



Hava, Deniz ve Kara Platformlarının Takibi için Yeni Bir Radar Algoritması A New Radar Algorithm for the Tracking of Air, Marine, and Land Platforms

Ömer KİP¹, Özgür SÜTÇÜOĞLU², Okyanus TULGAR³ ve Kadir DURGUT⁴

¹İstanbul Bölge Müdürlüğü, Teknopark İstanbul
GATE Elektronik Sanayi ve Ticaret A.Ş.
omer.kip@gateelektronik.com.tr

²Genel Merkez, Ankara
GATE Elektronik Sanayi ve Ticaret A.Ş.
ozgur.sutcuoglu@gateelektronik.com.tr

³Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü
otulgar@gyte.edu.tr

⁴Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü
k.durgut@gyte.edu.tr

Özet

Gerçek takip radarı uygulamalarında hava, deniz ve kara platformlarının yüksek başarımli yönelim tespitinin yapılabilmesi için, spektral kestirim hatalarının mümkün oldukça azaltılması gerekmektedir. Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) ile yapılan geleneksel spektral kestirimde yüksek başarımın elde edilebilmesi için yüksek veri boyutu ve örnekleme frekansı gerekmektedir. Bu durum gerçek uygulamalarda ölçüm süresi, işlemci ve hafıza kaynakları bakımından önemli problemlere sebep olmaktadır. Bu bildiriye tanıtılan ve eksponansiyel verilere uygulanabilen teknik ile, ölçüm süresini uzatmadan platformların yönelimleri FFT çözümüne göre daha yüksek başarım ile elde edilmektedir. Simülasyonlarda, FFT ve optimizasyon temelli bu algoritmanın sonuçları geleneksel yöntem ile karşılaştırılmıştır. Hesaplanan açılara ait hata değerleri göstermektedir ki, geliştirilen algoritmanın hatası geleneksel yöntemle göre daha düşüktür.

Abstract

In real-life track radar applications, it is required to minimize the spectral estimation errors for the high performance direction of arrival detection of air, marine, and land platforms. Large data length and high sampling frequency are required for the traditional spectral estimation method, which is done with the Fast Fourier Transform (FFT), in order to get high accuracy. This issue causes important problems in real-life applications in terms of measurement time, processor and memory requirements. By the introduced technique, which can be applied to exponential data, the direction of arrival of platforms are obtained with higher accuracy than

the FFT solution without increasing the measurement time. In the simulations, the results of this FFT and optimization based algorithm is compared with the traditional method. The error values of the calculated angles show that the error of the developed algorithm is lower than the traditional method.

1. Giriş

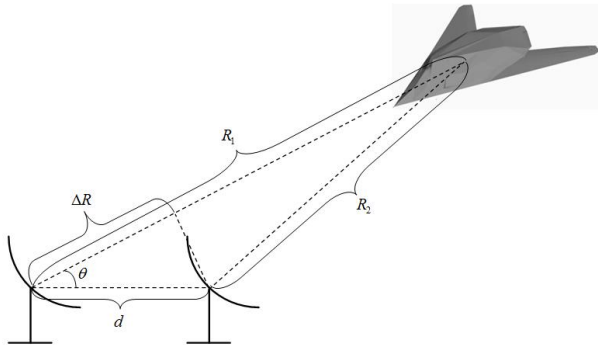
Hava, deniz ve kara platformlarının takip edilmesi, savunma sistemlerinin kurulması ve geliştirilmesi için kritik öneme sahiptir. Özellikle, füze sistemleri, platform yansımalarını dinleyen pasif radar sistemleri ve daha birçok uygulamada yüksek başarımli hedef takibinin yapılması gerekmektedir. FFT ile yapılan geleneksel hedef takibinde, spektral kestirim hatalarını azaltmak için veri boyutu ve örnekleme frekansını yüksek tutmak gerekmektedir [1]. Bu ise ölçüm süresi, işlemci ve hafıza kaynakları bakımından önemli problemlere sebep olmaktadır. Radar uygulamalarında ölçüm ve hesap sürelerinin kritik öneme sahip olması sebebiyle, geleneksel yöntemde düşük hesap süresinin sağlanabilmesi için başarımından ödün verilmesi gerekmektedir [2]. Başarımın artması için ise, ölçüm süresi arttırılmaktadır [2]. Bu problemi azaltmak için literatürde çeşitli yöntemler (PMUSIC, Welch Yöntemi, Bartlett Yöntemi vb) mevcuttur [1]. Her bir yöntemin birbirine göre üstün ve zayıf yönleri bulunmakla birlikte, genel olarak işlem yükü ile hesap başarımı arasındaki ödünç verme durumu devam etmektedir [1]. Bu çalışmada geliştirilen algoritma ile, FFT ile yapılan geleneksel yöntemle göre daha az hata ile hava, deniz ve kara platformlarının açı tespiti yapılmaktadır. Bu sayede, ölçüm süresini arttırmadan, yüksek başarım ile platformların yönelim bilgisi elde edilmektedir. Yapılan simülasyonlarda, hesaplanan açılara ait hata değerleri

göstermektedir ki, geliştirilen algoritmanın hatası geleneksel yöntemle göre daha düşüktür. Bu algoritmanın kısıtı, ölçüm verisinin eksponansiyel yapıya sahip olma ihtiyacıdır. Fakat bu ihtiyaç gerçek uygulamalarda karşılanmaktadır [1]-[6].

Bu bildirinin geri kalanında, Bölüm 2’de problemin teorisi ve algoritmanın detayları, Bölüm 3’de yapılan simülasyonlar ve Bölüm 4’de çalışmadan elde edilen sonuçlar verilmiştir.

2. Teorik Bilgi

Bu bildiride teorik formüller verilirken Şekil 1’deki ölçüm sistemi kullanılmıştır. Bu sistemde aralarında d mesafesi bulunan, alıcı ve verici modda çalışabilen iki adet anten bulunmaktadır. Her bir antenden hedefe f_o frekanslı sinyaller gönderilmektedir. Ardından, hedeften yansıyan sinyaller alıcı antenlerden geçtikten sonra örneklenmektedir. Şekil 1’de bu durum görselleştirilmiştir.



Şekil 1. Ölçüm sistemi.

Burada R_1 ve R_2 hedefin sırasıyla birinci ve ikinci antene olan uzaklığını, θ ise hedef ile birinci anten arasındaki açıyı belirtmektedir. Hedef ile anten arasındaki mesafenin yeterince uzak olduğu durumda düzlemsel dalga yayılımı söz konusudur [5]. Bu durumda, $\Delta R \cong R_1 - R_2$ yaklaşımı yazılabilir. Her bir antenden gönderilen sinyalin,

$$s_i(t) = \exp(j2\pi f_o t), \quad i = 1, 2, \quad (1)$$

formunda olması durumunda, alınan sinyaller,

$$r_i(t) = A \exp(j2\pi f_o (t - \tau_i)), \quad (2)$$

şeklinde yazılabilir [2]. Burada i anten indisini, τ_i her bir antene gelen sinyalin gidiş-dönüş süresinden kaynaklanan zaman gecikmesini, A ise hedefin yansıma katsayısı ve yol kaybından kaynaklanan genliği belirtmektedir [6]. Dolayısıyla, eşitlik (2)’nin Fourier Dönüşümü,

$$R_i(f) = A \delta(f - f_o) \exp(-j2\pi f \tau_i), \quad (3)$$

ifadesine sahiptir [7]. Görüldüğü üzere, eşitlik (3)’de $f = f_o$ frekansında faz değeri $-2\pi f_o \tau_i$ olmaktadır. Dolayısıyla, birinci ile ikinci antene gelen sinyaller arasındaki faz farkı,

$$\phi_1 - \phi_2 = \Delta\phi = 2\pi f_o (\tau_2 - \tau_1), \quad (4)$$

olmaktadır. Bu durumda, alınan sinyallere ait zaman farkı,

$$\tau_1 - \tau_2 = \Delta t = \frac{\angle R_2(f_o) - \angle R_1(f_o)}{2\pi f_o}, \quad (5)$$

ifadesine sahiptir. Burada \angle fazör işaretidir. Ölçümlerde $R_1, R_2 \gg d$ olması sebebiyle,

$$R_1 - R_2 \cong \Delta R = c\Delta t/2, \quad (6)$$

$$\Delta R \cong c \frac{\angle R_2(f_o) - \angle R_1(f_o)}{4\pi f_o}, \quad (7)$$

eşitlikleri yazılabilir [4]. Dolayısıyla, $\Delta R = d \cos \theta$ olması sebebiyle, hedefin birinci antene göre yönelimi,

$$\hat{\theta} = \arccos\left(\frac{c \angle (R_2(f_o)/R_1(f_o))}{4\pi f_o d}\right), \quad (8)$$

denklemlerle bulunabilir [4]. Burada $\hat{\theta}$ yönelim açısının hesaplanan değeridir. Radar sistemlerinde veriler ayrık haldedir. Eşitlik (2)’nin $f_s = 1/t_s$ frekansıyla N noktada örneklenmesi neticesinde elde edilen ayrık işaret,

$$x_i(n) = A \exp(j2\pi f_o (nt_s - \tau_i)), \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (9)$$

ifadesiyle yazılabilir [1]. Bu durumda, örneklenmiş verinin FFT ile elde edilen spektrumu,

$$X_i(f_k) = A \text{Sinc}(f_k - f_o) \exp(-j2\pi f_k \tau_i), \quad (10)$$

$$f_k = -\frac{f_s}{2} + k \frac{f_s}{N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (11)$$

ifadesine sahiptir [1]. Burada k ayrık uzaydaki frekans indisidir. Görüldüğü üzere frekans vektörünün çözünürlüğü f_s/N olmaktadır. Bu ifade aynı zamanda,

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{t_s N} = \frac{1}{t_{\max} - t_{\min}}, \quad (12)$$

denkleminde de eşittir [1]. Burada $t_{\max} - t_{\min}$ verinin zaman genişliğini göstermektedir. Dolayısıyla, spektral kestirim hatasını azaltmak için verinin zaman genişliğinin (ölçüm süresinin) artması gerekmektedir. Bu bildiride geliştirilen algoritma ile, bahsedilen bu gerekliliğe ihtiyaç duyulmamaktadır.

2.1. Geliştirilen Algoritma

Ölçüm verilerinin spektrumunda en yüksek genliğe karşılık gelen frekans değeri,

$$f_c = \arg \max_{f_k} (|X_i(f_k)|), \quad (13)$$

olmak üzere,

$$y_i(n) = x_i(n) \exp(-j2\pi f_c n t_s), \quad (14)$$

ifadesinin FFT ile elde edilen spektrumu,

$$Y_i(f_k) = A \text{Sinc}(f_k - (f_o - f_c)) \exp(-j2\pi f_k \tau_i), \quad (15)$$

denkleminde sahiptir [1]. Eşitlik (15)’de $f_c = f_o$ olması durumunda Sinc() fonksiyonu en yüksek değerini almaktadır [1]. Bu durumda,

$$\lim_{f_c \rightarrow f_o} Y_i(f_k) = A \exp(-j2\pi f_k \tau_i) = A, \quad (16)$$

olmaktadır. Çözünürlük yükseltme faktörü N_δ , iterasyon indisi l olmak üzere, i indisli anten için güncelleme denklemleri şu şekilde yazılabilir,

$$\text{Aşama 1: } y_{i,l}(n) = x_i(n) \exp(-j2\pi v_l n t_s)$$

$$\text{Aşama 2: } Y_{i,l}(f_k) = \text{FFT}(y_{i,l}(n)), \quad \Gamma_{i,l} = Y_{i,l}(0)$$

Aşama 3:

$$\text{Eğer } |\Gamma_{i,l}| \geq |\Gamma_{i,l-1}|, \quad f'_o = v_l, \quad A'_i = \Gamma_{i,l},$$

$$v_{l+1} = v_l + \lambda \Delta f / N_\delta, \quad l = l + 1,$$

$$\text{Eğer } |\Gamma_{i,l}| < |\Gamma_{i,l-1}|, \text{ iterasyonu bitir,}$$

Burada λ ve başlangıç frekansı ν_0 'ın doğru belirlenmesi iterasyonların yakınsama hızını arttırmaktadır. Her bir i indisli anten için, $f_c = \arg \max_{f_k} (X_i(f_k))$ seçildiği durumda,

$$f_{c1} = f_c - \Delta f / 2, \quad f_{c2} = f_c + \Delta f / 2, \quad (17)$$

olsun. Eğer $|X_i(f_{c1})| > |X_i(f_{c2})|$ ise gelen işaretin frekansı f_{c1} ile f_c arasındadır. Bu durumda, $\nu_0 = f_{c1}$ alınır. İlk iterasyonda $\nu_0 < f_c$ olduğundan her bir iterasyonda ν_l değerinin artırılması gerekmektedir. Bunu sağlamak için $\lambda = 1$ alınmalıdır. Eğer, $|X_i(f_{c1})| < |X_i(f_{c2})|$ ise gelen işaretin frekansı f_{c2} ile f_c arasındadır. Bu durumda, $\nu_0 = f_{c2}$ alınır. İlk iterasyonda $\nu_0 > f_c$ olduğundan her bir iterasyonda ν_l değerinin azaltılması gerekmektedir. Bunu sağlamak için $\lambda = -1$ alınmalıdır.

İteratif işlemlerle f'_o frekansı hesaplanıp, bu noktadaki genlik değeri A'_i elde edildikten sonra, hedefin birinci antene göre yönelimi,

$$\hat{\theta} = \arccos\left(\frac{c \angle (A'_2/A'_1)}{4\pi f'_o d}\right), \quad (18)$$

denklemlerle hesaplanabilir.

Her bir l indisli iterasyonda 2 kez N noktalı FFT işlemi yapılmaktadır. İterasyona başlarken ν_0 ile f_c arasında eşitlik (17) gereğince $\Delta f / 2$ kadar fark vardır. Her bir iterasyonda ν_l değeri f_c frekansına $\Delta f / N_\delta$ kadar yaklaşmaktadır. Harmonik frekansının ν_0 ile f_c arasında olduğu düşünülürse, toplam l sayısı en fazla,

$$I = \frac{\Delta f / 2}{\Delta f / N_\delta} = \frac{N_\delta}{2}, \quad (19)$$

olmaktadır. Dolayısıyla, her bir harmonik için toplam $2I = N_\delta$ adet N noktalı FFT işlemi vardır. Bu durumda, çözünürlükteki N_δ kadarlık artışa karşılık işlem yükündeki artış oranı,

$$\gamma' \leq \frac{N_\delta N \log_2(N)}{N \log_2(N)} = N_\delta, \quad (20)$$

olmaktadır. FFT ile yapılan spektral kestirimde aynı çözünürlüğün sağlanması için,

$$\gamma = \frac{N_\delta \log_2(N N_\delta)}{\log_2(N)}, \quad (21)$$

oranında işlem yükü artışı gerekmektedir. $N_\delta > 1$ koşulu sağlandığı durumda $\gamma' < \gamma$ sağlanacağı açıktır.

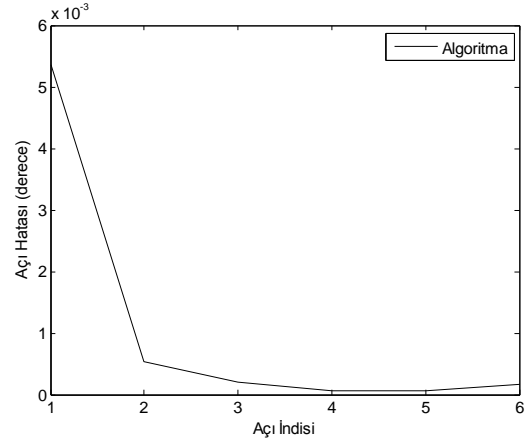
3. Simülasyonlar

Bu bildiriye geliştirilen algoritmanın performansını test etmek için, verici antenden gönderilen sinyalin frekansı $f_o = 100$ kHz alınmıştır. Antenler arasındaki mesafe $d = 2$ metre alınmıştır. Simülasyonlarda öncelikle, Çizelge 1'deki hedefler kullanılarak eşitlik (9)'daki sinyal $f_s = 540$ kHz örnekleme frekansı ile $N = 256$ noktada oluşturulmuştur.

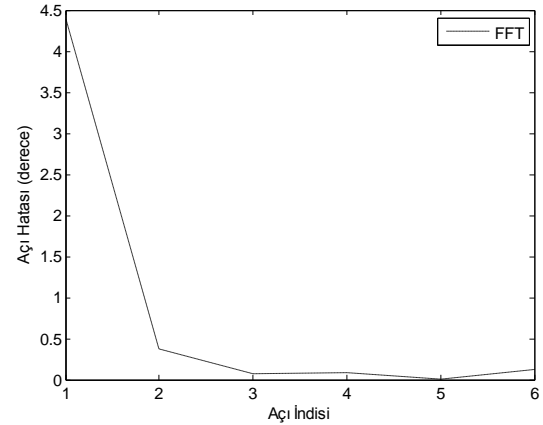
Çizelge 1: Hedeflerin özellikleri.

Hedef Sırası	A	θ (derece)	R_2 (metre)
1	0.30	5.25	214.64
2	0.15	42.84	284.14
3	0.26	68.10	391.72
4	0.71	81.92	532.61
5	0.82	96.82	714.57
6	0.46	109.52	802.67

Simülasyonlarda açı çözünürlüğü artırma faktörü $N_\delta = 1000$ alınmıştır. Elde edilen sonuçların hatası Şekil 2'de görülmektedir. Burada yatay eksendeki indisler, Çizelge 1'in ilk sütununda belirtilmiş olan hedef sırasına eşittir.



Şekil 2. Geliştirilen algoritmayla hesaplanan açıların hatası.



Şekil 3. FFT ile hesaplanan açıların hatası.

Şekil 2 ve 3'ten görüldüğü üzere, geliştirilen algoritmanın tespit ettiği açıların hatası, geleneksel yöntem olan FFT çözümünün hatasına göre daha azdır. Özellikle açının küçük, antenler arasındaki faz farkının az olduğu durumlarda FFT'nin hatası hızlı artış gösterirken algoritmanın hatası daha az artmaktadır. Çizelge 2'de her iki yöntemle hesaplanan açıları verilmiştir.

Çizelge 2: Hesaplanan açılar.

Hedef Sırası	Teorik θ (derece)	Algoritma θ (derece)	FFT θ (derece)
1	5.25	5.2446	9.6400
2	42.84	42.8395	43.2100
3	68.10	68.0998	68.0226
4	81.92	81.9199	81.8310
5	96.82	96.8201	96.8288
6	109.52	109.5202	109.3921

Çizelge 2'deki sonuçlar elde edilirken, algoritma ve FFT için aynı nokta sayısı ($N=256$) kullanılmıştır. Görüldüğü üzere, algoritmanın hatası FFT'ye göre N_s oranında daha azdır. Dolayısıyla, eşit nokta sayısı durumunda, geliştirilen algoritma, geleneksel yöntemle göre daha yüksek başarımlı sağlamıştır. Hesap yükleri bakımından bu iki yöntem karşılaştırılırsa, Çizelge 2'deki algoritma sonuçlarının başarımlarına benzer bir performansın sağlanması için FFT yönteminde NN_s nokta kullanılmıştır. Hesaplama süreleri, geliştirilen algoritma için 0.08 s, FFT için 0.22 s'dir. Bu sebeple, hesaplama süresi bakımından, geliştirilen algoritmanın hız artış oranı 2.75'dir. Ölçüm süresi bakımından, FFT'de 0.48 s veri toplamak gerekirken, geliştirilen algoritmada 0.48 ms veri toplamak yeterlidir. Dolayısıyla, ölçüm ve hesap sürelerinin kritik önem taşıdığı radar uygulamaları hız problemleri azaltılmıştır.

4. Sonuçlar

Bu bildiriye yüksek başarımlı takip radarı algoritmasının geliştirilmesi amaçlanmıştır. Simülasyon sonuçları göstermektedir ki, geleneksel yöntemle göre oldukça yüksek başarımlı sağlanmıştır. Öyle ki, bu başarımlı sağlamak için örnek sayısı artırılmamış, işlem yükü makul seviyede tutulmuştur. Bu sayede, gerçek uygulamalarda karşılaşılan ölçüm süresi ve hesap yükü problemleri azaltılmıştır. Özellikle hava tespit ve savunma radarları uygulamalarında kullanılacak, yüksek başarımlı ve düşük işlem yüküne sahip bir algoritma elde edilmiştir.

5. Kaynaklar

- [1] Oppenheim, A. V. ve Schafer, R. W., *Discrete-Time Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2010.
- [2] Skolnik, M., *Radar Handbook*. New York: McGraw-Hill Professional, 2008.
- [3] Skolnik, M., *Introduction to Radar Systems*. Singapore: McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2002.
- [4] Lin, A. ve Ling, H., "Doppler and direction-of-arrival (DDOA) radar for multiple-mover sensing", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 43, no. 4, pp. 1496-1509, Oct. 2007.
- [5] Balanis, C. A., *Advanced Engineering Electromagnetics*, New York: Wiley, 1989.
- [6] Pozar, D. M., *Microwave Engineering*. New York: Wiley, 2011.
- [7] Boas, M. L., *Mathematical Methods in the Physical Sciences*. New York: Wiley, 2005.