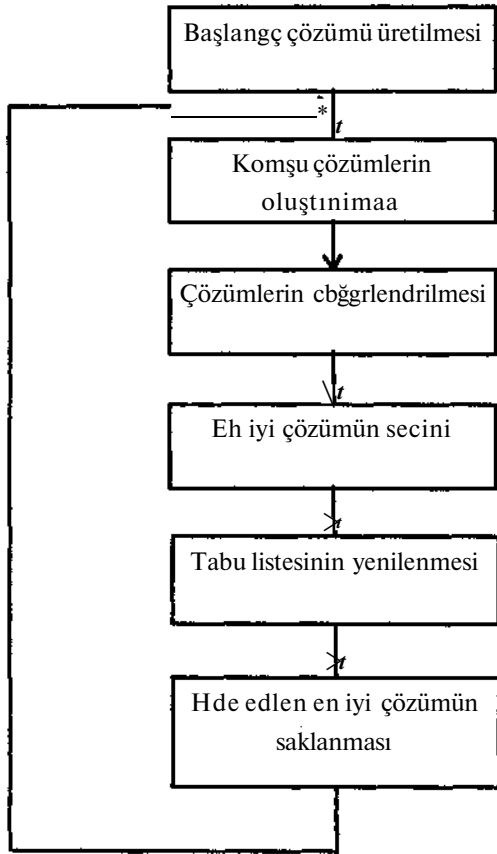
$$AF(\theta) = AF(\psi) = \sum_{m=-M}^{-1} a_m e^{j(2m+1)/2} \psi + \sum_{m=1}^M a_m e^{j(2m-1)/2} \psi, \quad N=2M$$

$$AF(6)-AF(v/)= \sum_{m=-M}^M a_m e^{j2m\psi}, \quad N=2M+1$$

Burada, $\hat{k}dcosG$, $k=2nA$. ve 2^{\wedge} genlik uyanım katsayılarıdır. Anten dizi sentezindeki problemlerden biri, arzu edilen diyagramı en iyi yaklaşıklık ile üretecek am genlik uyanım katsayılarını optimum bir şekilde belirlemektir. Bu problem, bu çalışmada, aşağıdaki bölümde açıklanan tabu araştırma algoritması ile verimli bir şekilde çözülmüştür.

3. TABU ARAŞTIRMA ALGORİTMASI

Tabu araştırma algoritması, lineer yada lineer olmayan bir fonksiyonun global minimumunu bulmak için geliştirilen sezgisel bir araştırma algoritmasıdır [18-19]. Temel bir tabu araştırma algoritmasının akış diyagramı, Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. Temel bir tabu araştırma algoritmasının akış diyagramı

Tabu araştırma algoritması, araştırmanın önceki adımları ile ilgili bilgileri saklamak amacıyla kullanılan esnek bir

hafızaya sahiptir. Hafızada saVianan bu bilgiler, araştırma uzayındaki yeni çözüm kümelerinin oluşturulması için kullanılır. Tabu araştırma algoritması o anki mevcut çözümlerden (JO küçük bir değişimle elde ettiği makul bir denememiş çözüm kümesi (Q) üreterek optimizasyona başlar. Bu değişim, hareket (move) olarak tanımlanır. Araştırma uzayında bir yerel minimum noktada takılmayı engelleyebilmek için x^* , o anki çözümden (x^{\wedge} daha kötü olsa bile x^* 'a hareket uygulanır. Ancak bu da araştırmayı, bir kısır döngü içerisine sokabilir. Bu kısır döngüyü mümkün olduğu kadar engellemek için, bir tabu listesi oluşturulur ve o anki çözüme uygulanmasına izin verilmeyen tüm tabu hareketler tabu listesinde saklanır. Bir hareketin tabu olup olmayacağını belirlemek için, tabu kısıtlamaları adı verilen bazı kriterler kullanılır. Tabu listesine dahii edilen hareketler, yasaklanmış hareketlerdir. Tabu listesinin kullanılması, araştırma sırasında bir bölgede takılma ihtimalini azaltır, çünkü belirli bir iterasyon sayısında daha önce denenmiş çözümlerin tekrar denenmesini engeller. Tabu listesine göre üretilen makul bir alt çözüm kümesi (Q^*) üretildikten ve problem için değerlendirildikten sonra bir sonraki çözüm, bu alt çözüm kümesinden seçilir ve tabu listesi güncellenir. Değerlendirmedeki en iyi çözüm, yeni çözüm (X_0) olarak seçilir. Bu döngü, belirli bir durdurma kriteri sağlanıncaya kadar tekrarlanır.

Bu çalışmada kullanılan tabu araştırma algoritması, yakınlık (recency) ve frekans (frequency) tabanlı hafızaya dayanan iki tabu kısıtlama faktörüne sahiptir:

$$\text{yakınlık}(x^*) \leq \text{yakınlık sınırı}$$

$$\text{frekans}(x^*) \leq \text{frekans sınırı} \quad (2)$$

Bir hareketin yakınlığı, o anki iterasyon sayısı ile o hareketin daha önce en son yapıldığı iterasyon sayısı arasındaki farktır. Frekans ise, o hareketin değişim sayısıdır.

Tabu kısıtlamaları, bazan, henüz denenmemiş bir çözüme hareketini araştırmayı engelleyebilir, hatta bazı durumlarda mümkün olan tüm hareketler tabu olarak sınıflandırılabilir. Böyle durumlarda tabu kısıtlamalarını ortadan kaldıran ve hangi hareketin tabu listesinden çıkacağına karar veren bir serbest bırakma (Aspiration) kriteri kullanılır.

4. TABU ARAŞTIRMA ALGORİTMASININ PROBLEME UYGULANMASI

Bir problemi tabu araştırma algoritması gibi sezgisel bir optimizasyon algoritması yardımıyla optimize edebilmek için, öncelikle o problemi matematiksel olarak modellemek gerekir. Başka bir deyişle, problemi formülize etmek gerekir. Problem belirlendikten sonra, amaç fonksiyon belirlenir. Amaç fonksiyon, ulaşılmak istenen fonksiyondur. Gaye, problemin istenilen parametrelerini, optimum şekilde belirleyerek, amaç fonksiyona mümkün

olduğu kadar yaklaşıktır. Bu yüzden, optimize edilecek problemi tanımlayan fonksiyon ile amaç fonksiyon arasındaki fark, hata fonksiyonu olarak tanımlanır ve bu hata fonksiyonu, minimize edilmeye çalışılır. Hata fonksiyonu,

$$E(\theta) = \sum_{e=0}^{180} |W(9)|AF(9) - D(9)| \quad (3)$$

ile verilir. Burada AF(8) denklem (1) ile verilen ve uyarım genlik katsayıları TAA ile belirlenen dizi aktörü, D(9) arzu edilen diyagram, W(8) ise istenilen bölgelerde nisbi olarak daha iyi sonuçlar vermesini sağlayan ağırlık fonksiyonudur. Ağırlık fonksiyonu W(0), tabu araştırma algoritması ile yapılan optimizasyona esneklik katar, yani diyagramın istenilen bölgeleri, diğer bölgelerden taviz vermek suretiyle, arzu edilen diyagrama daha iyi yaklaşılabilir. Sunulan çalışma/fa W(9) ağırlık fonksiyonu, tüm bölgelerde 1 olarak alınmıştır.

Tabu araştırma algoritmasının lineer dizi sentezine uygulamasını göstermek için, aralarındaki mesafe $d^2/2$ olan, enine ışımalı, üniform olmayan genlikli 11 ve 21 elemanlı lineer anten θ fisinin uyarım genlik katsayıları, tabu araştırma algoritması kullanılarak optimum olarak belirlenmiştir. Optimizasyon işleminde, radar uygulamaları yaygın olarak kullanılan aşağıdaki sektöre! diyagram, arzu edilen diyagram olarak seçilmiştir.

$$D(9) = \begin{cases} 1 & 45^\circ \leq \theta \leq 135^\circ \\ 0 & \text{diğer yerlerde} \end{cases} \quad (4)$$

Denklem (4) ile verilen arzu edilen diyagramı üretecek 11 ve 21 elemanlı lineer dizinin uyarım genlik katsayıları, tabu araştırma algoritması ile optimum şekilde belirlenmiş ve bu katsayılar Tablo 1'de verilmiştir. Bu katsayılar

Tablo 1. TAA kullanılarak elde edilen uyarım genlik katsayıları, (a) 11 elemanlı, (b) 21 elemanlı

a_0	$a_{\pm 1}$	$a_{\pm 2}$	$a_{\pm 3}$	$a_{\pm 4}$	$a_{\pm 5}$
0.7027	0.2521	-0.1446	0.0287	0.0380	-0.0375

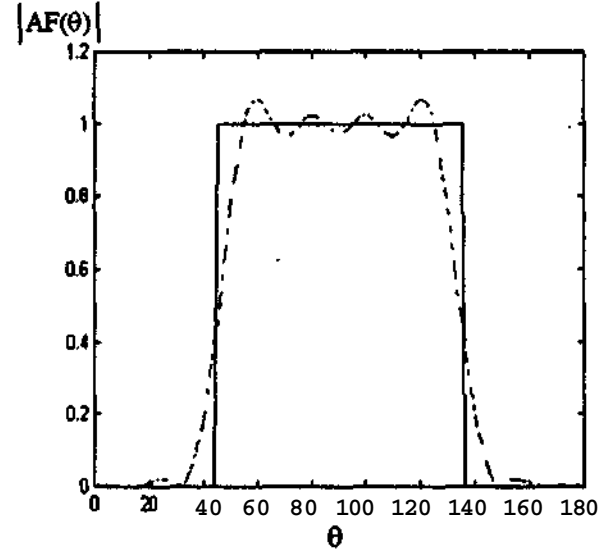
a)

a_0	$a_{\pm 1}$	$a_{\pm 2}$	$a_{\pm 3}$	$a_{\pm 4}$	$a_{\pm 5}$
0.7158	0.2515	-0.1489	0.0417	0.0314	-0.0540

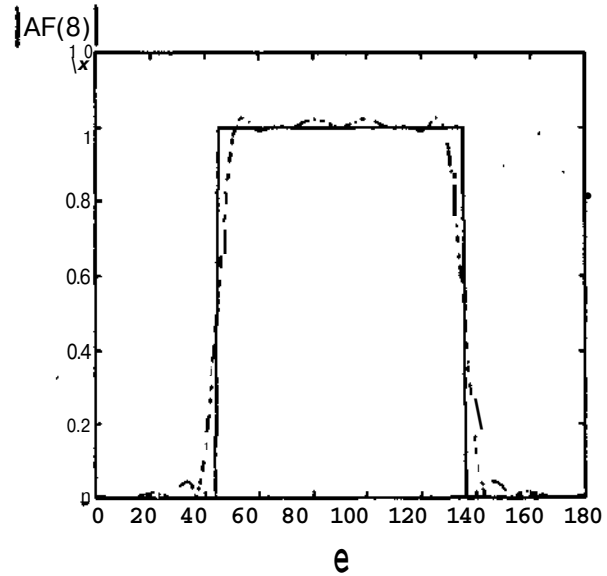
$a_{\pm 6}$	$a_{\pm 7}$	$a_{\pm 8}$	$a_{\pm 9}$	$a_{\pm 10}$
0.0295	-0.0016	-0.0167	0.0128	-0.0038

b)

kullanılarak elde edilen diyagramlar, arzu edilen diyagramla Şekil 2-3'de karşılaştırılmıştır. Bu şekillerden TAA ile elde edilen diyagramların arzu edilen diyagramlarla iyi bir uyumluluk içinde olduğu görülmektedir. Aynı problem genetik algoritma (GA) [17] ve Fourier dönüşüm metodu (FDM) [1] ile çözüldüğünde, arzu edilen diyagramlar ile GA ve FDM'dan elde edilen diyagramlar arasındaki mutlak hataların toplamı, TAA ile elde edilen mutlak hataların toplamı ile Tablo 2'de karşılaştırılmıştır. TAA'nın GA ve FDM'dan daha iyi sonuçlar verdiği Tablo 2'den açıkça görülmektedir.



Şekil 2. 11 elemanlı lineer dizi için, TAA kullanılarak elde edilen diyagram (—) ve arzu edilen diyagram (---)



Şekil 3. 21 elemanlı lineer dizi için, TAA kullanılarak elde edilen diyagram (—) ve arzu edilen diyagram (---)

Tablo 2.! TAA, FDM ve GA'dan elde edilen mutlak hataların toplamı (a) 11 elemanlı, (b) 21 elemanlı

Hata(TAA)	Hata(FDM)	Hata(GA)
11.6605	13.3688	11.7822

a)

Hata(TAA)	Hata(FDM)	Hata(GA)
7.5400	10.0484	7.4187

b)

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada, lineer anten dizisinin genlik uyarım katsayıları, arzu edilen diyagramı elde etmek için, tabu araştırma algoritması kullanılarak belirlenmiştir. Optimizasyon işleminde, sektöre! diyagram olarak bilinen ve radar uygulamalarında yaygın olarak kullanılan bir diyagram, arzu edilen diyagram olarak seçilmiş ve bu diyagram için uyarım genlik katsayıları belirlenmiştir. Belirlenen katsayılar kullanılarak elde edilen diyagramlar ile arzu edilen diyagramlar arasındaki yaklaşıklık oldukça iyidir. Kullanılan optimizasyon algoritmasının başarısını göstermek için, elde edilen diyagramlar, genetik algoritma ve Fourier dönüşüm metodundan elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmış ve tabu araştırma algoritmasının bu iki metoddan daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Tabu araştırma algoritmasının anten dizi sentezinde kullanılmasının en önemli avantajları, verimliliği, esnekliği ve doğruluğudur. Sonuç olarak, tabu araştırma algoritmasının lineer dizi sentezinde başarılı bir şekilde kullanılabileceği bu çalışmada gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlardan, tabu araştırma algoritmasının dairesel ve düzlemsel anten dizi sentezinde de kolaylıkla kullanılabileceği görülmektedir.

6. KAYNAKÇA

- [1] Balanis, C. A., *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley and Sons, 1982.
- [2] Schelkunoff, S. A., "A mathematical theory of linear arrays," *Bell System Technical Journal*, vol. 22, pp. 80-107, 1943.
- [3] Woodward, P. M., "A method for calculating the field over a plane aperture required to produce a given polar diagram," *J. IEE*, vol. 93, pt. IHA, pp. 1554-1558, 1946.
- [4] Dolph, C. L., "A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beamwidth and side-lobe level," *Proceedings of the I.R.E. and Waves and Electrons*, 1946.
- [5] Taylor, T. T., "Design of line source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 3, pp. 16-28, 1955.
- [6] Taylor, T. T., "One parameter family of line sources producing modified $\sin(\pi u)/\pi u$ patterns," *Hughes Aircraft Co. Tech.*, Mem. 324, Culver City, Calif., Contact AF 19(604)-262-F-14, 1953.
- [7] Mikovica, M. and Nestic, A., *CAD for Linear and Planar Antenna Arrays of Various Radiating Elements: Software and Users' Manual*, Artech House, Inc., 1991.
- [8] Mailloux, R. I., *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House Inc., 1994.
- [9] Orchard, H. J., Elliot, R. S. and Stern, J. G., "Optimizing the synthesis of shaped beam antenna patterns," *IEE Proceedings*, Pt. H, vol. 132, pp. 63-68, 1985.
- [10] Ölen, C. A. and Compton, R. T., "A numerical pattern synthesis algorithm for arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, pp. 1666-1676, 1990.
- [11] Er, M. H., "Linear antenna array pattern synthesis with prescribed broad nulls," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, pp. 1496-1498, 1990.
- [12] McNamara, D. A., "Direct synthesis of optimum difference patterns for discrete linear arrays using Zolotarev distributions," *IEE Proceedings*, Pt. H, vol. 140, pp. 495-500, 1993.
- [13] Jiao, Y. C., Wei, W. Y., Huang, L. W. and Wu, H. S., "A new low-side-lobe pattern synthesis technique for conformal arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, pp. 824-831, 1993.
- [14] Sim, S. L. and Er, M. H., "Constrained optimization technique for general array pattern synthesis," *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 861-862, 1996.
- [15] Shpak, D. J., "A method for the optimal pattern synthesis of linear arrays with prescribed nulls," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, pp. 286-294, 1996.
- [16] Buckley, M. J., "Synthesis of shaped beam antenna patterns using implicitly constrained current elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, pp. 192-197, 1996.
- [17] Akdağlı A. ve Güney K., "Temel genetik algoritma kullanarak lineer anten dizi sentezi," 1998, Çukurova Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi 10. Yıl Sempozyumu bildiri kitabında basılmak üzere kabul edilmiştir.
- [18] Glover, F., "Tabu search part I," *ORSA J. Comput.*, vol. 1, no. 3, pp. 190-206, 1989.
- [19] Glover, F., "Tabu search part II," *ORSA J. Comput.*, vol. 2, no. 1, pp. 4-32, 1990.
- [20] Karaboğa, D., Güney, K., and Akdağlı, A., "A new effective side length expression obtained using a modified tabu search algorithm for the resonant frequency of a triangular microstrip antenna," *International Journal of Radio Frequency and Microwave Computer Aided Engineering*, vol. 8, no. 1, pp. 4-10, 1998.

FARKLI SES TRANSMİSYON SİSTEMİNİN TELEVİZYON YAYINCILIĞINDA KULLANIMI

N. Erol ÖZGÜNER - Arif DOLMA
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
41100 Kocaeli
E-mail: erolozg(«),kou.edu.tr
adolma(\$kou.edu.tr

ABSTRACT

in this study how the video on TV screen which can be watched and listened with different sounds has been examined. This system producing technology of IC (Integrated Circuit) has been using subcarrier (SC) modulator and demodulator. If the viewer pressing a key of handset wants he can watch the video with Turkish, English, German, French dubbing etc. in this system. Furthermore how the sounds are transmitted, received and demodulated with subcarrier modulator and demodulator has been examined with block diagrams, frequency characteristics that their value has been given.

1. GİRİŞ

Görüntüleri ya da resimleri iletme fikri ilk olarak 1880'lerde denenmiştir. Bu yıllarda Alman bilim adamı Paul Nipkow, güçlü bir ışık kaynağı ile özne arasına yerleştirilmiş dönen diskler kullanarak deneyler yürütmüştür. Nipkow'un bu ilk denemelerinde görüntüler güçlükle seçilebiliyordu. Buna karşılık Nipkow'un tarama ve senkronizasyon ilkeleri bugün hala kullanılmaktadır. (1)

1925 yılında A.B.D.'de Francis Jenkins ile İngiltere'de John. L. Baird'in vakum tüplü yükselleçleri ve tarama diskleri ile görüntü seçilebilir nitelikteydi ancak hala kalite çok düşüktü. 1933 yılında Amerika Radyo Şirketi (Radio Corporation of America, RCA) Vladimir K. Zworykin 'in geliştirdiği elektronik bir tarama tekniği kullanan bir televizyon sistemini duyurdu. Sistem mekanik olarak hareket eden parça gerektirmiyordu. Temel olarak günümüzde de bu sistem kullanılmaktadır. 1941 yılında A.B.D.'de monokrom (siyah-beyaz) televizyon sinyalleri ticari yayını başladı. (1)

1941 yılından bu yana resmi olarak süren televizyon yayıncılığı hergün elektronik teknolojisinin ilerlemesine paralel olarak bir gelişme göstererek çok büyük ilerlemeler kaydetti. Bu büyük ilerlemeler resim

kalitesinin artmasına yönelik olduğu gibi, resme yönelik seslerle de ilgili oldu. İlk kez 1947'de General Electronic Corporation'dan R. B. Dome, televizyon yayıncılığında, bugünde kullanılan taşıyıcılar arası ses iletimi yöntemi üzerinde çalışmış ve bunu önermiştir. Aynı görüntü üstüne farklı seslerin tercihi ile yapılan yayıncılık, özellikle 1995 yılının sonları ve 1996 yılının ortalarına doğru geniş anlamda uygulanmaya başladı. Halen Eurospor1 televizyon kanalı Almanca ve İngilizce, NBC televizyon kanalı İngilizce, Almanca ve Fransızca olarak yayınların izleyicilerine ulaştırmaktadır. Her geçen gün diğer televizyon kanalları yayınlarını kendi dilleri dışındaki diğer dillerde de dublajlayarak daha geniş izleyici kitlelerine, anlayabilecekleri dillerde ulaştırma çabası içindedir. Bu çalışmalar sayesinde insanlar özellikle uydu yayınlarında kendilerine daha yakın bir dili seçme şansını yakalamaktadırlar. Örneğin Eurospor1 spor kanalında yayınlanan bir spor müsabakasını kanalın orijinal sesi olan Almanca ile dinlemek yerine kişi bildiği dil olan İngilizcede seçim yaparak müsabakayı izleyebilmektedir.

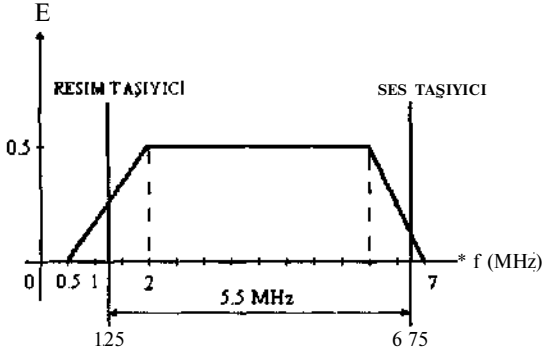
Alltaşıyıcılar (Subcarrier) olarak adlandırılan ve ana taşıyıcıyı modüle eden, daha önceden dar bir aralıkta, ölçülen bir büyüklükle modüle edilmiş frekans taşıyıcıları ile bugün birden fazla ses bilgisini vericiden alıp alıcılara iletmek mümkün olmaktadır. Hatta aynı kanala ait radyoların yayınlarını da bu sistemle televizyon alıcısından dinlemek mümkündür. Örneğin ülkemizde Show TV 'ye ait bir görüntüde ses tercihi görüntüye ait ses yerine yine aynı kanalın frekans bandından yayın yapan Kiss FM veya bir başka radyodan yana kullanabilirsiniz.

Bütün bu anlatılanlardan sonra sistemi daha iyi anlayabilmek için verici ve alıcıdaki ses ve resmin taşınması ile ilgili frekans değerleri konu içinde ayrıntılarıyla açıklanmıştır. Ancak konunun daha iyi anlaşılabilmesi için genelden özele indirgeyerek anlatımı yolu seçilmiştir. Dolayısıyla öncelikle resim ve sesin nasıl gönderildiği ve alındığı incelenecek daha sonra asıl konu olan farklı ses bilgilerinin aynı resim üstünde nasıl seçilerek dinlenebildiği anlatılacaktır.

2. FREKANS BANDLARI

Televizyon band genişlikleri her ülke için ayrıdır. Resim taşıyıcı frekanslar genellikle genlik modülasyonludur. Ses frekans taşıyıcıları da genellikle genlik ve frekans modülasyonlu olmak üzere iki çeşittir.

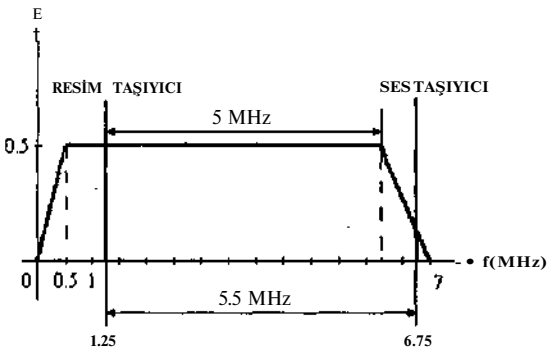
Ülkemizde televizyon alıcı ve vericileri Orta Avrupa CCIR (Consultative Committee International Radio) standartlarına uygun olarak resim taşıyıcısı genlik modülasyonlu, ses taşıyıcısı da frekans modülasyonlu olarak gönderilmektedir. Resim vericisinin kanal genişliği 5 MHz, resim taşıyıcı ile ses taşıyıcı arasındaki band genişliği 5.5 MHz ve kanal genişliği de VHF bantlarında 7 MHz, UHF bantlarında ise 8 MHz'dir.



Şekil -1: VHF Bantlarında çalışan verici kanalı

Resim taşıyıcısının üst kenar bandı 5 MHz'e kadar sağ tarafa sarak uzanabildiği halde alt kenar band 0.75 MHz kadar sola sapabilir. Bundan dolayı alt kenar band süzülerek alınır. Verici yardımıyla taşıyıcının üst kenar bandı görülebilir. Buna simetrik olmayan gönderme sistemi denir. Bu durumu Şekil -1'de gösterilmiştir.

Simetrik olmayan TV vericilerinde ses taşıyıcı frekans sapması 50 KHz'dir. Simetrik olmayan sinyal, alıcıya geldiği zaman alıcının resim kanalının karşıt karakteristiği Şekil -2'de gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi resim alt kenar bandı meyilli olarak kesilmiştir. Yalnız üst kenar bandı alıcımız tarafından alınmaktadır (2).



Şekil -2: Alıcı resim kanalının karşıt karakteristiği

3. S/C TÜRLERİNE GÖRE ALICI ve VERİCİLER

Televizyon sistemlerinde alıcı ve verici tarafındaki resim ve ses taşıyıcılarının frekans değerlerini gösterdikten sonra konumuzu biraz daha öze indirgeyebiliriz. Televizyonların alıcı ve vericilerinde kullanılan alttaşıyıcılar, görüntü üstündeki sesleri dinleyebiliriz ve bu alttaşıyıcı türlerine göre de bir sınıflama (ses taşıyıcı frekanslarına göre) yapabiliriz. Buna göre şu anda kullanılan alıcı ve verici sistemlerinde 0 çeşit alttaşıyıcı karşımıza çıkmaktadır. Bunlar:

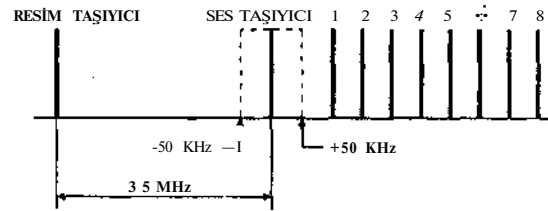
- FM S/C
 - Analog S/C
 - Digital S/C
- olarak sınıflandırılabilir.

3.1. FM S/C :

Şu anda hemen hemen hiç kullanılmamakla cılan bir sistemdir. Uluslararası ve ulusal bazda yayın yapan hiçbir televizyon kuruluşu bu sistemi kullanmamaktadır. Çünkü bu sistemde ses taşıyıcı frekans sapması 455 KHz 'dir. Bu oldukça geniş bir bant olduğundan gerek ses, gerekse görüntü kalitesi bakımından şu an kullanılan sistemlerin kalitesinden oldukça uzaktır. FM S/C modülatör ve demodülatörleri kullanılan televizyon sistemlerinde ses mono olarak elde edilmektedir. Fiyatı 400-500 \$ civarındadır.

3.2. Analog S/C :

Ülkemizde Show TV hariç bütün ulusal ve bölgesel kanalların kullandığı S/C türüdür. Bu sistemde ses taşıyıcı frekans sapması 100 KHz 'dir. Ses mono olarak elde edilmektedir. Böyle bir sistemde kullanılan S/C 'lerin fiyatı 1400 \$'dır. Bu sistem kullanılarak birden fazla ses bilgisi ile yapılan frekans karakteristiği Şekil-3 'te gösterilmiştir.



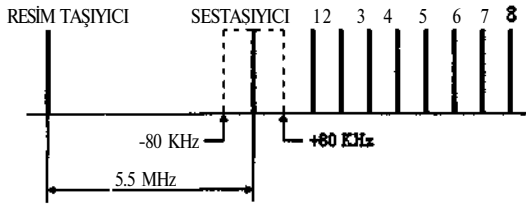
Şekil -3: Analog S/C Frekans Karakteristiği

- Mono 1 7.02 MHz
- Mono 2 7.20 MHz
- Mono 3 7.38 MHz
- Mono 4 7.56 MHz
- Mono 5 7.74 MHz
- Mono 6 7.92 MHz
- Mono 7 8.10 MHz
- Mono 8 8.28 MHz

Yukarıda belirtilen ses kanallarının herbirinden farklı ses bilgisi gönderilerek mono bir ses yayını ve farklı seslerle yayın gerçekleştirilebilir. Daha sonra anlaşılacağı gibi izleyici dilerse mono 1'deki Türkçe yayını dilerse mono 2'deki İngilizce yayını veya örneğin mono 5'deki o kanala ait bir radyo istasyonunu dinleyebilir.

3.3. Digital S/C :

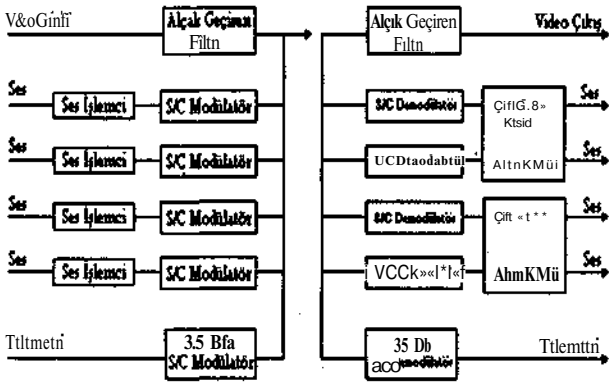
Televizyon tekniğinde sesle ilgili olarak gelişen en son teknoloji Digital S/C 'lerdir. Bu sistemde televizyonlar stereo olarak ses yayını yapabilmektedirler. Ancak analog sistemlere göre üstünlüğü şu şekilde açıklanabilir: Analog sistemlerde yukarıda da belirtildiği gibi ses taşıyıcı frekans sapması 100 KHz 'di. Burada normal olarak stereo yayında bant genişliğinin 200 KHz olması gerekirken teknolojik gelişmelerle 160 KHz'e kadar indirilmiştir. Digital S/C 'lerle yapılan ses yayını son derece kalitelidir. Ülkemizde ulusal ve bölgesel televizyon kanallarının bu sisteme geçmek için çalışma içinde oldukları bilinmektedir. Digital S/C 'lerin maliyeti 10.919 \$ 'dır. Analog S/C 'lerle aradaki maliyet farkı yaklaşık 10 kattır. Digital sisteme ait frekans karakteristikleride aşağıdaki gibidir :



Şekil -4: Digital S/C Frekans Karakteristiği

Stereo A	7.02 ve 7.20 MHz
Stereo B	7.38 ve 7.56 MHz
Stereo C	7.74 ve 7.92 MHz
Stereo D	8.10 ve 8.28 MHz

4. Farklı Ses Transmisyon Sistemleri



Şekil -5: Farklı Ses Transmisyon Sistemlerinin Alıcı-Verici Blok Diyagramı

Farklı ses transmisyon sistemleri (Discrete Audio Transmission System) televizyon teknolojisinde en son gerçekleştirilen yeniliklerden biridir. Bu sistem sayesinde çok daha geniş yelpazede insan topluluklarına ulaşılabilmiştir. Sistemin daha önceki televizyon sistemlerinden kapsam olarak bir farkı yoktur. Yalnızca bu sistem, ana ses taşıyıcı işaretinden sonra daha önceleri kullanılmayan frekans bölgelerine sıkıştırılmış olan ses bilgilerini yerleştirerek aynı anda daha fazla ses bilgisini göndermeyi gerçekleştirmiştir. Yukarıda farklı

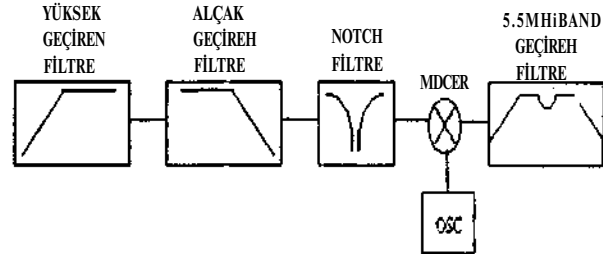
ses transmisyon sistemlerinin blok şeması verilmiştir (3).

Blok diyagram iki bölümden oluşmaktadır. Bunlar alıcı ve verici kısımları. Blok diyagramda gösterilen *Alçak Geçiren Filtre* video girişine gelen işareti filtre ederek çıkışa gönderir. *Ses İşlemci* ise gönderilecek ses bilgisi modüle edilmeden önce sıkıştırarak daha dar bir bantta gönderme yapılmasını sağlamaktadır. *Ses S/C modülörferi*, uydu, mikrodalga ve fibroptik transmisyon sistemlerinde kullanılmaktadır. Bu sistemde Ses işlemciden gelen ses bilgisini 15 KHz, 7.5 KHz ve 3.5 KHz ses bant genişliğine uygunlaştırılarak sesi FM'li olarak modüle eder ve çıkışa gönderir. Çıkışta ses ve resim işareti birleştirilir ve vericiden o şekilde gönderilir. Sistemdeki *3.5 KHz S/C modülör*, uygun bir kodlama yaparak istenilen uzaklığa transmisyonun gerçekleştirilmesini sağlar.

Blok diyagramın alıcı kısmındaki *Alçak Geçiren Filtre*, (ki buna resim çatı filtreside denir) birlikte gönderilen ses ve resim işaretlerinden resim işaretini ayırarak bir filtrelemeye tabi tutar. İşaretin geçirme ve durma bandı sınırlan çok belirgindir ve bu sınırlar kullanıcı kuruluşun isteklerine ve o bölgedeki frekans tahsis planlarına göre düzenlenebilmektedir. *Ses demodülörleri* modüleli ses bilgilerini alarak demodüle eder ve herbir blok çıkışında tek bir ses bilgisi olarak çıkışa aktarır. *3.5 KHz demodülör*, bir darbant, kristal tetiklemeli ve 3.5 KHz genişliğindeki bir alttaşıyıcı bant genişliğine ayarlanabilir demodülördür. Alttaşıyıcı frekans seçimi kristal kontrollü olarak yapılır. Demodülörün girişinde bileşik işaret sinyali vardır. Ancak demodülör çıkışında yalnızca ses işaretini görürüz. Mikrodalga uygulamalarında modüleli bir telemetri bilgi işareti 3.5 KHz'lik bir ses kanalı için kullanılır. *Çift gürültü kesici*, girişlerinde aşırı bir gürültü olsa bile çıkışında, gürültüsü bastırılmış iki ses kanalı vardır. Burada eğer herhangi bir sebeple ses kanallarından birisine fazla bir gürültü gelirse o kanalı kapatarak gürültü devam ettiği müddetçe ikinci bir ses kanalından yayının devamına imkan verir (3).

Blok diyagramın çıkışında da görüldüğü gibi çıkışta bir tek resim ve 4 farklı ses işaretinin olduğu görülmektedir. 4 adet olması stereo olmasından yani sesi Left (L) + Right (R) diye ikiye ayırarak vermesinden kaynaklanmaktadır. Mono sistemlerde bu ses çıkış adeti 8 'dir.

S. S/C Demodülörlerin İncelenmesi :



Şekil -6 : S/C Demodülörler

S/C demodülatörlerin çalışması, temel prensipler açısından S/C modülatörlere benzediği için bu bölümde sadece S/C demodülatörlerin anlatılması yeterli olacaktır.

Yukarıdaki blok diyagramda görüldüğü gibi TV sistemlerinde ses işareti FM modüleli olduğundan doğal olarak, demodülasyon aşaması, bilinen FM demodülasyonundan farklı değildir (4). Girişte alınan işaret Ses ve Resim taşıyıcılarının birlikte gönderildiğini ve aradaki frekans farkının her zaman 5.5 MHz olduğunu düşünerek önce bir lihighpass (Yüksek geçiren) filtreden daha sonra bir low-pass (Alçak geçiren) ve son olarak da bir Notch Filtreden (frekans cevabında V şeklinde bir vadi yaratan band geçirmeyen filtre) geçirilerek vericideki işaret bandımız elde edilmiş olur. Bu işaret mixerde osilatör frekansıyla karşılaştırılarak IF yükselteçlerine iletilir. Sonrası ise bildiğimiz FM demodülayonun aynısıdır.

Burada temel konu izleyicinin kumandasının sadece bir tuşuna dokunarak aynı görüntüyü farklı dillerde izleyebilmesidir. Bunu ise şöyle açıklayabiliriz;

S/C Demodülatörlerinde kullanılan osilatörler VCO yani gerilim - kontrollü osilatörlerdir. Dolayısıyla izleyici uzaktan kumandası ile aynı görüntüyü bir başka dilde izlemek istediğinde tuşa dokunmasıyla birlikte VCO'nun frekansı değişmekte ve böylece PLL başka bir dildeki ses işaretinin frekansına kilitlenmektedir. Bu sayede VCO çıkışında yeni bir ses işareti frekansı elde edilmekte ve bu işaret mixerde giriş işaretiyle karşılaştırıldıktan sonra çıkışı aktarılmakta bir başka ses bilgisiyle aynı görüntü izlenmeye başlamaktadır. Bunu sayısal olarak örnekleyecek olursak, örneğin digital bir sistem için ; Başlangıç taşıyıcı ses frekansı 7.02 MHz 'dir ve son taşıyıcı ses frekansı 8.28 MHz olduğuna göre ,

$f_r = f_w - f_{L0}$, IF frekansı 10.7 MHz 'e akortlu olduğuna göre

$$10.7 = f_{L0} - 7.02$$

$$f_{L0} = 17.9 \text{ MHz ve}$$

$$10.7 = f_{L0} - 8.28$$

$$! f_{L0} = 18.98 \text{ MHz'dir.}$$

Yani osilatör frekansı 17.9 MHz ve 18.98 MHz arasında değişmektedir. Bu değişimlerde yukarıda açıklandığı gibi kumandadan gelen sinyalle osilatör geriliminin değişmesi ve osilatörün değişen gerilime karşın bir frekans üretmesi ile elde edilmektedir.

6. SONUÇ

Kitle iletişim araçları olarak adlandırılan araçlar arasında en önemli yeri, radyo ve televizyon almaktadır. Görsel ve işitsel bir araç olması, değişik türde çekici programlar sunulması, kolay anlaşılabilir olması, önemli bir fiziksel enerji harcamadan zaman geçirilmesi, daha büyük kitlelerin televizyona bağlanmasını sağlamıştır (5).

Bütün bu gelişmelerde televizyon sektörünün gerek elektronik gerekse diğer yönlerden sürekli bir gelişme, sürekli bir aşama içinde olmasını gerekli kılmıştır. Son yıllara kadar TV sektöründe hep resim kalitesinin yükseltilmesi üzerine çalışmalar yapılmaktaydı. Resim kalitesi belli bir standarta ulaşınca artık sadece kaliteli bir resmin değil kaliteli bir sesin de izleyici tarafından aranan özellikler olduğu saptanmış, bu noktada televizyon yayınlarında son yıllarda en önemli gelişmelerden biride farklı ses transmisyon sistemleri üzerindeki çalışmalardır. Bu gelişme pahalı olmasına rağmen getirdiği kalite ve daha fazla alternatiflerle cazibesi çok fazla olmuş ve hemen uygulamaya konulmuştur. Önümüzdeki günler televizyonculuk sektöründe çok daha önemli ve büyük gelişmelere açıktır. Çünkü elektronik ve haberleşme sektörü çok hızlı şekilde ilerlemektedir.

Bir televizyon yorumcusunun söylediği gibi "Eğer şu an bir televizyon satın alıp 5 yıl süreyle sürekli bu televizyonu kullanır ve sektördeki gelişmeleri de takip etmezseniz 5 yıl sonunda yeni alacağınız bir televizyonun uzaktan kumandasını bile kullanamaz hale geleceksiniz".

7. KAYNAKÇA

- [1] THOMASI, W. (1994), "Elektronik İletişim Teknikleri", Bölüm XII, s. 481-482, M.E.B. Yayınları
- [2] TAPLAMACIOĞLU, M.L., ÇOLPAN. A. (1986), "Televizyon Tekniği", Bölüm II, s. 42-43.
- [3] V/EGENER COMMUNICATIONS. "Technical Data. Multichannel Television Sound for STL Applications".
- [4] SATELLITE TRANSMISSION SYSTEMS INC. (June, 1992), "Audio/Video Modules and Mainframe Documentation", Book 12, Section 4, p.4-2
- [5] CAN, A. (1995), "Uydu Yayınlarının Üçüncü Dünya Ülkeleri Açısından Değerlendirilmesi", Kurgu Dergisi, s. 107-124.

MOBİL HABERLEŞME SİSTEMİNDE HETEROJENLİ

TRAFİĞİN İLETİLMESİ İÇİN ERİŞİM PROTOKOLÜ

Elçin GÖZELOV

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ondokuz Mayıs Üniversitesi

55139 Samsun

E-mail:elcing@SAMSUN.OMÜ.edu.tr

ABSTRACT

This is a short description of control transmission protocol of heterogeneous traffic in mobil communication system. This protocol associate token passing ,segment and synchron-casual accessprotocols.The working out protocol is provided adaptalion to variable traffic and high productivity in its wide diapason.

1. GİRİŞ

Günümüzde mobil haberleşme sistemleri dünyada ve aynı zamanda Türkiye'de geniş bir şekilde yaygınlaşmıştır. Bu sistemler, genellikle kullanıcılara telefon haberleşmesi imkanını sağlamaktadır.

Son zamanlarda bilgisayarların ve bilgisayar ağlarının hızlı gelişmesi ve yayılmasıyla ilgili olarak hareketli kullanıcıların (abonelerin), bu sistemlerle güvenli haberleşme yapmasına büyük önem verilmektedir. Heterojenli trafiğin mobil haberleşme sisteminde iletilmesi araştırmacılar ve kullanıcılar için büyük merak uyandırır. Radyo kanalın büyük taşıma gücü, paket şeklinde olan istenilen çeşitli bilgilerin iletilmesi için mobil haberleşme sistemlerinin kullanılmasına olanak sağlar. Mobil haberleşme sistemlerinin mimari yapısında genel problem, kullanıcıların ortak radyo kanalına çok sayılı girmesidir. Çeşitli bilgilerin gecikme süresine farklı sınırlar koyulduğu için, mobil haberleşme sistemlerinde radyo kanalını ayıran ve bilgilerin üstünlüğünü kaydeden erişim protokollerinin oluşturulması önemlidir. Oluşturan protokoller değişen trafiğe uyumlu olmalıdır ve onun değişme sınırında yüksek verim sağlanmalıdır.

2.MOBİL HABERLEŞME SİSTEMİNİN FİZİKSEL YAPISI

İncelenen mobil haberleşme sisteminin fiziksel yapısının esas elemanları:yerel istasyonlar (Yİ),hareketli kullanıcılarda olan abone istasyonları (Aİ) ve onları bağlayan fiziksel ortam - haberleşme radyo kanalı. Yerel istasyonlar, bölgenin merkezi istasyonuna telli haberleşme kanalları ile bağlıdır. Merkezi istasyon hareketli kullanıcıların genel hizmet telefon şebekesine bağlanmasını sağlar. Abone istasyonu demekle, terminalin

ve data iletim donanımının işlemlerini oluşturan tekniği ve program desteklerinin toplamı anlaşılmalıdır. Mobil haberleşme sisteminde kullanılan radyo kanalının türü çok sayılı girişli ve çıkışlı (çok sayılı-yayımlı) kanaldır. Her hücrenin sınırlarında Aİ'ler birbirine ve Yİ'a ortak olan bu kanal ile bağlanırlar. Böyle topolojik şema tam bağlantılı şema olarak adlandırılır ve bu topolojik şemanın telli analog — taşıt (bus) türlü topoloj isidir. Her bir hareketli kullanıcı karışık trafiği (paket şeklinde olan konuşma ve data) iletebilir ve alabilir. Bundan başka ,tüm hareketli kullanıcıların Yİ-da olan data tabanlarına bağlantı imkanı vardır. Bir hücrenin sınırlarında radyo kanalına girmesi ve iletimin yapılması için At ve Yİ token passing.segmentli ve senkron-tesadüfi (synchron ALOHA) erişim protokollerini birleştiren karışık erişim protokolünü kullanmaktadırlar.

3.KARIŞIK ERİŞİM PROTOKOLÜ

Birleştirilen erişim protokollerine bakalım. Token bus türlü sistemde kanala girme izni alan istasyon, paketin sonunda mantıksal halkada bulunan komşu istasyona token paketini (kanala erişim izin komutu) gönderir[1].

Segment protokollü sistemde her istasyon,kendi sırası geldiği halde, bu istasyonu o anda kullanıcı gibi tanıtan kanala kontrol paketini iletir. Diğer istasyonlar bu pakete göre kendi çalışmasını senkronlarlar. Bu pakette istasyonun çalışma rejimi hakkında bilgiler olur. İstasyonun belleğinde iletim için paket varsa.o kontrol paketinden sonra kanala bilgi paketini iletir[2,3].

Senkron ALOHA sisteminde iletim için hazır paket varsa,her istasyon yakın zaman aralığında $q < 1$ erişim olasılığıyla onu iletir. Aynı anda kanala birkaç istasyon iletim için girerse, çarpışma olur. Çarpışma sorunu, birden farklı olan erişim olasılığıyla kanala tekrar girilerek çözümlür.

Karışık erişim protokollü mobil haberleşme sisteminde Y* 'nu ve Aİ'ları kendi hücre sınırında aşağıdaki gibi çalışırlar. Her Aİ'da ve Yİ'da iki bellek vardır;belleğin biri (bunu bellek-1 olarak adlandıralım) konuşma paketlerinin.diğeri

ise data paketlerinin (bunu bellek-2 olarak adlandırılm) saklanması için kullanılır. Kendi hücrenin sınırlarında yerel ve abone istasyonları çalışma algoritmasının blok şeması şekil 1.'de verilmiştir.

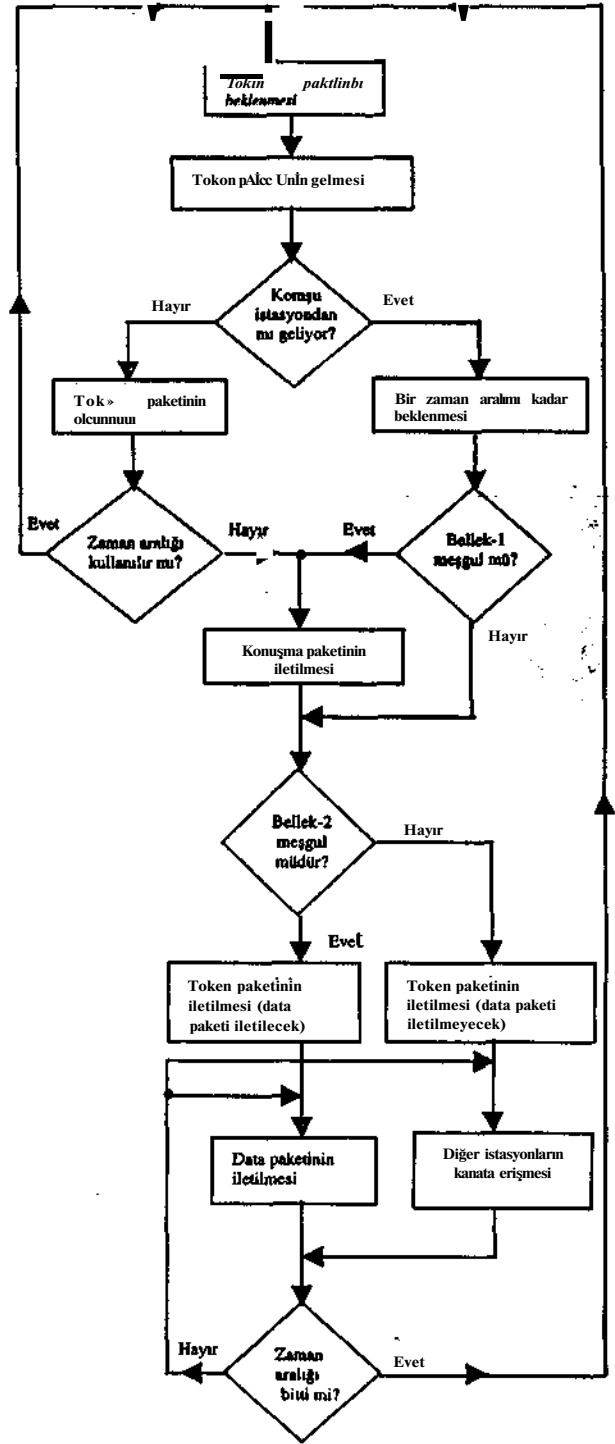
Her istasyon token paketi aldıktan ve bir zaman aralığı bekledikten sonra kanala erişim imkanını kazanır. Kanala erişim imkanını kazanan istasyonun bellek-1'de paketi varsa, çok sayılı-yayımlı kanala paketi iletir. Bundan sonra istasyon kendi çalışma rejimi hakkında bilgi içeren token paketini kanala iletir. Bu pakette, ondan sonra gelen zaman aralığında data paketinin iletilip iletilmeyeceği hakkında diğer istasyonlara bilgi oluşur. Böylelikle diğer istasyonlar o anda iletim yapan istasyonun data paketinin iletilmesi için ayrılmış zaman aralığının meşgul veya boş olduğu hakkında bilgi alırlar. Bu durumda token paketinde IEEE 802.4 standardına [1] uygun 7 sahaya ilave olarak bir kontrol sahası daha eklenir. Bu saha token paketinde bir baytlı (00001000) sahadan sonra yerleştirilir. Kontrol sahasında, istasyonun belleğinde data paketinin olup olmadığı hakkında bilgi olur. Bu paketin olup olmaması kontrol sahasında aşağıdaki gibi gösterilir:

- MEŞGUL (data paketin olması)
- BOŞ (data paketin olmaması)

Eğer data paketinin iletilmesi için ayrılmış zaman aralığının sahibi olan istasyon tarafından meşgul edilirse, diğer istasyonlar bu aralıkta kanala çıkmazlar. Eğer bu zaman aralığı, sahibi olan istasyon tarafından kullanılmıyorsa, belleklerinde konuşma paketleri olan istasyonlar bu aralıkta senkron tesadüfi protokole uygun olarak onu ele geçirmeye çalışırlar. Yani $q < 1$ erişim olasılığıyla, bu zaman aralığında konuşma paketlerini iletmeye çalışırlar. Bakılan bu zaman aralığı bittikten sonra token paketini saklayan istasyon kanala çıkabilir.

4. SONUÇLAR

Böylelikle, her istasyonun sistemin çalışma devresinde kendisinin iki zaman aralığı vardır. Biri konuşma paketinin, diğeri data paketinin iletilmesi içindir. Data paketleri için ayrılmış ve zaman aralıklarının sahibi olan istasyonlar tarafından kullanılmayan N-1 (N - A1 'un sayısı ve bir Y1) zaman aralıklarında, her istasyon kendi konuşma paketlerini iletebilir. Sonuçta kanalın kullanma katsayısı ve sistemin verimi artar.



Şekil 1. Yerel ve abone istasyonların çalışma algoritmasının blok şeması

5. KAYNAKÇA

- [1] ANSI/IEEE 802.4 Standard -1985.Token-passing Bus Access Method and Physical Layer Specification.//IEEE Press, 1985.
- [2] Gezalov,E.B.,The models of data transmission in local network of distributed automatical control systems of technological process.//Journal of High Graduate Schools "Oil and gas",N3.-Baku,1995,p.p.60-63.
- [3] Gezalov,E.B.,Mamedov,E.N.,Modelling of hibrid packet network.//Proceedings of the 2 nd International Conference on Satellite communications.-Moscow,1996.- p.p. 188-194.

FİBER-RADYO SİSTEMLERİNDE OPTİK METOTLARLA MİLİMETRE DALGA SİNYAL ÜRETİMİ VE MODÜLASYONU

Dr. Gökalp KAHRAMAN ve Engin KARATEPE
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ege Üniversitesi, 35100 Bornova, İzmir
alp@photonics.ege.edu.tr, engin@photonics.ege.edu.tr

ABSTRACT

This paper describes millimeter-wave signal generation and modulation by using optoelectronic techniques. The wireless Communications based on fiber-radio technologies are expected to find an increasing role in telecommunication netw/orks over the next decade. Radio over fiber systems utilize optical fiber transmission to deliver radio signals directly to free space. Deployment of this systems are dependent on the development of efficient and straightforward optical generation, modulation and transmission of millimeter wave signals.

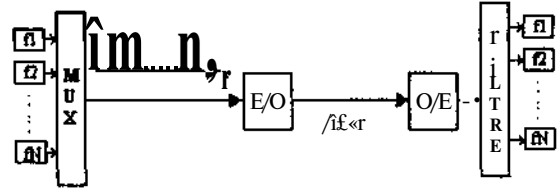
1 GİRİŞ

Bu makalede opto-elektronik metotlarla milimetre dalga frekanslarını üretme ve modüle etme teknikleri tanıtılacaktır [1]. Fiber-radyo teknolojilerine gösterilen ilgiyi telsiz mobil haberleşme sistemlerinde gittikçe daha yoğun veri sıklıklarının kullanılma ihtiyacı (geniş bant ISDN ağlara bağlantı gibi) ve mikrodalga (cm-dalgaboylu) sistemlerindeki frekans bant darboğazı tetiklemektedir [2].

Genel olarak bu sistemlerde bilgi sinyalleri fiber-optik ortamda taşınmakta ve milimetre dalgaboylu taşıyıcı radyo sinyalleri opto-elektronik tekniklerle üretilerek antenlerden yayınlanmaktadır [3]. Uygulamalara bağımlı olarak, radyo sinyalleri VHF, UHF, mikrodalga veya milimetredalga olabilir. Optik fiber düşük kayıp, yüksek frekanslarda çalışma ve geniş band aralığı sağladığı için ideal bir iletişim sistemidir [4]. Radyo sinyalleri doğrudan iletildiğinden anten ünitesinde yüksek frekans (60GHz) radyo taşıyıcı sinyallerinin elektronik yollarla üretilmesine gerek kalmaz. Herhangi bir iletişim sisteminde iletim ortamının ebatı, montajı, bakımı, maliyeti ve düşük güç kullanımı büyük önem taşır. Fiber-radyo sisteminin avantajı, sistemin en pahalı ürünü olarak sadece bir merkez istasyonun bulunması ve merkezden uzak mesafede kalan birimlerde basit, küçük ebat ve düşük güç kullanımına imkan sağlamasıdır. Yüksek frekans sinyalinin üretildiği birimin merkezde olması çalışma kolaylığını artırır ve bu sinyalin birçok kullanıcı tarafından ortak kullanılmasını sağlar. Bunun yanında sinyallerin iletimi tek merkezden yapılabildiğinden sistemin güvenilirliği ve kararlılığı artar. Merkez istasyonda üretilen ışık merkeze bağlı çok sayıda bütün mahalli antenlere gideceğinden kuvvetlendirilmesi gerekir. Bu kuvvetlendirme

Erbium-Katki Fiber Yükselticiler (EDFA) ile yapılır [5].

Merkez istasyon ile mahalli istasyon arasındaki radyo sinyallerinin iletiminde fiberin geniş band aralığını kullanabilmek için çoğullayıcı alttaşıyıcı (SCM, Subcarrier Multiplexing) tekniği kullanılır. Mikrodalga frekans penceresindeki darboğaz, milimetredalga bölgesindeki 30-70 GHz frekansları arasındaki yeni frekans bandlarının kullanımını gündeme getirmiştir. SCM tekniği Şekil 1.1'de gösterilmiştir. Şekilde E/O elektrikten optiğe dönüştürücü ve O/E ise tersini belirtir.



Şekil 1.1 Çoğullayıcı alttaşıyıcı SCM sistemi

SCM sisteminde birçok değişik frekanstaki sinyaller (bilgisayar veya telefon sinyalleri, vb.) frekans bölmeli çoğullanır ve bu alttaşıyıcılar bir şekilde lazer diyodun ışığını modüle ederler. Bu bilgi sinyalleri analog veya dijital tabanlı olabilir. Böyle bir sistemde lazerin frekans cevabı, gürültüsü ve lineerliği bilgilerin sağlıklı bir şekilde iletimi için büyük önem taşır. Alıcı tarafında geniş-band cevabı olan fotodiyot ile optik sinyaller elektrik sinyallere dönüştürülür. Bu dönüşümden sonra istenen sinyaller elektrik filtresi ile seçilirler.

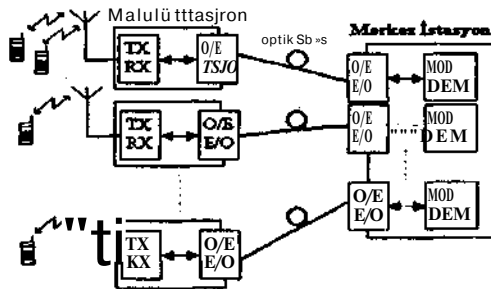
Bu frekanstaki sinyallerin atmosferdeki kaybının yüksek olması (60GHz'de 14dB/km) aynı band spektrumunu farklı mahallelerde tekrar tekrar kullanma imkanı verir. Böylelikle mahalli antenlerin erişim alanları küçültülüp (yaklaşık 200m çaplı bölgeler) kullanıcı sayısı artırılır. Bunun yanında milimetredalga frekanslarında yüksek anten kazancı elde edilebilmekte ve antende çok az bir güç yeterli olmaktadır. Bu özellikleri sayesinde milimetre-dalga radyo en uygun sistem olur. Böyle bir sistemde milimetre dalga sinyalinin üretilmesi ve algılanması için ucuz ve kaliteli metodlar geliştirilmeye çalışılmaktadır.

Milimetredalga sinyallerinin üretimi ve iletimi için bilinen mikrodalga teknolojilerini kullanmak çok yüksek kayıplı ve çok pahalı olmasından dolayı tercih edilmez. Bilinen mikrodalga tekniğinde uygulama alanına göre zemin band ya da ara frekans (IF) sinyalleri merkez istasyondan mahalli istasyona koaksiyal veya dalga kılavuzu üzerinden iletilir. Mahalli istasyonda tekrar bu sinyaller milimetredalga frekansına ötelenip güçlendirildikten sonra antenden yayınlanır. Tek ana merkezden kontrol edilecek olan sinyaller bu istasyondan uzaklaştıkça bozulurlar. Bu yüzden iletim sırasında sinyal

performasını yüksek tutabilmek için sık sık aralıklarda sinyalin yükseltilmesi ve düzeltilmesi (equalisation) gerekir. Bunun sonucu olarak mahalli istasyonlardaki elektrik donanım çok karışık ve pahalı olmaktadır. Mesafeler kısa tutulsa bile kullanılan elektriksel ortam elektromagnetik girişime maruz kalır.

Yüksek hızlarda modüle edilebilen modülatörler, ince bant genişlikli ve fiber ile entegre edilebilen yan-iletken lazerler, ve hızlı ve az parazitli fotodetektörlerin gelişmesiyle fiber-radyo bilhassa yoğun şehirlerde en yaygın haberleşme teknolojisi olacaktır. Fiber optik iletim sayesinde milimetredalga sinyali optik taşıyıcılarla doğrudan antene iletebildiğinden anten ünitesinde geniş bant aralıklı basit ve maliyeti düşük bir fotodetektör yeterli olur. Ana merkezde üretilen sinyal merkeze bağlı çok sayıdaki bütün mahalli antenlere gideceğinden kuvvetlendirilməsi gerekir. EDFA bu optik sinyalleri kuvvetlendirir ve sonra bu sinyaller fiber hat üzerinden bir çok antene iletilir.

Merkez istasyonda her mahalli istasyon için modülatör, demodülatör ve kontrol ünitesi bulunduğundan, mahalli istasyon sadece verici, alıcı, elektrik/optik (E/O) ve optik/elektrik (O/E) dönüştürücülerden oluşur. Böyle bir sistem temsili olarak Şekil 1.2'de verilmiştir.



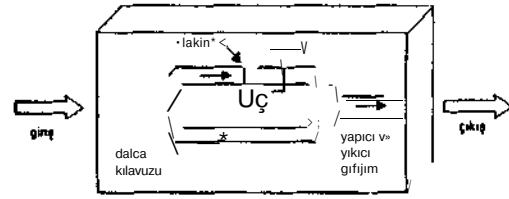
Şekil 1.2 Milimetredalga fiber-radyo sistemi

2 OPTİK MİLİMETRE DALGA ÜRETİM ve MODULASYON METOTLARI

Bu metotları tek lazerli, çift lazerli, ve DFB lazerli optik frekans kilitleme (DFBDOFLL, DFB optical frequency-locked loop) olmak üzere üç ana sınıfa ayırabiliriz. Fakat önce bir çok metotta kullanılan farklı harici modülatörler içinde en önemlilerinden biri olduğu için Mach-Zehnder modülatörünü kısaca açıklayacağız.

2.1 Mach-Zehnder Modülatörü

Lazerlerin doğrudan besleme akımı ile yapılan modülasyon hızları fiber-radyonun gerektirdiği 60-GHz frekans seviyelerine göre düşük kaldığından, lazer çıkışındaki ışık yüksek hızlarda çalışan harici modülatörlerden geçirilir [4]. Bunlardan bir tanesi de Şekil 2.1'de şeması verilmiş lityum-niobat gerilim kontrollü Mach-Zehnder (MZ) interferometredir.



Şekil 2.1 Mach-Zehnder Modülatör

MZ'ye gelen ışık iki eş dalga kılavuzuna yönlendirilir. Modülasyon MZ'nin içindeki iki dalga kılavuzundan bir tanesine elektrot yerleştirilerek sağlanır. Daha sonra bu iki dalga kılavuzundaki ışık tekrar MZ'nin çıkışındaki dalga kılavuzunda birleştirilir. Uygulanan gerilimle kırınım indisi değiştirilir ve bunun sonucu dalga kılavuzu yolunun efektif uzunluğu değiştirilerek iki koldan gelen ışık arasında 0 ile n arasında değişen faz farkları oluşturulur. Modülasyon mekanizması ve ortaya çıkan ışığın değişik olası spektrumları Şekil 2.2'de gösterilmiştir.

MZ modülatörünün çıkışında girişim sonucu ortaya çıkan elektrik alanı

$$E_c(t) = E_{giriş}(t) \cos\left(\frac{\pi V_{mod}(t)}{2 V_\pi}\right)$$

Burada $E_{giriş}(t)$ modülatöre girişte uygulanan elektrik alanı, V_π bir parametre ve $V_{mod}(t)$ modülatöre uygulanan modülasyon gerilimidir. Eğer modülasyon gerilimi

$$V_{mod}(t) = V_\pi(1 + e) + a V_x \cos(\omega t)$$

şeklindeyse, modülatör çıkışında elde edilen elektrik alan

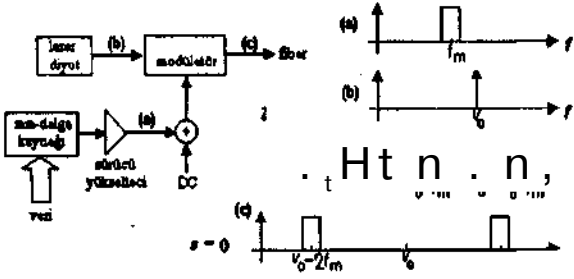
$$E_c(t) = \cos\left(\frac{\pi}{2} [(1 + e) + a \cos(\omega t)]\right) \cos(Q/\omega)$$

Burada s DC besleme parametresi, a bilgi sinyalini içeren sürücü katsayısı, ω sürücü frekansı, ve f_i açısal optik frekanstır. Bu son ifadenin Fourier serisi açıldığında

$$E_c(t) = \left[J_0\left(\frac{a}{2}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2} (1 + e)\right) \cos(Q/\omega) \right. \\ \left. - \frac{1}{2} J_1\left(\frac{a}{2}\right) \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} (1 + e) + s\right) \cos(Q/\omega + \omega t) \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{2} J_1\left(\frac{a}{2}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2} (1 + e) + s\right) \cos(Q/\omega \pm 2\omega t) \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{2} J_3\left(\frac{a}{2}\right) \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} (1 + e) + s\right) \cos(Q/\omega \pm 3\omega t) \right] + \dots \right]$$

Bu açılımda $e = 1$ alındığında $\cos(\frac{\pi}{2}(1 + e))$ ve $\cos(\frac{\pi}{2}(1 + e) + s)$ içeren terimler kalır ki frekansları $Q_1 = Q + \omega$ ve $Q_2 = Q - \omega$ olan iki optik taşıyıcı elde edilmiş olur. Bunların alıcı ucunda fotodetektörde girişimleri sonucu bilgi sinyalleri ile modüle edilmiş 2ω frekanslı mm-dalga taşıyıcı elde edilir. Bu teknikle örneğin elektronik olarak üretilmiş 15 GHz'lik bir mm-dalga kullanılıp mahalli antende 30 GHz taşıyıcı elde edilir. Eğer $s = 0$ ve $a J_0(a/2) = 0$ olacak şekilde ayarlanırsa f_i merkezli sinyal sıfırlanıp, fotodetektörde oluşan mm-dalga frekansı $4a >$ olur. Bu iki tekniğe sırasıyla $2f$ ve $4f$ frekans girişim metodu denir. Her iki metotta, aynı kaynaktan üretilen iki

optik taşıyıcı birbirinin aynı faz kaymasına sahip olduklarından girişim sonucu sıfırlanırlar ve bant kalınlığını genişletmezler.

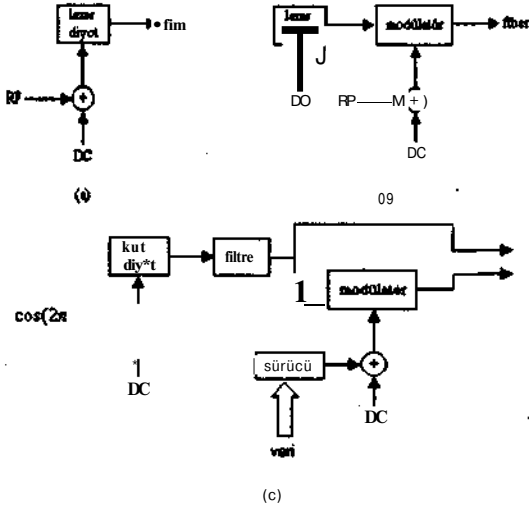


Şekil 2.2 Mach-Zehnder ile modülasyon tekniği ve frekans spektrumu

Oluşan bu yan bantların biri filtrelenip girişim yaptırmadan sadece sürücü frekansı co'da da taşıyıcı elde edilebilir, fakat bu durum sürücü frekansını 30 veya 60 GHz seviyelerinde olmasını gerektirir ki hem elektronik devrelerin lineerliği ve parazitliliği hem de MZ modülatorlerin kapasitesi buna henüz izin vermemektedir. Bu metoda doğrudan sürmeli Mach-Zehnder metodu denir.

2.2 Tek Lazer Metodu

Tek lazer yöntemi için dört değişik yol vardır; lazerin besleme akımı doğrudan modüle edilir (Şekil 2.3.a), lazer sürekli modda çalışırken harici bir modülator ile modüle edilir (Şekil 2.3.b), veya besleme akımı subharmonik frekanslarda modüle edilip ışığın FM yan bantları oluşturulur, girişim sonucu mm-dalga oluşturulacak iki yan bant filtrelenir ve harici olarak modüle edilir (Şekil 2.3.c).



Şekil 2.3 Tek lazerle RF sinyali elde edilmesi

Lazer besleme akımının doğrudan modülasyonu milimetre-dalga frekanslarında çalışmaya izin vermez. En hızlı lazerlerle bile modülasyon band aralığı ancak 20 GHz'lere kadar çıkabildiğinden 60GHz'lik fiber-radyo için yetersiz kalır. Lazerin lineer olmayan karakteristiğinden dolayı yüksek derece harmonik bozulmalar olur [6,7].

Mach-Zehnder modülatorü lazer ışığını mm-dalga sinyalleri ile modüle etmek çift data uygundur.

Bu modülator ile 15-20 GHz modülasyon frekanslarına çıkılabilmektedir. Bu metotta, bir önceki metoda kıyasla daha düşük harmonik bozulmaları görülür. Mach-Zehnder modülatorün daha yüksek frekanslarda çalışması istenildiğinde besleme ve sürücü gücünün artması gerekir. Bu ise besleme ve sürücü devrelerinin karmaşıklığına sebep olmakta ve maliyeti artırmaktadır. Bu yüzden doğrudan sürme tekniği yerine $2f$ veya $4f$ frekans girişim metodu ile lazer diyot ışığı modüle edilir [8].

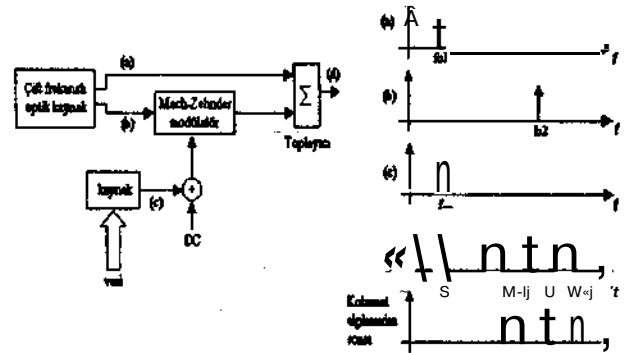
Üçüncü teknikte, besleme akımı Af frekansı ile modüle edilip, lazer ışığı spektrumunda arasında $2kAf = f_c$ olacak şekilde iki FM yan bantı filtre edilir ve $Q_c = f_c + kAf$ ve $Q_{l_2} = d - kAf$ frekanslarında iki optik taşıyıcı elde edilir. Bunlardan biri üzerine Mach-Zehnder modülator ile bilgi sinyalleri yüklenir, ve alıcı ucunda fotodetektörde girişim sonucu f_m frekanslı mm-dalga taşıyıcı oluşur. Eğer 60GHz isteniyorsa, besleme akımı 10 GHz ile modüle edilip $\pm 3.$ yan bantları seçilebilir. Bu teknikle 35GHz'te bant kalınlığı 10 Hz'ten küçük sinyaller üretilmiştir [9], [10].

Dördüncü teknikte Şekil 2.3c'de ışık kaynağı olarak çift modlu DFB lazer kullanılır. Bu metotta modların faz kaymalarını ahenkli kılmada problemler gözlenmiştir [11].

2.3 Çift Lazer Metotları

Bu metodlarda birbiri ile etkileşimde olan iki lazer kullanılarak aralarında istenen mm-dalga frekansı kadar fark olan iki optik taşıyıcı üretilir. Kılavuz-takipçi yan-band enjeksiyon, erbiyum lazerli optik frekans kilitleme (ERL-OPLL, erbium ring laser optical frequency-locked loop), ve 3-kontaklı DFB optik faz kilitleme (DFB-OPLL, distributed feedback laser optical phase-locked loop) olmak üzere üç değişik teknik vardır.

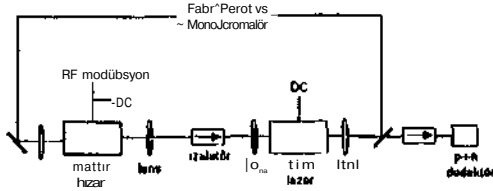
Bütün teknikler sonuç olarak çift frekansta ışık üretirler ve modlardan biri üzerine Mach-Zehnder modülatorü ile bilgi sinyalleri yüklenir (Şekil 2.4). Merkezde yüksek frekanslarda mm-dalga üretilmez, bilgi sinyalleri mm-dalgaya bindirilmez. Düşük frekansta (zemin band, ara frekans (IF), UHF ya da düşük mikrodalga) modülasyon yapıldığından modülatorün sürücü ve besleme güçleri daha küçük tutulabilir. Modülatorün lineer karakteristik göstermesi basit düzeneklerle elde edilebilir. Alıcı ucunda fotodetektörde oluşan girişim sonucunda kohorent bir şekilde milimetre-dalga sinyali elde edilir. [12]



Şekil 2.4 Çift optik modların düşük frekans modülasyonu

2.3.1 Kılavuz-Takipçi Yan-Band Enjeksiyon Kilitleme

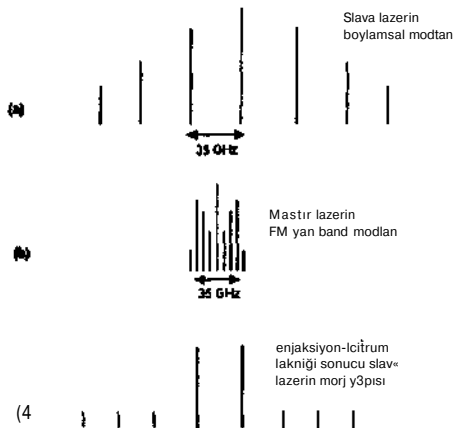
Şekil 2.5'de verilen düzende frekans modülülü kılavuz lazer takipçi lazerin iki modunu kilitler. Takipçi lazerin kazanç band aralığına düşen boylamsal iki modu kılavuz lazerin FM spektrumunda yer alan iki yan bant ile çakıştırılır ve beslenir. Böylelikle bu iki mod seçilerek güçlendirilir. Takipçi lazerden elde edilen ışık haricen modüle edilip alıcı ucunda hızlı bir fotodetektörde girişim sonucu mm-dalga elektriksel sinyallere dönüştürülür [13]–[15].



Şekil 2.5 FM yan-bant enjeksiyon kılavuz-takipçi tekniği

Bu metotla elde edilen milimetre sinyalinin istenen saflıkta yani bant aralığının olabildiğince dar olması için kılavuz lazerdeki iki mod haricindeki bütün modlarının bastırılması, lazer mod frekanslarının kaymaması, ve faz kaymalarının olabildiğince birbiri ile ahenkli olmasına çalışılır. Bu yüzden lazer ve optik yüzeyinden yansıyıp geri dönen istenmeyen optik geri beslemeleri önlemek için izolatör kullanılır ve şekildedeki optik geri besleme sağlanır.

Örnek olarak Şekil 2.6.a'da takipçi lazerin 35.1 GHz aralıklı boylamsal modları görülmektedir. Kılavuz lazer eşik değerinin üzerindeki bir de besleme altında örneğin 5.846 GHz frekansa sahip sinüzoidal gerilimli bir RF sinyali ile modüle edilir. Kılavuz lazerin çıkışında elde edilen FM yan bantları Şekil 2.6.b'deki gibidir. Kılavuz lazerde sıcaklık ayarı yardımıyla $n=3$ ve $n=-3$ FM yan bantları, takipçi lazerin istenen modları üzerine düşmesi sağlanır ve bu modların diğer modlara kıyasla daha çok büyümesi gerçekleştirilir.

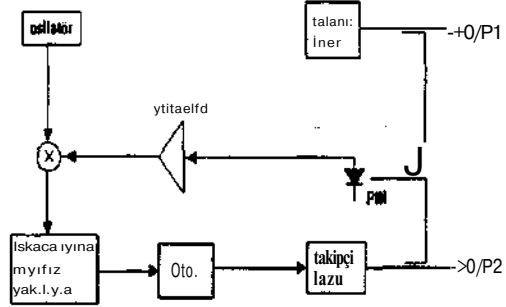


Şekil 2.6 FM yan-bant enjeksiyon kılavuz-takipçi tekniğinin spektrumu

Enjeksiyon-kilitleme sağlandıktan sonra takipçi lazerin çıkışı Şekil 2.6.c'deki gibi olur. Takipçi lazerden çıkan ışık alıcı ucunda 60 GHz band aralığına sahip hızlı bir fotodetektörle algılanır. Girişim sonucu elde edilen mm-dalganın 3dB'deki spektrum genişliği 10 Hz'den daha az olmaktadır [16].

2.3.2 ERL OFLL ve DFB OPLL Teknikleri

Şekil 2.7'da gösterilen her iki teknikte de birbiri ile ahenkli biri kılavuz diğeri takipçi olmak üzere iki tane lazer kullanılıp, aralarında istenilen mm-dalga frekansı kadar fark bulunan iki optik mod üretilir.



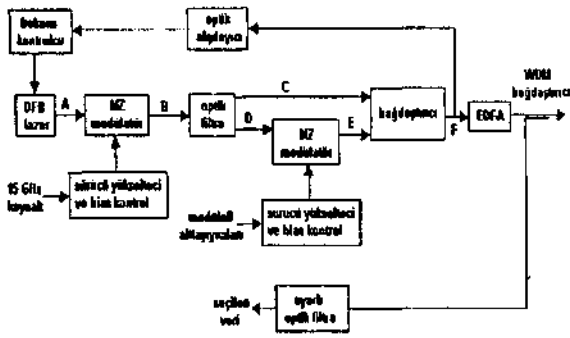
Şekil 2.7 ERB-OFLL veya DFB-OPLL teknikleri

Optik frekans kilitleme metodunda iki erbiyum halka lazeri (ERL) birbiri ile ahenkli bir şekilde frekans modüle edilir (yani mm-dalga frekansının bir alt harmoniği ile besleme akımları modüle edilir). Geri besleme mekanizması ortalama frekans kaymalarını takip edecek kadar hassas olup, faz kaymalarını takip edemez. Bu yüzden OFLL de üretilen iki modun bant kalınlıkları birbirinden bağımsız kalıp, girişim sonucu toplam etkisi gösterip elektrik sinyalinin bant kalınlığını artırır. OFLL standart ve çok pahalı olmayan DFB lazerler ile yapılabilir [17], [18], fakat bant kalınlıkları büyük olduğu için çok ince bant-kalınlığa sahip ERL'ler kullanılır. ERL'ler ile $2 \times 10 \text{ kHz} = 20 \text{ kHz}$ 'lik bant kalınlıkları elde edilebilmiştir [19]. Fakat ince bant kalınlığı bu ışığın fiber içinde uyarılı Brillouin saçılımı sonucu çok fazla güç kaybına uğraması ve ERL'lerin mod atlama yüzünden bu teknik tercih edilmemektedir.

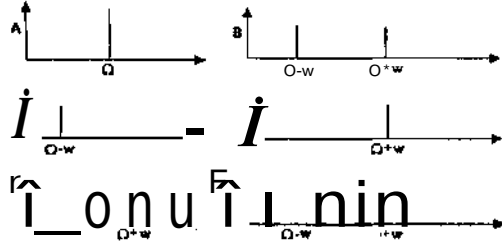
Optik faz kilitleme düzeneği OFLL ile aynı olmakla birlikte, geri besleme devresi faz kaymalarına da hassas olup üretilen modların fazlarını da ahenkli olarak birlikte kaymalarını sağlar. Böylece girişim sonucu anlık frekans farkları alındığından üretilen elektrik sinyalinde bu faz kaymaları etkisi çok az olur. OFLL'e göre bu üstün performansı ile birlikte 3-kontaklı DFB lazerleri gibi karmaşık ve pahalı teknolojiler gerektirir. Bu teknikle 30 GHz'lerde mili-Hertz bant kalınlıklarında elektrik sinyalleri üretilmiştir [20], [21].

2.3.3 DFB OFLL Tekniği

Bu teknikte tek lazerden 2f veya 4f girişim metodu ile çift mod ışık kaynağı üretilip, ikinci bir Mach-Zehnder modülatör kullanılarak bilgi sinyalleri düşük modülasyon frekanslarında modlardan birinin üzerine bindirilir. İki mod arasındaki frekans ve faz kaymasını düzenli kılıp ahenk sağlamak için opto-elektronik geri besleme yapılır. Çalışma düzeneği ve optik sinyal spektrumları Şekil 2.8 ve Şekil 2.9'da özetlenmiştir.



Şekil 2.8 DFU OFLL blok tekniği

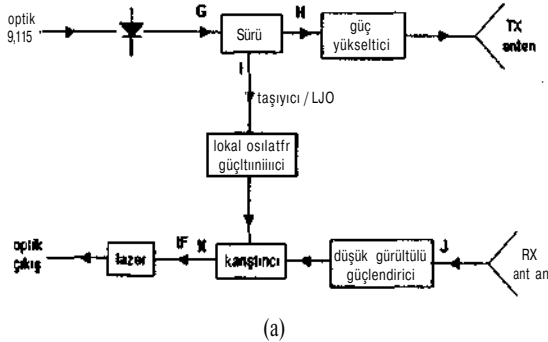


Şekil 2.9 DFB OFLL tekniğinde temsili sinyal spektrumu

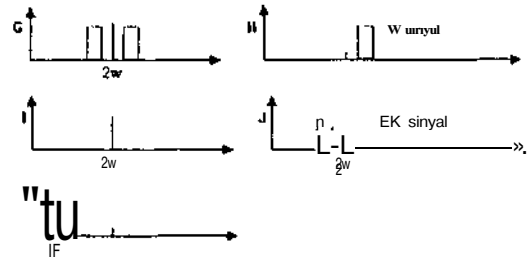
Bu teknik Avrupa Birliği ülkeleri çerçevesinde sürdürülen Mikrodalga Optik Çift Anten Hattı (MODAL, Microwave Optical Duplex Antenna Link) projesi kapsamında geliştirilip kabul görmüştür [12].

2.4 Mahalli Antende Alıcı Anten Ünitesi

Şekil 2.10'da fiber hat üzerinden gelen ışık fotodetektör tarafından algılanır ve bilgi taşıyan mm-dalga filtrelenip yükseltilerek antenden yayınlanır. Filtre aynı zamanda frekans erteleyici için gerekli mm-dalga frekansında osilatör sinyalini sağlar. Kullanıcıdan gelen 60 GHz'ten biraz daha düşük frekans merkezli sinyaller osilatörden gelen 60 GHz sinyalle 1-2 GHz'lik frekanslara ötelenirler. Bu düşük frekanslı sinyaller kolaylıkla ucuz bir lazeri doğrudan modüle ederler, ve aynı fiber hattından fakat farklı bir dalgaboyunda iletilirler. Merkez istasyonda dalgaboyu ayrıştırıcı ile seçilip fotodetektör devresinde algılanırlar ve filtrelerden geçirilip diğer kullanıcılara iletmek üzere yönlendirilirler.



(a)



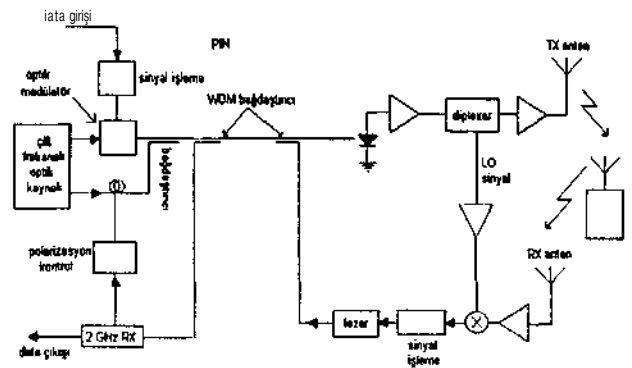
(b)

Şekil 2.10. a) Mahalli anten dü/eneği, b) Spektrumlar

2.5 Sisteme Genel Bir Bakış

Alt-taşıyıcı modülasyon temeline dayalı fiber-radyo haberleşme sistemlerinde istenen lineer karakteristiğin sağlanabilmesi için çift-frekanslı optik kaynak ve düşük frekanslarda çalışan optik modülatörlerin kullanılması en uygun yöntemdir. Bu yol ile elde edilen X dalgaboylu optik sinyal, girişim sonucu kohorent algılamada elde edilecek elektrik sinyalinin gücünü yüksek tutabilmek için EDFA ile kuvvetlendirilir. Aynı zamanda mahalli istasyona gelen sinyallerin ters istikamette iletilmesi için farklı bir dalga boyu seçilir.

SCM tekniği ile tek kaynaktan modülasyon formatına bağımlı olarak 20-50 kanalın iletimi yapılabilir. Eğer kanal sayısı artırılmak istenirse birçok kaynak üzerinden SCM kanalları gönderilir. Bu yöntemle yüzlerce kanalın iletimi farklı dalga boylarında çalışan lazerlerle gerçekleştirir. Dört farklı dalga boyu üzerine aynı aynı bindirilmiş 50 AM-modülasyonlu SCM kanalı gönderilmek istendiğinde sistemin kanal kapasitesi 200'e çıkar. Bu sinyallerin algılanmasında ilk önce optik filtreler ile farklı dalga boyları ayrılır, sonra elektriksel filtreler ile bu 50 kanal ayrıştırılır. Fiber yükselticiler ile ışığın doğrudan yükseltilmesi birden fazla dalga boyunun aynı anda kullanılmasını mümkün kılar. Böyle bir sistemde sinyallerin iletimi EDFA'ların kullanımı ile uzun mesafelere çıkar. SCM tekniği ile WDM anahtarlama teknolojisinin birlikte çalışabilmesi EDFA'ların kullanımının önemini daha da artırır. WDM sistemleri ve gelecekte kurulacak bütünüyle optik ağlar tamamen EDFA'nın ve modülasyon teknolojilerinin üstün özelliklerine ve maliyetlerine bağlı olacaktır. [22]



Şekil 2.11 Milimetre fiber-radyo sistemine genel bir bakış

REFERANSLAR

- [1] B. Wilson, Daewazeh, Ghassemlooy, Analogue Optical Fiber Communication, 1995
- [2] Kozo Morita and Hirouki Ohtsuka, The New Generation of Wireless Communications Based on Fiber-Radio Technologies, 1993, IEICE Trans. Commun., 76, pp. 1061-1067
- [3] Robertson, William M., Optoelectronics Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Engineering, Artech House, 1995
- [4] Bahaa E. A. Saleh and Malvin Carl Teich, Fundamentals of Photonics, John Wiley, 1991
- [5] Emmanuel Desurvire, Erbium Doped Fiber Amplifiers, John Wiley, 1994
- [6] Morthier, Handbook of Distributed Feedback Laser, Artech House, 1992
- [7] Goldberg L., Esman R. D. and Williams K. J., Generation and Control of Microwave Signals by Optical Techniques, IEE Proc. J., 1992, 139(4), pp. 268-294
- [8] O'Reilly, J. J., Lane, P. M., Heidemann, R., and Hofstetter, R., Optical Generation of Very Narrow Linewidth Millimetre Wave Signals, Electron. Lett., 1992, 28, pp. 2309-2311.
- [9] Harrison. J. and Mooradian A., Linewidth and Offset Frequency Locking Of External Cavity GaAlAs Lasers, IEEE J. Quantum Electron., 1989, 25, pp. 1152-1155.
- [10] Davies, P. A., Foord, A. P. and Razavi, K., Millimeter-wave Signal Generation by Optical Filtering of Frequency-Modulated Laser Spectra, Electron. Lett., 1995, 31, pp. 1754-1756
- [11] Wake, D., Lima, C. R., and Davies, P. A., Optical Generation of Millimetre-wave Signals for Fiber-Radio Systems Using a Dual-Mode DFB Tech., 1995, 43, pp. 2270-2276
- [12] J. J. O'Reilly et al., RACE R2005: Microwave Optical Duplex Antenna, 1993, 140, pp. 385-391
- [13] Goldberg L., Taylor, H. F., Weller J. F. and Bloom, D. M., Microwave Signal Generation with Injection Locked Laser Diodes, 1985, 19, 491-493
- [14] Noel, L., Marconac, D. and wake, D., 120 Mbit/s QPSK radio-fiber transmission over 100 km of Standard fibre at 60 GHz using a master/slave injection-locked DFB laser source, Electron. Lett., 1996, pp. 1895-1897
- [15] Georges, J. B. Kiang, M-H, Heppell, K. Sayed. M. and K., Optical transmission of narrowband millimetre-wave signals by resonant modulation of monolithic semiconductor lasers, IEEE Phot. Tech., 1994, 6, pp. 568-570
- [16] Goldberg, L., A. M. Yürek, H. F. Taylor, and J. F. Weller, 35 GHz Microwave Signal Generation With an Injection Locked Laser Diode, 1985, 139, 268-294
- [17] Tun, T. S. Jungerman, R. L., and Elliot, S. S., Calibration of Optical Receivers and Modulators Using an Optical Heterodyne Technique, Proc. IEEE MTT-S, 1988, pp. 1067-1070
- [18] Kawvanishi, S., Takada, A. and Saryvantatani M., Wideband Frequency Measurement of Optical Heterodyne Detection, IEEE J. of Lightwave Technol., 1989, 7, pp. 92-98
- [19] Schmuck, H., Pfeiffer, Th. and Bülow, R., Design Optimisation of Erbium Ring Laser Regarding Output Power and Spectral Properties, 1992, 28, pp. 1637-1639
- [20] Williams K. J., Goldberg, L., Esman, R. D., Dagerais, M. Weller, J. F., 6-34 GHz Offset Phase Locking of Nd:YAG 1319 nm Nonplanar Ring Lasers, Electron. Lett., 1989, 25, pp. 1242-1243
- [21] Gliese, U., Nielsen, T. R., Bruun, M., Christensen, E. L., Stubkjaer, K. E., Lindgren, S. and Broberg, B., A Wideband Heterodyne Optical Phase-Locked Loop For Generation of 3-18 GHz Microwave Carriers, IEEE Photonics Technol. Lett., 1992, 4, pp. 936-938
- [22] Leonid Kazovsky, Sergio Benetto, Alan Willner, *Optical Fiber Communication Systems*, Artech House, 1997

İKİ EKLEMLİ DÜZLEMSEL BİR UZAY ROBOTUNUN DİNAMİĞİ VE KONTROLÜ

Osman PARLAKTUNA Metin ÖZKAN
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Osmangazi Üniversitesi
Eskişehir
E-mail: oparlak@ogu.edu.tr

ÖZET

Uzayda kullanılan robot kollarının dinamiği ve kontrolü, dünyadaki sabit tabanlı robot kollarının dinamiği ve kontrolünden farklıdır. Bu farklılığın sebebi robot kolu ile hilun bağlandığı uzay aracının hareketlerinin birbirini etkilemesidir. Uzaydaki robot kolu istenilen bir noktaya doğru hareket ederken, bağlı olduğu uzay aracı da hareket etmekte ve robotun uç noktasının istenilen noktaya ulaşması mümkün olmamaktadır. Bu çalışmada, bir uzay aracı üzerine monte edilmiş, iki eklemli, düzlemsel bir robot kolu sistemin dinamik denklemleri türetilmiş ve robot kolunun istenilen noktaya gidebilmesini sağlayacak bir kontrol yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntemi test etmek için bilgisayar programları yazılmış ve robot kolunun istenilen noktaya gittiği gösterilmiştir.

ABSTRACT

Dynamics and control of a space manipulator is different than an earth-bound, fixed-based manipulator. The main reason of this difference is the dynamic interaction of the manipulator and the spacecraft on which the manipulator is connected. As the manipulator moves toward the desired point in space, the spacecraft moves in reaction to the movement of the manipulator. As a result, manipulator end point can not go to the desired position. In this study, the dynamic equations of a space manipulator system -composed of a spacecraft and a tHV-link, planar manipulator- is derived and a control algorithm is proposed to control the end point of the manipulator. Programs were written to simulate the proposed algorithm and it is shown that end point reaches to the desired position.

GİRİŞ

Robot kollarının uzay istasyonlarının kuruluşunda ve çalışmalarında kullanılması planlanmaktadır [1]. Robot kollarının bu çalışmalarda kullanılabilmesi için iyi bir şekilde kontrol edilmeleri gerekir. Dünyadaki sabit tabanlı robot kolları için geliştirilen kontrol yöntemleri uzay robotlarının kontrolünde kullanılamaz. Uzaydaki robot kolu ile bağlı olduğu uzay aracı arasındaki dinamik etkileşimden dolayı robot kolu hareket ederken uzay aracı da hareket etmektedir. Bunun sonucu olarak uzay

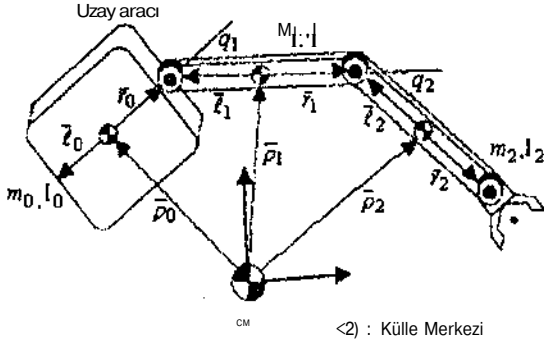
robot sisteminin dinamiği, sabit tabanlı robot dinamiğinden farklı olmaktadır.

Uzay robot sistemlerinin kontrol teknikleri üç ana grupta toplanabilir. Birinci grup kontrol tekniklerinde, uzay aracının pozisyonu ve yönlmesi jet motorları ile kontrol edilmekte ve böylece uzay aracının robot kolu hareketinden dolayı hareket etmesi önlenmektedir. Bu durumda, yer robotları için geliştirilmiş kontrol yöntemleri uzay robotları için de kullanılabilir. Ancak, jet motorlarının kullanımı uzay aracının taşıdığı yakıt ile sınırlıdır. Yakıt tükenince bu yöntemin kullanılması imkansız hale gelecektir [2]. İkinci grupta ise uzay aracının pozisyonu serbest bırakılmakta ancak uzay aracının yönünü sabit tutabilmek için reaksiyon tekerlekleri kullanılmaktadır [3]. Reaksiyon tekerlekleri sistemin ağırlığını arttırmakta ve uzay aracının dünyadan uzaya fırlatılışı sırasında daha fazla yakıt kullanılmasını gerektirmektedir. Üçüncü grup kontrol tekniklerinde ise uzay aracının pozisyonu ve yönlmesi serbest bırakılmaktadır [4],[5]. Bu çalışmalarda, robot kolu sistemine dışarıdan herhangi bir kuvvet uygulanmadığı varsayılmaktadır. Bu durumda sistemin doğrusal ve açısal momentumu değişmemekte ve sistemin ağırlık merkezi sabit kalmaktadır. Ancak, bu çalışmalarda sistemin dinamik denklemleri göz önüne alınmamış yalnızca kinematik analiz yapılmıştır.

Bu çalışmada, bir uzay aracı ve üzerine monte edilmiş iki eklemli, düzlemsel bir robot kolunun oluşturduğu robot kolu sisteminin dinamik denklemleri türetilmiştir. Uzay aracının serbestçe hareket ettiği ve sisteme dışarıdan kuvvet uygulanmadığı varsayılmıştır. Dinamiği türetilen robot kolu sistemi için bir kontrol yöntemi önerilmiş ve bu yöntem bilgisayar programları yazılarak test edilmiştir. Program çıktılarından, robot kolunun uç noktasının istenilen noktaya ulaştığı gözlenmiştir. İkinci bölümde, sistemin dinamik denklemleri türetilmiş, üçüncü bölümde örnek çalışma anlatılmış ve son bölümde sonuçlar verilmiştir.

2. DİNAMİK DENKLEMLER

Şekil 1'de bir uzay aracı ve üzerine monte edilmiş iki eklemli, düzlemsel bir robot kolundan oluşan robot kolu sistemi gösterilmiştir.



Şekil 1. Uzay robot kolu sistemi.

Şekildeki büyüklükler aşağıda tanımlanmıştır.

- m_0 : Uzay aracının kütlesi
- m_1, m_2 : Robot kolunun uzunlarının kütlesi
- \bar{p}_0 : Uzay aracının kütle merkezine, sistemin kütle merkezine göre pozisyon vektörü
- \bar{p}_1, \bar{p}_2 : Robot kolu uzunlarının ağırlık merkezlerinin sistemin kütle merkezine göre pozisyon vektörleri
- \bar{r}_0 : Uzay aracı kütle merkezinden ilk robot eklemine olan pozisyon vektörü
- $\bar{\ell}_1, \bar{\ell}_2$: i . robot kolu uzununun kütle merkezini eklemeye göre pozisyon vektörü
- \bar{r}_i : i . eklem i . kolun uzununun kütle merkezine göre pozisyon vektörü
- q_i : i . eklem açısı

Uzay aracının pozisyonu ve yönlendirilmesi kontrol edilmemekle ve robot kolunun hareketine bağlı olarak serbestçe hareket etmektedir. Sisteme harici hiçbir kuvvet uygulanmadığından sistemin ağırlık merkezi atalet merkezi olarak seçilebilir.

Sistemin kinetik enerjisi

$$T = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^2 \left(\bar{\omega}_k \cdot \bar{\omega}_k + m_k \cdot \dot{\bar{p}}_k \cdot \dot{\bar{p}}_k \right) \quad (D)$$

olarak yazılabilir. Burada $\bar{\omega}_0$ ve $\dot{\bar{p}}_0$ uzay aracının açısal ve doğrusal hızını, $\dot{\omega}_i$ ve $\dot{\bar{p}}_i$ ise robot kolu uzunlarının açısal ve doğrusal hızlarını temsil etmektedir. \bar{V}_k ise her bir kütle için eylemsizlik matrisini belirtmektedir. Şekil 1'den

$$\bar{p}_1 = \bar{r}_0 + \bar{\ell}_1 = \bar{p}_1 \quad (2)$$

$$\bar{p}_2 = \bar{r}_0 + \bar{\ell}_1 + \bar{\ell}_2 = \bar{p}_2 \quad (3)$$

$$m_0 \bar{p}_0 + m_1 \bar{p}_1 + m_2 \bar{p}_2 = 0 \quad (4)$$

olarak yazılır. (2)-(4) numaralı eşitliklerden

$$\bar{p}_0 = \frac{(\bar{r}_1 + \bar{\ell}_2)m_2 - (\bar{r}_0 + \bar{\ell}_1)(m_1 + m_2)}{M} \quad (5)$$

$$\dot{\bar{p}}_0 = \frac{(\dot{\bar{r}}_1 + \dot{\bar{\ell}}_2)m_2 + (\dot{\bar{r}}_0 + \dot{\bar{\ell}}_1)m_0}{M} \quad (6)$$

ve

$$\dot{\bar{p}}_1 = \frac{-(\dot{\bar{r}}_1 + \dot{\bar{\ell}}_2)m_1 - (\dot{\bar{r}}_1 + \dot{\bar{\ell}}_2 - \dot{\bar{r}}_0 - \dot{\bar{\ell}}_1)m_0}{M} \quad (7)$$

olarak bulunur. Burada $M = m_0 + m_1 + m_2$ sistemin toplam kütle merkezini belirtmektedir. (5) - (6) numaralı eşitliklerin zamana göre türevleri alındığında ve (1) numaralı eşitlikte yerine konulduğunda ve ayrıca,

$$\dot{\bar{r}}_0 = \bar{\omega}_0 \times \bar{r}_0, \quad \dot{\bar{\ell}}_1 = \bar{\omega}_1 \times \bar{\ell}_1, \quad \dot{\bar{r}}_1 = \bar{\omega}_1 \times \bar{r}_1, \quad \dot{\bar{\ell}}_2 = \bar{\omega}_2 \times \bar{\ell}_2$$

eşitlikleri kullanıldığında sistemin kinetik enerjisi

$$T = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^2 \sum_{j=0}^2 (\bar{\omega}_i \cdot d_{ij} \cdot \bar{\omega}_j) \quad (8)$$

şeklinde yazılabilir. Bu eşitlikteki kinetik enerji sistemin kütle merkezindeki atalet merkezine göre yazılmıştır. Sistemin kinetik enerjisi uzay aracının kütle merkezine yerleştirilen 0 no'lu koordinat sistemine göre

$$T = \frac{1}{2} \sum_{j=0}^2 \sum_{i=0}^2 ({}^0\bar{\omega}_i \cdot d_{ij} \cdot {}^0\bar{\omega}_j) \quad (9)$$

olarak yazılabilir. Burada, ${}^0\bar{c}_{0i}$ ($i=1,2$) robot kolunun i . uzununun, uzay aracına göre açısal hızını belirtmektedir ve yalnızca \dot{q}_k ($k \leq i$) eklem hızlarının fonksiyonudur. (9) numaralı eşitlikteki V_{ij} terimleri, robot kolu yalnızca x-y düzlemi üzerinde hareket ettiğinden skalerdir ve

$${}^0d_{00} = \frac{m_0(m_1 + m_2)}{M} r_0^2 \quad (10)$$

$${}^0d_{11} = {}^0d_{22} = \frac{m_1 r_0}{M} \{ \ell_1(m_1 + m_2) + r_1 m_2 \} \cos(q_1) \quad (11)$$

$${}^0d_{12} = {}^0d_{21} = \frac{m_0 m_1}{M} \ell_1^2 + \frac{m_0 m_2}{M} r_1^2 + \frac{m_0 m_2}{M} (\ell_1 + r_1)^2 \quad (12)$$

$${}^0d_{12} = {}^0d_{21} = \left\{ \frac{m_1 m_2}{M} r_1 \ell_2 + \frac{m_0 m_2}{M} \ell_2 (\ell_1 + r_1) \right\} \cos(q_2) \quad (13)$$

$${}^0d_{20} = {}^0d_{02} = \frac{m_0 m_2}{M} r_0 \ell_2 \cos(q_1 + q_2) \quad (14)$$

$${}^0d_{22} = I_2 + \frac{m_2(m_0 + m_1)}{M} \theta_2^2 \quad (15)$$

olarak bulunmuştur. (10) - (15) numaralı eşitliklerden ${}^0d_{1j}$ terimlerinin eklem değişkenleri q_x ve q_2 ' nin fonksiyonu olduğu ve (9) no'lu eşitlikten de, sistemin kinetik enerjisinin co_{θ} , q ve q' ' nin fonksiyonu olduğu görülmektedir.

Sisteme dışarıdan herhangi bir kuvvet uygulanmadığından sistemin açısal momentumu sabittir ve başlangıçta sıfır kabul edilebilir. Sistemin açısal momentum denklemi yazılıp sifira eşitlendiğinde uzay aracının açısal hızı ${}^0\omega_{J_0}$ eklem hızları \dot{q} vektörünün fonksiyonu olarak yazılabilir.

$${}^0\omega_0 = \frac{1}{-D^1} P_x + D_2 \quad D_2 \dot{q} \quad (16)$$

Burada,

$$D_1 = {}^0d_{01} + {}^0d_{11} + {}^0d_{21}, \quad D_2 = V_{02} + V_{12} + V$$

ve $D = {}^0d_n + {}^0d_{or} + V + {}^0d_{10} + {}^0d_{11} + {}^0d_{12} + {}^0d_{22}$ olarak bulunmuştur.

${}^0\omega_0$ (9) numaralı eşitlikte yerine konulursa sistemin kinetik enerjisi

$$T = \frac{1}{2} \dot{q}^T \bar{H}^*(\bar{q}) \dot{q} \quad (17)$$

olarak elde edilir. $\bar{H}^*(\bar{q})$ sistemin atalet matrisidir ve

$$\bar{H}^*(\bar{q}) = \begin{bmatrix} V_{M1} + 2V_{12} + V_{22} - \frac{(D_1 + D_2)^2}{D} & & \\ {}^0d_{12} + {}^0d_{22} - \frac{f_2(f_1 + f_2)}{D} & & \\ & {}^0d_{12} + {}^0d_{22} - \frac{D_2(D_1 + D_2)}{D} & \\ & & V_{22} - \frac{D_2^2}{D} \end{bmatrix} \quad (18)$$

olarak yazılır.

Görüldüğü gibi $\bar{H}^*(\bar{q})$, 2x2 boyutunda pozitif-kesin, simetrik bir matristir ve bütün elemanları robot eklem açılarının fonksiyonudur. Bu yapısal özellikler sabit tabanlı robot kollarının atalet matrisleri ile aynı özelliklerdir.

Uzayda yerçekimi kuvveti sıfır olduğundan, sistemin potansiyel enerjisi sıfırdır ve sistemin dinamik denklemleri

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial T}{\partial q} = 0 \quad (19)$$

eşitliklerinden bulunur, $\bar{T} = [r_1 \quad r_2 \quad J^T]$ robotun eklemelerine uygulanacak tork vektörüdür. (19) no'lu eşitlikteki kısmi türevlerin ve zamana göre türevin alınması ve eşitliklerin yeniden düzenlenmesiyle sistemin dinamik denklemleri

$$\bar{H}^*(\bar{q}) \ddot{\bar{q}} + \bar{C}^*(\bar{q}, \dot{\bar{q}}) \dot{\bar{q}} = \bar{T} \quad (20)$$

olarak yazılır. Burada $\bar{C}^*(\bar{q}, \dot{\bar{q}})$, Coriolis ve merkezkaç kuvvetlerini içeren bir matristir ve

$$\bar{C}^*(\bar{q}, \dot{\bar{q}}) = \begin{bmatrix} \dot{Q}_1(\bar{q}) - \frac{1}{2} \frac{\partial Q_1(\bar{q})}{\partial q_1} \dot{q}_1 - \frac{1}{2} \frac{\partial Q_2(\bar{q})}{\partial q_1} \dot{q}_2 \\ \dot{Q}_2(\bar{q}) - \frac{1}{2} \frac{\partial Q_1(\bar{q})}{\partial q_2} \dot{q}_1 \\ \dot{Q}_3(\bar{q}) - \frac{1}{2} \frac{\partial Q_3(\bar{q})}{\partial q_2} \dot{q}_2 - \frac{1}{2} \frac{\partial Q_2(\bar{q})}{\partial q_2} \dot{q}_1 \end{bmatrix} \quad (21)$$

olarak bulunmuştur. Burada

$$Q_1(\bar{q}) = {}^0d_{11} + 2{}^0d_{12} + {}^0d_{22} - \frac{(D_1 + D_2)^2}{D}$$

$$Q_2(\bar{q}) = {}^0d_{n+} + {}^0d_{22} - \frac{D_2(D_1 + D_2)}{D}$$

$$C_{307} = {}^0d_{22} - \frac{D_2^2}{D} \text{ şeklindedir.}$$

$\bar{C}^*(\bar{q}, \dot{\bar{q}})$ matrisi, görüldüğü gibi $\bar{H}^*(\bar{q})$ matrisinden elde edilmekte ve dünyadaki sabit tabanlı robot kollar için yazılan dinamik denklemlerdeki Coriolis ve merkezkaç kuvvetlerinin oluşturduğu matrisle aynı yapısal özellikleri taşımaktadır. Bu durumda (20) no'lu eşitlikte verilen ve uzay aracının kütle merkezine yerleştirilmiş koordinat sistemine göre yazılan robot kolu dinamiğinin yapısı, yerçekimi terimleri dışında dünyadaki sabit tabanlı robot kollarının dinamiği ile aynıdır. Bu nedenle, sabit tabanlı robotlar için geliştirilen kontrol yöntemleri uzay robotları için de kullanılabilir. Bu yöntemlerin kullanılabilmesi için, takip edilmesi istenilen yörüngenin uzay aracının kütle merkezine yerleştirilmiş koordinat sistemi referans alınarak verilmesi gerekir.

Bu çalışmada, robot kolu eklem açılarının belli bir yörüngeyi takip etmesi islenmiş ve kontrol yöntemi olarak PD hesaplanmış tork yöntemi [6] kullanılmıştır. Üçüncü bölümde örnek bir sistem kullanılarak kontrol yöntemi test edilmiştir.

3. ÖRNEK SİSTEM

Kontrol yöntemini test edebilmek için parametreleri Tablo 1'de verilen robot kolu sistemi kullanılmıştır.

Tablo 1. Sistem Parametreleri :

Küüe	I, (m)	/J(m)'	W, (kg)	I, (kg.m ²)
0	0.5	0.5	40	6.667
1	0.5	0.5	4	0.333
2	0.5	0.5	3	0.250

Robot kolu eklem açılarının radyan olarak

$$q_x(t) = 0.5 \sin(\pi t)$$

$$q_2(t) = 0.5 \cos(\pi t)$$

yörüngelerini takip etmesi istenmiştir. Kontrol yöntemi olarak

$$F = \bar{H}(q)\dot{q}_d + \bar{K}_v e + \bar{K}_p e_j + \bar{C}(q, \dot{q})\dot{q}$$

formülü ile verilen PD hesaplanmış tork yöntemi kullanılmıştır. Burada \bar{q}_d istenilen yörüngeyi, \bar{e} ise yörünge

takibindeki hatayı temsil etmektedir. $\bar{K}_v = \text{diag}(10,10)$

$\bar{K}_p = \text{diag}(80,80)$ olarak seçilmiştir. Şekil 2'de eklem

açıları, Şekil 3'de ise uzay aracının dönme açısı

verilmiştir. Eklem açıları hataları ise Şekil 4'de

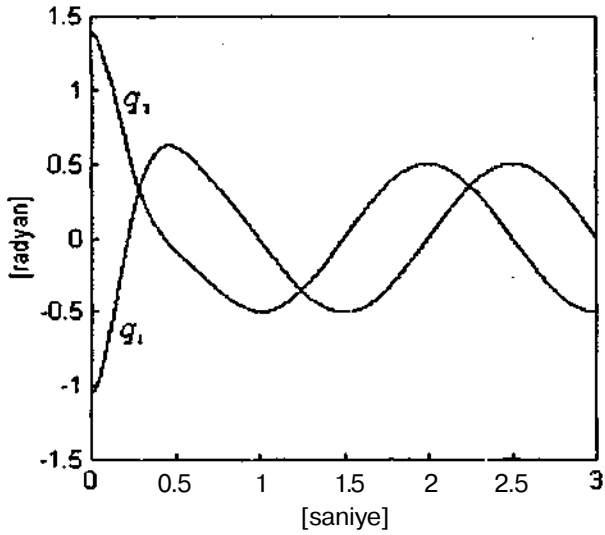
verilmiştir. Şekillerden görüldüğü gibi, uzay aracı

serbestçe döndüğü, halde eklem açıları istenilen yörüngeyi

takip etmektedir. Hata, bir saniye gibi kısa bir sürede

sıfıra ulaşmaktadır. Şekil 5'de robot kolu eklemelerine

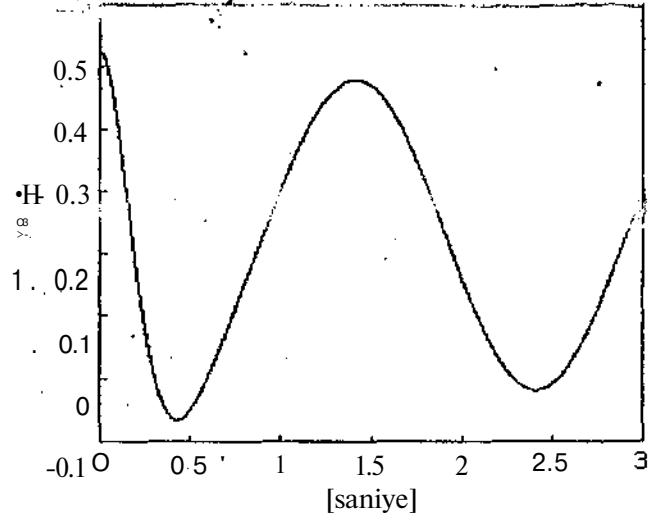
uygulanması gereken torklar verilmiştir.



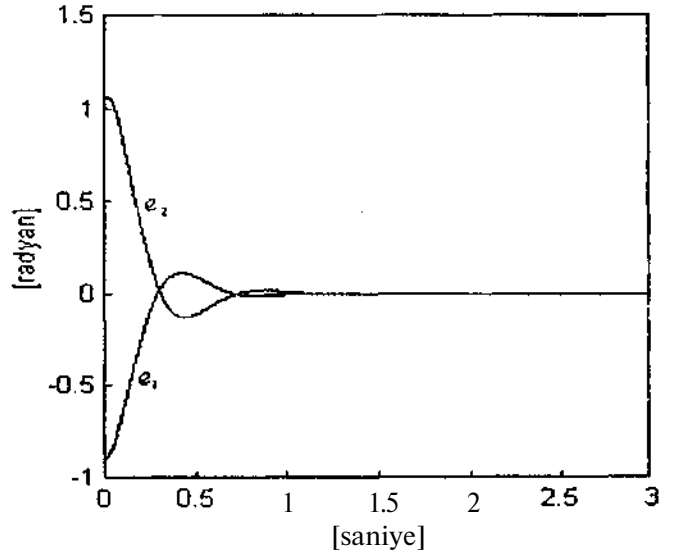
Şekil 2. Eklem açıları.

4. SONUÇ

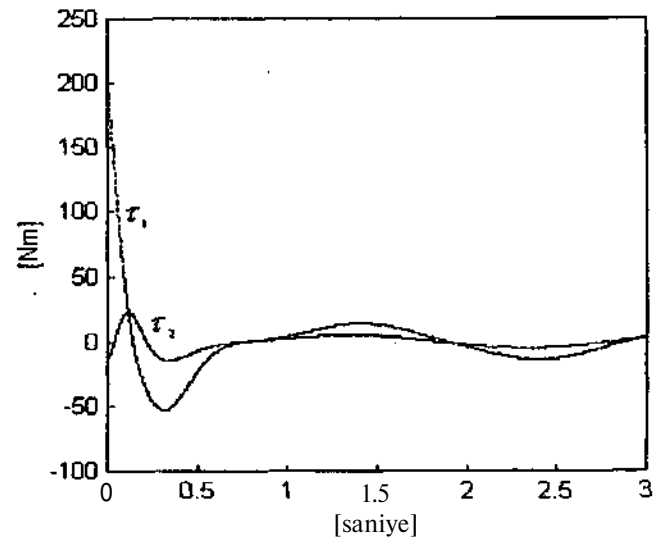
Bu çalışmada, iki eklemli ve düzlemsel bir uzay robot kolu sisteminin dinamik denklemleri türetilmiştir. Bu dinamik denklemler uzay aracının kütle merkezine yerleştirilmiş bir koordinat sistemi referans alınarak yazıldığında sabit tabanlı robot kollarının dinamiği ile aynı yapıda olduğu gösterilmiştir. Dinamiğin bu özelliği kullanılarak, sabit tabanlı robot kollarının kontrolünde



Şekil 3. Uzay aracının dönme açısı.



Şekil 4. Eklem açıları hataları.



Şekil 5. Eklemelerine uygulanması gereken torklar.

kullanıla:1 h :>«(iarrnış tork yOulemi uyr.utarv'HŞ ve r?ay
.snici serbestçe hareket ettiği dorumda dalu rjbot ek)e.m
açıları rw istenilen yonu> geyt takıp ctuğı gostenkn/şdr.

5. KAYNAKÇA

[1] "Advancing Automation and Robotics Technology for the Space Station and for Üic U.S. Economy," NASA TRK7566. 19X5.

[2] Papadopoulos, E. ve Dubovsky, S. "On the Nature of Control Algorithms for Frce-Floating Space Manipulators," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 7, no. 6, Aralık 1991, s. 750 - 758.

[3] R.Longman, R.Lingberg, ve M. Zcdd, "Satellite-manouılccı robot nuuupulators - nc\v kinematics and reaction moment compensation ," *Int. J. Robotics Res.*, vol. 6, no. 3, s. 87-103, 1987.

[4] Parlaktuuıa,O. "Space Manipulatör Kinematics for Docking üperations," Doktora Tezi, Vanderbilt Üniversitesi, 1990.

[5] Umctani.Y. ve Yoshida,K. "Resolved Motion Rate Control of Space Manipulators with Generalized Jacobian Malrix," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 5, no. 3, Haziran 1989, s. 303 - 314.

[6] Lcwis, F.L.,C.T.Abdallah ve D.M. Davson, *Control of Robot Manipulators*, Macmillan Publishing Company, 1993.

İKİ EKLEMLİ PLANAR ROBOTUN KAYAN MODLU KONTROL YÖNTEMİ İLE KONTROLÜ

Ekin Yıldız

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi
80750 İstanbul
E-mail: yekin@yildiz.edu.tr

ABSTRACT

There has recently been a considerable interest in developing efficient control algorithms for robot manipulators. The dynamics of articulated mechanisms in general and of robot manipulators in particular involve strong coupling effects between joints as well as Centripetal and Coriolis forces. This paper presents a scheme to achieve accurate tracking control of robot manipulators in the presence of model uncertainty and disturbances. We will use sliding mode control algorithm with computed torque method.

1. GİRİŞ

Son zamanlarda kontrolün; sistemin koordinatlarının ve bozucu etkilerinin süresiz fonksiyonu olduğu sistemlere olan ilgi artmaktadır. Bu makalede robot manipulatörün, belirsizlik ve bozucu etkiler altında doğru izleme kontrolü sağlanmaya çalışılacaktır.

3 DOF'un üzerinde, manipulatör dinamiklerinin türetilmesi on-line hesap algoritmalarının kullanımını gerektirmektedir. Temeli bu algoritmalara dayanan standart kontrol yöntemleri (hesaplanmış tork veya ters dinamik metodu) parametrik belirsizliklere yani manipulatör eylemsizliği, geometrisi, yükler ve benzeri parametrelere oldukça duyarlıdır. Bu duyarlılığı azaltmak amacıyla *Kayan Modlu Kontrol* yöntemi ile birlikte kullanılacaktır. Bu yöntem teorik olarak dayanıklılıkta ve bozucu etkilerin yok edilmesinde oldukça başarılıdır.

2. ROBOT DİNAMİĞİ

Robotun dinamik denklemini bulmak için Lagrange'ın hareket denkleminin yararlanılır, n eklemlili genel bir manipulatörün hareket denklemi;

$$T = M(\theta)\ddot{\theta} + N(\theta, \dot{\theta}) \quad (1)$$

$q = 9$ alırsak;

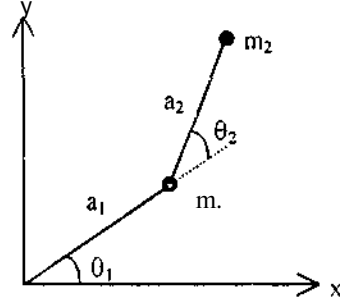
$$T = M(\dot{q})\ddot{q} + N(q, \dot{q}) \quad (2)$$
$$N(q, \dot{q}) = V(q, \dot{q}) + G(q) + F(\dot{q})$$

bulunur. Burada $M(q)$, eylemsizlik momenti matrisi; $V(q, \dot{q})$ merkezkaç ve Coriolis kuvvetleri vektörü; $G(q)$, yerçekimi vektörü; $F(\dot{q})$ ise sürtünme kuvveti vektörüdür.

Sürtünme kuvveti vektöründe;

$$F(\dot{q}) = F_v + F_d = \gamma\dot{\theta} + k\text{sign}(\dot{\theta}) \quad (3)$$

F_v , viskos sürtünme; F_d ise dinamik sürtünme kuvvetidir, γ , viskos sürtünme; k ise dinamik sürtünme sabitidir.



Şekil 1. İki eklemlili robot manipulatör

Şekil 1'de iki eklemlili bir robot manipulatör modeli, aşağıda da bu robotun dinamik denklemleri verilmiştir.

$$M_{11} = (m_1 + m_2)a_1^2 + m_2a_2^2 + 2m_2a_1a_2 \cos(\theta_2) \quad (4)$$

$$M_{12} = M_{21} = m_2a_1a_2 \cos(\theta_2)$$

$$M_{22} = m_2a_2^2$$

$$V_1 = -m_2a_1a_2(2\dot{\theta}_1\dot{\theta}_2 + \dot{\theta}_2^2)\sin(\theta_2) \quad (5)$$

$$V_2 = m_2a_1a_2\dot{\theta}_1^2\sin(\theta_2)$$

$$G_1 = (m_1 + m_2)a_1 \cos(\theta_1) + m_2a_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \quad (6)$$

$$G_2 = m_2a_2 \cos(\theta_1 + \theta_2)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \gamma_1 \dot{\theta}_1 + k_1 \text{sign}(\dot{\theta}_1) \\ \dot{I}_2 &= \gamma_2 \dot{\theta}_2 + k_2 \text{sign}(\dot{\theta}_2) \end{aligned} \quad (7)$$

3. KAYAN MODLU KONTROL

Kontrol sinyalinin, kontrol edilen sistemin ani durum değişikliklerine uygun olarak değiştirmek mümkündür. Bu tipteki kontrol sistemlerine *Değişken Yapılı Sistemler* denir. Bu yöntemi uygulayabilmek için robot kol parametrelerinin kesin değerlerini bilmemiz gerekmemektedir. Sadece bu parametrelerin sınır değerlerini bilmemiz yeterlidir. Parametrelerin sınırları (makul değerler altında) bilindiği sürece parametre kestirimindeki hatalara duysuz olmaları nedeniyle bu sistemler dayanıklıdır.

Kayan Modlu Kontrol için önce kapalı çevrim sistemin sistemin istendiği gibi davranması için bir anahtarlama yüzeyi seçilmelidir. Anahtarlama yüzeyi şu şekilde seçilir;

$$a = Ae + \dot{e} \quad X > 0 \quad (8)$$

Kararlılık için X , pozitif olmalıdır. Burada X , pozitif bir sabittir. Eklemlerin açılma konum, hız ve ivme hataları;

$$e = q_r - q \Rightarrow \dot{e} = \dot{q}_r - \dot{q} \Rightarrow \ddot{e} = \ddot{q}_r - \ddot{q} \quad (9)$$

Anahtarlama yüzeyi seçildikten sonra sistemi anahtarlama yüzeyine sürece ve sistemi bu yüzeyde tutacak bir $Z/(s,Y)$ kontrol kuralı belirlemeliyiz, öyle ki aşağıdaki kayma koşulunu sağlasın;

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \sigma^2(x;t) \right) = \sigma(x;t) \dot{\sigma}(x;t) < 0 \quad (10)$$

Bu durumda kapalı çevrim sistemi için kontrol kuralı şu şekilde seçilir;

$$u = A \text{sign}(\sigma) \quad (11)$$

Data örnekleme etkisi, yüksek frekanslı modellenmemiş dinamiklerin bir parçası olarak yorumlanabilir. Bu yüzden kararlılığı sağlamak için A 'nın belirlenmesinde örnekleme hızından yararlanabiliriz..

$$\hat{A} < v_{\text{örnek}} / 4 \quad (12)$$

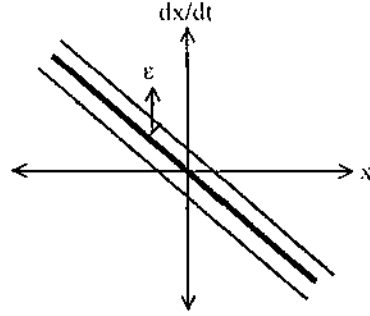
Hesaplanmış Tork yöntemine göre, eklemlerin açılma ivmesi;

$$\begin{aligned} \ddot{q} &= M^{-1}(q) [\tau_c - N(q, \dot{q})] \\ \tau_c &= M(q) \ddot{q}_r - u + N(q, \dot{q}) \\ \ddot{q} &= \ddot{q}_r - u \end{aligned} \quad (13)$$

Kontrol kuralındaki A kazancı şu şekilde seçilmelidir.

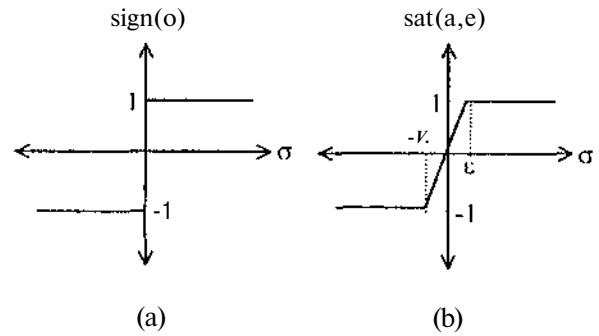
$$\begin{aligned} a\hat{a} < 0 &\Rightarrow a(kc + \dot{e}) < 0 \\ u &< -\lambda \dot{e} \end{aligned} \quad (14)$$

Kontrol kuralında anahtarlama yüzeyi üzerinde sign fonksiyonundan gelen bir süreksizlik olur ki, bu duruma *chattering* denir. Modellemede ihmal edilmiş yüksek frekanslı dinamikleri uyarabildiğinden *chattering* pratikte istenmeyen bir durumdur. Bu duruma kontrol süreksizliğini, Şekil 2'de gösterilen anahtarlama yüzeyine komşu, olabildiğince ince bir hatta ortadan kaldırarak çare bulabiliriz.



Şekil 2. Anahtarlama yüzeyine komşu ince hat

Bunun için kontrol kuralında sign yerine saturasyon fonksiyonu kullanmamız gerekir (Şekil 3)



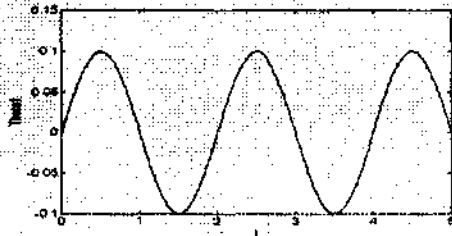
Şekil 3. a) sign(σ) b) sat(a,e)

Kontrol süreksizliğinin ortadan kaldırılması için belirlediğimiz sınır, anahtarlama fonksiyonundaki yerel dinamikler için *chattering*'i bastıran alçak geçiren bir filtre yapısı göstermektedir.

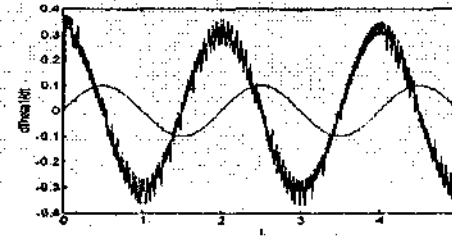
4. SİMÜLASYON

Simülasyonumuzda 2 DOF'lu robot manipülatörü kullanacağız.

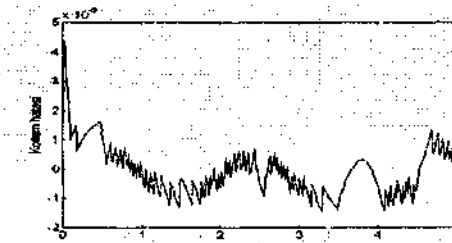
Kolların kütleleri	: $m_1 = m_2 = 1 \text{ kg}$
Kolların uzunlukları	: $a_1 = a_2 = 1 \text{ m}$
Viskos sürtünme terimleri	: $U_1 = U_2 = 1$
Dinamik sürtünme terimleri	: $k_1 = k_2 = 1$
Yerçekimi sabiti	: $g = 9.8062 \text{ m/s}^2$
Örnekleme hızı	: $v_{\text{örn}} = 100$
$1 < V_{\text{örn}} / 4$ 'den	: $\hat{A} = 10$ seçildi.
$A < -3$ syii alt imi"	: $A = -4$ seçildi.



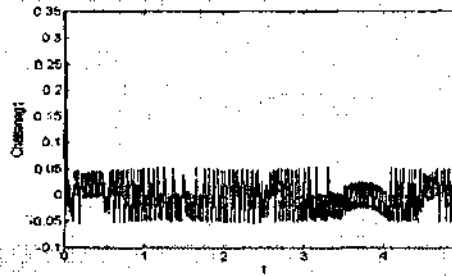
(a)



(b)

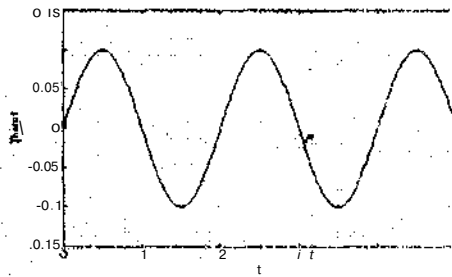


(c)

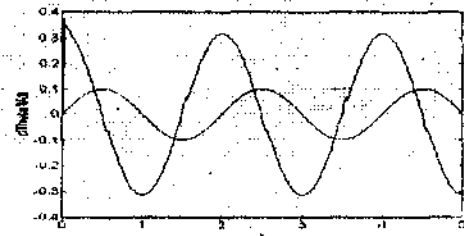


(d)

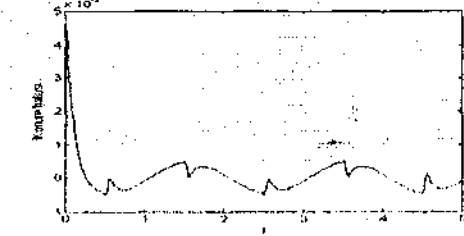
Şekil 4. Sign fonksiyonu ile sistemin a) referansa göre konumu b) referansa göre hızı c) Konum hatası d) chattering



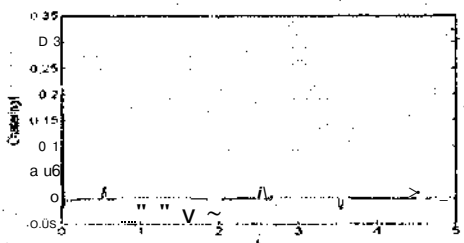
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5. Sat fonksiyonu ile sistemin a) referansa göre konumu b) referansa göre hızı c) Konum hatası d) chattering

5. SONUÇ

Burada iki eklemlili planar robotun *Kayan Modlu Kontrol* yöntemi ile kontrolü gösterilmiştir. Bunu için önce robot dinamiği verilmiştir. Daha sonra *Kayan Modlu Kontrol* yöntemi için kararlılık şartı verilmiş, ve bu kurallara dayanarak kontrol kuralı oluşturulmuştur. Son olarak referans girişini takipte oluşacak bozulmayı önlemek için alternatif kontrol kuralı oluşturulmuş; iki kontrol kuralı için de simülasyon koşuturulmuş ve aralarındaki farklar gösterilmiştir.

6. KAYNAKÇA

- [1] Utkin, V. I., "Sliding Modes and their Application in Variable Structure Systems", Mir Publishers Moscow, 1978
- [2] Young, K.-K. D., "Controller design for a manipulator using theory of variable structure systems", IEEE Trans. Sys. Man Cyber., vol. 8, no. 2, pp. 101-109, February 1978.
- [3] Slotine, J.-J. E., "The robust control of robot manipulators", Int. J. Robot. Research., vol. 4, no. 2, pp. 123-137, Summer 1985.

İKİ BOYUTLU DÜZLEMDE HAREKET EDEN ROBOT KOLUNUN DİNAMİK MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

Mustafa NİL Bekir ÇAKIR Uğur YÜZGEÇ

Elektrik Mühendisliği Bölümü

Kocaeli Üniversitesi

41100 Kocaeli

E-mail: mnil@kou.edu.tr

ABSTRACT

The dynamic behavior of two degrees of freedom robot arm was described in terms of the time rate of change of the arm configuration in relation to the joint torques using the movements. Mathematical model is shown for DC motor. Using PD and PID compensator it was done simulation

1. GİRİŞ

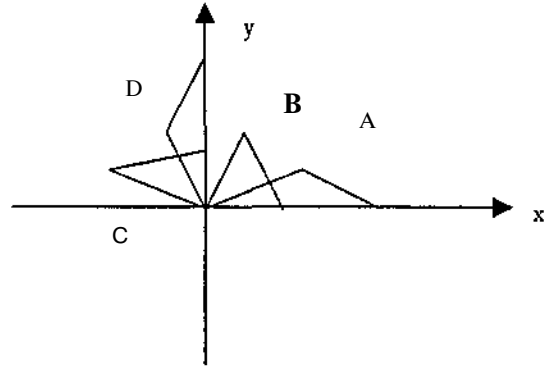
Robot; kelime olarak anlamı köledir. Kendi sınıfı içinde değişik amaçlar için programlanabilen elektromekanik sistemlerdir. Başka bir ifadeyle tekrar programlanmak kaydıyla bir noktadan başka noktaya giden ya da sürekli yol izleyerek parçalan ve cisimleri taşıyabilen ve birden fazla uzvu bulunabilen mekaniksel aletlere robot denir.

Robotlar aşağıdaki gibi sınıflandırılır.

* **Güç Kaynaklarına Göre** ; Elektriksel, Hidrolik ve Pinömatik (hava basıncı) ile çalışan robotlar vardır. Hidrolik robotlar, ağır yüklerin kaldırılmasında önemli fonksiyonlara sahiptir. Moment üretme kapasitesi ve sisteme verdiği yanıt oldukça iyidir. Elektriksel güç kaynağı ile gerçekleştirilen robotlar, AC ya da DC servo motorlar ile sürülebilir. Bu yöntem ucuz, temiz ve hızlı bir çözümdür. Pinömatik robotlar, diğerlerine göre daha sınırlı kullanıma sahip olduğu söylenebilir. Pinömatik robotlar basit yapıya sahip oldukları halde maliyetleri yüksektir.

* **Denetim Metodlarına Göre** ; Servo ve servo olmayan robotlar şeklinde sınıflandırılabilir. İlk robotlar servo olmayan robotlar olarak adlandırılmış ve açık döngüyle denetlenmişlerdir. Çalışmaları önceden tanımlanmış mekaniksel hareketlerle sınırlıdır. Servo robodur, kapalı döngü geri besleme özelliklerine sahiptir. Hareketleri bilgisayar tabanlı tekrar programlanabilir olmalıdır. Servo robodan kendi aralarında da sınıflandırmak mümkündür. Noktadan noktaya en basit türde olanıdır. Bu robodarda, izleyeceği yola ait noktalar kurulur ancak uç nokta ile öğretilecek noktalar arasında denetim yapılmamaktadır. Noktadan noktaya giden robodur istenen noktalar dışında durmaz (ara noktalar için). Sürekli yol izleyen robotlarda ise, her noktadaki konuma müdahale edilebilir. Manipülatör üç boyutu uzayda tanımlanmaktadır. Ancak denetim, hareketin değişken olmasından dolayı kolay yapılması mümkün değildir. Belli bir yol boyunca her noktada durabilir.

* **Uygulama Alanlarına Göre** ; Kartezyen , silindirik , küresel Scara ve insan kolu benzeşimli biçiminde sınıflandırma yapılabilir. Kartezyen robot da eksenler prizmatik yani eksen boyunca lineer hareket sergiler. 3SD+1 (SD:Serbest Derecesi) özelliğine sahiptir. Literatürde PPP (Prismatic—Prismatic-Prismatic) biçimindeki rotasyonla gösterilir. Silindirik robot ise RPP (Revolute-Prismatic-Prismatic) rotasyonu ile gösterilir. Robotun ilk eklem yeri dönele yapıya sahiptir. Küresel robotta RRP (Revolute-Revolute-Prismatic) rotasyonuna sahiptir [1]. Yani silindirik robotta ikinci hareket eksen boyunca doğrusal yerine dönele biçimde tanımlanmıştır. Scara da aynı şekilde RRP yapısındadır. Ancak eksenlerin aldıkları açı bakımından farklılık gösterir. Bu robotta hareketin yatay bileşeni RR yani birinci ve ikinci eksen tayin eder. Hareketin dikey bileşeni üçüncü eksen oluşturur. Böylece kolun yukarı aşağı hareketi prizmatik eksen tarafından yapılmıştır [1]



Sekili. İki Serbest Dereceli Planar Manipülatörün x-y Düzlemindeki Hareketi

İki serbest derecesine sahip robot kolu Şekil 1.'deki gibi x-y düzleminde hareket ettiği gözönüne alınmıştır. Bu durumda her bir uzva uygulanacak kuvvet ya da momentin matematiksel gösterimi ve simülasyonu robot dinamiğinden belirtilmiştir.

2. ROBOT KOL KİNEMATİĞİ

Kinematik, bir sistemin mümkün hareket ve kol konfigürasyonlarının davranışı olarak tanımlanır.

Kinematikte konum ve yön önemlidir. Robot kinematığı, eklem değişkenlerinin vektörü verilen bir robotun yerinin hesaplanması için gereklidir, yani robot kol kinematığı, kuvvet ve moment gözönüne alınmaksızın sabit eksen takımına göre zamanın fonksiyonu olarak kol hareketinin incelenmesidir.

İki serbest dereceli robot kolunun A, B, C ve D konumları için konum ve hareketi uç noktasındaki hızı, dinamik modellenmesi ve denetimi Tablo 1 için gerçekleştirilmiştir.

Tablo 1. Modelleme İçin Girilen Açık Değerleri

KONUM	e_1	e_2	e_2°
A	15	30	(-) yönde t = 0 sn anında
B	80	160	(-) yönde t = 10 sn anında
C	150	120	(+) yönde t = 20 sn anında
D	100	20	(+) yönde t = 30 sn anında

$$\begin{aligned} x &= l_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ y &= l_1 \sin \theta_1 + l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \end{aligned} \quad (i)$$

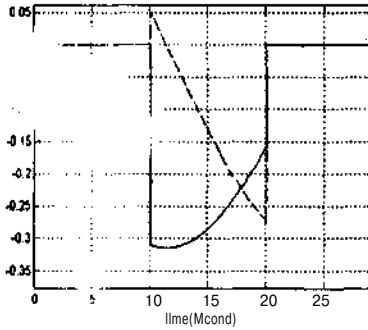
Uç noktasındaki hızı; Şekil 2'deki gibidir.

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \sin(\theta_1) \\ -2 \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \dot{\theta}_1 + \begin{bmatrix} -\sin(\theta_2) \\ -\cos(\theta_2) \end{bmatrix} \dot{\theta}_2$$

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(\theta_1) \\ -\cos(\theta_1) \end{bmatrix} (2\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2)$$

olduğu bilinmektedir. [2], [3]

Hız (rad / sn)



Şekil 2. Uç No Ms4ki Uzun Hızı

3. ROBOT DİNAMIĞI

Robot kolunun hareketi, eklemlerine uygulanan kuvvet ile belirlenir. Bu nedenle eklemlere uygulanan kuvvet ya da moment büyüklüklerinin zamana göre konumu, hızı ve ivmesi irdelenmelidir. Yapılan bu analize robot kolunun dinamik analizi denilmektedir.

Robot kollarının dinamik denklemlerini elde etmek için kullanılan yöntemler aşağıdaki gibidir.

- * Lagrange-Euler (L-E)
- * Newton-Euler (N-E)
- * Rekürsif Lagrange (R-L)
- * Genelleştirilmiş D'Alembert

Lagrange-Euler ve Newton-Euler metodları yaygın olarak kullanılır.

3.1. Lagrange - Euler Formülasyonu

Sistemin içerdiği toplam iş ve enerjiyle ifade edilir. M, uygulanması gereken momenttir. Lagrange - Euler formülasyonu tanımlanarak dinamik modellenme yapılabilir. Bu nedenle kinetik ve potansiyel enerji ele alınacaktır.

$$M_i = \frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right] - \left[\frac{\partial L}{\partial q_i} \right] \quad / = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3)$$

$$L = K - V$$

$$L = \left(\frac{1}{2} \sum_{i,j} d_{ij}(q) \dot{q}_i \dot{q}_j - V(q) \right) \quad (4)$$

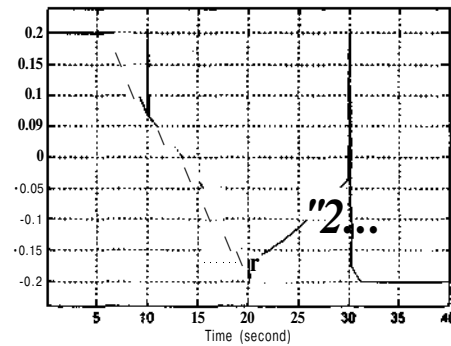
Sisteme uygulanması gereken moment;

$$M_k = \sum_j d_{kj}(q) \ddot{q}_j + \sum_{i,j} \left[\frac{1}{2} \frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} + \frac{\partial d_{ik}}{\partial q_j} - \frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} \right] \dot{q}_i \dot{q}_j + \frac{\partial V}{\partial q_k} \quad (2)$$

$$M = d(q) \ddot{q} + b(q, \dot{q}) + G(q) \quad (5)$$

olmalıdır [4]. Şekil 1.'e göre; I. uzva uygulanması gereken moment Şekil 3'teki gibidir.

Moment (N.m)



Şekil 3. I. Uzva Uygulanacak Kuvvet ya da Moment

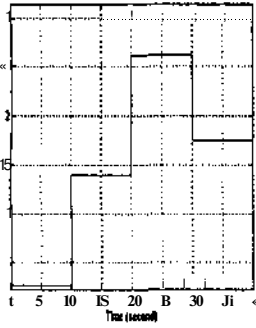
4. ROBOT KOLUNUN DENETİMİ

Robot kolunun denetiminde, klasik yöntemlerin yanı sıra geliştirilen yeni yöntemlerle de doğru sonucu ulaşılmaktadır. İstenen ve planlanmış yörüngeyi izlemesi robot denetiminde en önemli unsurdur. Robotun verimli çalışması için doğru örneklemeye ve yönlendirme yapılması gerekir. Klasik denetim yönteminden kasıt, bilinen PD, PID denetlemler ile yapılan denetim yöntemleridir. Pek çok endüstriyel robotta, bilinen klasik denetim yöntemleri kullanılmaktadır. Herbir uzuv için motor kullanılacaktır.

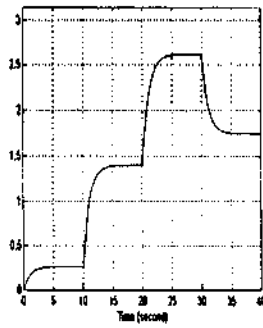
Motorun matematiksel modeli denklem 6'da verildiği gibidir. I. ve II. uzuvların PD ve PID denetlemler yardımıyla Şekil 1.'deki gibi hareket eden iki serbest dereceli motorun set edilen değerlerine nasıl ulaştığı Şekil 4. ve 5.'te gösterilmiştir. [5]

$$\frac{\theta_m}{V}(s) = \frac{K_m}{s \left[K_b \cdot K_m + (R + sL)(j_{tt} \cdot s + B_{tt}) \right]} \quad (6)$$

Set Edilen Açılar (Radyan)

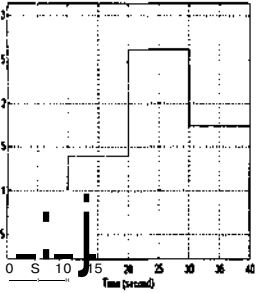


Denedeğin Yanıtı

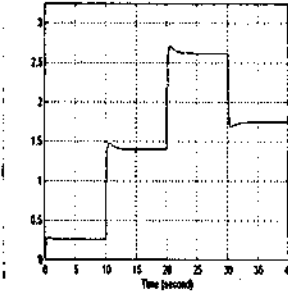


Şekil 4. . PD Denedeç ile I. Uzva Ait Simulasyon Sonuçları

Set Edilen Açılar (Radyan)



Denedeğin Yanıtı



Şekil 4. . PED Denetleç ile I. Uzva Ait Simulasyon Sonuçları

5. SONUÇLAR

İki serbest dereceli robot kolunun Şekil 1.'de tanımlanan hareket eksenine göre; her bir uzva uygulanması gereken kuvvet ya da momentin modellenmesi belirtilerek simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Bu simülasyon (benzeşim) sayesinde verilenin

daha fazla değiştirilerek her durum için uygulanması gereken kuvvet ya da momentin uygun olup olmadığı görülebilir. Her bir uzvun denetimi (L) ve (H) j denetimi, (C) i yadır. uyu gerçekleştirilmiştir. Set edilen açı değerlerine, PD denetlemler ile daha geç ulaşmıştır. Kazancın aşırı artırıldığında osilasyon yapacağı kullanılan program sayesinde görülebilir. PID denetlemler ile sistem daha çabuk kurulan değerlere ulaşmıştır. Ancak PD'ye göre dalgalanmanın daha fazla olduğu da görülmüştür.

6. KAYNAKÇA

- [1] SPONG , M. and VIDYASAGAR M, 1989, Robot Dynamics and Control John Wiley & Sons New York
- [2] ASADA , H. and SLOTINE J.E., 1986, Robot Analysis and Control, John Wiley & Sons , New York
- [3] SELIG , J.M. , 1992 , Introductory Robotics .Prentice Hall New York
- [4] FU , K.S. , GONZALEZ , R.C. and LEE C.S.G. 1987 , Robotics : Control , Sensing , Vision and Intelligence, McGraw — Hill Book Company , New York
- [5] YOO , D.S. , CHUNG M.J. and BIEN Z. , Real Time Implementation and Evaluation of Dynamic Control Algorithms for Industrial Manipulators , IEEE Trans. on Industrial Electronics , Vol.38 , No.1 , February 1991 ,26-31

SÖNEN ALAN SOĞURMALI FİBER OPTİK SENSÖR İÇİN ÇIKIŞ GÜCÜ ANALİZİ

Ö. Galip SARAÇOĞLU*, Sedat ÖZSOY**

• Elektronik Mühendisliği Bölümü,

• Fizik Bölümü,

Erciyes Üniversitesi, 38039, Kayseri

E-mail: saracog@erciyes.cdu.tr

ABSTRACT

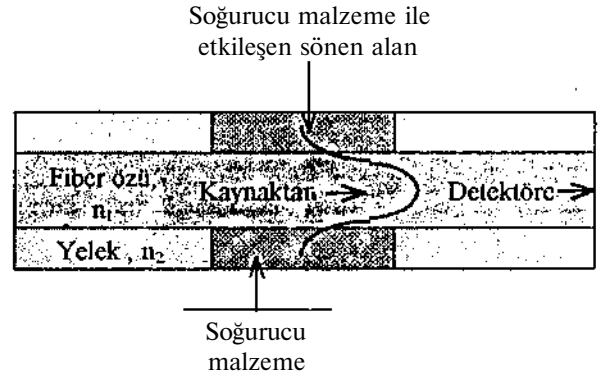
The fractional output power of an optical fiber sensor based on evanescent wave absorption has been analyzed in this work. The weakly guiding approximation has been used for modeling of the sensor. Calculations indicated that the output power was affected by bulk absorption coefficient of the material surrounding the fiber core, interaction length, and normalized frequency of the fiber. For good sensor sensitivity the normalized frequency must be small and the absorbing effect must be large.

1. GİRİŞ

Fiber optik sensörler, elektromanyetik girişimden bağımsızlık, kılavuz ve ark'a sebep olmama, küçük hacim ve ağırlık, RF yayını yapmama, uzaktan ölçmeyi mümkün kılma, çoğullanabilme, yüksek hassasiyet, büyük bant genişliği gibi özellikleri ile alışılmış sensörlere göre büyük avantajlar sergilerler, özellikle, elektriksel olmayan yapı ve tehlikeli bölgelere uzaktan erişim ihtiyacı, bir çok endüstriyel prosesin kontrolünde fiber optik sensör kullanımını gerektirir. Günümüzde, fiziksel, mekanik, akustik ve kimyasal etkiler; içte etkileşmeli, dışta etkileşmeli ve sönen alan etkileşmeli sensör tipleri ile ölçülebilmektedir [1].

Sıvı veya gaz fazındaki kimyasalların konsantrasyonlarının veya bu kimyasallara ait çeşitli parametrelerin (tepkime hızı, pH gibi) algılanmasında, sönen alan etkileşmeli sensörlerden olan Sönen Alan Soğurmalı Fiber Optik Sensörler (SASFOS'lar) yaygın olarak kullanılmaktadır [2-5]. Bu tür sensörlerde algılama ilkesi, fiber optik dalga kılavuzunda kılavuzlanan ışığın yeleğe (cladding) sızan kısmında, çevresel etki sebebiyle meydana gelen kayıplardır (Şekil 1). Diğer optik veya fiber optik yöntemlerle yapılan, yanıcı/parlayıcı gaz (veya sıvı) fazlı kimyasal algılamada, yüksek optik güç seviyeleri tehlike oluşturabilmektedir [6]. Optik fiberin yelek bölgesinde taşınan güç miktarı, küple edilen toplam güce kıyasla oldukça düşük seviyelerde olduğundan (genellikle %1-10)

SASFOS'lar, yanıcı veya parlayıcı kimyasalların algılanmasında güvenle kullanılabilir.



Şekil 1. Sönen alan etkileşmeli fiber optik sensörün prensip şeması

2. SÖNEN ALAN SOĞURMALI SENSÖRÜN ÇIKIŞ GÜCÜ

Literatürdeki çalışmalarda, hesaplamaları kolaylaştırmak için genellikle, fibere verilen optik gücün, izinli tüm modlar arasında eşit dağıldığı ve kesilime yakın modların kesirsel gücünün (modal fractional power), düşük mertebeli modlannkine göre oldukça büyük olduğu kabul edilmektedir [5, 7-9]. Örneğin $V=200$ için en düşük kesirsel mod gücü $LP_{0,1}$ modu için 10^{-6} 'dan küçük, en büyüğü $LP_{n,58}$ modu için $0,0698$ 'dir. Dolayısıyla, düşük mertebeli modların hassasiyete olan etkisi ihmal edilmektedir. Bu çalışmada da, güçlerin modlar arasında eşit olarak dağıldığı kabul edilmiş, fakat, çıkış gücünün tam bir analizini sağlamak amacıyla, tüm modların toplam güce etkisi hesaba dahil edilmiştir.

Yukarıdaki kabullere göre, çok modlu optik fiberlerle yapılan, sönen alan soğurmalı bir sensörün çıkış gücü,

$$P = \frac{1}{N} \sum_{v=1}^N P_v \exp(-\alpha \eta_v l) \quad (1)$$

olarak ifade edilebilir [7]. BagırtıcıL, P_v , başlangıca her bir moda aktarılan güç; N , uyaman mod sayısı; a , fiber özü (core) etrafına kaplanan soğurucu (absorbing) malzemenin külçe soğurma katsayısı (bulk absorption coefficient); i_j , v'inci modun yelekteki modal kesirsel gücü ve l , sönen alanla soğurucu malzemenin etkileşme uzunluğudur. Her bir modun başlangıçtaki güçleri eşit kabul edildiğinde (toplam gücün modlar arasında eşit olarak dağıldığı durum), denklem (1) ifadesini

$$\frac{P}{P_0} = \frac{1}{N} \sum_{v=1}^N \exp(-\alpha \eta_v l) \quad (2)$$

şeklinde yeniden düzenlemek mümkün olur [7]. Bu durumda P_0 , başlangıçta fibere verilen toplam güç; P/P_0 , toplam çıkış güç kesrini temsil eder.

Çok modlu optik fiberlerde yayılan her bir mod, yelek bölgesinde, mod gücünün farklı bir kesrini taşıdığından, TJ_v modal kesirsel güçlerinin bilinmesi gerekir. Bu büyüklük normalize frekansa ters olarak bağımlıdır. Bir optik fiberin normalize frekansı,

$$V = \frac{2\pi}{\lambda_0} a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (3)$$

ile tanımlanır [9]. Denklem (3)'te; AQ , kullanılan optik kaynağın boşluktaki dalga boyu; a , fiber özünün yarıçapı; «1 ve «2 sırasıyla, öz ve yelek kırılma indisleridir.

Bir moda ait yelekteki kesirsel güç, P_o öz bölgesindeki ve P_y yelek bölgesindeki güçler olmak üzere,

$$\eta_v = \frac{P_o}{P_o + P_y} = \frac{1}{V^2} \left[(ha)^2 + (qa)^2 \frac{J_1^2(ha)}{J_{l+1}(ha)J_{-l}(ha)} \right] \quad (4)$$

bağıntısıyla verilir [10]. Burada, J_n / mertebeli Bessel fonksiyonudur, (ha, qa) çifti ise, fiber özdeğer denkleminin kökleridir ve

$$V^2 = (ha)^2 + (qa)^2 \quad (5)$$

şeklinde birbirlerine bağlanırlar [10]. Zayıfça kılavuzlama yaklaşımı altında, optik fiberde kılavuzlanabilecek modların özdeğer denklemi,

$$ha \frac{J_M(ha)}{J_N(ha)} = \frac{K_M(qa)}{K_N(qa)} \quad (6)$$

ile verilir [10]. Bu ifadede, K_p , I mertebeli modifiye Bessel fonksiyonudur.

i, ÇIKIŞ CÜÇ KESRİNİN ANALİZİ

Denklem (2) ifadesinden, toplam çıkış güç kesrinin (veya sensörün toplam çıkış gücünün) N 'ye, l 'ye ve a çarpımına bağlı olduğu görülmektedir. Fiberde uyarılan mod sayısının yaklaşık olarak,

$$N \approx \frac{V^2}{2} \quad (7)$$

olduğu l ve ayrıca denklem (4) ve denklem (5)'teki eşitlikler göz önüne alınır, toplam çıkış gücünün aslında a çarpımı ve V 'ye bağlı olduğu görülür.

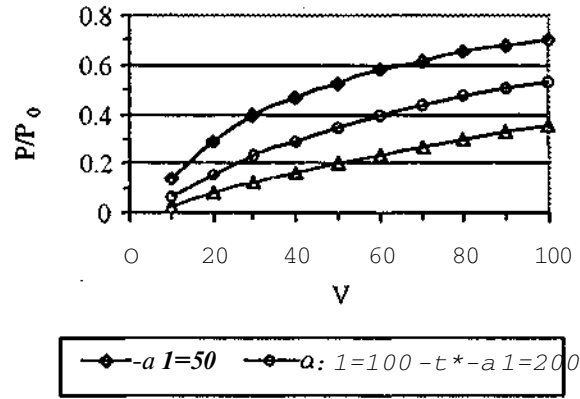
Toplam çıkış güç kesrini belirleyen analizler iki duranı için yapıldı:

- 1) Değişen normalize frekansın çıkış güç kesrine etkisi (a =sabit),
- 2) Değişen soğurucu etkinin (af) çıkış güç kesri üzerine etkisi (K =sabit)

Her iki durumu incelemek için, denklem (6) ile verilen özdeğer denklemi, Newton-Raphson algoritması kullanılarak çözüldü ve elde edilen (ha, qa) çifti denklem (4)'te yerine konularak r_j 'ler hesaplandı. Bulunan r_j 'ler kullanılarak, değişik (a) 'ler ve F 'ler için denklem (2)'den toplam çıkış güç kesirleri hesaplandı.

4. BULGULAR

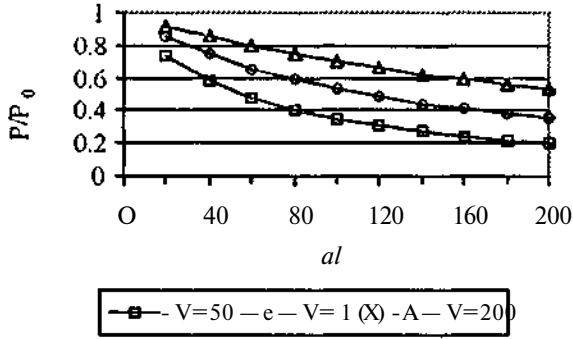
İlk olarak (a) 'nin 50, 100 ve 200 değerlerine karşılık K 'nin 10'dan 100'e değişiminin çıkış etkisi araştırılmış ve sonuçlar Şekil 2'de verilmiştir



Şekil 2. Normalize frekansla, üç değişik (a) için çıkış güç kesrinin değişimi

Şekil 2'den, her $\{a\}$ için, normalize frekanstaki artına ile toplara güç kesrinin artış hızının azaldığı ve giderek bir doyuma yaklaştığı görülmektedir. Bunun sebebi 77 'nin J^{-} 'ye ters orantılı olarak bağlı olmasının kaynaklanmaktadır. F 'nin büyümesi, yelekte taşınan gücü ve dolayısıyla soğurucu yelek ile etkileşim alanı azaltmaktadır. Buna göre, çok büyük V değerleri için çıkış gücünün $(a/)$ 'den yaklaşık olarak bağımsız olacağı söylenebilir. Bu yüzden, yeterli bir hassasiyet için mümkün olan en küçük normalize frekansta çalışmak uygun olur.

İkinci olarak, F 'nin 50, 100 ve 200 değerlerine karşılık $(a/)$ 'nin 20'den 200'e değişiminin çıkışa etkisi incelenmiş ve sonuçlar Şekil 3'te verilmiştir.



Şekil 3. $\{a\}$ karşısında üç değişik normalize frekans için çıkış güç kesrinin değişimi.

Şekil 3, yukarıda bahsedilen noktaları desteklemektedir. $\{a\}$ 'ye bağlı olarak çıkıştaki değişim, küçük V değerleri için daha büyüktür. Bu da, daha yüksek hassasiyete sahip sensörlerin yapılması için, öncelikle normalize frekansın küçük seçilmesinin önemli olduğunu gösterir. Sönen alan etkileşmeli bir şekilde, çevresel etki ile değişen nicelik a olduğundan, başlangıç a 'sı yeterince büyük olan kimyasallar tercih edilmeli ve ölçülebilir bir tepki için, etkileşim uzunluğu büyük olmalıdır.

5. SONUÇLAR

Sönen alan soğurmalı bir fiber optik sensörün çıkış gücü, kullanılan fiberin normalize frekansına (F). soğurucu yelek malzemesinin külçe soğurma katsayısına (a) ve sönen alanın etkileşim uzunluğuna (l) bağlıdır.

Normalize frekansa olan bağımlılık daha güçlü olduğundan, hassasiyeti daha yüksek sensörlerin tasarınunda, bu değerlerin düşürülmesine çalışılmalıdır. Küçük normalize frekanslar;

- 1) öz/yelek kırılma indisleri birbirine çok yakın olan ($\ll 1$) ve öz yarıçapı mümkün olduğunca küçük olan fiberlerin seçilmesiyle;
- 2) Mümkün olan en uzun dalga boyunda çalışmanın sağlanmasıyla gerçekleştirilebilir.

Sabit bir normalize frekans değeri için etkileşim uzunluğunun artırılması da hassasiyeti iyileştirir.

6. KAYNAKÇA

- [1] K. Hotate, "Fiber Sensor Technology Today", *Optical Fiber Technology*, vol. 3, pp. 356-402, 1997.
- [2] P. Radhakrishnan, V.P.N. Nampoore, C.P.G. Vallabhan, "Fiber optic sensor based on evanescent wave absorption sensor", *Optical Engineering*, vol. 32, pp. 692-694, 1993.
- [3] G. Stuart, W. Jin, B. Culshaw, "Prospects for fibre optic evanescent-field gas sensors using absorption in the near-infrared", *Sensors and Actuators U*, vol. 38-39, pp. 42-47, 1997.
- [4] C. Egami, Y. Suzuki, O. Sugihara, H. Fujimura and N. Okamoto, "Wide Range pH Fiber Sensor with Congo-Red- and Methyl-Red-Doped Poly (Methyl Methacrylate) Cladding", *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 36, pp. 2902-2905, 1997.
- [5] M.D. DeGrandpre and L.W. Burgess, "Long Path Fiber-Optic Sensor for Evanescent Field Absorbance Measurements", *Analytical Chemistry*, vol. 60, pp. 2582-2586, 1988.
- [6] P. McGeehin, "Thermal ignition in hazardous environments due to stray light from optical fibres". *SPIE*, vol. 1795, pp. 286-295, 1992.
- [7] F.P. Payne and Z.M. Hale, "Deviation from Beer's law in multimode evanescent field sensors". *International Journal of Optoelectronics*, vol. 8, pp. 743-748, 1993.
- [8] C.O. Egeon, E.A. Mendoza, A.N. Khalil, R.A. Lieberman, "Modelling an evanescent field absorption optical fiber sensor", *Optical Engineering*, vol. 31, pp. 3583-3586, 1995.
- [9] D. Gloge, "Weakly Guiding Fibers", *Applied Optics*, vol. 10, pp. 2252-2258, 1971.
- [10] A. Yariv, *Optical Electronics in Modern Communications*, Oxford University Press, New York, 1997.

ERBİYUM KATKILI FİBER OPTİK YUKSELTEÇLERİN (EDFA) MODELLEMESİ VE BİLGİSAYARLI KAZANÇ SİMÜLASYONU

Murat ARI
Çankırı Meslek Yüksekokulu
Ankara Üniversitesi
18200 Çankırı
E-mail: cmeslek@turnet.net.tr

Ahmet ALTUNCU
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü
Dumlupınar Üniversitesi / Kütahya
E.mail: aaltuncu@ges.net.tr

Cem NAKİBOĞLU
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi / Ankara
E-mail: cemnak@mikasa.mmf.gazi.edu.tr

ABSTARCT

Attenuation in optical fibers is a fundamental limitation in realising long distance optical communication and distribution networks. However recent advances in fiber optics, has enabled the direct optical amplification of signals through the optical amplifiers exhibiting high gain, low noise, large band width and large output power characteristics. The most well established technology in this case is erbium doped fiber amplifiers (EDFA). The EDFA's are operated in the 1,55/Jtn wavelength region in which the loss of silica fibers is minimum.

in this study, firstly, the rate and propagation equations of a forward pump EDFA are evaluated as functions of pump and signals input powers, fiber length and Er^{3} density. Then a computer program has been written to simulate the EDFA characteristics. by solving the rate and propagation equations, numerically. The simulation results show how the gain of an EDFA varies as functions of pump and signal input powers, fiber length and Er^{3*} density and thus, the optimum fiber length for the maximum EDFA gain can be easily determined.*

1. GİRİŞ

Optik fiberlerde zayıflama (attenuation), uzak mesafe fiber optik haberleşme sistemlerinin gerçekleştirilmesinde karşılaşılan temel problemlerden birisidir. Bununla birlikte fiber optik teknolojisinde kaydedilen son gelişmeler, yüksek kazanç, düşük gürültü, yüksek band genişliği ve yüksek çıkış gücü karakteristiklerine sahip optik amplifikatörler yoluyla doğrudan optik olarak amplifikasyonuna izin vermiştir. Sinyalin silika fiberlerin yer kürede az rastlanan elementlerle (rare-earth element) katkılanması yoluyla gerçekleştirilen fiber optik lazerler ve amplifikatörler bu tür teknolojilerin en popüler olanıdır ve bu nedenle kısa bir zamanda ticari amaçlı kullanıma girmiştir.

Bir katkılı fiberde amplifikasyon fikri ilk defa 1964'de Koester ve Snitzer tarafından teklif edilmesine rağmen [1] pratikte kullanımı ancak 1986'dan sonra yani düşük kayıplı rare-earth katkılı fiberlerin fabrikasyonu ve karakterizasyonu gerçekleştirildikten sonra mümkün olmuştur [2]. Erbiyum (Er^{3+}), Holmiyum (Ho^{3+}), Neodmiyum (Nd^{3+}), Prasedmiyum (Pr^{3+}), Samariyum (Sa^{3+}), Tuliyum (Tm^{3+}) ve Yiterbiyum (Yb^{3+}) gibi bir çok rare-earth iyonlar kullanılarak, görülebilir ışıktan (Visible) kızılötesi ışık (infrared) bölgesine (3 mm' ye kadar) geniş bir spektrumu kapsayan farklı dalga boylarında çalışan fiber amplifikatörlerle yapılabilir. Bununla birlikte yukarıda verilen elementler arasında Erbiyum katkılı fiber amplifikatörler (EDFA) en büyük ilgiyi toplamayı başarmıştır. Bunun nedeni ise, bu amplifikatörlerin silika fiberlerde optik fiber zayıflamasının minimum olduğu 1550 nm dalda boyu civarında geniş bir aralıkta çalışması ve dolayısıyla 1550 nm penceresinde (3. Pencere) çalışan fiber optik haberleşme sistemleri için ideal olmasıdır[3]. Yakın zamanda yapılan çalışmalar prensip olarak erbiyum katkılı fiberi 980 nm ve 1480 nm' de pompalamanın (pumping) en verimli çalışan ve uyarılmış seviye absorblamasından (excited state absorption) bağımsız yöntemler olduğunu ortaya koymuştur [4].

1480 nm' de çalışan bir yarı iletken lazerler pompalanan ilk yüksek verimli ve yüksek kazançlı EDFA 1988'de Nakazava tarafından gerçekleştirilmiştir[5] ve yine EDFA'nın yüksek bit oranlı ve uzak mesafe fiber optik haberleşme sistemlerinde kullanımı 1989'da başlamıştır. EDFA'nın diğer bir modeli DEDFA (Distributed-Erbium-Doped Fiber Amplifiers), çok düşük oranda Er^{3*} katkılanmış iletim fiberini içerir. Ve son yıllarda özellikle yüksek bit oranlı non-lineer soliton pulsların uzak mesafelere iletiminde kullanılmak üzere geliştirilmektedir [6]. Optimize edilmiş bir EDFA'mn tipik karakteristikleri

1,55µm bölgesinde yüksek kazanç (30-50 dB) ,yüksek çıkış gücü (+10-20 dBm) , yüksek kazanç verimi (6-10dB/mW), düşük gürültü (NF=3-5 dB), yüksek band genişliği (30 nm'den büyük) , düşük polarizasyon bağımlılığı, iletim fiberine düşük bağlantı kaybı (<0,5dB) ve basit yapısıdır.

Bu çalışmada önce tipik bir iletim yönünde (fonvard pumped EDFA) pompalanmış EDFA'yı karakterize eden oran ve yayılım denklemleri kullanılarak pompalama ve sinyal giriş güçleri fiber uzunluğu ve erbiyum yoğunluğunun fonksiyonu olarak elde edilmiştir. Daha sonra EDFA tasarımında kullanılabilecek şekilde model denklemlerinin nümerik çözümlenmesini ve sonuçların grafiksel görüntülenmesini içeren Delphi programı yazılmıştır. Simülasyonla elde edilen grafikler EDFA kazancının, pompalama gücü, sinyal giriş gücü ve fiber uzunluğuna bağlı olarak nasıl değiştiğini göstermekte ve bu sayede maksimum kazanç için optimum fiber uzunluğu bulunabilmektedir.

3. MODELLEME

Bu model 1480 nm'de tek yönlü pompalanan (fonvard pumping) 1500-1600nm spektral aralığındaki Er³⁺ fiber optik amplifikatörler için hazırlanmıştır. Model, sinyal saturasyonunu Gausiyan Mod dağılımını ve temel fiber kayıplarını içerir. Buna karşılık ESA'yı (Excited State Absorption) ASE'yi (Amplified Spontaneous Emission), Stark-Splitting (bölünmesi) nedeni ile oluşan homojen olmayan spektral genişlemeyi, on-off anahtarlamadaki geçici rejimleri ve gürültüyü içermez.

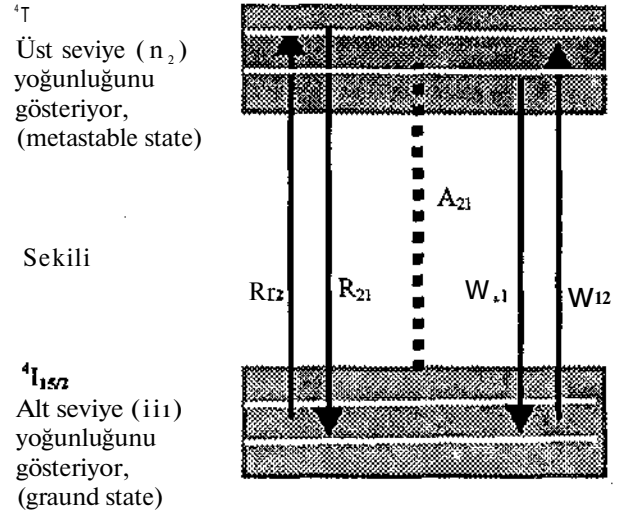
4. ORAN DENKLEMLERİ

EDFA'nın kazanç karakteristiklerinin elde edilmesi, erbiyum atomunun enerji seviyeleri arasındaki geçişleri tanımlayan oran denklemlerinin ve fiberdeki sinyal ve pompalama gücü ile ilgili yayılım denklemlerinin birlikte çözümünü gerektirir. Basitleştirilmiş analitik denklemler ASE ve ESA'yı ihmal ederek elde edilebilse de hassas sonuçlar çoğunlukla bu denklemlerin nümerik çözümlenmesini gerektirir.

Şekil 1, Er³⁺ iyonunun enerji seviye diyagramını ve oran denklemlerini veren popülasyon yoğunluklarına, yani her bir enerji seviyesindeki birim hacim elemanı başına erbiyum iyon sayısını göstermektedir.

Üst seviye (n₂) popülasyonun zamana göre değişimi şöyle ifade edilir.

$$\frac{dn_2}{dt} = + (R_{12} + W_{12}) n_1 - (R_{21} + W_{21} + A_{21}) n_2 \quad (D)$$



Burada:

$R_{12} > W_{12}$: Pump ve Sinyal absorblama oranı

$R_{21} > W_{21}$: Pump ve Sinyal uyarılmış emisyon (stimulated emission) oranı.

A_{21} : Kendiliğinden emisyon (spontaneous emission) oranı

Alt seviye (n₁) popülasyonunun zamana bağlı değişimleri birbirine eşittir. Ve üst seviye (n₂)

$$\frac{dn_1}{dt} = - \frac{dn_2}{dt} \quad (2)$$

Ve toplam iyonik popülasyon

$$n = n_1 + n_2 \quad (3)$$

şeklinde dir.

Kalıcı halde (steady state)

$$\frac{dn_j}{dt} = \frac{dn_2}{dt} = 0 \quad (4)$$

olmaktadır.

Alt ve üst seviyedeki iyonik popülasyonun toplam iyonik popülasyona oranı ise şöyle gösterilebilir (oran denklemleri)

$$\frac{n_1}{n} = \frac{(R_{21} + W_{21} + A_{21})}{(R_{21} + R_{12} + W_{21} + W_{12} + A_{21})} \quad (5)$$

$$\frac{n_2}{n} = \frac{(R_{12} + W_{12})}{(R_{21} + R_{12} + W_{21} + W_{12} + A_{21})} \quad (6)$$

Yukarıda kullanılan absorblama ve emisyon oranları pump ve ışık şiddetine (gücüne) bağlı olup, tek modlu Er³⁺ katkılı aktif fiberdeki ışık şiddetinin dağılımı Gausiyan fonksiyonu ile

$$I_{p,s}(r,z) = \frac{P_{p,s}(z) \cdot \exp(-r^2/w^2)}{n \cdot W_{p,s}^2} \quad (7)$$

olarak verilir.

Burada;

$I_{p,s}(r,z)$ = Pump ve sinyal ışık şiddeti
 $P_{p,s}(z)$ = Pump ve sinyal gücü
 W_{pfs} = Pump ve sinyal için nokta büyüklüğü (Spot-size)
 r,z = Koordinatlar

Yukarıda verilen R, W

Absorblama ve emisyon yayılım oranları, pump ve sinyal güçleri cinsinden ifade edilerek daha anlamlı hale getirilebilir.

$$\text{Pump, } R_j = P_p a^{pj} \psi_p(r) / hv_p ; ij = 1,2... \quad (8)$$

$$\text{Sinyal, } W_s = P_s a^s \psi_s(r) / hv_s ; ij = 1,2... \quad (9)$$

Bu bağıntılardaki değişkenler şöyle açıklanabilir.

$P_{p,s}$: Pump ve sinyal gücü (watt)

O_{12} : Pump ve sinyal dalga boyundaki absorblama ve kesit alanı (m^2)

$hv_{p,s}$: Pump ve sinyal foton enerjisi (joule)

$$\psi_{p,s}(r,\theta) = \frac{\exp(-r^2/w_{p,s}^2)}{T_i \cdot w_{p,s}} \quad \begin{array}{l} \text{Pump ve sinyal için} \\ \text{normalize Gausiyen} \\ \text{alan fonksiyonu (l/m}^2\text{)} \end{array}$$

Verilen fiber için pump eşik gücü (quenching, threshold povver)

$$P_{qu} = hv_p n W_p^2 A_{21} / a_{12}^s \quad (10)$$

Sinyal saturasyon gücü :

$$P_{sat} = hv_s n W_s^2 A_{21} / a_{21}^s \quad (11)$$

şeklinde. Tipik olarak P_{qu} için 0,1mW ve P_{sat} 10 mW civarındadır. Yapacağımız analizde bu değerler kullanılmaktadır.

4. YAYILMA (Propagation) DENKLEMLERİ

ASE'yi dikkate almadan elde edilen pump ve sinyal ışık şiddeti için yayılım denklemleri [4]

$$\frac{dI_p}{dz} = [CT_{21}^p n_2 - 0 \cdot 12 n_1] I_p - a I_p(z) \quad (12)$$

ve

$$\frac{dI_s}{dz} = [\sigma_{21}^s n_2 - a_{12}^s n_1] I_s - a I_s(z) \quad (13)$$

şeklinde. Gausiyen Mod dağılımı kullanılarak ve r, S koordinatında integral alınırsa z boyunca pump ve sinyal gücünün değişimini veren yayılım denklemleri;

İleri yönde yayılan pump için ;

$$\frac{dP_p}{dz} = 2 \int_0^a [\sigma_{21}^p n_2 - \sigma_{12}^p n_1] P_p M/p(r) r dr - a P_p \quad (14)$$

İleri yönde yayılan sinyal için;

$$\frac{dP_s}{dz} = 2 \int_0^a [\sigma_{21}^s n_2 - \sigma_{12}^s n_1] P_s v_s(r) r dr - c x_s P_s \quad (15)$$

Burada;

$a_s.p$ = Pump ve sinyal dalga boyundaki temel fiber kaybı
 $i_i \cdot c n_2$ = Denklem 5 ve 6'da tanımlanan oran denklemleri

Verilen non-lineer adi diferansiyel denklemler aşağıda verilen sınır şartlarını kullanacak bir bilgisayar programı yardımıyla nümerik olarak çözülebilir.

Sınır şartları:

$$P_p(z=0) = P_{pump}(W)$$

$$P_s(z=0) = P_m(W)$$

5. NÜMERİK ÇÖZÜMLEME ve SİMÜLASYON

Bu çalışmada verilen non-lineer diferansiyel denklemlerin çözümünde kullanılan trapozidial (yamuk) yöntemi basit olmasına rağmen analitik çözümlere oldukça yakın değerlerde sonuçlar vermektedir.

Hesaplamalarda kullanılan veriler şunlardır :

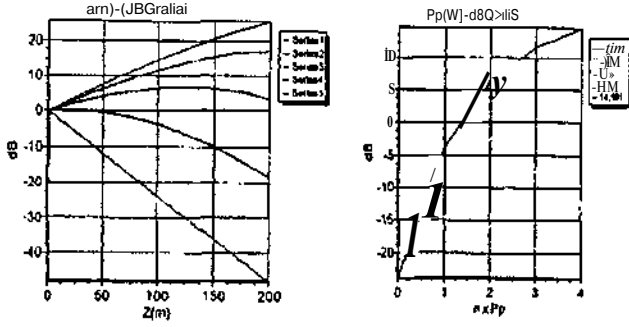
Pompa Dalgaboyu, λ	= 1480 nm
Sinyal Dalgaboyu, λ_s	= 1550 nm
LPoi cut-off, λ_c	= 1400 nm
Pump V-Değeri, V_p	= 2,275
Sinyal V-Değeri, V_s	= 2,172
Pompa Absorblama Kesit Alanı, $\langle j_{12}^p \rangle$	= $0,75 \times 10^{-25} m^2$
Kayıp Katsayıları O_p ($\sim 0,25$) = a_s ($\sim 0,20$ dB)	= 0
Sinyal Absorblama Kesit Alanı, O_{12}^s	= $2,4 \times 10^{-25} m^2$
Pompa için Uyarılmış Emisyon Kesit Alanı, a_{21}^p	= $0,19 \times 10^{-25} m^2$
Sinyal için Uyarılmış Emisyon Kesit Alanı, O_{21}^s	= $3,8 \times 10^{-25} m^2$
Fluoresan ömrü, Tf	= 9,8 msn

Şekil 2-a ve 2-b, 200m uzunluğundaki Er^{3+} katkılanan bir aktif fiberin ileri yönde pompalanmasıyla elde edilen bu kazanç değişimlerinin uzunluğu (2-a) ve pump giriş gücünün fonksiyonu olarak göstermektedir. Pump ve sinyal güçleri sırasıyla 0,4mw ve 1 μ w olup, fiber öz yarıçapı 2nm'dir. Şekil 3-a ve b'de ise 100m uzunluğundaki Er^{3+} katkılı bir aktif fiberin ileri yönde pompalanmasıyla elde edilen kazanç değişimlerini uzunluğun (3-a) ve pump giriş gücünün fonksiyonu olarak görülmektedir. Pump ve sinyal güçleri sırasıyla 0,6mw ve 1 μ w olup, fiber öz yarıçapı 5 μ m'dir. Grafiklerden anlaşılacağı gibi EDFA kazancı, uygulanan pompalama gücü ile artmakta ve belirli bir z uzaklıkta maksimum değerine ulaşmaktadır.

Örnek 1 :

Veriler :

(Er³⁺) Katkılı Fiber Uzunluğu : 200
 Fiberin Yarıçapı : 7×10^{-6}
 Fiberin Erbium Yoğunluğu : 7.9×10^{23}
 Pump Gücü : 4×10^{-3}
 Sinyal Gücü : 1×10^{-3}

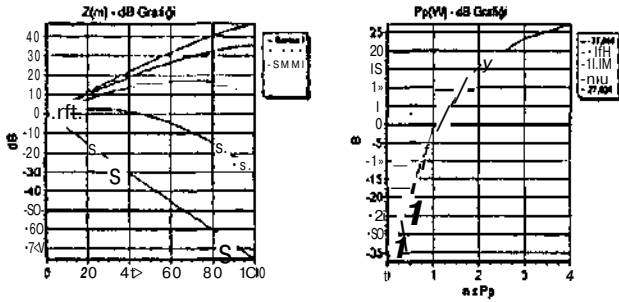


(a) (b)
 Şekil 2 . EDFA kazancının uzunlukla ve pump gücüyle değişimi

Örnek 2:

Veriler :

(Er³⁺) Katkılı Fiber Uzunluğu : 100
 Fiberin Yarıçapı : 5×10^{-6}
 Fiberin Erbium Yoğunluğu : 7.9×10^{23}
 Pump Gücü : 6×10^{-3}
 Sinyal Gücü : 1×10^{-3}



(a) (b)
 Şekil 3-. EDFA kazancının uzunlukla ve pump gücüyle değişimi

Her ne kadariyla pump ve sinyal dalga boyu için temel fiber kaybı sıfır kabul edilmişse de yüksek orandaki Er³⁺ katkılama kaybı uygulanan pump gücünü fiber boyunca önemli ölçüde zayıflatmakta, fiber uzunluğunun ikinci yansında ters birikim için (population inversion) yeterli olmadığından kazanç azalmaktadır. Buna göre verilen pump ve sinyal güçleri ve erbium yoğunluğu için , EDFA kazancının maksimum olduğu bir optimum aktif fiber uzunluğu vardır. Birinci tip fiber için bu değer maksimum uygulanan güç için 200m civarında ve elde edilen kazanç 25 dB civarındadır. İkinci tip fiber ISC benzer kazancı yaklaşık 50m uzunlukta vermektedir.

6. SONUÇLAR

Bu çalışmada istenen kazanç karakteristiğine sahip bir erbium katkılı fiber optik müfrit/ikdöi (EDFA) tasarımında kullanılabilecek bir 11100 ve programı.

EDFA'yı karaklırcız eden oran ve yayını denklemlerini kullanarak gerçekleştirilmiştir.

Yazılan program başlangıç değerine ve Er³⁺ katkılı fiber parametrelerine bağlı olarak sinyal gücünün ve kazancın fiber boyunca ve pump gücüyle nasıl değiştiğini grafiksel olarak vermektedir. Ayrıca EDFA boyunca kazancın değişimini kullanarak maksimum kazanç için optimum fiber uzunluğu bulunabilmektedir.

9. KAYNAKÇA

- [1] CC. Kocsler, E. Şnitzer, "Amplification in a fiber laser" Applied Optics, Vol.3.No-10, page 1182-86, Ekim 1994
- [2] S.B. Poole, et.al. "Fabrication and characterication of low-loss optical fibers containing rare-earth ions", IEEE J.of Lightwvave Tech. Letters, LT-4, No:7, page 870-76, Temmuz 1986
- [3] Rj. Mears.et.al. "Low noise erbium doped fiber amplifier operating at 1,54/jm " Electronics letters, Vol.23, pp-1026-27, 1987
- [4] Emmanuel Desurvire, "Erbium-Doped Fiber Amplifiers Principles and Applications", J. Wiley-Interscience Publication, New York 1994
- [5] M. Nakazava, et.al., "Efficient Er³⁺ doped optical fiber amplifier pumped by a 1,48 mm InGalAr laser diode" Applied physics letters, Vol.24, No-4, pp-295-97, 1989
- [6] A.Altuncu , et.al. , "40 Gbit /sa errorfree tranmission över a 68 km distributed erbium doped fiber amplifier", Electronics letters, Vol.32, No.3, pp-233-34, 1996
- [7] P.Urguhart & T.J. Whitley, "Long Span Fiber Amplifiers", Applied Optics, V.29, No.24, pp-3503-3509, 1988
- [8] A.A.M.Saleh, et.al., "Modeling of Gain in Erbium-doped fiber amplifiers", IEEE Photonics Technology letters, Vol.2, No. 10, October 1990

D-Fiber/Dilim Dalga Kılavuzu İle Pasif Fiber Optik Eleman Tasarımı

Mehmet Salih DİNLEYİCİ

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü
35230 İzmir
E-mail: sdinleyi@likya.iyte.edu.tr

David B. Patterson

Electrical and Computer Eng. Dept.
Illinois Institute of Technology
İL 60616 Chicago USA

ABSTRACT

Fiber/slab coupler structure has been exploited as an passive in-line optical fiber component for functions of filtering, intensity modulating and switching. In this work we have proposed a model based on the elliptic core D-fiber and a prototype model has been fabricated. The model is realized by placing a polymer slab on the top of D-fiber and tested for filter characteristic, in addition the polarization property of the coupler is investigated.

1. GİRİŞ

Fiber optik iletişim hatlarında kullanılan elemanların bazılarının fiber/dilim dalga kılavuzu aktarıcısı ile gerçekleştirilmesi olasıdır[1]. Fiber optik hattının kesilmesine gerek kalmadan gerçekleştirilebilecek olan bu yapı ile süzgeç, modülatör ve anahtarlama fonksiyonları için tasarım yapılabilmektedir[2]. Hatta, bu elemanların elektrik alanı (voltaj) ile ayarlanabilirliği gösterilmiştir [3]. Bu elemanların gerçekleştirilmesinde genellikle dairesel göbekli normal fiber optikler ile değişik kristaller ve polimerler kullanılmaktadır. Normal fiber optiğin göbeğinin ortaya çıkarılabilmesi için, eğik bir düzlem üzerine monte edilen fiber optik bir yanından yansıtıcı tabakası tesfiye edilerek göbeğe ulaşılmakta ve bu yüzeye dilim dalga kılavuzu oturtulmaktadır[3]. Yansıtıcı tabakanın inceltilmesi mekanik olarak yapıldığından fiber optiğin hazırlanması oldukça zahmetli ve dikkat gerektiren bir işlemdir.

Bağlaışık (coherent) iletişim tekniğinde önerilen çözümlerden birisi olan, D-şeklindeki eliptik göbekli fiber optik kullanılarak da yukarıda sayılan elemanların gerçekleştirilebilmesi olasıdır. Örnekte çalışmada D-fiber kullanan elemanlar tasarlanmış ve süzgeç özellikleri test edilmiştir.

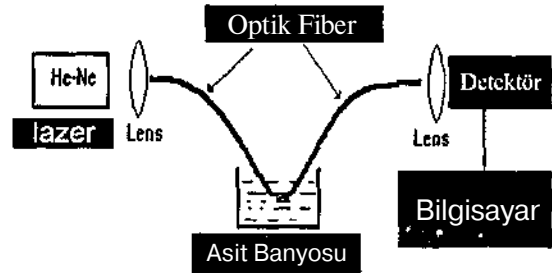
2. D-FİBERİN HAZIRLANMASI

Şekil 1 de bir D-fiber ile dilim dalga kılavuzunun kesiti görülmektedir. Burada eliptik göbeğin yanal yüzeye yakınlığı çok önemlidir. Fiberin göbeğine ulaşmak için, yansıtıcı tabaka bütün yönlerden inceltilir ve daha yakın olan düz yanal yüzey tarafından etkileşim alanına girer. Bundan sonra yapılacak işlem ise bu yüzeye dilim dalga kılavuzunun yerleştirilmesidir.



Şekil 1. D-Fiber ve dilim dalga kılavuzu kesiti

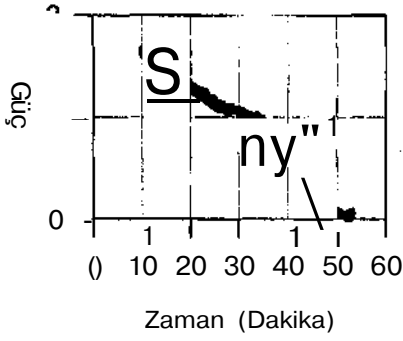
Fiberin inceltilmesi kimyasal kazıma (Etching) tekniği yapılmıştır, bunun için kurulan düzenek Şekil 2 de görülmektedir.



Şekil 2. Kimyasal kazıma düzeniği

He-Ne lazerden alınan 633 nm deki ışık 20X lens aracılığı ile fibere kuple edilmiştir. Koruyucu tabakası temizlenmiş fiber optik hidroklorik asit bulunan bir banyonun içerisinden geçirilerek detektöre bağlanmıştır. Kimyasal kazıma işlemi başlamadan önce kaydedilen çıkış gücünün belirli bir orana düştüğü yer ile fiber göbeğinin yanal yüzeye yakınlığı arasında bir ilişki bulunmaktadır. Ancak, bu ilişki bir çok faktöre bağlı olduğu için birden fazla fiber optik aynı anda kimyasal kazıma tabi tutulurken, bir tanesi monitör etmek için kullanılmıştır. Kimyasal kazıma süresi asidin derişikliği, ortam sıcaklığı, asit banyosunun büyüklüğü ve

kaç tane fiber optiğin konulduğuna bağlı olarak değişmektedir. Bir örnek olması açısından aşağıdaki grafik verilmiştir.

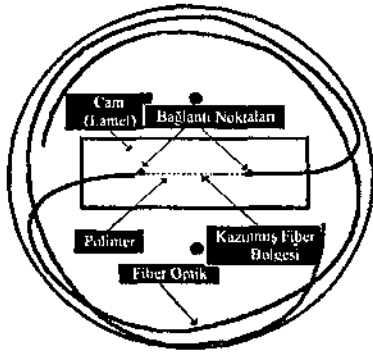


Şekil 3. Kimyasal kazıma süreci

Kimyasal kazıma süresince fiber optiğin önce silica katmanı daha sonra ise yansıtıcı tabakası inceltilecek yerini su/asit çözeltisi almaktadır, bu çözeltinin kırılma indisi 1.33 civarındadır. Bu çözelti sönümlü dalga bölgesine geldiğinde fiber içerisindeki ışın büyük bir bölümü saçılır ve çıkış gücü hızlı bir şekilde düşer. Bu noktadan sonra çözelti göbeği eritmeye başlar ve çıkış gücü büyük osilasyonlar yapmaya başlar ki bizim için istenmeyen bir durumdur. Kimyasal olarak kazanmış bölgenin boyutunu da tasarımın gereğine göre ayarlamak gerekmektedir.

3. DİLİM DALGA KILAVUZU OLUŞTURMA

Kazanmış fiber optik, dilim dalga kılavuzunun yerleştirilmesi için hazır durumdadır. Fiberin düz yanal düzeyinin düzgün bir şekilde tutturulması için şekil 4 de ki gibi aparat kullanılmıştır.



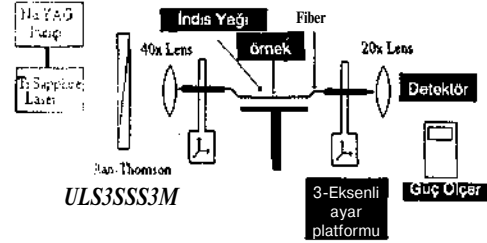
Şekil 4. Fiber işleme aparatı

Kazanmış olan bölge üste gelecek şekilde mikroskop altında ayarlandıktan sonra, cam destek üzerine uçlarından optik yapıştırıcı ile tutturulmuştur. Fiberin kalan kısımları ise işlem esnasında zarar görmemesi için kenarlara sarılmıştır. Konuşturulacak olan dilim dalga kılavuzu farklı malzemeler kullanılarak yapılabilir, ancak biz bu çalışmada sadece bir polimer (benzophenonetetracarboxylic-dianhydrideoxydianiline-phenylenediamine) kullanacağız. Bu polimerin seçiminde kırılma indisinin

1.52 olması ve kullanımının kolay olması söylenebilir. Aparata yerleştirilmiş fiber optiğin üzerine polimer damlatılarak tatbik edilebilir; daha sonra, aparat döndürülerek bu polimerin düzgün bir şekilde yayılması ve istenilen kalınlık elde edilebilir. Bu yapının kalıcılığını sağlamak için düzenlenmesi (curing) gereklidir, bunun için 175 derecede 30 dakika fırınlanmıştır.

4. ÖRNEKLERİN TEST EDİLMESİ

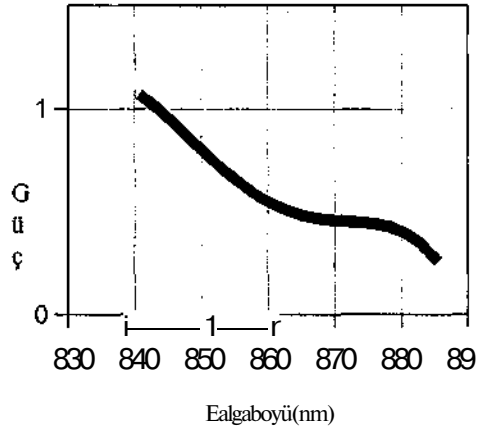
Farklı dönme hızlarına göre hazırlanmış örnekler şekil 5 de görülen düzenek kullanılarak test edilmiştir.



Şekil 5. Deney düzeni

Ayarlanabilir kaynak olarak Nd:YAG lazer ile pompalanmış Ti:Sapphire Lazer kullanılmıştır. Bu kaynağın ayarlanabilme aralığı 840-885 nm kadardır ve bu aralıkta düz bir karakteristik göstermemektedir. Bu nedenle kaynağın güç spektrumunu öncelikli olarak kaydedilmiş ve toplanan değerler bu spektrum ile normalize edilmiştir. Polarizasyon kontrolü ve güç ayarlanması için ise Glan-Thomson polarizatörü seçilmiştir. Fiber optiğin giriş ve çıkış için gereken kupa elemanları ve geniş spektrumlu bir dedektörle düzenek tamamlanmıştır.

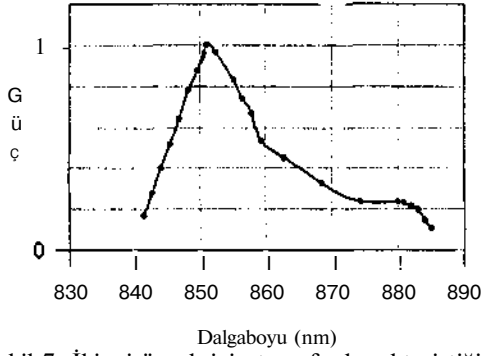
İlk örnek, 67 dakika kazanarak elde edilmiş ve 2175 devir/dakikalık bir dönmeyle polimer konuşlandırılmış ve 170 derecede 30 dakika tutularak düzenlenmiştir. Bu örneğe ait grafik şekil 6 da görülmektedir.



Şekil 6. İlk örnek için transfer karakteristiği

Bu örnek düşük geçiren süzgeç karakteristiği göstermektedir.

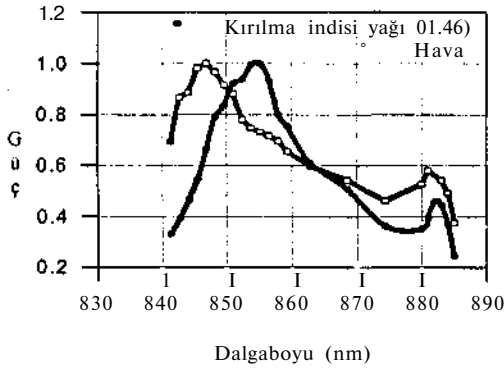
İkinci örneğimiz, 60 dakika kazanmış ve 1560 devir/dakika bir dönmeyle elde edilmiştir. Bu örneğe ait grafik şekil 7 de görülmektedir.



Şekil 7. İkinci örnek için transfer karakteristiği

İkinci örnek bu aralık için bant aralığı 11 nm olan bant geçiren süzgeç özelliği göstermektedir. Deney sonunda bu örneğin kırılarak (SEM) mikroskop ile yapılan incelenmesinde dilim dalga kılavuzunun fiber göbeğine 4 µm kadar yakında olduğu görülmüştür. Bir diğer önemli nokta ise dilim dalga kılavuzunun 70 µm boya sahip olduğu ve bu mesafe boyunca kalınlığının 4 µm ile 8 µm arasında değiştiğinin gözlenmesidir.

Üçüncü örnek aynı etch zamanı ve 2300 devir/dakika ile elde edilmiştir. Bu örneğe ait transfer karakteristiği Şekil 8 de görülmektedir.



Şekil 8. Üçüncü örneğin transfer karakteristiği

Elde edilen transfer karakteristiği bu örnek içinde bant geçiren süzgeç özelliği göstermektedir. Dilim dalga kılavuzunun boşta kalan üst yanal yüzeyi yaklaşık olarak kırılma indisi 1.0 olan hava ile kontaklıdır. Bu yüzeye yerleştirilecek olan farklı kırılma indisindeki malzemelerin transfer karakteristiğine etkisini inceleyebilmek için kırılma indisi bilinen 1.46 bir sıvı (index liquid) konmuş ve Şekil 8 deki ikinci grafik bu şekilde elde edilmiştir. Fiberin girişine uygulanan polarize edilmiş ışığın eliptik göbeğe göre konumu bilinmediği için TE ve TM modlar için güç eşit olarak bölünmemiştir. Burada TE mod elektrik alanının dilim dalga kılavuzuna paralel olduğu durumu, TM mod ise buna dik olan durumu ifade etmektedir. Şekil 8 deki düşük tepe değeri TE mod için elde edilmiştir. TM mod için elde edilen tepe değerlerindeki kayma üst yüzeye konan indis sıvısından dolayıdır. Bu özellik bu tür elemanların dışardan ayarlanabilmeleri açısından çok önemlidir.

5. SONUÇ

D-Fiber kullanılarak yapılan sönümlü, dalga kuplajlı bu elemanlar ile bağlaşıklık iletişim hattının ihtiyaç duyduğu spektral süzgeç ve dalga bölümlü multiplekslerin tasarlanmasının olası olduğu gösterilmiştir. Ayrıca, bu elemanların dilim dalga kılavuzunun üst yanal yüzeyindeki ortamın kırılma indisine hassas olduğu ve bunun bu tür elemanların ayarlanabilir tasarımları için kullanılabileceği ortaya konmuştur. Bir başka uygulama akım ise polarizasyon kontrolüne olanak sağlamasıdır. TE ve TM modların transfer karakteristiklerinin (Şekil 8) ortaya koyduğu gibi TM mod ayarlanabilirken TE modların bu ayarlanmaya hassas olmadığı gözükmektedir. Böylece, girişte iki dik, TE ve TM, bileşenlerine ayrılan dalga, TM bileşeninin zayıflatılması ile polarizasyonun döndürülmesi sağlanabilir.

Komponentlerin üretilmesi için kullandığımız tekniğinin geliştirilmesi veya alternatif yöntemlerin araştırılması gerekmektedir. Bu noktada en önemli faktör, polimerin düzgün bir şekilde (her yerde eşit kalınlıkta) yerleştirilmesi veya oluşturulmasıdır. Böylece daha düzgün ve dar bant aralığına sahip eleman elde etmek olasıdır. Ayarlanabilir özelliğinin daha ileriye götürülebilmesi için polimer üzerinde çalışma yapılmalı, ve belkide optik özelliği doğrusal olmayan bir polimer kullanmak iyi bir çözüm olabilir.

6. KAYNAKÇA

- [1] Johnstone W., Thursby G., Moodie D., Varshrey R. and Culshaw B., "Fiber optic wavelength channel selector with high resolution," Electronics Letters, vol. 28, pp. 1364-1366, 1992.
- [2] Raizada G. and Pal B. P., "Refractometer and tunable components based on side-polished fibers with multimode overlay waveguides: Role of the superstrate," Optics Letters, vol. 21, pp. 399-401, 1996.
- [3] Moodie D. G. and Johnstone W., "Wavelength tunability of components based on the evanescent coupling from a side-polished fiber to a high-index-overlay waveguide," vol. 18, pp. 1025-1027, 1993.

$$A = \frac{\kappa}{(\kappa^2 + \gamma^2)^{1/2}} \frac{1 - \mathcal{P}}{\gamma + \rho} e^{-\gamma d} e^{-2\gamma(s^*)} \quad (2)$$

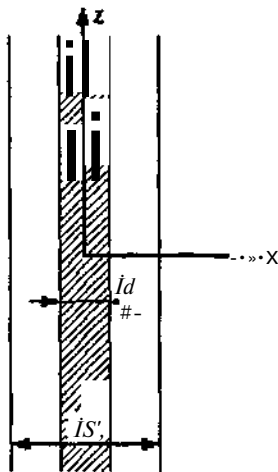
$$C = A e^{*i d} \left\{ \begin{array}{l} \cos(K^* s) \\ \sin(K^* s) \end{array} \right\} \quad (3)$$

$$F = \frac{2 \kappa \gamma A}{(r + p)(\kappa^2 + r^2)^{1/2}} e^{\rho s} e^{-\gamma(s-d)} \quad (4)$$

ilişkileri vardır. İncelenen modun gücü P olmak üzere, A katsayısı,

$$A = \left(\frac{2 \omega \mu_0 \gamma}{P(1 + \gamma d)^2} P \right)^{1/2} \quad (5)$$

ye eşittir.



Şekil 2. Kılıflı ve düzlemsel yapıdaki katmanlı optik dalga kılavuzu.

Kılıf kalınlığı arttıkça B katsayısının sıfıra yakınsayacağı rahatlıkla görülmektedir, K , κ , kırılma indisli çekirdek bölgesinin, γ , κ_2 kırılma indisli kılıf bölgesinin, ρ ise n_3 kırılma indisli kılavuzları saran ortamın özdeğerleridir ve

$$\kappa = (n_f k_0^2 - \beta^2)^{1/2} \quad (6)$$

$$\gamma = (\beta^2 - n_2^2 k_0^2)^{1/2} \quad (7)$$

$$\rho = (\beta^2 - n_3^2 k_0^2)^{1/2} \quad (8)$$

olarak ifade edilirler. Burada, ρ , incelenen modun propagasyon sabiti, k_0 ise serbest uzaydaki dalga sayısıdır.

Poynting Teoremi'nden yararlanılarak güç kaybı,

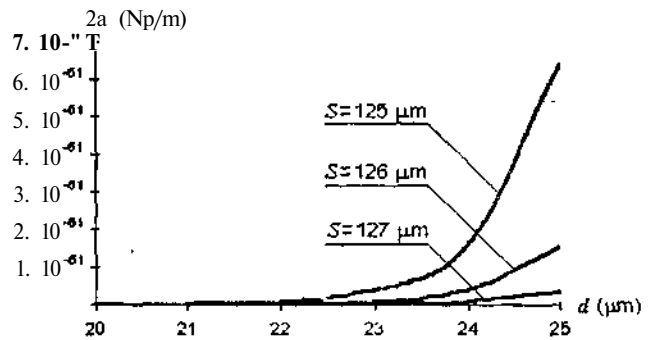
$$2a = \frac{8 \kappa^2 \gamma^3 \operatorname{Im}(\rho) e^{-2\gamma(s-d)}}{P(1 + \gamma d)(\kappa^2 + \gamma^2) |\gamma + \rho|^2} \quad (9)$$

formunda bulunur. Açıkça görüldüğü gibi, kılıf bölgesinin kalınlığı arttıkça, kayıp eksponansiyel olarak azalır, $\rho < \kappa_3 A_0$ koşulunda, ρ saf imajiner olur ve alan, eksponansiyel olarak azalmaz ve ışımaya başlar; optik fiberler ve dış ortam kayıpsız oldukları halde, kılavuzlanmış moda kayıp olur [4-7].

Bu çalışmada, v azimutal mod sayısı ve V_c normalize frekans olmak üzere,

$$(K d)_c = s K_c - v \frac{V_c}{d}, \quad v = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (10)$$

ifadesi [8] baz alınmış ve $v=1$ 'e karşı gelen modlar irdelenmiştir. Modal propagasyon sabitinin $H_2^* \rho < p < \kappa_2 J_0$ bölgesi ele alınarak kılavuzlanmış modların evanescent alanları irdelenmiştir. $f=200$ THz, $n_1=1.5$, $n_2=1.49$ ve $n_3=1$ için güç kaybının çekirdek bölgesi yarıçapına göre değişimi Şekil 3'de görülmektedir.



Şekil 3. Küple kılıflı optik dalga kılavuzlarında TE modlarının kuplajında, güç kaybının çekirdek bölgesi yarıçapına göre değişimi.

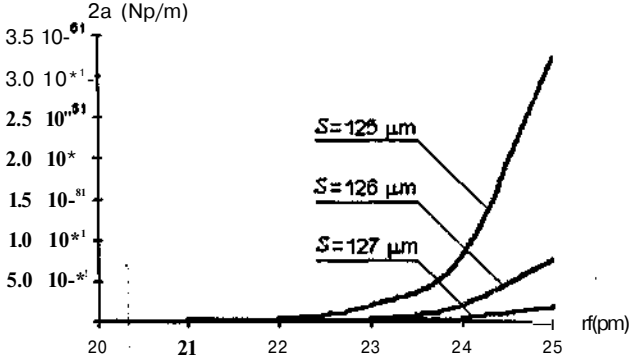
Şekil 2'deki kılavuzda TM çift ve TM tek modlarında, magnetik alan,

$$H_y = \begin{cases} A_1 \begin{bmatrix} \cos(K^* s) \\ \sin(K^* s) \end{bmatrix} & 0 \leq x \leq d \\ F_1 e^{-\rho x} & d \leq x \leq S \\ F_1 e^{-\rho x} & S \leq x \leq \infty \end{cases} \quad (11)$$

dur ve küple kılavuzlardaki TM modlarının kuplajında meydana gelen güç kaybı,

$$2a = \frac{Sn^2,4|n_3|^4 \kappa^2 \gamma^3 \operatorname{Im}\left(\frac{\rho}{n_3^2}\right) e^{-2\gamma(S-d)}}{\beta \left[\gamma d (n_2^4 \kappa^2 + n_1^4 \gamma^2) + n_1^4 n_2^4 (\kappa^2 + \gamma^2) \right] |n_2^2 \rho + n_3^2 \gamma|^2} \quad (12)$$

olarak elde edilir. $f=200$ THz, $\kappa_1=1.5$, $\kappa_2=1.49$ ve $\kappa_3=1$ ve $v=1$ koşulları için güç kaybının çekirdek bölgesi yarıçapına göre değişimi Şekil 4'de görülmektedir.



Şekil 4. Küple kılıflı optik dalga kılavuzlarında TM modlarının kuplajında, güç kaybının çekirdek bölgesi yarıçapına göre değişimi.

Analizde, TE modlarının karşılıklı etkileşiminden kaynaklanan kaybın TM modlarının karşılıklı etkileşiminden kaynaklanan kayıptan daha fazla olduğu sonucuna varılmıştır. Maksimum kuplajın, aynı propagasyon sabitine sahip olan modlar arasında meydana geldiği gözlenmiş [2], bu sonucun, c_{12} , modlar arasındaki kuplaj katsayısı olmak üzere,

$$F_n = \frac{1}{1 + \left(\frac{\beta_1 - \beta_2}{2h_1 U} \right)^2} \quad (13)$$

transfer faktörü eşliği ile uyumlu olduğu görülmüştür [9.10].

3.KUPLE KILIFSIZ OPTİK DALGA KILAVUZLARI

Kılıfsız dalga kılavuzunda, TE çift ve TE tek modlarında elektrik alan,

$$E_y = \begin{cases} A \begin{Bmatrix} \cos(Kx) \\ \sin(Kx) \end{Bmatrix} & 0 \leq x \leq d \\ B e^{-\gamma(x-d)} & d \leq x \leq \infty \end{cases} \quad (14)$$

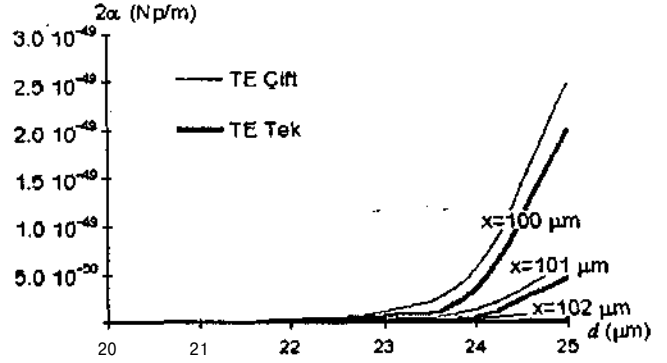
dur. Sınır koşuluna göre, katsayılar arasındaki bağıntı,

$$B = A \begin{Bmatrix} \cos(Kd) \\ \sin(Kd) \\ -\gamma(x-d) \end{Bmatrix} \quad (15)$$

olarak bulunur. Bu durumda, güç kaybı,

$$2a = \frac{2 \operatorname{Im}(\gamma) \left[\cos^2(Kd) \right]}{\beta (1 + \gamma d) \left[\sin^2(Kd) \right]} e^{-\gamma(x-d)} \quad (16)$$

dir. $f=200$ THz, $\kappa_1=1.5$, $\kappa_2=1$ ve $v=1$ için $2a$ 'nın d 'ye göre değişimi Şekil 5'de verilmiştir.



Şekil 5. Küple kılıfsız optik dalga kılavuzlarında TE modlarının kuplajında, güç kaybının yarıçapa göre değişimi.

TM çift ve TM tek modlarında magnetik alan,

$$H_y = \begin{cases} A \begin{Bmatrix} \cos(Kx) \\ \sin(Kx) \end{Bmatrix} & 0 \leq x \leq d \\ -\gamma(x-d) & d \leq x \leq \infty \end{cases} \quad (17)$$

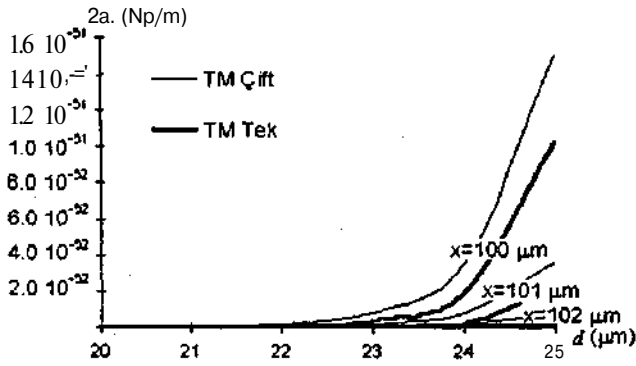
dur ve katsayılar arasında

$$B = A \begin{Bmatrix} \cos(Kd) \\ \sin(Kd) \end{Bmatrix} \quad (18)$$

ilişkisi vardır. Güç kaybı,

$$2a = 2 \operatorname{Im}(\gamma) \frac{1}{\left[\frac{n_1^2 n_2^2}{\gamma} \left(\kappa^2 + \gamma^2 \right) \right]} \begin{Bmatrix} \cos^2(Kd) \\ \sin^2(Kd) \end{Bmatrix} e^{-2 \operatorname{Im}(\gamma) d} \quad (19)$$

dir. $f=200$ THz, $\kappa_1=1.5$, $\kappa_2=1$ ve $v=1$ için $2a$ 'nın d 'ye göre değişimi Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6. Küple kılıfsız optik dalga kılavuzlarında TM modlarının kuplajında, güç kaybının yarıçapa göre değişimi.

Analiz sonucunda, TE modları arasındaki kuplaj nedeniyle meydana gelen kaybın, TM modları arasındaki kuplaj nedeniyle meydana gelen kayıptan daha etkin olduğu ve kılıf bölgesinin, optik fiberler arasındaki kuplaj etkilerini azaltan bir unsur olduğu açıkça görülmüştür.

4. SONUÇLAR

Bu çalışmada, düzlemsel yapıdaki katmanlı, zayıfça kılavuzlayan, kayıpsız ve özdeş optik dalga kılavuzlarında iletilen aynı propagasyon sabitine sahip olan iki modun karşılıklı etkileşimi nedeniyle meydana gelen kayıp analiz edilmiştir.

Kılıf bölgesinin, kuplaj etkisini azaltan bir etken olduğu ve TE modları arasındaki kuplaj kaybının, TM modları arasındaki kuplaj kaybindan daha fazla olduğu ortaya konulmuştur. TE çift modları arasındaki kuplajın diğer modlar arasındaki kuplajdan daha fazla olduğu sonucuna varılmıştır. Maksimum kuplajın aynı propagasyon sabitine sahip olan modlar arasında meydana geldiği görülmüştür. $p \ll \lambda_0$ koşulunda, elektromagnetik alanın eksponansiyel olarak azalmadığı ve ışına yapmağa başladığı; incelenen dalga kılavuzları ve kılavuzları saran ortam kayıpsız oldukları halde, kılavuzlanmış modda güç kaybının olduğu anlaşılmıştır.

Düzlemsel yapıdaki katmanlı optik dalga kılavuzlarının kuplajının ele alındığı bu çalışmanın bir adım ilerisi olarak, silindirik optik dalga kılavuzlarının kuplajında meydana gelen kaybın incelenmesi ve doğrultu kuplör optimizasyon çalışmaları amaçlanmaktadır.

Bu çalışma, Yıldız Teknik Üniversitesi Araştırma Fonu'nun 91-B-04-03-03 no.lu projesi ve TÜBİTAK Araştırma Altyapısını Destekleme Programı'nın EEEAG/AY-18 no.lu projesi kapsamında desteklenmiştir.

5. KAYNAKÇA

- [1] Snyder, A.W., Love, J.D., *Optical Waveguide Theory*, J.W. Arrowsmith, Bristol, 1983.
- [2] Ünverdi, N.Ö., "Düz ve Bükülmüş Optik Dalga Kılavuzlarının Karşılıklı Kuplajına Kılavuzlanmış Modların Evanescent Alanlarının ve Sızıntılı Modların Etkisi", Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, 1998.
- [3] L.B. Felsen, "Evanescent Waves", J. Opt. Soc. Amer., vol. 66, no. 8, p.p. 751-760, 1976.
- [4] Ünverdi, N.Ö., Canbay, C, "Mutual Coupling Analysis Between Bent Optical Fibers", Melecon '96, 8th Mediterranean Electrotechnical Conference, May 13-16, 1996, Bari, Italy, vol.II, p.p. 697-700.
- [5] Ünverdi, Ö., Canbay, C, "Analysis of Mutual Coupling of Leaky Modes in Circularly Bent Optical Fibers", International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 97), Sept. 15-18, 1997, Torino, Italy, p.p. 41-44.
- [6] Ünverdi, N.Ö., Canbay, C, "The Effect of Coupling Between Parallel Optical Waveguides on Modal Propagation Constants", Yıldız Teknik Üniversitesi Dergisi, İstanbul, 1998.
- [7] Ünverdi, N.Ö., Ünverdi, N.A., Canbay, C, "Paralel Optik Dalga Kılavuzlarında Karşılıklı Etkileşim Analizi", Bursa V. Bilgisayar - Haberleşme Sempozyumu, 18-22 Kasım 1998, Buttim-Bursa, Sayfa:96-99.
- [8] D. Marcuse, "Pulse Propagation in Multimode Dielectric Waveguides", Bell Syst. Tech. J., vol. 51, no. 6, p.p. 1199-1232, 1972.
- [9] Louisell, W.H., *Coupled Mode Parametric Electronics*, John Wiley & Sons, New York, 1960.
- [10] H.A. Haus, W.P. Huang, "Coupled-Mode Theory", Proc. IEEE, vol. 79, no. 10, p.p. 1505-1518, 1991.