



## Doppler Radarı ile Yüksek Başarım Hız Tespiti için Optimizasyon Temelli Yeni Bir Algoritma

### A New Optimization Based Algorithm for the High Performance Speed Detection with Doppler Radar

Okyanus TULGAR<sup>1</sup>, Ahmet Arif ERGİN<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü  
otulgar@gyte.edu.tr

<sup>2</sup>Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü  
aergin@gyte.edu.tr

#### Özet

Doppler radarı ile yüksek başarım hıza tespitinin yapılabilmesi için alıcı antene gelen sinyalin yüksek çözünürlüklü spektral kestiriminin yapılması gerekmektedir. Bu durum ölçüm süresi, işlemci ve hafıza kaynakları bakımından problemlere sebep olmaktadır. Bu bildiride tanıtılan ve eksponansiyel verilere uygulanabilen teknik ile, ölçüm süresini arttırmadan hareketli hedeflerin Doppler frekansı yüksek çözünürlük ve düşük işlem yükü ile elde edilmektedir. Bu sayede hedeflerin hareket hızı geleneksel yöntemlere göre daha yüksek başarımla hesaplanmaktadır. Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) ve optimizasyon temelli bu algoritmanın sonuçları geleneksel yöntem ile karşılaştırılmıştır. Simülasyonlarda, geliştirilen algoritma ile elde edilen hız değerlerinin başarımla tatmin edici düzeydedir. Hesaplanan hızlara ait hata değerleri göstermektedir ki, geliştirilen algoritmanın hatası geleneksel yöntemlere göre daha düşüktür.

#### Abstract

High resolution spectral estimation of the incoming signal to the receiver antenna is required for the high performance speed detection with Doppler radar. This issue causes problems in terms of measurement time, processor and memory resources. By the introduced technique, which can be applied to exponential data, Doppler frequency of moving targets is obtained with high resolution and low computation burden without increasing the measurement time. Whereby, movement speed of targets is obtained with higher accuracy than the traditional methods. The results of this FFT and optimization based algorithm is compared with the traditional method. In the simulations, the accuracy of the obtained speed values with the developed algorithm is sufficient. The error values of the calculated speeds show that the error of the developed algorithm is lower than the traditional method.

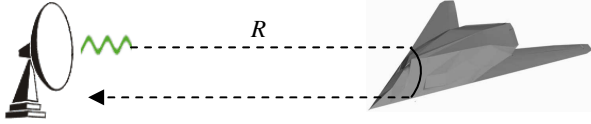
#### 1. Giriş

Doppler frekansı tespitine, günümüzde elektroniğin çeşitli uygulamalarında sıkça rastlanılmaktadır. Örneğin, Doppler temelli tomografik yöntemler ile yapay açıklıklı radar (YAR) görüntüleme [1], takip radarı ile çoklu hedeflerin yön tespiti [2], trafik radarları ve daha birçok uygulamada Doppler frekans tespitine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu ihtiyaç beraberinde çeşitli spektral kestirim algoritmalarının radar sistemlerine uygulanmasını da getirmiştir [3]. Radar uygulamalarında spektral kestirimin önemi arttıkça ölçüm süresi, çözünürlük problemi ve hesap yükü de etkisini göstermeye başlamıştır [3]. Bu problemleri azaltmak için literatürde çeşitli yöntemler mevcuttur [4]. Geleneksel Doppler işaret işlemede FFT yöntemi kullanılmaktadır [3]. Tıpkı diğer spektral kestirim tekniklerinde (Ayrık Cosinüs Dönüşümü, PMUSIC, Welch Yöntemi, Bartlett Yöntemi vb.) olduğu gibi, FFT ile yapılan geleneksel yöntemde spektral uzaydaki çözünürlüğü arttırmak için veri uzunluğunu arttırmak gerekmektedir [4]. Bu ise, ölçüm ve hesap sürelerinin uzamasına sebep olmaktadır [4]. Pratikte radar sistemlerinde yüksek hassasiyete ihtiyaç olmasının yanı sıra düşük ölçüm ve hesap süresi de gerekmektedir. Dolayısıyla yeterince düşük veri boyutu ile yüksek hassasiyete ulaşılması gerekmektedir [3]. Bu durum, radar sistemlerinde spektral kestirim algoritmalarının uygulama sahasını kısıtlamaktadır. Bu bildiride tanıtılan algoritma ile, FFT ile yapılan geleneksel yöntemlere göre daha az hata ile Doppler frekansı tespiti yapılmaktadır. Bu sayede, ölçüm süresi ve hesap yükünü arttırmadan, yüksek başarımla hareketli hedeflerin hız tespiti yapılmaktadır. Çeşitli İşaret Gürültü Oranları (İGO) ile yapılan simülasyonlarda, elde edilen hız değerlerinin başarımla tatmin edici düzeydedir. Hesaplanan hızlara ait hata değerleri göstermektedir ki, geliştirilen algoritmanın hatası geleneksel yöntemlere göre daha düşüktür. Bu algoritmanın kısıtı, ölçüm verisinin eksponansiyel yapıya sahip olma ihtiyacıdır. Fakat bu ihtiyaç, Doppler radarlarında karşılanmaktadır [1]-[3], [5].

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

## 2. Teorik Bilgi

Aktif sistemlerden biri olan Doppler radarlarında verici antenden hedefe  $f_o$  frekanslı sinyaller gönderilmektedir. Ardından, hedeften yansıyan sinyaller örneklenmektedir. Şekil 1’de bu durum görselleştirilmiştir.



Şekil 1. Aktif radar sistemi.

Burada  $R$  anten ile hedef arasındaki mesafeyi göstermektedir. Verici antenden gönderilen sinyalin ifadesi,

$$s(t) = \exp(j2\pi f_o t), \quad (1)$$

olması durumunda alıcı antene gelen sinyal,

$$r(t) = \sum_{i=1}^M A_i \exp(j2\pi f_o t - \phi_i(t)), \quad (2)$$

şeklinde yazılabilir [3]. Burada  $M$  hedef sayısını,  $t$  zaman değişkenini,  $A_i$  her bir hedefe ait yansıma katsayısını göstermektedir. Işık hızı  $c$  olmak üzere  $v_i$  hızıyla hareket eden hedef için faz değişkeni  $\phi_i$ ,

$$\phi_i(t) = 4\pi f_o (R_i/c + v_i t/c), \quad (3)$$

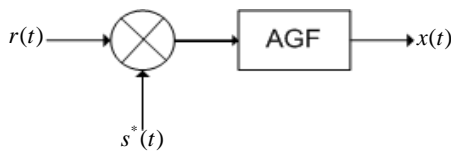
şeklinde yazılabilir [2]. Faz değişkeninin zamana bağlı türevi Doppler frekansını vermektedir [2].

$$f_{d,i} = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \phi_i(t)}{\partial t} = \frac{1}{2\pi} (4\pi f_o v_i/c) = 2f_o v_i/c. \quad (4)$$

Bu durumda, alıcı antene gelen sinyal,

$$r(t) = \sum_{i=1}^M A_i \exp(j2\pi (f_o + f_{d,i})(t - 2R/c)), \quad (5)$$

halini almaktadır [3]. Doppler frekansı için  $f_{d,i} \ll f_o$  olması sebebiyle, (5)’deki sinyalden Doppler frekansını tespit etmek yüksek örnek sayılarını beraberinde getirmektedir. Bunu engellemek için, alıcıya gelen sinyal karıştırıcıdan geçirilerek ara frekans (intermediate frequency, IF) sinyal elde edilmektedir [6]. Bunun için  $r(t)$  işareti, vericiden gönderilen  $s(t)$  işaretinin kompleks eşleniği ile çarpıldıktan sonra IF filtreden (alçak geçiren filtreden) geçirilmektedir. IF filtrenin kesim frekansı,  $f_o$  frekansından küçük, Doppler frekansından büyük seçilmektedir. Radarın algılayabileceği en yüksek Doppler frekansı  $f_{d,max}$  olmak üzere, kesim frekansı için,  $f_{d,max} < f_{IF} \ll f_o$  eşitsizliği yazılabilir.



Şekil 2. Karıştırıcı ve IF filtre bloğu.

IF filtre çıkışında elde edilen işaretin  $f_s$  frekansıyla örneklenmiş hali aşağıdaki gibidir [6].

$$x(n) = \sum_{i=1}^M A_i \exp(j2\pi f_{d,i}(nt_s - 2R/c)). \quad (6)$$

Burada  $n = 0, 1, \dots, N-1$  örnek indisini,  $N$  örnek sayısını,  $t_s = 1/f_s$  örnekleme adım aralığını göstermektedir. Bu sinyalin frekans bileşenlerini tespit etmek için geleneksel yöntemde FFT kullanılmaktadır [3]. Ölçüm zaman aralığının sınırlı,  $N < \infty$ , olması sebebiyle,  $x(n)$  işaretinin FFT ile elde edilen frekans spektrumu,

$$X(f_k) = \sum_{i=1}^M A_i \text{Sinc}(f_k - f_{d,i}) \exp(-j4\pi f_k R_i/c), \quad (7)$$

ifadesine sahiptir [4]. Burada frekans indisi  $k = 0, 1, \dots, N-1$ , değerlerini almaktadır. Eşitlik (7)’deki fonksiyon ayrık uzayda sadece  $f_k = -f_s/2 + k\Delta f$  eşit aralıklı frekans örnek noktalarında bir değere sahiptir [4]. Dolayısıyla, frekans noktaları arasındaki aralık, elde edilen spektrumun çözünürlüğünü belirlemektedir.  $N$  noktalı FFT işlemi için frekans çözünürlüğü  $\Delta f = f_s/N$  ifadesine sahiptir [4]. Bu ifadede örnekleme frekansı yerine  $t_s$  cinsinden eşiti yazılırsa,

$$\Delta f = \frac{1}{t_s N} = \frac{1}{T}, \quad T = t_{\max} - t_{\min}, \quad (8)$$

elde edilir. Burada  $T$  verinin zaman uzayındaki boyunu ifade etmektedir. Buradan anlaşılacağı üzere, çözünürlükte yapılması arzu edilen  $N_\delta$  kadarlık artış için zaman genişliğinin de  $N_\delta$  katına çıkarılması gerekmektedir. Öyle ki, örnekleme zaman aralığı sabit iken verinin boyutunun  $NN_\delta$  olması 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,

$$f_c = \arg \max_{f_k} (|X(f_k)|), \quad (9)$$

olmak üzere,

$$y(n) = x(n) \exp(-j2\pi f_c n t_s), \quad (10)$$

ifadesinin FFT ile elde edilen spektrumu,

$$Y(f_k) = \sum_{i=1}^M \text{Sinc}(f_k - (f_{d,i} - f_c)), \quad (11)$$

denkleme sahiptir [4]. Eşitlik (11)’de  $f_c = f_{d,i}$  olması durumunda Sinc() fonksiyonu en yüksek değerini almaktadır [4]. Bu durumda,

$$\lim_{f_c \rightarrow f_{d,i}} Y(f_k) = A_i + e \quad (12)$$

olmaktadır. Burada  $e$ , diğer frekans harmoniklerinden kaynaklanan yan lobların katkısını belirtmektedir. İterasyon indisi  $l$  olmak üzere,  $i$  indisli harmonik için güncelleme denklemleri şu şekilde yazılabilir,

$$\text{Aşama 1: } y_l(n) = x_i(n) \exp(-j2\pi v_l n t_s)$$

$$\text{Aşama 2: } Y_l(f_k) = FFT(y_l(n)), \quad \Gamma_l = Y_l(0)$$

Aşama 3:

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

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

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

$$x_{i+1}(n) = x_i(n) - A_i' \exp(j2\pi f_{d,i}' n t_s),$$

$$X_{i+1}(f_k) = FFT(x_{i+1}(n)), \quad i = i + 1.$$

Dikkat edilmesi gereken husus olarak,  $i=1$  indisli hedef için  $x_i(n) = x(n)$  alınarak her bir iterasyona başlanır ve tüm  $i$  değerleri için Aşama 3'deki sonlandırma kriteri sağlanana kadar iterasyonlar tekrarlanır. Burada  $\lambda$  ve başlangıç frekansı  $\nu_0$ 'ın doğru belirlenmesi iterasyonların yakınsama hızını arttırmaktadır. Her bir  $i$  indisli hedef için,

$$f_c = \arg \max_{f_k} (X(f_k)) \text{ seçildiği durumda,}$$

$$f_{c1} = f_c - \Delta f / 2, \quad f_{c2} = f_c + \Delta f / 2, \quad (13)$$

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

İteratif işlemlerle  $f_{d,i}'$  frekansı hesaplandıktan sonra hareket hızı,

$$\nu_i' = \frac{c f_{d,i}'}{2 f_o}, \quad (14)$$

ifadesiyle hesaplanabilir. Burada  $\nu_i'$ , hedefe ait hareket hızının kestirim sonucunu belirtmektedir.

İteratif işlemlerin kaç kez yapılacağı, örneklenmiş verideki harmonik sayısı ile alakalıdır. Bu sebeple, örneklenmiş verideki harmonik sayısının belirlenmesi gerekmektedir. Bunun için Tekil Değer Ayrışımı (Singular Value Decomposition, SVD) kullanılmaktadır [7].

$$[\Psi] = [\Psi_0 \Psi_1 \dots \Psi_L]_{(N-L) \times (L+1)} \quad (15)$$

$$\Psi_n = [x(n) \ x(n+1) \dots x(N-L+n-1)]_{1 \times (N-L)}^T, \quad (16)$$

olmak üzere,  $[\Psi]$  matrisinin SVD'si,

$$[\Psi] = [U][\Sigma][V]^H; \quad \sigma_1 > \sigma_2, \dots, \sigma_M > \sigma_{M+1}, \dots, \sigma_L, \quad (17)$$

şeklinde hesaplanır [8]. Burada, tekil değerler  $\sigma_q = [\Sigma]_{q,q}$ ,  $q = 1, 2, \dots, L$  olmaktadır. SVD işleminin yüksek hassasiyetle yapılabilmesi için  $N/3 < L < N/2$  alınmalıdır [9]. Eşitlik (17)'de ilk  $M$  adet tekil değer, diğer  $q > M + 1$  indisli tekil değerlere göre yüksek değer almaktadır [9]. Öyle ki,  $\sigma_q \approx 0$ ,  $q > M + 1$  olmaktadır [9]. Tolerans değeri  $\tau$  olması durumunda,  $\sigma_i \geq \tau \sigma_{\max}$  ifadesini sağlayan  $\sigma_i$  değerlerinin sayısı  $M$  değerini vermektedir [8]. Buradan, örneklenmiş veride bulunan harmonik sayısı ve dolayısıyla, iterasyonların kaç kez yapılacağı tahmin edilmektedir. Örneklenmiş verinin İGO değeri azaldıkça  $\sigma_q$ ,  $q > M + 1$  tekil değerlerinin genliği artmaktadır. Hatta, İGO değerinin yeterince düşük olduğu

durumda gürültü ve işaret bileşenlerine ait tekil değerler birbirine karışmaktadır. Bu durumda, SVD işleminin performansı azalmakta ve geliştirilen algoritmanın başarımı düşmektedir [8]. Bölüm 3 simülasyon sonuçlarında bu durumun sebep olduğu hatalar daha detaylı verilecektir.

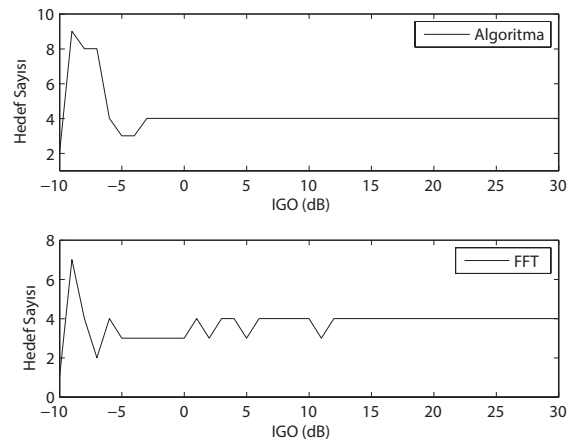
### 3. Simülasyonlar

Bu bildiriye geliştirilen algoritmanın performansını test etmek için, verici antenden gönderilen sinyalin frekansı  $f_o = 1$  GHz, hedefin antenden uzaklığı  $R = 1$  km alınmıştır. Simülasyonlarda öncelikle, Çizelge 1'deki hedefler kullanılarak eşitlik (5)'deki sinyal  $f_s = 5.93$  kHz örnekleme frekansı ile  $N = 512$  noktada oluşturulmuştur. Dikkat edilirse, eşitlik (5)'deki sinyalin frekansı GHz mertebesinde. Buna karşılık, örnekleme frekansı 5.93 kHz alınmıştır. İlk bakışta Nyquist koşulunun sağlanmadığı düşünülse de, bu örnekleme frekansı bir sonraki aşamada elde edilecek IF sinyalde Nyquist koşulunun sağlanması için yeterlidir.

Çizelge 1: Hedeflerin özellikleri.

Hedef Sırası	$A_i$	$\nu_i$ (km/h)
1	1+3j	503.45
2	2-1.5j	358.71
3	-2.5+j	422.68
4	4+0.2j	254.98

Eşitlik (5)'deki sinyal örneklendikten sonra üzerine farklı güçlerde Beyaz Gauss Gürültüsü eklenmiştir. Farklı gürültü güçleri ile elde edilen sinyallerin İGO değeri -10 dB ile 30 dB arasında 1 dB adım aralığı olacak şekilde alınmıştır. IF filtre için, kesim frekansı  $f_{IF} = 1.48$  kHz olan 50. dereceden Hamming penceresi kullanılmıştır. SVD işlemi ile hedef sayısı belirlenirken tolerans değeri  $\tau = 0.5$  seçilmiştir. Hız çözünürlüğünü artırma faktörü ise  $N_s = 30$  alınmıştır. Her bir İGO değeri için tespit edilen hedef sayısı Şekil 3'de görülmektedir.

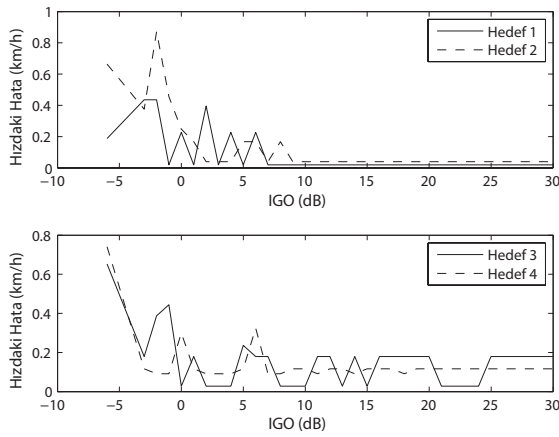


Şekil 3. Tespit edilen hedef sayıları.

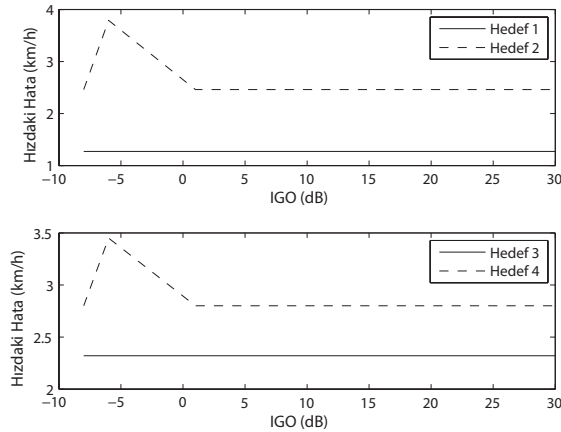
Şekil 3'den görüldüğü üzere, İGO değeri -3 dB ve yukarısında olduğu durumlarda, geliştirilen algoritmanın tespit ettiği hedef

sayısı Çizelge 1'deki hedef sayısı ile aynıdır. Geleneksel yöntem olan FFT çözümünün tespit ettiği hedef sayısı ise, bazı İGO değerlerinde olması gerekenden farklılık göstermektedir. Bu sebeple, İGO değerinin -3 dB ve yukarısı olduğu durumlarda, geliştirilen algoritma FFT'ye göre daha yüksek performans sağlamaktadır. Aslında bu İGO değeri, SVD işlemi sırasında kullanılan  $\tau$  değeri ile yakından ilgilidir. Bu bildiriye simülasyonlarda kullanılan 0.5 toleransından daha düşük bir değerin seçilmesi, gürültü gücünün yeterince yüksek olduğu durumlarda, hatalı tespit edilen hedef sayısını arttırabilmektedir.

Bu bildiriye yapılan bir diğer test ise, hedef sayısının doğru tespit edildiği durumlarda hesaplanan hızlardaki hataların miktarıdır. Şekil 4 ve Şekil 5'deki grafiklerde, farklı İGO değerlerinde hata miktarları verilmiştir.



Şekil 4. Geliştirilen algoritma ile hesaplanan hızlardaki hata miktarları.



Şekil 5. Geleneksel yöntem (FFT) ile hesaplanan hızlardaki hata miktarları.

Geliştirilen algoritmanın hatasına bakıldığında, yüksek gürültü güçlerinde hızdaki en yüksek hata 0.9 km/h değerinin altında iken, FFT'nin hatası en az 1.27 km/h, en yüksek 3.8 km/h olmuştur. İGO değeri arttıkça, geliştirilen algoritmanın hatası 0.2 km/h değerinin altına inmiştir.

Çizelge 2'de İGO = 30 dB iken her iki yöntemle hesaplanan hız değerleri verilmiştir. Sonuçlar göstermektedir ki, bu bildiriye geliştirilen algoritmanın başarımı geleneksel yöntem olan FFT'ye göre daha yüksektir.

Çizelge 2: Hesaplanan hız değerleri, İGO = 30 dB.

Hedef Sırası	Teorik Hız (km/h)	Algoritma (km/h)	FFT (km/h)
1	503.45	503.33	506.25
2	358.71	358.75	356.25
3	422.68	422.50	425.00
4	254.98	255.00	256.25

#### 4. Sonuçlar

Bu bildiriye yüksek başarılı Doppler radarı hız tespit algoritmasının geliştirilmesi amaçlanmıştır. Simülasyon sonuçları göstermektedir ki, geleneksel yöntemle göre oldukça yüksek başarımla sağlanmıştır. Öyle ki, bu başarımla sağlamak için örnek sayısı arttırılmamış, işlem yükü makul seviyede tutulmuştur. Bu sayede, gerçek uygulamalarda karşılaşılan ölçüm süresi ve hesap yükü problemleri azaltılmıştır. Özellikle takip radarı, hava tespit ve savunma radarları uygulamalarında kullanılabilir, yüksek başarımlı ve düşük işlem yüküne sahip bir algoritma elde edilmiştir. Sadece bu uygulamalarla yetinmeyip, geliştirilen algoritma yüksek çözünürlüklü yapay açıklıklı radar görüntüleme (Doppler Tomografi), uydular görüntüleme ve trafik radarlarına da uygulanabilir niteliktedir.

#### 5. Kaynaklar

- [1] Mensa, D. L., Halevy, S., Wade, G., "Coherent Doppler Tomography for Microwave Imaging", *Proceedings of the IEEE*, vol. 71, pp. 254 - 261, 1983.
- [2] Lin, A., 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.
- [3] Skolnik, M., *Radar Handbook*. New York: McGraw-Hill Professional, 2008.
- [4] Oppenheim, A. V. ve Schaffer, R. W., *Discrete-Time Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2010.
- [5] Balanis, C. A., *Advanced Engineering Electromagnetics*, New York: Wiley, 1989.
- [6] Meta, A., Hoogeboom, P., ve Ligthart, L. P., "Signal processing for FMCW SAR", *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 45, no. 11, pp. 3519-3532, Nov. 2007.
- [7] Strang, G., *Introduction to Linear Algebra*, Wellesley Cambridge Press, USA, 2010.
- [8] Hua, Y. ve Sarkar, T. K., "Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. 38, pp. 814-824, 1990.
- [9] Sarkar, T. K. ve Pereira, O., "Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials", *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 37, pp. 48-55, 1995.