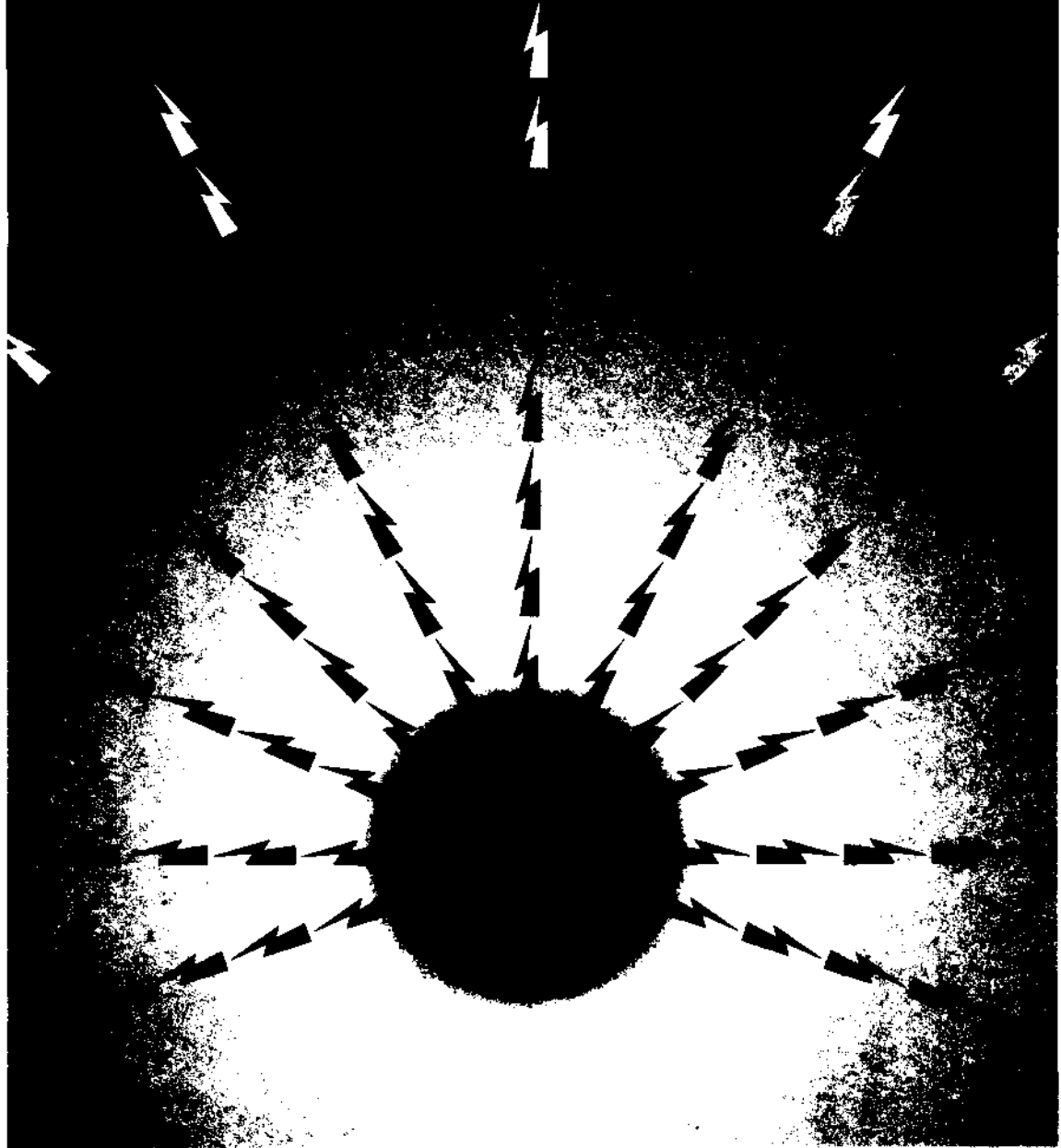


TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

ELEKTRİK - ELEKTRONİK BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ 7. ULUSAL KONGRESİ



TMMOB
ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI
ANKARA ŞUBESİ



ODTÜ
ELEKTRİK -ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ



TÜBİTAK

ÖNSÖZ

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

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

2002'li yılların Türkiye'sinin ihtiyaçlarını yakalayabilmek için daha çok şeyler yapılması gerekmektedir. Endüstri-Eğitim Kurumları ve Meslek Odaları arasındaki iletişim ve karşılıklı etkileşimi güçlendirmek gerekmektedir. Bu geçmişe oranla daha sevindirici bir düzeyde sürüyor da olsa henüz gelişmiş ülkelerdeki başarı örneklerin uzağındadır. Önümüzdeki yıllarda bu konuda daha fazla çabaya ihtiyaç vardır.

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

Prof. Dr. Fatik Canatan
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK-ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ
7. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Fatih CANATAN (Başkan, ODTÜ)

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

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

EDİTÖRLER

Fatih CANATAN

Mehmet Mete BULUT

İKİ EKLEMLİ ESNEK BİR ROBOT KOLUNUN
MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

Atakan DOĞAN ve Altuğ İFTAR

Anadolu Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

ESKİŞEHİR

atakan@mmf.rnm.anadolu.edu.tr

altug@mmf.mm.anadolu.edu.tr

Abstract:

in this paper, modelling and control of a 2-link robot manipulator whose first link is rigid and the second one is flexible is considered. The system is modelled using the Hamilton's principle. A trajectory is assigned to each joint angle and a PD type controller is used for tracking the desired trajectory and suppressing the tip deviation of the flexible link. Simulation results are presented to confirm the performance of the designed controller.

1. Giriş

Esnek robot kollarının kinematik ve dinamik analizi ve kontrolü pek çok araştırmacı tarafından ele alınmış ve esnek robot kollarının modellenmesi ve kontrolü üzerine pek çok analitik ve deneysel çalışma yapılmıştır.

Literatürde robot kollarının kontrolü için pek çok yöntem önerilmiştir. PD kontrol yaklaşımı robot kollarının kontrolü için kullanılan başlıca metodlardan birisidir. Bu çalışmada da ilk parçası katı, ikincisi ise esnek bir yapı olan iki eklemlili bir robot kolu [1]'de önerilen PD kontrol yaklaşımı kullanılarak kontrol edilmiştir. Esnek parça için Euler-Bernoulli modeli esas alınarak sistemin dinamik denklemleri Hamilton prensibi kullanılarak türetilmiştir. Polinom fonksiyonlar kullanılarak herbir eklem için seçilen yörüngeyi eklem açılarının takip edebilmesi ve esnek parçanın uç sapmasının sönmülenebilmesi için, esnek parçanın ilk modu alınarak PD kontrolörün kazanç değerleri deneme yanılma yöntemi ile benzetim çalışmaları yapılarak elde edilmiştir. MATLAB dilinde geliştirilen benzetim programı sistemin dinamiğini tanımlayan doğrusal olmayan adi diferansiyel denklemleri Runge-Kutta algoritmasını kullanarak çözmektedir. Geliştirilen kontrolörün esnek parçanın ilk dört modunu içeren sisteme uygulanmasıyla yapılan benzetim çalışmaları sunulmuştur.

2. Sistemin Modellenmesi

Yatay düzlemde ilk parçası katı ve ikinci parçası esnek bir yapı olan iki eklemlili bir robot kolu sistemi ele alınmıştır. L_i , I_i parçanın uzunluğu; p_i , i . parçanın çizgisel kütle yoğunluğudur ($M_i = p_i L_i$, $i = 1, 2$). i . parça, eylemsizlik momenti J_i ve yağlı sürtünme katsayısı β_i olan i . eklem uygulanan τ_i torku ile hareket ettirilmektedir ($i = 1, 2$). E , esnek parçanın

Young esneklik modülü ve I_a ise yüzey atalet momentidir. Katı parçanın sonundaki ikinci eklem kütle m_2 olarak alınmıştır. Esnek parçanın ucunda ise değeri belirli bir aralık içerisinde değiştiği varsayılan bir m_2 kütle vardır. $z(x, t)$, esnek parçanın herhangi bir t anında ve x noktasındaki katı hal pozisyonundan olan dik sapmasını göstermektedir. Esnek parça için, esnek parçanın bükülmesinden kaynaklanan dönme momenti ve bükülme deformasyonu etkisini ihmal eden Euler-Bernoulli modeli esas alınmıştır. Sistemin matematiksel modeli oluşturulurken:

- Esnek parçanın katı hal pozisyonundan olan dik sapmaları kolun boyuna oranla küçüktür.
- Yerçekimine karşı yapılan iş sıfırdır, kabullenmeleri yapılmıştır. Sistemin toplam kinetik enerji T , toplam potansiyel enerji V ve korunmayan kuvvetler tarafından yapılan görünen iş $6W$ ifadeleri:

$$T = \frac{1}{2} I_{h1} \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} I_{h2} (\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2)^2 + \frac{1}{6} M_1 L_1^2 \dot{\theta}_1^2 + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{2} \int_0^{L_i} m_i \dot{p}_i^2 dx + \int_0^{L_i} p_2 r(x) \cdot r(x) dx \quad (1)$$

$$V = \int_0^L \frac{1}{2} E h z_{xx}^2(x, t) dx \quad (2)$$

$$6W = \sum_{i=1}^2 (\tau_i - p_i \dot{\theta}_i) \dot{\theta}_i \quad (3)$$

şeklinde. Burada θ_i , i . eklem dönme açısı; p_i , i . parçanın uç noktasını veren pozisyon vektörü ve $r(x)$, esnek parça üzerindeki z noktasının pozisyon vektörüdür. Hamilton prensibi,

$$\frac{d}{dt} (6T - 6V + 6W) dt = 0 \quad (4)$$

olmasını gerektirir. Burada $\langle \cdot \rangle$, $\langle \cdot \rangle$ 'nin değişimini göstermektedir. Esnek parçanın dinamiğini tanımlayan kısmi bir diferansiyel denklemlerle bu denklemin sınır koşulları ve sistemin katı hal dinamiğini tanımlayan iki tane zamana göre ikinci dereceden doğrusal olmayan adi diferansiyel denklem, (1), (2) ve (3) denklemleri (4) denkleminde kullanılarak bulunmuştur [2]. Sistemin

elde edilen dinamik denklemleri, [3]'te tanımlanan diferansiyel özdeğer problemi yaklaşımı kullanılarak vektör matris formunda aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 & a_{ij}(t) + a_{Ar}(t) + (\delta_1 + \delta_2)l \\
 & + (L_1 \ddot{\theta}_1 \cos(\theta_2) + \dot{L}_1 e^{\sin(\theta_2)})^2 - 0 \quad (5) \\
 & [I_{h_1} + I_{h_2} + \frac{1}{3} M_1 L_1^2 + m_1 L_1^2 + M_2 (L_1^2 + \frac{L_2^2}{3} + L_1 L_2 \cos(\theta_2))] \\
 & + m_2 (L_1 \dot{L}_1 + L_1 \dot{L}_2 \cos(\theta_2)) - 2 L_1 \sin(\theta_2) a^2 r \dot{\theta}_1 \\
 & + [I_{h_2} + \frac{1}{2} M_2 L_2^2 + m_2 L_2^2 + (M_2 + m_2) L_1 L_2 \cos(\theta_2) \\
 & - L_1 \sin(\theta_2) a^2 r \dot{\theta}_1] + (L_1 \cos(\theta_2) a^2 + a^2) \dot{\theta}_1 \\
 & + A \ddot{\theta}_1 - (M_2 + 2m_2) L_1 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 \sin(\theta_2) \\
 & - (\frac{M_2}{2} + m_2) L_1 L_2 \dot{\theta}_1 \sin(\theta_2) - L_1 \dot{\theta}_2 \cos(\theta_2) \{2a \dot{L}_1 + \dot{\theta}_1 a^2 r\} \\
 & - 2 L_1 \sin(\theta_2) (\ddot{\theta}_1 + \ddot{\theta}_2) Q^2 \gamma^1 = T_x \quad (6) \\
 & [I_{h_1} + \frac{1}{3} M_2 L_2^2 + m_2 L_2^2 + (\frac{M_2}{2} + m_2) L_1 L_2 \cos(\theta_2) \\
 & - L_1 \sin(\theta_2) a^2 r \dot{\theta}_1] + [I_{h_2} + \frac{1}{3} M_2 L_2^2 + m_2 L_2^2] \ddot{\theta}_2 + a^2 \dot{\theta}_2 \\
 & + \beta_2 \dot{\theta}_2 + (\frac{M_2}{2} + m_2) L_1 L_2 \dot{\theta}_1^2 \sin(\theta_2) \\
 & + L_1 \dot{\theta}_2^2 \cos(\theta_2) a^2 r = T_2 \quad (7)
 \end{aligned}$$

Burada,

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots \\ a_{21} & & \\ \vdots & & \end{bmatrix}, \quad a_{ij} = \int_0^{L_j} \langle j \rangle i(x) \langle j \rangle j(x) dx$$

$$\gamma^1 \triangleq (\gamma_1^1, \gamma_2^1, \dots)^T, \quad \int_0^{L_j} x \phi_j(x) dx$$

$$\gamma^2 \triangleq (\gamma^2, \gamma^2 v, \dots)^T, \quad \int_0^{L_2} \phi_j(x) dx$$

$$\alpha^1 \triangleq (\alpha_1^1, \alpha_2^1, \dots), \quad \alpha_j^1 = \rho_2 \gamma_j^1$$

$$\alpha^2 \triangleq (\alpha_1^2, \alpha_2^2, \dots), \quad \alpha_j^2 = \rho_2 \gamma_j^2$$

$$A \triangleq \text{diag}(X_1, X_2, \dots), \quad r_j = (\hat{T}U, T_j, \dots)^T$$

şeklinde tanımlanmıştır. $\langle f \rangle i(x)$, esnek parçanın mod şekillerini; $r_j i(t)$, deformasyon koordinatlarını göstermektedir [4]. Diferansiyel özdeğer probleminin çözümünün sonucunda elde edilen esnek parçanın dinamiğini tanımlayan (5) denklemi, sonsuz boyutlu zamana göre ikinci dereceden doğrusal olmayan adi bir diferansiyel denklemdir. A matrisi sabit, ancak m_2 değerinin belirsizliğinden dolayı belirsiz sonsuz boyutlu bir matris; γ^1 ve γ^2 belirsiz sonsuz boyutlu vektörlerdir. Sistemin dinamiğini ifade eden (5), (6) ve (7) denklemleri, [3]'te elde

edilen denklemlere göre programlama açısından daha elverişli bir formda türetilmiştir.

3. Kontrolör Tasarımı

Sistemin istenilen yörüngeyi takip edebilmesi ve esnek kolun salınımlarının mümkün olan en kısa süre içinde sönmülenebilmesi için PD kontrol yaklaşımı [1] kullanılmıştır. Sürekli zaman bir PD kontrolör,

$$T_i(t) = K_i \dot{e}_i(t) + K_d \dot{e}_i(t), \quad i = 1, 2 \quad (8)$$

formunda yazılabilir. Burada K_v ve K_d sırasıyla oransal ve türevsel kazanç değerleri, $e_i(t) = O_i(t) - d_i(t)$, i eklem takip etmesi gereken yörünge sinyali $\delta_i(t)$ ile bu eklem açısı arasındaki farktır. [3]'te yapılan çalışmada da iki eklemli esnek bir robot kolunun kontrolü için ilk olarak (8) denklemi ile verilen formda bir PD kontrolör kullanılarak sisteme uygulanan sabit referans sinyaller takip edilmeye çalışılmıştır. Belirli çalışma aralıkları ve uç noktası kütlesi için iyi sonuçlar elde edilmesine rağmen, geniş bir çalışma aralığı içinde tasarlanan kontrolörün performansı yetersiz kalmıştır. Aynı çalışmada bu yetersizliği aşabilmek için PD benzeri doğrusal olmayan kontrolörlerle, yine sisteme uygulanan sabit referans sinyaller takip edilmeye çalışılmıştır. Geliştirilen PD benzeri doğrusal olmayan kontrolörün geniş bir çalışma aralığı içerisinde belirli bir performansı sağladığı görülmüştür.

Bu çalışmada ise PD kontrolörün performansını iyileştirebilmek için, kontrolör sabit referans sinyaller yerine belirli yörüngeleri takip edecek şekilde tasarlanmıştır. Herbir eklem için istenilen yörünge hareketini sağlayacak şekilde yüksek dereceli bir polinom fonksiyon seçilebilir. Seçilen yörünge sınır koşullarını kullanarak yüksek dereceli bu polinom fonksiyonunun katsayılarını hesaplamak zordur. Bu zorluğu aşabilmek için eklem tüm yörünge hareketini daha düşük dereceden polinom fonksiyonlarla ifade edebileceğimiz yörünge bölümlerine ayırabiliriz [1]. Burada herbir eklem yörünge hareketi üç bölüme ayrılmıştır: Başlangıç-ayırılma, ayrılma-yaklaşma ve yaklaşma-son. Eklem yörünge hareketinin ilk bölümü, bulunmuş olduğu konumdan başlayarak ayrılma noktasına kadar süren kalkınma anıdır. Ayrılma noktasını geçtikten sonra yaklaşma noktasına değin süren ara bölge ikinci bölümdür. Yaklaşma-son bölgesinde ise, eklem açısı artık istenilen pozisyona yaklaştığı için eklem hızı ve ivmesi azaltılarak son noktasında sıfırlanmaktadır. [1]'de önerilen yöntem kullanılarak herbir bölge için gerekli sınır koşulları belirlendikten sonra, her üç bölgede de istenilen pozisyon, hız ve ivme şartlarının sağlanabilmesi için üç farklı polinom fonksiyon kullanılmıştır. Birinci bölge için 4. dereceden, ikinci bölge için 3. dereceden ve üçüncü bölge için yine 4. dereceden bir polinom fonksiyon kullanılarak eklem yörünge hareketi oluşturulmuştur.

4. Benzetim Çalışmaları

Sistemin modelini tanımlayan (5), (6) ve (7) diferansiyel denklemleri doğrusal denklemler olmadıkları için analitik yöntemler kullanarak bu denklemlerin çözümünü bulmak oldukça zordur. Dolayısıyla sistemin dinamiğini tanımlayan doğrusal olmayan adi diferansiyel denklemleri nümerik olarak çözerek sistemin tepkisini bulabiliriz. Elimizdeki nümerik hesap algoritmalarını kullanarak bir diferansiyel denklemi çözebilmek için, diferansiyel denklem,

$$\dot{i} = f(x) \quad (9)$$

formunda olmalıdır. $x = (\theta_1, \dot{\theta}_1, r)^T, \theta_2, \dot{\theta}_2, r^T)^T$ şeklinde tanımlanmıştır. Dolayısıyla (5), (6) ve (7) denklem (9) ile verilen formda yazılmıştır [2]. Elde edilen doğrusal olmayan adi diferansiyel denklemlerin çözümünü bulabilmek için, MATLAB dilinde Runge-Kutta algoritmasını kullanan bir benzetim programı yazılmıştır. Geliştirilen program esnek kolun istenilen mod sayısı için simülasyon yapabilmektedir. Benzetimi yapılan sistemin parametre değerleri aşağıda verilmiştir.

$$I_{h_1} = 1.072 \times 10^{-3}, I_{h_2} = 5.357 \times 10^{-4} \text{ kg/m}^2$$

$$P_1 = 0.02, \beta_2 = 0.01 \text{ Nms/rad}, m_1 = 0.25\%$$

$$P_2 = 0.5, p_2 = 0.2696/\text{fcg/m}, L_x = 0.6, L_2 = 0.8 \text{ m}$$

$$E = 6.90559 \times 10^9 \text{ N/m}^2, I_a = 5.29256 \times 10^{-8} \text{ m}^4,$$

Kontrolör tasarımı ve benzetim çalışmalarında (5), (6) ve (7) denklemleri ile tanımlanan sistemin sonsuz boyutlu modelini kullanmak mümkün değildir. Dolayısıyla esnek parçanın herhangi bir t anında ve x noktasındaki deformasyonunu, sonlu sayıda mod şekli ve zamana bağlı deformasyon koordinatlarının çarpımlarının sonlu bir toplamı şeklinde göstermemiz gerekmektedir. Esnek parçanın ilk modu alınarak yapılan benzetim çalışmaları sonucunda PD kontrolörün kazanç değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$K_p = K_v = 1, K_d^1 = K_d^2 = 5 \quad (10)$$

Yörünge polinomlarını seçebilmek için, ilk olarak her bir bölgeye ait sınır koşulları belirlenmelidir. Herbir nokta için sınır koşulları aşağıdaki gibi seçilmiştir:

- Başlangıç noktasında, eklem başlangıç pozisyonu, hızı ve ivmesi sıfır olarak alınmıştır.
- Ayrılma noktası 10° ve yaklaşma noktası 50° seçilmiştir. Ayrılma noktasının pozisyonu, hızı ve ivmesi bir önceki yörünge bölgesi ile sürekli, yaklaşma noktasının pozisyonu, hızı ve ivmesi ise bir sonraki yörünge bölgesi ile süreklidir.
- Son noktasının pozisyonu 60° , hızı ve ivmesi ise sıfır olarak seçilmiştir.

Yukarıda verilen sınır koşulları altında eklem açılarının takip etmesi istenen yörünge polinomu herbir bölge için aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$\hat{\theta}_i(t) = \begin{cases} 0.1745i^4, & 0 \leq t \leq 1 \\ -0.349(t-1)^3 + 0.523(i-1)^2 \\ \quad + 0.523(t-1) + \pi/18, & 1 < t \leq 2 \\ 0.174(t-2)^3 - 0.523(i-2)^2 \\ \quad + 0.523(i-2) + 0.872, & 2 < t \leq 3 \end{cases}$$

Başlangıç-ayrılma bölgesi yörüngesi, $0 \leq t \leq 1$; ayırılma-yaklaşma bölgesi yörüngesi, $1 < t \leq 2$ ve yaklaşma-son bölgesi yörüngesi, $2 < t \leq 3$ saniye aralıkları için yukarıda verilen polinom fonksiyonlarla tanımlanmıştır. Her iki eklem için seçilen yörünge Şekil 1'de (derece cinsinden) gösterilmiştir.

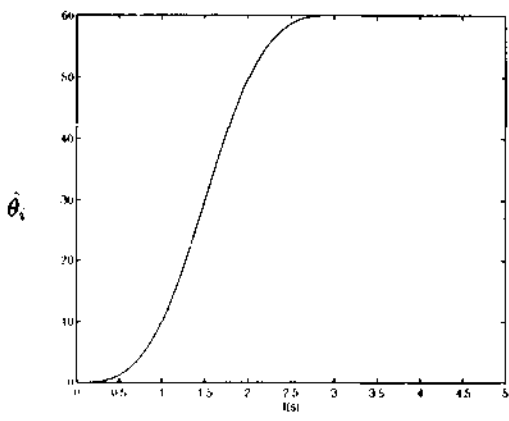
Elde edilen kontrolör, esnek kolun ilk dört modu alınarak oluşturulan modele uygulanmıştır. Benzetim amacı ile kullanılan bu model, yukarıda kontrolör tasarımı için kullanılan tek modlu modelden daha büyük boyutludur. Dolayısıyla benzetim amacıyla kullanılan modelin gerçek sistemi daha iyi tanımladığı söylenebilir, iki ayrı uç nokta kütle değeri için benzetim çalışmaları yapılmıştır. Şekil 2'de $m_2 = 0.25$ kg ve Şekil 3'te $m_2 = 0.50$ kg için benzetim çalışmaları sonucunda elde edilen eklem açılarının (derece cinsinden) pozisyonları ve esnek parçanın uç sapması görülmektedir. Tasarlanan kontrolör $0 < m_2 < 0.5$ kg kütle değeri aralığında istenilen eklem açısına ≈ 3 saniye içerisinde ulaşmakta ve esnek parçanın uç sapmalarını 3-5 saniye içerisinde sönmülemektedir.

5. Sonuç

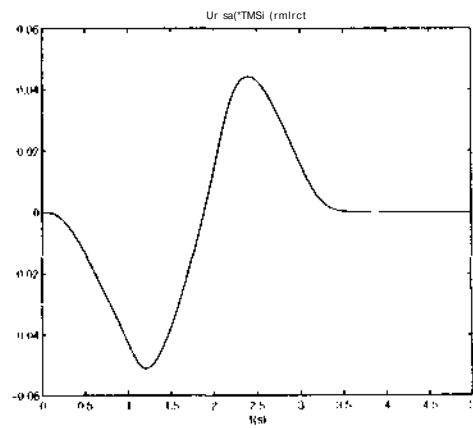
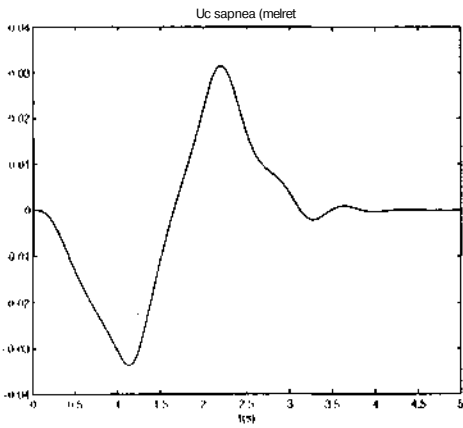
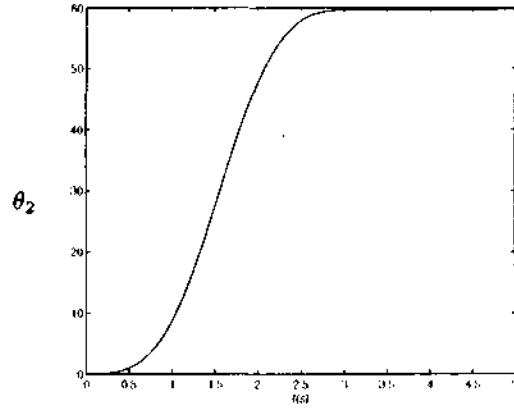
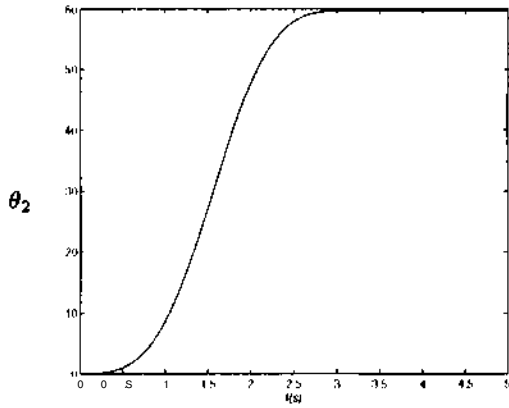
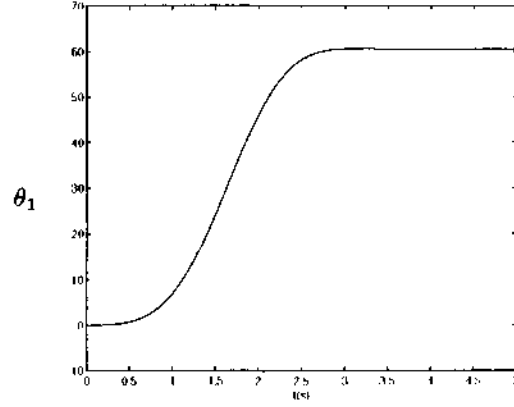
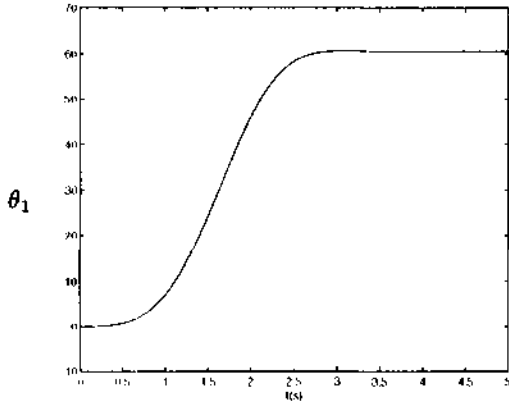
Bu çalışmada, PD kontrolör eklem açılarının belirli yörüngeleri takip etmesini sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. [3]'te önerilen PD benzeri doğrusal olmayan kontrolörle karşılaştırıldığında PD kontrolörün sabit referans sinyaller yerine belirli yörüngeleri takip edecek şekilde tasarlanmasının, eklem pozisyonunun yakalanmasında ve esnek parçanın uç sapmasının sönmülmesinde iyileşme sağladığı gözlemlenmiştir. Modelleme yapılan sistemdeki belirsizlikler gerçek zamanda tasarlanan kontrolörün performansını etkileyecektir. PD kontrolörün gerçekleştirme açısından kolay olması, gerçek zamanda kontrolörün kazanç değerleri değiştirilerek istenilen performansın elde edilmesine imkan tanımaktadır.

6. Kaynakça

- [1] K. S. Fu, R. C. Gonzalez ve C. S. G. Lee, *ROBOTICS: Control, Sensing, Vision and Intelligence*, McGraw-Hill, New York, 1987.



Şekil 1



Şekil 2

Şekil 3

- [2] A. Doğan, "İki Eklemlı Esnek Bir Robot Kolunun Modellenmesi", Teknik Rapor No: 97001, Anadolu Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 1997.
- [3] A. Doğan, K. Özel ve A. İftar, "İki Eklemlı Bir Robot Kolunun Modellenmesi ve Kontrolü", 3. Uluslararası Mekatronik Tasarım ve Modelleme Çalışma Toplantısı Bildirileri, ODTÜ, Ankara, 1997. (Yayınlanacak).
- [4] L. Meirovitch, *Dynamics and Control of Structures*, Wiley, New York, 1990.

Bir Robot Kolunun Tasarımı, Gerçeklenmesi ve Kontrolü

Tuğrul ÇAVDAR, Mustafa ULUTAŞ
Karadeniz Teknik Üniversitesi,
Bilgisayar Mühendisliği Bölümü,
61080, Trabzon

Sadettin Aksoy
Karadeniz Teknik Üniversitesi,
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
61080, Trabzon

ABSTRACT

This paper presents how to design, implement, model and control a robot arm with two degrees of freedom. First, the mechanical parts were designed, machined and assembled. Then the electronic circuits to drive PMDC motors at the joints were designed and tested. The second order model of the robot arm was derived from the step response of the joints. The arm can move in two modes. s/ew motion and joint-interpolated motion, under the control of a user interface. The software can control the arm on-line and also lets the user to inspect the actual movements of the arm modelled as a wireframe object in 3-D through a graphics window.

ÖZET

Bu çalışmada bir robot kolunun nasıl tasarlandığı, gerçekleştirildiği, modellendiği ve kontrol edildiği anlatılacaktır. Önce mekanik parçalar tasarlanmış, işlenmiş ve monte edilmiştir. Sonra eklemlerdeki sürekli mıknatıslı DC motorları sürülecek elektronik devreler tasarlanmış ve test edilmiştir. Eklemlerin birim basamak cevabından robot kolunun ikinci dereceden modeli türetilmiştir. Kol, bir kullanıcı arayüzünün kontrolü altında, maksimum hız hareketi ve eklem interpolasyonlu hareket olmak üzere iki modda hareket edebilmektedir. Yazılım, kolu on-line olarak kontrol edebilir ve kullanıcıya bir grafik pencereden kolun üç boyutlu iskelet modelinin hareketlerini anında izlemeye izin verir.

1. MEKANİK KOL

Gerçekleştirilen robot kolu iki eklemlili ve iki serbestlik derecesine sahiptir. Eklemlerde algılayıcı olarak potansiyometreler kullanılmıştır. Eklemlerdeki motorlar 12 V luk sürekli mıknatıslı DC servomotorlardır.

2. DONANIM

Gerçekleştirilen donanım, robot kolunun kullanıcı tarafından kontrol edilmesini sağlayan bilgisayar programı ile mekanik kol arasında bir arayüz görevi yapmaktadır. Birçok modülden oluşmaktadır: veri edinim kartı, güç kaynağı,

motor sürücü devreleri, toplayıcılar, örnek/tut blokları. Donanımın blok diyagramı Şekil V de verilmiştir.

Devrede olabilecek aşırı gerilimlere karşı bilgisayara herhangi bir zarar gelmemesi için tamponlar kullanılmıştır. Konum ve hata bilgileri veri edinim kartına gitmekte veya gelmekte, kod çözücüye giden kod ise bilgisayarın paralel bağlantı noktasından gelmektedir. Bu kod sayesinde istenilen ekleme ilişkin örnek/tut devresi aktif yapılacaktır.

Bilgisayardan referans olarak gönderilen konum bilgilerinden. eklemlerde bulunan algılayıcıların gerilimleri çıkarılır ve o anki hata gerilimi elde edilir. Bu hata gerilimi doğrudan motora verilmemiştir. Çünkü motorlar yüksek akımla sürülmektedirler. Dolayısıyla araya bir motor sürücü devresi konmuştur. Kaynak uçları doğrudan motora bağlandığında motorun hızı 416 derece/s iken motor sürücü devresi ile sürüldüğünde hız 314 derece/s olmaktadır. Buna, sürücü devresindeki transistörlerin emetör - kollektörlerine düşen gerilimler sebep olmaktadır.

Verilen bu sürücü devreye göre, bir eklem için kapalı çevrimde, yük yokken, genlik ve fazın frekansa göre değişimi deneysel olarak ölçülmüş ve Şekil 2' de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi yük yokken devrenin doğal frekansı 0.5 Hz' dir.

3. EKLEM MODELİNİN ÇIKARTILMASI

Kolun yükte ve yüksüz olarak modeli çıkarılmıştır. Önce yüksüz olarak sistemin girişine 5.67 V luk bir birim basamak işareti uygulanmıştır. Alınan cevap Şekil 3 (a)' da gösterilmiştir. Alınan bu cevapta,

yükselme zamanı $t_r=757 \text{ ms}$,

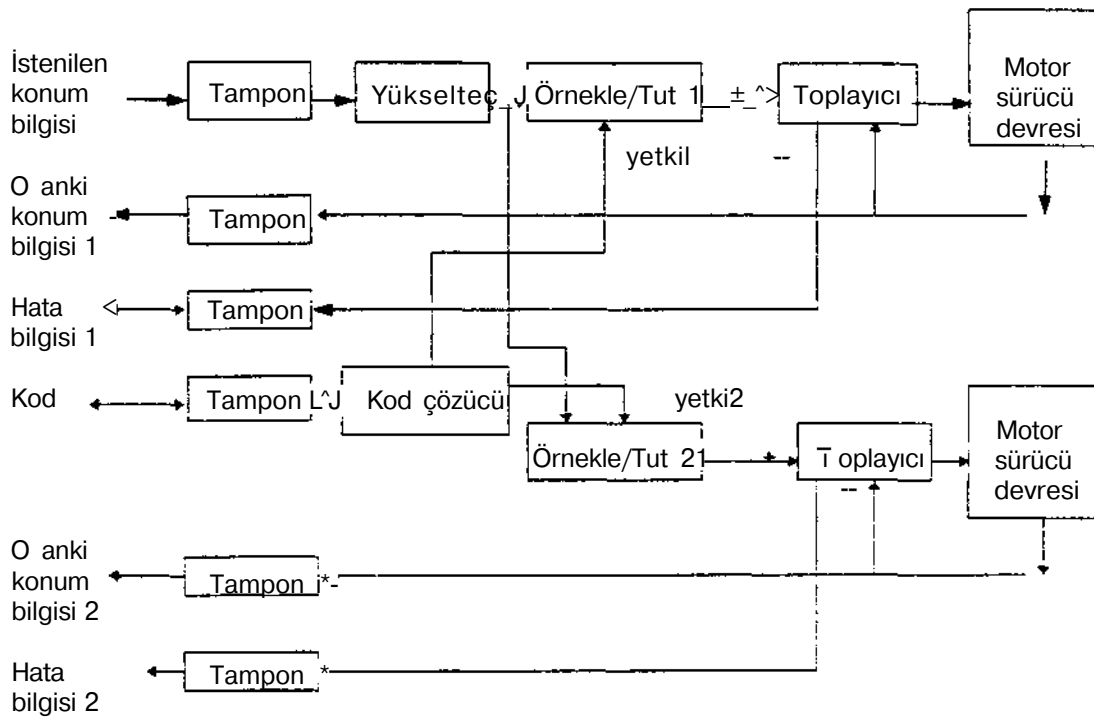
tepe zamanı $t_y=970 \text{ ms}$,

oturma zamanı $t_s=.21 \text{ s}$,

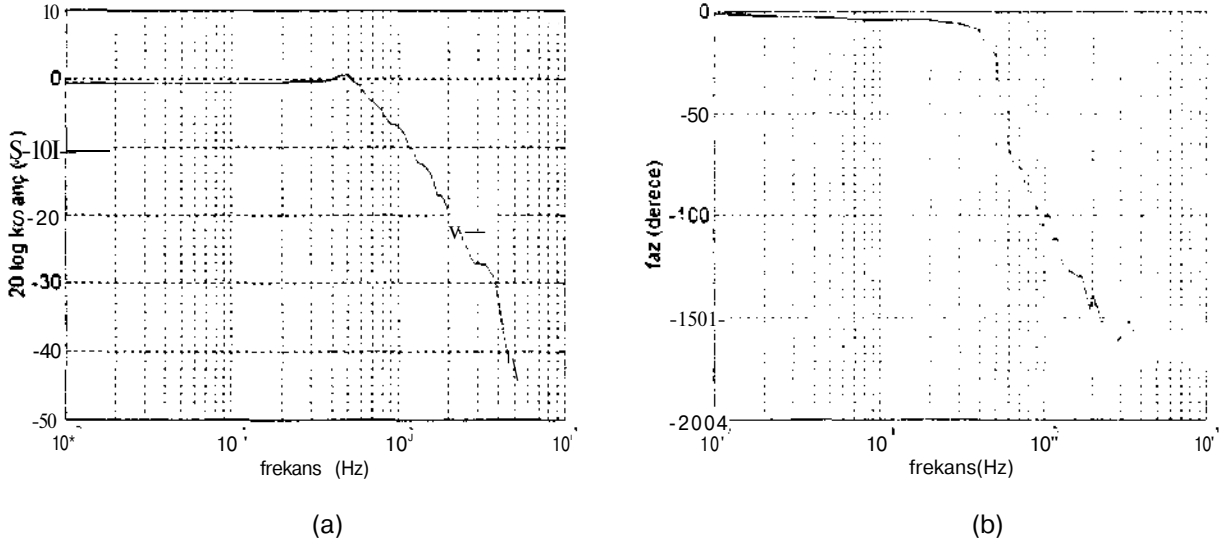
maksimum cevap aşımı $M_p=0.73/5.67=0.1287$ bulunmuştur. Buradan sönüm katsayısı

$$\xi = \frac{\ln M_p}{\sqrt{\pi^2 + (\ln M_p)^2}}$$

formülünden 0.546 olarak bulunur. Buradan devrenin doğal frekansı



Şekil 1 Robot sürücü devresinin blok diyagramı.



Şekil 2 Yük yokken (a) kazancın ve (b) fazın frekansa göre değişimi.

$$f_p = \frac{\omega_n}{\sqrt{1 - \zeta^2}}$$

formülünden ω_n çekilerek ve $|T|$ ye bölünerek 0.615 Hz olarak bulunur. Bu pratik olarak bulunan 0.5 Hz sonucuna çok yakındır. Buradan sistemin transfer fonksiyonu

$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + i\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

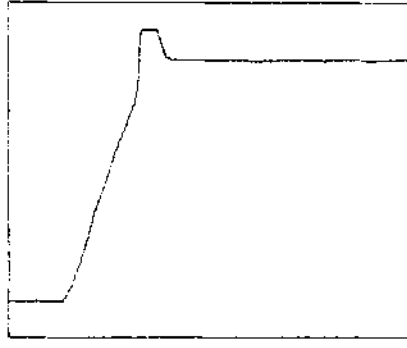
eşitliğinden

$$T(s) = \frac{14.955568}{s^2 - 4.22661s + 14.955568}$$

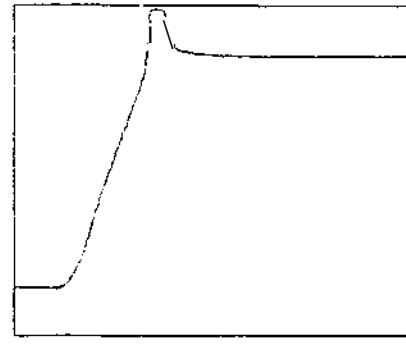
olarak bulunur. Bu transfer fonksiyonun kutupları $s/ \cdot = -2.1133 \pm j3.2387588$

olur. Pratikte sistemin girişine uyguladığımız birim basamak işaretinin aynısını uygularsak benzetim sonucunda sistemin çıkışında Şekil 4 (a)'daki işaret görülmektedir ve bu işaretin değişimi

$$y = e^{-\dots} [c_1 \sin(3.2387588RC_2 \cos(3.2387588;))] * 5.67$$

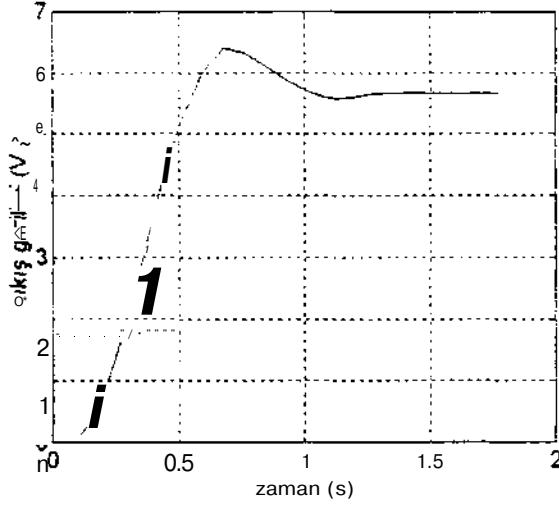


(a)

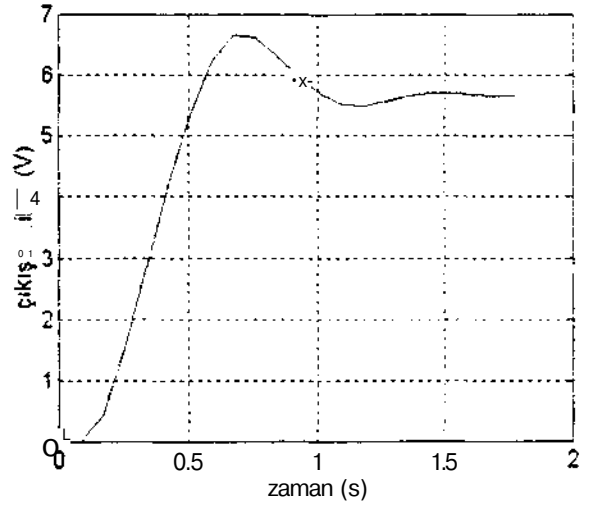


(b)

Şekil 3 Sistemin (a) yüksüz ve (b) yüklü olarak birim basamak cevabı.



(a)



(b)

Şekil 4 Sistemin benzetim sonucu (a) yüksüz ve (b) yüklü olarak birim basamak cevabı.

olur. Benzetim sonucu bulunan işaret aşım miktarı, yükselme zamanı, tepe zamanı ve oturma zamanı olarak pratikte görülen şekle benzemektedir.

Sisteme yükleyken aynı birim basamak işareti uygulanmış ve Şekil 3 (b)'deki değişim gözlenmiştir. Alınan bu cevapta,

yükselme zamanı $t_r = 757 \text{ ms}$,

tepe zamanı $t_p = 1.08 \text{ ms}$,

oturma zamanı $t_s = 1.475$,

maksimum cevap aşımı $A^* = 1.03/5.67 = 0.1816$ bulunmuştur. Buradan sönüm katsayısı öncekine benzer şekilde 0.477 bulunmuştur. Aynı şekilde doğal frekans da hesaplandığında 0.526 Hz elde edilmiştir. Beklendiği gibi sistem yüklendiğinde devrenin sönüm katsayısı ve dolayısıyla doğal frekansı düşmüştür. Bu durumda transfer fonksiyonu

$$T(s) = \frac{10.955743}{s^2 + 3.158575s + 10.955743}$$

bulunmuştur. Bu transfer fonksiyonun kutupları

$$s/r = -1.579237 \pm j2.9$$

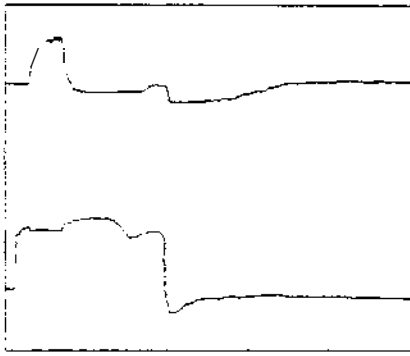
olur. Pratikte sistemin girişine uyguladığımız birim basamak işaretinin aynısını uygularsak benzetim sonucunda sistemin çıkışında Şekil 4 (b)'deki işaret görülmektedir ve bu işaretin değişimi

$$y = e^{-1.579237t} [C_1 \sin(2.9t) + C_2 \cos(2.9t)] + 5.67$$

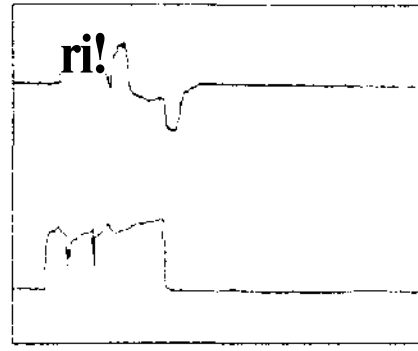
olur.

4. YÜKSELME VE EKLEM İNTERPOLASYONLU HAREKETLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

Robot kolu hem yükselme hareketi hem de eklem interpolasyon hareketi yapabilmektedir. Şekil 5' de her iki hareket karşılaştırmıştır. Üstteki grafikler üst eklem hata işaretini, alttaki grafikler alt eklem hata işaretlerini göstermektedir. Eklemlerden birine az, diğerine fazla açı dönmesi uygulandığında yükselme hareketinde az dönecek eklem kısa zamanda hata gerilimini sıfıra indirdiği, fazla

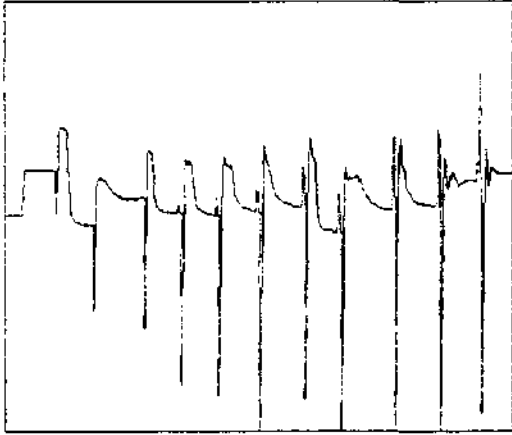


(a)

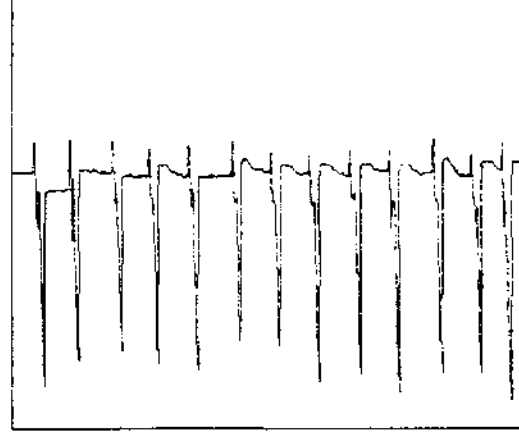


(b)

Şekil 5 (a) yükselme hareketi ile (b) eklem interpolasyonlu hareketin karşılaştırılması.



(a)



(b)

Şekil 6 (a) Üst eklemin ve (b) alt eklemin on line kontrolü.

dönecek eklemin ise daha uzun zamanda hatasını sifıra indirdiği gözlenmiştir. Bu olay Şekil 5 (a)' da gözlenmektedir. Eklem interpolasyonlu harekette ise az dönecek eklem hızını azaltarak diğer eklemlerle aynı anda hatasını sifıra indirmiştir. Bu olay da Şekil 5 (b)' de gözlenmektedir.

5. ON LINE KONTROL SONUÇLARI

Her iki motor on line kontrol edildiğinde uçlarındaki hataların değişimleri Şekil 6' da verilmiştir. Hareket için her bir tuşa basılışında motora 0.0703 V luk bir gerilim yollanmaktadır. Şekilden de görülebildiği gibi bu hata gerilimi uygulandıktan hemen sonra eklem bu hatayı sifıra indirecek yönde çalışmaktadır. Görülen darbelerin sebebi potansiyometrenin muindeki boşluklardır. Motor mili, potansiyometrenin algılayabileceği kadar dönene dek sifır hata gerilimi motora gelmektedir. Halbuki hata gerilimi bu arada çok az da olsa artmaktadır. Potansiyometre motor milinin döndüğünü algılayınca hata gerilimi bir miktar artmış olduğundan dolayı motor uçlarında şekilde görülen darbeler oluşmaktadır.

KAYNAKLAR

M. P. GROOVER, M. WEISS, R. N. NAGEL and N. G. ODREY, "Industrial Robotics, Technology, Programming and Applications", Mc-Graw Hill, 1986.

C. L. PHILLIPS, R. D. HARBOR, "Feedback Control Systems", Prentice-Hall, 1996.

T. ÇAVDAR, Yüksek Lisans Tezi, Haziran 1997.

Tuğrul ÇAVDAR

1973' de Trabzon' da doğmuştur. 1994' de Karadeniz Teknik Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü' nü Mühendislik-Mimarlık Fakültesi birincisi olarak bitirmiştir. 1997' de aynı bölümde yüksek lisansını tamamlamıştır. Halen Karadeniz Teknik Üniversitesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü' nde araştırma görevlisi olup Robotbilim üzerinde çalışmaktadır.

Robot Etlerin Holonik Modellemesi

Mehmet DURNA, Aydan M. ERKMEN
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
06531 -ANKARA

ABSTRACT

In this paper, holonic modeling of robotic hands is investigated where a 2-stem-of-links/1-joint holon having basic kinematic properties is considered working in colony in order to grasp like a robotic hand. Those holons are the physical elements which have the capabilities of independent actuation and decision making to some extent with capability of cooperation with other holons to achieve an overall behavior for the whole structure.

Our work focuses on the concept of şelf reconfigurability of the modular colony structure so as the holons reconfigure themselves to a predescribed structure in the absence of a human in the loop. The reconfiguration control of the dynamical holonic hand is developed based on hybrid control due to our system exhibiting both discrete and continuous behavior.

1. Giriş

Arthur Koestler ile literatüre giren holon terimi bugün esnek sistemlerde kendine özgü anlamları ile kullanılmaktadır. Holon kelimesi, yunancada "bütün" anlamına gelen holos kelimesi ile "teklik" bildiren -on sonekini birleştirerek birbirine zıt iki kavramı kendinde taşır. Bu anlamda holon bir ile bütünü uyumlu birlikteliğini gösterir [1].

Holonik mimarisi olan bir sistemde görülebilen ilk özellik, tüm (muhtemelen karmaşık ve büyük boyutlu olan) yapının, fiziksel ve işlevsel olarak bütüne göre daha basit ve yalın bir şekilde tanımlanabilecek alt sistemlerden oluştuğudur.

Holonik bir yapıda, bu temel yapı birimlerinin iki işlevsel özelliği, bağımsızlık ve işbirlikteliğidir. Herbir holon, belli bir kısıta kadar işlevseldir ve diğer holonlar ile işbirlikteliğine girebilme becerisine sahiptir. Bu yüzden holonik yapılarda dağıtık karar verme ve işlev süreci görülür. Bu şekliyle geleneksel anlamdaki robotik yapılardan farklılık vardır. Geleneksel robotik yapılar derken, tüm kontrolün merkezi bir kaynaktan yapının alt seviyelerine akması ve geri besleme bilgisinin ise alt seviyelerden giderek soyutlanarak merkeze ulaştığı denetim sistemlerinden bahsediyoruz. Aksine, holonik yapılarda tüm denetim, şu şekilde özetlenebilir: bir holon, yöresel bilgisi ile işlev görür ve tüm holon kolonisi istenen görevi ya da görevler dizisini en üst düzeyde yerine getirir.

Literatürde, hepsi holonik adı altında olmasa da temelde bağımsızlık ve işbirliği ilkesine dayanan ve modüler ya da hücreli özellik gösteren robotik yapılar üzerine birçok çalışma vardır. Bu konuda önde gelen çalışmalardan bahsetmek açıklayıcı olacaktır.

Göze çarpan ilk ana çalışma Toshio Fukuda'nınkidir. Fukuda ve arkadaşları CEBOT (Cellular Robotic Systems - Hücreli Robotik Sistemler) olarak

adlandırdıkları, yine bağımsızlık ve işbirliği ilkesine dayanan yapılarla uğraşmışlardır. Fukuda, çalışmasında, işlevce birbirinden farklı olan bir kaç tip robotun ortak bir görevi paylaşıp yerine getirmesini ele almıştır. CEBOT'lar geniş bir yelpazede yürümektedir, çünkü Fukuda bu sistemleri tasarlamakla kalmayıp prototiplerini imal etmektedir. Bu gerçekleştirilebilirlik, problemin, robotların yeniden yapılanması, görev paylaşımı, haberleşmesi, engel aşması ve imalatındaki zorluklar gibi birçok alana yayılmasına yol açmıştır. CEBOT'da, modüllerin herbirine hücreye denmekte, ve birbirinden bağımsızca fiziksel uzaya dağılmış olan bu hücrelerden, verilen bir görevi yerine getirmeleri istenmektedir, örneğin, görev bir nesnenin taşınması ise, tutucu hücrenin, bir hareketli hücreye bağlantı yapması, ve hareketli hücrenin nesneye dikkatlice yaklaşması, tutucunun da nesneyi tutması ve gerekli noktaya hareket etmeleri gerekmektedir. Fukuda, hücrelerin yörünge planlamasında genetik algoritma kullanmıştır [2].

Gregory Chirikjian ise kendi modüler robotik sistemini tasarlamış ve bir prototip üretmiştir. Onun çalışmasındaki temel kaygılar, modüllerin birbirlerine sıkıca bağlanıp sağlam yapılar oluşturması ile birlikte modüllerin kendi başlarına tüm sistemi yeniden yapılandırarak verilen görevi yerine getirebilecek hale gelmesidir. Sistemin gösterdiği kendi kendine değişimden ötürü "metamorphic" olarak adlandırılmıştır. Bu modüller, kendi kendine yapılanabilen sistemlerin çözümü ve denetiminde simetrisinin büyük kolaylık sağlamasından ötürü altgen bir geometride tasarlanmışlardır [3] Chirikjian, yeniden yapılanma evresinde herbir modülün yapacağı hareketi belirlemek için "Benzeşilmiş Soğutma" metodu kullanmıştır. Modüllere atfedilen hareketlilik yetisi ve karar verme zekası birbirlerinin ayıdır. Bu sayede tüm yapıda bir çeşit simetri ve homojenlik elde edilmiştir.

Bu tür robotik sistemlere duyulan ihtiyaç şu şekilde açıklanabilir: çalışılan ortamın yapısızlığı robotun dinamik olarak ortamın ve görevin öngördüğü eniyi yapıya kendikendine ulaşmasını gerektirir, zira bu tür ortamlar çoğu kez insan etkisinden uzaktadır; bu da görevi yerine getirirken yeterince kuvvetli, duyarlı ve değişken boyutlara sahip olma zorunluluğunu ortaya koyar. Biz çalışmamızda robot elin kavrama görevini holonik yapıda ele aldık. Bu sayede üretimde belirlenmiş bir kinematik ve dinamiği olan klasik bir robot el yerine, esnek, fiziksel özelliklerini kavrama görevine göre yeniden ve kendi kendine düzenleyebilen bir el tasarlamayı amaçladık.

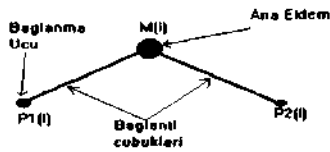
2. Holonik Robot El Modeli

Robot elin holonik modelinde ilk düşünülmesi gereken husus holonların uygun tasarımıdır. Halihazırda

holonların fiziksel gerçekleştirilmesini arka plana atıp sistemin temel işlevlerini modellemeyi ve çözümlenmeyi ele aldık. Böyle bir sistemden beklediklerimiz şu şekilde sıralanabilir:

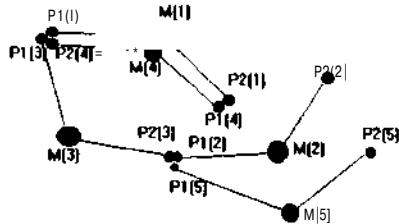
1. Her bir holonun benzer bir yapısı olmalı ve herbir holondaki zeka aynı olmalıdır. Böylece yapıda bir homojenlik sağlanmalıdır. Bu şart bize yapının ortaya çıkabilecek olası hataları (örneğin holonların bir sebepten dolayı işlevlerini yitirmelerini) tolere edebilmeyi ve dolayısı ile gürbüzlüğü sağlar.
2. Holonlar, tüm sistemi yeniden yapılandıracak kadar hareketliliğe sahip olmalıdırlar. Bu şekilde insan faktörünün etkisini en aza indirgeyebiliriz.
3. Holonların birbirleri ile iletişim ve yeterince sağlam bir fiziksel bağlanma kurma yetenekleri olmalı ve tüm sistemin temel bir kavrama görevini yerine getirecek şekilde herbir holonun fiziksel iş görebilme yeteneği olmalıdır.

Holonları tasarlarırken ilk kaygımız, yukarıda belirttiğimiz gibi en azından insan elinin kavrama yeteneğine erişebilmesi idi. Bu yüzden holonları, Şekil 1'te gösterildiği gibi iki bağlantı çubuğu, iki bağlanma ucu ve üç eklemden oluşturduk.

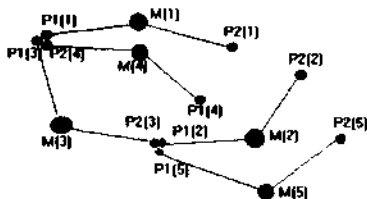


ŞEKİL 1: "Bir holonun temel parçaları ve gösterimi"

Eklemlerden biri aktif hareket elemanı $M(i)$, diğer ikisi ise bağlanma uçlarının kendileridir, ($P1(i)$ ve $P2(i)$). Bu son iki ekleme pasif küresel ekleme olarak düşünülebilir. Herbir holon aktif elemanı $M(i)$ ($i=1, \dots, n$) olarak adlandırılır. Burada n yapıdaki holon sayısıdır. Bağlanma uçları ise $P1(i)$ ve $P2(i)$ olarak gösterilir. Şekil 2'de ise örnek bir bağlanma şekli (Şekil 2a) ve yapılan bir adımlık hareketle alınan son durum (Şekil 2b) gösterilmiştir.



ŞEKİL 2a: "Beş holonun çeşitli biçimde birbirleriyle bağlanarak oluşturduğu yapı"



ŞEKİL 2b: "M(1)'in P2(1) bağlanma ucunu M(4)'ün P1(4) bağlanma ucundan koparması ile oluşan durum"

3. Yapılan Varsayımlar ve Tanımlar

Holonik yapımızda yapmış olduğumuz varsayımlar ise şu şekilde sıralanabilir:

1. Tüm yapıda sabit sayıda holon vardır.
2. Tüm yapı sadece bu holonların birbirine çeşitli şekillerde bağlanması ile oluşmuştur. Sadece bir yapı vardır. Yani birbirine bağlı olmayan iki holonik küme yoktur.
3. Varolan holonik yapı iki boyutlu ve her yönde izotropik olan bir düzlem üzerindedir.
4. Holonların bağlantı çubukları esnek değildir, belirli bir uzunlukları ve de sıfır kalınlıkları vardır ve her iki çubuğun tüm özellikleri birbirinin eşidir.
5. Ana aktif ekleme, iki bağlantı çubuğunun arasındaki açıyı, serbest olana hareket vererek her iki yöne de (saat ve saatin ters yönü) değiştirebilir.
6. Belirli bir N_{max} üst sınırına kadar holonlar bağlantı uçlarından birbirlerine bağlanabilirler.
7. Eğer kısıtlar izin verirse bir holon kendini, bağlı olduğu bağlantı ucu etrafında döndürebilir.
8. Birden fazla holon birbirine paralel bağlanmış ise, onları tek bir kenar olarak düşünerek oluşturduğumuz çizgede (kapalı) çevrimler olamaz.
9. Birbirine bağlanmış bağlantı uçları sanki tek bir bağlantı ucuymuş gibi davranırlar.
10. Bir holon kendi bağlantı uçlarını birbirine bağlayamaz.
11. Bir holon için, iki tür hareketten bahsedilebilir: Holonun sürekli hareketi ve kesikli hareketi. Sürekli hareketi yaptığı dönme hareketidir. Kesikli hareketi ise iki tane olabilir: bağlanma ve ayrılma. Bağlanma hareketi sonucu serbest olan bağlanma ucu yapıdaki kısıtlara uygun bir yere kenetlenir. Ayrılma ise, eğer kinematik kısıtlar içindeyse, bağlantı uçlarından birini, bağlı olduğu yerden koparmasıdır. Söz konusu kinematik kısıtlar aşağıda belirtilecektir.

Bu varsayımlar ve problemin yukarıdaki açıklaması ile birtakım tanımlar yapabiliriz. Kullanacağımız bu tanımlar ise şöyledir:

Yapı: Basitçe holonların birbirine bağlanması ile oluşan bütündür. Varsayımlardan Yapı hakkında şu sonuçlara varabiliriz: Bir yapıda her an toplam n holon vardır ve herbir holonun diğerlerinden en az birine en az bir bağlantısı vardır. Şu an yapının bulunduğu düzlemin kısıtsız olduğunu varsaydıgımızdan yapının dışarıda belli bir noktaya yada doğrultuya göre durumundan bahsedemeyiz.

Üstbağlantı: Birbirine bağlanmış bir yada birden çok bağlantı ucunun onuncu varsayımdan ötürü tek bir nesne olarak yeniden tanımlanmış halidir ve $SP(i)$ olarak belirtilir (Şekil 3). Bunun yararı ise, yapının çözümünde fazla bilgileri elemektir. Şekil 3'te, altta, üstteki yapıdaki tüm bağlantı uçları ve bağlantı uç kümeleri yeniden etiketlenmişlerdir, örneğin, şekilde, $SP(3) = \{P1(5), P1(2), P2(3)\}$ olarak gösterilebilir. Burada üstbağlantı uçlarının indeksleri ileride anlatılacak kurala göre verilir.

Aile: Yapıda, aynı üstbağlantılar arasındaki holonlar bir ailedir ve $F(i,j)$ olarak gösterilir. Tanımını: $F(i,j) = (M(k) |$

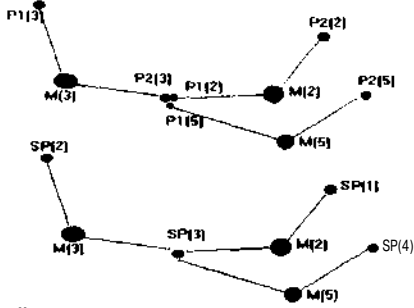
$P1(k)eSP(i)$ ve $P2(k)eSP(j)$ veya $P2(k)eSP(i)$ ve $P1(k)eSP(j)$ ve $k=1, \dots, n$ olarak verebiliriz.

Bir üstbağlantı ucunun normu: Sözkonusu üstbağlantı ucunun eleman sayısını veren pozitif bir tam sayıdır ve $Norm(SP(i))$ olarak gösterilir.

Bir ailenin normu: Bir ailenin eleman sayısıdır ve $Norm(F(i,j))$ olarak gösterilir. Açık olarak $Norm(F(i,j))=Norm(F(j,i))$ 'dir.

Bu tanımlar ile yapının ve hareketinin gösterimine başlamadan önce, yapının bağlantı biçimleri ile ilgili kinematik özellikleri ve bir holonun kesikli hareketi ile ilgili kinematik kısıtları tanıtmamız yerinde olur.

Yapının bulunduğu düzlem kasıtsız olduğundan, yapıya uygulanacak olan dönme, simetrisini alma, öteleme gibi geometrik



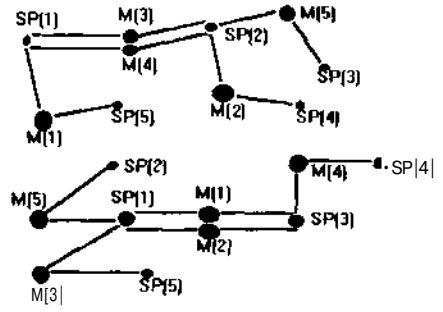
ŞEKİL 3: "Üstbağlantı etiketleri ile yeniden etiketlenmiş yapı".

dönüşümler birbirinin eşi yapılar ortaya çıkartırlar. Ayrıca, bir yapıdaki bağlantıları değiştirmeyen ama holonların eklem açılarını değiştiren tüm dönüşümler yapıyı değiştirmez bırakır. Son olarak, bir yapıda tanımlanmış olan $SP(i)$ kümelerini, $M(k)$ lerin permutasyonları ile dönüşüme uğratarak elde ettiğimiz tüm yeni yapılar birbiri ile kinematik olarak eşdeğerlerdir (Şekil 4).

Bir holonun yapacağı kesikli hareketlerle ilgili ilk kısıt, bir holonun kesikli bir hareket yapabilmesi için, yapıda hiç bir holonun kesikli bir hareket yapmaması gereklidir. Yani, bir anda, tüm yapıda sadece bir bağlanma veya ayrılma görülebilir.

Bir holonun kesikli hareketi ile ilgili kısıtlar için şöyle devam edebiliriz. Bir holonun bağlanma hareketi yapılabilmesi için:

1. Holonun bağlanma uçlarından birinin elemanı olduğu üstbağlanma uçlarından birinin normu bir olmalıdır. Bu bağlanma ucuna bağlantıya uygun uç diyoruz. Dolayısı ile eğer yapıda birden fazla holon varsa, bir holonun bir anda en çok bir bağlanmaya uyguntjcu vardır.
2. Eğer bir holonun bağlanmaya uygun bir ucu varsa, bağlanma hareketinin olması için, bağlanılacak (bazı diğer holonların birbirine bağlı olduğu) üstbağlanma ucunun normunun N_{cmax} 'i geçmemesi gereklidir.



ŞEKİL 4: "Çeşitli dönüşümler ve permütasyonlar ile elde edilmiş, kinematik olarak eşdeğer iki yapı"

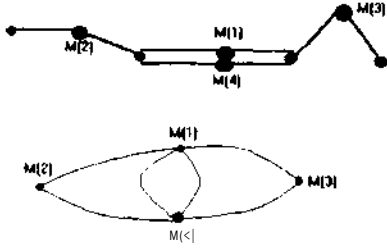
Bir holonun ayrılma hareketini yapabilmesi için ise şunlar gereklidir:

1. Ayrılma hareketini yapacak olan holonun ailesinin normu birden fazla olmalıdır.
2. Ayrılacak holon, ait olduğu ailenin kenarında olmalıdır.

Böylece, yapının kesikli hareketi ile ilgili tüm varsayımları ve gerekecek olan tüm tanımları yapmış olduk.

4. Holonik Yapının Gösterimi

Bir yapıyı tamamen tanımlamak için iki, ve ayrıca kullanacağımız bir üçüncü matrise ihtiyacımız var. İlki Üstbağlantı matrisi olarak adlandırdığımız matristir. Üstbağlantı matrisi, holonların bağlantı uçlarının hangi üstbağlantı ucuna ait olduğunu verir. Şu şekilde tanımlanır: $R=[r(i,j)]_{n \times 2}$, $r(i,j)=SP(k)$ eğer $M(i)$ 'nin j 'inci bağlanma ucu $SP(k)$ nin elemanı ise, $i=1, \dots, n$ ve $j=1, 2$. İkinci matris Sınır matrisidir. Bu matris, bir holonun, bağlanma ucu etrafında saat ve saatin tersi yönünde yapacağı dönüşlerde hangi diğer holonlar ile kısıtlanacağını verir ve şöyle tanımlanır: $B=[b(i,j)]$, $b(i,j)=(k,l)$ eğer holon $M(i)$ için, $M(i)$ 'nin j 'inci bağlanma ucu etrafında saat yönünde yapacağı dönüşte holon $M(k)$ bir sınır ise ve holon $M(i)$ için, $M(i)$ 'nin j 'inci bağlanma ucu etrafında saat yönünde yapacağı dönüşte holon $M(l)$ bir sınır ise; $i, k, l=1, \dots, n$; $i \neq k$ ve l , ve $j=1, 2$. Eğer $M(i)$ nin j 'inci bağlanma ucunun ait olduğu üstbağlanma ucunun normu bir ise $b(i,j)=0$ 'dir. Son olarak Bağlılık matrisinden bahsedeceğiz. Bu matris, yapının bir çizge olarak gösterilebilmesinden yola çıkılarak tanımlandı. Bir yapının çeşitli hareketler ile dönüşümlerinin aslında bir çeşit çizgelerin dönüşüm dizisi olduğu görülebilir. Bir yapının çizgesi aslında holonların bağlanma şekillerinin oluşturduğu ve yapının kinematik özelliklerini bize yansıtan gösterimdir. Bu çizgede düğümler holonları, kenarlar ise bağlantıları gösterir (Şekil 5). Diyebiliriz ki, eğer iki yapının bağlantı çizgesi birbirinin eşdeğeri ise bu iki yapı kinematik olarak birbirinin aynısıdır. Dolayısı ile Bağlılık matrisi şöyle tanımlanır: $C=[c(i,j)]_{n \times n}$; $c(i,j) = 0$, eğer $M(i)$ ile $M(j)$ arasında bir bağlantı yoksa, $c(i,j) = 1$ eğer bir bağlantı varsa, $c(i,j) = 2$ eğer iki bağlantı varsa.



ŞEKİL: 5 "Bir yapının çizgesi".

Yapının böylece gösterilmesinden sonra ortaya iki önemli sonuç çıkar:

1. n holonlu bir yapıda oluşabilecek en çok üstbağlanma ucunun sayısı $(n+1)$ dir.
2. n holonlu bir yapıda tüm üstbağlantı uçlarının normlarının toplamı $2n$ 'dir.

5. Problemin Tanımı ve Çözümü

Holon kolonisi yapı durum uzayında bulunan birbirinden kinematik olarak farklı yapıların arasında bir uzaklık ölçümü tanımlamak üzere Q-vektörü diyeceğimiz vektörü tanımlayabiliriz: $Q=[q(i)]_{1 \times n}$ + $q(i)=M(i)$ 'nin yapmış olduğu toplam bağlantı sayısı; $i=1, \dots, n+1$. Bu $q(i)$ sayısı C matrisinin i'inci satırında (veya sütununda), (i,i) dışındaki sayıların toplamına karşılık gelir. Ayrıca, $q(i)$ 'yi R matrisinden şu şekilde de elde edebiliriz: Eğer $M(i)$, $F(j,k)$ 'nin bir elemanı ise, $q(i)=2*(\text{Norm}(F(j,k)-1)) + (\text{Norm}(SP(j))-\text{Norm}(FG,k)) + (\text{Norm}(SP(k))-\text{Norm}(F(j,k))) = \text{Norm}(SP(j))+\text{Norm}(SP(k))-2$. Bu vektör, n-holonluk bir koloninin yapı durum uzayındaki, her bir durumu için farklıdır. Q-vektörü ile ilgili olan bir diğer gerçek ise şudur: Q-vektöründeki girişlerin permutasyonunu almak, ilgili yapıdaki holonların birbirleri arasında permutasyonunu almaktır. Her bir holon işlevsel olarak birbirinin aynı olduğundan, bu işlem eşdeğer yapılar ortaya çıkarır. Q_a ve Q_b gibi iki yapı arasındaki uzaklık ise şöyle bulunur: $d(a,b)=Q(a)*Q(b)-Q(b)*Q(a)$. Burada çarpım işlemi, skaldır.

Böylece ilgileneceğimiz ilk problem ortaya çıkmıştır: bir Q_i ilk durumundan başlayarak, verili bir Q_f son durumuna en kısa kesikli hareket adımları dizisi ile ulaşmak. Bu, problemin çözümü için aşağıda verdiğimiz algoritmayı geliştirdik:

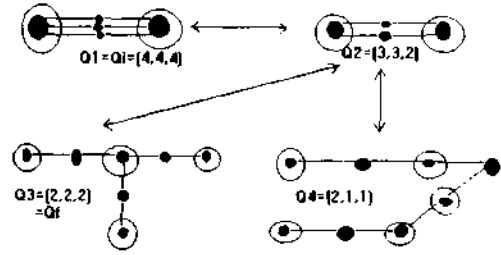
Yapı Durum Uzayında En Kısa Yol Algoritması:

1. Q_k ve Q_{son} verilmiş olsun. Q_k durumu ile başla.
2. Bulunulan duruma Q_i diyelim. Q_i 'ye uygulanabilecek tüm kesikli hareketleri uygula ve bulunan yeni durumlardan aynı olanları ayıklayarak olanları ayır.
3. Elde edilen durumlar için şu değeri hesapla: $Q_i(k)$ için $V_i(k)=a*d(k,Q_i)+b*d(k,Q_{son})$. Burada a katsayısı durumun önceki duruma olan uzaklığının ağırlığı, b ise durumun son duruma olan uzaklığının katsayısıdır. Yaptığımız varsayım ise, ilk ve son durumlar arasındaki en iyi yörüngenin, arada bulunan durumlardan son duruma olan uzaklığın yumuşak geçildiği yörünge olduğudur. Bu yüzden a ve b katsayıları sabit olmayıp, birbirlerine ters orantılarda, son duruma yaklaşırlarken a'nın azalıp b'nin arttığı düşünülmelidir.
4. En küçük $v_i(k)$ 'ya sahip olan $Q_i(k)$ seçilir ve $Q_n=Q_i(k)$ olur.
5. Eğer $Q_i=M=Q_r$ değil ise 2. adıma gidilir. Yoksa 6. adıma gidilir.

6. Bir kayıta saklanmış olan ve yörüngeyi tanımlayan durumlar ile birlikte algoritmadan çıkarılır.

6. Örnek ve Tartışma

Geliştirmiş olduğumuz bu algoritma için basit bir yapı üzerinde şöyle bir örnek verebiliriz. Diyelim ki 3 holonlu bir kolonimiz olsun ve ilk yapı ve son yapı ve Q-vektörleri Şekil 6'daki gibi $Q_1=(4,4,4)$ ve $Q_f=(3,1,1)$ olsun. Algoritmada $a=b=1$ alırsak eğer, Q_2 den sadece $Q_2=(3,3,2)$ 'ye geçebiliriz. Q_2 den ise gidilecek iki olası yapı bulunur: $Q_3=(3,1,1)$ ve $Q_4=(2,1,1)$. Algoritmamızda $d(Q_2,Q_3)+d(Q_3,Q_f)=5+3=8$ ve $d(Q_2,Q_4)+d(Q_4,Q_f)=3+0=3$ olur. Böylece en iyi yol bulunur. Halen bu algoritma büyük koloniler üzerinde denenmektedir



İci bos daireler ustbağlantı uçlarını göstermektedir

ŞEKİL: 6 "3 holonluk bir koloninin yapı durum uzayı ve durumlar arasındaki geçişler"

6. Sonuçlar

Bu çalışmada robot elin holonik yapı durum uzayında iki durum arasındaki en kısa yolu bulma problemiyle çalıştık. Bu çalışma, holonik kavrama probleminin kesikli hareket kısmıyla ilgilidir. Ara durumlar arasındaki geçişler ise sürekli hareket denetim modeline girmektedir. Biz bu bildirideki çalışmamızda kesikli yapı değişim zıplamalarını tayin eden mimariyi kurmuş olduk. Holonik kavramının tümü bu mimari ile sürekli denetimin birleştiği Hibrid denetim kullanarak denetlenecektir.

7. Referanslar

- [1] M. Hirose, "Development of the Holonic Manipulator and Its Control", *Proceedings of the 29th Conference on Decision and Control*, Honolulu, Hawaii, December 1990
- [2] T. Ueyama, T. Fukuda, F. Arai, "Coordinate Planning using Genetic Algorithm - Structure Configuration of Cellular Robotic System-", *Proceedings of the 1992 Int. Symposium on Intelligent Control*
- [3] G.S. Chirikjian, "Kinematics of a Metamorphic Robotic System", *Proceedings of the 1994 IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, San Diego, CA, May 1994, pp. 449-455.

MMIC TEKNOLOJİSİYLE DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇ VE ANTEN ANAHTARI TASARIMI

Fatih ÜSTÜNER*, Nilgün GÜNALP**

* TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi, Gebze, KOCAELİ
e-mail: ustuner@yunus.mam.gov.tr

**ODTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği, ANKARA
e-mail:nilgun-gunalp@metu.edu.tr

ABSTRACT

In this work, a low noise amplifier and an antenna T/R switch are designed for a 1.9 GHz wireless communication system in monolithic microwave integrated circuit (MMIC) form. The designed circuits were manufactured abroad. The active matching is used in the design of the LNA. Moreover an asymmetric circuit topology is proposed for the T/R switch. The minimum usage of the wafer area without sacrificing from electrical performance is one of the main purposes. The similarity between the simulation and measurement results shows that this purpose can be realizable.

I. GİRİŞ

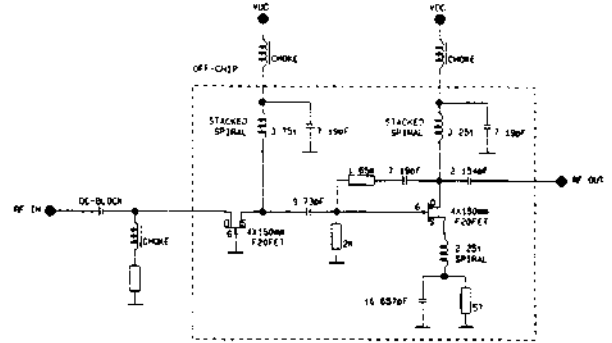
MMIC teknolojisi köken olarak öncelikle X-Band ve yukarı frekanslar için GaAs yarı-iletkeninin yüksek frekanstaki üstün özelliklerinden yararlanılarak geliştirilmiştir. Başlangıçta MMIC devreler sadece askeri sistemler için geliştirilmiş, yüksek maliyeti sivil sistemlerde kullanılmasını engellemiştir. Bununla birlikte 90'lı yıllarda gittikçe yaygınlaşmaya başlayan telsiz hücresel iletişim sistemlerinin (GSM, PCN, DECT gibi) tümleşik devreler için büyük pazar vaatmesi, MMIC teknolojisinin sivil sistemlere de yönelmesini sağlamıştır. Bu sistemlerde, silikon yarı-iletkeni kullanılarak yapılması oldukça zor olan RF devrelerin (düşük gürültülü yükselteçler, anten anahtarları, güç yükselticileri, karıştırıcılar, osilatörler) MMIC formunda gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Bu çalışmada bu yönelimin etkisinde yola çıkılarak 1.9 Ghz'de çalışan bir telsiz iletişim sistemi için LNA ve anten anahtarı iki ayrı MMIC devre olarak tasarlanmıştır.

II. DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇ TASARIMI

a) Amaç

Amaç istenen elektriksel özelliklere en düşük yonga alanında ulaşmaktır. Kazancın 13 dB civarında, gürültü faktörünün ise 3 dB'den az olması hedeflenmiştir. Ayrıca giriş ve çıkış dönüş kayıplarının 14 dB'den iyi olması istenmiştir, işletim frekansı 1.9 Ghz 'dir. Devrenin 400 Mhz' lik (%20) bir band

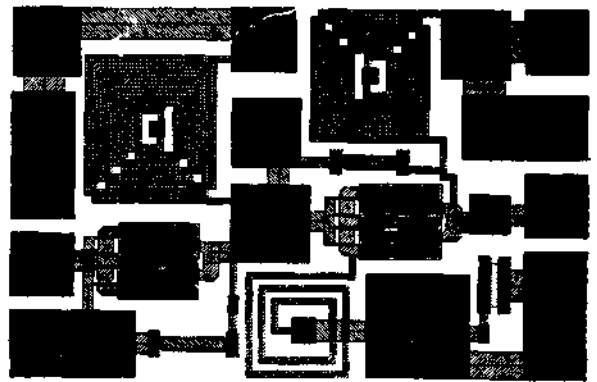
genişliğinde en fazla 1 dB'lik bir değişimle belirlenen kazancı vermesi istenmiştir.



Şekil: 1 Düşük Gürültülü Yükselteç Devre Şeması

b) Tasarım

Devrenin giriş tarafında aktif uyumlama kullanılmıştır. Aktif uyumlama ortak-kapı konfigürasyonundaki FET'in düşük giriş yansımaya katsayısı özelliğinin kullanılmasıyla ortaya çıkan bir uyumlama metodudur[1]. GaAs MESFET ortak-kaynak konfigürasyonunda yüksek kazançlı ve düşük gürültülü çalışırken, ortak-kapı konfigürasyonunda iyi bir giriş uyumlama özelliği gösterir.



Şekil: 2 LNA Devre Yerleşim Planı

Tasarımlanan yükseltici (Şekil 1) iki kattan oluşur: Birinci kat sonraki katın girişini uyumlamak amacıyla kullanılan bir ortak-kapı yapısındadır, ikinci kat bir ortak-kaynak FET şeklindedir ve LNA'nın esas yükseltici kısmını oluşturur. Optimum gürültü uyum empedansını eşlenik giriş uyum empedans seviyesine getirmek için ortak-kaynak FET'in kaynağında seri endüktif geri besleme kullanılmıştır[2]. Ayrıca, ortak-kapı FET, savakına bağlanan bir dirençle kararlı hale getirilmiştir. Bir bobin kullanımı yoluyla ortak-kapı katının eşlenik uyumlu çıkış empedansı ortak-kaynak katının eşlenik uyum giriş empedansına getirilmiştir. Ortak-kaynak FET katının çıkışı bir L-tipi yüksek geçirgen yapı kullanılarak sistem empedansına uyumlandırılmıştır. Daha sonraki aşamada, gerçek MMIC elemanlar modellenerek devredeki yerlerine konulmuş ve devre belirlenen hedefler çerçevesinde optimize edilmiştir.

Devrenin yerleşim planı Şekil 2'de görülmektedir. İşletim frekansı düşük olduğundan birim alana düşen eleman yoğunluğu yüksek tutulmuştur. Yonganın boyutları 1.18X0.74 mm (0.9 mm²)'dir.

c) Simülasyon ve Ölçüm Sonuçları

Devre simülasyonu Libra ortamında gerçekleştirilmiştir. Devre tepkeleri HP8510C devre analizörü kullanılarak Bilkent Üniversitesi'nde ölçülmüştür. Simülasyon ve ölçüm sonuçları Şekil 3'de verilmiştir.

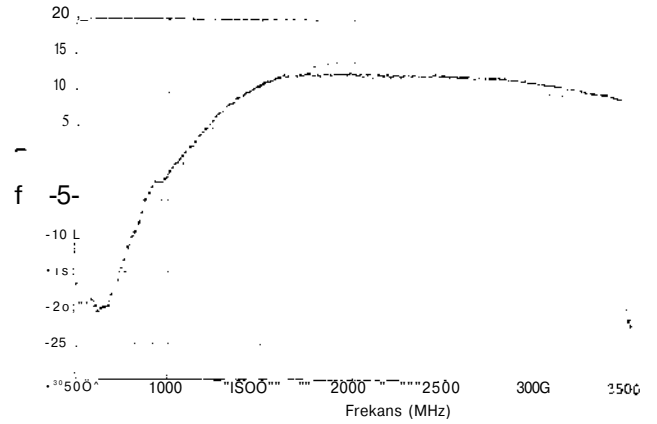
Simülasyon sonuçlarına göre kazancın 0.5 dB seviyesinde değişiklikler gösterdiği band genişliği 600 Mhz'dir. Bandın ortasında elde edilen kazanç 14 dB, giriş ve çıkış dönüş kayıpları 14 dB'den daha iyidir. Gürültü seviyesi 3 dB'den iyidir. Kararlılık analizleri sonucu yükselticinin 20 Ghz'e kadar kararlı olduğu görülmüştür.

Ölçüm sonuçlarına göre kazanç yaklaşık 1.5 Ghz'lik bir bandda 12.5 dB civarındadır. Prob kayıplarını göz önüne alırsak, öngörülen kazanç değerinin 0.5 db altına düştüğü, bununla birlikte band genişliğinin 600 Mhz'i aşmış 1.5 Ghz olduğu tesbit edilmiştir. S_n parametresinin simülasyon sonucunu aynen takip ettiği görülmüş, ayrıca öngörülenden çok daha iyi bir sonuca ulaşıldığı tesbit edilmiştir. S₂₂ parametresi için de benzer yorum yapılabilir.

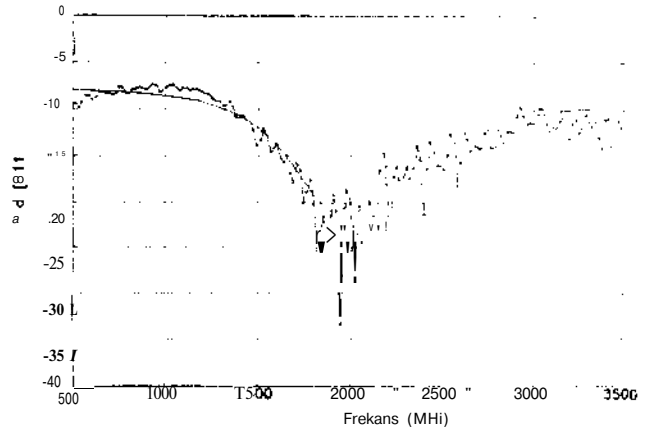
III. ANTEN ANAHTARI

a) Amaç

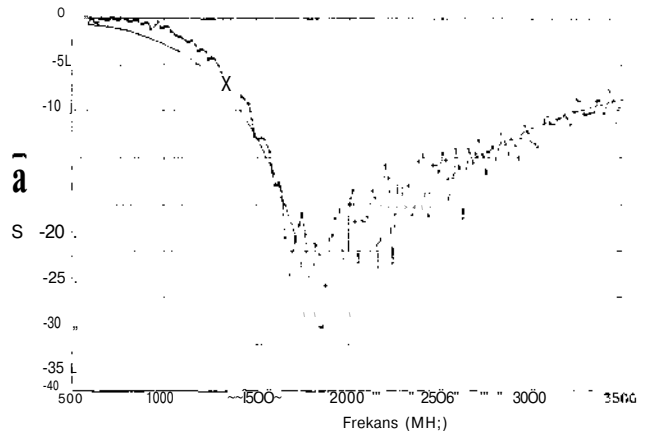
Anten anahtarını tasarımlarken gözetilen amaç yine maliyet etkin yani elektriksel performansdan fazla ödün vermeksizin en küçük yonga alanının kullanılması olmuştur.



(a)



(b)



(c)

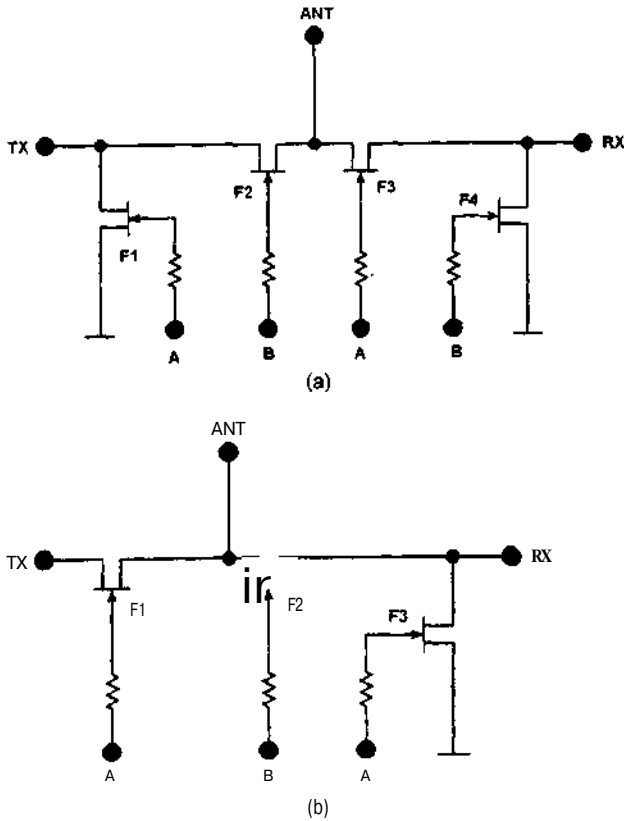
Şekil: 3 Ölçüm (—o—) ve Simülasyon (---) sonuçları

- (a) Kazanç (S₂₁)
- (b) Giriş Dönüş Kaybı (S_n)
- (c) Çıkış Dönüş Kaybı (S₂₂)

Bu çalışmamızda, TX-ANT araya giriş kaybının 0.3 dB'den düşük olmasını, ANT-RX araya giriş kaybının 1 dB'den düşük olmasını, TX-RX arasındaki izolasyonun 20 dB'den iyi olmasını ve anten anahtarının 400 mW gücü üzerinden geçirebilmesi hedeflenmiştir (TX gönderici giriş terminalini, ANT anten terminalini, RX alıcı çıkış terminalini belirtir.)

b) Tasarım

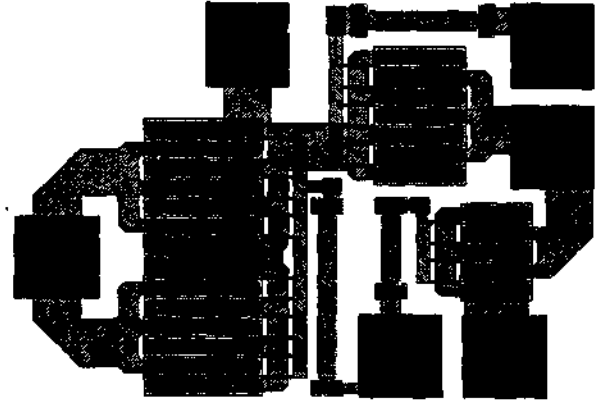
Telsiz sistemi anten anahtarı aslında tek kutuplu çift yönlü (SPDT) bir anahtar olarak tasnif edilebilir. SPDT olarak yapılan genel amaçlı MMIC anten anahtarları ise hem TX hattında hem de RX hattında aynı devre topolojisini (Şekil 4.a) kullanırlar. Telsiz uygulamalarında, TX-ANT hattındaki araya giriş kaybının azaltılması ANT-RX hattındaki araya giriş kaybının azaltılmasından daha önemlidir. Bu nedenle Şekil 4.b'de verilen asimetrik devre topolojisi önerilmiştir.



Şekil: 4 (a) Genel Amaçlı SPDT RF Anahtarı Yapısı
(b) önerilen Anten Anahtarı Yapısı

Devre topolojisinin belirlenmesinden sonraki aşama, kullanılacak FET'lerin eşdeğer devrelerinin (hem açık hem de kapalı konumda) tesbiti ve devre elemanlarının FET'in kapı genişliğine oranlı değerlerini bulmak oldu. Anahtarlama elemanı olarak, FET'lerin hem açık hem de kapalı konumları birbirinin benzeri birçok eşdeğer devre ile modellenmiştir[3,4,5]. Açık

konumda devreyi belirleyen en önemli eleman R_{ON} direncidir. Kapalı konumdaki önemli eleman ise savak ile kaynak arasında oluşan kapasiteyi modelleyen C_{ds} 'tir. Her ne kadar bu iki eleman devrenin elektriksel performansına egemen ise de modellerdeki diğer elemanlarında bulunması devre performansının daha kesin doğrulukta tahmin edilmesini sağlayacağından eldeki FET bilgileri[6] çerçevesinde diğer elemanlarda bulunmuştur. Amaçlar çerçevesinde üç FET'in kapı genişlikleri optimize edilmiştir. Bir diğer amaç olan anahtarın 400 mW gücü kaldırabilme yeteneği ise FET'lerin bu güç seviyesinde devredeki akım ve gerilime dayanıklı olmalarıyla ilgilidir. Seçilen ve optimize edilen FET'lerin istenen güç seviyesinin üstünde bir seviyeye dayanıklı oldukları tesbit edilmiştir.



Şekil: 5 Anten Anahtarı Yerleşim Planı

Devre yerleşim planı (Şekil 5) 0.86X0.585 mm bir diğer deyişle 0.5 mm²lik alan kaplamaktadır. 3 numaralı FET'in kaynağı toprağa çekilmemiş böylece devrenin pozitif gerilimle çalışabilmesi mümkün olmuştur.

c) Simülasyon ve Ölçüm Sonuçları

5 adet numune devrenin ölçümü devreleri üreten firmanın laboratuvarlarında yapılmıştır. 5 devrede elde edilen sonuçlar benzerdir. Devrenin TX-ANT araya giriş kaybı simülasyon ve ölçüm sonuçları (Şekil 6) birbirini son derece yakından izlemektedir. Sadece işletim frekansı civarında ölçüm sonucunun beklenenden biraz daha kötü olduğu görülmektedir. AT-RX araya giriş kaybı ise beklenenden biraz daha iyi çıkmıştır. TX-RX arasındaki izolasyonun simülasyon sonuçları 30 dB'den daha iyi bir dereceye sahip gözükmektedir. Karşılaştırılabilecek doğrudan bir ölçüm sonucu mevcut değildir. Bununla beraber dolaylı yoldan fikir edinebileceğimiz TX konumunda ANT-RX izolasyonu ölçüm sonucu mevcuttur. TX konumunda TX ve ANT terminallerinin birbirine çok yakın seviyelerde olduğu gözönüne alınırsa karşılaştırmanın gerçekçi olacağı

şüphesizdir. Ölçüm sonucuna göre izolasyon 30 db civarındadır.

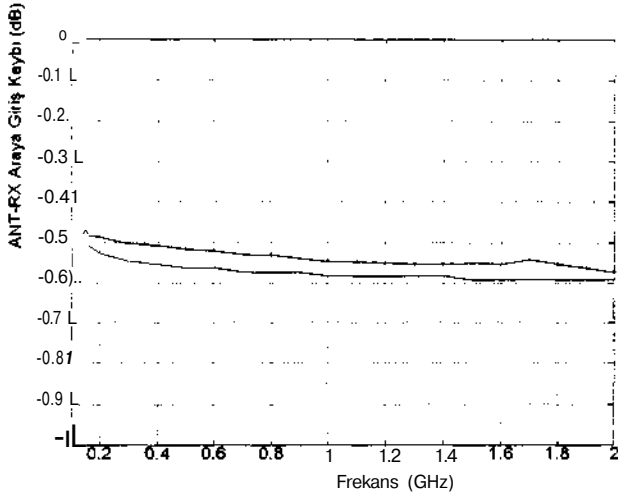
IV. SONUÇ

Elde edilen sonuçlar simülasyonda kullanılan eşdeğer devre modellerinin ve eleman değerlerinin gerçekçi olduğunu göstermiştir. MMIC tasarımında, bilgisayar destekli mühendislik ve tasarım araçları yoğun olarak kullanılır. Ayrıca kullanılan modellerin güvenilirliği büyük önem arzeder. Devrenin üretiminden sonra hibrit veya ayırık RF devrelerde mümkün olan elektriksel performansa müdahale imkanı MMIC'te tektaş yapıdan dolayı imkansızdır. Bununla birlikte bu çalışmada yapılan, tasarımların kanıtlağığı gibi, eğer devre elemanlarından ve iletim hatlarından kaynaklanabilecek parazitikler eşdeğer devre elemanlarıyla simülasyon ortamına yansıtılabilirse oldukça tatmin edici sonuçlar alınabilir.

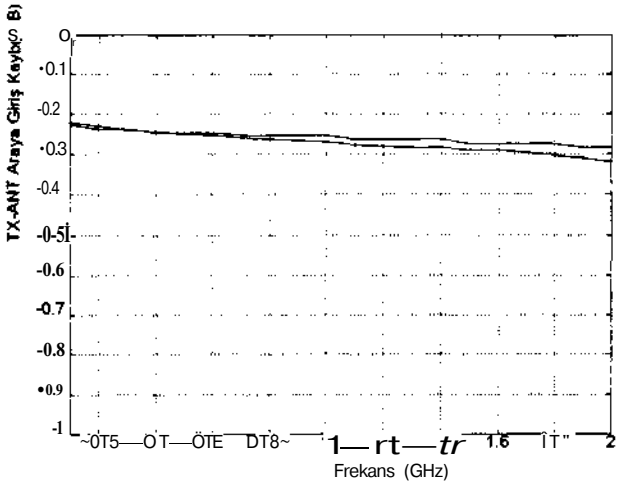
Bu çalışmada elde edilen bir diğer sonuçta aktif uyumlanmanın tektaş devre tasarımında başarıyla uygulanabilmesidir. Anten anahtarı için önerilen asimetrik devre yapısı kısıtlı enerjiye sahip telsiz uygulamaları açısından önemlidir.

KAYNAKÇA:

- [1]. Niclas, " Active Matching with Common-gate MESFETs" IEEE MTT-33, no. 6, June 1985, pp.492-499.
- [2]. Engberg, " Simultaneous Input Power Match and Noise Optimization Using Feedback" IV. Euro. Mw. Conf. 1974 pp. 385-389.
- [3]. Ayasli, "Microwave Switching with GaAs FETs", Microwave Journal, vol.25, no: 11, pp.61-74, 1982.
- [4]. Jain, Gutmann, "Modeling and design of GaAs MESFET control devices for broad-band applications" IEEEET-MTT-38, pp.109-117, February 1990.
- [5]. Gopinath, Rankin, "GaAs FET RF Switches", IEEEET-ED-32, pp.1272-1278, July 1985.
- [6]. GEC-MARCONI "GaAs Foundry Design Rule Guide F14/F20 Process", 1991



(a)



(b)

Şekil: 7 Ölçüm (—o—) ve Simülasyon (—) sonuçları

(a) ANT-RX Araya Giriş Kaybı

(b) TX-ANT Araya Giriş Kaybı

İLETİM HATTI MATRİSİ (İHM) YÖNTEMİ İLE MİKRODALGA YAPILARININ ANALİZİ

M.Orhan ÖZYALÇIN
Elektronik Mühendisi
Hava Harp Okulu
Öğretim Başkanlığı
34807, Yeşilyurt-İSTANBUL

Prof.Dr.Nilgün GÜNALP
ODTÜ Elektrik ve Elektronik
Mühendisliği Bölümü
06531, ANKARA

ABSTRACT

A new symmetrical condensed node (SCN) is developed for the analysis of electromagnetic waves by the transmission -line modeling (TLM) method of numerical analysis. The new node has the advantage of condensing the field components to one point in space at the node and removes the disadvantage of asymmetry in existing condensed nodes. In this paper, the TLM method of numerical analysis in three dimensional space and time has been successfully applied to microstrip resonator problems. In the meantime, some structures with the anisotropic dielectric slab have also been analysed with the SCN-TLM method.

1. YÖNTEMİN TANITIMI

İletim Hattı Matrisi ya da İletim Hattı Modellemesi (İHM) olarak bilinen nümerik yöntemde [1, 2], eldeki fiziksel yapı (dalga kılavuzu, rezonatör vs.) dağıtılmış bir iletim hattı ağıyla modellenmekte ve bu ağın dürtü yanıtının (impulse response) bulunmasıyla Maxwell denklemlerine zaman bölgesinde bir çözüm elde edilmektedir.

Fiziksel yapının modellenmesinde, yeterince kısa boydaki iki-telli ideal iletim hatları, 3-boyutlu bir kristal yapı içerisinde periyodik bir şekilde yerleştirilmekte ve bu hatların kesiştiği noktalarda oluşan düğümler (nodes), uygun bir saçılma matrisi ile karakterize edilmektedir. Yapının herhangi bir yerinden uygulanan bir dürtü uyarımı, bu iletim hattı ağı içinde saçılma matrisine uygun olarak düğümlerden saçılmaktadır. Düğümlere eklenen sonu açık devre veya kısa devre edilmiş iletim hattı parçaları (stubs) sayesinde ortamın dielektrik ve magnetik geçirgenliği (permittivity, permeability) modellenebilmektedir. Benzer şekilde, uyumlu yüklenmiş iletim hatlarının eklenmesiyle ortamın iletkenliğide hesaba katılabilmektedir. Yöntemin en büyük avantajlarından birisi de homojen olmayan ortamlar ile elektriksel ve/veya magnetik özellikleri açısından anizotropik olan ortamlarında kolay bir şekilde modellenebilir olmasıdır. İHM yönteminde, yapının herhangi bir düğümünden alınan çıktı, sistemin o noktada dürtü uyarımına olan tepkisini göstermektedir. Bu dürtü yanıtının Fourier

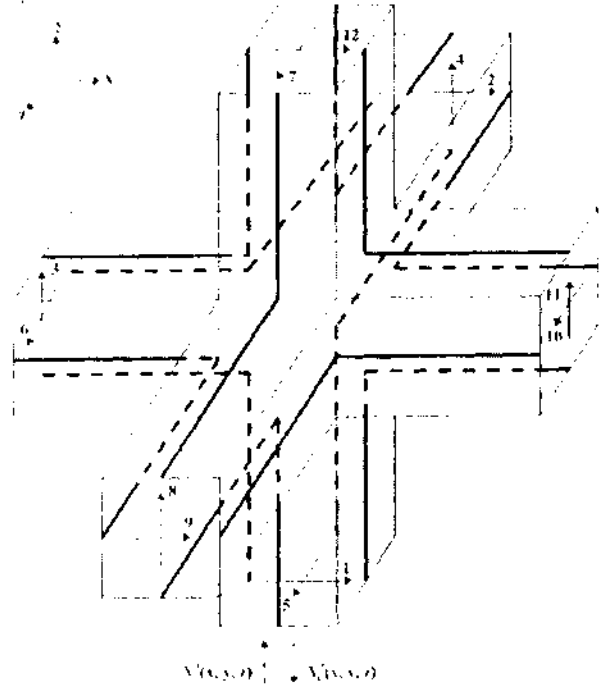
Dönüşümü alınarak (ki bu basit bir toplama işlemine dönüşmektedir) aynı yapının sinüsoidal uyarıma olan yanıtı da kolaylıkla elde edilmektedir.

İHM yönteminin, temel prensipler aynı kalmakla birlikte, iletim hatlarının değişik kombinasyonları sonucu oluşan farklı tipleri bulunmaktadır. Genişletilmiş Düğüm (GD), Asimetrik Sıkıştırılmış Düğüm (ASD) ve Simetrik Sıkıştırılmış Düğüm (SSD) teknikleri bunlar arasında sayılabilir.

2. SİMETRİK SIKIŞTIRILMIŞ DÜĞÜM (SSD) İHM YÖNTEMİ

Bu makalede mikrodalga yapıların analizinde SSD-İHM yöntemi kullanılmıştır [3]. Bu nedenle, söz konusu yöntem kısaca değinmek gerekmektedir.

Şekil-1' de görülen SSD' ye ait saçılma



ŞEKİL: 1 Simetrik sıkıştırılmış düğüm

matrisini, hatların ve gelen (incident) darbelerin Thevenin eşdeğerini alarak bulamayız. Çünkü SSD artık ayık (lumped) devre elemanları ile modellenemez. Fakat bunun yerine enerji korunumu prensibine göre saçınım matrisinin elemanları bulunur.

Herhangi bir doğrultuda iki yönde polarize olmuş dalga; birbiri ile etkileşimi olmadığı varsayılan iki adet iki-telli iletim hattı vasıtası ile taşınmaktadır. İletim hatları açık olarak ayrı ayrı incelendiğinde, söz konusu iki iletim hattının uzayda birbirinden tamamen ayrı olduğu görülür.

Yan hatsız (stub) durumda, 12 iletim hattının karakteristik empedansı serbest uzay karakteristik empedansına (Z_0) eşittir. Bu iletim hatları beraberce kartezyen düğüm ağını oluştururlar ve bağlantı iletim hatları olarak adlandırılırlar. Bağlantı iletim hatlarındaki 12 gerilim darbesi, düğümü uyarırlar ve 12 ayrı yansıyan darbe oluştururlar. Bu gelen ve yansıyan darbeler iletim hatlarının terminallerinde görünürler. Bu darbeler Şekil-1' deki gibi numaralandırılır ve yönlendirilirler.

Yan hatlı durumda ise ortam 6 ilave terminal ile modellenir. İlk üç yan hattın sonu açık devre olup elektrik alanı; son üç hat ise sonu kısa devre olup magnetik alanı modeller. Böylece en genel halde yapının saçınım matrisi 18x18 olup aşağıdaki şekildedir.

$$S = \begin{pmatrix} a & b & 5 & 0 & \ddot{u} & 0 & 1) & (1 & b & 0 & -5 & c & g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b & a & 0 & 0 & 0 & .5 & 0 & 0 & c & .5 & 0 & b & g & 0 & 0 & (1 & .5 & 0 & 0 \\ 5 & 0 & 3 & b & 0 & 0 & 0 & 0 & b & 0 & 0 & c & .5 & 0 & g & 0 & 0 & 0 & 5 \\ 0 & 0 & b & a & .5 & 0 & 5 & c & 0 & 0 & b & 0 & 0 & g & 0 & .5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & .5 & a & b & c & .5 & 0 & b & 0 & 0 & 0 & 0 & g & -5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & .5 & 0 & 0 & b & a & b & 0 & -.5 & e & 0 & 0 & 0 & 0 & g & 0 & .5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -.5 & c & b & a & .5 & 0 & b & 0 & 0 & 0 & 0 & g & .5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b & c & -.5 & 0 & .5 & a & 0 & 0 & b & 0 & 0 & 0 & g & 0 & 5 & (1 & 0 & 0 \\ b & c & 0 & 0 & 0 & -.5 & (1 & 0 & a & 5 & 0 & b & g & 0 & 0 & 0 & 0 & 5 & 0 & 0 \\ 0 & .5 & 0 & 0 & 0 & b & c & b & 0 & 5 & a & 0 & 0 & 0 & 0 & g & 0 & -.5 & 0 & 0 \\ -.5 & 0 & c & b & 0 & 0 & 0 & 0 & b & 0 & 0 & a & .5 & 0 & g & 0 & 0 & 0 & 0 & 5 \\ c & b & 5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b & 0 & .5 & a & g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -.5 \\ e & e & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e & 0 & 0 & e & h & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e & e & 0 & 0 & (1 & e & 0 & 0 & e & 0 & 0 & h & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1 & 0 & e & e & e & 0 & 0 & e & 0 & 0 & 0 & 0 & h & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \ddot{u} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ddot{u} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1 & 0 & (1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

Burada,

$$\beta = \frac{\pi}{2L} \quad (3)$$

formülü elde edilir. L uzunluğu değiştirilerek çeşitli (3) değerlerine karşı gelen rezonans frekansları tespit edilebilir. Böylece, p^1 nin frekansa göre değişimi elde edilmiş olur. Buradan, hattın efektif dielektrik sabitide

$$\epsilon_{r,eff} = \left(\frac{\beta}{\beta_0} \right)^2 \quad (4)$$

formülü ile bulunabilir. Burada, β_0 serbest uzay sabitini göstermektedir.

$$\begin{aligned} a & \quad \begin{pmatrix} \ddot{u} \\ \ddot{u} \cdot \ddot{u} \end{pmatrix} & e - b \\ b & \quad \begin{pmatrix} \ddot{u} \\ \ddot{u} \cdot \ddot{u} \end{pmatrix} & 9 \quad \ddot{u} b \quad \ddot{u} \quad I(\ddot{u}, I) \\ c & \quad \begin{pmatrix} \ddot{u} \\ 2(I \cdot \ddot{u}) \end{pmatrix} & h \quad \begin{pmatrix} \ddot{u} & 1 \\ \ddot{u}^* & I \end{pmatrix} \end{aligned}$$

(1) verilirken ortamın magnetik geçirgenliği (μ_r) nin bir olduğu farzedilmiştir. Ancak, birden farklı da olsa (1)'de büyük bir değişiklik olmayacaktır.

Bu çalışmada aynı zamanda izotropik olmayan dielektrik malzemeler (PTFE ve safir gibi) de kullanılmıştır. Bu yapılara ait saçınım matriside aynen izotropik malzemelerin saçınım matrisinin boyutlarına sahip olup, parametreler değişiklik göstermektedir.

Yapılan analizlerde izotropik olmayan malzemelere ait dielektrik sabiti artık skaler bir büyüklük olmayıp, aşağıdaki gibi tensor halindedir.

$$\epsilon = \begin{pmatrix} \epsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{zz} \end{pmatrix} \quad (2)$$

3. UYGULAMALAR

Bu çalışmada SSD-İHM yöntemi kullanılarak izotropik ve izotropik olmayan dielektrik malzeme içeren mikroşerit ve benzeri hatların analizini yapacak bir bilgisayar programı geliştirilmiş ve sonuçlar literatürde yer alan diğer sonuçlarla karşılaştırmıştır.

Analizdeki temel amaç, hattın dağılım (dispersiyon) karakteristiklerinin elde edilmesidir. Bu amaçla önce hat, z-yönünde birbirinden L uzaklıkta iletken duvarlarla kapatılarak bir rezonatör oluşturulmaktadır. İHM yöntemi ile bu rezonatörün rezonans frekansları tespit edilmektedir. Bilindiği gibi, L uzunluğu, hatta yayılan en düşük rezonans frekanslı temel modun dalga boyunun yarısına karşı gelmektedir. Buradan da faz sabiti

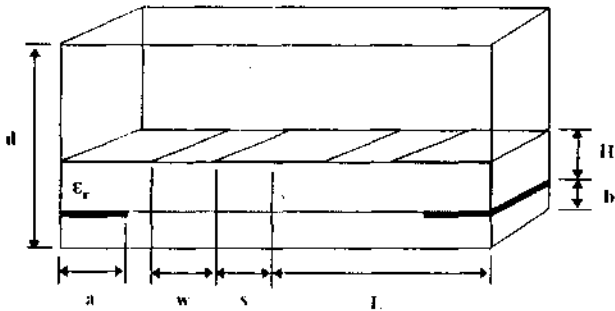
Burada örnek olarak iki ayrı rezonatör yapısı ele alınacaktır. Bunlar;

a Ayarlanabilir alt iletkenli-asılı küple mikroşerit hat rezonatörleri (coupled suspended microstrip line resonators with tuning septums),

b Tek-eksenli safir malzemeli bilateral finhatları (bilateral finlines on uniaxial sapphire)

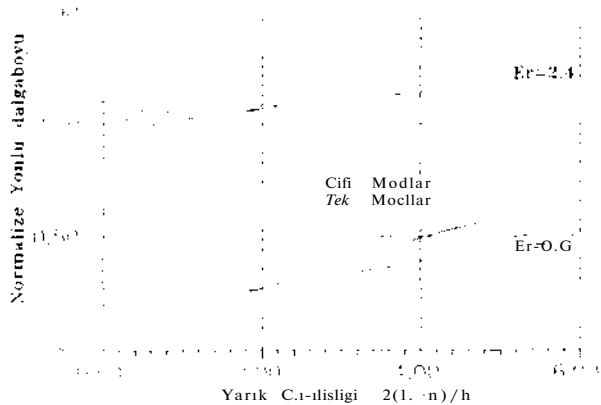
3.1 Ayarlanabilir alt iletkenli-asılı küple mikroşerit hat rezonatörleri

Böyle bir yapı Şekil-2' de verilmiştir. Küple mikroşerit hatlarının yönlü kuplör olarak kullanılabilmesi için, tek ve çift modlara ait efektif dielektrik katsayısı veya faz hızlarının, aynı veya birbirine çok yakın değerler alması gerekmektedir. Ayrıca iki iletken arasındaki 2S uzaklığının makul derecede büyük olması üretimin kolay olması açısından da önemlidir.



ŞEKİL: 2 Ayarlanabilir alt iletkenli-asılı küple mikroşerit hat rezonatörü

Aikawa tarafından önerilen bir yöntem [4] göre, sıkı kuplaj olması için 2S uzaklığının oldukça büyük olması gerektiği ve topraklanmış alt iletken genişliğinin değiştirilerek çift modlara ait faz hızının



ŞEKİL: 3 İki ayrı dielektrik sabitli malzeme için normalize edilmiş yönlü dalga boyunun yarık genişliğine göre değişimi

ayarlanabildiği görülmüştür. Bu yapı, aslı mikroşerit hatlarının bir türevi olduğu için aynı zamanda milimetrik-dalga frekanslarında da kullanılabilir. Simetri nedeniyle tek ve çift modların analizinde sırasıyla elektrik ve magnetik duvarlar kullanılmıştır. Şekil-3' de yönlü dalga boyunun (A_{y0}), serbest uzay dalgaboyu (X_0) ile normalize edilmiş halinin yarık genişliğine göre değişimi görülmektedir.

Şekilden açıkça görüleceği gibi, çift modlara ait yönlü dalgaboyu tek modlarmkine göre daha geniş bir bölgede değişim göstermektedir. Ayrıca yarık genişliğinin belirli bir değerinde (burada 2) tek ve çift modların yönlü dalga boyları (dolayısı ile faz hızları) birbirine eşittir. Bu özellik yönlü kuplör uygulamaları için çok kullanışlıdır. Sonuçlar Tablo-1' de verilmiş olup, tablodaki her bir değer SP2 (Scalable power parallel system 2) sisteminde 1000 zaman adımı kullanılarak 24 dakikalık bir CPU zamanında hesaplanmıştır.

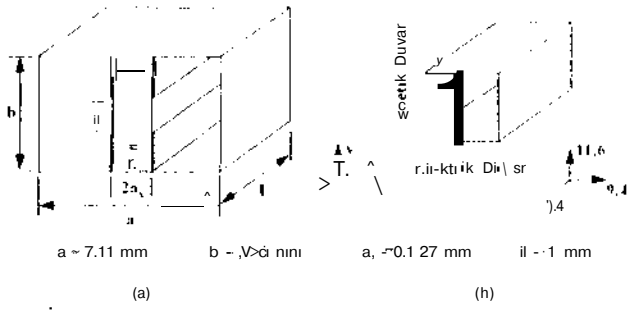
TABLO: 1 Normalize dalga boyunun iki farklı dielektrik sabiti için yarık genişliğine (alt iletken) bağlı olarak aldığı değerler. Boyutlar:

$$L=17Af, d=18.V, H=b=w=6A\sqrt{s=3Af, A^0.25 \text{ mm}}$$

Yarık genişliği $2(L-a)/H$	ÇİFT		TEK	
	Normalize dalgaboyu $\langle V^* - \rangle$		Normalize dalgaboyu $\langle V^* o \rangle$	
	$\epsilon_r = 2.4$	$\epsilon_r = 9.6$	$\epsilon_r = 9.6$	
0	0.708	0.378	0.726	0.408
1	0.708	0.384	0.720	0.402
2	0.726	0.408	0.726	0.408
3	0.762	0.450	0.744	0.432
4	0.798	0.498	0.756	0.456
5	0.816	0.534	0.768	0.462

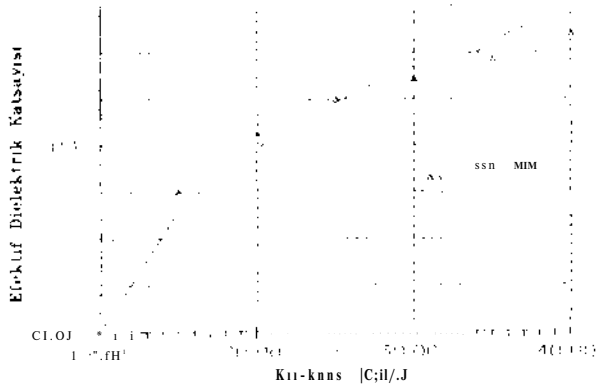
3.2 Tek eksenli safir malzemeli bilateral finhatları

Finhatları boyut, ağırlık ve maliyet düşüklüğü gibi avantajlarından dolayı milimetrik dalga elemanı olarak artan bir şekilde kullanılmaktadır. Bu nedenle izotropik ve izotropik olmayan dielektrik tabakalı finhatları çeşitli yöntemlerle analiz edilmiştir ve edilmektedir, örneğin, Galerkin metodu ile beraber Frekans Bölgesi Yaklaşımı (FBY) gibi kuvvetli bir teknikle [5] fin hatlarının karakteristikleri elde edilmiştir. Görülmüştür ki, dominant mode ile (TE_{10}) uyarılmış bir yapıda İHM yöntemi FBY yöntemi ile elde edilen sonuçlara yakın değerler vermektedir [5]. WR-28 dikdörtgen kesitli dalga kılavuzu içine yerleştirilmiş olan bilateral finhattının fiziksel boyutları ile elektrik ve



ŞEKİL: 4 (a) Tek eksenli safir malzemeli bilateral finhattının geometrisi, (b) Elektrik ve magnetik duvarların yerleştirilmesi

magnetik duvarların yerleştirilmesi Şekil-4' de gösterilmektedir. Şekil-4(b) de görülen elektrik ve magnetik duvarlar sadece işlem zamanını kısaltmaz, aynı zamanda dominant modun yarısına hızlı sonuç verir A' değeri hesaplamalarda 0.127 mm olarak seçilmiştir. Bununla birlikte yapının fiziksel boyutlarının birim hücre boyutunun (AO tam katları olması zorunluluğu nedeni ile $d=1.016$ mm ($8/V$) seçilmiştir. Halbuki söz konusu parametre [5]' deki hesaplarda gerçek değeri olan 1 mm olarak alınmıştır.



ŞEKİL: 5 Efektif dielektrik katsayısının frekansa göre değişimi

Efektif dielektrik katsayısının SSD-İHM ve FBY [5] yöntemleri ile edilen değerlerinin frekansa bağlı olarak değişimi Şekil-5' de görülmektedir. Sonuçların tümü Tablo-2' de verilmiştir. Tablo-2' deki her değer 1000 zaman adımı kullanılarak hesaplanmıştır.

4. SONUÇ

İHM yöntemi zaman bölgesinde çalışan nümerik bir teknik olup, bu çalışmada SSD uygulaması ile üç-boyutlu kapalı rezonatörlerin analizinde kullanılmıştır. Aynı yöntem değişik yapıların farklı parametrelerini bulmak için de kullanılabileceği gibi, açık yapıların analizinde de uygun radyasyon sınır

TABLO: 2 SSD-İHM yöntemi ile elde edilen efektif dielektrik katsayıları

SSD-İHM (Bizim)		FREKANS BÖLGESİ YAKLAŞIMI (*)	
FREKANS (GHz)	$\epsilon_{r,eff}$	FREKANS (GHz)	$\epsilon_{r,eff}$
14.6	1.2	15	1.5
15.6	1.4	20	2.125
20.3	2.01	25	2.5
25.04	2.47	30	2.714
29.3	2.82	35	2.93
34.02	3.01	40	3.2
36.4	3.25	-	-
40	3.4	-	-

(*) Grafiklerden okunmuştur [5]

koşulları ile birlikte kullanılabilir. Ancak burada yapılan uygulamada ve [6]' da verilen diğer örneklerden de görüleceği gibi, SSD-İHM yöntemi ile elde edilen sonuçlar, diğer İHM teknikleri ve farklı başka yöntemler ile elde edilen sonuçlara büyük oranda yakınlık göstermektedir. Bu da söz konusu yöntemin oldukça iyi bir teknik olduğunu göstermesi açısından önemlidir.

İHM yönteminin kullanışlı olmasının en önemli sebeplerinden birisi de, ortam parametrelerini (F , H ve o) ilave yan hatlar ile kolayca modellemek suretiyle mevcut programda küçük değişiklikler yaparak değişik problemlerin çözülmesidir.

KAYNAKÇA

- [1] P.B.JOHNS, "Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix," Proc. Inst. Elec. Eng., Vol-118, No.9, s.1203-1208, Eylül 1971
- [2] W.J.R.HOEFER, "The transmission-line matrix method-Theory and applications," IEEE Trans. MTT, Vol-33, No.10, s.882-893, Ekim 1985
- [3] C.CHRISTOPOULOS, The transmission-line modeling method. Oxford: Oxford university press, 1995
- [4] M.AIKAWA, "Microstrip line directional coupler with tight coupling and high directivity," Electronics and Communications in Japan, Vol.J60-B, No.4, s.253-269, Nisan 1977
- [5] H.Y.YANG. N.G.ALEXOPOULOS, "Uniaxial and biaxial substrate effects on finline characteristics," IEEE Trans. MTT, Vol-35, No 1, s.24-29, Ocak 1987
- [6] M.O.ÖZYALÇIN, "Analysis of microwave structures by using transmission line matrix method," Mastertezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Eylül 1996

KORİDORLARDA 1GHz'de DOĞRUDAN GÖRÜŞ ALANI PROPAGASYON MODELİ

Selçuk HELHEL^{1,2}, Ertuğrul KARAÇUHA¹, Selim ŞEKER²

¹Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Elektrik Elektronik Müh. Gebze, KOCAELİ

²TÜBİTAK-MAM Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enst, Gebze, KOCAELİ

SUMMARY

A theoretical model was developed in order to characterize radio propagation signal through the holes in corridors. Ray Theory and UTD were used together when one (them) is not enough to determine signal levels and to cover errors. A data base was created to store the electrical parameters (conductivity, dielectric constant e.t.c) and uncertainties of corridors at any point. Using this data base, all conditions including uncertainties were considered. Measurements were made by transmitting a CW signal from a semi-mobile source to a fixed based half-wave dipole antenna, and recording the signal level by Rohde & Schwarz conical-log-spiral antenna for every location of transmitter at 1GHz. Base antenna was placed at the center of corridor at height of 120 cm. The semi-mobile system was driven along the corridor to reach the distance 2-3m far from the receiver, and level of detected signal for every location of transmitting antenna is recorded at PC memory to be analyzed. E-polarization was used during the measurements and theory also based on the E-polarized fields. Method and application results give good and matched results for different locations of transmitter and receiver. This model gives us information about the amplitude of Electric field and EMF at any point of corridors.

1. GİRİŞ

Son on yıl içerisinde, cep telefonu ve benzeri yapıdaki haberleşme cihazlarında çok hızlı bir

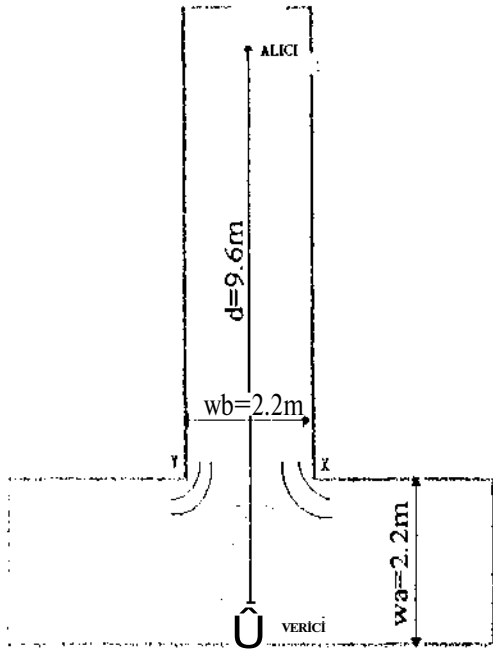
büyüme ve gelişme kaydedilmiştir. Yakın gelecekte ise, kapalı ortamlarda kullanılan ve bu sistemlerle temelde aynı prensipler üzerine çalışan kablosuz haberleşme cihazlarında da oldukça hızlı bir artış beklenmelidir. Bu beklentiler propagasyon mekanizmalarının daha iyi tanımlanması gibi bir ihtiyacı beraberinde getirmiştir, işaret genliğinin mutlak olarak belirlenmesi bu problemlerde çok önemli bir rol oynamaktadır. Aslında bu işaretler hakkında bilgi sahibi olmak bu tür sistemleri tasarlayanların cihazlarının verimini test edebilmeleri ya da bu konuda bir takım öngörülerde bulunabilmeleri açısından oldukça önem taşımaktadır, işte bu noktada ışın yayılım yöntemleri geliştirilmeli ve işaret hakkında tahminlerde bulunabilmek için işareti doğrudan ya da dolaylı olarak etkileyen parametrelerin belirlenmesi gerekmektedir. Bu parametreler sırasıyla, yansıma ve kırınım katsayıları, ışın sayısı ve kırınımına sebep olan kenar karakteristikleri olarak sıralanabilir.

Koridorlarda, 1GHz'de, Doğrudan Görüş Alanı-DOGA propagasyon yapısı için ölçmeler yaptık. Model ile ölçme sonuçları, TÜBİTAK-MAM Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü, Gebze koridorları için yapıldı. Modelimizde, ölçmelerin kapalı bir ortamda yapılmış olması sebebi ile tavanlardan ve yerden kaynaklanan yansımaları da hesaba kattık. Ölçmeler, yarı hareketli sistem diye adlandırdığımız ve üzerine yerleştirilen 1GHz yarım dalga dipolü ile koridorun sonuna yerden 120 cm yüksekliğe yerleştirilmiş Rohde-Schwarz firması tarafından imal edilmiş bir konik-log-spiral anten

kullanılarak yapıldı. Burada yarım dalga dipolü verici olarak kullanılırken diğeri alıcı anten olarak kullanıldı. Alıcı tarafından algılanan alanlar yine aynı firmaya ait EMİ alıcıları tarafından sayısallaştırılarak ana hafızada işlenmek üzere saklandı. Yarı hareketli sistem üzerinde vericisi ile beraber alıcının 2m uzağına ulaşana kadar hareket ettirildi. Hem model hesaplarında hem de ölçmeler sırasında E-polarize alanlar kullanıldı.

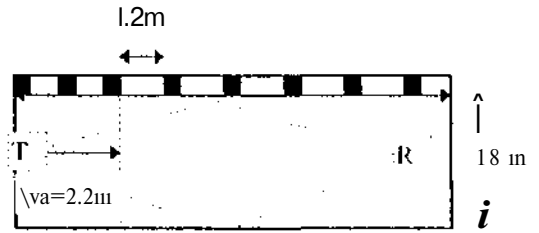
2. TEORİK MODEL ve ÖLÇME SONUÇLARI

Ölçme yapılan koridorların, konumu ve biçimi Şekil 1'de görülmektedir. Şekil 1'de görüldüğü gibi X ve Y noktaları ışınların kırınıma uğradığı noktalar olmak üzere ana koridor olarak tanımladığımız koridor ile ara koridor diye tanımladığımız koridorların genişliği birbirine, bu problem için, eşit olup 2.2m ve alıcı ile verici arasındaki mesafe $d=9.6m$ ' dir. Şekil 2, koridorların yandan görünüşünü resmetmektedir. Burada koridorların tavanları, her 120cm aralıkta genişliği 10cm olan metal plakalarla kaplıdır(Daha doğrusu buralardan metal direkler geçmektedir).



Şekil 1. Koridorun tepeden görünüşü

Burada koridorun sonunda yerden 120cm yüksekliğe yerleştirilen bir alıcı antene doğru hareket eden ve yine yerden 120cm yüksekliğe yerleştirilmiş bir yarım dalga dipolü görülmektedir. Bu çalışma kapsamında temel olarak üç grup ışın hesaba katılmıştır. Birinci grup yansıya-yansıya-YY ulaşan ışınlar ki bu ışınlar yalnızca ana koridorun duvarları arasında karşılıklı yansımalarla yoluna devam eden ışınlardır, ikinci grup koridorun tavan ve tabanından yansıyan-Y ışınların bileşkesinden oluşan gruptur. Üçüncüsü ise, köşelerden kırınarak-K ulaşan ışın demetleri ki bu ışınlar her iki köşeden kırınıma uğrayan ışınları içermektedir.



Şekil 2. Koridorun yandan görünüşü

Alıcı antene ulaşan, ışınların elektrik alan, yansıyan alanlar için

$$E_r = E_0(s') D \sqrt{\frac{R}{S}} \quad (2)$$

formülü ile ve kırınım alanlar için

$$E_r = E_0(s') D \sqrt{\frac{R}{S}} \quad (2)$$

formülü ile hesaplanır. Burada

k propagasyon sabiti, $2\pi/\lambda$

E_0 serbest ortam alan şiddeti

λ dalgaboyu

d propagasyon güzergahı

D kırınım katsayısı

S' Kaynaktan kırınım noktasına kadar olan mesafe

S Kırınım noktasından alıcıya kadar olan mesafe

R Fresnel yansıma katsayısı(E-polarize alanlar için), bu değer yansımanın meydana geldiği noktanın özelliklerine bağlı olarak değişmektedir. R ayrıca,

yansıma sayısına, yansıma yüzeyinin yapısına (metalik bir yapıdan yansıma olduğunda bu değer gelen 1e" olarak alınabilir) ve gelen alanın gelme açısı ile polarizasyonuna bağlıdır. Fresnel yansıma katsayısı i. yansıma için [1] aşağıdaki formülle hesaplanır

$$R = \frac{1}{2} \left[\frac{\cos^2 \theta_i - \cos^2 \theta_t}{\cos^2 \theta_i + \cos^2 \theta_t} \right] + \frac{1}{2} \left[\frac{\cos^2 \theta_i - \cos^2 \theta_t}{\cos^2 \theta_i + \cos^2 \theta_t} \right] \quad (4)$$

Burada

θ_1 ve θ_2 sırasıyla serbest ortam ve duvara ait dalga empedansları.

θ_1 ve θ_2 sırasıyla gelme açısı ve kırılan alan ile normal arasındaki açı.

$$R = \frac{1}{2} \left[\frac{\cos^2 \theta_i - \cos^2 \theta_t}{\cos^2 \theta_i + \cos^2 \theta_t} \right] + \frac{1}{2} \left[\frac{\cos^2 \theta_i - \cos^2 \theta_t}{\cos^2 \theta_i + \cos^2 \theta_t} \right] \quad (4)$$

N ise yansıma sayısını ifade etmektedir. Kenardan kırınım katsayısı hesabı Pathak'tan [2] alındı ve bu değer

$$D(\theta_s, \theta_i) = D_+(\theta_s - \theta_i) + D_-(\theta_s - \theta_i) \pm [D_+(\theta_s + \theta_i) + D_-(\theta_s + \theta_i)] \quad (5)$$

formülü kullanılarak hesaplandı. Burada üst(alt) işaret yumuşak(sert) yüzeyler içindir.

$$D_{\pm}(\beta) = \frac{e^{-j\beta} \cos^2 \theta_i}{2\pi(2\pi k)^{1/2} \sin \theta_i} \cos \frac{7T \pm \beta}{2T} F(X_{\pm}) \quad (6)$$

$$X_{\pm} = 2kL \cos \theta_i \frac{\sin N \theta_i - p}{2} \quad (7)$$

N , 8. Eşitliği sağlayan en yakın tamsayı değeridir.

$$2nN - p = \pm n \quad (8)$$

L mesafe parametresi olarak tanımlanır ve 90° kenarlar için n=3/2 dir.

$$L = \frac{ve}{y + c} \quad (9)$$

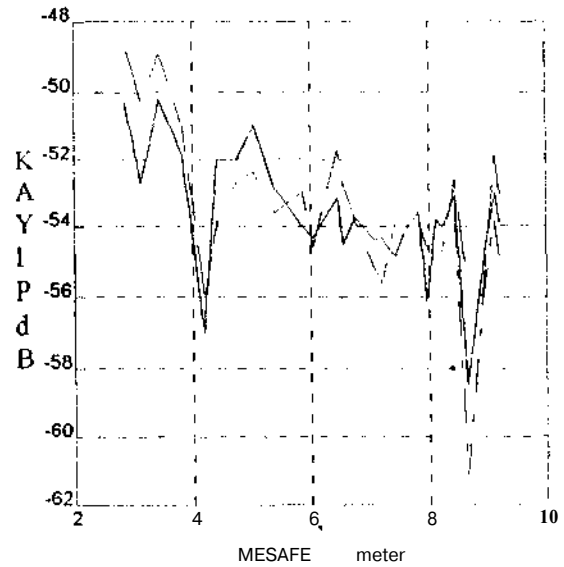
$$F(X) = 2j \sqrt{|x|} e^{jX} \int_0^{\infty} e^{-\beta^2} d\beta \quad (10)$$

Her ışın, DOĞA için, ister doğrudan ulaşsın ister yan duvarlardan yansıyarak ulaşsın, tavan ve tabanlardan oluşan yansımaları içermektedir.

Bilgisayar ortamındaki model hesaplaması, genişliği 2.2m ve yüksekliği 3.8m olan bir arakoridor ile aynı özelliklere sahip anakoridor için yapıldı. Verici olarak kullanılan, yarımdalga dipolü koridorun tam ortasına yerleştirilerek, yerden 120cm yüksekliğe yerleştirilmiş konik-log-spiral antene doğru hareket ettirildi. Fresnel yansıma katsayısı hesabında $r=9$ ve $a=0.012$ değerleri kullanıldı [4]. Koridorlarda yansıyan ışın sayısı en çok 10 olarak alınırken, her bir konum için tavadan 1 yansıma, tabandan 1 yansıma ve köşelerin herbirinden 1 olmak üzere toplam 2 kırınım alan hesaba dahil edildi. Şekil 3, 1GHz'de yapılan ölçme sonuçlarını göstermektedir. Şekil 3'den görüldüğü gibi, kırınım alanların ihmal edilmesi halinde yöntem sonuçlarının ölçme sonuçlarından 2-4dB civarında ayrıldığı görülmektedir.

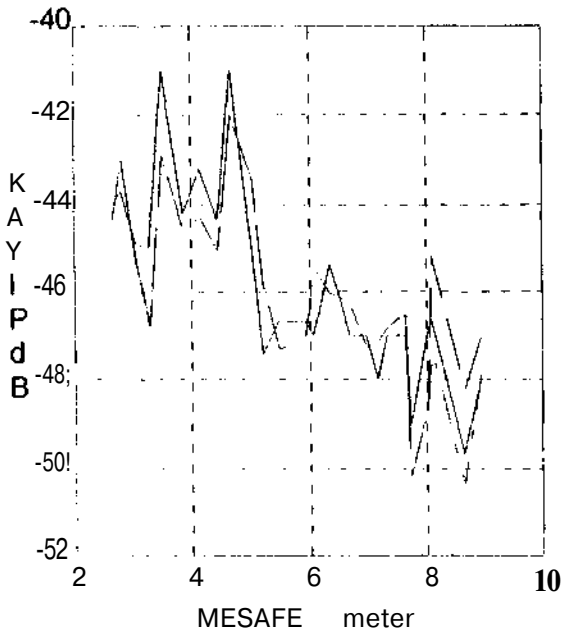
3. SONUÇLAR ve YORUMLAR

Koridorlarda DOĞA propa-gasyon yapısının modellenmesi için, İT ve KBT birleştirilerek kullanıldı.



Şekil 3a. "—" hatlar teorik, "-.-" hatlar kırınım olmaksızın teori ve "--" ölçmeleri göstermektedir.

Model yaklaşım sonuçları ile farklı konumlarda yapılan ölçme sonuçları karşılaştırıldı. Görüldü ki, toplam gücü hesap etmek için, öncelikle bütün alanların vektörel olarak toplanıp arkasından gücün hesap edilmesi doğru bir yaklaşımdır. Kırınım olan bölgelerde, kırınım sebebi ile oluşan katkılar hesaba katılmazsa, yöntemin, ölçme sonuçlarından 2-4dB civarında ayrıldığı görülmektedir. Ölçme ile model sonuçlarının oldukça uyumlu olduğu görülmüştür, işaret ve girişim seviyelerinin bilgisayar ortamında önceden benzetiminin yapılması, sistem tasarımcılarının, hem tasarım aşamasında hem de test aşamasında sistemlerinin verimliliği konusunda yardım edecektir. Ayrıca onlara geleceğe dönük tasarımlarını düşünme ve planlama imkanı verecektir. Algoritma-nın iyileştirilmesi halinde daha geniş yapılar için bu modelin kullanılması mümkün olmaktadır.



Şekil 3b. "—" hatlar teorik, "-.-" hatlar kırınım olmaksızın teori ve "--" ölçmeleri göstermektedir.

4. KAYNAKLAR

[11]. AKIRA ISHIMARU, Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering, page: 390, published by Prentice-Hall Inc, 1991.

[2].ROBERT G.KOUYOUMJIAN and H.PATHAK, A Uniform Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting surface, Proc.of the IEEE, Vol.62, N.11, page: 1448-1461, November 1974.

[3].VINKO ERCEG, A.J. RUSTAKO, R.S. ROMAN, " Diffraction Around Corners and Its Effects on the Microcell Coverage Area in Urban and Suburban Environments at 900 MHz, 2GHz, and 6GHz.", IEEE Trans. on Veh. Tech, Vol.43, No.3, pp. 762-766, August 1994.

[4].R.J.LUEBERS, " Finite Conductivity Uniform GTD versus Knife Edge Diffraction in Prediction of Propagation Path Loss," IEEE Trans. Antenna Propag., AP-32, pp.70-76, Jan.1984.

[5]. A.J. RUSTAKO, NOACH AMITAY, G.J. OWENS AND R.S. ROMAN, " Radio Propagation at Microwave Frequencies for Line-of-Sight Microcellular Mobile and Personal Comm", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.40, No.1, pp.203-210, February 1991.

ÖZGEÇMİŞ

Selçuk HELHEL: 1969 yılında İsparta'da doğan Helhel, Ocak 1993 tarihinde Hacettepe Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü'nden mühendis unvanı aldı. Ocak 1993- Ocak 1994 tarihleri arasında İsparta GÖLTAŞ Çimento A.Ş.'de PLC uygulamaları üzerine kontrol mühendisi olarak çalıştı. Ocak 1994 - Ocak 1996 tarihleri arasında TÜBİTAK-MAM Uzay Teknolojileri Bölümü'nde bitki örtüsünden saçılma, kuzyoptik çok katmanlı yapılarla benzin analizi ve mikroşerit antenler üzerine çalışan Helhel Ocak 1997 tarihinde GYTE Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden yüksek lisans diplomasını aldı. Helhel, halen Ocak 1996' dan bu yana MAM-UEKAE'de ASTA(Açık Saha Test Alanı) başta olmak üzere test ortamlarının korelasyonu ve EMUM (ElektroMagnetik UyuM) konularında çalışmaktadır.

KÖMÜRÜN KURUTULMASINDA MİKRODALGA ENERJİSİNİN ETKİNLİĞİ

Ali OKTAY ve Ali AKMAN
Elektronik Mühendisliği Bölümü
Uludağ Üniversitesi - 16059 - BURSA
oktay@mf40.bim.uludag.edu.tr, mfele08@mf40.bim.uludag.edu.tr

ABSTRACT

In this study, we have investigated the microwave heating of lignite coal extracted at the mine. The experimental measurement effected with raw samples has been shown that dielectric properties (t , $\tan \delta$) depend strongly to water content.

The results of microwave deshydration has shown well the kinetic of heating in function of the absorbed power density. The deshydration curves (temperature increasing and loss of mass) present different stage in which occur different evolution of process.

The experiences has shown that during an initial period of microwave irradiation, absorption and heat transfer are high, consequently temperature increasing is very fast.

It has been shown that the use of microwave energy to the preheating of lignite coal promise to realizing an effective thermal treatment so that having a reduced cost versus conventional techniques.

I. GİRİŞ

Haberleşme, anten sistemleri, radar v.b. alanlarda uygulamaları hızla gelişmiş olan elektromagnetik enerjinin endüstriyel alanlarda da verimli bir şekilde kullanılabilmesi gerçeği, malzemelerin dielektrik özelliklerinin ve elektromagnetik alandaki davranışlarının araştırılmaya başlanmasıyla ortaya konmuş ve hızlı bir gelişim içinde günümüze kadar gelmiştir (Von Hippel, 1963 MIT Radiation Laboratory). Elektromagnetik alan altındaki bir yalıtkanın dielektriksel kayıplarının ısıya dönüşmesinden yararlanılarak, yüksek frekanslı elektromagnetik enerjiyle yalıtkanların ısıtılması, pişirilmesi, kurutulması ve sterilize edilmesi mümkün olmaktadır.

Gelişmemiş ve gelişmekte olan ülkelerde kömür halen birincil enerji kaynağı olarak kullanılmaktadır. Ülkemizde de ısı kaynağı ve elektrik enerjisi üretimi gibi alanlarda kömür, yaygın olarak kullanılmaktadır.

Kömürün enerji kaynağı olarak yaygın kullanımı beraberinde bazı sorunlar getirmektedir. Yanma olayı esnasında açığa çıkan uçucu gazların ve bıraktığı katı artıkların (kül) çevre üzerinde önemli etkileri mevcuttur. Bu etkilerin minimuma indirilmesi, kömür karakteristiklerinin iyileştirilmesi ve yanma olayının verimli bir şekilde yapılmasıyla mümkün olur. Kömürün yanma olayını etkileyen en önemli faktörlerden biride nemliliğidir. Kömürün madenden çıkış nemliliği, %25-%65 arasında değişir. Verimli bir yanma olayının gerçekleşebilmesi için nemliliğin %10-%20 arasında olması gerekir. Nemliliği yüksek olan kömürün yanma olayına tabi tutulması, ısı kayıplarına yol açacağı gibi yanmanın tam olmasından dolayı CO₂, CO, CH₄, SO₂, NO gibi çevreyi kirleten gazların ve artıkların ortaya çıkma miktarını arttıracaktır.

Kömür, yoğun bir şekilde bağlanmış aromatik halka birimlerini içeren makromoleküler bir yapıya sahiptir. Alifatik veya fonksiyonel gruplar, heteroatomlar, bu aromatik halka birimlerini birbirini bağlayarak kömürün yapısını oluşturmaktadır. Kömürün yapısında yer alan en önemli fonksiyonel gruplar : hidroksil, karboksil, metoksil ve karbonil dir.

Kömür, gözenekli bir yapıya sahip olduğundan kütle içindeki suyun (nemin) büyük miktarı bu gözeneklerde serbest halde bulunmaktadır. Kurutma işlemi esnasında uygulanan mikrodalga gücü, serbest haldeki bu su molekülleri tarafından yutulur. Sıcaklık gradyentinin, klasik enerjiler ile yapılan kurutma işleminde kütle yüzeyinden içine doğru iken mikrodalga enerjisi ile yapılan kurutmada kütle içinden yüzeyine doğru olması bu serbest suyun, mikrodalga enerjisiyle daha kolay bir şekilde buharlaştırılmasını ve kütlede uniform olarak kurutulmasını sağlar.

Bu çalışmada, enerji kaynağı olarak yaygın bir şekilde kullanılan linyit kömürünün dielektrik kayıplarının ısıya dönüşmesinden yararlanılarak mikrodalga enerjisiyle kurutulması (kömür kütlesi içindeki suyun buharlaştırılması - kömürün ısıtılması) incelenmiştir, ilk nemliliği yaklaşık %50 olan linyit kömürünün mikrodalga enerjisi ile ısıtılması neticesinde nemliliği %10 a kadar indirilmiştir. Kömürün elektromagnetik alan altındaki davranışının çıkarılması dolayısıyla kurutma işleminin etkinliği için dielektrik sabitinin ve

kayıp faktörünün frekans ile değişimleri koaksiyel prob tekniği kullanılarak elde edilmiştir.

II. KÖMÜRÜN DIELEKTRİK ÖZELLİKLERİ

Madencilik işlemlerinde yapılan araştırmalarda [8] ve karakteristiklerinin iyileştirilmesi amacıyla yapılan dielektrik ısıtma uygulamalarında [9] kömürün elektromagnetik dalga yayılımı altındaki davranışlarının bilinmesi için dielektrik özelliklerinin çıkarılması önemlidir.

Kömürün dielektrik sabiti ve kayıp faktörü, özgül kütle, yoğunluk, yapıdaki organik ve inorganik bileşenlerin oranı, sıcaklık ve kömür içindeki nem miktarı gibi kimyasal ve fiziksel özelliklerine bağlıdır.

Depolarizasyon ve iletkenlik kayıplarında göz önüne alındığında, kömürün kompleks dielektrik sabiti.

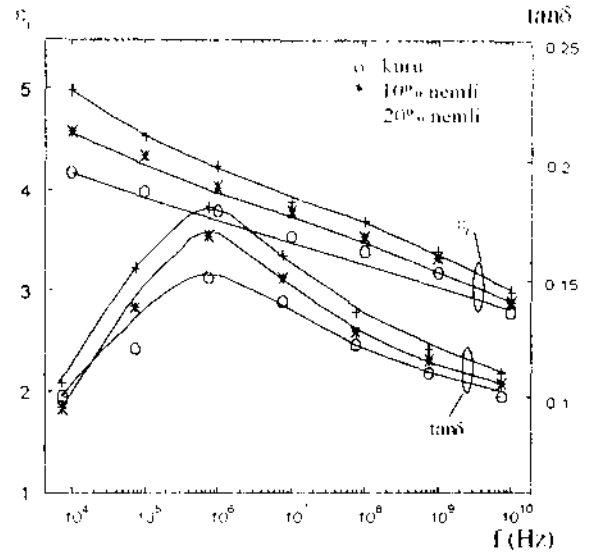
$$s = \epsilon' - j \left(\epsilon'' + \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \right)$$

olarak verilir. akw_0 büyüklüğü, kömürün iletkenliğinden dolayı meydana gelen kayıpları ifade eder. Bu değer, frekansa ve kömürün nemliliğine bağlıdır. Düşük frekanslarda depolarizasyon kayıpları (ϵ'') yanında ihmal edilebilecek düzeyde olur. Kömür içindeki nemliliğin azalmasıyla iletim kayıpları da azalır.

Mikrodalga enerjisini kömürün kurutulmasında, karakteristiklerinin iyileştirilmesinde verimli bir şekilde kullanabilmek, kömürün dielektrik sabitinin ve kayıp faktörünün değişiminin bilinmesini gerektirir. Bu amaçla, kömürün dielektrik sabiti (s') ve kayıp faktörü ($\tan \delta$), koaksiyel prob (HP85070) ve network analizör (HP8753) kullanılarak ölçülmüştür. Kuru, %10 nemli ve %20 nemli kömürün dielektrik sabiti ve kayıp faktörünün frekansla değişimi Şekil-1 de görülmektedir. Kömürün nemliliği arttıkça dielektrik sabiti ve kayıp faktöründe artmaktadır.

III. KÖMÜRÜN MİKRODALGA ENERJİSİ İLE KURUTULMASI

Kömürün ısı değerini arttırmak, daha verimli bir şekilde yanmasını sağlamak üzere, Beyşehir kömür ocaklarından elde edilen ve ilk nemlilikleri yaklaşık %50 olan numuneler, mikrodalga enerjisiyle kurutma işlemine tabi tutulmuştur.



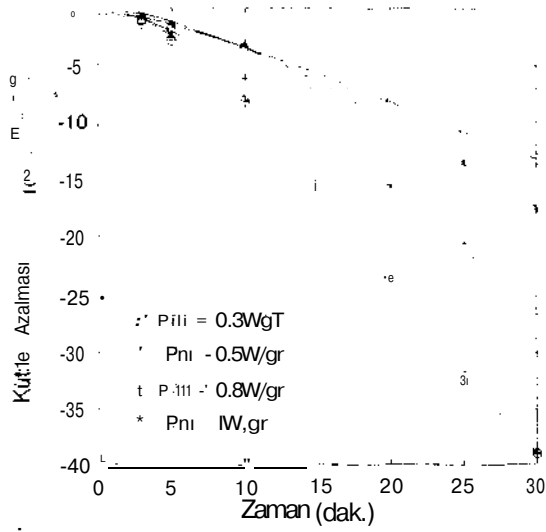
ŞEKİL:1 Kömürün dielektrik sabiti (ϵ') ve kayıp faktörünün ($\tan \delta$), frekans ve nemlilik ile değişimi

Kurutma işlemi, dikdörtgen kesitli, çok modlu rezonator (cavity) tipindeki mikrodalga fırını kullanılarak yapılmıştır. Fırın, $f = 2.45\text{GHz}$ frekansında, maksimum $P = 850\text{ W}$ mikrodalga gücü üreten ve gücü ayarlanabilen bir mikrodalga kaynağı ile beslenmektedir.

Kömürün kurutulmasında mikrodalga enerjisinin etkinliğini ölçmek için incelenmesi gereken iki önemli parametre mevcuttur. Bu parametreler, uygulanan mikrodalga enerjisiyle kömürün sıcaklığının ve nemliliğinin değişimidir.

Kömürdeki nemlilik değişimi (buharlaştıran su miktarı), ısıtma işlemi ile meydana gelen kütle kaybının ölçülmesiyle elde edilmiştir. Kütle ölçümleri için 1mg hassasiyetli elektronik terazi kullanılmıştır. Kömürün sıcaklık değişimleri, yüzey sıcaklığı için optik pyrometre ve iç sıcaklığı için termokuple (PT-100) kullanılmasıyla elde edilmiştir.

Kömür numunelerin kütlesi, yüzey sıcaklığı ve iç sıcaklığı ölçülmüş ve numuneler, $t = 3\text{dak.}$, $t = 5\text{dak.}$, $t = 10\text{dak.}$, $t = 15\text{dak.}$, $t = 20\text{dak.}$, $t = 25\text{dak.}$ ve $t = 30\text{dak.}$ süreleri boyunca mikrodalga enerjisi ışımasına maruz bırakılarak kurutma işlemi gerçekleştirilmiştir. Her kurutma süresi sonunda numunelerin kütlesi, yüzey sıcaklığı ve iç sıcaklığı ölçülmüştür. Kömür kütlesi üzerine düşen mikrodalga güç yoğunluğunun kurutma işlemi üzerindeki etkisini elde etmek amacıyla mikrodalga kaynağının gücü, sırasıyla, $P = 250\text{W}$, $P = 400\text{W}$, $P = 600\text{W}$ ve $P = 850\text{W}$ değerlerine ayarlanarak her durum için denemeler tekrarlanmıştır.



ŞEKİL:2. Mikrodalga Enerjisi ile Kömürün Kütle (Nemlilik) Azalması

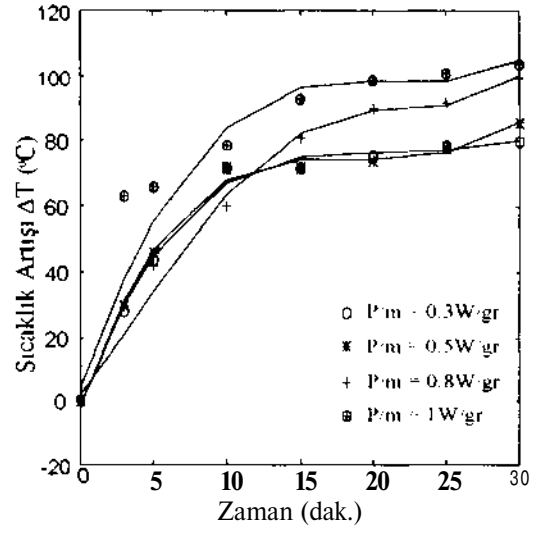
Mikrodalga kurutma deneyi sonuçlarına göre, kömürdeki kütle azalması (nemliliğin azalması) Şekil-2 'de verilmiştir. Mikrodalga güç ışımasına maruz bırakılan kömürde nemlilik (buharlaşan su yüzdesi veya kütle azalması) oranı, uygulanan mikrodalga güç yoğunluğuna bağlı olarak değişmektedir (Şekil-2).

Şekillerdeki noktalar ölçüm değerlerini, eğriler ise bu ölçüm değerlerini kullanan Levenberg-Marguardt enterpolasyonu ile elde edilen değişimleri göstermektedir.

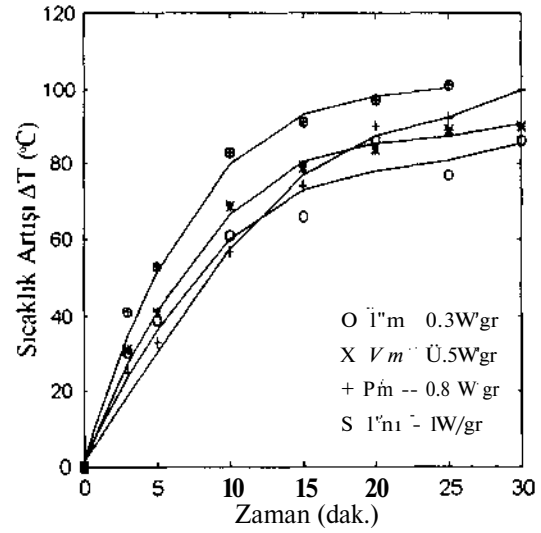
Şekil-3 ve Şekil-4 'de kömürün yüzey ve iç sıcaklık değişimleri verilmiştir. Mikrodalga güç yoğunluğuna bağlı olarak, sıcaklık artışı çok hızlı olmaktadır (ilk 10 dakikada yaklaşık 70-90 °C).

Kömürün yüzey sıcaklığı ve iç sıcaklığı karşılaştırıldığında bu değerlerin birbirine yakın oldukları hatta iç sıcaklığın bir miktar daha yüksek olduğu deneysel sonuçlardan görülür. Mikrodalga enerjisinin endüstriyel uygulamalarının önemli bir özelliği olan bu durum, mikrodalga enerjisinin dalgalı olarak kömür kütlesinin içine kolaylıkla dalması ve kütlenin içini ve yüzeyini aynı oranda ısıtmasının sonucudur.

Kömürün dielektrik kayıplarının ısıya dönüşmesi ve bunun bütün kömür hacminde oluşması ile kömürün kurutulması işlemi (kömürdeki suyun buharlaştırılması - kömürün ısıtılması), pratik olarak verilen mikrodalga güç yoğunluğuna (W/gr) ve kömürdeki su oranına bağlı olan belirli bir karakteristik gösterir. Mikrodalga enerjisi ile kurutulan bir çok



ŞEKİL:3. Mikrodalga Enerjisine Tabi Tutulmuş Kömürde Yüzey Sıcaklık Artışı



ŞEKİL:4. Mikrodalga Enerjisine Tabi Tutulmuş Kömürde İç Sıcaklık Artışı

malzemede olduğu gibi [1] kömürün mikrodalga enerjisi ile kurutma karakteristiği üç farklı safha arz eder. Bunlardan ilki ön kurutma safhasıdır ki bu periyod esnasında kömürde ısıya dönüşen bir enerji transferi meydana gelir ve kömürün sıcaklığı çok çabuk artar, ikinci safha ise kurutma olayının meydana geldiği ve dolayısıyla kütle transferinin yoğun olduğu periyoddur. Burada verilen mikrodalga enerjisi daha çok suyun buharlaştırılmasında harcanır ve sıcaklık artışı çok düşüktür. Kömürün içindeki sıcaklık, yüzeydeki sıcaklıktan daha büyük olduğu için klasik enerjilerin tersine içten dışa doğru bir sıcaklık gradyeni oluşur ve içteki su yüzeye pompalanır. Kurutmanın son safhası ise sıcaklığın 260°C'ye ulaşarak yanma olayının başladığı periyoddur.

Ön kurutma safhasında mikrodalga enerji yutulması ikinci safhaya göre daha küçüktür. Kurutmanın son safhası olan yanma olayında çoğu ekzo termik olan ısısal ve kimyasal reaksiyonlar oluşur.

IV. SONUÇLAR

Karakteristiklerinin iyileştirilmesi, daha yüksek ısı değere ve çevre üzerinde daha az etkilere sahip kömürlerin elde edilmesi amacıyla kömürün kurutulmasında mikrodalga enerjisinin etkinliğini ölçmek için yapılan deneysel çalışmalar neticesinde aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

Kömürün kütle (nemlilik) azalması ve sıcaklığının artışı, kütleye uygulanan güç yoğunluğuna bağlı olarak değişmektedir.

Kömür kütlesine uygulanan güç yoğunluğuna bağlı olarak yaklaşık 10 dakikalık bir süre içinde sıcaklık artışı çok hızlı olurken (70-90°C civarı) kütle (nemlilik) azalması çok az olmaktadır (enerji transferi). Bu zaman süresi aşıldıktan sonra sıcaklık artışı yavaşlarken kütle azalması artmaktadır (kütle transferi). Bu nedenle, mikrodalga enerjisinin ön ısıtma sistemi olarak, sıcak hava gibi bir klasik ısıtma sistemi ile birlikte kullanılması, enerji tasarrufu, kurutma süresinin kısılması, daha kaliteli kömür elde edilmesi bakımından büyük gelişmeler sağlar.

Kurutma işlemi esnasında sıcaklık değişimlerin incelenmesi amacıyla yapılan kömür kütlesinin yüzey ve iç sıcaklığı ölçümlerinden bu değerlerin birbirlerine yakın olduğu görüldü. Bu özellik, klasik enerjiler ile yapılan kurutmada kütle yüzeyi ve içi arasında ortaya çıkan sıcaklık farkından dolayı yüzeyde meydana gelen tozlaşma gibi etkileri ortadan kaldırmakta ve daha kaliteli kömür elde edilmesini sağlamaktadır.

KAYNAKÇA

1. A.C. Metaxas, R.J. Meredith : Industrial Microwave Heating, Short Run Press Ltd. England 1988
2. S. Bories, A. le Pourhiet: Transferts couples de chaleur et de masse en milieu poreux. Modelisation mathematique. Simulation numerique. Application au sechage par micro-ondes. XIV. Microwave Power Symposium, Monaco, 11-15 juin 1979
3. A. Klein: The dielectric properties of moist coal and the consequence of these results for moisture determination using microwaves. XIV. Microwave Power Symposium, Monaco, 11-15 juin 1979
4. G.E. Fanslow, D.D. Bluhm, R.I. Simpson: Dielectric heating in mixtures of coal and pyrite. XIV. Microwave Power Symposium, Monaco, 11-15 juin 1979

5. G. Roussy, P. Chenot: Deshydratation par micro-ondes des zeolites. Exemple d'apport d'energie selectif et non equivalent a un chauffage classique. Revue de RGE, 11/18, Novembre 1981

6. D.H. Bradhurst, H.K. Womer: The application of microwave energy in mineral processing and pyrometallurgy in Australia. Kema, High Frequency - Microwave Processing and Heating International Conference. 26-29 Sept. 1989, Arnhem, The Netherlands.

7. N. Standish. H. Womer: Microwave application in the reduction of metal oxides with carbon. JMPEE, vol.25 No.3 1990

8. C.A. Balanis, J.L. Jeffrey, Y.K. Yoon : Electrical properties of eastern bituminous coal as function of frequency, polarization and direction of the electromagnetic wave, and temperature of the sample. IEEE Trans. Geosci. Electronics GE-16(4), 1980

9. S.O. Nelson, G.E. Fanslow, D.D. Bluhm: Frequency dependence of the dielectric properties of coal. JMP, 15(4), 1980.

10. N. Tran: Unique microwave method for drying Victorian brown coal. Technical Report of the Australia Coal Corp.

11. D. Stuerger, P. Gaillard, M. Lallema: Chauffage microonde et chimie: Que peut-on en attendre? 1995 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 5-8 Sept. 1995, Montreal-CANADA

12. D. Stuerger, M. Delmotte, M. Lallema: Chauffage microonde et uniformite thermique: Des paradigmes aux applications. 1995 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 5-8 Sept. 1995, Montreal-CANADA

13. A. Oktay, A. Akman: Efficacite de Micro-ondes au Presechage du Charbon Lignite. Journées europeennes d'études, Paris-la-défense 26 et 27 Mars 1996, Paris-FRANCE.

YÜKSEK GRADYENTLİ MANYETİK FİLTRELERDE TUTULAN PARÇACIKLARA ETKİYEN KUVVETİN ANALİZİ

Teymuraz ABBASOV, Saadetdin HERDEM
inönü Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
44100 MALATYA

ABSTRACT

The magnetic force which attracts a magnetic partide towards a pole in a multipolar electromagnet of cylindrical symmetry is calculated analytically. It is demonstrated that the magnetic field problem in a multipolar system has an analytic solution from which the maximum force is obtained as a very simple expression. The force is maximised with respect to the ratio between the radii of the partide and electromagnetic for different number of poles. In this work the calculation results of this method are discussed.

1. GİRİŞ

Elektrik mühendisliğinin esas problemlerinden biri de elde edilmiş olan çok sayıdaki teorik ve pratik sonuçların elektriksel olmayan çeşitli alanlarda yaygın olarak kullanılmamasıdır. Bu açıdan son yıllarda ağır sanayi, maden, kimya, tıp ve diğer sanayi dallarında fiziksel alanlardan özellikle de elektromanyetik alanlardan geniş ölçüde yararlanılmaya başlanılmıştır. Bu sanayi dallarının çeşitliliğine ve cinsine bağlı olarak pratikte yeni problemler ortaya çıkmaktadır ki bunların çözümü de elektromanyetik alanın kullanımı sırasında o dalın özellikleri göz önüne alınarak yapılabilir.

Bu tür yöntemlerden biri de son yıllarda hızla gelişmekte olan manyetik seperasyon ve prensip olarak benzeyen manyetik filtrasyon prosesleridir [1,2]. Her iki proste de mikron boyutlu paramanyetik ve ferromanyetik parçacıklar, homojen olmayan yüksek gradyentli elektromanyetik alanda ya çöktürülür ya da manyetik olmayan diğer parçacıklardan ayrılırlar. Prosesin yüksek kalite faktörüne sahip olması, parçacığa etkiyen elektromanyetik kuvvetin fazlaştırılması ile sağlanabilir. Dolayısıyla manyetik alan şiddetinin daha yüksek olması gerekir. Fakat hem ekonomik hem de tasarım zorlukları nedeniyle manyetik sistemlerin sınırsız büyütülmesi mümkün değildir. Bu nedenle böyle proseslerde kullanılan elektromanyetik sistemlerin optimum olarak tasarlanmasıyla parçacıklara etkiyen maksimum kuvveti ve yüksek kalite faktörünü elde etmek mümkündür [3].

Bu çalışmada, elektromanyetik seperatör ve filtrelerde kullanılan yüksek gradyentli elektromanyetik alanda küçük manyetik parçacığa etkiyen kuvvet hesaplanmış ve bu kuvvetin maksimum değerlere sahip olması koşulları incelenmiştir. Elektromanyetik alan şiddetini oluşturan temel sistem olarak Şekil 1a)'daki çok kutuplu silindirik sistem göz önüne alınmıştır. Bu tür sistemlerde elektromanyetik alan şiddeti, genellikle elektromanyetik potansiyel ifadesinden yararlanılarak hesaplanır [4]. Ancak bu şekilde karışık ifadeler elde edilir ki bu da mühendislik uygulamaları için yapılan

hesaplamalarda pek pratik değildir. Bu nedenle belli sınır koşullarında sistemin özellikleri göz önüne alınarak çok kutuplu elektromanyetik sistemin oluşturduğu alan şiddeti, Alan Şiddetinin Doğrudan Hesaplanması metodu kullanılarak elektromanyetik alan teorisinin temel denklemleriyle elde edilebilir [5].

2. ÇOK KUTUPLU ELEKTROMANYETİK SİSTEM

Şekil 1.a)'dan görüldüğü gibi eğer silindir yeteri kadar uzunsa bu durumda elektromanyetik sistemin iç bölgesinde oluşan alan iki boyutlu homojen olmayan bir alan olur.

$$\vec{B} = B_x \hat{a}_x + B_y \hat{a}_y \quad (D)$$

Bu alanda z eksenini silindirin boyunca yönelendiğinden bu eksen üzerinde manyetik alan bileşeni sıfıra eşittir, $B_z=0$. Aynı zamanda B_x ve B_y bileşenlerinin z eksenini boyunca gradyenti de sıfıra eşit olur.

$$\frac{\partial B_x}{\partial z} = \frac{\partial B_y}{\partial z} = 0 \quad (2)$$

(1) ve (2)'deki özellikler göz önüne alınarak Şekil 1.a)'daki elektromanyetik sistem için şunlar yazılabilir:

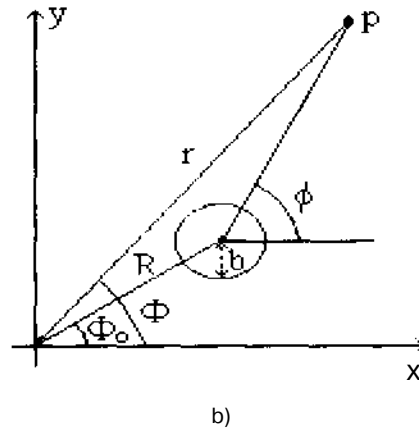
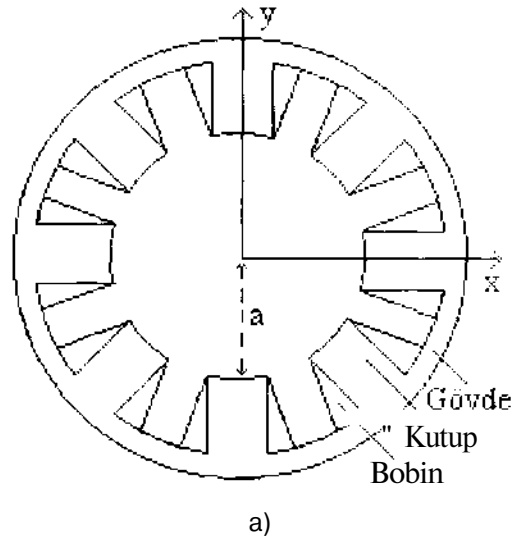
$$\begin{aligned} \text{div} \vec{H} &= 0 \\ \text{rot} \vec{H} &= 0 \end{aligned} \quad H(r=a)=H_n \quad (3)$$

Silindirik koordinat sisteminde (1)-(3) denklemlerinden yararlanarak iki boyutlu elektromanyetik alan şiddeti için aşağıdaki sonuç ifade polar koordinatlarda elde edilir.

$$\vec{H}(r, \Phi) = H_n \left(\frac{r}{a} \right)^{n-1} \left[-\cos\left(\frac{\pi\Phi}{\beta}\right) \hat{a}_r + \sin\left(\frac{\pi\Phi}{\beta}\right) \hat{a}_\Phi \right], r \leq a \quad (4)$$

Burada β iki komşu kutup arasındaki açıyı göstermektedir. Çeşitli elektromanyetik sistemlerin yapılarına göre, $2p=4$ ise $\beta=n/2$, $2p=6$ ise $\beta=n/3$, $2p=8$ ise $\beta=n/4$ alınarak (4) bağıntısından bu sistemlerin

oluşturduğu alan şiddeti elde edilebilir. Elde edilecek bütün ifadelerde manyetik alan şiddetinin değeri elektromanyetik sistemin yarıçapına bağımlı olur.



Şekil 1 a) Çok kutuplu elektromanyetik sistem, b) parçacığın koordinat sistemindeki durumu.

Çok kutuplu elektromanyetik sistemde alan şiddetini veren (4) ifadesinden yararlanarak bu manyetik alandaki küçük parçacığa etkiyen kuvvetin ifadesi elde edilebilir. Genel halde homojen olmayan alanda manyetik parçacığa etkiyen kuvvet [NI yaklaşık olarak

$$F = v_p K \left(\frac{1}{2} \text{grad} \frac{H^2}{} \right) \quad (5)$$

şeklinde hesaplanır. Burada v_p parçacığın hacmi, K parçacığın manyetik duyarlılığı ve H manyetik alan

şiddetidir. Fakat elektromanyetik alan şiddetinin koordinat eksenlerine bağımlı ifadelerinden yararlanılarak küresel şekilli manyetik parçacığa etkiyen kuvvetin daha doğru değerlerini hesaplamak mümkündür. Bu çalışmada H manyetik alanındaki parçacığa etkiyen kuvvet, parçacığın sahip olduğu enerjinin parçacığın yer aldığı koordinata göre değişiminden hesaplanmaktadır.

$$\mathbf{F}_R = \frac{-1}{2} (\mathbf{H}_p - \hat{\mathbf{A}}_m) \mathbf{j} \mathbf{H}^2 d\mathbf{v} \quad (6)$$

$$\mathbf{F}_R = \frac{-1}{2} \frac{d}{dR} \hat{\mathbf{A}}_m$$

Burada $\hat{\mathbf{A}}_p$ parçacığın ve X_m parçacığın bulunduğu ortamın hacimsel manyetik geçirgenliğidir.

Yarıçapı b olan manyetik parçacık silindiriksel çok kutuplu elektromanyetik sistemin merkezinden kutuplar yönünde R uzaklığında ve yatay x eksenine (θ_0 açısı altında yerleştirildiği varsayalım. Silindirik koordinat sisteminden (r, ϕ , z), orijini küresel parçacığın merkezine yerleştirilmiş olan küresel koordinat sistemine (p, θ , ϕ) dönüşüm yapıldığında parçacığın sahip olduğu enerji kolaylıkla bulunabilir (Şekil 1.b).

3. PARÇACIĞA ETKİYEN KUVVETİN HESABI

Basit matematiksel işlemler yapılarak değişik sayıda kutuplara sahip olan elektromanyetik sistemin oluşturduğu alanda, manyetik parçacığa etkiyen kuvvet hesaplanabilir. Açıkça görülmektedir ki iki boyutlu sistemlerde bu kuvvet F_R ve F_θ şeklinde iki bileşene sahip olur. Fakat manyetik seperasyon ve filtrasyon işlemlerinde parçacığın kutuplara çekilmesi olayının daha önemli olduğu göz önüne alınarak bu kuvvetin yalnız radyal bileşeni incelenmektedir.

Matematiksel işlemlerin sonucu olarak çeşitli sayıda kutuplara sahip olan silindiriksel elektromanyetik sistemde manyetik parçacığa etkiyen kuvvet için,

a) Dört kutuplu elektromanyetik sistemde;

$$\mathbf{F}_R = \frac{4}{3} \pi b^3 (\lambda_p - \lambda_m) \frac{H_0^2}{a} \frac{R}{a} \quad (7)$$

b) Altı kutuplu elektromanyetik sistemde;

$$\mathbf{F}_R = \frac{4}{3} \pi b^3 (\lambda_p - \lambda_m) \frac{H_0^2}{a} \left[2 \frac{R}{a} \left(\frac{b}{a} \right)^2 + 2 \left(\frac{R}{a} \right)^3 \right] \quad (8)$$

c) Sekiz kutuplu elektromanyetik sistemde;

$$\mathbf{F}_R = \frac{4}{3} \pi b^3 (\lambda_p - \lambda_m) \frac{H_0^2}{a} \left[3 \left(\frac{R}{a} \right)^4 + 54 \frac{R}{a} \left(\frac{b}{a} \right)^4 + 9.6 \left(\frac{R}{a} \right)^3 \left(\frac{b}{a} \right)^2 \right] \quad (9)$$

ifadeleri yazılabilir.

Kuvvet etkiyen parçacıkla kutup arasındaki maksimum kuvvet parçacığın kutup üzerinde tutulduğu durumda yani R=a-b durumunda oluşur. Bu sonuç (1)-(3) denklemlerinde göz önüne alınarak sırasıyla 4, 6 ve 8 kutuplu sistemlerde oluşacak maksimum kuvvet için,

$$\mathbf{F}_R = \frac{4}{3} \pi b^3 (\lambda_p - \lambda_m) H_0^2 f_4(t) \quad (10)$$

$$\mathbf{F}_R = \frac{4}{3} \pi b^3 (\lambda_p - \lambda_m) H_0^2 f_6(t) \quad (10)$$

$$\mathbf{F}_R = \frac{4}{3} \pi b^3 (\lambda_p - \lambda_m) H_0^2 f_8(t)$$

ifadeleri elde edilir. Burada, t=a/b ve

$$f_4(t) = \frac{1}{t^2} (t-1) \quad (11)$$

$$f_6(t) = \frac{2}{t^4} (t-1) \left[(t-1)^2 + 1 \right] \quad (11)$$

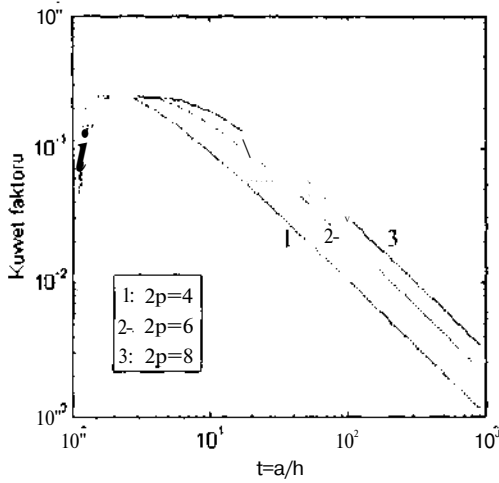
$$f_8(t) = \frac{3}{t^6} (t-1) \left[(t-1)^4 + 3.2(t-1)^2 + \frac{18}{3.5} \right] \quad (11)$$

Elde edilen ifadelerden görüldüğü gibi kutupların sayısının artması ile f(t) faktörünün değeri de artmaktadır. Bu parametreye Kuvvet Faktörü adı verilir. Kuvvetin kutup sayısına ve elektromanyetik sistemin geometrik parametrelerine bağlı olarak

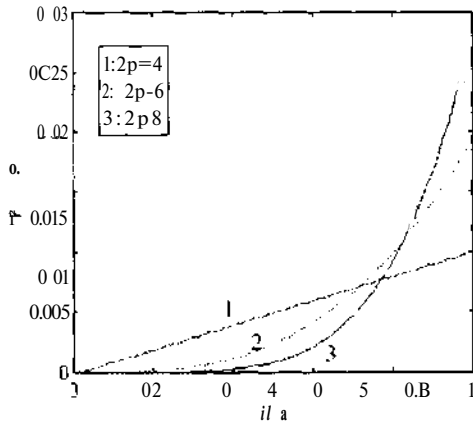
değişiminin daha iyi görülebilmesi için Şekil 2 ve Şekil 3 ' deki grafikler verilmiştir. Bu grafiklerde

$$F = \frac{4}{3} \pi b^2 (\lambda_p - \lambda_m) H_0^2$$

parametresi bütün sistemler için ortak olarak alınmıştır. Şekil 2'de f(t) kuvvet faktörünün t=a/b değişimine bağıntısı gösterilmiştir. Şekil 3'te F_p/F orantısının, elektromanyetik sistemin iç yarıçapı üzerinde merkezden kutuplara doğru uzaklık değişimine bağıntısı verilmiştir. Burada bu tür sistemler için karakteristik değer olan t=a/b=10² kabul edilmiştir.



Şekil 2 Kuvvet faktörünün değişimi



Şekil 3 FR/F oranının değişimi.

4. SONUÇLAR

(7)-(11) ifadeleri ve elde edilen sayısal değerlerden aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir:

Çok kutuplu elektromanyetik sistemde kutup sayısının artırılması sistemden geçen manyetik parçacığa etki eden kuvvetin artmasına neden olmaktadır. Maksimum kuvvet t=a/b=2 civarında elde edilir. Parçacığa etkiyen kuvvet r/a>0.5 değerleri için daha hızlı değişmektedir. Bu manyetik sistemlerden geçen ve ayrıştırılan parçacıkları taşıyan sıvı ve gazların akış özelliklerine bağımlı olmakla birlikte parçacıkların konsantrasyonu r/a<0.5 bölgesinde daha yüksektir. Bu nedenle incelenen çok kutuplu manyetik sistemlerden, parçacıklara akış bölgesinin bütün kısımlarında etki gösteren 2p=4 kutuplu sistem tercih edilebilir. Parçacığa etkiyen kuvvet sistemin diğer parametrelerine de bağlı olduğu için bu kuvvetin optimal değeri farklı t=a/b değerlerinde elde edilebilir. Ayrıca Şekil 2'den görüldüğü gibi t=a/b->∞ değerleri için kuvvet faktörü f(t) ->0 olur ki bu sonuç da bu tür manyetik sistemlerin özelliklerine uygundur.

KAYNAKLAR

1. Watson, J. H. P., Magnetic Filtration, J. Appl. Phys., vol. 44, pp. 4209-4213, 1973.
2. Oberteuffer, J. A., Magnetic Separation: A Review of Principles, Devices and Appl. IEEE Trans. Magn. Vol. Mag-10, pp. 223-238, 1974.
3. Badescu, V., Murariu, V., Rotariu, O., Rezlescu. N. Optimization of the Recovery Efficiency in Axial HGMF Celi with Bounded Flow Field, J. of Physics D: Appl. Physic, v. 29, n.9, pp. 2515-2518, 1996
4. Sotgin, A., Fields and Gradients in Multipolar Magnets, J. Appl. Phys., 59(3), pp. 689-693, 1986
5. Soçnev, A., Manyetik Alan Şiddetinin Direkt Hesaplanması, Nauka, Moskova. 180 s.. 1982