Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Sayısal Almaç: İlk Performans Ölçümleri

Compressive Digital Receiver: First Performance Measurements

Ali Buğra Korucu^{*†}, Onur Çakar^{*}, Yaşar Kemal Alp^{*}, Gökhan Gök^{**‡}, Orhan Arıkan[‡], Osman Eroğlu[†]

^{*}Radar Elektronik Harp ve İstihbarat Sistemleri, ASELSAN A.Ş., Ankara, Türkiye

[†]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, TOBB ETÜ, Ankara, Türkiye

[‡]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, İhsan Doğramacı Bilkent Üniversitesi, Ankara, Türkiye

Özetçe —Bu çalışmada, ilk defa bir donanım üzerinde gerçekleştirilen SATSAÇ (Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Sayısal Almaç) sisteminin performansını tanımlayan duyarlılık, anlık dinamik alan ve bant genişliğine dair ölçüm sonuçları paylaşılacaktır. Geliştirilen SATSAÇ sistemi, her biri 250MHz ile örnekleme yapan 14 bit çözünürlükte dört adet ADC (Analog to Digital Converter) ile Nyquist limiti altında örnekleme yaparak en az 2.25GHz'lik bir bantı, sıkıştırılmış algılama teknikleri ile anlık olarak gözlemleyebilmektedir. Yapılan ölçümlerde, SATSAÇ sisteminin duyarlılık ve dinamik alan değerlerinin frekans bandına göre değişiklik gösterdiği gözlemlenmiştir. 2.25GHz'lik bant boyunca, en iyi duyarlılık seviyesi -62dBm, en kötü duyarlılık seviyesi -41dBm olarak ölçülmüştür. Tüm bant boyunca tek-sinyal dinamik alan en az 60dB olarak ölçülmüş olup, iki-sinyal dinamik alan en iyi 45dB, en kötü 20dB olarak gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler—sıkıştırılmış algılama, sayısal almaç, Nyquist limiti altında örnekleme, duyarlılık, anlık dinamik alan, anlık bant genişliği.

Abstract—In this work, sensitivity, instantaneous dynamic range and bandwidth measurement results of the Compressive Digital Receiver (CDR) implemented on a real hardware, will be reported for the first time. Developed CDR is a compressive sensing based sub-Nyquist sampling receiver which can monitor 2.25GHz bandwidth instantaneously by using four ADC's each of which is sampling at 250MHz and has 14 bits resolution. It is observed that the sensitivity and dynamic range of the CDR changes with respect to frequency. For 2.25GHz bandwidth, the best and worst sensitivity values of the CDR are reported as -62dBm and -41dBm, respectively. Single-signal dynamic range of CDR is measured as at least 60dB for the whole band. The best and worst values of the two-signal dynamic range values are observed as 45dB and 20dB, respectively.

Keywords—compressive sensing, digital receiver, sub-Nyquist sampling, sensitivity, instantaneous dynamic-range, instantaneous bandwidth.

I. GİRİŞ

Gelişen radar teknolojisi ile birlikte ED (Elektronik Destek) sistemlerinin sağlanması beklenen gerekler oldukça artmıştır. Bu gereklerden en önemlisi, ED sisteminde bulunan sayısal almaç yapısının anlık bant genişliğidir [1]. Geleneksel sayısal almaç yapısındaki anlık bant genişliğini belirleyen faktör ise kullanılan ADClerin örnekleme frekansıdır. Örnekleme frekansı ne kadar büyük ise, anlık bant genişliği de o kadar büyük

olmaktadır. Günümüzde, tipik bir ED sistemindeki sayısal almaç yapısında kullanılan ADClerin örnekleme frekansı en yüksek 3GHz civarındadır. Bu da teoride en çok 1.5GHz'lik (Nyquist Limit) bir bant genişliği anlamına gelse de pratikte tipik olarak 1 GHz'lik bir anlık bant genişliği sağlanabilmektedir. Daha yüksek hızda örnekleme yapan ADClerin ya dinamik alanı önemli ölçüde azalmakta (daha az sayıda bit ile sayısallaştırma) ya da ithal edilecek olan ülkelerin özel izinlerine tabii olmakta ve temininde zorluklar yaşanmaktadır.

Yukarıda anlatılan sebeplerden dolayı, ED sistemlerinde daha yüksek anlık bant genişliklerine sahip, daha düşük hızda örnekleme yapan almaç yapılarına ihtiyaç duyulmaktadır. Literatürde sıkıştırılmış algılama tabanlı, Nyquist limiti altında örnekleme yapan bir çok teorik yöntem önerilmiştir [2]–[4]. Bu yöntemler, teoride oldukça başarılı sonuçlar üretse de, gerçek bir donanım üzerinde uygulamasına dair herhangi bir çalışma yoktur. [5]'de, [4]'deki yöntem için geliştirilen analog devre anlatılmış ancak sayısal tarafla ilgili bilgi verilmemiş, herhangi bir geri çatlama sonucu paylaşılmamıştır.

Sıkıştırılmış algılama tekniklerini elektronik harp sayısal almaç teknolojilerine uygulamak amacıyla, SATSAÇ (Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Sayısal Almaç) adını verdiğimiz, sayısal bir elektronik harp almaç geliştirilmesi karar verilmiştir. SATSAÇ, çok kısa sürelerde yapılan ölçümlerin spektrumunun seyrek olacağı varsayımı ile sıkıştırılmış algılama teorisini kullanarak, Nyquist limiti altında örnekleme yapan ve bilgi kaybına neden olmadan ortamdaki radar sinyallerinin frekans, genlik, darbe genişliği vb. gibi parametrelerini kestirilmesini mümkün kılan yeni bir sayısal almaç teknolojisidir. Geliştirilen ilk prototip donanım üzerinden alınan gerçek verilerle ait ilk geriçatlama sonuçları [6]'da paylaşılmıştır. Bu çalışmada ise, gelinen noktada nihai halini alan SATSAÇ'ın, tipik sayısal almaç performans testlerinde yapılan duyarlılık, anlık dinamik ve anlık bant genişliğine dair ölçüm sonuçları ilk kez paylaşılacaktır. Alınan ölçümlerde, 250MHz ile örnekleme yapan 4 adet ADC kullanan nihai SATSAÇ donanımının anlık bant genişliğinin en az 2.25GHz, tek-sinyal anlık dinamik alanının tüm bant boyunca en az 60dB olduğu ölçülmüştür. SATSAÇ'ın duyarlılığının ve iki-sinyal dinamik alanının bant boyunca değişkenlik gösterdiği gözlemlenmiştir. En iyi ve en kötü duyarlılık seviyeleri sırasıyla -62dBm ve -41dBm olarak ölçülmüştür. En iyi ve en kötü iki sinyal dinamik alan değeri ise sırasıyla 45 dB ve 20dB olarak raporlanmıştır.

Şekil 1: SATSAÇ blok şeması.

Bildirinin planı şu şekildedir: Bölüm-II’de SATSAÇ’ın teorik formülasyonu detaylandırılmıştır. Bölüm-III’de SATSAÇ sisteminin donanım mimarisi anlatılmıştır. Geliştirilen donanıma ait ilk performans ölçüm sonuçları Bölüm-IV’de verilmiştir. Bölüm-V değerlendirmeler için ayrılmıştır.

II. SATSAÇ TEORİ

Blok şeması Şekil 1’de verilen SATSAÇ sisteminin çalışma bandını $F_{Nyq}/2$ MHz olarak tanımlayalım. Ortamdaki yayınların çok kısa gözlem süreleri boyunca bant genişliklerinin en çok B MHz olacağı varsayımı ile bu bandı L adet alt banda bölme ve bu alt bantların merkez frekanslarını lB , $l=0, \dots, L-1$ olarak tanımlayalım. Ortamda P adet yayının bulunduğu bir durumda, sisteme gelen sinyali şu şekilde modelleyelim:

$$x(t) = \sum_{p=1}^P s_p(t). \quad (1)$$

Burada p . yayın $s_p(t) = a_p(t)e^{j(2\pi f_p t)}$ ile ifade edilebilir olup $f_p \leq F_{Nyq}/2$ yayının merkez frekansını, $a_p(t)$ ise bu yayının taban bant sinyalini belirtmektedir. Taban bant sinyali $\mathbb{S}a_p(t) \leq B$ koşulunu sağlamaktadır. Burada $\mathbb{S}g(t)$, $g(t)$ sinyalinin bant genişliğini veren operatördür. Her yayın yukarıda tanımlanan alt bant frekansları cinsinden şu şekilde yazılabilir:

$$s_p(t) = a_{p-}(t)e^{j2\pi \lfloor f_p/B \rfloor Bt} + a_{p+}(t)e^{j2\pi \lceil f_p/B \rceil Bt}. \quad (2)$$

Burada $\lfloor \cdot \rfloor$ ve $\lceil \cdot \rceil$ argümanlarını sırasıyla kendinden küçük ve kendinden büyük en yakın tamsayıya yuvarlama işlevleridir. Her yayın için tanımlanan yeni taban bant sinyalleri $a_{p-}(t)$ ve $a_{p+}(t)$, $\mathbb{S}a_{p-}(t) \leq B$, $\mathbb{S}a_{p+}(t) \leq B$ koşullarını sağlayacaktır. Sonuçta $x(t)$ sinyali

$$x(t) = \sum_{p=1}^P a_{p-}(t)e^{j2\pi k_{p-} Bt} + a_{p+}(t)e^{j2\pi k_{p+} Bt} \quad (3)$$

olarak yazılabilir. Burada $k_{p-} = \lfloor f_p/B \rfloor$ ve $k_{p+} = \lceil f_p/B \rceil$ $g(t)$ sinyalinin frekans bölgesindeki desteğinin içine düştüğü alt-bant indislerine karşılık gelmekte ve frekans bölgesi bant genişliği B ile sınırlı olduğu için indis aralığı $k_{p+} - k_{p-} = 1$ olmaktadır.

Gelen sinyal $x(t)$, M adet kola bölünüp, her kol birbirinden farklı olan $p_m(t)$, $m = 1, 2, \dots, M$ sinyalleri ile çarpılır. Bu sinyaller periyodik olup periyotları $1/B$ saniyedir ve Fourier seri açılımı kullanarak $p_m(t) = \sum_k c_{m,k} e^{j2\pi k Bt}$ olarak ifade edilebilirler. Burada $c_{m,k}$, $p_m(t)$ ’nin k . Fourier seri katsayısını belirtmektedir. Ayrıca $p_m(t)$ gerçek olduğu için $c_{m,-k} = c_{m,k}^*$ dir. Bu sinyallerin temsili spektrumları Şekil 1’de $P_m(f)$ ile belirtilmiştir. Her kanalda alçak geçiren filtre öncesinde şu

sinyaller oluşur:

$$y_m(t) = x(t)p_m(t) = \sum_k c_{m,k} x(t) e^{j2\pi k Bt}. \quad (4)$$

(4)’e Fourier dönüşümü uygulandığında,

$$Y_m(f) = \sum_k \sum_{p=1}^P c_{m,-k_{p+}-k} A_{p+}(f-kB) + c_{m,-k_{p-}-k} A_{p-}(f-kB) \quad (5)$$

elde edilir. Burada $Y_m(f)$, $A_{p+}(f)$ ve $A_{p-}(f)$ sırasıyla $y_m(t)$, $a_{p+}(t)$ ve $a_{p-}(t)$ ’nin Fourier dönüşümleridir. Her kanaldaki alçak geçiren filtrenin durdurma frekansı $Bq/2$ Hz seçildiğinde, filtre çıkışında oluşan sinyal $v_m(t)$ ’nin Fourier dönüşümü:

$$V_m(f) = \sum_{q'=-\hat{q}}^{\hat{q}} \sum_{p=1}^P c_{m,-k_{p+}-q'} A_{p+}(f-q'B) + c_{m,-k_{p-}-q'} A_{p-}(f-q'B) \quad (6)$$

olarak yazılabilir. Burada q her bir analog kanal çıkışında sayısal olarak oluşturulacak kanal sayısını ifade etmektedir [4] ve $\hat{q} = (q-1)/2$ ile tanımlıdır. $v_m(t)$ sinyali örnekleme frekansı en az Bq Hz hızı ile örneklendiğinde

$$v_m(t_n) = \sum_{q'=-\hat{q}}^{\hat{q}} \sum_{p=1}^P c_{m,-k_{p+}-q'} a_{p+}(t_n) e^{j2\pi q' Bt_n} + c_{m,-k_{p-}-q'} a_{p-}(t_n) e^{j2\pi q' Bt_n}, \quad (7)$$

sayısal sinyali elde edilir. Burada t_n , $n = 0, \dots, N-1$ örnekleme anlarını ifade etmekte olup $|t_n - t_{n+1}| \leq 1/(Bq)$ ’dir. Her $q' \in \{-\hat{q}, \dots, \hat{q}\}$ değeri için, $v_m(t_n)$ sayısal sinyali $e^{-j2\pi q' Bt_n}$ ile çarpılıp merkez banda çekilerek, durdurma frekansı $qB/2$ olan bir sayısal filtreden geçirildiğinde

$$z_{m,q'}(t_n) = \sum_{p=1}^P c_{m,-k_{p+}-q'} a_{p+}(t_n) + c_{m,-k_{p-}-q'} a_{p-}(t_n) \quad (8)$$

sayısal sinyalleri oluşur. Sonuçta M adet analog kanalı olan SATSAÇ sisteminde $q \times M$ kadar sayısal kanal elde edilir. Her bir kanaldan N kadar örnek toplandığında, toplanan örnekler $\mathbf{Z} = \mathbf{C}\mathbf{A}$ (9)

ile ifade edilebilir. Burada, $\mathbf{Z} \in \mathcal{C}^{Mq \times N}$ ve $\mathbf{C} \in \mathcal{C}^{Mq \times (2L+1)}$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_{1,-\hat{q}}(t_0) & z_{1,-\hat{q}}(t_1) & \dots & z_{1,-\hat{q}}(t_{N-1}) \\ z_{1,-\hat{q}+1}(t_0) & z_{1,-\hat{q}+1}(t_1) & \dots & z_{1,-\hat{q}+1}(t_{N-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{M,\hat{q}}(t_0) & z_{M,\hat{q}}(t_1) & \dots & z_{M,\hat{q}}(t_{N-1}) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Şekil 2: SATSAÇ sisteminin RF kart yapısı.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{1,-L-\hat{q}} & c_{1,-L+1-\hat{q}} & \dots & c_{1,L-\hat{q}} \\ c_{1,-L-\hat{q}+1} & c_{1,-L+1-\hat{q}+1} & \dots & c_{1,L-\hat{q}+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M,-L+\hat{q}} & c_{M,-L+1+\hat{q}} & \dots & c_{M,L+\hat{q}} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

ile tanımlıdır. $\mathbf{A} \in \mathcal{C}^{(2L+1) \times N}$ matrisi, $l_{p\pm} = L + 1 + k_{p\pm}$, $p = 1, \dots, P$ numaralı satırlarında $[a_{p\pm}(t_0), \dots, a_{p\pm}(t_{N-1})]$ yazan, diğer bütün elemanları 0 olan, grup seyrek bilinmeyen matrisidir. Amacımız ölçüm matrisi $\mathbf{Z}$ ve sistem matrisi $\mathbf{C}$ verildiğinde $\mathbf{A}$ matrisinin 0 olmayan satırlarını tespit edilip kestirilmesidir. $\mathbf{A}$ 'nın satır sayısı, $\mathbf{Z}$ 'nin satır sayısından fazla olduğu için (9)'da verilen sistemin sonsuz adet çözümü vardır. Ancak $\mathbf{A}$ matrisinin seyrek olduğu varsayımı ile (9)'u sağlayan en seyrek $\mathbf{A}$ matrisi kestirilebilir. Bu kestirim için OMP (*Orthogonal Matching Pursuit*) algoritması kullanılabilir [9]. OMP ile $\mathbf{A}$ 'nın 0 olmayan satır numaraları $\tilde{l}_{p\pm}$, $p = 1, 2, \dots, P$ tespit edildiğinde, ortamdaki sinyallerin taban banda indirilmiş halleri $\tilde{a}_{p\pm}(t_n)$, $p=1, \dots, P$, $n=0, \dots, N-1$ şu şekilde kestirilir:

$$\tilde{\mathbf{A}} = [\mathbf{c}_{\tilde{l}_{1-}} \mathbf{c}_{\tilde{l}_{1+}} \dots \mathbf{c}_{\tilde{l}_{P-}} \mathbf{c}_{\tilde{l}_{P+}}]^\dagger \mathbf{Z}. \quad (12)$$

Burada $\mathbf{C}$ matrisinin $\hat{l}_p$ numaralı sütünü $\mathbf{c}_{\hat{l}_p}$ ifade edilmiş olup $\tilde{\mathbf{A}}$ matrisinin $2p-1$ numaralı satırında $\tilde{a}_{p-}(t_n)$, $n=0, \dots, N-1$, $2p$ numaralı satırında ise $\tilde{a}_{p+}(t_n)$, $n = 0, \dots, N-1$ yazmaktadır. $(.)^\dagger$ sahte ters operatörüdür.

III. SATSAÇ DONANIM MIMARISI

Nihai SATSAÇ donanımı, [6]'da anlatılan ilk prototip SATSAÇ donanımına göre önemli gelişmeler içermektedir. Sistemde artık RF (Radio Frequency)-IF (Intermediate Frequency) çevrimini yapan 4 kanallı RF kart, kodlayıcı sinyalleri oluşturan SRK (Shift Register Kartı) ve 4 kanaldan gelen IF sinyali sayısallaştırıp, OMP algoritmasının koştugu KCU105 FPGA demoboard bulunmaktadır. Bu bileşenler Şekil 3'te verilen deney düzeneğinde gösterilmiştir. SRK kartı revizyona gönderildiği için, kodlayıcı sinyaller AWG'den (Arbitrary Waveform Generator) verilmiştir. Prototip tasarımda, tek bir FPGA'ye sığamayacağı değerlendirilerek iki adet FPGA kullanılması planlanmış ancak OMP algoritmasının detaylı analizi ve hafıza/işlemci kullanımı optimizasyonu yapılarak, nihai SATSAÇ'da tek bir FPGA'ya sığılabilmektedir. SATSAÇ kapsamında, OMP algoritmasının FPGA üzerinde eniyilenmiş gerçekleştirilmesi [7]'de detaylı olarak anlatılmıştır. Nihai SATSAÇ sisteminde alt bant genişliği $B = 25\text{MHz}$ olarak seçilmiş, RF Kartı anlık olarak en az 1.5GHz 'lik bant genişliğini sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Ancak bir sonraki bölümde anlatılacağı üzere, nihai SATSAÇ sistemi anlık olarak en az 2.25GHz 'lik bir bandı gözlemleyebilmektedir.

Şekil 3: SATSAÇ sistemi test düzeneği.

IV. SATSAÇ PERFORMANS ÖLÇÜMLERİ

SATSAÇ performans ölçümleri için öncelikle sistem kalibrasyonu yapılmıştır. Kalibrasyon işlemi [8]'de verilen yöntemle yapılarak, (11)'de verilen sistem matrisi $\mathbf{C}$ oluşturulmuş ve FPGA içine gömülmüştür.

SATSAÇ'ın 2.25GHz 'lik anlık bant genişliğini doğrulamak ve tipik bir elektronik harp senaryosunda çok düşük ihtimalle de olsa üç adet sinyalin SATSAÇ'a aynı anda geldiği durumda SATSAÇ'ın geri çatılım performansını gözlemlemek için üç adet sinyal üreticinin çıkışları bir güç bölücü ile birleştirilerek SATSAÇ'ın RF girişine verilmiştir. Sinyal üreticilerden verilen yayınların özellikleri ise şu şekildedir: i) Frekansı 258MHz , gücü -35dBm , FM bant genişliği 2MHz , FM hızı 2KHz olan CW yayın; ii) Frekansı 2502MHz , gücü 25dBm olan CW yayın; iii) Frekansı 1505MHz , gücü -30dBm , darbe genişliği $4\mu\text{s}$, darbe tekrarlama aralığı $8\mu\text{s}$ olan darbeleri yayın. SATSAÇ'ın bir kanalındaki ADC'den $16\mu\text{s}$ saniye boyunca toplanan veri ve bu verinin spektrumu Şekil 4'te verilmiştir. SATSAÇ RF mimarisine gelen sinyali kodlayıcı sinyaller ile çarparak analog olarak sıkıştırdığı için, toplanan verinin spektrumu oldukça karmaşıktır. Zaman sinyali ise gürültüyü andırmaktadır. Geriçatılım uygulandıktan sonra tespit edilen 3 yayına ait olan taban bant sinyalleri ve bu sinyallerin spektrumları Şekil 5'te verilmiştir. Görüldüğü üzere her üç yayın da başarılı bir şekilde geriçatılmıştır.

SATSAÇ'ın duyarlılık seviyesini ölçmek için, RF girişine CW sinyal verilmiştir. Verilen sinyalin frekansı 253MHz 'den, 2503MHz 'e kadar 25MHz adımlarla, genliği ise -80dBm den 0dBm 'e 1dB aralıklarla taranmıştır. Her bir tarama adımı için yaklaşık $10\mu\text{s}$ (250MHz örnekleme hızı ile yaklaşık 2500 sayısal örnek) veri toplanmıştır. Toplanan her örnek için OMP algoritması çalıştırılmış ve yayın frekansının doğru tespit edildiği başarılı geri çatılım sayısı 2500 'e bölünerek başarılı geriçatılım olasılığı hesaplanmıştır. Sisteme verilen CW sinyalin farklı genlik ve frekans değerleri için oluşan başarılı geriçatılım olasılığı grafiği Şekil 6'da verilmiştir. Her frekans değeri için, en az $\%99$ olasılıkla başarılı geriçatılımın olduğu en düşük genlik seviyesi sistemin o frekanstaki duyarlılığı olarak nitelendirilmiştir. Görüldüğü üzere, SATSAÇ'ın duyarlılık seviyesi frekansa göre değişiklik göstermekte, tüm bant boyunca en iyi duyarlılık -62dBm , en kötü duyarlılık ise -41dBm seviyesindedir. SATSAÇ'ın iki sinyal dinamik alanını ölçmek için iki sinyal üreticinin çıkışları güç bölücü yardımıyla birleştirilerek SATSAÇ RF girişine verilmiştir. İlk sinyal üreticiden 2508MHz 'de, 0dBm güç seviyesinde CW sinyal verilmiş, ikinci sinyal üreticiden verilen sinyalin frekansı 256MHz 'den 2506MHz 'e kadar 25MHz adımlarla, güç seviyesi ise 0dBm 'den -60dBm 'e kadar 1dB aralıklarla taranmıştır.

Her bir tarama adımında duyarlılık testine benzer şekilde 10us veri toplanmış, toplanan yaklaşık 2500 örneğin her biri için OMP algoritması çalıştırılarak her iki sinyalin merkez frekanslarının başarılı bir şekilde geriçatılma olasılığı hesaplanmıştır. Oluşan iki sinyal dinamik alan başarılı geriçatılma olasılığı grafiği Şekil 6'da aşağıda verilmiştir. Görüldüğü üzere SATSAÇ'ın iki sinyal dinamik alan seviyesi frekansa değişiklik göstermekle beraber tüm bant boyunca en iyi 45dB, en kötü 20dB olarak ölçülmüştür.

Şekil 4: Merkez frekansları 2.25GHz'lik bandın başında, ortasında ve sonunda olacak şekilde farklı özelliklere sahip 3 adet yayının SATSAÇ'ın RF girişine aynı anda verilir 16us boyunca SATSAÇ'ın 1 numaralı IF çıkışından toplanan sayısal veri(yukarıda) ve bu verinin spektrumu(aşağıda).

Şekil 5: Geriçatılma sonunda oluşan 3 adet yayının spektrumları (yukarıda) ve zaman örnekleri (aşağıda).

V. SONUÇLAR

Bu çalışmada, ilk defa bir donanım üzerinde gerçekleştirilen, SATSAÇ adını verdiğimiz elektronik harp sayısal almacının performansını tanımlayan duyarlılık, anlık dinamik alan ve bant genişliğine dair ölçüm sonuçları ilk kez paylaşılmıştır. Yapılan ölçümlerde, 250MHz'lik hızda örnekleme yapan 4 adet ADC kullanan SATSAÇ'ın, anlık bant genişliğinin en

Şekil 6: SATSAÇ duyarlılık seviyesi (yukarıda) ve iki sinyal dinamik (aşağıda) alan ölçümü sonucunda oluşan başarılı geriçatılma olasılıkları.

az 2.25GHz; duyarlılık seviyesinin tüm bant boyunca en iyi -62dBm, en kötü -41dBm; tek sinyal dinamik alanının tüm bant boyunca en az 60dB; iki sinyal dinamik alanının ise tüm bant boyunca en iyi 45dB, en kötü 20dB olduğu gözlenmiştir. Ölçülen bu değerler SATSAÇ'ın kritik elektronik harp ve sivil uygulamalarda kullanılabilecek çok önemli bir teknolojik kazanım olduğunu göstermektedir.

BİLGİLENDİRME

Bu çalışma TÜBİTAK TEYDEB 1501 programı altında, 3151194 numaralı proje kapsamında desteklenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] R. G. Wiley, "Electronic Intelligence: The Interception of Radar Signals", Artech House, 1985.
- [2] J. A. Tropp, M. F. Duarte, J. K. Romberg, R. G. Baraniuk, "Beyond Nyquist: Efficient Sampling of Sparse Bandlimited Signals" IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 56, pp. 520-544, 2010.
- [3] M. Lexa, M. E. Davies, J. Thompson, "Multi-coset Sampling and Recovery of Sparse Multiband Signals", Tech. Report, 2010.
- [4] M. Mishali and Y. Eldar, "From Theory to Practice: Sub-Nyquist Sampling of Sparse Wideband Analog Signals", IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 4, no. 2, 2010.
- [5] M. Mishali, Y. Eldar, O. Dounaevsky, E. Shoshan "Xampling: Analog to digital at sub-Nyquist rates", IET Circuits, Devices & Systems, vol. 5, no. 1, 2011.
- [6] A. B. Korucu, O. Cakar, Y. K. Alp, G. Gok, O. Arikan "Compressive digital receiver: First Hardware Implementation Results", SIU2018, Çeşme, İzmir, 2018.
- [7] A. B. Korucu, O. Cakar, Y. K. Alp, G. Gok, O. Arikan "Compressive digital receiver: FPGA Implementation of OMP Algorithm", SIU2019, Sivas, 2019.
- [8] Y. K. Alp, A. B. Korucu, A. T. Karabacak, A. C. Gurbuz, O. Arikan, *Online Calibration of Modulated Wideband Converter*, SIU 2016, Karabük, Türkiye
- [9] J. Tropp, A. Gilbert, "Simultaneous Greedy Approximations via Greedy Pursuit", ICASSP, 2005.