

Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Sayısal Almaç: İlk Donanım Uygulaması Sonuçları

Compressive Digital Receiver: First Hardware Implementation Results

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

^{*}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 Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Sayısal Almaç (SATSAC) sisteminin ilk donanım uygulaması sonuçları anlatılmıştır. SATSAC sistemi, sıkıştırılmış algılama teorisi kullanarak Nyquist limitinin çok altındaki hızlarda örnekleme yaparak, sisteme gelen radar sinyalinin frekans, genlik, darbe genişliği gibi parametrelerini, düşük hızda toplanan sayısal örneklerden herhangi bir belirsizliği neden olmaksızın kestirilmesini mümkün kılan bir sistemdir. Geliştirilmekte olan SATSAC sisteminde, 2 GHz’lik anlık bant genişliğinin, sadece 200 MHz’lik örnekleme frekansı ile çalışan iki adet ADC (*Analog to Digital Converter*) kullanılarak anlık olarak gözlemlenmesi olanaklı kılınmıştır. Düşük hızda örnekleme yaparak geniş bir bandın anlık olarak gözlemlenmesini sağlayan SATSAC sisteminin özellikle ED (Elektronik Destek) sistemlerinde sayısal almaç olarak kullanılabileceği değerlendirilmektedir.

Anahtar Kelimeler—Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Sayısal Almaç, sıkıştırılmış algılama, Nyquist limiti altında örnekleme.

Abstract—In this work, first real hardware implementation results of CDR (Compressive Digital Receiver) are detailed. CDR is a digital receiver technology, which estimates frequency, amplitude, pulse-width etc. parameters of the incoming signal without ambiguity in frequency, by sampling the signal at rates far below the Nyquist limit based on compressive sensing theory. It is observed that the implemented hardware structure can resolve an instantaneous bandwidth of 2 GHz by using only two ADCs (Analog to Digital Converter) running at 200 MHz sampling frequency. It is argued that the CR system can be used as a digital receiver especially for Electronic Support Systems since it can monitor a wide spectrum by sampling at a very low rate.

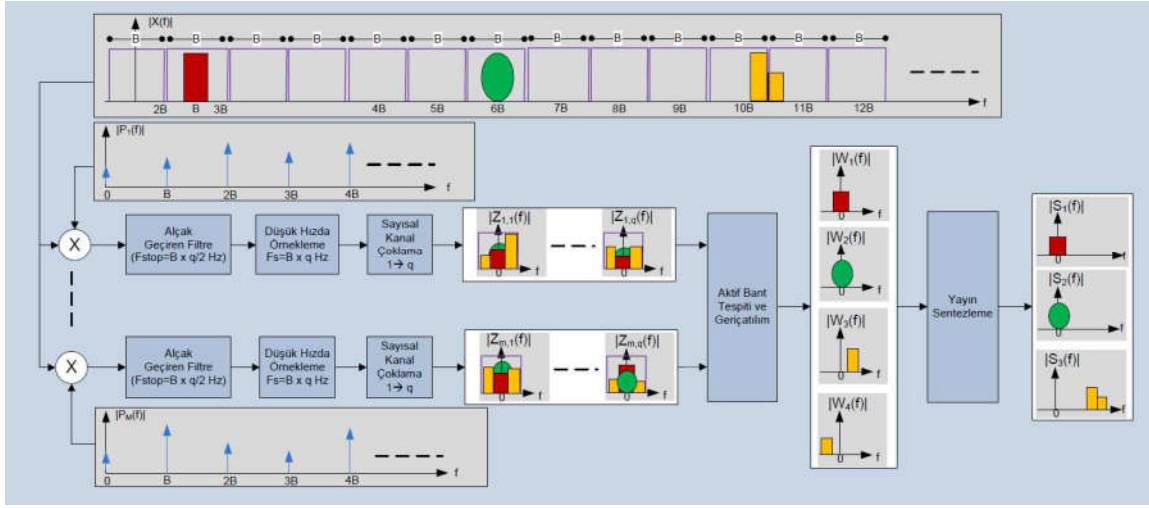
Keywords—Compressive Digital Receiver, compressive sensing, sub-Nyquist sampling

I. GİRİŞ

Geniş bir bandın anlık olarak gözlemlenmesi özellikle ED (Elektronik Destek) sistemleri açısından oldukça önemlidir. Günümüzde anlık olarak 18 GHz’lik bir bandın gözlemlenmesini sağlayan DLVA (*Detector Log Video Amplifier*) tabanlı birçok analog almaç yapısı bulunmaktadır [1]. Ancak bu almaç yapıları gelen sinyalin zarfı üzerinden tespit yaptığı için sinyalin faz bilgisini kaybetmektedir. Ayrıca ortamda CW

(*Continuous Wave*) yayın olması durumunda, bu tip almaçların darbesel sinyalleri tespit olasılığı oldukça düşmektedir. Bu gibi problemlerden dolayı ED sistemlerinde bu tip almaçların yanı sıra daha dar bantlı (tipik olarak 500 MHz), superhet sayısal almaç yapıları da bulunmaktadır [1]. Superhet almaçlar gelen sinyali bir IF (*Intermediate Frequency*) frekansa indirdikten sonra yüksek hızlı ADC’ler (*Analog-to-Digital Converter*) ile IF sinyali sayısallaştırmaktadır. Yayın tespit işlemi tamamen sayısal örnekler üzerinden olduğu için superhet almaçlar CW yayınlara karşı gürbüz olup gelen sinyalin faz bilgisini de korumaktadır. Ancak bu almaç yapılarının anlık bant genişlikleri ADC teknolojisi ile sınırlı olmaktadır. Günümüzde 1 GHz’lik anlık bant genişliğine sahip sayısal almaçlar geliştirilmiş olup kullanılan ADC’lerin örnekleme hızı 3 GHz civarındadır. Daha yüksek hızlarda örnekleme yapan ADC’ler ya export-lisans gibi kısıtlamalardan dolayı temin edilememekte ya da bit sayısı çok az olduğu için sağladığı dinamik alan oldukça kısıtlı olmaktadır.

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]. [5]’de, [4]’deki yöntem için geliştirilen analog devre anlatılmış ancak sayısal tarafla ilgili bilgi verilmemiş, herhangi bir geri çatılım sonucu paylaşılmamıştır. Teorisi oldukça açık olan bu yöntemlerin hiçbiri tam olarak bir donanımda uygulanmamıştır. Bu çalışmada SATSAC (Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Sayısal Almaç) adını verdiğimiz, temelde [4]’de anlatılan yöntemi referans alan ancak RF (*Radio Frequency*) ve sayısal donanım mimarisi tamamen özgün olan almaç yapısına ait ilk donanımsal sonuçlar paylaşılacaktır. Blok şeması Şekil 1. ’de verilen SATSAC sistemi ilgilenilen sinyalin farklı bir çok alt banttan oluştuğunu ve bu altbantların aynı anda sadece küçük bir kısmının aktif olduğunu varsaymaktadır (spektral seyreklik). Sisteme gelen sinyal, birbiri ile eş alt kanallara bölükten sonra, spektrumunda belirli aralıklarla birçok harmonik bulunduran kodlayıcı sinyaller ile çarpılır. Çarpma işlemi alt bantlarda bulunan tüm sinyallerin doğrusal kombinasyonlarını taban bantta oluşturur. Bir başka deyişle, farklı altbantlarda bulunan sinyaller taban bantta sıkıştırılmış olur. Sıkıştırılan sinyalin bant genişliği dar olduğu için düşük hızda çalışan



Şekil 1: SATSAÇ blok şema.

ADC'ler ile sayısallaştırılır. Toplanan sayısal veri içerisindeki aktif alt bantlar doğrusal olmayan sıkıştırılmış algılama algoritmaları ile tespit edilerek ilgilenilen sinyallerin taban bant sinyalleri ayrı ayrı elde edilir.

Bildirinin planı şu şekildedir: Bölüm-II'de sistem modeli detaylandırılmıştır. Bölüm-III'de SATSAÇ sisteminin donanım mimarisi anlatılmıştır. Geliştirilen donanıma ait ilk gerçek sonuçlar Bölüm-IV'de verilmiştir. Bölüm-V değerlendirmeler için ayrılmıştır.

II. SİSTEM MODELİ

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 bölelim 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 $\lceil \cdot \rceil$ argümanını sırasıyla kendinden küçük ve kendinden büyük en yakın tamsayıya yuvarlayan operatörlerdir. 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:

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

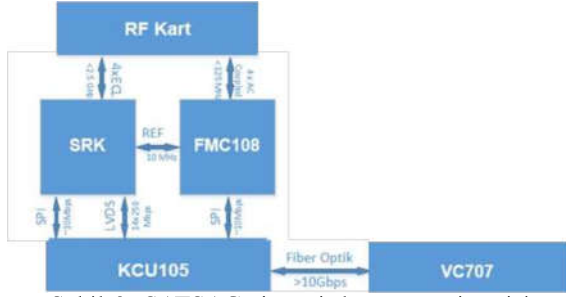
olarak yazılabilir. Burada q her bir analog kanal çıkışında sayısal olarak oluşturulacak kanal sayısını ifade etmektedir [4] ve $\hat{q} = (q-1)/2$ ile tanımlıdır. $v_m(t)$ sinyali örnekleme frekansı en az Bq Hz hızı ile örneklendiğinde

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

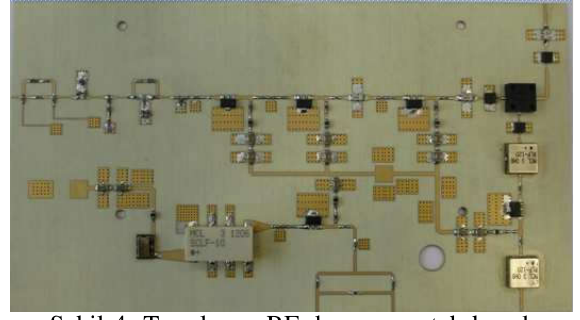
sayısal sinyali elde edilir. Burada t_n , $n = 0, \dots, N-1$ örnekleme anlarını ifade etmekte olup $|t_n - t_{n+1}| \leq 1/(Bq)$ 'dir. Her $q' \in \{-\hat{q}, \dots, \hat{q}\}$ değeri için, $v_m(t_n)$ sayısal sinyali $e^{-j2\pi q' Bt_n}$ ile çarpılıp merkez banda çekilerek, durdurma frekansı $qB/2$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



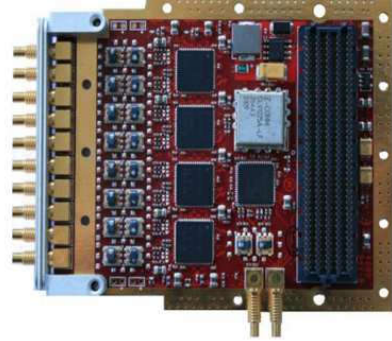
Şekil 2: SATSAÇ sistemi donanım mimarisi.



Şekil 4: Tasarlanan RF donanımın tek kanalı.



Şekil 3: Tasarlanan SR kartı.



Şekil 5: Kullanılan FMCW balkon kartı.

III. SATSAÇ DONANIM MİMARİSİ

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 $\mathbf{C} \in \mathcal{C}^{Mq \times (2L+1)}$

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

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

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:

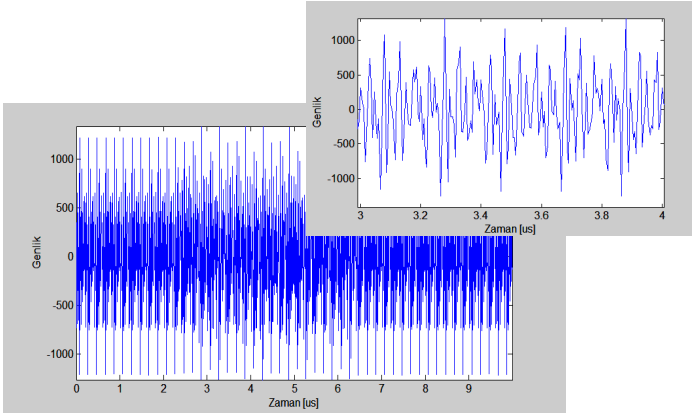
$$\tilde{\mathbf{A}} = [\mathbf{c}_{\tilde{l}_{1-}} \quad \mathbf{c}_{\tilde{l}_{1+}} \quad \dots \quad \mathbf{c}_{\tilde{l}_{P-}} \quad \mathbf{c}_{\tilde{l}_{P+}}]^\dagger \mathbf{Z}. \quad (12)$$

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. $(\cdot)^\dagger$ sahte ters operatördür.

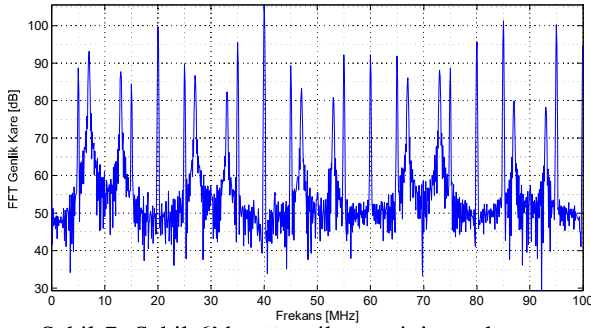
SATSAÇ sisteminin genel donanım mimarisi Şekil 2'de verilmiştir. Sistemde SRK (Shift Register Kartı), FMC108 kartı, RF (Radyo Frekansı) kartı, ve iki FPGA Demoboard (KCU105, VC707) bulunmaktadır. Şekil 3'de verilen SRK, gelen sinyali çarparak sıkıştırılmasını sağlayan, her $B = 20$ MHz'de bir harmoniği olan kodlayıcı sinyalleri üretmektedir. Kart içerisinde, 2 GHz'lik bir referans sinyal ile çalışan birçok *Shift Register* bir halka halinde dizilmiş, bu sayede periyodu 50 ns olan periyodik rastgele ± 1 sinyali üretilmiştir. SRK kartı özgün olarak tasarlanmıştır. Üretilen sinyalin periyodu 50ns olduğu için, her 20 MHz'de bir harmonik oluşmaktadır. Bu karttan çıkan iki adet kodlayıcı sinyal Şekil 4'de, tek kanalı verilen RF karta girmektedir. RF kart üzerinde kodlayıcı sinyaller güçlendirilmekte, sistem girişinden verilen sinyal ile çarpılmakta, uygun amfilerden, zayıflatıcılardan ve filtrelerden geçtikten sonra ADC (Analog-to-Digital Converter) önüne getirilmektedir. RF kart özgün olarak tasarlanmıştır Bu sinyali sayısalılaştırmak için 200 MHz örnekleme frekansı olan 14bitlik 2 adet ADC kullanılmıştır. Bu ADC'ler, KCU105 demobordu üzerine takılabilen, Şekil 5'de verilen FMC108 balkon kartı üzerinde bulunmaktadır. FMC108 balkon kartı hazır alınmıştır. Bu kart sayesinde toplanan örnekler KCU105 ve VC707 FPGA demobordları üzerinde geçek zamanlı olarak işlenmektedir.

IV. SONUÇLAR

Geliştirilmekte olan almaç yapısının başarımını test etmek için öncelikle sistem kalibrasyonu yapılarak (11)'de verilen sistem matrisi doldurulmuştur. Sistem kalibrasyonu için [6]'de anlatılan yöntem kullanılmıştır. Ayrıca sistemin dinamik alanını iyileştirmek için [7], [8]'de anlatılan yöntemle sayısal bant eşitleyici filtreler tasarlanmıştır. İki adet sinyal üreteç kullanılarak sistem girişine RF sinyal verilmiştir. Birinci sinyal üreçten 207 MHz'de darbe genişliği 4 us, darbeler arası



Şekil 6: ADC'nin tek kanalından toplanan 2000 adet örnek (10 us'lık veri) ve bu verinin 3. ve 4. us aralığının detaylı grafiği.



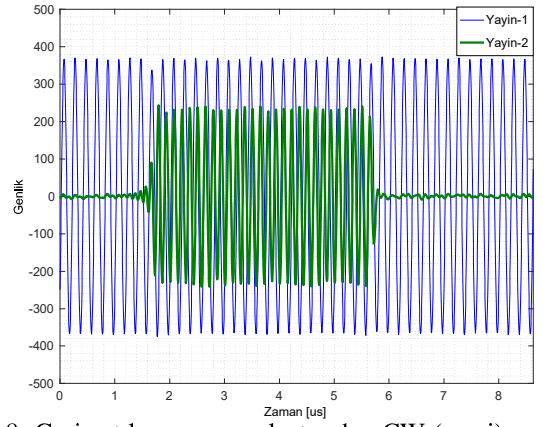
Şekil 7: Şekil 6'de gösterilen verinin spektrumu.

süresi 10 us olan -16 dBm güç seviyesinde darbeleri yayın, ikinci sinyal üretten -10 dBm güç seviyesinde CW yayın üretilmiş, bu iki sinyal bir güç birleştirici ile toplanarak sistem girişine verilmiştir. CW yayının frekansı ilk deneyde, sistemin girişine gelen sinyalin anlık bant genişliğinin 2 GHz olması için 2205 MHz olarak seçilmiştir. Şekil 6'da, ADC'nin tek kanalından toplanan 2000 adet örnek verilmiştir. Şekil 9'da ise bu verinin spektrumu gösterilmiştir. Görüldüğü üzere toplanan sinyal oldukça karmaşıktır. (9)'da verilen doğrusal sistem, MOMP (*Multiple Measurement Orthogonal Matching Pursuit*) algoritması ile çözüldüğünde yayınların merkez frekansları (C matrisinin aktif olan kolonları) 200 MHz ve 2200 MHz olarak tespit edilmiştir. Geriçatılan taban bant sinyalleri ve spektrumları sırasıyla Şekil 8 ve Şekil 9'da verilmiştir. Görüldüğü verilen yayınların hem merkez frekansları doğru bulunmuş hem de taban bant sinyalleri başarılı bir şekilde geriçatılmıştır. SATSAÇ sistemine gelen sinyalin anlık bant genişliği 2 GHz olmasına rağmen, 200 MHz hızında örnekleme yapan sadece iki ADC kullanarak (Nyquist limitinin 10'da birinde örnekleme) yayınlar başarılı bir şekilde geriçatılmıştır.

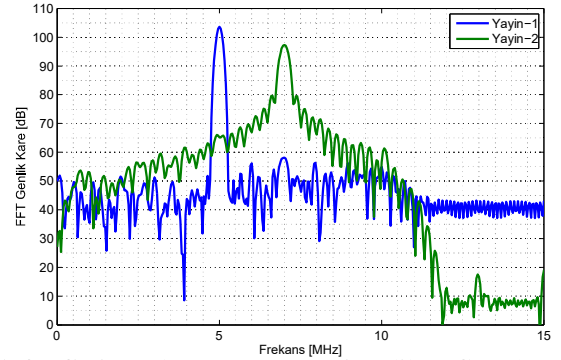
İkinci deneyde ise CW yayının frekansı 205 MHz'den 20 MHz aralıklarla 2205 MHz'e kadar taranarak veri toplanmıştır. Toplanan tüm veri kümelerinde, her iki yayının merkez frekansının doğru kestirildiği ve taban bant sinyalinin doğru geriçatıldığı gözlemlenmiştir.

V. DEĞERLENDİRMELER

Bu çalışmada, sıkıştırılmış algılama teorisi tabanlı, Nyquist limiti altında örnekleme yapan, RF ve sayısal donanım mimarisi tamamen özgün olan SATSAÇ sisteminin gerçek sinyaller



Şekil 8: Geri çatılım sonucu oluşturulan CW (mavi) ve darbesel (yeşil) yayına ait olan örnekler.



Şekil 9: Geri çatılım sonucu tespit edilen CW (mavi) ve darbesel (yeşil) yayının spektrumu.

ile yapılan testlerin ilk sonuçları paylaşılmıştır. Bu testlerde SATSAÇ sistemi 2GHz'lik bir bantı, sadece 200 MHz'lik örnekleme hızında çalışan iki adet ADC kullanarak anlık olarak gözlemlenebilmesini sağlamıştır. Dolayısı ile sistem teoride 4GHz olan (pratikte 6GHz) Nyquist limitinin onda birinde örnek toplayarak başarılı geriçatılım sağlayabilmiştir.

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] Y.K. Alp, A.B. Korucu, A.T. Karabacak, A.C. Gurbuz, O. Arikan, *Kipleneli Geniş Bant Çeviricinin Sahda Kalibrasyonu*, SİU 2016, Karabük, Türkiye
- [7] A.B. Korucu, Y.K. Alp, G. Gok, O. Arikan "Kipleneli Geniş Bant Çeviricinin Albant Eşitleyici Filtre ile Dinamik Alanının İyileştirilmesi", SİU 2017, Belek, Türkiye.
- [8] Y.K. Alp, G. Gok, A.B. Korucu, "Subband Equalization Filter Design for Improving Dynamic Range Performance of Modulated Wideband Converter", EUSIPCO 2017, Kos, Greece.
- [9] J. Tropp, A. Gilbert, "Simultaneous Greedy Approximations via Greedy Pursuit", ICASSP, 2005.