

TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA TEMELLİ KİPLEMELİ GENİŞ BANT
ÇEVİRİCİNİN PERFORMANSININ VE UYGULANABİLİRLİĞİNİN
ARTTIRILMASI ÜZERİNE YENİ YÖNTEMLER**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ali Bugra KORUCU

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. İmam Şamil YETİK

AĞUSTOS 2017

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....
Prof. Dr. Osman EROĞUL
Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans/Doktora derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığımı onaylarım.

.....
Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
Anabilimdalı Başkanı

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 141211036 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Ali Buğra KORUCU**'nun ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "**SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA TEMELLİ KİPLEMELİ GENİŞ BANT ÇEVİRİCİNİN PERFORMANSININ VE UYGULANABİLİRLİĞİNİN ARTTIRILMASI ÜZERİNE YENİ YÖNTEMLER**" başlıklı tezi **18.08.2017** tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. İmam Şamil YETİK**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Bülent TAVLI (Başkan)**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Doç. Dr. Asım Egemen YILMAZ
Ankara Üniversitesi

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

Ali Bugra KORUCU

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

Sıkıştırılmış Algılama temelli Kiplmeli Geniş Bant Çeviricinin Performansının ve Uygulanabilirliğinin Arttırılması Üzerine Yeni Yöntemler

Ali Bugra KORUCU

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. İmam Şamil YETİK

Tarih: Ağustos 2017

Bu tezde, frekans seyrek işaretlerin Nyquist altı örneklemesini sağlayan yeni bir Sıkıştırılmış Algılama (CS) tabanlı çok kanallı Kiplmeli Geniş Bant Çevirici (KGBÇ) yöntemi önerilmektedir. Bu sistemin dayandığı CS'in temelleri, teoremleri ve uyumsuz algılama-seyrek örnekleme modeli detaylı bir şekilde anlatılmıştır. Daha sonra KGBÇ sisteminin alt bölümleri olarak rastgele demodülasyon, analog filtreleme, ADC ile örnekleme, alt-bant kanal çoklama ve CS geri çatılım üzerinde durulmuştur. Daha sonra KGBÇ için önerdiğimiz dinamik alan iyileştirme ve sahada kalibrasyon yöntemleri tanıtılmıştır. KGBÇ için yapılan tüm sistem benzetim çalışmaları ve sonuçları gösterilmiştir. KGBÇ'nin frekans seyrek işaretlerin için başarılı geri çatılımı pratik ve uygulanabilir bir altyapı ile yapabildiği gösterilmiştir. Son olarak da, KGBÇ için yapılan donanım gerçekleştirmesinden, donanımda karşılaşılan problemlerden ve bu problemler için geliştirilen çözüm yollarından bahsedilmiştir. Böylelikle, CS tabanlı KGBÇ sisteminin yüksek performans ile çalışan gerçekleştirilebilir bir sistem olduğu gösterilmiş ve gerçek hayatta uygulanan geleneksel örnekleme yöntemlerinden üstün olduğu vurgulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Nyquist altı örnekleme, Sıkıştırılmış algılama, Genişbant çevirici, Sinyal işleme

ABSTRACT

Master of Science

A NOVEL METHODS FOR INCREASING PERFORMANCE METRICS AND FEASABILITY OF COMPRESSIVE SENSING BASED MODULATED WIDEBAND CONVERTER

Ali Bugra KORUCU

TOBB University of Economics and Technology
Institute of Natural and Applied Sciences
Electrics and Electronics Engineering Science Programme

Supervisor: Assoc. Prof. İmam Şamil YETİK

Date: April 2017

In this thesis, Compressive Sensing based Multi-channel Modulated Wideband Converter (MWC) sampling system which can sample frequency-sparse signals at Sub-Nyquist rate is introduced. CS basics and theorems which constitutes a frequency compression methodology of MWC, incoherence sensing-sparse sampling modeling are detailed. After that, sub-systems of MWC such as random demodulation, analog filtering, signal reconstruction etc... are introduced in order to show the system chain of MWC. The proposed method for increasing dynamic range of MWC is explained and it is showed that the proposed method extraordinarily makes MWC feasible for caption of high and low power signals together. For robustness of MWC, in the thesis, the online calibration method which gives oppurtunities to small, cheap and effective calibration equipments of MWC for field applications. Likewise, MWC full system simulation and results are detailly explained and the simulation results are compared with traditional sampling methods. Finally, the proposed hardware architecture of MWC is introduced and proposed solution methods in the thesis can overcome for hardware non-ideality expected problems, which stem from hardware non-ideality and non-linearity of MWC. As a result, CS based MWC, which has high performance

metrics and hardware-applicable is supposed to be substituted to traditional sampling methodology in order to obtain more signal bandwidth by preserving sampling performance metrics.

Keywords: Sub-Nyquist sampling, Compressive sensing, Wideband converter, Signal processing



TEŐEKKÖR

Çalıőmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren hocam Doç. Dr. İmam Şamil YETİK'e, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine, burs sağladığı için TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesine, manevi desteklerinden ötürü aileme, yol göstericiliği, değerli düşünceleri ve katkıları için Dr. Yaőar Kemal ALP'e, muazzam emekleri ve nihayetsiz özverisi için niőanlım Gülfem HELVACIOęLU'na sonsuz teőekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	vii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xii
KISALTMALAR	xiii
1. GİRİŞ	1
2. SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA	7
2.1 Algılama Problemi	7
2.2 Uyumsuzluk ve Seyrek İşaret	8
2.3 Az Örnekleme ve Seyrek İşaret Geri Kazanımı	10
2.4 Teorem 1	12
2.5 CS'in Gürbüzlüğü ve Duyarlılığı	13
2.6 Teorem 2	14
2.7 Teorem 3	14
2.8 Rastgele Algılama	16
3. KİPLEMELİ GENİŞ BANT ÇEVİRİCİ	19
3.1 Rastgele Demodülasyon Bloğu	23
3.2 Analog Filtreleme Bloğu	30
3.3 ADC Bloğu.....	31
3.4 KGBÇ'de Alt-Bant Kanal Çoklama.....	31
3.5 KGBÇ'de İşaret Geri Çatılımı.....	40
3.6 KGBÇ'de Alt-Bant Eşitleme için Filtre Tasarımı ve KGBÇ'nin Dinamik Alanı Üzerine Etkisi	45
3.7 KGBÇ'nin Sahada Kalibrasyonu	50
3.8 KGBÇ Sistem Benzetimleri	52
3.9 KGBÇ Sisteminin Benzetimler ile Dinamik Alan ve Duyarlılık Performansının Deneyel Ölçümleri	67
4. KİPLEMELİ GENİŞ BANT ÇEVİRİCİ DONANIM GERÇEKLEMESİ	71
4.1 Rastgele Demodülasyon Donanımı	73
4.2 Analog Filtreleme Donanımı	79
4.3 ADC Donanımı	81
4.4 Ön İşaret İşleme	82
5. SONUÇ	93
KAYNAKLAR	97
ÖZGEÇMİŞ	101

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : 2012 ADC Teknoloji Grafiği.....	3
Şekil 1.2 : KGBÇ Sistemi Blok Şeması.....	5
Şekil 2.1 : (a) Orijinal imge (b) Orijinal görüntünün wavelet katsayıları (c) 25000 katsayıdan geri çatılan imge	9
Şekil 2.2 : Yirmidört seyreklik seviyesine sahip orijinal İşaret L_1 Ve L_2 norm geri kazanımı	13
Şekil 2.3 : Orijinal İşaret- Geriçatılım Sonucu	15
Şekil 3.1 : Seyrek analog $x(t)$ işaretinin frekans spektrum gösterimi ($X(f)$).....	20
Şekil 3.2 : Kiplemeli geniş bant çevirici modeli.....	21
Şekil 3.3 : Çarpıcı $p(t)$ işaretinin örnek spektrum gösterimi.....	25
Şekil 3.4 : 4-Seyrek frekans spektrumuna sahip bir $X(f)$ işareti gösterimi.....	25
Şekil 3.5 : $x(t)$ ile $p(t)$ işaretlerinin çarpımının frekans spektrumu.....	25
Şekil 3.6 : Sahte rastgele üretilmiş $p(t)$ işaretinin zamanda gösterimi.....	27
Şekil 3.7 : Şekil 3.6'daki $p(t)$ işaretinin ilk 20 Fourier katsayısının genlik değerleri	27
Şekil 3.8 : $p(t)$ İşaretinin ilk 20 Fourier katsayısının faz değerleri	28
Şekil 3.9 : M farklı kanalda bağımsız ve ilişkisiz $p(t)$ işaretlerinin spektrum gösterimi.....	29
Şekil 3.10 : M farklı kanaldaki rastgele demodülasyon sonucu temel bantta oluşan örtüşme	29
Şekil 3.11 : KGBÇ analog filtreleme bloğu girdi (üstte) ve çıktısı (altta).....	30
Şekil 3.12 : KGBÇ'de alt bant ile sayısal kanal çoklama gösterimi	36
Şekil 3.13 : KGBÇ'de her bir kanal için alt-bant sayısal filtre çıkışlarının gösterimi	38
Şekil 3.14 : KGBÇ'de her bir kanal için alt-bant sayısal çarpıcı çıkışlarının gösterimi	39
Şekil 3.15 : Alt-bant çoklamalı KGBÇ sistemi.....	40
Şekil 3.16 : 5 adet ölçüm için 3-satır seyrek X matrisinin temsili gösterimi	42
Şekil 3.17 : $Z=CA$ eşitliğinin 3-satır seyrek $X(f)$ işareti için gösterimi.....	43
Şekil 3.18 : Alt-bant eşitleme öncesi (solda) ve sonrası (sağda) toplam frekans tepkileri.....	49
Şekil 3.19 : Alt bant eşitleme öncesi (yukarıda) ve sonrası (aşağıda), KGBÇ sisteminin dinamik alan ve toplanan örnek sayısına göre, gelen işaretin doğru frekans bölgelerini bulma olasılığı.....	49
Şekil 3.20 : Merkez frekansları birbirinden farklı 3 sinüzoidalden oluşan $x(t)$ işaretinin spektrumu	55
Şekil 3.21 : KGBÇ birinci benzetimde analog kanal-1'in rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi	55
Şekil 3.22 : KGBÇ birinci benzetimde analog kanal-2'nin rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi	56

Şekil 3.23 : KGBÇ birinci benzetimde analog kanal-3'ün rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi	56
Şekil 3.24 : Orijinal $x_1(t)$ işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBÇ geri çatılım sonucunda bulunan $x_1(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\tilde{x}_1^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil)	57
Şekil 3.25 : Orijinal $x_2(t)$ işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBÇ geri çatılım sonucunda bulunan $x_2(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\tilde{x}_2^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil)	57
Şekil 3.26 : Orijinal $x_3(t)$ işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBÇ geri çatılım sonucunda bulunan $x_3(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\tilde{x}_3^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil).....	58
Şekil 3.27 : Geniş bantlı üç yayına sahip seyrek analog $x(t)$ işaretinin spektrumu...	60
Şekil 3.28 : Geniş bantlı $x_1(t)$ chirp işaretinin spektrumu.....	60
Şekil 3.29 : Geniş bantlı $x_2(t)$ chirp işaretinin spektrumu	61
Şekil 3.30 : Geniş bantlı $x_3(t)$ chirp işaretinin spektrumu	61
Şekil 3.31 : KGBÇ ikinci benzetimde analog kanal-1'in rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi	62
Şekil 3.32 : KGBÇ ikinci benzetimde analog kanal-2'nin rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi	63
Şekil 3.33 : KGBÇ ikinci benzetimde analog kanal-3'ün rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi	63
Şekil 3.34 : Orijinal geniş bantlı $x_1(t)$ chirp işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBÇ geri çatılım sonucunda bulunan $x_1(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\tilde{x}_1^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil).....	64
Şekil 3.35 : Orijinal geniş bantlı $x_2(t)$ chirp işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBÇ geri çatılım sonucunda bulunan $x_2(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\tilde{x}_2^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil).....	64
Şekil 3.36 : Orijinal geniş bantlı $x_3(t)$ chirp işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBÇ geri çatılım sonucunda bulunan $x_3(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\tilde{x}_3^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil).....	65
Şekil 3.37 : Ortamdaki yayın sayısı ve KGBÇ sistemindeki analog kanal sayısına göre başarılı geriçatılım olasılıkları	66
Şekil 3.38 : Dar bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan 3 seyrek $x(t)$ işareti için farklı duyarlılık seviyelerine (Amp) göre başarılı geri çatılım olasılığı- analog kanal sayısı grafiği	67
Şekil 3.39 : Dar bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan 3 seyrek $x(t)$ işareti için farklı dinamik alan (DA) seviyelerine göre başarılı geri çatılım olasılığı- analog kanal sayısı grafiği	68
Şekil 3.40 : Geniş bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan 3 seyrek $x(t)$ işareti için farklı duyarlılık seviyelerine (Amp) göre başarılı geri çatılım olasılığı- analog kanal sayısı grafiği	69
Şekil 3.41 : Geniş bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan 3 seyrek $x(t)$ işareti için farklı dinamik alan (DA) seviyelerine göre başarılı geri çatılım olasılığı- analog kanal sayısı grafiği	69
Şekil 4.1 : 1003 MHz merkez frekanslı -20 dBm güçte analog $x(t)$ işareti oluşturma	72
Şekil 4.2: 1003 MHz merkez frekanslı -20 dBm güçte analog $x(t)$ işaretinin	

spektrum analizör görüntüsü	72
Şekil 4.3 : Analog $p(t)$ işaretinin AWG7082C ile oluşturulması.....	74
Şekil 4.4 : Analog $p(t)$ işaretinin MATLAB ortamında hesaplanmış ilk 10 Fourier bileşenin genlik-frekans grafiği	74
Şekil 4.5 : Analog $p(t)$ işaretinin ilk 10 Fourier bileşeninin spektrum analizördeki görüntüsü.....	75
Şekil 4.6 : $x(t)$ işareti ile $p(t)$ işaretinin rastgele demodülasyonu sonucunda temel bantta oluşan örtüşme/birikme	78
Şekil 4.7 : $x(t)$ işareti ile $p(t)$ işaretinin rastgele demodülasyonu sonucunda 20 MHz etrafında (1. pozitif alt-bant) oluşan örtüşme/birikme	78
Şekil 4.8 : $x(t)$ işareti ile $p(t)$ işaretinin rastgele demodülasyonu sonucunda [1,90] MHz bandındaki oluşan örtüşme/birikme	79
Şekil 4.9 : $x(t)$ işareti ile $p(t)$ işaretinin rastgele demodülasyonu sonucunda [1,1000] MHz bandındaki oluşan örtüşme/birikme	79
Şekil 4.10 : Analog alçak geçiren filtre SLP-90+'nin çıkışındaki işaretin [1,1000] MHz frekans spektrum görüntüsü.....	81
Şekil 4.11 : Analog alçak geçiren filtre SLP-90+'nin çıkışındaki işaretin [1,110] MHz frekans spektrum görüntüsü.....	81
Şekil 4.12 : KGBC Sistem donanımında ön işaret işleme için öncül kaydedilmiş LO kaçağının [-125,125] MHz frekans spektrumundaki genlik-frekans grafiği	85
Şekil 4.13 : KGBC sistem donanımının normal operasyonda topladığı ADC örnek vektörünün [-125,125] MHz frekans spektrumundaki genlik-frekans grafiği..	85
Şekil 4.14 : KGBC normal operasyonunda toplanılan adc örnek vektöründen öncül kaydedilmiş LO kaçağının çıkarılmasıyla oluşan [-125,125] mhz frekans spektrumundaki genlik-frekans grafiği	86
Şekil 4.15 : KGBC sistem donanımı ön işaret işleme modülü ile lo kaçağı bastırma performansı	86
Şekil 4.16 : 303 MHz merkez frekanslı 1 MHz FM sapması olan -30 dBm çıkış gücüne sahip işaret üretici	88
Şekil 4.17 : 303 MHz merkez frekanslı 1 MHz FM sapması olan -30 dBm çıkış gücüne sahip işaretin spektrum analizörde [300,306] MHz aralığındaki görüntüsü.....	88
Şekil 4.18 : 2 seyrek $x(t)$ işaretinin spektrum analizörde [200,1100] MHz aralığındaki görüntüsü.....	89
Şekil 4.19 : 2 seyrek $x(t)$ işaretinin KGBC sistem donanımına girdi olarak verildiğinde analog alçak geçiren filtre SLP-90+'nin çıkışındaki temel bant örtüşmesinin/birikmesinin spektrum analizördeki görüntüsü	89
Şekil 4.20 : 2 seyrek $x(t)$ işaretinin KGBC sistem donanımına girdi olarak verildiğinde analog alçak geçiren filtre SLP-90+'nin çıkışındaki [0,110] MHz frekans bandının spektrum analizördeki görüntüsü	90
Şekil 4.21 : 2 seyrek $x(t)$ işareti için kgbç sistem donanımının normal operasyonda topladığı ADC örnek vektörünün [-125,125] MHz frekans spektrumundaki genlik-frekans grafiği	90
Şekil 4.22 : 2 seyrek $x(t)$ işareti için KGBC normal operasyonunda toplanılan ADC örnek vektöründen öncül kaydedilmiş lo kaçağının çıkarılmasıyla oluşan [-125,125] mhz frekans spektrumundaki genlik-frekans grafiği	91
Şekil 4.23 : 2 seyrek $x(t)$ işareti için KGBC sistem donanımı ön işaret işleme modülü ile LO kaçağı bastırma performansı	91

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1 : MOMP algoritması	44
Çizelge 3.2 : Alt bant eşitleme için KGBÇ parametreleri.....	48
Çizelge 3.3 : KGBÇ sistem benzetim parametreleri	52



KISALTMALAR

ADC	: Analog-Dijital Çevirici (Analog-to-Digital Converter)
CS	: Sıkıştırılmış Algılama (Compressive Sensing)
KGBC	: Kiplmeli Geniş Bant Çevirici
FPGA	: Alan-Programlamalı Kapı Dizisi (Field-Programming Gate Array)



1. GİRİŞ

İşaret örnekleme metodolojisi matematiksel bir yaklaşım olarak Shannon'un ünlü teoreminden bu yana süregelmiş, işaret işleme ve kontrol alanlarında sıklıkla üstesinden gelinmesi gereken bir probleme dönüşmüştür. İşaret örnekleme, imge işaret işlemede piksel sıklığı şeklinde uzayda örnekleme olarak karşımıza çıkarken, ses işaret işleme için ses kayıt sıklığı olarak zamanda örnekleme olarak karşımıza çıkmaktadır. Shannon'un ünlü teorisi örnekleme sıklığını bant-limitli işaretin sahip olduğu en yüksek frekans bileşenin en az 2 katı olması gerektiğini ifade eder [15]. Matematiksel olarak,

$$f_{Nyq} \geq 2 * f_{max} \quad (1.1)$$

olmalıdır. Burada f_{Nyq} Nyquist oranda örnekleme sıklığı, f_{max} örneklenen analog işaretin sahip olduğu en yüksek frekans değeri olacak şekilde belirtilebilir. Günlük hayatta modellenen ve elde edilen tüm işaretler için bu teorem geçerlidir ve ilgilenilen işaretlerin çoğu bant-limitli olarak en yüksek frekans bileşeni sonsuza gitmemektedir. Bant-limitli olmayan işaretler için ise Shannon teoremi bir sınır belirtemezken uzaysal ve zamansal çözünürlük olarak değer bildirmektedir. Genelleyecek olursak Shannon teoremi, bant-limitli işaretler için örnekleme sıklığı için katı bir kural koyarken, bant-limitli olmayan işaretler için işaretin uzaysal ve/veya zamansal çözünürlüğünü belirlemektedir. Her ne kadar Shannon teoremi bant-limitli olmayan işaretler için çözünürlük bilgisi verse de bu işaretlerde örnekleme sonucunda oluşacak örtüşme kaynaklı bozulma (aliasing) gerçekleşmesini engellememektedir. Bu yüzden bant-limitli olmayan işaretler için ilgilenilen bant miktarının üzerindeki bileşenleri kaldırmak ve örtüşmeyi engellemek için örtüşme-karşıtı süzgeçler (anti-aliasing filter) geliştirilmiştir. Bu süzgeçler sayesinde ilgilenilen işaret bant-limitli hale getirilip Shannon teoreminin ön koşuluna uygun hale getirilmiş olunur.

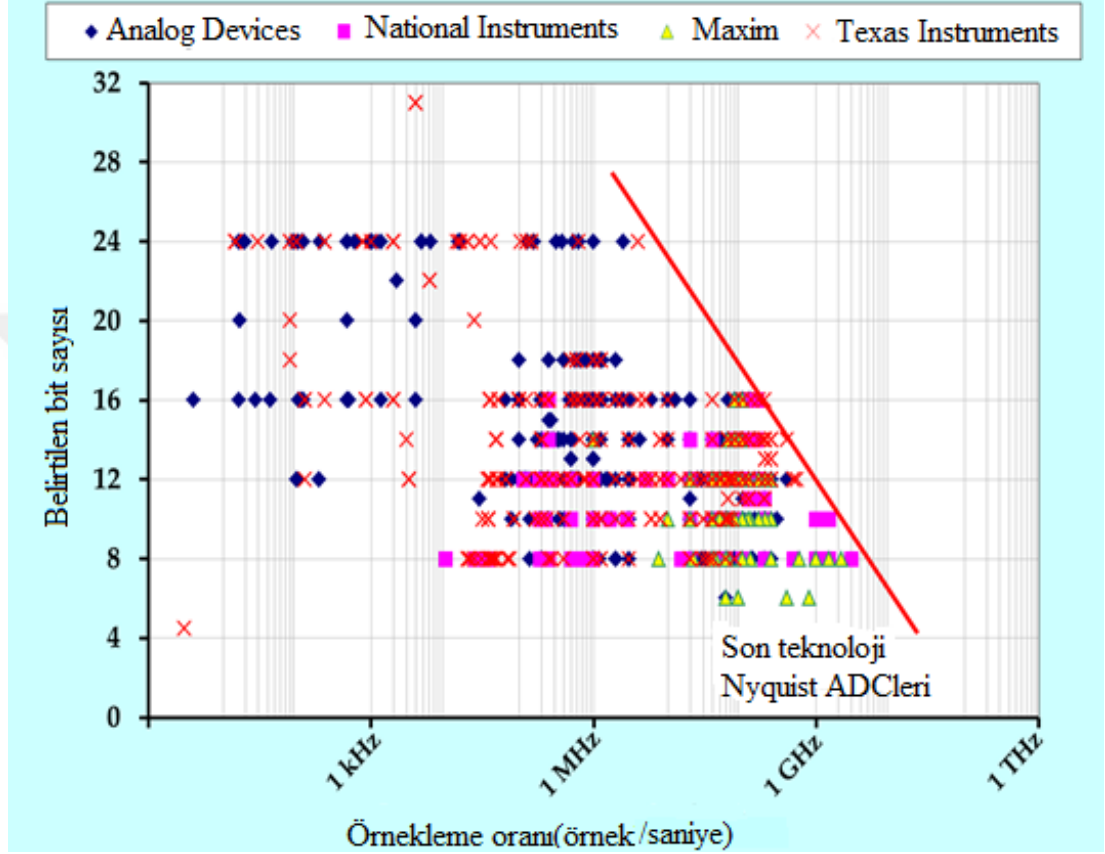
Uzayda ve zamanda algılayıcılar ve dönüştürücüler sayesinde herhangi bir olguya ait bilgi elektronik hale getirilip bir elektronik işarete çevrilebilmektedir. Örneğin, ortam sıcaklığı sıcaklık algılayıcıları ile elektronik işarete çevrilebilmekte ve ortamın sıcaklığı elektronik ortamda voltaj üzerinde bilgi olarak aktarılabilir. Bir başka örnekte, ses dalgaları basınç-ölçer algılayıcılar sayesinde kinetik enerjiden elektrik

enerjisi üretmekte ve üretilen bu enerjide ortama ait basınç değeri bilgi olarak akım üzerinde saklanmaktadır. Böylelikle uzaysal ve zamansal çoğu olgu (ses, sıcaklık, basınç, radyasyon) geliştirilen çeşitli algılayıcılar sayesinde elektronik işaret olarak bilgiye dönüşebilmektedir. Elde edilen bu bilgi elektronik ortamda analog (sürekli ve sonsuz çözünürlükte) ifade edilmektedir.

Elektronik ortamda bulunan bu bilginin işlenmesi için öncelikli olarak örnekleme gerekmektedir. Bunun için ise Analog-Dijital-Çevirici (Analog-to-Digital-Converter) (ADC) elektronik parçalar kullanılmaktadır. ADC'ler bant-limitli veya bant-limitsiz analog işaretlerin belirli sıklıkla ve belirli çözünürlük ile örnekleme sağlar. İlk olarak sürekli olan analog işaret belirli aralıklarla örnekleme yapılarak sürekli halden kesikli (discrete) hale getirilir. Kesikli hale getirilen işaret hala sonsuz çözünürlük ifade etmektedir ve dijital ortamda cebirsel veya matematiksel işlemlere tabi tutulabilmesi için belirli matematiksel çözünürlük ile sayısallaştırılması gerekmektedir. İkinci olarak kesikli hale gelen analog işaret sayısallaştırılarak belirli çözünürlükle ve belirli aralıklarla akan bir dijital işarete dönmüş olur. Bu dijital işaret örnekleme sıklığı (f_s) ve örnekleme çözünürlüğü (2^{-R}) şeklinde iki önemli parametre eşliğinde işaret işleme yapılacak dijital ortama sunulur. Bu tez boyunca işaretin örnekleme üzerine bütün konularda eğer belirtilmemiş ise örnekleme çözünürlüğü sonsuz kabul edilip örnekleme çözünürlüğünün getirdiği çeşitli durumlar (örnekleme gürültüsü, hassasiyet) ihmal edilecektir.

ADC ile dijital işarete dönüşen analog işaret ($-\infty, +\infty$) arasındaki frekans bileşenlerini $[-f_s/2, f_s/2)$ aralığına düşürmüştür (alias) olur. $f_s/2$ 'den daha yüksek frekanslı bileşenler eğer düşük frekanslı bileşenler ile örtüşmesi istenmiyor ise bu durumda ADC'nin önünde analog işaretin $f_s/2$ 'den yüksek frekanslı bileşenlerini yok edecek alçak geçiren süzgeç veya birbiriyle örtüşmeyecek şekilde sadece belirli bir bant tutacak bant geçiren süzgeç konması gerekmektedir. İşaret işlemek için ilgilenilen işaretler çoğu uygulama ve alanlarda bant-limitli olmakla beraber yüksek bant genişliğine sahiptir. Örneğin radar ve elektronik harp uygulamalarında ilgilenilen işaretin bant genişliği 75 GHz bulunmaktadır. Bu durumda ise Shannon teoremi gereği böyle bir işareti örnekleme için en az 150 GHz örnekleme sıklığına sahip olmamız gerekmektedir. Çeşitli elektronik kısıtlar ve günümüzdeki transistör teknolojisi ile ADC'ler bu sıklıkta bir örnekleme izin vermemektedir. ADC teknolojisinde örnekleme sıklığı-çevrim bit sayısı grafiğinin 2012 yılına kadarki çeşitli ADC ürünleri

için Şekil 1.1'deki gibidir [1]. Şekil 1.1'e göre ADC teknolojisinde örnekleme sıklığı ile çevrim bit sayısı arasındaki ters orantı görünmektedir. Yine ADC teknolojisinde genel kabul görmüş bir kural olarak çevrim bit sayısında her 8 yılda 1,5 bit artışı sağlanmaktadır [1]. Sonuç olarak, şu anki günümüz ADC teknolojisi işaret işlemek için ilgilenilen işaretlerin çoğu için yeterli kalmamaktadır.



Şekil 1.1: 2012 ADC teknoloji grafiği[1].

Doğadaki ilgilenilen yüksek bant genişliğine sahip işaretlerin çoğu sahip olduğu bandın tamamını kaplamamaktadır. Bir başka deyişle, yüksek bant genişliği olan işaret bütün spektrumu doldurmamakta, işgal ettiği bant genişliğinin çok az bir kısmını kullanmaktadır. Örneğin, bir radar uygulamasında uygulama operasyonunun tüm bant genişliği 10 GHz'leri bulur iken, bütün bu bandın anlık aktif olarak kullanılan kısmı çoğunlukla 1 GHz'i geçmemektedir. Bu yüzden bu radar işaretinin 10 GHz'lik bandına bakıldığında sadece %10'unu anlık kapladığı geri kalan %90'nın ise herhangi bir bilgi içermediği görülmektedir. Bir başka örnek olarak, kamera ile çekilen herhangi bir imge ham veri olarak birkaç megabayt bilgi kaplar iken, bu imgeye çeşitli sıkıştırılma işlemleri uygulandığında görüntüde gözle görülür bir kayba olmadan sadece birkaç yüz kilobyte ile ifade edilebilir hale gelmektedir. Böylelikle aynı imgenin %10'u kadar

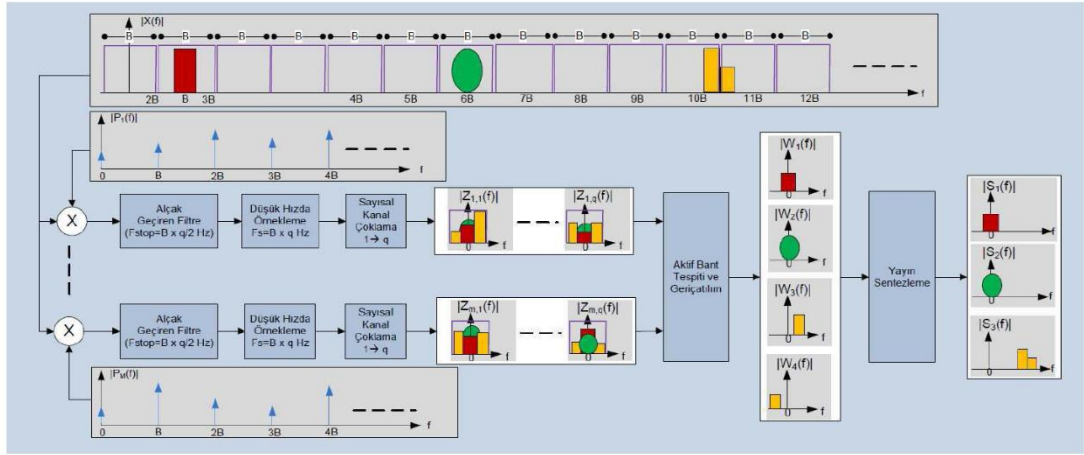
bir bilgi ile saklanması veya ifade edilmesi sağlanmaktadır. Bu durumda imgenin sahip olduğu bilgi bant genişliğinin sadece %10'nun dolu olduğunu kabul edebiliriz. Diğer uygulamalar ve işaretler için de benzer durumlar geçerli olmaktadır. Bu yüzden de ilgilenilen bir işaret için belirli varsayımlar altında boşluklu bir frekans (bilgi) bant genişliğine sahip olduğunu düşünmek/kabul etmek yanlış bir tutum olmayacaktır.

E. Candes ve T. Tao tarafından geliştirilen “Sıkıştırılmış Algılama/Örnekleme (Compressive Sensing/Sampling)”, yukarıda bahsedilen özellikleri taşıyan işaretlerin Shannon teoreminin gerektirdiği frekansın altında bir frekansla örneklenmesine olanak sağlayan bir yöntem önermektedir. Bu yöntem tüm frekans(bilgi) bandının sadece küçük bir kısmını kaplayan işaretlerin kapladığı alanla orantılı bir şekilde Shannon'un örnekleme oranından çok daha küçük bir oranla bilgi kaybı veya herhangi bir örtüşme olmaksızın işaretin örneklenmesini ve geri kazanımını sağlamaktadır [2]-[5]. Sıkıştırılmış algılama ile günümüzdeki ADC teknolojisi kısıtlaması yüzünden teorik olarak düzgün örneklenmesi mümkün olmayan işaretlerin örneklenip geri kazanımları (recovery) yapılabilmektedir. Böylelikle imge edinimi, radar ve elektronik harp uygulamaları gibi yüksek bant genişliğine sahip fakat tüm frekans spektrumun doldurulmadığı uygulamalarda Sıkıştırılmış Algılama yeni bir teorik ve pratik yetenek sağlamaktadır.

Bu tezde Sıkıştırılmış Algılama tabanlı Kipllemeli Geniş Bant Çeviricisinin (Modulated Wideband Converter) teorik altyapısı ve pratik uygulaması üzerinde durulacaktır. Sıkıştırılmış Algılama/Örnekleme teorisinin çıkarımlarından ve yöntemlerinden etkin bir şekilde istifade edildiği frekans spektrum algılama (Spectrum Sensing) için önerilen bir sistem olan Kipllemeli Geniş Bant Çevirici (KGBC) ile Nyquist altı örnekleme ile tüm spektrumun nasıl örneklenip geri çatıldığı(reconstruction) anlatılacaktır. KGBC'nin analog ve sayısal ortamdaki bütün alt sistemleri tanıtılacak ve ne işlevleri gördüğü detaylı şekilde belirtilecektir. KGBC'nin performansını arttırmak için önerilen alt-bant eşitleyici filtre tasarımı anlatılacaktır. Aynı bölümde yine KGBC'nin çevrimiçi kalibrasyonu için önerilen metot anlatılacaktır. Ardından KGBC için yapılan benzetim çalışmaları verilecek ve değerlendirmesi yapılacaktır. Son olarak da KGBC'nin donanım gerçekleştirilmesi anlatılacak, sistemin donanımsal gerçekler ve kısıtlar altındaki performansı ve çalışma şekli gösterilecektir.

Bu tez ile Sıkıştırılmış Algılama temelli KGBÇ sisteminin dinamik alanının artırılması için alt-bant eşitleyici filtre tasarımı ve KGBÇ'nin sahada kolay bir şekilde kalibrasyonuna imkân kılan kalibrasyon yöntemi önerilmiştir. Böylelikle KGBÇ sistemi daha yüksek dinamik alanda işlev görebilmekte ve sahada kolay bir kalibrasyon ile performans kaybına uğramadan gürbüz bir şekilde çalışabilmektedir. Ayrıca bu tezde KGBÇ'nin tam sistem benzetimleri yapılmış ve KGBÇ'nin performans değerleri Nyquist oranda örnekleme metotları ile karşılaştırılıp değerlendirme yapılmıştır. Son olarak da bu tez ile KGBÇ'nin donanım gerçeklemelerinde karşılaşılan sorunlar ve bu sorunlara geliştirilen çözümler belirtilmiştir. Önerilen donanım ile KGBÇ'nin uygulanabilirliği gösterilmiş ve donanımdaki ideal olmayan durumlara karşı alınabilecek tedbirler ortaya konmuştur.

Bu tezde ele alınacak KGBÇ'nin sisteminin blok şeması Şekil 1.2'deki gibidir. Frekans seyrek analog işaretin girdi olarak girip bu seyrek işaretin kestiriminin yapıldığı Nyquist-altı örneklemeye imkan sağlayan KGBÇ'nin sistem akış diyagramı da Şekil 1.2'de gösterilmiştir.



Şekil 1.2: KGBÇ sistemi blok şeması.

İlk bölümde Sıkıştırılmış Algılama/Örnekleme'nin matematiksel temelleri, özellikleri ve uygulama yöntemleri belirtilecektir. İkinci bölümde KGBÇ'nin sistemsal yapısı anlatılacak, bütün alt-sistemlerinin teorik dayanaklarından bahsedilecek, KGBÇ'nin gerçekleştirilebilirliği değerlendirilecek, KGBÇ performansını arttırmak için önerilen alt bant eşitleyici filtre tasarımı anlatılacak, KGBÇ'nin çevrimiçi kalibrasyonu için önerilen metottan bahsedilecektir ve son olarak KGBÇ'nin benzetim sonuçlarından bahsedilecektir. Üçüncü bölümde KGBÇ'nin donanım gerçeklemesi tanıtılacak, donanım kaynaklı problemlerin veya ideal olmayan durumların sisteme olan etkisi

incelenecek ve donanımsal etkileri gidermek için geliştirilen yöntemlerden bahsedilecektir. Son bölümde ise Sıkıştırılmış Algılama tabanlı KGBÇ'nin genel değerlendirilmesi yapıp sonuç aktarılacaktır.



2. SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA/ÖRNEKLEME (CS)

Sıkıştırılmış algılama (CS), geleneksel Shannon teoreminin örnekleme miktarından çok daha az bir miktar ile belirli şartları sağlayan işaretlerin geri kazanımının yapılabileceğini ileri sürmektedir. Bunun mümkün olması için geliştirilen yöntemler ilgilenilen işaretin seyrekliği (sparsity) ve algılama yaklaşımının uyumsuzluğu (incoherence) olmak üzere iki prensip üzerine oturmaktadır [2]. Seyreklik bir işaretin taşıdığı bilgi oranının işaretin bant genişliğine göre oldukça küçük olması anlamına gelmektedir. Kesikli işaretler için ise belirli boydaki kesikli işaretin serbestlik derecesinin (degree of freedom) işaretin boyundan çok küçük olması işaretin seyrek olduğu anlamına gelir. Doğadaki işaretlerin çoğu belirli uygun bir temelde (proper basis) seyreklik özelliğini taşımaktadır. Uyumsuzluk bir işaretin iki farklı temeldeki gösterimi arasındaki ikilemlikle ifade edilebilir. Bir uygun temelde çok dar veya seyrek bir temsiliyeti olan işaretin bir başka uygun temelde yayvan bir temsiliyet göstermesi ile açıklanabilir. Örneğin, zaman alanında seyrek ifade edilen Dirac işareti frekans alanında bütün spektruma yayılmaktadır [2], [3], [4].

CS için etkili bir algılama veya örnekleme sistemi geliştirilmesi için gerekli olan bir şey de işaretin taşıdığı bilginin çok az bir veri/örnek üzerine sıkıştırılabilmesidir. Böylelikle işareten bağımsız bir algılama sistemi geliştirilmiş olur [3].

2.1 Algılama Problemi

Herhangi sürekli bir x işareti için şu şekilde bir algılama işlemi olduğunu düşünelim:

$$y_k \geq \langle x, \alpha_k \rangle \quad (2.1)$$

(2.1)'deki her bir α_k algılama dalga biçimlerini (sensing waveform), $\langle \cdot \rangle$ operatörü vektör iç çarpımını belirtir. Örneğin, α_k 'in her birinin Dirac delta fonksiyonu olduğunu düşünürsek y_k zamanda alınan örneklere denk gelmektedir. Eğer α_k 'in her birinin piksel gösterici fonksiyonu olduğunu düşünürsek, bu durumda y imge olmuş olur.

Kesikli işaret $f \in R^n$ şeklinde tanımlayalım. Ayrıca belirli bir m sayısı için $m \ll n$ olsun. CS'in temel motivasyonu, m ölçüm yaparak n uzunluğundaki f vektörünü hiçbir bilgi kaybı olmadan elde edilmesini sağlayacak yöntemi tasarlamaktır. Geleneksel bakışta, önceden tanımlanmış $m \times n$ boyutlarında ve her bir satırı α_k^* olan (* işareti karmaşık transpozu temsil etmektedir.) A algılama matrisi için, f 'in geri kazanımı işlemi doğrusal cebir olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$y = Af \in R^m \quad (2.2)$$

Bu algılama denkleminin çözümü kötü konumlanmıştır (ill-posed) ve belirli bir y ölçüm vektörü için sonsuz sayıda f aday vektörü vardır. Bu yüzden de y ölçümünden geri kazanım ile f vektörünün bulunamaz. Fakat Shannon teoremi ile paralellik gösteren bu görüş f vektörünün seyrek olduğu durumlar için çözülebilir hale gelmekte ve kararsız olan bu lineer sistem kararlı çözüm verebilmektedir.

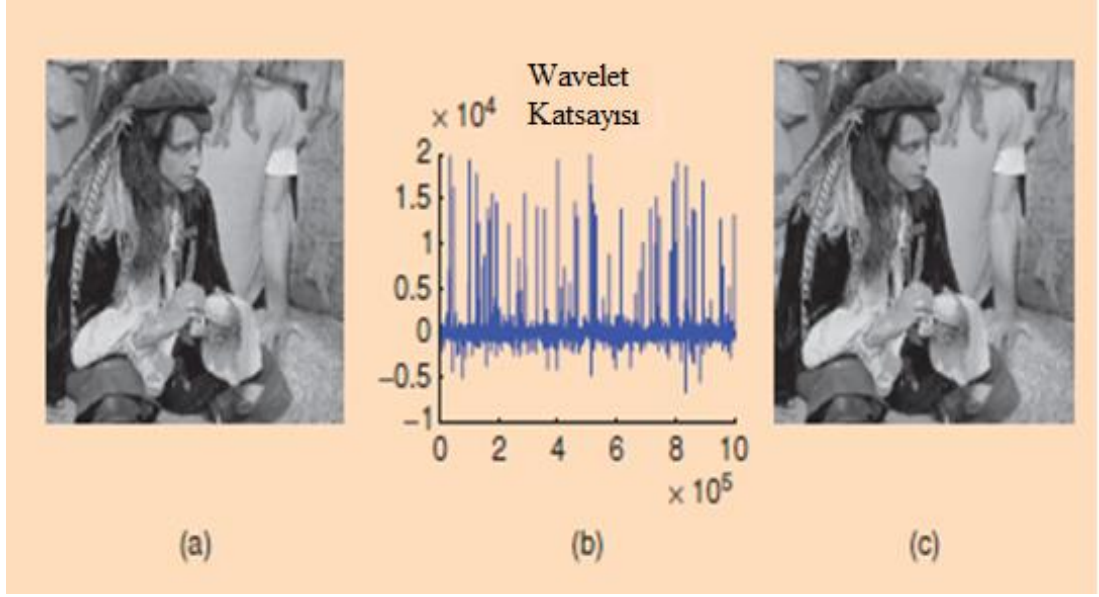
2.2 Uyumsuzluk ve Seyrek İşaret

Yukarıda da belirtildiği gibi doğadaki çoğu işaret kısa (dar) bir temsiliyet taşımaktadır. İşaretin taşıdığı bilginin işaretin bant genişliğine (uzunluğuna) oranı oldukça küçüktür. Örnek olarak, Şekil 2.1'in (a)'sındaki 2 boyutlu imgeye bakıldığında imgenin bütün pikselleri 0'dan farklı değerlerdir. Fakat bu imgenin wavelet dönüşümü yapıldığında oluşan katsayılar (b)'deki gibidir. Oluşan wavelet katsayılarının çoğunun sıfır yada sıfıra çok yakın olduğu gözükmemektedir. Bu imge işaretinin uzayda değil ama wavelet alanında seyrek olduğu söylenebilir. (c)'de ise sadece 25000 tane wavelet katsayısından yapılan geri çatılım işleminin sonucu görülmektedir. (a) ile (c) arasında gözle görülemeyecek kadar küçük farklar vardır ve çoğu şart ve durumlar için bu fark yok sayılabilir.

Matematiksel olarak, elimizde $f \in R^n$ şeklinde bir vektör olsun. Bu f vektörü orthonormal bir taban olan $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n]$ tabanında,

$$f(t) = \sum_{i=1}^n x_i * \alpha_i(t) \quad (2.3)$$

şeklinde ifade edilsin. Bu durumda her bir x_i katsayısı $\langle f, \alpha_i \rangle$ şeklinde belirlenir. Matris formatına getirdiğimizde ise, f 'i αx şeklinde yazarız. Bu formatta seyrekliği tanımlamak daha kolaydır. Eğer x vektörünün elemanlarının çoğu sıfır yada sıfıra



Şekil 2.1 (a) Orijinal imge (b) Orijinal görüntünün wavelet katsayıları (c) 25000 katsayıdan geri çatılan imge [2].

yakın ise bu durumda f vektörü seyrek olmuş olur. Bunun yanında $f_s(t)$ 'i x 'in içindeki en büyük S adet katsayının ve o katsayıların karşılık geldiği α_i vektörlerinin bileşimi olarak tanımladığımızda $f_s := \alpha x_s$ şeklinde olur. Burada x_s seyrek bir vektördür ve S adet elemanı dışında diğer bütün elemanlar sıfırdır. α orthonormal bir taban olduğu için de $\|f - f_s\|_{l_2} = \|x - x_s\|_{l_2}$ olur. Bir başka deyiş ile eğer x vektörü sıkıştırılabilir ise f vektörü de sıkıştırılabilir ve $\|f - f_s\|_{l_2}$ değeri küçük olur. Sözel olarak, x vektöründe sıkıştırma yapıldığında f vektöründeki enerji kaybı çok küçük olacaktır [2], [6]. Bu tip işlemler için öncelikli bilgi olarak x vektörünün seyreklik yapısı bilinmelidir. x üzerindeki sıfır olmayan terimler tespit edilmeli ve büyüklükleri ve lokasyonları ile ilgili bilgi tutulmalıdır. Ardından sıkıştırma işlemi yapılmalı ve sıfır ya da sıfıra yakın terimlerden kurtulunmalıdır. Bu işlem adaptif bir işlemdir ve gelen işaret üzerinde yapılan incelemeye göre bir sonraki adımların durumları belirlenir. Fakat bu çalışmada ise sıkıştırılma işlemi adaptiflikten çıkarılıp adaptif olmayan bir yapıya büründürülecektir. Yani, sıkıştırma işlemi sırasında yapılan adımlar işareten bağımsız bir şekilde her işaret için aynı olacaktır.

Uyumsuz örnekleme (Incoherent sampling) tanımlamak için, elimizde (α, β) şeklinde ikili ortho-temel (orthobases) olsun ve ortho-temellerin her bir elemanı R^n 'de bir vektör olsun. Herhangi bir f vektörü için de bu (α, β) ikili ortho-temelinden biri algılama ortho-temeli diğeri ise temsiliyet ortho-temeli olsun. Bu durumda uyumluluk (coherence) tanımı şu şekilde yapalım:

$$\mu(\alpha, \beta) = \sqrt{n} \max_{1 \leq k, j \leq n} |\langle \alpha_k, \beta_j \rangle| \quad (2.4)$$

burada n α, β vektörlerinin eleman sayısıdır. Bu durumda uyumluluk diye tanımladığımız değer aslında iki ortho-temel arasındaki birbirleriyle ilgileşimi (correlation) en yüksek iki vektörün ilgileşim değeri olmaktadır [7]. Burada $\mu(\alpha, \beta)$ değeri 1 ile \sqrt{n} arasında değer almaktadır. Eğer bu değer 1 ise bu durumda (α, β) ikili ortho-temelleri birbirleriyle ilgileşimi en düşük olmuş olur, eğer bu değer \sqrt{n} olursa bu sefer de ilgili iki ortho-temel birbiriyle tam ilgileşimli (correlated) olmuş olur.

CS uyumsuzluk ile yakından ilgilidir ve algılama ve temsil ortho-temellerinin düşük uyumluluğu sahip olmasını ister. Örneğin, $\alpha_k(t) = \delta(t - k)$ şeklinde spike temel, $\beta_k(t) = \sqrt{n} e^{j2\pi kt/n}$ şeklinde Fourier temel olsun. Burada $\alpha_k(t)$ algılama matrisi örnekleme matrisi olur ve zaman-sıklık ikilisi için uyumluluk $\mu(\alpha, \beta) = 1$ olduğu için maksimum uyumsuzluk sağlanmış olur.

Bu uyumsuzluk durumu rastgele matrisler ile herhangi bir sabit temel için de geçerli olmaktadır. Örneğin, θ şeklinde düzgün rastgele seçilmiş bir temel alındığında bunun herhangi bir β temeli ile uyumsuzluğu yaklaşık olarak $\sqrt{2} \log n$ olmaktadır. Bunun sonucu olarak da CS algılama matrisinin seçilmesinin istendiği durumda rastgele matrislerin kullanımını destekler.

2.3 Az Örnekleme ve Seyrek İşaret Geri Kazanımı

CS verinin alınan örneklerinin küçük bir alt kümesinden bütün örneklerin bulunmasını amaçlar. Herhangi bir M adet toplanmış

$$y_k = \langle f, \alpha_k \rangle, \quad k \in M \quad (2.5)$$

örnek için l_1 -norm en küçükleme yapalım. l_1 -norm en küçükleme ile y_k vektörünün sahip olduğu enerjiyi, vektörün bütün elemanları yerine belirli sayıda elemana yüklemek amaçlanır. Böylelikle l_1 -norm en küçükleme ile y_k vektörünün enerjisi seyrek şekilde dağıtılabilir. Bu en küçüklemenin sonucu için önerilen geri çatılım çıktısı f^* olsun. $f^* = \alpha x^*$ olacaktır ve x^* dışbükey en iyileme (convex optimization) sonucunda bulunur. Buradaki dış bükey en iyileme programı şu şekildedir [2]:

$$\min_{x \in R^n} |\tilde{x}|_{l_1} \text{ e bağılı kalarak } y_k = \langle \alpha_k, \alpha \tilde{x} \rangle, \quad \forall k \in M. \quad (2.6)$$

Seyrek çözüm bulmak için l_1 -norm'un kullanılması bundan birkaç on yıl önceki uygulamalar için tercih edilirdi [8], [9]. Fakat l_1 -norm en iyileştirme seyrek işaret geri kazanımı için tek yöntem değildir ve "greedy algoritmalar" da geri kazanım için kullanılabilir [8], [9].

2.4 Teorem 1

α temelinde x katsayı vektörünün S seyrek olduğu $f \in R^n$ vektörünü, β temelinde düzgün örneklenmiş m adet ölçümün olduğunu varsayalım. Bu durumda eğer,

$$m \geq C \mu^2(\alpha, \beta) S \log n \quad (2.7)$$

n f vektörünün eleman sayısı, $\mu^2(\alpha, \beta)$ α ile β arasındaki uyumsuzluk değeri, S f vektörünün seyreklik seviyesi olmak üzere pozitif sabit bir C sayısı için sağlanırsa, Denklem (2.6)'daki çözüm kesin bir şekilde bulunabilir [10]. Denklem (2.7)'ye göre ilk olarak uyumluluk ile alınan örnek sayısı arasında ikincil dereceden orantı olduğu görülür. Eğer uyumluluk artarsa alınması gereken örnek sayısında artışın karesi ile artmış olur. Bu yüzden de eğer alınacak ölçüm sayısı düşürülmek isteniyorsa bu durumda (α, β) ikilisi az uyumluluk gösterecek şekilde seçilmelidir. İkinci olarak, $\mu(\alpha, \beta)$ 'nin alabileceği en küçük değeri 1 için, bu teoreme göre $S \log n$ adet örnek almak yeterli olacaktır. Bunun sonucu olarak geleneksel yöntemde alınacak örnek sayısı n yerine CS ile örnek sayısı logaritmik şekilde düşürülmektedir. Üçüncü olarak da, adaptif olmayan örnekleme de bahsedildiği gibi Denklem (2.7)'de belirtilen durum toplanan örnek sayısı m 'i hem x vektöründeki sıfır olmayan katsayıların konumlarından hem de bunların genliklerinden bağımsız hale getiriyor. Bir başka deyişle, f vektörü α temelindeki vektörlerin nasıl bir bileşimi olursa olsun S seyrek olmayı sağladığı sürece m örnek ile geri kazanılabilmektedir. Bu da CS'in adaptif olmayan örnekleme özelliğinin temelini oluşturmaktadır.

Denklem (2.7)'e uygun olarak m ölçüm toplandığında geri yapılması gereken olarak sıkıştırılmış bu m ölçümün ayrıştırılması (decompression) kalıyor. Bunun için de l_1 -norm en iyileme veya greedy algoritmalar kullanılmalıdır. [2]'de seyrek olan bir işaretin geri kazanımı için kullanılan l_1 -norm en iyileme ve l_2 -norm en iyileme karşılaştırılması yapılmıştır. Şekil 2.2'de gösterilmek üzere (a)'da orijinal işarete yer verilmiş, (b)'de bu orijinal işaretin 60 ölçüm üzerinden l_1 -norm geri kazanımı (c)'de

ise bu orijinal işaretin l_2 -norm(enerji en iyileme) ile geri kazanımı verilmiştir [2]. Şekil 2.2'ye göre, gerçekleştirilen l_1 -norm geri kazanım ile orijinal işaret tam olarak elde edilmiştir. Fakat l_2 -norm geri kazanım orijinal işareti tamamıyla bozmuş ve geri kazanım yapamamıştır. Sonuç olarak da, l_1 -norm en iyileme seyrek işaretler için uygun bir geri kazanım yöntemi iken l_2 -norm oturduğu teori gereği seyrek işaretlerin geri kazanımı için tercih edilmemelidir.

Bu iki duruma ek olarak genel geçer kural olarak kabul edilir ki seyreklik seviyesinin 4 katı kadar örnek toplamak geri kazanım için yeterli olmaktadır.

2.5 CS'in Gürbüzlüğü ve Duyarlılığı

CS'in güçlü bir örnekleme modeli olarak sunulabilmesi için, CS'in gürültü içeren işaretler için de uygulanabilir olması gerekmektedir. Her ne kadar doğadaki işaretler seyrek bir yapı gösterebilir de aktivite taşımadıkları bölgelerde (veya bant/bilgi) küçük de olsa gürültü veya karışıklık (perturbation) içerebilir. CS modelinin bunun gibi durumlarda normal çalışma prensiplerinden sapmaması ve geri kazanımı yine başarılı bir şekilde yapması beklenmektedir. Bunu incelemek için ilk olarak (2.2)'deki durumu,

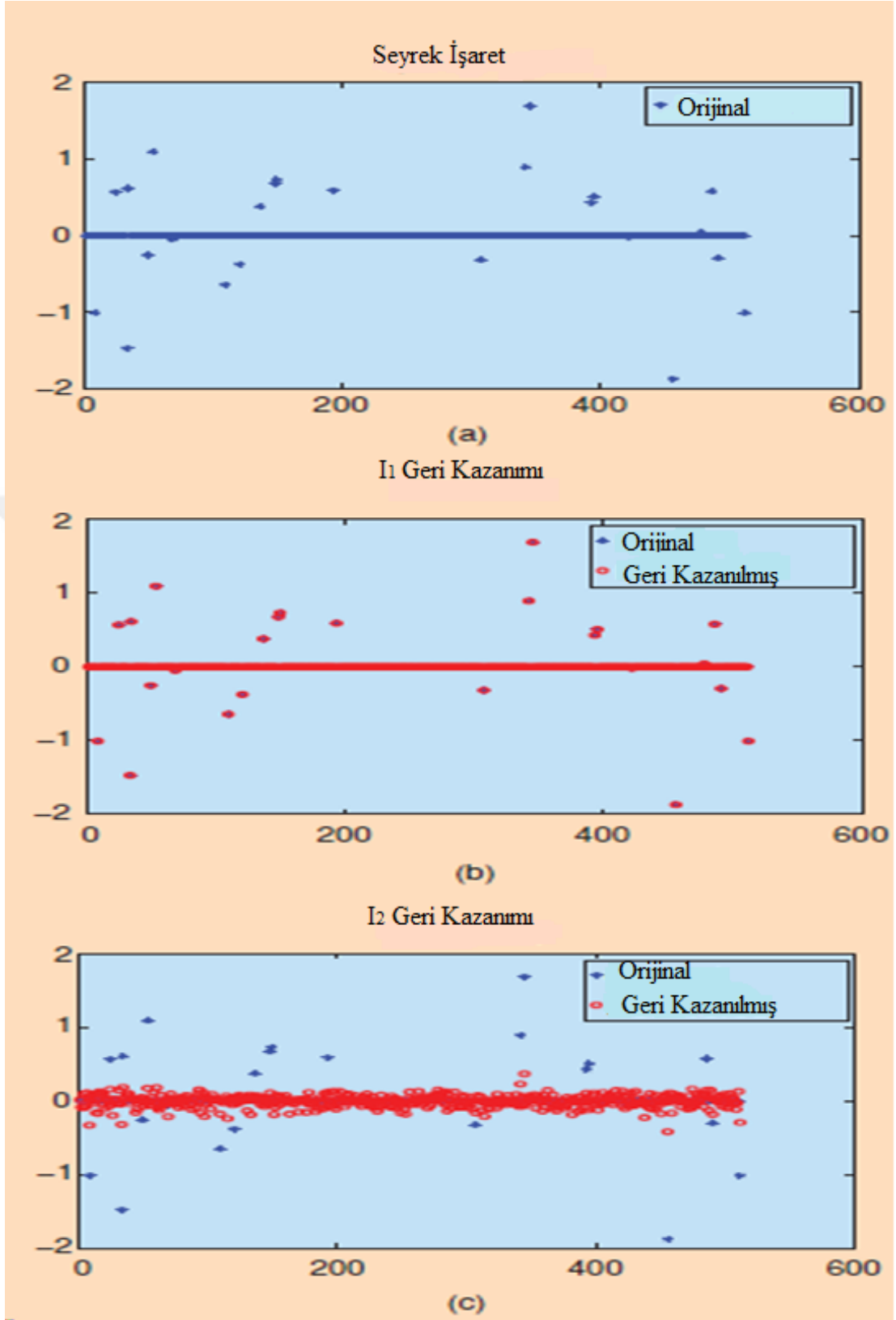
$$y = Af + z \quad (2.8)$$

şeklinde güncelleyelim. Bu durumda y işareti üzerine örnekleme gürültüsü eklenmiş orijinal işaretin ölçümüdür. (2.8)'deki z 'nin rastgele veya kararlı bir bilinmeyen hata terimi olduğunu varsayabiliriz.

δ_s , herhangi bir S değeri için bir A matrisini izometri katsayısı şeklinde tanımlansın ve

$$(1 - \delta_s)\|x\|_{l_2}^2 \leq \|Ax\|_{l_2}^2 \leq (1 + \delta_s)\|x\|_{l_2}^2 \quad (2.9)$$

eşitsizliği S seyreklik seviyesine sahip herhangi bir x vektörü için sağlansın. Eğer δ_s değeri 0'a yakın bir değer ise bu durumda A matrisi kısıtlı izometri (restricted isometry –RIP-) özelliğine sahiptir denir. Kısıtlı izometri özelliğine sahip olması A matrisinin S seyrek x vektörünün enerjisi belli bir seviyede koruduğunun ve x 'i sıfır uzayına (null-space) düşürmediğini gösterir. Eğer A matrisi kısıtlı izometri özelliğine sahip olmasaydı x vektörünün enerjisi A matrisi yüzünden sönümlenecektir ve geri çatlım başarılı olamayacaktır. A matrisi özelinde kısıtlı izometri özelliğine bakılacak olursa,



Şekil 2.2 Yirmidört seyreklik seviyesine sahip orijinal İşaret l_1 ve l_2 norm geri kazanımı [2].

eğer A matrisinden seçilmiş S adet kolon vektörü birbirleriyle nerdeyse ortogonal ise, bu durumda A matrisinin kısıtlı izometriye sahip olduğu yine söylenebilir.

2.6 Teorem 2

CS'in RIP ile ilişkisi için, (7)'deki S seyrek $x \in R^n$ işareti için x^* geri çatlım sonucu, x_S de x işaretinin en büyük S elemanı hariç diğer elemanlarının sıfır olduğu vektördür. Buna göre,

$$\|x^* - x\|_{l_2} \leq C_0 * \frac{\|x - x_S\|_{l_1}}{\sqrt{S}} \text{ ve } \|x^* - x\|_{l_1} \leq C_0 * \frac{\|x - x_S\|_{l_2}}{\sqrt{S}} \quad (2.10)$$

eşitsizliklerini herhangi bir pozitif sabit C_0 değeri için x^* geri çatlım sonucu sağlar. Böylelikle de $x = x_S$ için, x^* geri çatlım için kesin ve doğru sonuç ifade eder.

CS'in bu ikinci teoremi ilk teoremine göre oldukça güçlüdür. Çünkü ilk teorem x işaretinin S seyrek olmasını gerektirirken ikinci teorem CS'in S seyrek olmayan işaretler için de uygulanacağını, uygulandığında da nasıl bir performans göstereceğini vurgular. Eğer x işareti S seyrek değil ise bu durumda geri çatlım en yüksek değerli S kat sayıyı ile ona ait temel vektörleri bulacak ve geri çatlımı S seyrek şekilde başarılı şekilde yapacaktır. Bir başka deyişle, geri çatlım x vektörü üzerindeki en yüksek genlikli S bilgiyi bulacak ve sadece S bilgiyi içeren vektörü doğru şekilde verecektir. CS'in bu ikinci teoremini ilk teoreminden güçlü kılan ikinci özelliği ise kararlı yapısının olmasıdır. Yani, ikinci teori herhangi bir olasılık içermemektedir. Eğer uyumsuzluk hipotezine uyan herhangi bir A matrisi bulunduğunda CS'in ikinci teorisi S seyrek işaretlerin kusursuzca geri kazanımının yapılacağını belirtmektedir.

2.7 Teorem 3

Denklem (2.8)'de belirtilen gürültülü işaret için l_1 -norm en küçükleme yaparken geri çatlım kısıtı esnetildiğinde:

$$\min |x|_{l_1} \text{ bağlı kalarak } \|A\tilde{x} - y\|_{l_2} \leq \epsilon \quad (2.11)$$

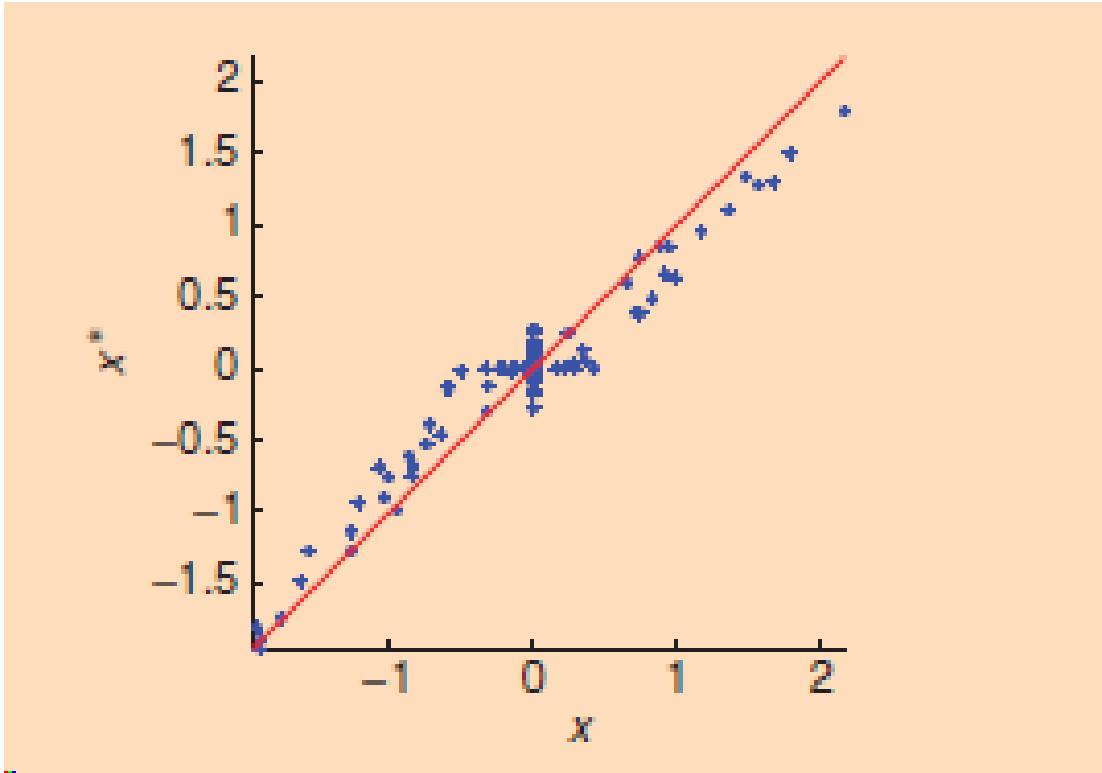
şeklinde yapılsın. (12)'deki ϵ sınırı y ölçümü içindeki gürültünün enerjisine göre belirlensin. Bu en küçükleme problemine LASSO da denmektedir [11]. (2.11)'deki bu problem (2.6)'da olduğu gibi yine bir dışbükey en iyileme problemidir ve etkili bir çözüm yöntemi geliştirilebilir.

S seyrek $x \in R^n$ işareti için x^* geri çatılım sonucu, x_S de x işaretinin en büyük S elemanı hariç diğer elemanlarının sıfır olduğu vektör olsun. Eğer x^* geri çatılım sonucu ise,

$$\|x^* - x\|_{l_2} \leq C_0 * \frac{\|x - x_S\|_{l_1}}{\sqrt{S}} + C_1 * \epsilon \quad (2.12)$$

sağlayan herhangi bir sabit C_0 ve C_1 pozitif sayıları vardır. Bu teorem, ikinci teoremde belirtilen gürültüsüz veri üzerinden yapılan geri çatılım hatasının üzerine gürültünün oluşturduğu hatayı da katmaktadır [2].

Şekil 2.3'te orijinal x işareti (yatay eksen) ve x işaretinin geri kazanımı olan x^* işareti (dikey eksen) verilmiştir. x işareti için uzunluğu $n = 512$ 'dir ve x işareti 64 seyrek bir işarettir. Alınan ölçüm sayısı $m = 256$ 'dır. Kısıtlı izometri katsayısı δ_S olarak 0.25 seçilmiştir. Bu durumda C_0 , gürültüsüz işaretin geri çatılımından gelen hata katsayısı, değeri 0.55'den küçük olmaktadır. C_1 , gürültü kaynaklı geri çatılım hata katsayısı, ise 6'dan küçük olmaktadır. $\|x^* - x\|_{l_2}$ değeri, geri çatılım sonucu ile orijinal işaret arasındaki farkının enerjisi, için ise $\|x^* - x\|_{l_2} \approx 1.3 \epsilon$ sonucu çıkmaktadır. Yani, geri çatılım çıktısındaki hatanın enerjisi gürültünün enerjisinin 1,3 katına eşit olmaktadır [2].



Şekil 2.3 Orijinal İşaret- Geriçatılım Sonucu [2].

Yukarıda verilenler teoremler ve çıkarımlar ışığında, CS'in örnekleme-geri çatılım modeli olarak gürbüz ve iyi çalışan bir yapıya sahip olduğu anlaşılmaktadır. CS beklenen seyreklikte olmayan, gürültülü işaretler için de uygun bir model olduğunu ve her türlü ölçüm vektörü için tutarlı sonuç ürettiğini söyleyebiliriz. Ayrıca CS'in performansı da orijinal işaretin özelliklerine ve örnekleme modeline göre önceden tahmin edilebilmektedir.

2.8 Rastgele Algılama

CS'in örnekleme ve geri çatılım modellemeleri yukarıda incelenmiştir. Bu model için performans değerlendirmeleri ve teoremler yukarıda belirtilmiştir. Bu bölümde, yukarıda belirtilen CS modeli için RIP özelliğine uyan algılama matrisi A matrisini oluşturma yöntemleri üzerinde durulacaktır. Bölüm 2.5'de belirtildiği üzere $m \times n$ 'lik A matrisindeki kolon vektörlerinin alt kümesi ne kadar ortogonal olursa, CS modelinin çalışma performansı o kadar iyi olur. Bu yüzden de A matrisi oluşturulurken mümkün olduğunca kolon vektörlerini birbirleriyle ortogonal seçmek gerekmektedir.

Bu çerçevede rastgeleliği tekrar ele alalım. A matrisinin oluşturulmasında aşağıdaki yöntemleri inceleyelim:

- R^m birim küresinden rastgele n adet kolon vektörü seçmek
- Bağımsızca aynı dağılmış (i.i.d.) ortalaması sıfır, standart sapması $\frac{1}{\sqrt{m}}$ olan normal dağılımdan A 'nın bütün elemanlarını seçmek
- Rastgele projeksiyon matrislerinden bir tanesini seçip $\sqrt{n/m}$ ile normalize etmek
- i.i.d. simetrik Bernoulli dağılımından ($P\left(\pm \frac{1}{\sqrt{m}}\right) = 0.5$) A 'nın bütün elemanlarını seçmek

A matrisini belirlemek için yukarıda belirtilen bütün yöntemler RIP özelliğini sağlayan A matrisi vermektedir ve alınması gereken ölçüm sayısı

$$m \geq C * S * \log(n/S) \quad (2.13)$$

eşitsizliğini herhangi bir pozitif sabit C sayısı için sağlamaktadır [2],[12],[13]. Sonuç olarak, rastgele oluşturulmuş A matrisi ile l_1 -norm en küçükleme yapmak, algılama mekanizması için en iyiye yakın sonuç veren bir yöntemdir.

Sıkıştırılmış algılama bu tezde uygulanabilirliği ve performans değerleri iyileştirilen Kiplemeli Geniş Bant evirici (KGB) sisteminin dayandığı teorik temelleri barındırmaktadır. CS'in teorik temellerini kullanan KGB sistemi frekansta sıkıştırma işlemi yaparak Nyquist altı örneklemeyi mümkün kılmaktadır.





3.KİPLEMELİ GENİŞ BANT ÇEVİRİCİ

Kiplemeli Geniş Bant Çevirici (Modulated Wideband Converter) Nyquist altı örnekleme yaparak geniş bantlı seyrek işaretlerin edinimini amaçlamaktadır [1]. Kiplemeli Geniş Bant Çevirici (KGBC), frekans spektrumunun geniş bir kısmını kaplayan, fakat işgal ettiği bu bant genişliğinin küçük bir kısmını kullanan seyrek işaretlerin Nyquist oranının çok altında CS limitlerinin ve performans kısıtlarına göre örneklenmesini sağlayan bir baştan sonra modeldir. Bu modelde, $x(t)$ seyrek analog işaret, $X(f)$ bu seyrek analog işaretin Fourier dönüşümü olsun. f_{max} seyrek analog işaretin sahip olduğu frekans bileşenlerinin en büyüğü olsun. B seyrek analog işaretin kullandığı alt bantların maksimum bant genişliği olsun. N seyrek analog işaretin bütün spektrum boyunca sahip olduğu toplam alt bant sayısı olsun.

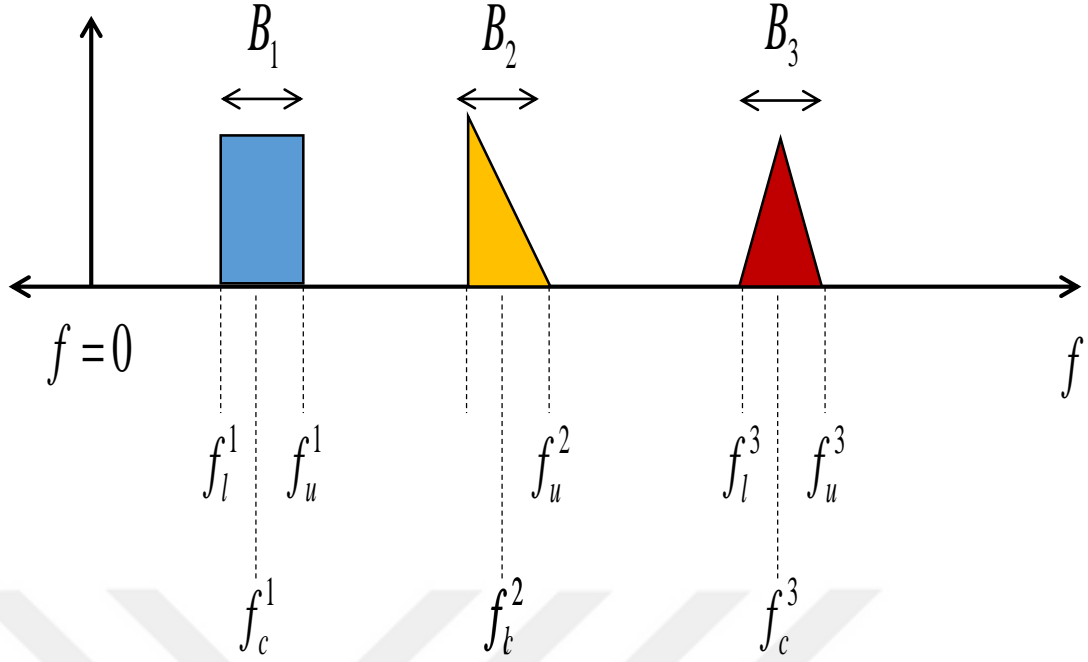
Geleneksel örnekleme metoduna göre herhangi bir bilgi kaybı olmadan veya örtüşme olmadan $x(t)$ analog işaretinin doğru örneklenmesi için

$$f_{Nyq} \geq 2 * f_{max} \quad (3.1)$$

olması gerekmektedir [14], [15]. Denklem (3.1)'e göre $x(t)$ analog işareti ne kadar seyrek olursa olsun sahip olduğu maksimum frekans bileşeni örnekleme oranını belirlemektedir. Kullanılan bant genişliği $W \leq BN$ ve $W \ll 2f_{max}$ olmasına rağmen Nyquist oranı örnekleme oranını f_{max} 'a oranlamaktadır. Şekil 3.1'de seyrek frekans spektrumuna sahip bir analog $x(t)$ işareti verilmiştir. Şekil 3.1'deki gösterimde frekans değerlerine ait üstsimgeler alt-bant indisini, altsimgeler de alt-bantın sınırlarını belirlemektedir.

Örneğin, f_u^3 , üçüncü alt-bantın üst sınırını belirtmektedir. Buna göre, Denklem (3.1)'e göre bilgi kaybı olmadan $x(t)$ işaretinin örneklenmesi için $2f_u^3$ ile örnekleme gerekecektir. Fakat bütün frekans spektrumunda $x(t)$ işaretinin kullandığı bant genişliği $2(B_1 + B_2 + B_3)$ kadardır. Eğer Şekil 3.1'deki $X(f)$ için eğer f_c^1, f_c^2, f_c^3 'nin bilindiği durumlarda Landau'nun teoremine göre

$$f_s \geq 2(B_1 + B_2 + B_3) \quad (3.2)$$



Şekil 3.1 Seyrek analog $x(t)$ işaretinin frekans spektrum gösterimi $X(f)$.

olmaktadır [16]. Fakat günümüz teknolojisi ile yapılan uygulamalarından bazıları için bu varsayım geçerli olmamakta ve kullanılabilirliğini yitirmektedir. Örneğin, tipik bir elektronik harp uygulamasında tespit edilmek istenen radar yayınına ait merkez frekansı bilinmemektedir veya yapılan radyo yayınının frekansı değişiklik gösterebilmektedir. Bir başka örnek olarak, haberleşme uygulamalarında sıklıkla tercih edilen frekans atlama (frequency-hopping) yönteminde göndericinin ürettiği analog işaretin frekansı işgal ettiği bant üzerinde sıklıkla yer değiştirmektedir. Bu ve benzeri uygulamalar için de önceden bilinen merkez frekans etrafında belirli bant genişliğinin örneklenmeye çalışılması mümkün olmamaktadır.

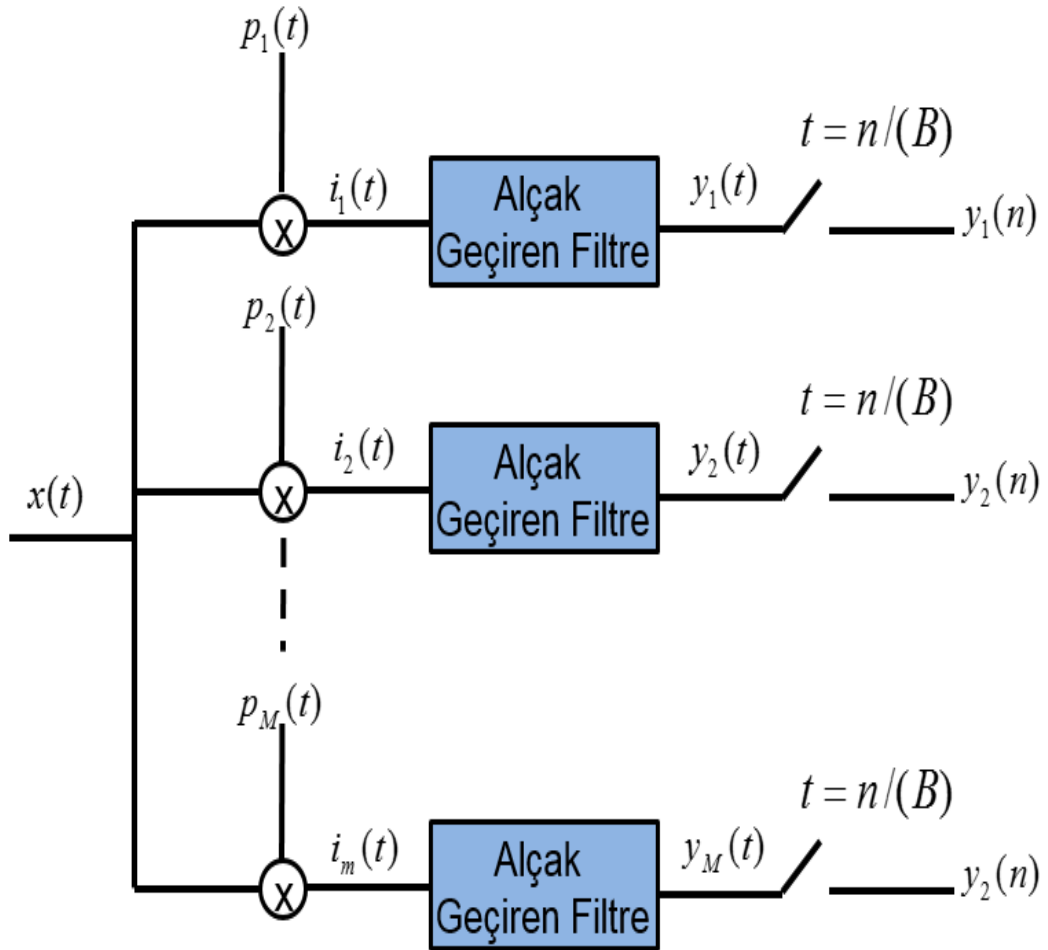
Bir başka teori ise, merkez frekansları bilinmeyen B_1, B_2, B_3 alt bantlara sahip $x(t)$ analog işaretinin tam olarak örneklenmesi için

$$f_s \geq \min\{4(B_1 + B_2 + B_3), 2f_{max}\} \quad (3.3)$$

örnekleme oranının yeterli olacağını bildirmektedir [17]. Denklem (3.3)'e göre merkez frekansları bilinmeyen alt-bantların bant genişliğinin dört katı yada f_{max} 'ın iki katından hangisi küçük ise örnekleme oranının onu seçilmesi beklenmektedir. Bu durumda alt-bantların merkez frekanslarının bilinmemesi örnekleme oranının Landau'nun oranının iki katına çıkmasına neden olduğu söylenebilir. Ayrıca (3.3), eğer Landau'nun oranını Nyquist oranını geçiyor ise Nyquist oranının tercih edilmesi

gerektiğini öğütler. 2007’de Eldar tarafından geliştirilen bu teorem, merkez frekansları bilinmeyen çoklu alt-banta sahip bir seyrek analog işaretin örnekleme oranı ile ilgili gürbüz, adaptif olmayan ve tam bir yapı sunmaktadır. Böylelikle CS’in öngördüğü ayrık model ölçüm vektörüne uygun bir şekilde analog işaret örnekleme modeli sunulmuş oldu.

Referans [17]’de belirtilen bu örnekleme teorisi her ne kadar örnekleme limiti ile ilgili bilgi verse de, örneklemin nasıl yapılacağına veya baştan sona bir sistem olarak işaret ediniminin nasıl olacağına dair bir bilgi vermemektedir. KGBC, [17]’de belirtilen bu yeni seyrek spektrumlu analog işaretin örnekleme için baştan sona bir model oluşturmaktadır. KGBC, N adet B genişliğinde alt-banda sahip bir işaretin en az $4NB$ ile bilgi kaybı ve örtüşme olmadan örnekleme mümkün hale getirmektedir.



Şekil 3.2 Kiplenmeli geniş bant çevirici modeli.

KGBC'nin analog tam sistem modeli Şekil 3.2'de verilmiştir. Seyrek analog $x(t)$ işareti kanal herhangi bir zaman veya faz kayması olmadan M kanala bölünür. M kanaldan her birinden gelen $x(t)$ işareti birbirinden farklı $p_i^{(t)}, i = 1, 2, \dots, M$ analog işaret ile her bir kanalda çarpılır. Daha sonra çarpıcıdan çıkan $i_i^{(t)}, i = 1, 2, \dots, M$ analog işareti analog alçak geçiren filtreden geçirilir. Alçak geçiren filtreden geçen $y_i^{(t)}, i = 1, 2, \dots, M$ analog işaret $t = n/B$ ile örneklenecek şekilde ayrık $y_i^{(n)}, i = 1, 2, \dots, M, n = 1, 2, \dots, N$ ayrık işaretini oluşturur. $x(t)$ analog işaretin ediniminden örnekleneceğine kadar gerçekleşen kısma RF-Analog ön uç (RF-Analog Front-End) denir. KGBC'nin bu kısmında $x(t)$ işareti analog yüksek frekansa sahip bir işarettir RF-Analog ön uca yapılan işlemler analog olarak gerçekleştirilmektedir. Bir başka deyişle RF-Analog ön uçtaki bütün işlemler sonsuz çözünürlükte sürekli işaretler ile yapılmaktadır. $y_i^{(t)}$ analog işaretinin örnekleneceği ile başlayan kısım ise dijital bölge olarak adlandırılmaktadır. Analog-Dijital Çeviriciler (ADC) ile yapılan örnekleme işlemi belirli temsiliyet çözünürlüğüne sahip ayrık işaretlerin üretilmesini sağlar. Dijital bölgede yapılan her işlemler ve süreçler belirli temsiliyet çözünürlüğünde olacaktır.

Bu tezde, KGBC modeli birkaç alt parçaya ayrılarak detaylı bir şekilde anlatılacaktır. KGBC modelinde seyrek spektrumlu $x(t)$ analog işaretinin M kanal bölünüp $p_i^{(t)}$ ile çarpıldığı bloğa Rastgele Demodülasyon Bloğu, $i_i^{(t)}$ işaretinin alçak geçiren filtreden geçip $y_i^{(t)}$ 'e dönüştüğü bloğa Analog Filtreleme Bloğu, $y_i^{(t)}$ işaretinin örneklenecek şekilde $y_i^{(n)}$ işaretine dönüştürüldüğü bloğa ADC Bloğu, ADC bloğunun arkasından yapılan bütün işlemler için de Geri Çatılım Bloğu olarak adlandırılacak ve her bir blok detaylı bir şekilde tasvir edilecektir. Daha sonra KGBC sisteminde analog kanal sayısını azaltmak için alt-bant sayısal kanal çoklama yöntemi üzerinde durulacaktır. Daha sonra geliştirdiğimiz KGBC alt-bant kanal eşitleme yöntemi ve eşitleyici filtre tasarımı üzerinde durulacak ve alt-bant kanal eşitleyici filtre yönteminin KGBC'nin dinamik alan performansını nasıl iyileştirdiği gösterilecektir. Ardında KGBC sisteminin sahada kalibrasyonunu kolaylaştırmak için önerdiğimiz kalibrasyon metodu anlatılacak ve şu ana kadar geliştirilmiş kalibrasyon yöntemlerine olan üstünlükleri aktarılacaktır. Son olarak da, KGBC sistemi için yaptığımız tüm sistem benzetim çalışmalarına yer verilecek, bu benzetim çalışmalarından çıkarılmış KGBC sisteminin performans ve başarı sınırları gösterilecektir.

3.1 Rastgele Demodülasyon Bloğu

Elde edilen seyrek spektrumlu $x(t)$ analog işareti KGBÇ modelinde ilk olarak eş zamanlı olarak bölündükten adaptif olmayan ve her bir kanal için ayrı olan $p_i^{(t)}$ analog işareti ile çarpılmak üzere sonra Rastgele Demodülasyon bloğuna girer. Bu blok CS'in ve KGBÇ'nin en kritik kısımlarından biri olan spektrum sıkıştırma işlevini görmektedir. Sadece iki analog işaretin çarpılması işlemi ile seyrek spektrumlu bir analog işaretin bütün frekans spektrum bant genişliğinden çok daha dar bir bant genişliğine sıkıştırılmasını sağlar. Bu sıkıştırma işlemi yapabilmek için $p_i^{(t)}$ analog işaret özel bir frekans spektrum yapısına sahiptir. $x(t)$ ile $p_i^{(t)}$ işareti çarpıldığında $X(f)$ işaretinin spektrum boyunca sahip olduğu enerji bantlarının her biri temel banda (baseband) indirilmektedir. Bu yüzden de $p_i^{(t)}$ işareti $x(t)$ işaretinin sahip olduğu maksimum frekans değeri olan f_{max} değerine kadar bütün spektrum boyunca bulunmak zorundadır. B Hertz'lik temel bantta $x(t)$ işaretinin bütün spektrum enerjisini toplamak için de $p_i^{(t)}$ işaretinin frekans spektrumunda B Hertzlik aralıkla Dirac fonksiyonları $\delta(f - kB)$, $k = 0, 1, 2, \dots, f_{Nyq}/B$ şeklinde bulunmak zorundadır. Böylelikle seyrek spektrumlu $x(t)$ analog işaretinin frekans spektrumunu, $p_i^{(t)}$ işareti B Hertz aralıklara bölüp B Hertz'lik her bir aralığı temel banda getirmektedir. Bunu yaparken seyrek işaretlerin geri çatılımı için gerekli olan CS'in rastgele algılama mekanizmasını da sağlamak için, $p_i^{(t)}$ işareti her bir B Hertz'lik frekans bandını birbirinden bağımsız ve ilişkisiz bir sabit karmaşık sayı ile çarparak temel banda getirmektedir. Bu fenomene spektrum kodlama da denir. Spektrum kodlama ve spektrum sıkıştırma işlevlerini seyrek işaret geri kazanımı için CS'in kuralları gereğince yerine getirebilmek için $p_i^{(t)}$ işaretinin sahip olması gereken özellikler aşağıdaki gibidir:

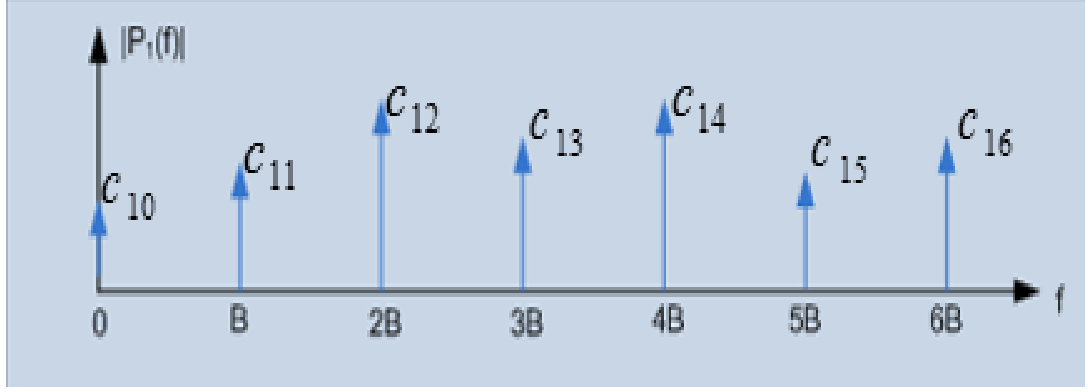
- B Hertzlik aralıkla Fourier temelinde Dirac fonksiyonlarına $\delta(f - kB)$, $k = \frac{-f_{Nyq}}{2B}, \dots, -2, -1, 0, 1, 2 \dots, f_{Nyq}/2B$ sahip olmalıdır.
- Fourier temelindeki Dirac fonksiyonları birbirinden bağımsız ve ilişkisiz (uncorrelated) Fourier katsayılarına sahip olmalıdır.
- Fourier temelindeki Dirac fonksiyonları en az $f_{Nyq}/2$ frekansına kadar devam etmelidir.

Bu özelliklere sahip bir $p_i^{(t)}$ analog işareti aslında B temel frekansa sahip bir Fourier serisidir ve $p_i^{(t)}$, kendini $1/B$ saniye ile tekrarlayan bir periyodik analog işarettir. Bu yüzden $p_i^{(t)}$ matematiksel olarak

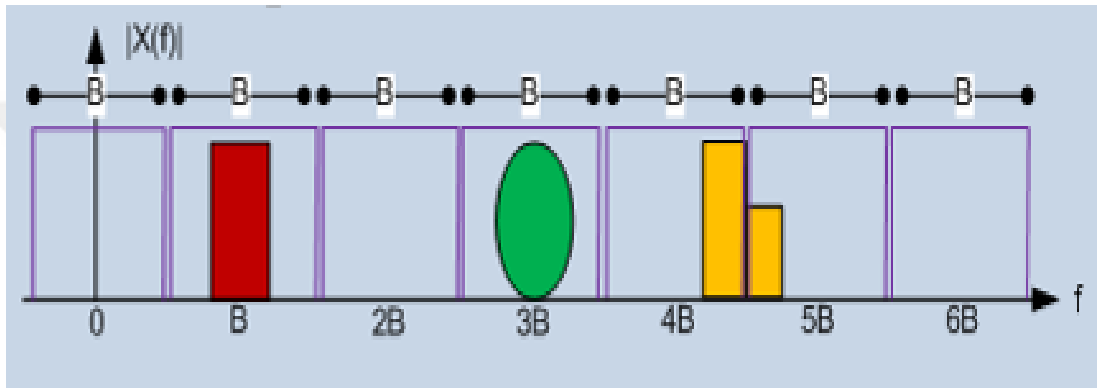
$$p_i(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_{il} e^{j\frac{2\pi}{B}lt} \quad (3.4)$$

şeklinde bir Fourier serisi olarak gösterilebilir. (3.4)'deki c_{il} Fourier katsayıları, B temel frekans i kanal numarası, l Fourier seri indisini göstermektedir.

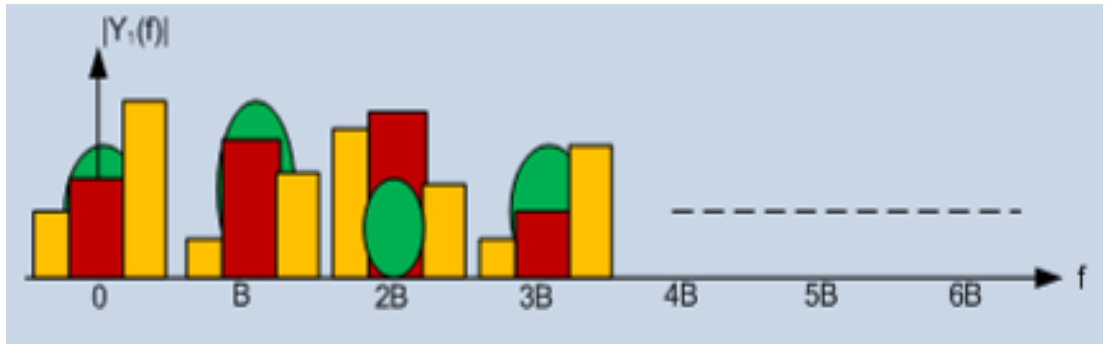
Denklem (3.4)'de belirtilen $p_i(t)$ işareti ile çarpılan $X(f)$ işareti, kendi frekans spektrumunun kB , $k = \frac{-f_{Nyq}}{2B}, \dots, -2, -1, 0, 1, 2 \dots f_{Nyq}/2B$ Hertz kaymış kopyalarının toplamı olacak şekilde çıktı oluşturur. Böylelikle $X(f)$ işaretinin sahip olduğu her bir enerji bandı bütün spektrum boyunca yayılır. Şekil 3.4'te bütün frekans spektrumu boyunca 4 seyrek olan bir analog $x(t)$ işaretinin frekans spektrumu gösterilmiştir. Şekil 3.4'te belirtilen $X(f)$ işareti $B, 3B, 4B$ ve $5B$ enerji bantlarında aktivasyon gösterir iken diğer bantlar enerji içermemektedir. Şekil 3.5, Şekil 3.4'teki $X(f)$ işaretinin Şekil 3.3'teki $p(t)$ işareti ile çarpımının spektrumu gösterimini içermektedir. Şekil 3.5'e göre $X(f)$ 'in B Hertz'lik her bir alt bandı tüm spektrum boyunca yayılmıştır. Bu yayılma sırasında her bir alt bant, $p(t)$ işaretinin uygun Fourier katsayıları ile çarpılarak diğer bantlara kaydırılmıştır. Örneğin, kırmızı ile gösterilmiş B Hertz üzerindeki enerji bandı $c_{1-1}\delta(f + B)$ ile konvolüsyon yaparak temel banda geçmiştir. Aynı enerji bandı, yine $c_{10}\delta(f)$ ile konvolüsyon yaparak B Hertz bandında, $c_{11}\delta(f - B)$ ile konvolüsyon yaparak da $2B$ Hertz bandında yer almıştır. Böylelikle her bir enerji bandı frekans spektrumu boyunca yayılırken $p(t)$ işaretinin ilgili Fourier katsayısı ile çarpılarak diğer bantlara geçmekte ve her bir enerji bandında farklı katsayı ile bulunmaktadır. Şekil 3.3'te $p(t)$ işaretinin sadece ilk 6 Fourier katsayısı ve bileşeni gösterilmiştir. Bu Fourier katsayıları birbirinden farklı ve ilişkisiz karmaşık sayılardır. Şekil 3.3'te de görüldüğü gibi her bir Fourier katsayısının mutlak değeri ve faz değeri birbirinden farklıdır.



Şekil 3.3 Çarpıcı $p(t)$ işaretinin örnek spektrum gösterimi.



Şekil 3.4 4-Seyrek frekans spektrumuna sahip bir $x(f)$ işareti gösterimi.



Şekil 3.5 $x(t)$ ile $p(t)$ işaretlerinin çarpımının frekans spektrumu.

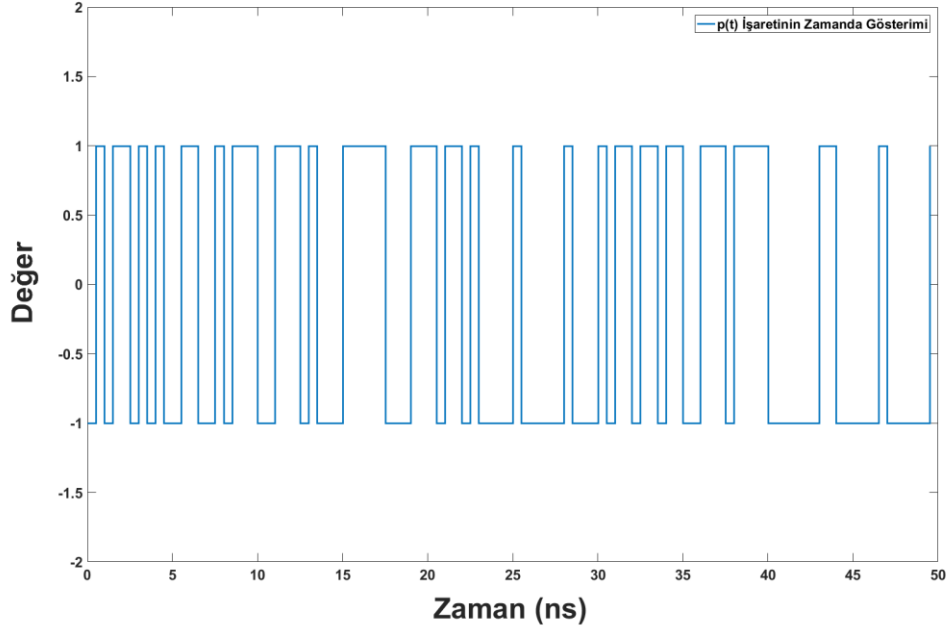
Aynı şekilde temel bant etrafındaki birikmeye bakacak olursak, $X(f)$ 'in her bir enerji bandı farklı Fourier katsayısı ile çarpılarak temel banda gelmektedir. Örneğin, B Hertz üzerindeki enerji bandı c_{1-1} ile temel banda gelir iken, $3B$ Hertz üzerindeki enerji bandı c_{1-3} ile temel banda gelmektedir. Bu yüzden temel bantta düzgün örtüşme (uniform aliasing) yerine, ağırlıklı örtüşme (weighted aliasing) gerçekleşmektedir. Bu da farklı frekans bantlarının kodlanması anlamına gelmektedir. Her bir kanaldaki $p(t)$ işaretinin Fourier katsayıları, CS tabanlı işaret geri kazanımı yapabilmek için birbirinden bağımsız ve ilişkisiz olması gerekmektedir. Buna neden olarak da, geri

kazanım için algılama matrisi olarak kullanılacak Fourier katsayıları algılama matrisi ve örnekleme uyumsuzluğu ölçütünde olabildiğince bire yaklaşmalıdır. Eğer Fourier katsayıları arasında bir ilişki yüksek olursa Bölüm-2’de belirtilen rastgele algılama sağlanamamış olur. Fourier katsayılarının birbirinden bağımsız ve alakasız olmasını sağlamak için önerilen yollardan birisi sahte rastgele gürültü (pseudo-random noise) üretilmesidir. $1/B$ saniye ile kendini tekrar eden bir gürültü işareti üretilir ise bu gürültü işaretinin Fourier katsayıları da birbirinden bağımsız ve ilişkisiz olacaktır. Fakat $1/B$ saniye ile kendini tekrar eden bir gürültünün oluşturulması pratikte zor bir seçenek olduğu için bunun yerine sahte rastgele bir gürültü üretmek de Fourier katsayılarının birbirinden yeterince bağımsız ve alakasız olmasını sağlayabilir. Bu sahte rastgele gürültüyü üretmek için f_{Nyq} Hertz ile değişen ve her f_{Nyq}/B değişim sonunda kendini tekrarlayan bir rastgele ± 1 sekansı yeterli olacaktır. Bu işaretin periyodu B Hertz olacak ve $1/B$ saniye içinde f_{Nyq}/B eleman içeren bir rastgele dizi oluşacaktır.

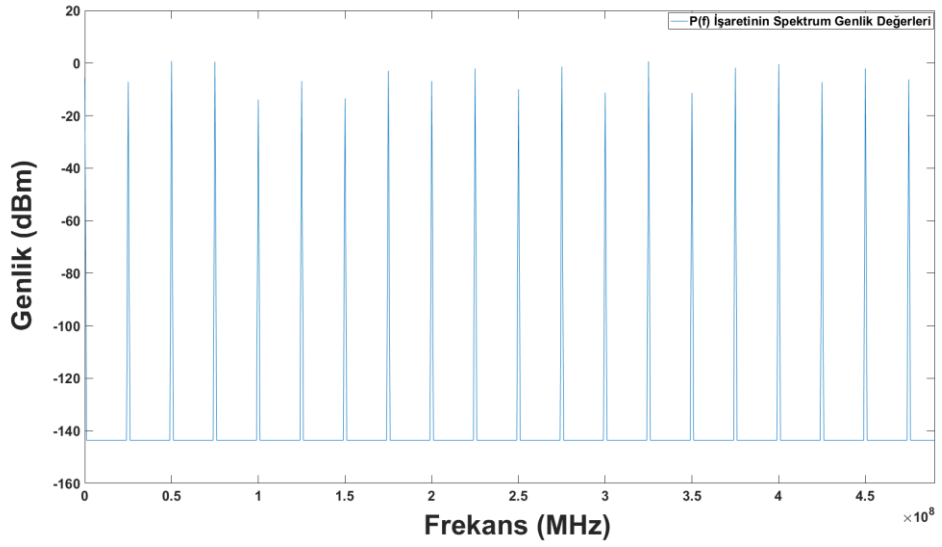
Şekil 3.6, Şekil 3.7, Şekil 3.8’de yukarıdaki gibi sahte rastgele şekilde üretilmiş analog bir $p(t)$ işaretinin zaman ve frekans boyutunda gösterimleri verilmiştir. Şekil 3.6’da 400 piko saniye ile değişen 100 elemanlık bir ± 1 dizisinin gösterimi verilmiştir. Şekil 3.6’da analog $p(t)$ işaretinin bir periyodu gösterilmiştir. Şekil 3.7’de, Şekil 3.6’daki analog $p(t)$ işaretinin ilk 10 Fourier katsayısının genlik değerleri spektrumda bulunduğu yerde gösterilmiştir. Şekil 3.7’e göre, analog $p(t)$ işaretinin Fourier katsayılarının genlikleri rastgele bir dağılım göstermektedir. Şekil 3.8’de, Şekil 3.6’daki analog $p(t)$ işaretinin ilk 10 Fourier katsayısının faz değerleri spektrumda bulunduğu yerde gösterilmiştir. Şekil 3.8’e göre, analog $p(t)$ işaretinin Fourier katsayılarının faz değerleri ± 180 derece arasında rastgele bir dağılım göstermektedir. Buradan yola çıkarak analog $p(t)$ işaretinin Fourier katsayıları

$$c_{il} = Ae^{j\phi} \quad (3.5)$$

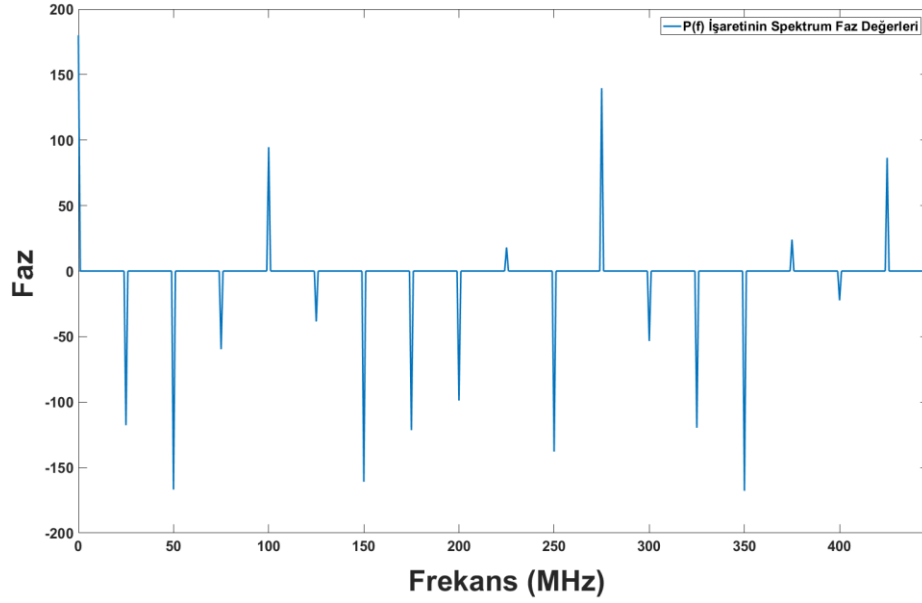
şeklinde gösterilebilir. A Fourier katsayılarının genliğini, ϕ ise Fourier katsayılarının faz değerlerini ifade eder. Bu durumda A ve ϕ değerleri rastgele değişkenler olduğu için c_{il} değerleri de rastgele değişken olacaktır. Analog $p(t)$ işaretinin Fourier katsayıları (3.5)’de belirtildiği gibi rastgele değişken faz ve genlik değerlerine sahip olduğu için, rastgele demodülasyon işlemi sırasında $X(f)$ ’in alt enerji bantlarının rastgele genlik ve faz değerleri ile çarpılıp temel bantta toplandığı söylenebilir. Bir



Şekil 3.6 Sahte rastgele üretilmiş $p(t)$ işaretinin zamanda gösterimi.



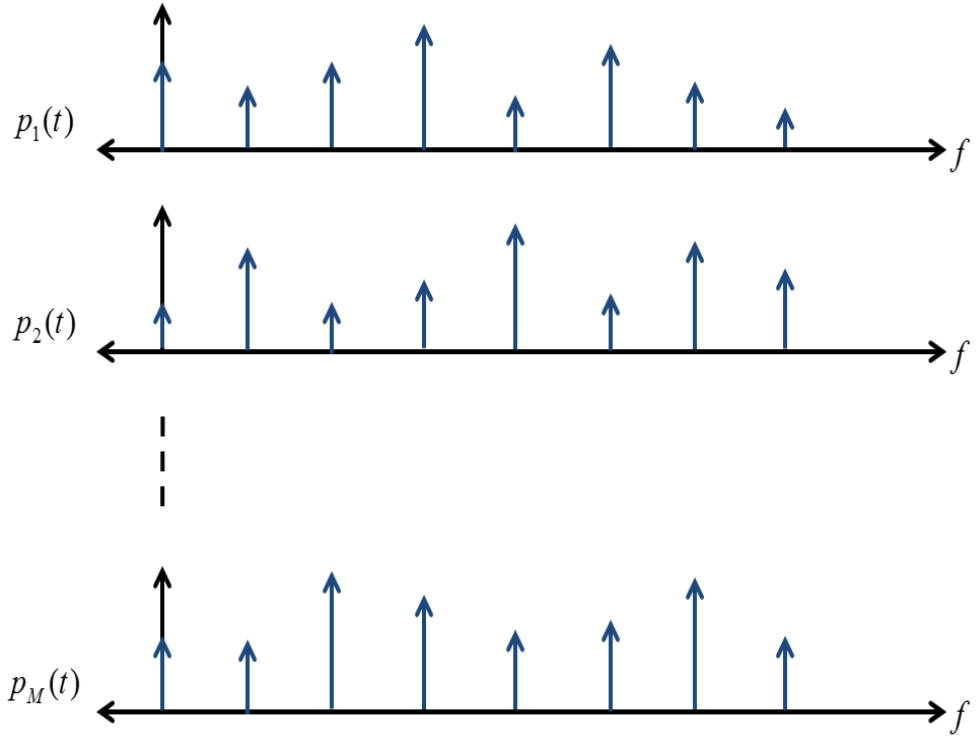
Şekil 3.7 Şekil 3.6'daki $p(t)$ işaretinin ilk 20 Fourier katsayısının genlik değerleri.



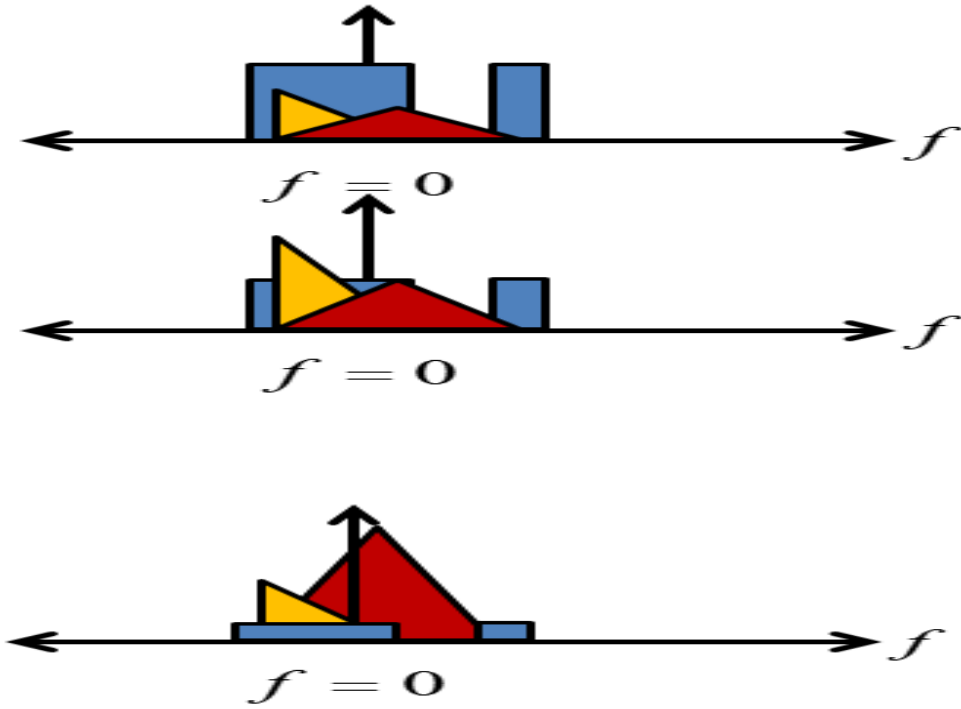
Şekil 3.8 $p(t)$ işaretinin ilk 20 Fourier katsayısının faz değerleri.

başka deyiş ile $X(f)$ 'in her bir alt bandı birbirinden bağımsız ve alakasız faz ve genlik değerleri ile etiketlenip temel bantta örtüştürülmektedir. Bu sayede, her alt bant temel banda taşınır iken kendine özgü ve diğer alt bantlardan farklı bir etiket ile etiketlenip gelmektedir. Analog $p(t)$ işaretinin Fourier katsayılarının kendi içinde birbirinden bağımsız ve ilişkisiz olması istendiği gibi, her bir kanaldaki $p_i(t)$ işaretlerinin Fourier katsayıları da birbirinden bağımsız ve ilişkisiz olması CS'in rastgele algılama özelliği için istenmektedir. Bu durumda her bir kanaldaki $p_i(t)$ işaretleri birbirlerinden bağımsız olması gerekmektedir. Yukarıda belirtilen şekilde, her bir kanalda sahte rastgele üretilmiş analog $p_i(t)$ işaretlerinin ± 1 dizileri ne kadar birbirleri ile ortogonal olur ise, her bir kanalın Fourier katsayıları da birbirlerinden bağımsız ve ilişkisiz olacaktır. Bu yüzden sahte rastgele $p_i(t)$ işaretleri üretilir iken her bir kanaldaki ± 1 dizisinin değerlerinin değişmesi her bir kanalın birbirinden farklı ve ilişkisiz Fourier katsayılarına sahip olmasına yetecektir.

Şekil 3.9'da M farklı kanal için sahte üretilmiş $p_i(t)$ işaretinin Fourier katsayılarının spektrum boyu genlik gösterimi verilmiştir. Şekil 3.10'da ise her bir kanaldaki farklı $p_i(t)$ işaretleri ile analog seyrek $x(t)$ işaretinin çarpımının sonucunda temel bantta oluşan örtüşme gösterilmiştir. Şekil 3.10'dan da anlaşılacağı üzere her bir kanalın bütün alt bantları temel bantta örtüştürürken farklı alt bant kombinasyonları ortaya çıkarmaktadır.



Şekil 3.9 M farklı kanalda bağımsız ve ilişkisiz $p(t)$ işaretlerinin spektrum gösterimi.



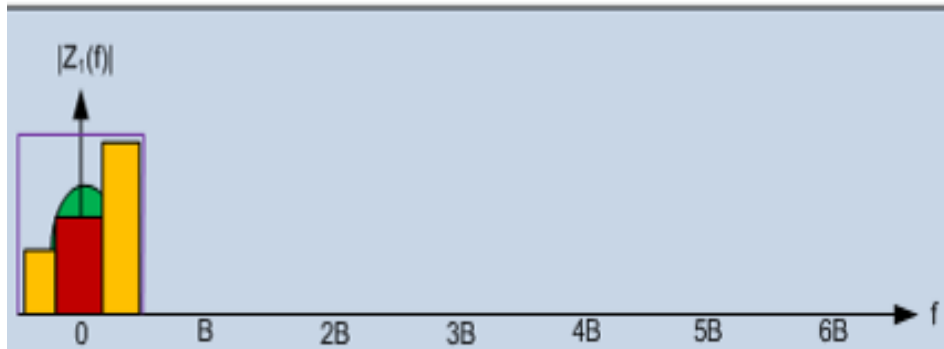
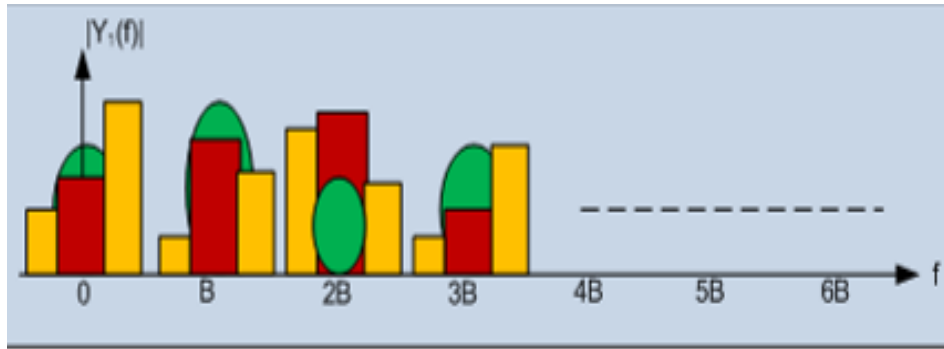
Şekil 3.10 M farklı kanaldaki rastgele demodülasyon sonucu temel bantta oluşan örtüşme.

3.2 Analog Filtreleme Bloğu

Rastgele demodülasyonun çıktısında analog seyrek $X(f)$ işaretinin her bir enerji alt bandının bütün spektruma yayılmış hali görülmektedir. Şekil 3.5'te de gösterildiği gibi rastgele demodülasyon sonucu oluşan $i_i(t)$ işareti spektrumun f_{Nyq} bant genişliğine yayılmış durumdadır. Örnekleme öncesinde, bütün spektrumu kaplı olan analog yoğun $i_i(t)$ işaretinin sadece temel bandının ayıklanması, örnekleme sırasında örtüşmeden korunmak için spektrumun diğer kısmının elimine edilmesi gerekmektedir. Bu yüzden KGBÇ örnekleme öncesinde, örtüşme önleyici filtre (anti-aliasing filter) olarak alçak geçiren filtre barındırmaktadır. İdeal olarak düşünüldüğünde, bu alçak geçiren filtrenin bant genişliği B Hertz olacaktır. Şekil 3.11'de KGBÇ'nin analog filtreleme bloğunun girdisindeki ve çıktısındaki analog işaretler gösterilmektedir. İdeal bir alçak geçiren filtre olan $LPF(f)$ 'nin frekans cevabı

$$LPF(f) = \begin{cases} 1 & \text{eğer } |f| < \frac{B}{2} \\ 0 & \text{değilse} \end{cases} \quad (3.6)$$

şeklindedir ve B Hertzlik bir ADC ile örtüşme olmadan örnekleme sağlanması için çıktısı olan $y_i(t)$ işaretinin tüm yüksek bantlarındaki enerjiyi yok etmektedir.



Şekil 3.11 KGBÇ analog filtreleme bloğu girdi (üstte) ve çıktısı (altta).

3.3 ADC Bloğu

Rastgele Demodülasyon sonucunda bütün bant boyunca yayılan seyrek analog $X(f)$ işareti analog alçak geçiren filtreden geçirilerek sadece temel bant etrafında enerjiye sahip olur. Rastgele Demodülasyon ile yapılan sıkıştırma/örtüşme ve ardından gelen alçak geçiren filtre sayesinde KGBC'nin RF-Analog ön ucunun çıktısı, $[-\frac{B}{2}, \frac{B}{2})$ aralığında B Hertz'lik bir bant genişliğine sahiptir. Bu yüzden, Denklem (3.1)'e göre RF-Analog ön ucun arkasındaki ADC Bloğunun örnekleme sıklığı en az B Hertz olmalıdır. Örnekleme frekansının B Hertz olduğunda herhangi bir örtüşme olmayacağını RF-Analog ön uç garantilemiş olur. Böylelikle, rastgele demodülasyon ile tam bir geri kazanım için geleneksel Shannon teoremine göre $2f_{max}$ ile örneklenmesi gereken analog seyrek $X(f)$ işareti, B Hertz ile örneklenebilir hale gelmiştir. ADC ve transistor teknolojisinde örnekleme sıklığı çoğu uygulama için önemli bir kısıt oluşturmaktadır. Aynı zamanda ADC teknolojisinde örnekleme sıklığı ve dinamik alan arasındaki değiş-tokuş da yüksek hızlı ve yüksek çözünürlüklü ADC'lerin üretilmesini olanaksız kılmaktadır. Bu yüzden ADC teknolojisinde örnekleme sıklığı düşükçe ADC'lerin çözünürlük ve dinamik alan değerleri iyileşmektedir. Bu yüzden de $2f_{max}$ yerine B Hertz ile örneklemenin yapılması ADC maliyeti ve performansı anlamında uygulamalarda iyileştirme sağlayacaktır [18], [19]. Düşük örnekleme sıklığına sahip olmak ADC teknolojisinde performans açısından belirli bir noktadan sonra doyum getirmektedir [20], [21]. Belirli bir örnekleme sıklığından daha düşük hızdaki ADC'ler artık daha yüksek performans gösterememekte ve ne kadar düşük örnekleme hızına sahip olsa da daha yüksek performanslara çıkamamaktadır. Bir başka deyişle, ADC teknolojisinde dinamik alan ve duyarlılık açısından performans kaybı örnekleme sıklığına göre doğrusal bir fonksiyon vermemekte, belirli örnekleme sıklığının altındaki bütün ADC'ler benzer özellikleri göstermektedir. Özellikle günümüzde 250 MHz ve altında maksimum örnekleme sıklığına sahip ADC'ler dinamik alan, sinyal-gürültü oranı (SNR) ve duyarlılık değerleri bakımından birbirlerine benzemektedir.

3.4 KGBC'de Alt-Bant ile Kanal Çoklama

Rastgele Demodülasyon Bloęunda analog seyrek $X(f)$ işaretinin $p_i(t)$ işareti ile çarpılması sonucunda $X(f)$ işaretinin alt bant enerjilerini bütün spektrum boyunca

yaydığı bilinmektedir. $X(f)$ işareti enerjiye sahip bütün alt bantlarını temel bantlarda toplar iken aynı zamanda $B, 2B, 3B, \dots$ merkez frekanslı B Hertz'lik diğer alt bantlarda da toplamaktadır. Şekil 3.5'te bu durum gösterilmektedir. Rastgele algılamamanın gereği olarak KGBÇ'de her bir kanalın Fourier katsayıları kendi içinde ve diğer kanallardaki ile olabildiğince bağımsız ve ilişkisiz olması istenmektedir. Bu yüzden de her bir kanal birbirinden bağımsız ve ilişkisiz $p_i(t)$ işaretine sahiptir. Fakat $X(f)$ analog işaretinin seyreklik seviyesine göre KGBÇ'nin sahip olması gereken kanal sayısı da değişmektedir. $X(f)$ 'in seyreklik seviyesi ile KGBÇ'nin sahip olduğu kanal sayısı arasındaki oran, Denklem (2.7)'de belirtildiği şekildedir. Bölüm-2'nin Teorem-1 kısmında belirtildiği gibi genel geçer kural olarak kabul edilen ölçüm sayısının seyreklik seviyesinin 4 katı olması durumu, KGBÇ için de kanal sayısının analog $X(f)$ işaretinin seyreklik seviyesinin en az 4 katı olması durumunu getirmektedir. Bu da seyreklik seviyesine göre çok fazla kanal ihtiyacı doğabileceğini gösterir. Örneğin 6-seyrek bir $X(f)$ işareti için en az 24 kanal gerekmektedir. KGBÇ için hazırlanan 24 kanal da 24 çarpma elemanı (mixer), 24 alçak geçiren filtre ve 24 kanal ADC ihtiyacını doğurmaktadır. Böyle bir durum KGBÇ'nin uygulanabilirliğini ve tercih edilebilirliğini azaltmaktadır. Bu durumu aşmak için KGBÇ içinde her bir kanalda aynı çarpma elemanını, alçak geçiren filtreyi ve ADC'yi kullanan, birbirinden bağımsız ve ilişkisiz birden çok alt kanalın oluşturulması gerekmektedir.

Analog seyrek $X(f)$ işaretinin enerjiye sahip bütün bantları rastgele demodülasyon sonucunda B Hertz'lik alt bantların her birine dağılmış durumdadır. N -seyrek bir $X(f)$ işaretini ele alalım.

$$\gamma(i) = \{i'nci \text{ enerji bileşenin alt bant indisi} \} \quad (3.7)$$

olacak şekilde, $X(f)$

$$X(f) = X_{\gamma(1)}(f) + X_{\gamma(2)}(f) + \dots + X_{\gamma(N)}(f) \quad (3.8)$$

$$\begin{cases} |X_{\gamma(i)}(f)| > 0 & \gamma(i)B - \frac{B}{2} < f < \gamma(i)B + \frac{B}{2} \\ |X_{\gamma(i)}(f)| = 0 & \text{değilse} \end{cases} \quad (3.9)$$

şeklinde tanımlanabilir. $P(f)$ işareti ile yapılan rastgele demodülasyon sonucunda oluşan $Y(f)$ işareti

$$I(f) = X(f) * P(f) \quad (3.10)$$

$$I(f) = (X_1(f) + X_2(f) + \dots + X_N(f)) * P(f) \quad (3.11)$$

$$I(f) = X_1(f) * P(f) + X_2(f) * P(f) + \dots + X_N(f) * P(f) \quad (3.12)$$

* operatörü konvolüsyon işlemini belirtmek üzere şeklinde olur. (25)'e göre $Y(f)$ işareti, N adet $X_i(f) * P(f)$ konvolüsyonu sonucunda oluşan işaretlerin toplamı şeklinde yazılmıştır. Bu N adet işaretten sadece birini ele alalım.

$$I(f) = \sum_{i=1}^N I_i(f) \quad (3.13)$$

$$I_i(f) = X_i(f) * P(f) \quad (3.14)$$

şeklinde olur. $P(f)$ işaretini B Hertz temel frekanslı bir Fourier serisinin Fourier dönüşümü olduğu düşünülürken

$$P(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_l \delta(f - lB) \quad (3.15)$$

şeklinde olur. Denklem (3.15)'e göre

$$I_i(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_l X_i(f) \delta(f - lB) \quad (3.16)$$

$$I_i(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_l X_i(f - lB) \quad (3.17)$$

olur. Denklem (3.17)'ye göre analog $X(f)$ işaretinin her bir enerjili alt bandını ardışık alt bantlara yayar iken $P(f)$ işaretinin ardışık Fourier katsayıları kullanılmaktadır. Örneğin, $X(f)$ işaretinin $3B$ Hertz üzerinde bileşeni olsun ve bu bileşeni temel banda taşıyan $P(f)$ 'in Fourier katsayısı c_{-3} iken B Hertz etrafındaki banda taşıyan $P(f)$ 'in Fourier katsayısı c_{-2} olur. Bir diğer yandan,

$$I^0(f) = \{ I(f) \text{ işaretinin temel (0) bant bileşeni} \} \quad (3.18)$$

$$\underline{X}(f) = [X^{-\infty}(f) \dots X^{-2}(f) X^{-1}(f) X^0(f) X^1(f) X^2(f) X^{\infty}(f)]' \quad (3.19)$$

$$\underline{C}^0 = [c_{\infty} \dots c_2 c_1 c_0 c_{-1} c_{-2} \dots c_{-\infty}] \quad (3.20)$$

şeklinde tanımlanırsa

$$I^0(f) = \underline{C}^0 \underline{X}(f) \quad (3.21)$$

olur. Böylelikle rastgele demodülasyon sonucunda temel bantta oluşan örtüşme/birikme Denklem (3.21)'de şekilde lineer şekilde gösterilmiş olur. Denklem (3.18), Denklem (3.20) ve Denklem (3.21), rastgele demodülasyon sonucunda bütün alt bantlardaki örtüşme/birikme için genellenecek olursa,

$$I^k(f) = \{ I(f) \text{ işaretinin } k. \text{ alt bant bileşeni} \} \quad (3.22)$$

$$\underline{C}^k = [c_{\infty+k} \dots c_{2+k} c_{1+k} c_{0+k} c_{-1+k} c_{-2+k} \dots c_{-\infty+k}] \quad (3.23)$$

$$I^k(f) = \underline{C}^k \underline{X}(f) \quad (3.24)$$

şeklinde yazılabilir. Denklem (3.24)'deki eşitlik rastgele demodülasyon sonucunda herhangi bir alt bantta oluşan örtüşme/birikme için bir ifade sunmaktadır. Böylelikle rastgele demodülasyon ile bir KGBÇ'nin her bir kanalının alt kanallarının örtüşme karakteristiği \underline{C}^k ile gösterilebilir.

Rastgele Demodülasyon için seçilen $p(t)$ işaretinin Bölüm 3.1'de belirtilen şekilde üretildiği durumda $p(t)$ 'nin bütün Fourier katsayılarının birbirinden bağımsız ve ilişkisiz olduğu bilinmektedir. Bu nedenle de, her bir k değeri için \underline{C}^k satır vektörünün bütün elemanları birbirinden bağımsız ve ilişkisiz olmaktadır. Bununla birlikte,

$$\underline{C}^i (\underline{C}^j)' = 0, \quad i \neq j \quad (3.25)$$

olur. Denklem (3.24)'deki eşitliğin oluşmasına neden olarak da, analog $p(t)$ işareti eğer i.i.d. bir rastgele süreç olarak üretilirse, bu $p(t)$ işaretinin Fourier katsayıları da bir rastgele değişkenin elemanları şeklinde dağılır [1], [10]. Bu yüzden de, her bir elemanı analog $p(t)$ işaretinin birer Fourier katsayısına denk gelen \underline{C}^i vektörünün elemanları, bir rastgele değişkenin örnekleri olur. \underline{C}^i vektörünün her bir elemanı için

$$c_l = Ae^{j\theta}, \quad \theta \in V_1[0,2\pi), \quad A \in V_2(0, \infty), \quad (3.26)$$

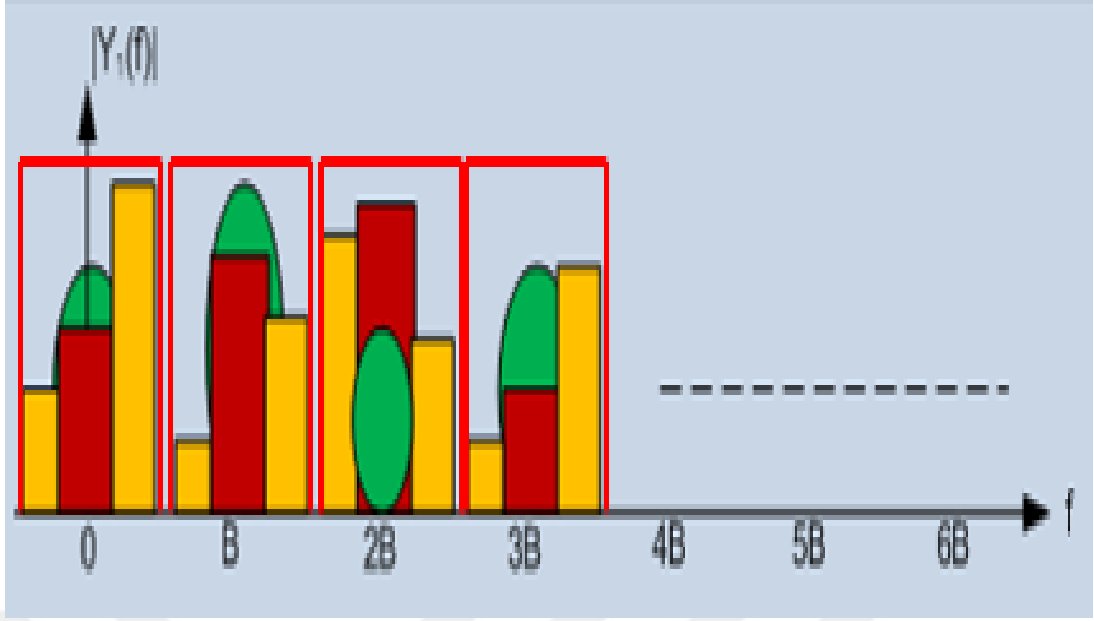
şeklinde bir rastgele değişkenin elemanları olur ve V_1, V_2 rastgele değişkenler olmak üzere V_1 0 ile 2π , V_2 de $(0, \infty)$ arasında değer alır. Denklem (3.26)'e göre c_l değerleri, karmaşık düzlemde birim çember üzerinden rastgele seçilen noktalar olarak da tanımlanabilir.

Denklem (3.25)'deki durumun sahte rastgele oluşturulmuş analog $p(t)$ işaretleri için de geçerli olduğunu varsayabiliriz. Sahte rastgele değişken olarak üretilen $p(t)$ işareti ne kadar birbirinden bağımsız ve uzun rastgele ± 1 dizisinden oluşursa, Denklem (3.25)'daki eşitlik de $\underline{C}^i (\underline{C}^j)'$ çarpımı da o kadar sıfıra yakınsar. Eğer $\underline{C}^i (\underline{C}^j)'$ çarpımının yeterince küçük olduğu bir analog $p(t)$ işaretinin üretildiği varsayılırsa, bu durumda rastgele demodülasyonun çıktısı olan $y(t)$ işaretinin bütün alt bantlarındaki örtüşme/birikmelerin birbirinden bağımsız ve ilişkisiz olduğu söylenebilir. Rastgele

demodülasyon sırasında $p(t)$ işaretinin Fourier katsayıları, analog $X(f)$ işaretinin alt bantlarının örtüşmesinde örtüşme katsayıları görevini gördüğü için farklı Fourier katsayıları farklı alt bant örtüşmelerine neden olacaktır.

KGBC’de birden çok kanal kullanılır iken, her bir kanala ait analog $p_i(t)$ işaretinin Fourier katsayıları birbirinden ve diğer kanallardan bağımsız ve ilişkisiz olması istenmektedir. Her bir kanalda rastgele demodülasyon çıktısında oluşan $Y_i(f)$ işaretinin sadece temel bantta oluşan örtüşmesi ve bu örtüşmeye ait Fourier katsayıları olan \underline{C}^0 KGBC için önemlidir. Fakat, temel bandın dışındaki diğer örtüşmeler düşünüldüğünde, $Y_i(f)$ işaretinin her bir alt bandı farklı Fourier katsayılarına sahip örtüşmeleri barındırmaktadır ve bu Fourier katsayıları Denklem (3.25) ve (3.26)’a göre birbirinden bağımsız ve ilişkisizdir. Bu yüzden de, aslında $I_i(f)$ ’in her bir alt bandı birbirinden farklı bağımsız ve ilişkisiz Fourier katsayılarına sahip birer kanal görevi görebilecek potansiyele sahiptir. KGBC için aynı $p_i(t)$ işareti ile $I_i(f)$ ’in farklı alt bantlarını alarak tek kanalda birden çok kanal üretme imkânı oluşmaktadır. Bu yöntem ile oluşturulan kanallara sentetik kanal denmektedir. KGBC, normal kanallarda sadece temel bant üzerindeki örtüşme ile ilgilenir iken, alt bant ile kanal çoklama sayesinde $B, 2B, 3B, \dots$ merkez frekanslı alt bantlarda oluşan örtüşmeleri de ilgi alanına almıştır.

KGBC’de M sayısı kanal sayısını belirtir iken, K alt bant kanal çoklama parametresi olsun. Bu durumda KGBC sistemi için toplam kanal sayısı MK şeklinde olur. Alt kanal çoklama için seçilecek alt bantlar temel bandın komşuları şeklinde seçilir ise her bir kanalda oluşan toplam bant genişliği KB olur. Bu yüzden de analog filtrenin bant genişliği de KB ’ye yükseltilmelidir. KGBC için toplam örnekleme oranı da MKB olmaktadır. Şekil 3.12’de KGBC için alt bant sayısal kanal çoklama gösterilmiştir. Bu şekle göre temel bandın yanı sıra $B, 2B, 3B, -B, -2B, -3B$ Hertz üzerindeki alt bantlar da sentetik kanal olarak kullanılmak istenmiştir. Şekil 3.12’e göre alt bant kanal çoklama parametresi $K = 7$ ’dir. Her bir kanal için oluşan bant genişliği B Hertz’den $7B$ Hertz’e yükselmiştir. Bu yüzden de 7 alt bantlı KGBC için ihtiyaç duyulan alçak geçiren filtrenin bant genişliği $7B$ Hertz olmuştur.



Şekil 3.12 KGBÇ’de alt bant ile sayısal kanal çoklama gösterimi.

Alt bant kanal çoklama ile bant genişliği artan KGBÇ sisteminde alçak geçiren filtre çıkışındaki işaretin bant genişliği KB olmaktadır. Bu yüzden de alt bant kanal çoklama ile $[-\frac{KB}{2}, \frac{KB}{2}]$ frekans aralığını kaplayan $y_i(t)$ işaretini doğru şekilde örnekleme için KB Hertz örnekleme oranı gerekmektedir. Bu yüzden de KGBÇ’nin örnekleme fonksiyonunu gerçekleştiren ADC’nin örnekleme hızı KB ’ye çıkarılmalıdır. KGBÇ’de ADC örnekleme sonucunda oluşan ayrık $y_i[n]$ işareti içerisinde K adet B Hertz bant genişliğine sahip sentetik kanalı içermektedir. Bu sentetik kanalları birbirinden ayırmak için K adet B Hertz’lik birbirinden farklı sayısal filtreler kullanılmalıdır. Her bir alt-bant sayısal filtrenin girişindeki $y_i[n]$ işareti için ideal olarak tasarlanan

$$H_{ij}(w) = \begin{cases} 1 & (2j - 1) - K) \frac{\pi}{K} \leq w < (2j - K) \frac{\pi}{K} \\ 0 & \text{değilse} \end{cases}$$

$$i = 1, 2, \dots, M, \quad j = 1, 2, \dots, K \quad (3.27)$$

ayrık $h_{ij}[n]$ alt-bant sayısal filtresinin ayrık zaman Fourier dönüşümüdür (DTFT) ve belirli bir alt kanal için KGBÇ’nin her bir kanalında aynıdır. Şekil 3.12’de kırmızı kalın çizgi ile belirtilen dikdörtgenler, ilgili kanaldaki ideal olarak tasarlanmış $h_{ij}[n]$ ’in frekans cevaplarını belirtmektedir. Her bir alt-bant sayısal filtre ile $y_i[n]$ işaretinin konvolüsyonu sonucunda oluşan sayısal işaret $z_{ij}[n]$ olarak tanımlansın ve $z_{ij}[n]$ işaretinin DTFT’si $Z_{ij}(w)$ olarak gösterilsin. İdeal olarak tasarlanan $h_{ij}[n]$ için

$$\left\{ \begin{array}{l} |Z_{ij}(w)| = Y_i(w) \quad (2(j-1) - K) \frac{\pi}{K} \leq w < (2j - K) \frac{\pi}{K} \\ |Z_{ij}(w)| = 0 \quad \text{değilse} \end{array} \right\} \quad (3.28)$$

şeklinde olur ve buradaki $Y_i(w)$ de ADC çıktısı olan $y_i[n]$ işaretinin DTFT'sidir. Böylelikle alt-bant sayısal filtrelemesi sonucunda her bir kanalda taşınan sentetik K kanala ait alt bantlar birbirinden doğru şekilde ayrıştırılmış ve KGBC'nin her bir kanalında K adet bağımsız ve ilişkisiz kanal başarıyla oluşturulmuş olur. Oluşturulan bu K adet alt bantın hepsi spektrumun sadece B Hertz'lik kısmını kaplar iken, sadece bir tanesi temel bantta olup diğerleri temel bantın dışındadır. K adet sentetik kanalın bant genişliklerini eşitlemek ve her bir sentetik kanalı temel bant etrafında konuşlandırmak için alt-bant sayısal çarpıcı kullanılmaktadır. Alt-bant sayısal çarpıcısı temel bantta bulunmayan bütün sentetik kanalları temel bant etrafına taşımaktadır. DTFT'si $M_{ij}(w)$ ile gösterilen alt-bant sayısal çarpıcıları için

$$M_{ij}(w) = \delta(w + \frac{2\pi}{K}(j - \frac{K-1}{2})) \quad i = 1, 2, \dots, M, j = 1, 2, \dots, K \quad (3.29)$$

şeklinde olur ve belirli bir alt kanal için bütün kanallarda aynıdır. (3.29)'de belirtilen $M_{ij}(w)$ için ters DTFT alınır ise

$$m_{kl}[n] = e^{j\frac{2\pi}{K}(j - \frac{K-1}{2})n}, \quad k = 1, 2, \dots, M, \quad l = 1, 2, \dots, K \quad (3.30)$$

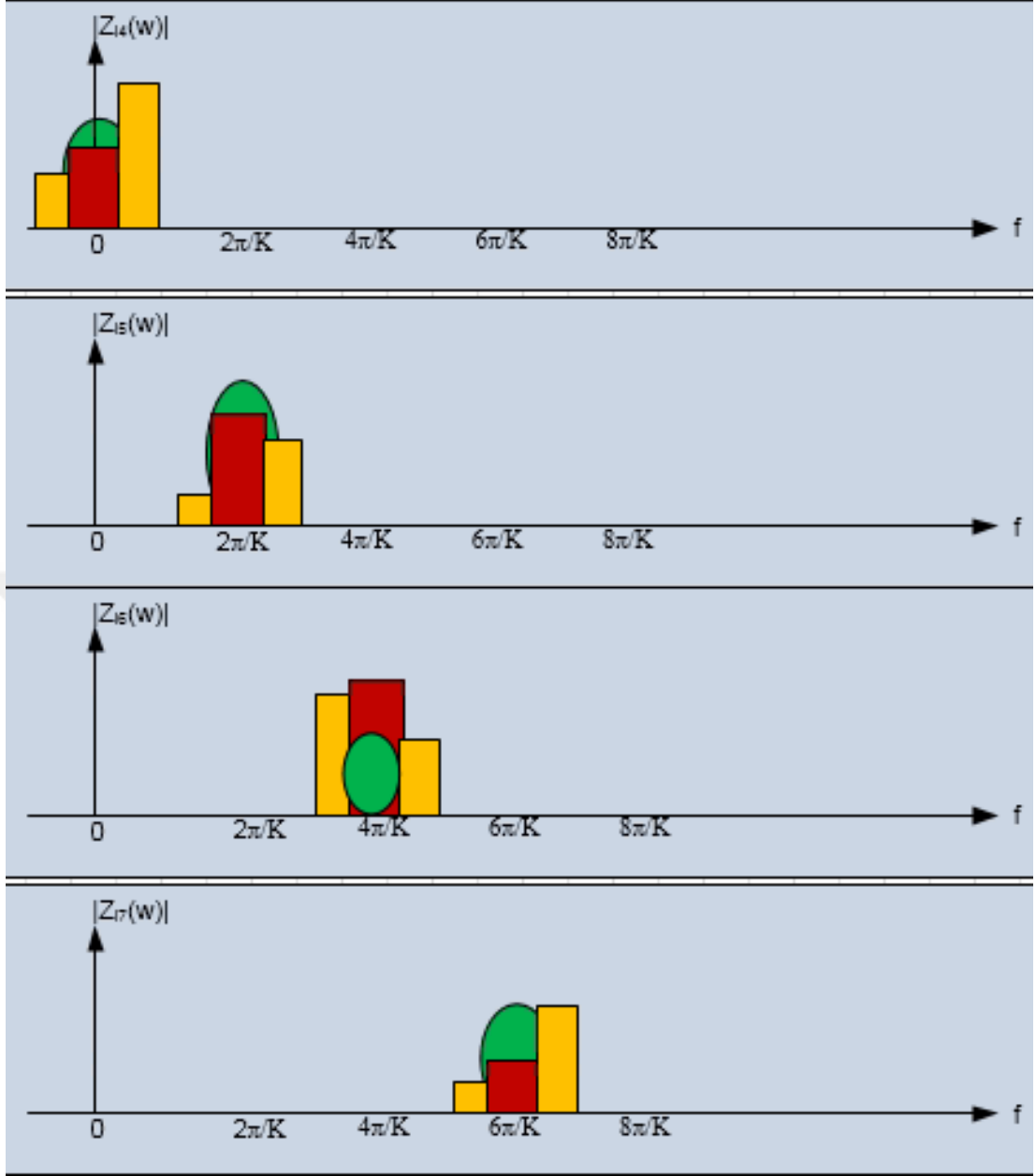
şeklinde olur ve $H_{ij}(w)$ alt-bant sayısal filtresinden çıkan $z_{ij}[n]$ değerleri $m_{kl}[n]$ değerleri ile çarpılır. Alt-bant sayısal çarpıcısından çıkan ayırık işaret, kanal ve alt kanallar için $b_{ij}[n]$ olarak tanımlanır ve $b_{ij}[n]$

$$b_{ij}[n] = m_{ij}[n] (y_i[n] * h_{ij}[n]) \quad (3.31)$$

şeklinde olur. Oluşan $b_{ij}[n]$ işaretinin DTFT'si olan $B_{ij}(w)$ için

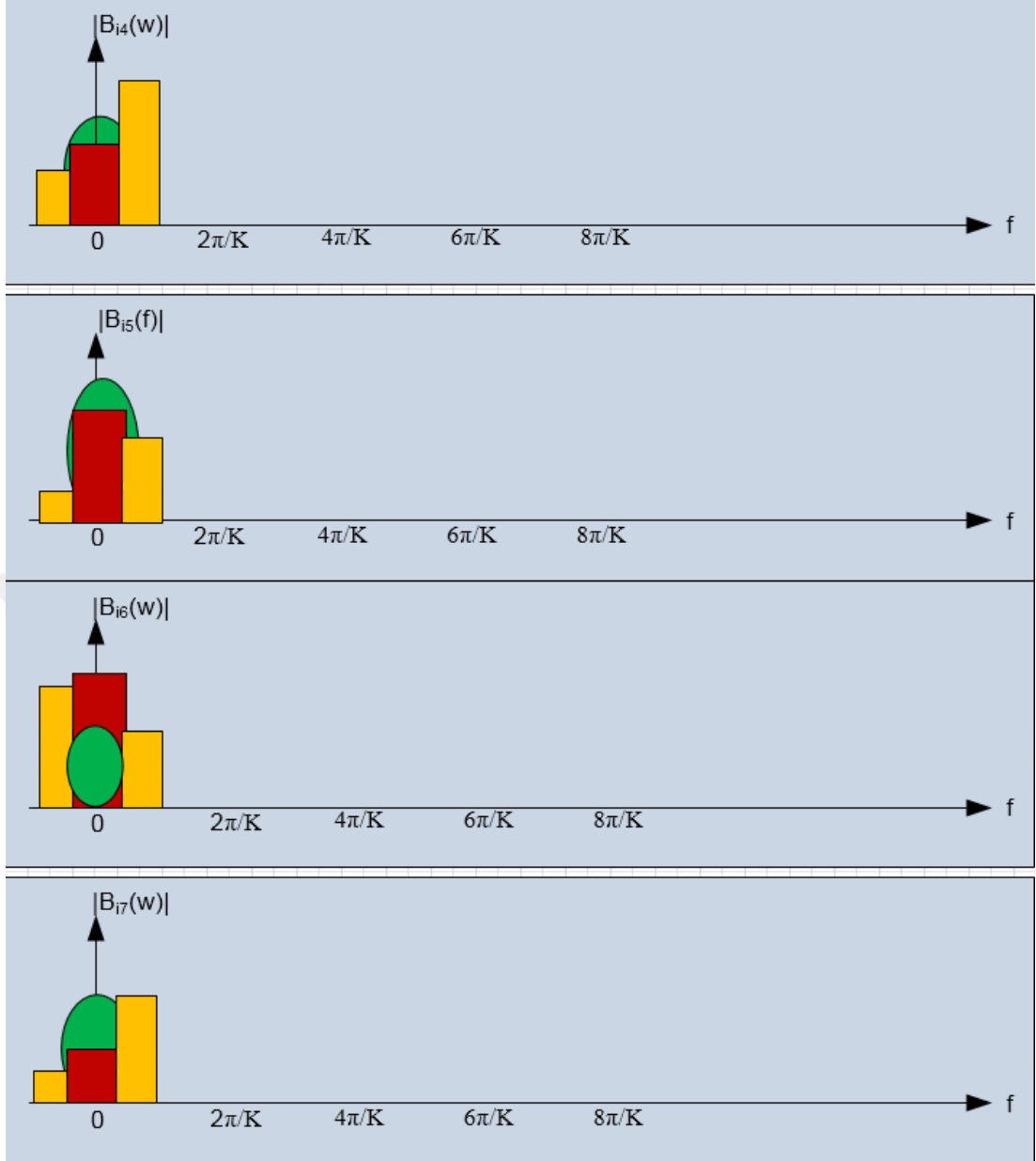
$$\begin{aligned} B_{ij}(w) &= M_{ij}(w) * [Y_i(w)H_{ij}(w)] \\ \left\{ \begin{array}{l} |B_{ij}(w)| > 0 \quad -\frac{\pi}{K} \leq w < \frac{\pi}{K} \\ |B_{ij}(w)| = 0 \quad \text{değilse} \end{array} \right\} \end{aligned} \quad (3.32)$$

geçerli olur ve Denklem (3.32)'e göre $b_{ij}[n]$ işareti açılal spektrumun sadece $[-\frac{\pi}{K}, \frac{\pi}{K}]$ aralığını kaplamaktadır. Bu yüzden alt-bant kanal çoklama KGBC'de her bir kanaldaki ayırık işaretin bant genişliğini değiştirmemiş olur.



Şekil 3.13 KGBÇ’de her bir kanal için alt-bant sayısal filtre çıkışlarının gösterimi.

Şekil 3.13 ve Şekil 3.14’te alt-bant sayısal filtre ve alt-bant sayısal çarpıcısı çıkışları gösterilmiştir. Şekil 3.13 ve Şekil 3.14 için alt bant kanal çoklama parametresi $K = 7$ seçilmiş ve alt-bant kanallarından 4 ile 7 arasındaki kısım gösterilmiştir. Şekil 3.13’te en yüksek bant genişliğine sahip alt-bant kanalın bant genişliği birinci ve yedinci kanalın bant genişliği olarak π olmaktadır. Fakat alt-bant sayısal işaret çarpıcısı çıkışında oluşan $B_{ij}(w)$ işareti için ise bütün alt-kanalların bant genişliği birbirine eşit ve $\frac{2\pi}{K}$ kadardır. Alt-bant sayısal filtreleme ve çarpma işlemi sayesinde KGBÇ nihai kanal bant genişliğini değiştirmeden tek bir kanaldan birden çok kanalın türetilmesini

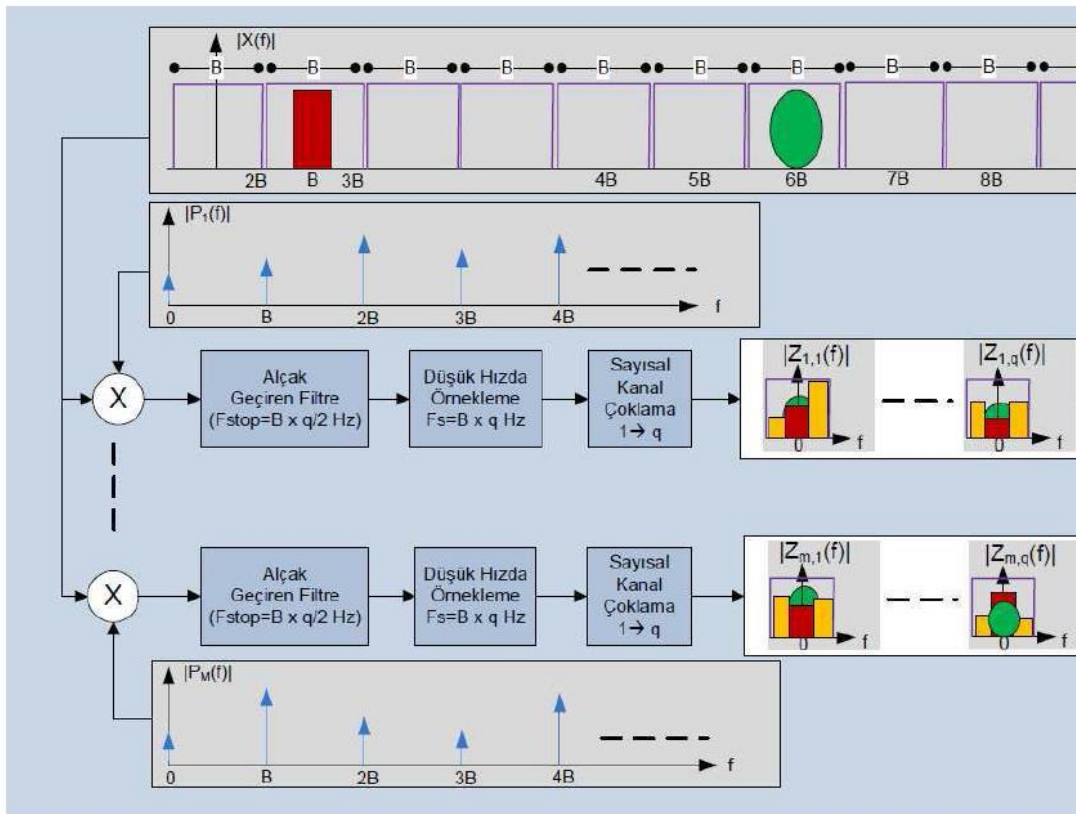


Şekil 3.14 KGBC’de her bir kanal için alt-bant sayısal çarpıcı çıkışlarının gösterimi. sağlamaktadır. Bunu yaparken de sadece analog alçak geçiren filtrenin kesim frekansını (cut-off frequency) ve ADC’nin örnekleme hızını alt-bant kanal çoklama parametresi olan K kat arttırmaktadır.

Dolayısı ile $b_{ij}[n]$ işareti alt-bant sayısal çarpma işlemi sonucunda $\frac{2\pi}{K}$ kadar bir bant genişliğine sahip olmaktadır. $\frac{2\pi}{K}$ bant genişliğine sahip olması bu işaret için ayrık zamanda Nyquist orana göre K kat fazla örnek içerdiğini belirtmektedir. Bu yüzden de her bir alt kanaldaki $b_{ij}[n]$ işareti için K kat örnek seyreltmeye (K –decimation) gidilmesinin açışal spektrumda hiçbir örtüşmeye ve bant kaybına neden olmayacağını

garantiler. Sonuç olarak da ADC’de oluşan KB örnekleme oranı örnek seyreltme ile tekrardan her bir kanal için B oranına düşmektedir. Böylelikle alt-bant kanal çoklama ayrı zamanda oluşacak ölçüm sayısını da değiştirmemiş olur.

Şekil 3.15’te şu ana kadar belirtilen aşamaları ile bütün KGBC sistemi görülmektedir. Analog seyrek $X(f)$ işaretinden $b_{ij}[n]$ ayrık zaman işaretine kadar olan bu yapıda rastgele demodülasyon ile spektrum sıkıştırma, analog filtreleme, örnekleme, sayısal filtreleme, sayısal karıştırma (dijital mixing) ve örnek seyreltme işlemleri uygulanmıştır. Böylelikle CS temellendirmeleri gölgesinde seyrek işaret geri çatılımı için uygun sistem oluşturulmuş, sayısal ortamda yapılacak geri çatılım için çok kanallı ayrık ölçümler toplanmış durumdadır.



Şekil 3.15 Alt-bant çoklamalı KGBC sistemi.

3.5 KGBC’de İşaret Geri Çatılımı

M analog kanallı, K alt-bant kanal çoklama parametrelili ve analog $p(t)$ işaretinin temel frekansı B olan bir KGBC sistemi için her bir analog kanaldan NK adet ölçüm toplandığını, toplanan bu NK adet örneğin alt-bant kanal çoklama sonrasında K adet örneğe seyreltiğini varsayalım. Bu durumda KGBC’nin MK kanalının her birinde

$$b_{ij}[n] = [z_{ij}(t_1) \quad z_{ij}(t_2) \quad \dots \quad z_{ij}(t_N)] \quad (3.33)$$

şeklinde satır vektörü olarak belirtilebilir. Daha sonra her bir kanaldan toplanan örnekler bir matrisin satırları olacak şekilde bir araya getirildiğinde

$$Z_{MK \times N} = \begin{bmatrix} z_{1,1}(t_1) & z_{1,1}(t_2) & \dots & z_{1,1}(t_N) \\ z_{1,2}(t_1) & z_{1,2}(t_2) & \dots & z_{1,2}(t_N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{1,K}(t_1) & z_{1,K}(t_2) & \dots & z_{1,K}(t_N) \\ z_{2,1}(t_1) & z_{2,1}(t_2) & \dots & z_{2,1}(t_N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{M,K}(t_1) & z_{M,K}(t_2) & \dots & z_{M,K}(t_N) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

olacak şekilde $MK \times N$ 'lik bir matris oluşturur ve bu ölçüm matrisine çok kanallı çoklu ölçüm matrisi (multi-channel multiple measurement matrix) denir [22].

S seyrek analog $X(f)$ işareti için f_{Nyq} geleneksel Nyquist oranını simgeler iken, B spektrum sıkıştırma oranını belirleyen analog $p(t)$ işaretinin temel frekansı olsun. Bu durumda analog $X(f)$ işaretinin f_{Nyq} kadar olan spektrumu

$$D = \left\lfloor \frac{f_{Nyq}}{B} \right\rfloor \quad (3.35)$$

tane B Hertz'lik eşit parçalara bölünerek sıkıştırılmış olur ve buradaki $\lfloor \cdot \rfloor$ operatörü yukarı yuvarlama işlemini görür. S seyrek analog $X(f)$ işaretinin bu spektrum bölümlerini bir vektör olarak gösterilirse

$$\underline{X} = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_D]' \quad (3.36)$$

şeklinde bir vektör olarak gösterilebilir. Denklem (3.36)'deki \underline{X} vektörü seyrek bir vektördür ve sadece S elemanı sıfırdan farklıdır. Daha sonra N adet ölçüm için N adet \underline{X} vektörü oluşturulsun. Bu oluşan \underline{X} vektörlerinin hepsi de S -seyrek ve sıfırdan farklı elemanlarının indisleri her biri için aynıdır. Her bir \underline{X} vektörü

$$\underline{X}_j = [x_{j,1} \quad x_{j,2} \quad \dots \quad x_{j,D}]', \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.37)$$

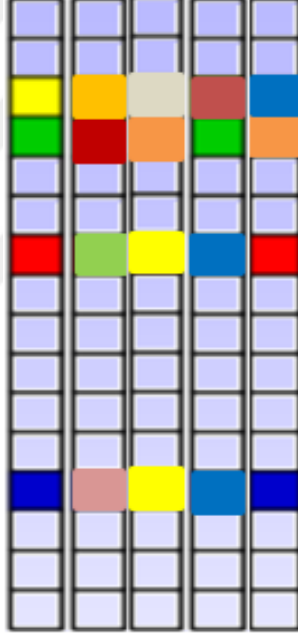
şeklinde olur. Daha sonra bu oluşan N adet \underline{X}_j vektörü yan yana getirilerek oluşturulacak X matrisi için

$$X_{D \times N} = [\underline{X}_1 \quad \underline{X}_2 \quad \dots \quad \underline{X}_N] \quad (3.38)$$

$$X_{D \times N} = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{2,1} & \dots & x_{N,1} \\ x_{1,2} & x_{2,2} & \dots & x_{N,2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{1,D} & x_{2,D} & \dots & x_{N,D} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

şeklinde olur ve oluşan bu $X_{D \times N}$ matrisi bir satır boyunca tamamen sıfırdır veya tamamen sıfırdan farklıdır. Ayrıca $X_{D \times N}$ 'nin yanında $F_{D \times D}$ D -boyutta bir DFT matrisi tanımlayalım.

Şekil 3.16'da 3-seyrek analog $X(f)$ işareti için Denklem (3.39)'de belirtilen X matrisinin gösterimi yapılmıştır. Şekil 3.16'da açık mavi olan elemanlar sıfır olup diğer renkler ise sıfır olmayan elemanları belirtmektedir. Şekil 3.16'a göre her bir satır kendi arasında homojen bir dağılım göstermektedir ve seyreklik oranı sıfırdan farklı elemanı olan satır sayısını da vermektedir.



Şekil 3.16 5 adet ölçüm için 3-satır seyrek X matrisinin temsili gösterimi.

Denklem (3.20) ve (3.23) ile bağlantılı olacak şekilde analog $p(t)$ işaretinin f_{Nyq} 'e kadar olan Fourier katsayıları i . analog kanalın temel bandı ve k . alt bant için vektör olarak tanımlandığında

$$\underline{C}_0^i = [c_{D/2}^i \dots c_2^i c_1^i c_0^i c_{-1}^i c_{-2}^i \dots c_{-D/2}^i] \quad (3.40)$$

$$\underline{C}_k^i = [c_{k+D/2}^i \dots c_{k+2}^i c_{k+1}^i c_{k+0}^i c_{k-1}^i c_{k-2}^i \dots c_{k-D/2}^i] \quad (3.41)$$

şeklinde olur. Bütün analog kanallar ve alt kanallar için (3.34)'daki sıra ile C_k^i vektörleri bir matriste toplandığında oluşacak $C_{MK \times D}$ için

$$C_{MK \times D} = \left[\underline{C}_1^1 \quad \underline{C}_2^1 \quad \dots \quad \underline{C}_K^1 \quad \underline{C}_1^2 \quad \dots \quad \underline{C}_K^2 \quad \dots \quad \underline{C}_K^M \right]' \quad (3.42)$$

şeklinde oluşur. Tanımlanan $Z_{MK \times N}$, $X_{D \times N}$, $F_{D \times D}$ ve $C_{MK \times D}$ için

$$Z = CFX \quad (3.43)$$

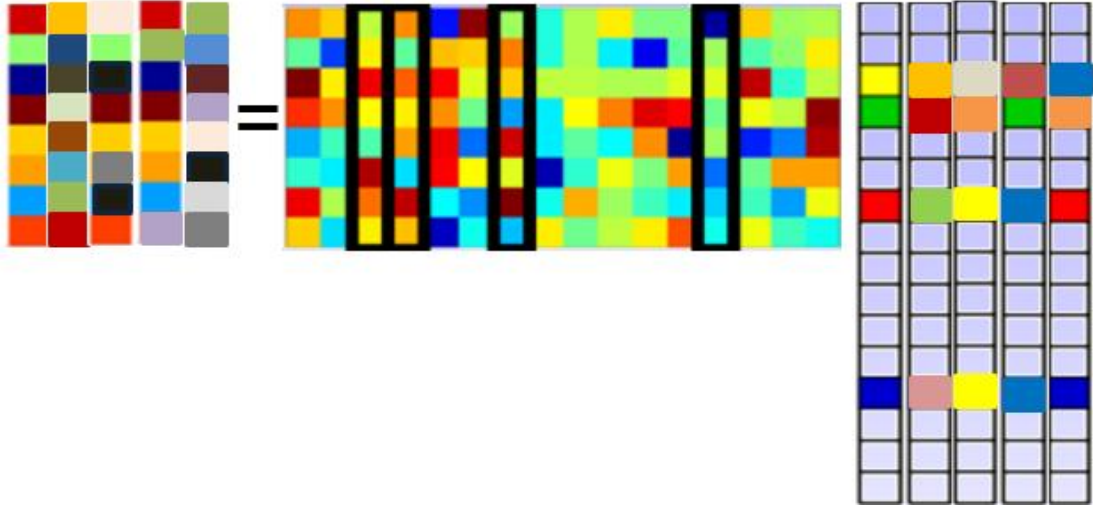
şeklinde olur. Denklem (3.43)'teki FX ifadesi

$$A_{D \times N} = FX \quad (3.44)$$

şeklinde bir A matrisi olarak sadeleştirilirse

$$Z = CA \quad (3.45)$$

şeklinde ikili matris çarpımına dönüşür. Denklem (3.45)'deki $Z_{MK \times N}$ ölçüm matrisi, $C_{MK \times D}$ sistem matrisi olarak tanımlanır.



Şekil 3.17 $Z=CA$ eşitliğinin 3-satır seyrek $X(f)$ işareti için gösterimi.

Ölçüm matrisi $Z_{MK \times N}$ ve sistem matrisi $C_{MK \times D}$ bilindiği ve $MK \ll D$ olduğu durumda, bilinmeyen $A_{D \times N}$ matrisinin sonsuz çözümü oluşur. Ancak $A_{D \times N}$ matrisini S seyrek olacak varsayımı ile tek bir çözüm oluşturacak şekilde greedy algoritmalar ile çözülebilmektedir. Bu algoritmalarından biri olan Multiple Measurement Orthogonal Matching Pursuit (MOMP)'dir [23],[24]. MOMP'nin algoritması şu şekilde çalışmaktadır:

Çizelge 3.1: MOMP algoritması.

<p>Girdiler: Z, C, P</p> <p>Başlangıç Atamalar: $R^0 = Z, \Lambda = \emptyset, i = 1$</p> <p>Tekrarla</p> <p style="padding-left: 40px;">$i = i + 1$</p> <p style="padding-left: 40px;">$V^i = C^H R^{i-1}$</p> <p style="padding-left: 40px;">$\Lambda^i = \Lambda^{i-1} \cup \arg \max_j \ V^i(j)\ _2$</p> <p style="padding-left: 40px;">$X^i = C_{\Lambda^i}^\dagger Z$</p> <p style="padding-left: 40px;">$R^i = Z - CX^i$</p> <p style="padding-left: 40px;">$i = S$ ise dur</p> <p>Çıktılar: X^S</p>
--

Burada $V^i(j)$, V^i matrisinin j numaralı satırını, $(.)^H$ argümanının karmaşık eşleniğinin transpozunu (hermitian) ifade etmekte olup, $\|.\|_2$ argümanın l_2 normunu belirtmektedir ($\|x\|_2 = \sqrt{x^H x}$). $(.)^\dagger$ ise $G^\dagger = (G^H G)^{-1} G$ ile tanımlı sahte ters operatördür. MOMP algoritması ile çözülen Denklem (3.45)'de verilen doğrusal sistemin çözümü \tilde{A} şu yapıdadır:

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} \{\tilde{a}_{1-}(t_n), n = 1, 2, \dots, N\} \\ \{\tilde{a}_{1+}(t_n), n = 1, 2, \dots, N\} \\ \cdot \\ \{\tilde{a}_{s-}(t_n), n = 1, 2, \dots, N\} \\ \{\tilde{a}_{s+}(t_n), n = 1, 2, \dots, N\} \end{bmatrix}. \quad (3.46)$$

Burada $\tilde{a}_{s\mp}(t_n), s = 1, 2, \dots, S$ $a_{s\mp}(t_n)$ sinyalinin kestirimini belirtmektedir. $a_s(t_n)$ işaretlerinin kestirimi ise şu şekilde elde edilir:

$$\tilde{a}_s(t_n) = \tilde{a}_{s-}(t_n) + \tilde{a}_{s+}(t_n), s = 1, 2, \dots, S, n = 1, 2, \dots, N. \quad (3.47)$$

Sonuçta ortamda bulunan S adet yayının merkez frekansları ($k_s B, s = 1, 2, \dots, S$) ve taban bant işaretleri kestirilmiş olur. Böylelikle MOMP ile analog seyrek $X(f)$ işaretinin geri çatılım için bütün bilgiler toplanmış olur. Bulunan merkez frekanslar $k_{s-1} B, s = 1, 2, \dots, S$ ve taban bant işaretleri $\tilde{a}_s(t_n)$ ile analog S seyrek $x(t)$ işaretinin kestirimi olan $\tilde{x}(t)$

$$\tilde{x}(t_n) = \sum_{i=1}^S \tilde{a}_{i+}(t_n) e^{j2\pi k_s B t_n} + \tilde{a}_{i-}(t_n) e^{-j2\pi k_s B t_n} \quad (3.48)$$

şeklinde bulunur.

Bu tezde Bölüm 3.6 KGBÇ sisteminin dinamik alan performansını iyileştirmek için önerdiğimiz alt-bant eşitleyici filtre tasarımı ve alt-bant eşitleyici filtre eklenmiş KGBÇ sisteminin performans sonuçları anlatılacaktır. Bölüm 3.7’de KGBÇ sistemi için önerdiğimiz sahada düşük maliyetle, kolay bir şekilde uygulanabilen kalibrasyon yöntemi anlatılacaktır ve önerdiğimiz bu kalibrasyon yöntemi ile kalibre edilmiş KGBÇ sisteminin performans sonuçları verilecektir.

3.6 KGBÇ’de Alt Bant Eşitleme için Filtre Tasarımı ve KGBÇ’nin Dinamik Alanı Üzerine Etkisi [25]

[25]’de KGBÇ sisteminin başarılı geri çatılımlın gerçekleşmesi için KGBÇ sistemindeki analog seyrek $x(t)$ işaretinin sahip olması gereken dinamik alanı arttırmak için önerdiğimiz alt-bant eşitleyici filtre tasarımı yöntemi bulunmaktadır. KGBÇ sisteminde rastgele demodülasyon çıktısı sayısal geri çatılıma kadar iki filtreden geçmektedir. Bu filtrelerden ilki rastgele demodülasyonun çıktısını ADC’nin girişine sunmadan önce RF-analog işaretlerin ve/veya KGBÇ’nin ilgilendiği alt bantların KGBÇ’nin ilgilendiği temel banda ve alt bantlara örtüşmesini engelleyen analog filtredir. İkinci filtre ise ADC’nin çıktısındaki ayrık işaretin bulundurduğu birden çok alt bantı ayrı kanallara çevirmek için yerleştirilmiş alt-bant sayısal filtresidir. KGBÇ sisteminde idealde, rastgele demodülasyonun çıktısından sayısal işaret geri çatılıma kadar olan kısmının bütün kanal ve alt bantlar için aynı olması istenir. Bütün kanallar için belirlenen ADC’ler ve analog filtreler birbirleriyle tamamen aynı olabilse de herhangi bir kanal için ideal olarak düşünülen alçak geçiren filtrenin alt bantlardaki kısmı frekans tepkileri ideal olmamaktadır ve her bir alt bant için farklı frekans tepkileri ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle her bir alt banttaki toplam filtre tepkisi

$$H_q(f) = H_A(f)H_D(f), \quad q = 1,2, \dots, D \quad (3.49)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $H_A(f)$ analog filtrenin tepkisi, $H_D(f)$ sayısal alt bandın tepkisidir. Bunun sonucunda Denklem (3.45)’de verilen doğrusal sistem direk olarak yazılamayacaktır. Alt bant frekans tepkilerini eşitlemek için tekrarlamalı bir yöntem ile her alt bant için FIR filtreler oluşturulan bir yöntem önerilmektedir i numaralı tekrarlama en iyileme problemi aşağıdaki gibi tanımlansın [25] , [26].

$$w_q^i = \underset{q = 1, 2, \dots, D}{\arg \min} v \left(\sum_{\substack{k \neq l \\ k, l = 1, 2, \dots, K}} \int_{-\frac{F_S}{2}}^{\frac{F_S}{2}} |H_k(f)H_E(f; w_k) - H_l(f)H_E(f; w_l)|^2 df \right) + \\ (1 - v) \left(\sum_{q=1}^K \int_{-\frac{F_S}{2}}^{\frac{F_S}{2}} |H_q(f)H_E(f; w_k) - M^i(f)|^2 df \right) \quad (3.50)$$

Burada $w_q \in \mathcal{C}^L$ vektörü q numaralı alt banda ait karmaşık filtre katsayılarını, $M^i(f)$ i numaralı tekrardaki filtre maskesini ve $0 < v < 1$ ise ödünleşim parametresini göstermektedir. Ayrıca w_q katsayıları ile tanımlanan filtrenin frekans tepkisi $H_E(f; w_l) = r(f)^H w_q$ ile gösterilmektedir [25].

Denklem (3.50)'de verilen en iyileme probleminin ilk kısmında farklı alt bantlardaki enerji farkı küçültülmektedir. İkinci kısmında ise her bir alt bant filtresi ile filtre maskesi arasındaki enerji farkı küçültülmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken en iyileme problemine ikinci kısmın dahil edilmemesi durumunda önemsiz çözüm olan $w_q = 0, \forall q = 1, 2, \dots, K$ elde edilmektedir [25].

Gösterim biçimini basitleştirmek amacıyla en iyileme parametresi olan $w_q, q = 1, 2, \dots, K$ peşpeşe eklenerek tek bir en iyileme parametresi $w = [w_1^T w_2^T \dots w_K^T]^T \in \mathcal{C}^{LK}$ şeklinde tanımlanabilir. Ayrıca, alt bantları seçen köşeleme matris $S_q \in \mathcal{C}^{LK \times LK}$

$q = 1, 2, \dots, K$ $(q + \frac{K-1}{2})L + 1, \dots, (q + \frac{K-1}{2})L + L, (q + \frac{K-1}{2})L + 1, \dots, (q + \frac{K-1}{2})L + L$ köşegen elemanları 1 ve kalan diğer elemanları 0 olacak şekilde tanımlanabilir. Son olarak $x_{k,l}(f)^H = H_k(f)r(f)^H S_k - H_l(f)r(f)^H S_l$ ve $x_q(f) = H_q(f)r(f)^H S_q$ tanımlamaları yapılırsa, Denklem (3.50)'deki verilen en iyileme problemi şu şekilde yazılabilir [25]:

$$\tilde{w}^i = \underset{q = 1, 2, \dots, D}{\arg \min} w^H \left[v \left(\sum_{\substack{k \neq l \\ k, l = 1, 2, \dots, D}} \int_{-\frac{F_S}{2}}^{\frac{F_S}{2}} x_{k,l}(f)x_{k,l}(f)^H df \right) \right] w \\ + w^H \left[(1 - v) \left(\sum_{q=1}^D \int_{-\frac{F_S}{2}}^{\frac{F_S}{2}} x_q(f)x_q(f)^H df \right) \right] w$$

$$\begin{aligned}
& - \left[(1 - v) \left(\sum_{q=1}^D \int_{-\frac{F_s}{2}}^{\frac{F_s}{2}} M^i(f)^* x_q(f)^H df \right) \right] w \\
& - w^H \left[(1 - v) \left(\sum_{q=1}^D \int_{-\frac{F_s}{2}}^{\frac{F_s}{2}} x_q(f) M^i(f) df \right) \right] \\
& + q(1 - v) \int_{-\frac{F_s}{2}}^{\frac{F_s}{2}} |M^i(f)|^2 df
\end{aligned} \tag{3.51}$$

Denklem (3.51)'de verilen maliyet fonksiyonu kısaca aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\tilde{w}^i = \underset{w \in C^{KL}}{\operatorname{argmin}} w^H X w - y^{iH} w - w^H y^i + c^i \tag{3.52}$$

Denklem (3.52) yazılırken, Denklem (3.51)'de ilk iki köşeli parantez içerisinde bulunan ifadelerin toplamı X olarak, dördüncü köşeli parantez içerisindeki ifade y^i olarak ve son ifade c^i katsayı olarak tanımlanmıştır. Denklem (3.52)'de verilen eniyileme probleminin maliyet fonksiyonu, X matrisi kesin pozitif matris olduğu için iç büyüktür ve problemi eniyileyen çözüm

$$\tilde{w}^i = (X X^H)^{-1} X y^i \tag{3.53}$$

olarak hesaplanabilir. \tilde{w}^i çözümü bulunduktan sonra her alt bant için filtre katsayıları $\tilde{w}^i_q = S_q \tilde{w}^i$, $q = 1, 2, \dots, K$ şeklinde hesaplanabilir. Önerilen bu yöntem tekrarlamalı bir yöntem olduğu için ilklem adımlarında filtre maskesi $M^i(f)$ tüm alt bant filtre tepkilerinin ortalaması olarak belirlenmiştir:

$$M^0(f) = \frac{1}{K} \sum_{q=1}^K H_q(f) \tag{3.54}$$

Tekrarlar sırasında yeni filtre katsayıları buldukça maske birkaç tekrarlamadan sonrasında filtre katsayıları yakınsamakta ve tekrarlamalar durdurulmaktadır [25].

Önerilen alt bant eşitleme yönteminin KGBÇ dinamik alan performansı üzerindeki etkisini görmek için Çizelge 3.2'de verilen benzetim parametreleri ile benzetimler

yapılmıştır. Alt bant eşitlemesini sağlamak amacıyla her biri 14 uzunluğunda olan 7 ayrı kompleks FIR filtre tasarlanmıştır. Şekil 3.18’de alt bant frekans tepkilerinin eşlenmeden önce ve sonraki durumları gösterilmektedir. Görüldüğü üzere, önerilen yöntem ile frekans tepkileri eşitlenmektedir [25].

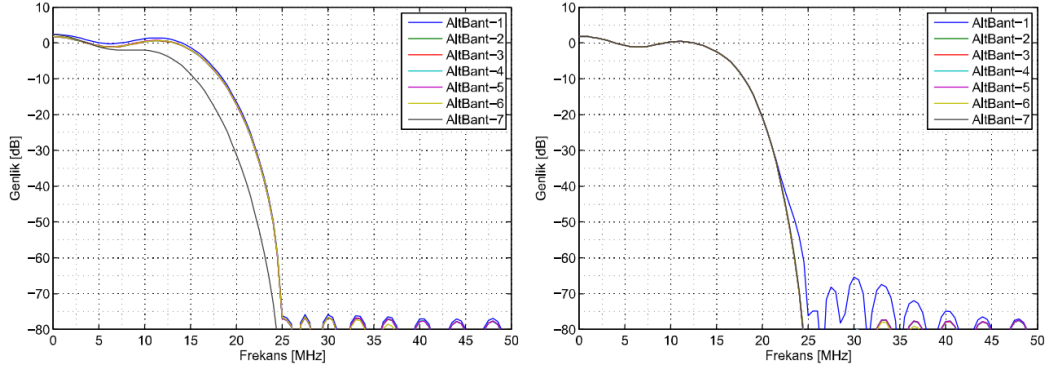
Çizelge 3.2: Alt bant eşitleme için KGBÇ parametreleri [25].

	Değer	Açıklama
F_{Nyq}	3000 MHz	KGBÇ Sistem Nyquist oranı
M	4	Analog kanal sayısı
K	7	Alt bant kanal çoklama parametresi
B	30	Alt bant kanal genişliği
F_s	250	Her analog kanaldaki örnekleme frekansı
D	50	Toplam analog alt bant sayısı
T	1200	Modellenen analog filtre uzunluğu

Bu tezde önerdiğimiz bu yöntemin KGBÇ dinamik alanı üzerindeki etkisini gözlemek amacıyla aşağıda verilen iki tonlu işaret kullanılmıştır.

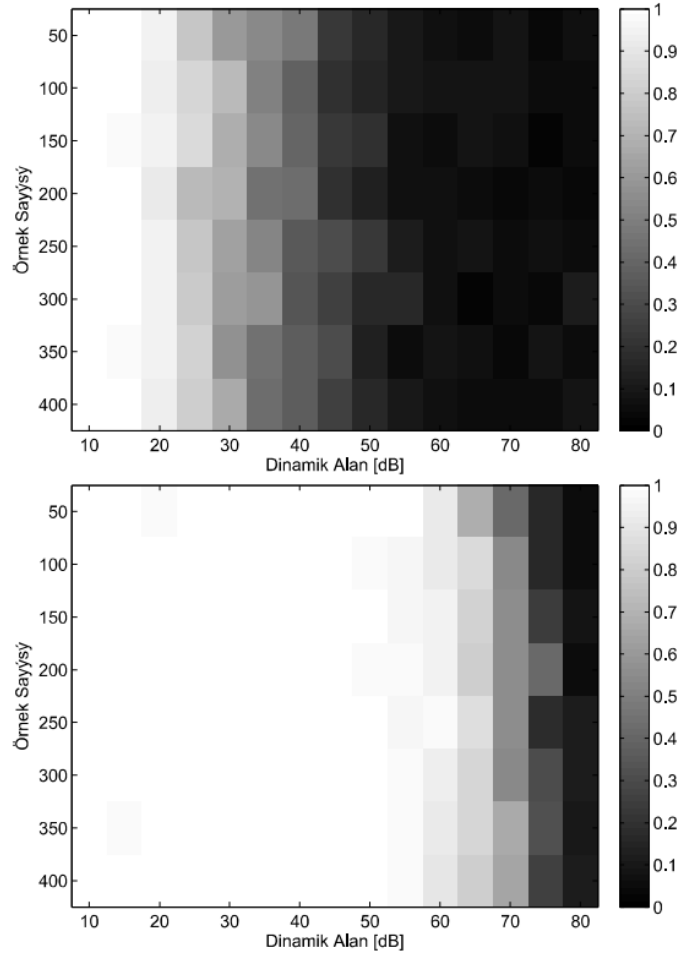
$$x(t) = \alpha_1 \cos(2\pi f_1 t + \theta_1) + \alpha_2 \cos(2\pi f_2 t + \theta_2). \quad (3.55)$$

Burada $\alpha_i, f_i, \theta_i, i = 1,2$ sırasıyla işaretlerin genlik seviyeleri, merkez frekansları ve fazlarını göstermektedir. $n^r(t)$ beyaz Gauss gürültüyü ifade etmektedir. Benzetimler sırasında ikinci sinüs dalgasına ait genlik seviyesi (α_2) 50 ohm direnç üzerindeki gücü -70 dBm olacak şekilde sabitlenmiştir. Gürültü gücü ADC (125 MHz bant genişliğinde) sonrasında -90 dBm olarak hesaplanmıştır. Gelen işaret 4 ayrı kanala bölüldüğü için, ikinci sinüs dalgasının ADC çıkışında görülen SNR değeri 14 dB civarında olmaktadır. $\alpha_1 > \alpha_2$ varsayımı ile $x(t)$ dinamik alanını $DA = 20 \log_{10} \left(\frac{\alpha_1}{\sqrt{2}} \right) - 20 \log_{10} \left(\frac{\alpha_2}{\sqrt{2}} \right)$ olarak tanımlanmaktadır. Analizler sırasında verilen dinamik alan değeri ve verilen bir örnek sayısı için 1000 Monte-Carlo analizi yapılmıştır. Her analizde θ_1, θ_2 fazları $[0, 2\pi]$ aralığında değişen tek biçimli dağılım; f_1, f_2 değerleri ise $[0, F_{Nyq}/2]$ aralığında değişen tek biçimli dağılıma göre oluşturulmuştur. Daha sonra (3.47) çözülerek sinyal destek bölgesi bulunmuştur. Bulunan alt bant indislerinin $[f_1/B] + L$ ve $[f_2/B] + L$ olması durumunda doğru sinyal destek bölgelerinin bulunduğu kabul edilmiştir. Şekil 3.19’de, doğru frekans bulma olasılıkları dinamik alana ve örnek sayısına bağlı olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.18 Alt-bant eşitleme öncesi (solda) ve sonrası (sağda) toplam frekans tepkileri [25].

Şekillerden gözlenebileceği üzere, alt bant eşitlemesi yapılmadığı durumda dinamik alan 20 dB ile kısıtlı ve pratikte kullanımına engel olmaktadır. Fakat önerilen yöntem ile alt bant frekans tepkilerinin eşitlenmesi durumunda sistem tarafından ulaşılabilen dinamik alan 55 dB'ye ulaşmaktadır [25].



Şekil 3.19 Alt bant eşitleme öncesi (yukarıda) ve sonrası (aşağıda), KGBC sisteminin dinamik alan ve toplanan örnek sayısına göre, gelen işaretin doğru frekans bölgelerini bulma olasılığı [25].

3.7 KGBÇ'nin Sahada Kalibrasyonu [27]

KGBÇ sistemin başarılı bir şekilde çalışabilmesi için, sistem kalibrasyonu yüksek hassasiyet ile yapılmalıdır. Sıcaklık, zaman, vb. gibi sebeplerle sistemdeki RF (radyo frekans) malzemelerin karakteristiklerinin değişebileceğinden dolayı, kullanılacak olan kalibrasyon yönteminin sahada kalibrasyona uygun olması gerekmektedir. Ayrıca kalibrasyon yönteminin sistemin maliyetine etkisinin de oldukça az olması beklenmektedir. [28]'de, KGBÇ sisteminin kalibrasyonu için önerilen yöntem aynı referans sinyal ile birbirine senkronlanmış Agilent-AWG [29] ve NI-PXI [30] gerektirmektedir. Bu sistemler hem çok pahalıdır hem de KGBÇ'nin sahada kalibrasyonunu olanaksız kılmaktadır. Bu tezde önerilen KGBÇ'nin sahada kalibrasyon yöntemi, [28]'den farklı olarak, KGBÇ'nin çalışma bandı boyunca temiz sinüzoidal işaretler üretebilen, maliyeti oldukça ucuz olan tek bir sentezör kartı gerektirmektedir. Ayrıca yöntemin işlemsel karmaşıklığının da az olması, yöntemin FPGA üzerinde kodlanarak sisteme gömülmesini olanaklı kılmaktadır. Bu sayede sistem her açıldığında, başka herhangi bir ölçüm aletine ihtiyaç duymadan kendi kendini kalibre edebilecek bir yöntem de bu tezde geliştirilmiştir [27].

Denklem (3.45)'da verilen C matrisinin $\frac{D+1}{2} + k$ numaralı sütununu kestirmek için KGBÇ'nin girişinden, $kB + \Delta f$ frekansında genliği (α) bilinen ama fazı (θ) bilinmeyen sinüzoidal işaret verelim. Notasyonu basitleştirmek için bu işareti karmaşık olarak tanımlayalım [27]:

$$x(t) = \alpha e^{j2\pi(kB + \Delta f)t + \theta} \quad (3.56)$$

Burada $\Delta f < B/2$ koşulunu sağlasın. Bu işaret M adet kola bölündükten sonra, her kanalda ilgili $p_i(t)$ işareti ile çarpılıp en az KB Hertz ile örneklenerek N adet örnek toplandığında (tipik olarak $N = 1024$) şu sayısal işaret elde edilir [27]:

$$v_m(t_n) = a \sum_{q=1}^K c_{m, -(k+q)} e^{j2\pi(-qB + \Delta f)t_n} H(-qB + \Delta f) e^{j\theta_k},$$
$$n = 0, \dots, N, \quad m = 1, \dots, M \quad (3.57)$$

Burada $H(f)$, her bir kanalda özdeş olan alçak geçiren filtrenin f frekansındaki karmaşık S21 parametre ölçümünü ifade etmektedir. Denklem (3.57)'de verilen

işaretin içindeki K adet sinüsün genlik ve faz değerleri [31]'deki yöntem ile yüksek hassasiyet ile kestirilebilir. Kestirilen bu değerler

$$b_{m,-(k+q)} = ac_{m,-(k+q)}e^{j\theta_k} H(-qB + \Delta f), q = 1, 2, \dots, K \quad (3.58)$$

sekinde karmaşık sayılar halinde ifade edildiğinde, C matrisinin $\frac{D+1}{2} + k$ numaralı kolonundaki değerler [27]:

$$c_{m,-(k+q)} = b_{m,-(k+q)} / (aH(-qB + \Delta f)) \quad (3.59)$$

ile hesaplanmış olur. Bütün kolonlar için $k = \frac{-D+1}{2}, \dots, \frac{D-1}{2}$ için bu işlem tekrarlandığında, kestirilen C matrisi şu şekilde ifade edilebilir:

$$\tilde{C} = [c_1 e^{j\theta_{\frac{-D+1}{2}}}, c_2 e^{j\theta_{\frac{-D+3}{2}}}, \dots, c_D e^{j\theta_{\frac{D-1}{2}}}] \quad (3.60)$$

Burada c_p , C matrisinin p numaralı sütununu belirtmektedir. Bu matris (3.45)'dan sonra tanımlanan orijinal C matrisi ile kıyaslandığında, her bir sütunun birbirinden farklı $e^{j\theta_k}$, $k = \frac{-D+1}{2}, \dots, \frac{D-1}{2}$ faz terimleri ile çarpıldığı görülmektedir. Bu faz hatalarına rağmen, her sütundaki tüm satırlar aynı faz hatasına sahip olduğu için aktif olan alt bantlar başarılı bir şekilde tespit edilebilecektir. Ancak, aktif olan alt bantların taban bant işaretleri [27]

$$\tilde{a}_{p\pm}(t_n) = \tilde{a}_{p\pm}(t_n) e^{j\theta_{k_{p\pm}}} \quad (3.61)$$

ile $\theta_{k_{p\pm}}$ radyanlık faz kayması ile geri çatılacaktır. Ortamdaki yayınların taban bant işaretleri ise Denklem (3.45) ve (3.42)'de kullanıldığında

$$\tilde{a}_p(t_n) = \tilde{a}_{p-}(t_n) e^{j\theta_{k_{p-}}} + \tilde{a}_{p+}(t_n) e^{j\theta_{k_{p+}}} + e^{j2\pi B t_n} \quad (3.62)$$

olarak kestirilecek ve komşu alt bantlardaki taban bant işaret kestiriminde oluşan faz kaymaları $e^{j\theta_{k_{p-}}}$ ve $e^{j\theta_{k_{p+}}}$ birbirinden farklı olduğu için başarılı geri çatılım gerçekleşmeyecektir. Oluşan faz kaymalarını düzeltmek için şu işareti tanımlayalım:

$$r_{p-}(t_n) = \tilde{a}_{p-}(t_n) e^{j\theta_{k_{p-}}}$$

$$r_{p+}(t_n) = \tilde{a}_{p+}(t_n) e^{j\theta_{k_{p+}}} + e^{j2\pi B t_n} \quad (3.63)$$

Bu işaretler aynı yayından geldiği için, her iki işaretin $B/2$ Hertz'de hesaplanan ayrık zamanlı Fourier dönüşümlerinin (DFT) birbirine eşit olması gerekmektedir. Dolayısı ile, $r_{p+}(t_n)$ işaretine uygulanması gereken faz düzeltme katsayısı $\beta = \alpha/|\alpha|$ olup

$$\alpha = (\sum_0^{N-1} r_{p-}(t_n) e^{-j\pi B t_n}) / (\sum_0^{N-1} r_{p+}(t_n) e^{-j\pi B t_n}) \quad (3.64)$$

ile hesaplanır ve Denklem (3.47)'de verilen ifade

$$\tilde{a}_s(t_n) = \tilde{a}_{s-}(t_n) + \beta \tilde{a}_{s+}(t_n) e^{-j2\pi B t_n} \quad (3.65)$$

olarak revize edilir. Bu sayede geri çatılımda oluşan kalibrasyon kaynaklı faz kaymaları düzeltilmiş olur.

3.8 KGBÇ Sistem Benzetimleri

KGBÇ sistemi rastgele demodülasyon, analog alçak geçiren filtre, ADC, alt-bant sayısal filtre-çarpıcı, sayısal geri çatılım bloklarından oluşmaktadır. KGBÇ için baştan sona bu blokların hepsini kapsayan, KGBÇ'nin performans değerlerini ölçmek ve uygulanabilirliğini test etmek için benzetim ortamı geliştirilmiştir. KGBÇ benzetim ortamına girdi olarak analog $x(t)$ işareti verilmiştir ve çıktısında da analog $x(t)$ işaretinin geri çatılım sonucu olan $\tilde{x}(t)$ işareti alınmıştır. Aşağıdaki Çizelge 3.3'teki tabloda KGBÇ sisteminin benzetim parametreleri verilmiştir.

Çizelge 3.3: KGBÇ sistem benzetim parametreleri.

	Değer	Açıklama
f_{Nyq}	10 GHz	KGBÇ Sistem Nyquist oranı
f_{analog}	1 THz	KGBÇ Analog Benzetim Örnekleme Oranı
M	3	Analog kanal sayısı
K	7	Alt bant kanal çoklama parametresi
B	50	Alt-bant kanal bant genişliği Analog $p(t)$ işaretinin temel frekansı
S	6	$x(t)$ işaretinin seyreklik seviyesi
f_s	350	Her analog kanaldaki örnekleme frekansı
D	100	Toplam analog alt bant sayısı
T	1200	Modellenen analog filtre uzunluğu

Çizelge 3.3 göre KGBÇ sistemine giren analog $x(t)$ işareti spektrumda en fazla 50 MHz bant genişliğine sahip birbirinden farklı merkez frekansları olan 6 enerji bandına sahip olduğu varsayılmıştır. $x(t)$ işaretinin gerçek bir işaret olduğu varsayıldığında, $x(t)$ işaretinin merkez frekansları birbirinden farklı 3 işaretin bileşimi olduğu düşünülebilir. 3 seyrek $x(t)$ işareti için Nyquist oranı 10 GHz olarak düşünülmüştür. Buna göre de $x(t)$ işaretinin sahip olduğu maksimum frekans bileşeni 5 GHz olup, $x(t)$ 'nin içerdiği 3 alt-bandın merkez frekansları $[0,5 \text{ GHz}]$ aralığında kalacaktır. $x(t)$ işaretinin sahip olduğu alt-bantların maksimum bant genişliği 50 MHz olduğu varsayıldığı için KGBÇ sisteminin frekans sıkıştırma oranı da 50 MHz olarak seçilmiştir. Bu durumda analog $p(t)$ işaretinin temel frekansı 50 MHz olmuştur. KGBÇ sistemi için oluşturulan analog kanal sayısı 3, alt-bant kanal sayısı ise 7 seçilmiştir. Böylelikle KGBÇ sistemi için toplam kanal sayısı 21 olarak belirlenmiştir. MATLAB ortamında yapılan KGBÇ benzetimlerinde analog işaretleri oluşturmak ve analog ortamda rastgele demodülasyon, filtreleme vb. fonksiyonları gerçeklemek için oluşturulan analog işaretlerin örnekleme oranı 1 THz seçilmiştir. Bu oran benzetimde oluşturulan analog $x(t)$ işaretinin maksimum frekansının 200 katı olduğu için analog fonksiyonları doğru benzetilmesi için yeterli olacaktır. Analog alçak geçiren filtre için MATLAB ortamında modellenen filtre, ideal analog filtreye benzemesi için 1200 uzunluğunda FIR filtreden oluşturulmuştur. Alt-bant kanal bant genişliği 50 MHz, alt-bant kanal sayısı 5 olduğu için ideal olarak benzetilen ADC'nin örnekleme frekansı da 250 MHz olarak düşünülmüştür.

KGBÇ sisteminin gürültü ve girişime karşı gürbüzlüğünü belirtmek için KGBÇ'ye girdi olan $x(t)$ işareti gürültülü şekilde oluşturulmuştur. KGBÇ sisteminin girişindeki 3 seyrek $x(t)$ işareti:

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) + n(t) \quad (3.66)$$

şeklinde oluşturulmuş ve $x_i(t)$ $i = 1,2,3$ analog $x(t)$ işaretinin alt-bant işaretlerini belirtirken $n(t)$ ise analog $x(t)$ işareti üzerindeki gürültüyü belirtmektedir. $n(t)$ gürültüsü termal kaynaklı eklemeli beyaz Gauss gürültü (AWGN) olarak oluşturulmuştur ve ortalaması sıfırdır. $P[n(t)]$, $n(t)$ gürültüsünün gücü olmak üzere

$$P[n(t)] = kT_0B \quad (3.67)$$

şeklinde hesaplanır ve B analog $x(t)$ işaretinin bant genişliği, T_0 ortamın sıcaklığı ve k Boltzman sabitidir. Ortamın sıcaklığı 300 Kelvin olduğu varsayıldığında (3.67)'e göre $P[n(t)]$

$$P[n(t)] = -148 + B_{dB} \quad (3.68)$$

şeklinde dBm cinsinden ifade edilir ve $B_{dB} = 10 \log_{10} B$ 'ye eşittir. Çizelge 3.3'e göre analog 3 seyrek $x(t)$ işaretinin bant genişliği 10 GHz olduğu için, $x(t)$ işareti üzerindeki gürültünün gücü -48 dBm olur. Sırasıyla $x_1(t)$, $x_2(t)$ ve $x_3(t)$ 'nin güçleri de dBm cinsinden -75 dBm, -73 dBm, -70 dBm olsun. Aynı şekilde $x_1(t)$, $x_2(t)$ ve $x_3(t)$ 'nin merkez frekansları $[0,5 \text{ GHz}]$ arasından seçilmiş üç değer olarak sırasıyla 557.19 MHz, 2052.74 MHz ve 4052.13 MHz olsun. $x_1(t)$, $x_2(t)$ ve $x_3(t)$

$$x_i(t) = \alpha_i \cos(2\pi f_i t + \theta_i) \quad (3.69)$$

şeklinde sinüzoidal işaretler olarak oluşturulsun ve her birinin faz değeri $(\theta_i) [0, 2\pi]$ arasında rastgele seçilsin.

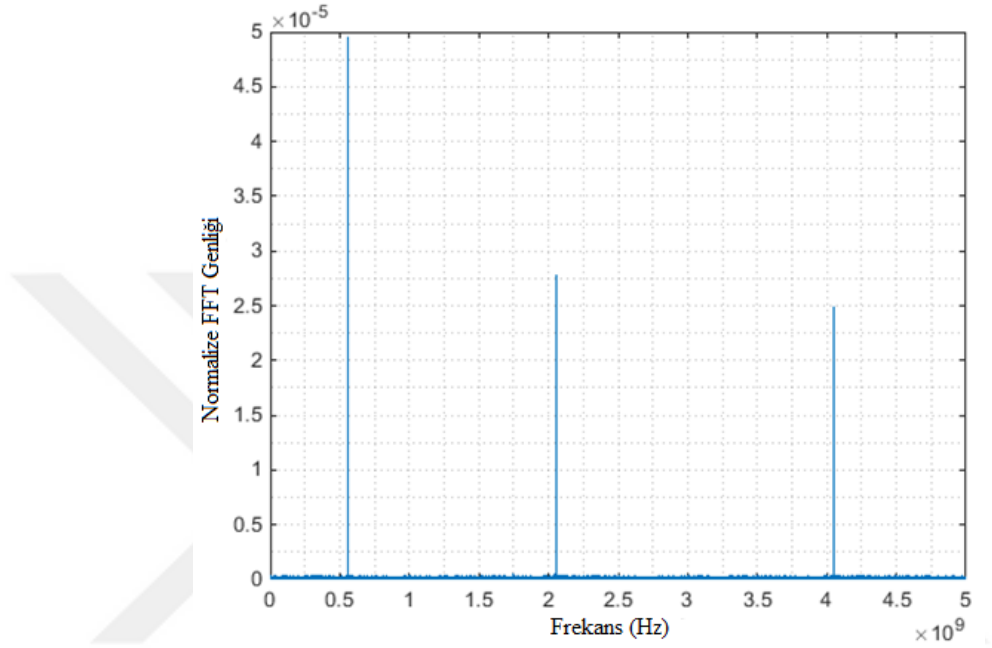
Şekil 3.20'de yukarıda belirtilen şekilde oluşturulmuş 3 seyrek analog $x(t)$ işaretinin frekans spektrumu verilmiştir. Yukarıda belirtilen frekans ve genliklerdeki 3 sinüzoidal işaretin ve gürültünün bileşiminden oluşan $x(t)$ işaretinin bant genişliği $2 \times 4052.13 = 8104.26$ MHz olmaktadır. Oluşturulan bu 3 seyrek analog $x(t)$ işareti ilk olarak 4 analog kanala eşit güç ile bölünmektedir. Bölünme sırasında her bir analog kanaldaki $x(t)$ işaretinin gücü $10 \log_{10} 4 = -6$ dB zayıflamaktadır. Daha sonra her bir kanalda birbirinden farklı analog $p(t)$ işaretleri ile rastgele demodülasyona girmektedir.

Şekil 3.21, Şekil 3.22 ve Şekil 3.23'de 3 ayrı analog kanaldaki rastgele demodülasyon çıktısının temel banttaki örtüşmesi/birikmesi verilmiştir. Şekil 3.21, Şekil 3.22 ve Şekil 3.23'de görüldüğü üzere her bir kanaldaki örtüşme/birikim birbirinden farklıdır. Her bir kanalda her bir $x_i(t)$ işaretinin rastgele demodülasyon sonucunda temel banttaki örtüşme frekansı f_i^0

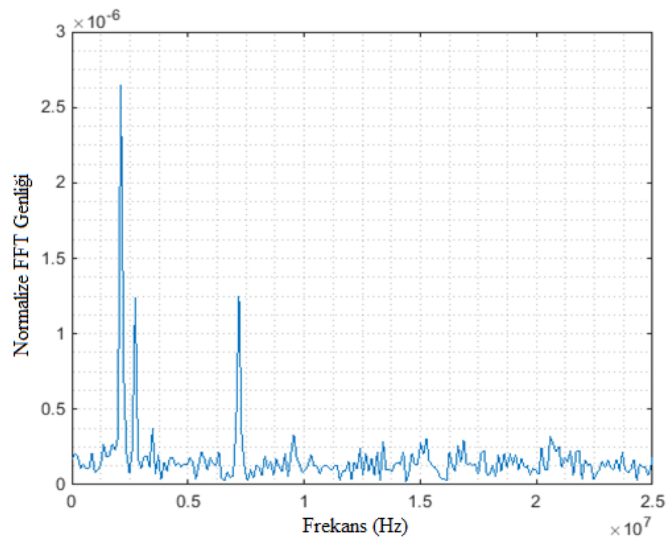
$$f_i^0 = f_i - 50 \lfloor f_i / 50 \rfloor \quad (3.70)$$

şeklinde olur. $x_1(t)$ için temel bantta örtüşme frekansı 7.19 MHz, $x_2(t)$ için temel bantta örtüşme frekansı 2.74 MHz, $x_3(t)$ için temel bantta örtüşme frekansı ise 2.13

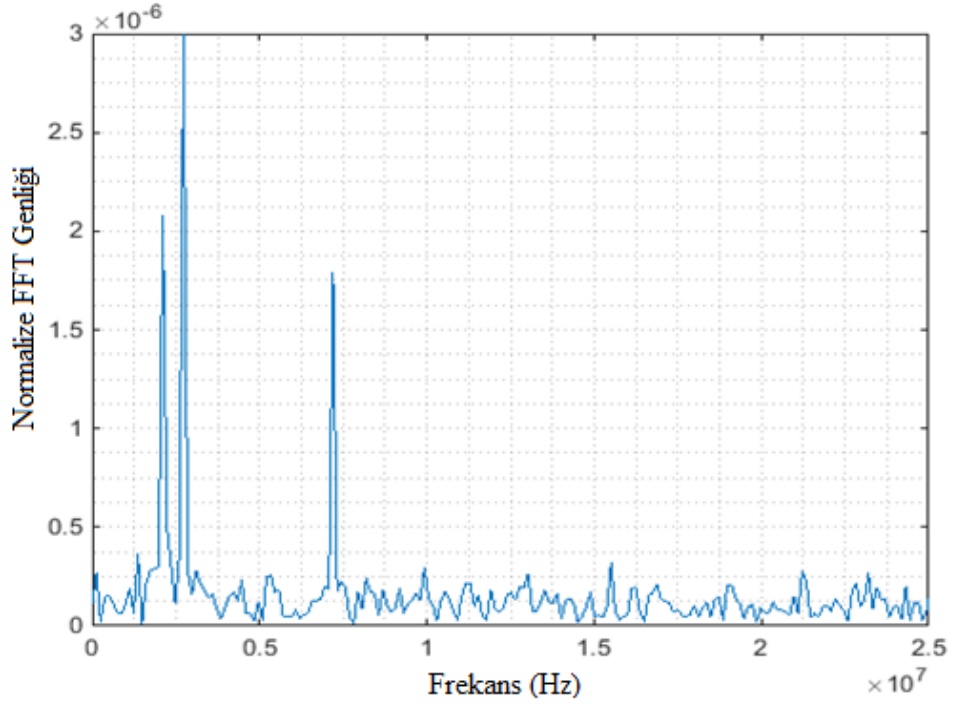
MHz olur. Daha sonra analog alçak geçiren filtre, ADC, sayısal alt-bant eşitleyici filtre-çarpıcı aşamalarından geçtikten sonra sayısal geri çatılım benzetim ortamında uygulanmıştır. MOMP sonucunda $x_i(t)$ işaretlerinin temel bantta kestirimi olan $\tilde{x}_i^0(t)$ işaretleri Şekil 3.24, Şekil 3.25 ve Şekil 3.26'daki gibi bulunmuştur.



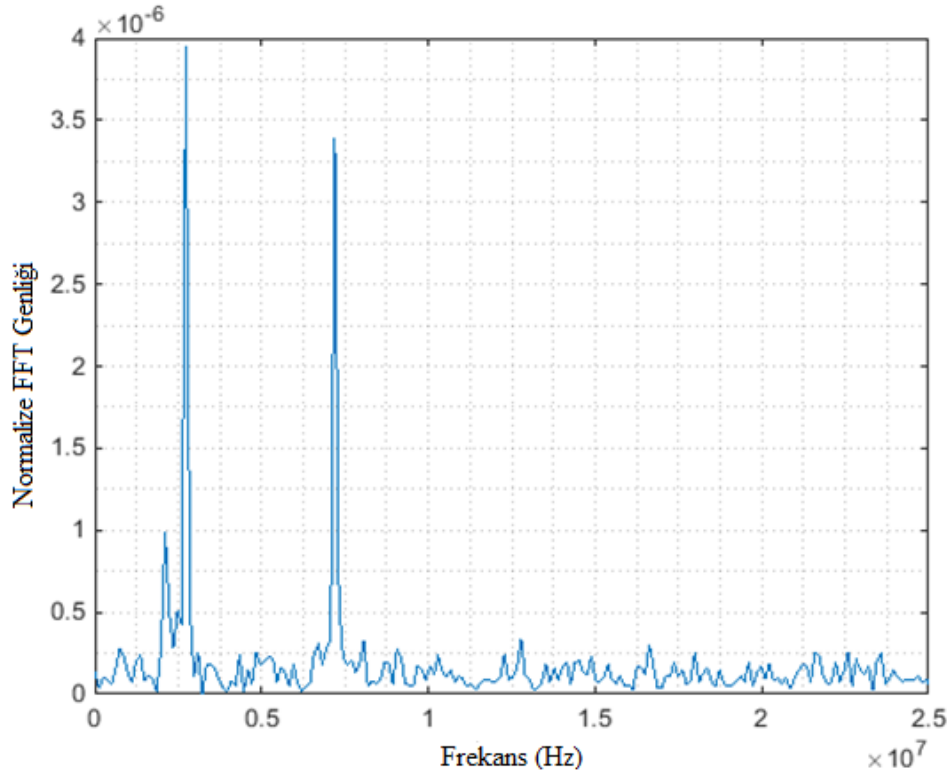
Şekil 3.20 Merkez frekansları birbirinden farklı 3 sinüzoidalden oluşan $x(t)$ işaretinin spektrumu.



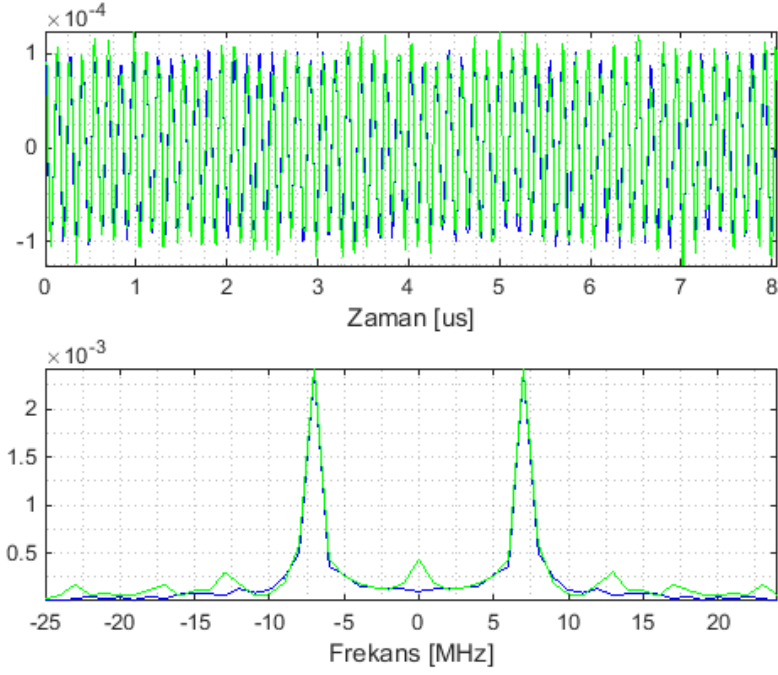
Şekil 3.21 KGBC birinci benzetimde analog kanal-1'in rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi.



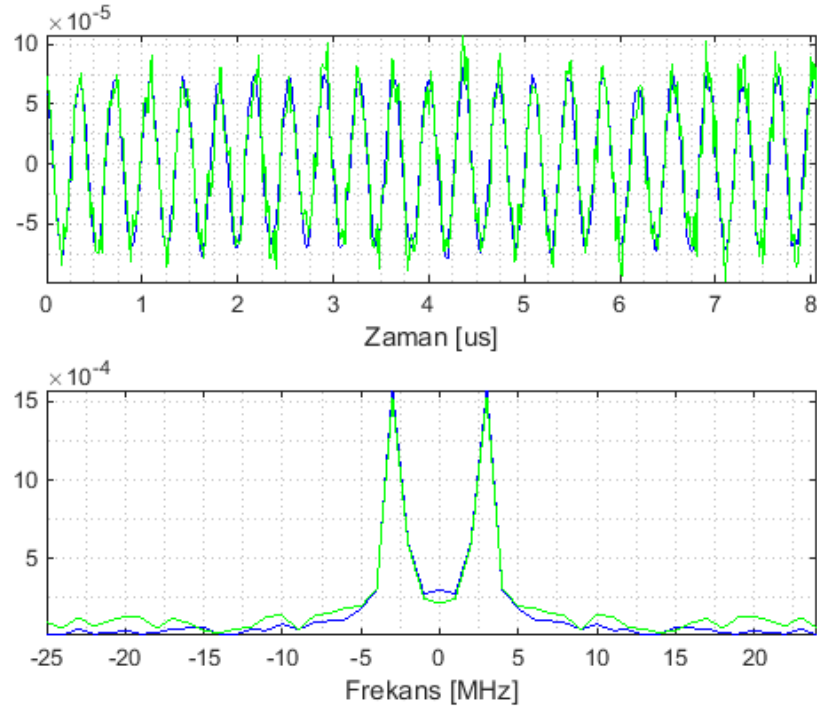
Şekil 3.22 KGBC birinci benzetimde analog kanal-2'nin rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi.



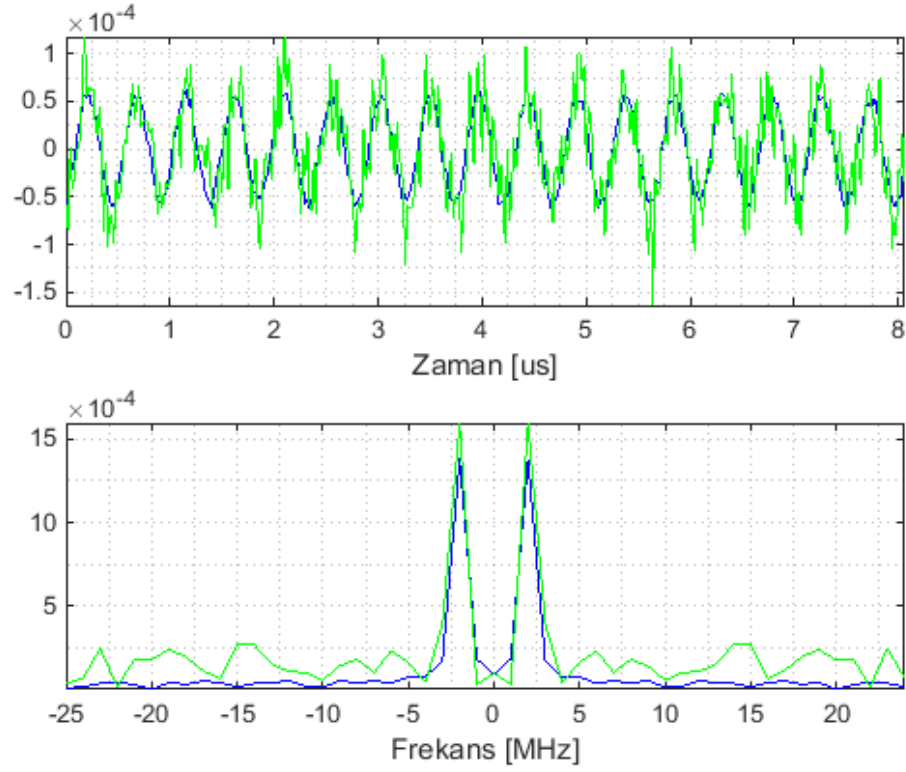
Şekil 3.23 KGBC birinci benzetimde analog kanal-3'ün rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi.



Şekil 3.24 Orijinal $x_1(t)$ işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBÇ geri çatılım sonucunda bulunan $x_1(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\tilde{x}_1^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil).



Şekil 3.25 Orijinal $x_2(t)$ işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBÇ geri çatılım sonucunda bulunan $x_2(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\tilde{x}_2^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil).



Şekil 3.26 Orijinal $x_3(t)$ işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBCÇ geri çatılım sonucunda bulunan $x_3(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\hat{x}_3^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil).

Şekil 3.24, Şekil 3.25 ve Şekil 3.26'de sırasıyla $x_1(t)$, $x_2(t)$ ve $x_3(t)$ işaretlerinin temel bantta gösterimlerinin orijinal hali ve kestirimi verilmiştir. MOMP sonucunda geri çatılım ile elde edilen kestirim ile orijinal işaretin frekans ve fazları aynıdır, fakat genlikleri birbirinden az farklıdır. Ayrıca temel banttaki kestirim işareti orijinal işarete göre daha yüksek gürültü barındırmaktadır. Bunun nedeni ise rastgele demodülasyon sonucunda analog $x(t)$ işaretinin bütün spektrum boyunca yayılan gürültüyü temel bantta toplanmasıdır. Bu yüzden de rastgele demodülasyon sonucunda temel bantın gürültü seviyesi orijinal $x(t)$ işaretinin temel bant gürültü seviyesinin üstündedir. Genlik seviyesinde farklılığa rağmen KGBCÇ ve geri çatılım algoritması MOMP başarılı bir şekilde 3 bileşeni olan analog seyrek $x(t)$ işaretini başarılı bir şekilde geri kazanımını sağlamıştır. Ayrıca $x(t)$ için geleneksel örnekleme oranı olan 10 GHz'e göre KGBCÇ 1050 MHz örnekleme oranı ile Nyquist oranının çok daha altında işaret geri kazanımını sağlayabilmektedir.

KGBC'nin dar bantlı sinüzoidal işaretler için başarılı geri çatılım yapabildiği yukarıda gösterilmiştir. Genişbantlı ve darbeleri işaretlerin KGBC ile geri çatılımı için (3.68)'daki $x_i(t)$

$$x_i(t) = \alpha_i \cos(2\pi f_i t + \pi v_i t^2 + \theta_i) \quad (3.71)$$

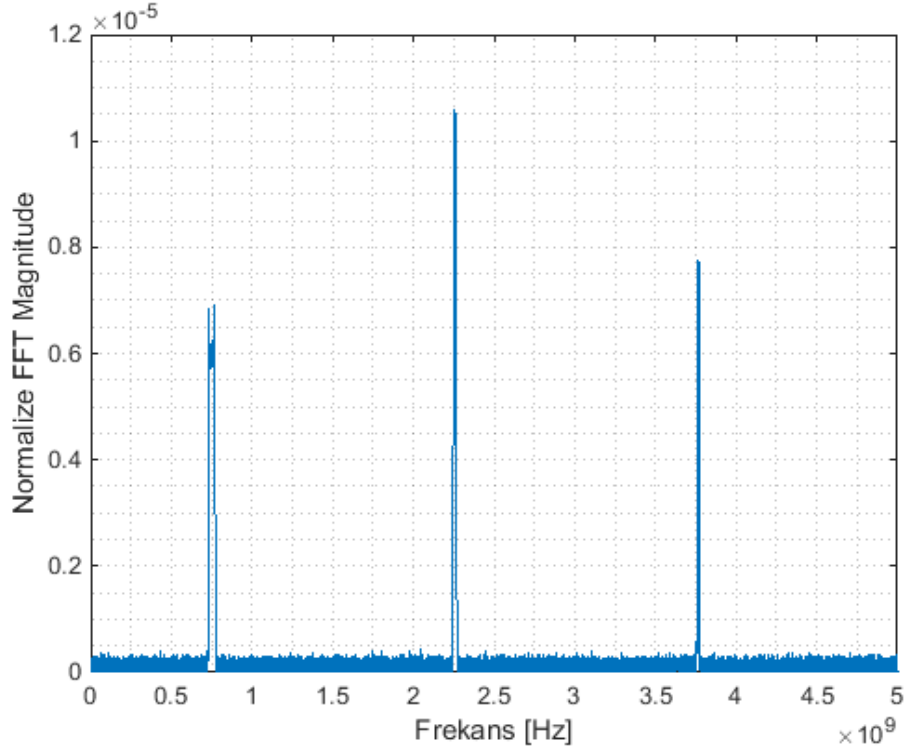
şeklinde f_i merkez frekanslı, v_i frekans-modülasyon oranı (FM rate) sahip, α_i genlikli ve θ_i başlangıç fazına sahip bir chirp işareti olarak tanımlayalım. Daha sonra oluşturulan bu $x_i(t)$ zamanda

$$w_i(t) = \begin{cases} 1 & t_i^b \leq t \leq t_i^s \\ 0 & \text{diğerleri} \end{cases} \quad (3.72)$$

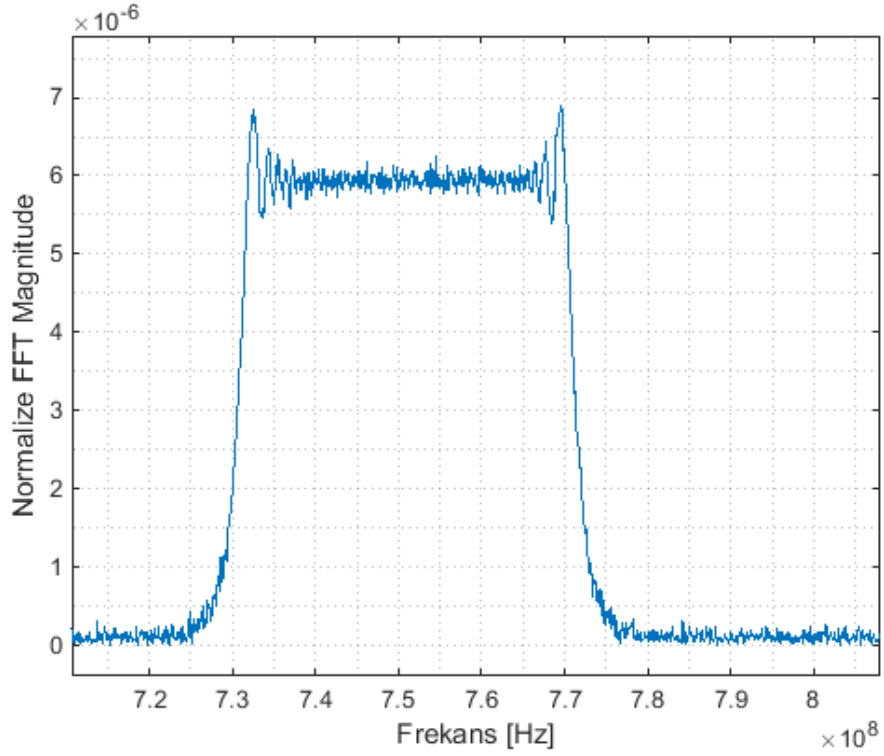
şeklinde tanımlanan başlangıç ve bitiş zamanı sırasıyla t_i^b ve t_i^s olan bir pencere fonksiyonu $w_i(t)$ ile çarpılırsa

$$x_i(t) = \begin{cases} \alpha_i \cos(2\pi f_i t + \pi v_i (t - t_i^b)^2 + \theta_i) & t_i^b \leq t \leq t_i^s \\ 0 & \text{diğerleri} \end{cases} \quad (3.73)$$

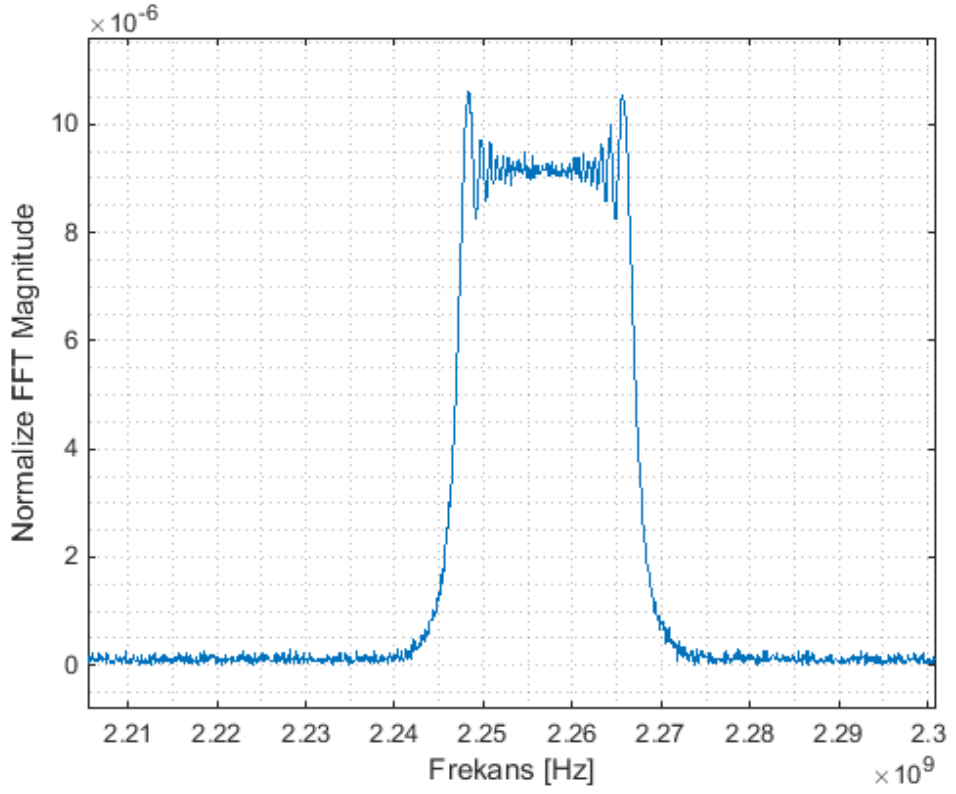
şeklinde olur. Seyreklik seviyesi 3 olan $x(t)$ işareti her bir i değeri için farklı $\alpha_i, f_i, v_i, \theta_i, t_i^b, t_i^s$ değerleri ile Denklem (3.73)'deki gibi oluşturulan üç $x_i(t)$ işaretinin bileşimi olsun. Şekil 3.27'de oluşturulan geniş bantlı üç yayına sahip $x(t)$ işaretinin frekans spektrumu verilmiştir. Bu üç yayından ilki olan $x_1(t)$ işareti, merkez frekansı 751 MHz, pencere genişliği $(t_i^s - t_i^b)$ sekiz us, zaman merkezi $(\frac{t_i^s + t_i^b}{2})$ beş us, frekans-modülasyon oranı $5 \times 10^{12} \text{ s}^{-2}$ olan zamanda pencereli yükseltilmiş bir chirp işaretidir ve Şekil 3.28'de $x_1(t)$ işaretinin frekans spektrumu verilmiştir. Bu 3 yayından ikincisi olan $x_2(t)$ işareti, merkez frekansı 2257 MHz, pencere genişliği $(t_i^s - t_i^b)$ altı us, zaman merkezi $(\frac{t_i^s + t_i^b}{2})$ 4 us, frekans-modülasyon oranı $3.33 \times 10^{12} \text{ s}^{-2}$ olan zamanda pencereli yükseltilmiş bir chirp işaretidir ve Şekil 3.29'de $x_2(t)$ işaretinin frekans spektrumu verilmiştir. Bu 3 yayından sonuncusu olan $x_3(t)$ işareti, merkez frekansı 3765 MHz, pencere genişliği $(t_i^s - t_i^b)$ iki us, zaman merkezi $(\frac{t_i^s + t_i^b}{2})$ yedi us, frekans-modülasyon oranı $5 \times 10^{12} \text{ s}^{-2}$ olan zamanda pencereli yükseltilmiş bir chirp işaretidir ve Şekil 3.30'de $x_3(t)$ işaretinin frekans spektrumu verilmiştir.



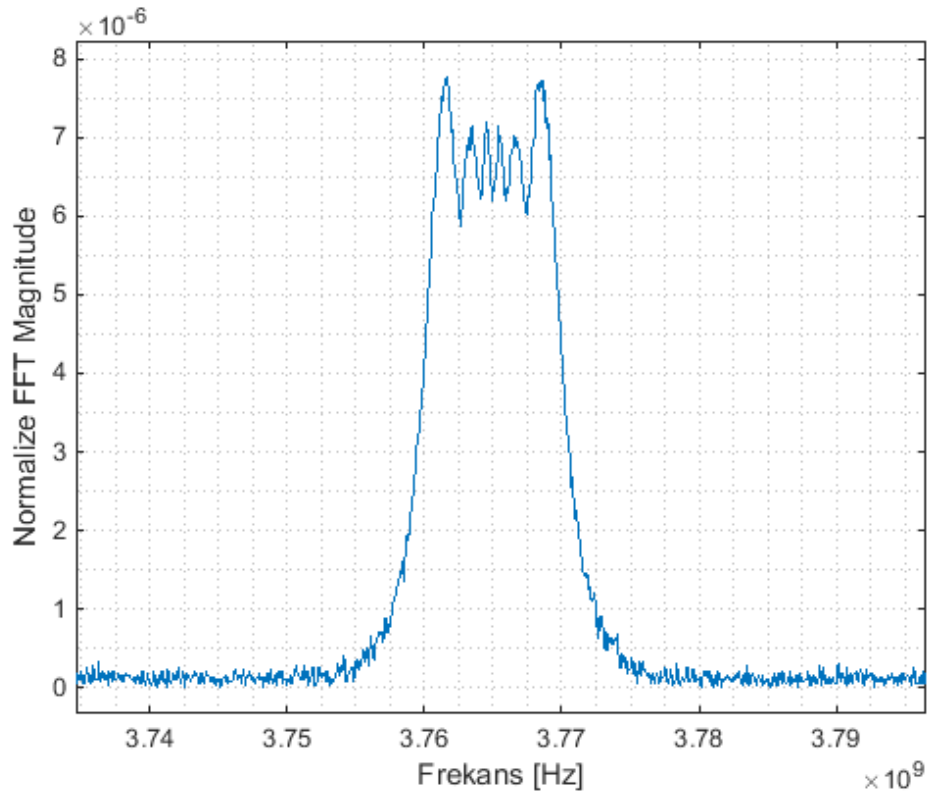
Şekil 3.27 Geniş bantlı üç yayına sahip seyrek analog $x(t)$ işaretinin spektrumu.



Şekil 3.28 Geniş bantlı $x_1(t)$ chirp işaretinin spektrumu.

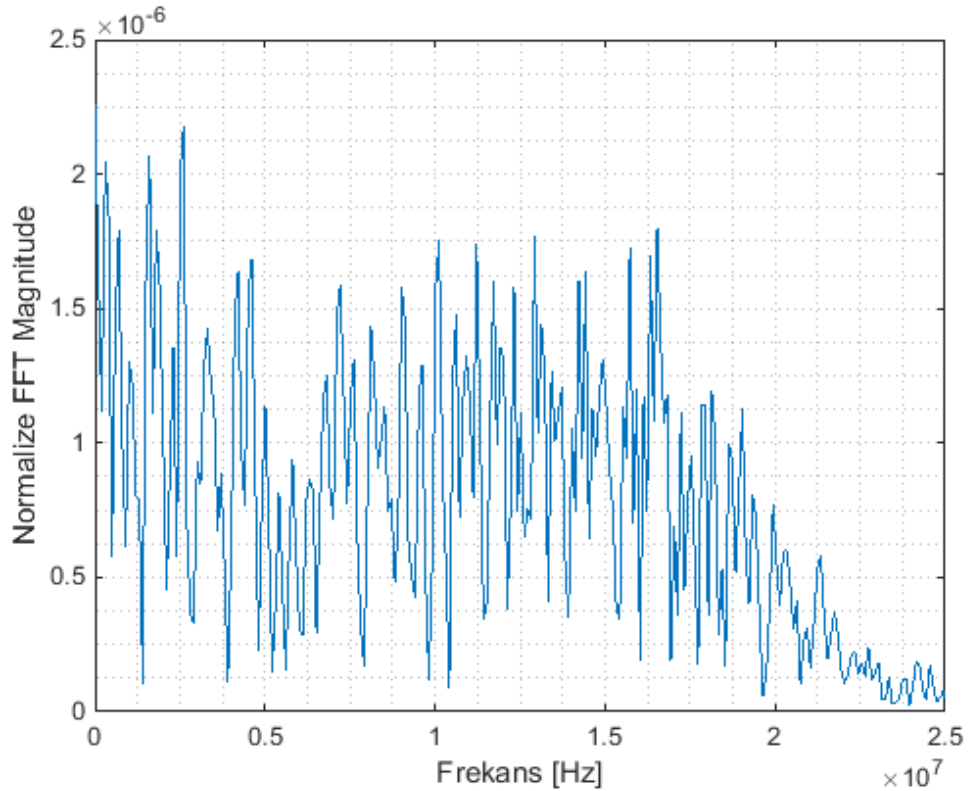


Şekil 3.29 Geniş bantlı $x_x(t)$ chirp işaretinin spektrumu

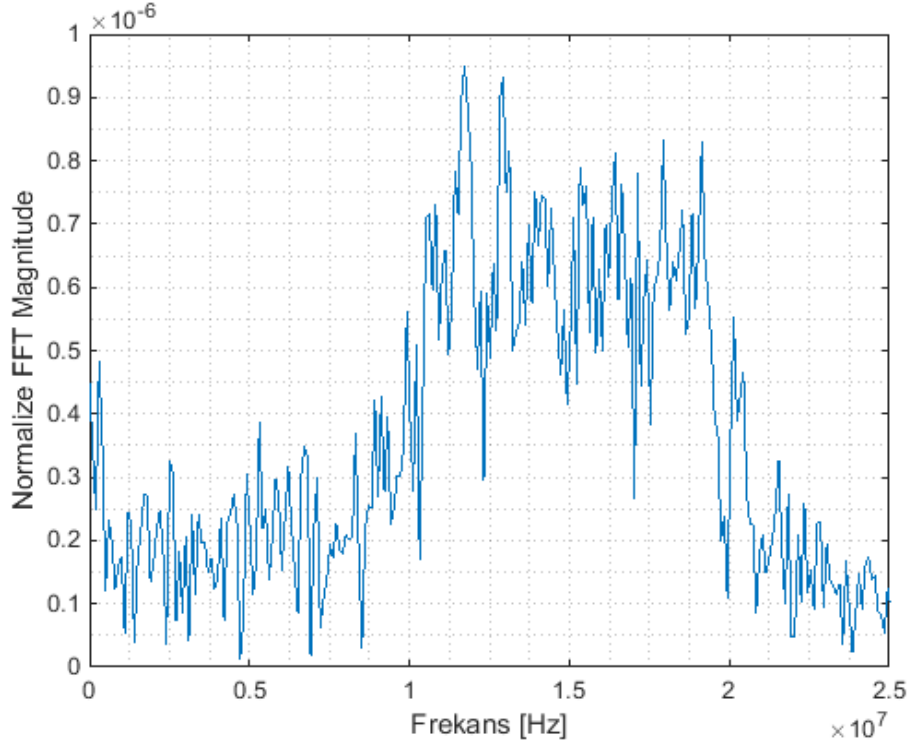


Şekil 3.30 Geniş bantlı $x_3(t)$ chirp işaretinin spektrumu

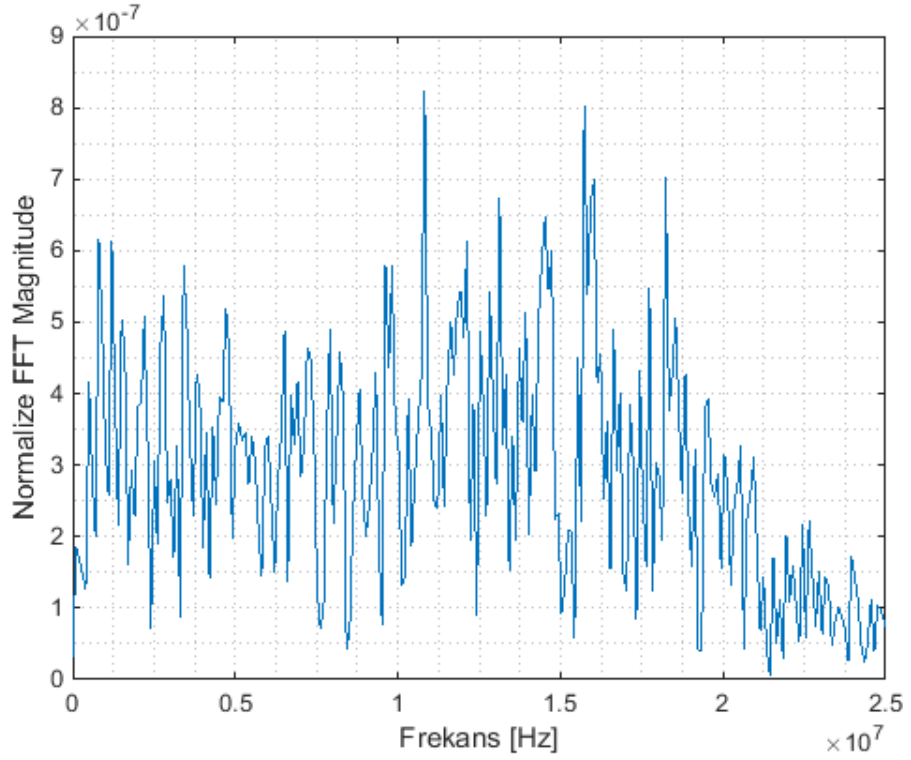
Şekil 3.31, Şekil 3.32 ve Şekil 3.33’de 3 ayrı analog kanaldaki rastgele demodülasyon çıktısının temel banttaki örtüşmesi/birikmesi verilmiştir. Şekil 3.31, Şekil 3.32 ve Şekil 3.33’de görüldüğü üzere her bir kanaldaki örtüşme/birikim birbirinden farklıdır. Her bir kanalda her bir $x_i(t)$ işaretinin rastgele demodülasyon sonucunda temel banttaki örtüşme frekansı f_i^0 Denklem (3.70)’de verilmiştir. $x_1(t)$ için temel bantta örtüşme merkez frekansı 1 MHz, $x_2(t)$ için temel bantta örtüşme merkez frekansı 7 MHz, $x_3(t)$ için temel bantta örtüşme merkez frekansı ise 15 MHz olur. Üç $x_i(t)$ işareti de geniş bantlı olduğu için rastgele demodülasyon sonucu oluşan temel banttaki örtüşmede, işaretler spektrumunda birbirleri üzerine binmiş ve bütün temel bant kaplanmıştır. Daha sonra analog alçak geçiren filtre, ADC, sayısal alt-bant eşitleyici filtre-çarpıcı aşamalarından geçtikten sonra sayısal geri çatılım benzetim ortamında uygulanmıştır. MOMP sonucunda $x_i(t)$ işaretlerinin temel bantta kestirimi olan $\hat{x}_i^0(t)$ işaretleri ve frekans spektrumları sırasıyla Şekil 3.34, Şekil 3.35 ve Şekil 3.36’daki gibi bulunmuştur.



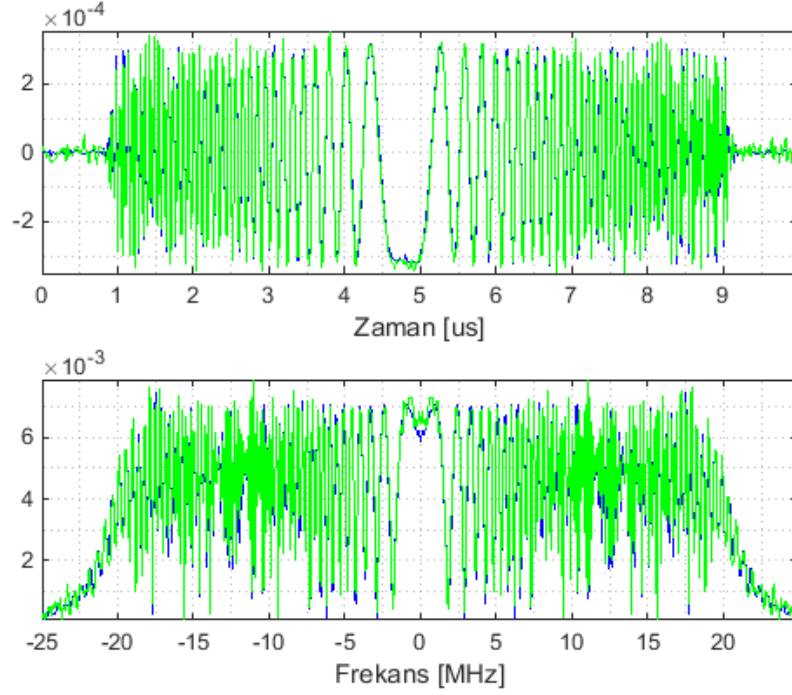
Şekil 3.31 KGBÇ ikinci benzetimde analog kanal-1’in rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi.



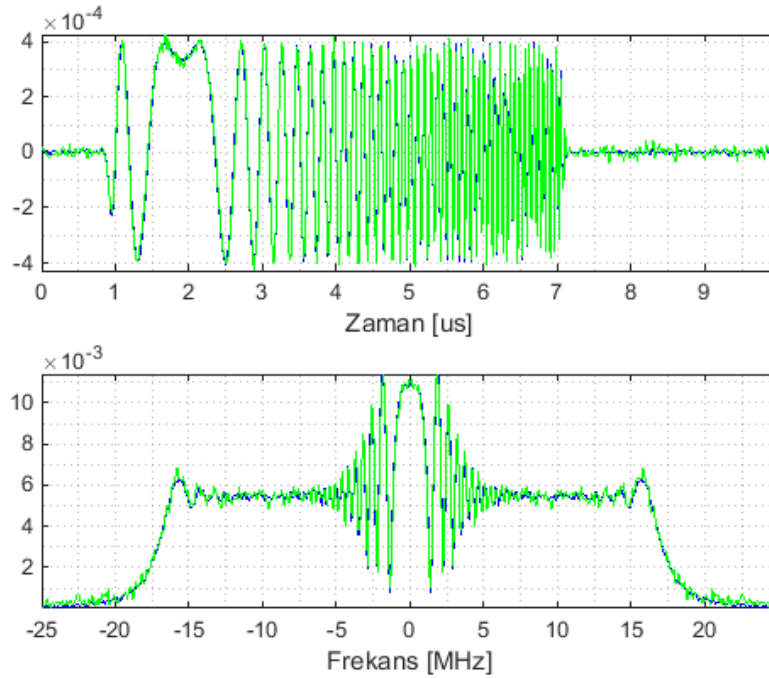
Şekil 3.32 KGBÇ ikinci benzetimde analog kanal-2'nin rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi.



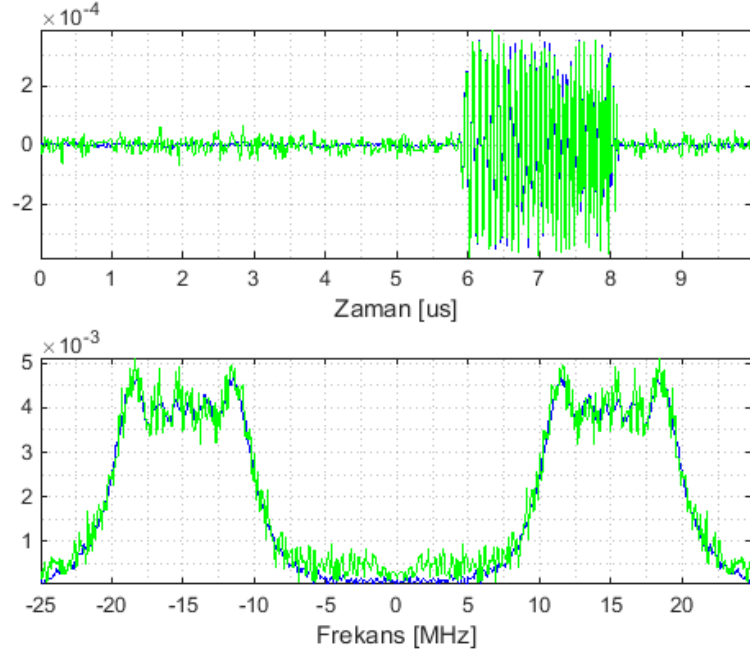
Şekil 3.33 KGBÇ ikinci benzetimde analog kanal-3'ün rastgele demodülasyon çıktısının temel bant üzerindeki birikimi.



Şekil 3.34 Orijinal geniş bantlı $x_1(t)$ chirp işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBC geri çatılım sonucunda bulunan $x_1(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\tilde{x}_1^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil).



Şekil 3.35 Orijinal geniş bantlı $x_2(t)$ chirp işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBC geri çatılım sonucunda bulunan $x_2(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\tilde{x}_2^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil).



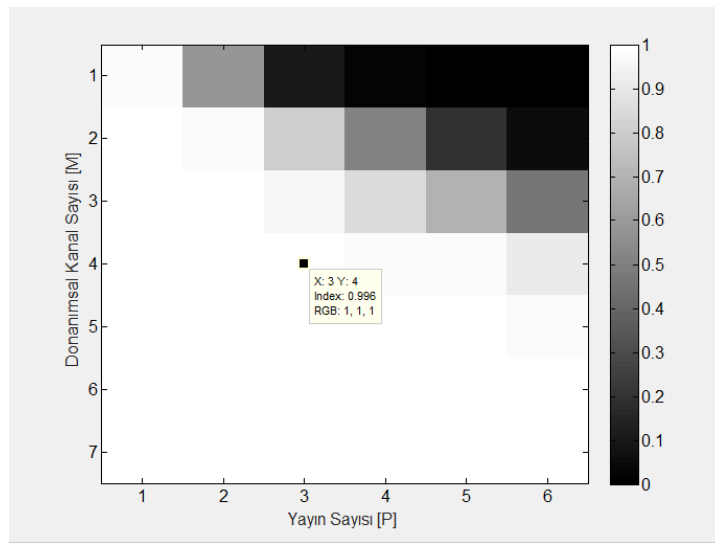
Şekil 3.36 Orijinal geniş bantlı $x_3(t)$ chirp işaretinin temel banttaki zamanda ve frekansta gösterimi (mavi) ve KGBC geri çatılım sonucunda bulunan $x_3(t)$ işaretinin temel bantta kestiriminin ($\hat{x}_3^0(t)$) zamanda ve frekansta gösterimi (yeşil).

KGBC için yapılan bu ikinci benzetimde rastgele demodülasyon sonrasında oluşan örtüşmenin/birikmenin daha karmaşık olması için yükseltilmiş chirp işaretlerinin bileşiminden oluşan bir $x(t)$ işareti seçilmiştir. Böylelikle dar bantlı işaretlerin dışında karmaşık geniş bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan $x(t)$ işaretleri için de rastgele demodülasyonun başarılı olduğu ve geri çatılım ile $x(t)$ 'nin her bir bileşenin geri kazanımının mümkün olduğu gösterilmiştir. Şekil 3.24, Şekil 3.25, Şekil 3.26, Şekil 3.34, Şekil 3.35, Şekil 3.36'a göre, orijinal işaretler ile geri çatılım sonucu oluşan kestirim işaretleri arasındaki hatanın nedenlerinden biri rastgele demodülasyon sonucunda oluşan örtüşmenin/birikmenin gürültü için de geçerli olmasıdır. 5 GHz'lik bantta etkin olan gürültü rastgele demodülasyon sonucunda temel bantta birikmekte ve gürültü taban seviyesini dB cinsinden $10\log_{10}(D)$ kadar arttırmaktadır. Bu yüzden de temel bantta ve diğer alt bantlarda oluşan örtüşme/birikme analog $x(t)$ işaretinin gürültü tabanının $10\log_{10}(D)$ dB kadar yukarısına çıkmaktadır. Bu da geri çatılım sonucu oluşturulan kestirim işaretlerinin orijinal $x_i(t)$ işaretlerine göre daha fazla gürültüye sahip olmalarına neden olmaktadır.

Önerilen KGBC sisteminin ortamdaki yayın sayısına bağlı olarak sahip olması gereken analog kanal sayısını empirik bir şekilde belirlemek için 1000 yinelemeli Monte Carlo analizi yapılmıştır. Bu analizlerde $\alpha_i, f_i, v_i, \theta_i, t_i^b, t_i^s$ değerleri birbirinden farklı dar veya geniş bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan $x(t)$ işareti, her bir Monte Carlo yinelemesinde tekrar oluşturulmuş ve bütün işaret senaryoları kapsanmaya çalışılmıştır. Bu Monte Carlo analizi sırasında α_i değerleri [0,1] arasında düzgün dağılımlı, f_i değerleri [0,5] GHz arasında düzgün dağılımlı, v_i değerleri $[1,5] \times 10^{12} s^{-2}$ arasında düzgün dağılımlı, θ_i değerleri $[0, 2\pi]$ arasında düzgün dağılımlı, t_i^b ve t_i^s değerleri [0, 10] us arasında düzgün dağılımlı olarak seçilmiştir. Her bir $\alpha_i, f_i, v_i, \theta_i, t_i^b, t_i^s$ değeri her bir $x_i(t)$ işareti ve Monte Carlo yinelemesi için birbirinden bağımsız ve ilişkisizdir. Ayrıca bu Monte Carlo analizi için seçilen alt-bant kanal çoklama parametresi 7'tir. Yapılan Monte Carlo analizi sonucunda oluşan analog kanal sayısı- yayın sayısı (S) başarılı geri çatılıma göre renklendirilmiş grafiği Şekil 3.37'de verilmiştir. Şekil 3.37'e %100'e yakın başarılı geri çatılım için gerekli olan analog kanal sayısı yayın sayısının bir fazlasına eşittir. Alt-bant kanal çoklama parametresi 7 olduğuna göre KGBC sistemi için gerekli toplam kanal sayısı yayın sayısı S'e göre

$$M \times K = 7(S + 1) \quad (3.74)$$

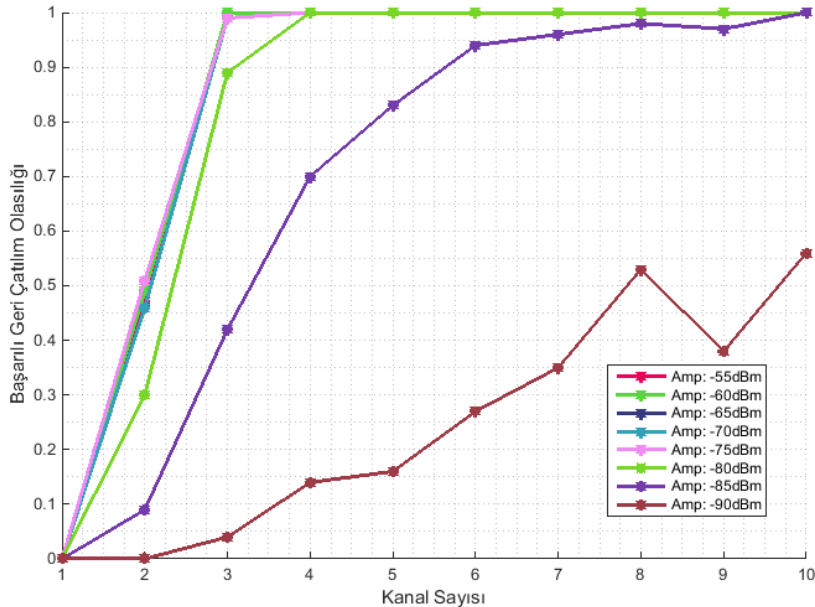
şeklinde bulunmaktadır. Seyreklik seviyesi üç olan bir analog $x(t)$ işareti için olması gereken kanal sayısı 28'dir.



Şekil 3.37 Ortamdaki yayın sayısı ve KGBC sistemindeki analog kanal sayısına göre başarılı geri çatılım olasılıkları.

3.9 KGBC Sisteminin Benzetimler ile Dinamik Alan ve Duyarlılık Performansının Deneysel Ölçümleri

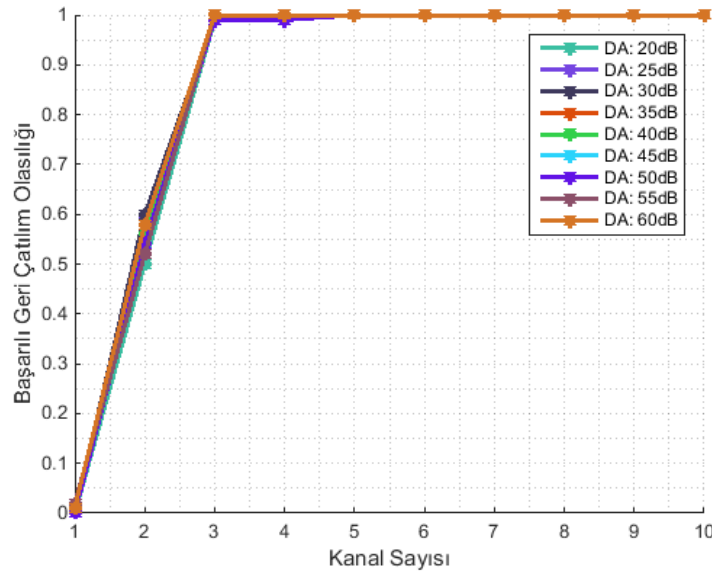
Önerilen KGBC sisteminin, analog $x(t)$ işaretinin dar bantlı işaretlerin bileşiminden oluştuğu durumlarda duyarlılığını ve dinamik alanını ölçmek için analog kanal sayısına göre 1000 yinelemeli Monte Carlo analizi yapılmıştır. Bu analizlerde α_i, f_i, θ_i değerleri birbirinden farklı dar bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan $x(t)$ işareti, her bir Monte Carlo yinelemesinde tekrar oluşturulmuş ve bütün işaret senaryoları kapsanmaya çalışılmıştır. Bu Monte Carlo analizi sırasında α_i değerleri $[0,1]$ arasında düzgün dağılımlı, f_i değerleri $[0,5]$ GHz arasında düzgün dağılımlı θ_i değerleri $[0,2\pi]$ arasında düzgün dağılımlı olarak seçilmiştir. Her bir α_i, f_i, θ_i değeri her bir $x_i(t)$ işareti ve Monte Carlo yinelemesi için birbirinden bağımsız ve ilişkisizdir. Ayrıca bu Monte Carlo analizi için seçilen alt-bant kanal çoklama parametresi 7'tir. 3 seyrek $x(t)$ işareti için yapılan Monte Carlo analizi sonucunda oluşan başarılı geri çatılım olasılığının kanal sayısına göre grafiği farklı duyarlılık değerleri için Şekil 3.38'de, farklı dinamik alan değerleri için Şekil 3.39'da verilmiştir.



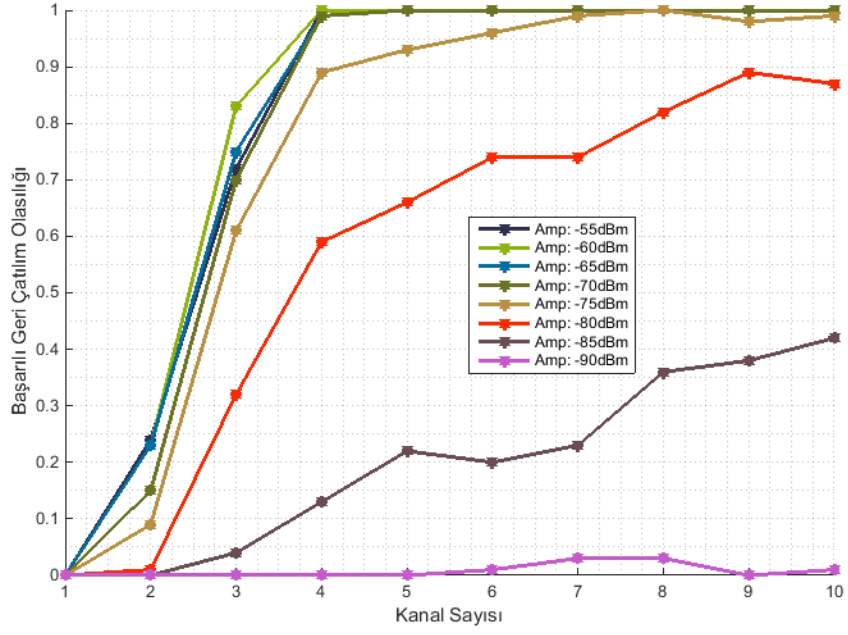
Şekil 3.38 Dar bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan 3 seyrek $x(t)$ işareti için farklı duyarlılık seviyelerine (Amp) göre başarılı geri çatılım olasılığı- analog kanal sayısı grafiği.

Şekil 3.38 ve Şekil 3.39'a göre 4 analog kanallı toplamda 28 kanallı bir KGBC sisteminde -80 dBm'in üzerinde güce sahip dar bantlı işaretler için 60 dB dinamik alanda %100'e yakın başarılı geri çatılım yapmak mümkün olmaktadır.

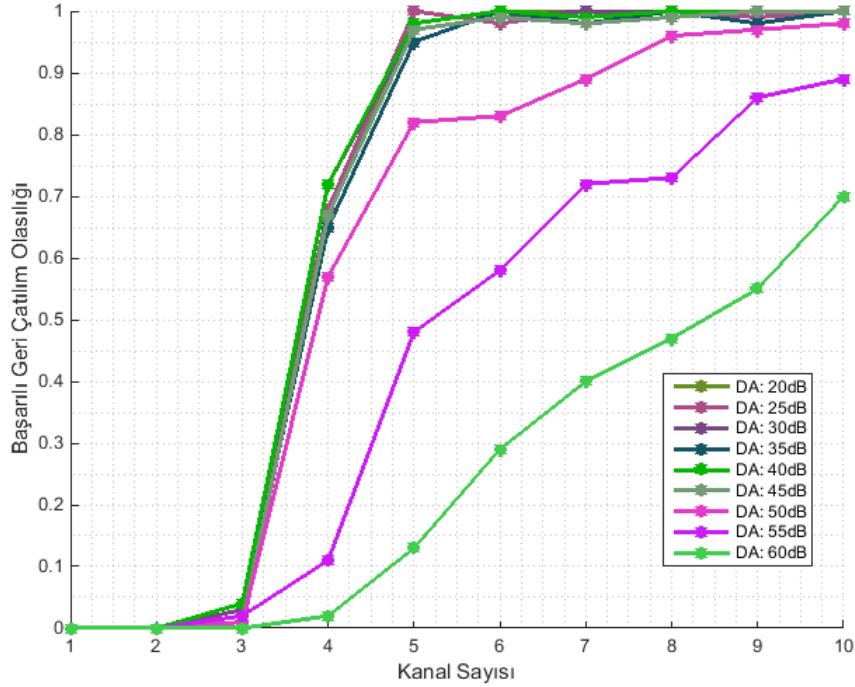
Önerilen KGBC sisteminin, analog $x(t)$ işaretinin geniş bantlı işaretlerin bileşiminden oluştuğu durumlarda duyarlılığını ve dinamik alanını ölçmek için analog kanal sayısına göre 1000 yinelemeli Monte Carlo analizi yapılmıştır. Bu analizlerde $\alpha_i, f_i, v_i, \theta_i, t_i^b, t_i^s$ değerleri birbirinden farklı dar veya geniş bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan $x(t)$ işareti, her bir Monte Carlo yinelemesinde tekrar oluşturulmuş ve bütün işaret senaryoları kapsanmaya çalışılmıştır. Bu Monte Carlo analizi sırasında α_i değerleri [0,1] arasında düzgün dağılımlı, f_i değerleri [0, 5] GHz arasında düzgün dağılımlı, v_i değerleri $[1, 5] \times 10^{12} s^{-2}$ arasında düzgün dağılımlı, θ_i değerleri $[0, 2\pi]$ arasında düzgün dağılımlı, t_i^b ve t_i^s değerleri [0, 10] us arasında düzgün dağılımlı olarak seçilmiştir. Her bir $\alpha_i, f_i, v_i, \theta_i, t_i^b, t_i^s$ değeri her bir $x_i(t)$ işareti ve Monte Carlo yinelemesi için birbirinden bağımsız ve ilişkisizdir. Ayrıca bu Monte Carlo analizi için seçilen alt-bant kanal çoklama parametresi 7'tir. 3 seyrek $x(t)$ işareti için yapılan Monte Carlo analizi sonucunda oluşan başarılı geri çatılım olasılığının kanal sayısına göre grafiği farklı duyarlılık değerleri için Şekil 3.40'da, farklı dinamik alan değerleri için Şekil 3.41'de verilmiştir.



Şekil 3.39 Dar bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan 3 seyrek $x(t)$ işareti için farklı dinamik alan (DA) seviyelerine göre başarılı geri çatılım olasılığı- analog kanal sayısı grafiği.



Şekil 3.40 Geniş bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan 3 seyrek $x(t)$ işareti için farklı duyarlılık seviyelerine (Amp) göre başarılı geri çatılım olasılığı- analog kanal sayısı grafiği.



Şekil 3.41 Geniş bantlı işaretlerin bileşiminden oluşan 3 seyrek $x(t)$ işareti için farklı dinamik alan (DA) seviyelerine göre başarılı geri çatılım olasılığı- analog kanal sayısı grafiği.

Şekil 3.40 ve Şekil 3.41'e göre 5 analog kanallı toplamda 35 kanallı bir KGBÇ sisteminde -70 dBm'in üzerinde güce sahip geniş bantlı işaretler için 40 dB dinamik alanda %100'e yakın başarılı geri çatılım yapmak mümkün olmaktadır. Analog seyrek $x(t)$ işaretinin bütün bileşenlerinin geniş bantlı işaret olması durumu KGBÇ sistemi senaryoları için en kötü senaryo olarak kabul edilebilir. Bu durumda KGBÇ sistemi için mutlak performans değerleri Şekil 3.40 ve Şekil 3.41'deki gibidir. Bir 3 seyrek analog $x(t)$ işareti için her durumda KGBÇ sisteminin %100'e yakın olasılık ile $x(t)$ 'nin geri çatılımını başarabilmesi için 5 analog kanallı 35 kanala ihtiyaç vardır.



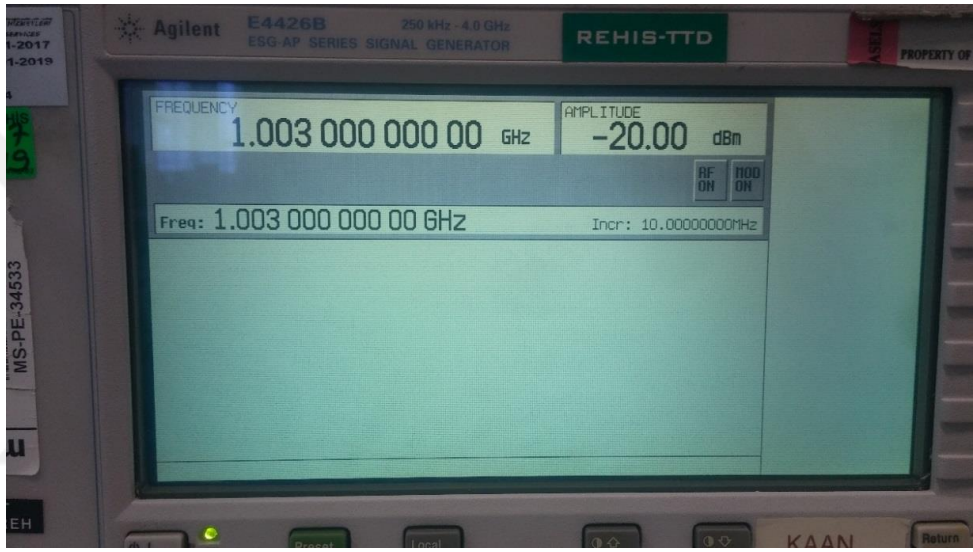
4. KİPLEMELİ GENİŞ BANT ÇEVİRİCİ DONANIM GERÇEKLEMESİ

Bu tezde KGBÇ'nin sistem benzetimleri ile Nyquist altı örnekleme için etkili bir yöntem olduğu bu tezde gösterilmiştir. Yüksek dinamik alan ve düşük duyarlılık seviyesi ile önerilen KGBÇ yöntemi seyrek analog $x(t)$ işaretinin başarılı bir geri çatılım ile elde edilmesini sağlamaktadır. Yapılan benzetim çalışmaları KGBÇ'nin sistem olarak gürültü, kargaşa ve girişime olan gürbüzlüğünü de göstermektedir. Fakat gürültü vb. etkilerin dışında KGBÇ için donanım gerçeklemeleri sırasında gelebilecek diğer etkiler de bulunmaktadır. Elektronik donanımların gereği olarak donanımsal ideal-dışılık (non-ideality), sıcaklık-performans hassasiyetleri, doğrusallığın bozulması vb. durumlar da KGBÇ sistemi için ilave durumlar getirmektedir. Bu bölümde KGBÇ sistemi için yapılmış bir donanım gerçekleştirilmesi anlatılacaktır. Yapılan bu donanım gerçekleştirilmesinde karşılaşılan problemler ve etkiler matematiksel olarak nasıl KGBÇ sistemini etkileyeceği bu tezde bahsedilecektir. Ayrıca oluşacak donanım kaynaklı problemlere KGBÇ sisteminin gürbüz çalışması için çözüm önerileri getirilecektir. Daha sonra getirilen bu çözüm önerilerinin KGBÇ sistemine nasıl entegre edilebileceği anlatılacaktır.

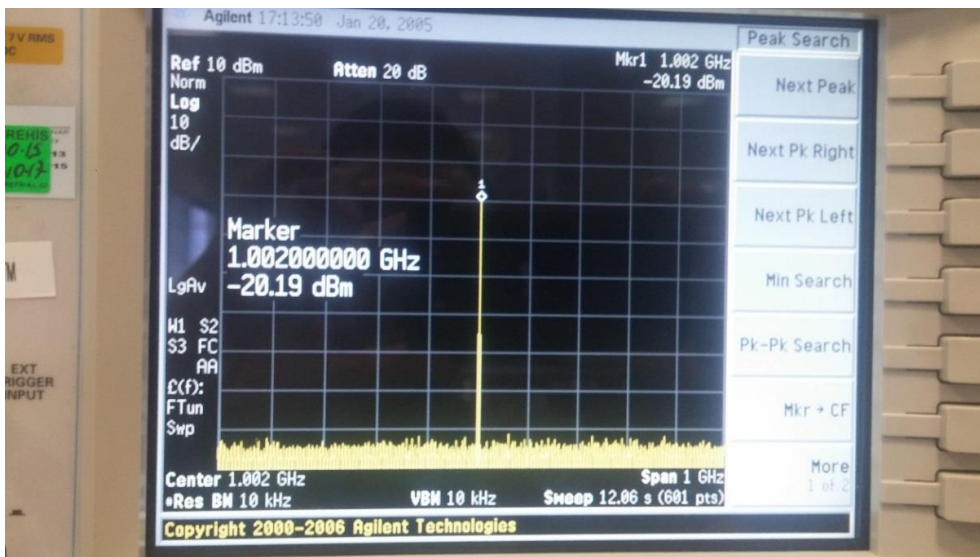
Bu tezde yapılan donanım gerçekleştirilmesi seyrek analog işaret üretimi, KGBÇ sisteminin RF-analog kısmı (rastgele demodülasyon, analog filtreleme), KGBÇ sisteminin ADC bloğunu ve alt-bant kanal çoklama öncesi önerilen donanımsal problemler için ön işaret işlemeyi içermektedir. KGBÇ sisteminde alt-bant kanal çoklamanın hemen önünde yer alacak bu ön işaret işleme ile donanımsal problemler giderilmeye çalışılacaktır.

Şekil 1.2'de verilen şemadaki analog seyrek $x(t)$ işaretini üretmek için işaret üretici kullanılmıştır. Kullanılan işaret üretici Agilent firmasına ait E4426B numaralı üründür [32]. Bu işaret üreticiden $[0 - 1]$ GHz aralığında işaret üretilecektir. Bu bölümün ilk kısmında tek bileşene sahip bir analog $x(t)$ işareti için donanım gerçekleştirilmesi gösterilecek ve oluşan donanım problemleri en basit yapıdaki tek dar bantlı bileşeni olan bir $x(t)$ işareti için bulunacaktır. Daha sonra ikinci kısımda analog seyrek $x(t)$ işareti frekans spektrumunun farklı bölgelerine yerleştirilmiş dar bantlı ve geniş bantlı

iki işaretin bileşiminden oluşacaktır ve rastgele demodülasyon sırasında temel banttaki birikmede iki bileşenin örtüşmesi sağlanacaktır. Böylelikle KGBC sistemi için düşünülen karmaşık senaryolar da donanımsal olarak incelenecektir. Şekil 4.1’de 1003 MHz’de -20 dBm genlikte üretilen $x(t)$ işareti için işaret üretici görüntüsü verilmektedir. Oluşturulan bu $x(t)$ işaretinin spektrumu yapısını görmek için Agilent firmasına ait E4448A numaralı spektrum analizör kullanılmıştır [33]. Bu spektrum analizör ile herhangi bir işaretin 3 Hz- 50 GHz’e kadar olan frekans spektrumu dBm cinsinden görüntülenebilmektedir. Şekil 4.2’de 1003 MHz’de -20 dBm genlikte üretilen $x(t)$ işaretinin spektrum görüntüsü verilmiştir.



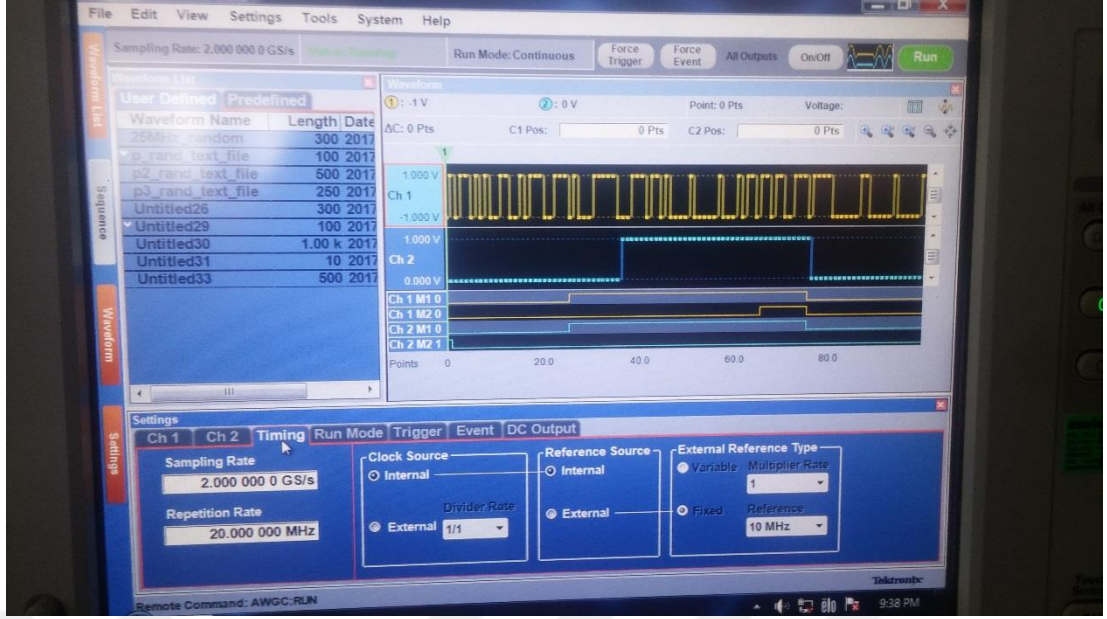
Şekil 4.1 1003 MHz merkez frekanslı -20 dBm güçte analog $x(t)$ işareti oluşturma.



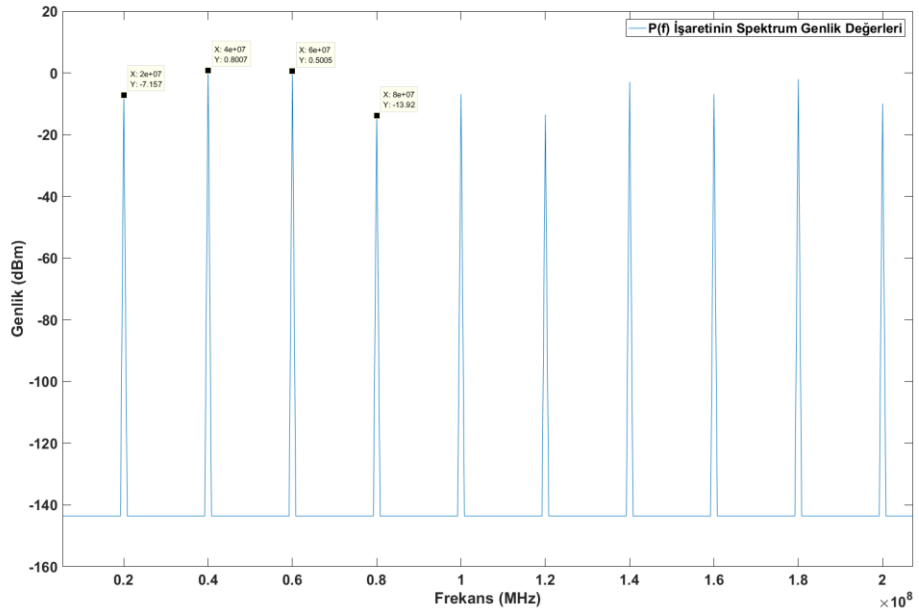
Şekil 4.2 1003 MHz merkez frekanslı -20 dBm güçte analog $x(t)$ işaretinin spektrum analizör görüntüsü.

4.1 Rastgele Demodülasyon Donanımı

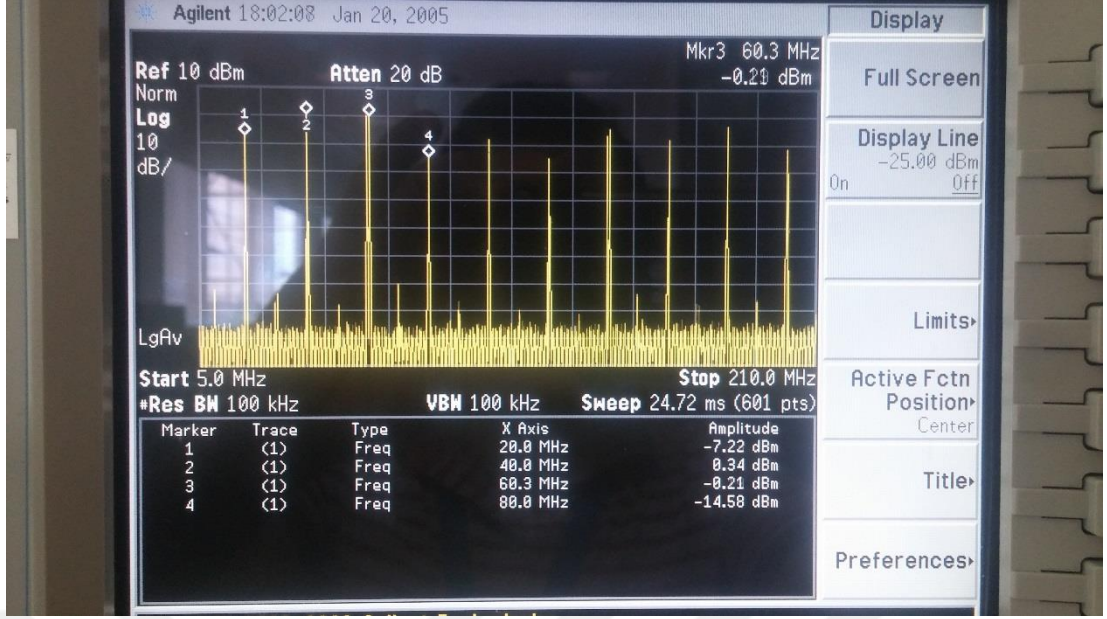
Rastgele demodülasyon için gerekli olan LO (local oscillator) işaretini üretmek için Tektronix firmasının AWG7082C ürün numaralı rastgele dalga üretici (Arbitrary Waveform Generator) kullanılmıştır [34]. AWG7082C ile temel frekansı 20 MHz olan analog $p(t)$ işareti üretilmiştir. Her 500 ps'de bir değişen 100 elemanlı bir ± 1 dizisi AWG7082C'e tanıtılmıştır. 100 elemanlı bu dizi Şekil 3.6'da gösterilmiştir. ± 1 değerlerinin, ± 1 volta denk geldiği bu dizi her 50 ns'de bir kendini tekrarlamakta ve temel frekansı 20 MHz olan bir Fourier serisi oluşturmaktadır. Şekil 4.3'de oluşturulan bu $p(t)$ işaretinin AWG7082C üzerindeki görüntüsü verilmiştir. Şekil 4.4'te oluşturulan ideal analog $p(t)$ işaretinin ilk 10 Fourier katsayılarının genliği dBm cinsinden hesaplanmış hali verilmiştir. Şekil 4.5'te ise AWG7082C çıktısındaki $p(t)$ işaretinin spektrum analizör ile [1,210] MHz arasındaki spektrumu verilmiştir. [1,210] MHz arası $p(t)$ işaretinin ilk 10 Fourier bileşenini kapsamaktadır. Şekil 4.4'te ideal $p(t)$ işareti için ilk 4 Fourier katsayısının genlik değeri sırasıyla -7.157, 0.8, 0.5 ve -13.92 hesaplanmıştır. Şekil 4.5'te AWG7082C tarafından üretilen $p(t)$ işareti için ilk 4 Fourier katsayısının genlik değeri sırasıyla -7.24, 0.3, -0.2 ve -14.60 hesaplanmıştır. Bu değerlere bakıldığında AWG7082C'nin ürettiği $p(t)$ işareti ile ideal $p(t)$ işaretlerinin Fourier katsayıları neredeyse aynıdır. Fakat Şekil 4.5'te görüldüğü üzere $p(t)$ işaretinin Fourier bileşenlerinin -60 dBm genlik alt seviyesinde 10 MHz ve tek katlarında frekans bileşenleri oluşmaktadır. Bu da AWG7082C'nin $p(t)$ işaretini üretirken kullandığı reference saat işaretinin harmoniklerinden kaynaklanmaktadır. Bu ideal olmayan donanım etkisi 60 dBm daha düşük genlik seviyesine sahip yeni frekans bileşenleri ürettiği için KGBÇ'nin dinamik alanı dışında kalacaktır ve rastgele demodülasyon sonucunda alt bant birikimlerine ilave olarak -60 dBm daha alt genlik seviyesinden frekans bileşenleri ekleyecektir. MOMP geri çatılım algoritmasının da böyle bir etkiye karşı gürbüz olmasından dolayı geri çatılım yine başarılı olarak yapılacaktır.



Şekil 4.3 Analog $p(t)$ işaretinin AWG7082C ile oluşturulması.



Şekil 4.4 Analog $p(t)$ işaretinin MATLAB ortamında hesaplanmış ilk 10 Fourier bileşenin genlik-frekans grafiği.



Şekil 4.5 Analog $p(t)$ işaretinin ilk 10 Fourier bileşeninin spektrum analizördeki görüntüsü.

Rastgele demodülasyonu gerçekleştirmek için Mini-Circuits firmasının ZEM-4300MH+ numaralı karıştırıcı (mixer) ürünü seçilmiştir [35]. 300 MHz ile 4300 MHz arasındaki işaretlerin karıştırılması için üretilen bu karıştırıcı, RF girişinden en fazla -15 dBm güç istemektedir. Geleneksel metotların aksine LO olarak, tek ton bir sinüzoidal yerine yukarıda belirtilen $p(t)$ işaretini kullanacak bu karıştırıcı bazı ideal olmayan donanımsal etkilere sahiptir. İlk olarak RF-LO çarpımında RF işaretinin yalıtımı tamamen sağlanamadığı için karıştırıcının IF çıkış işaretinde RF işaretinin zayıflamış hali gözükmemektedir ve buna RF yalıtım parametresi denir. Bu karıştırıcı için [0,2] GHz bandında ortalama RF yalıtımı 50 dB kadardır [35]. İkinci olarak RF-LO çarpımında LO işaretinin yalıtımı tamamen sağlanamadığı için karıştırıcının IF çıkış işaretinde LO işaretinin zayıflamış hali gözükmemektedir ve buna L-I yalıtım parametresi denir. Bu karıştırıcı için [0,2] GHz bandında ortalama L-I yalıtımı 20 dB kadardır [35]. Üçüncü olarak, RF-LO çarpımı sonrasında oluşan IF işaretinde RF işaretinin gücü tamamen aktarılmamakta, beklenen IF gücü daha az çıkmaktadır. Bu duruma çevrim kaybı (conversion loss) denmektedir. Bu karıştırıcı için [0,2] GHz bandında ortalama çevrim kaybı 7 dB kadardır [35]. Son olarak, donanımsal nedenli bir diğer etki de RF-LO çarpımı sonrasında oluşan doğrusal olmayan donanımsal etkilerden kaynaklanan kipler-arası bozulmadır (intermodulation distortion). Kipler-arası bozulma RF-LO

çarpımı gerçekleştirilirken karıştırıcının IF çıkışında beklenen işaretlerin yanında aynı zamanda

$$f_{IM} = mR \pm nL, \quad m, n = 1, 2, 3 \dots \quad (4.1)$$

olmaktadır. Burada R RF işaretinin merkez frekansı, L LO işaretinin merkez frekansı olacak şekilde ilave f_{IM} merkez frekanslı bileşenler ortaya çıkmaktadır. Böylelikle karıştırıcı RF-LO çarpımının yanında RF ve LO işaretlerinin harmoniklerinin de çarpımını gerçekleştirmiş olmaktadır. Bu karıştırıcı için $[0, 2]$ GHz bandında en yüksek kipler-arası bozulma değeri $R - 2L$ değeri için -50 dBc (decibel per carrier) kadardır [35]. Bir başka deyiş ile beklenen RF-LO çarpımının yanında en az -50 dB genlik seviyesi altında $mR \pm nL$ şeklinde RF-LO harmonikleri çarpımları da gerçekleşmektedir [35]. Bu dört ideal olmayan donanım etkisinden ilki olan RF yalıtımı KGBÇ sistemi için önem arz etmemektedir. Çünkü, KGBÇ sisteminde rastgele demodülasyon çıktısında oluşacak işaret analog alçak geçiren filtreden geçtiği ve sadece ilgilenilen kısım temel bant ve etrafındaki birkaç alt bant olduğu için oluşacak karıştırıcı RF kaçağı analog alçak geçiren filtre tarafından elimine edilecektir. İkincisi olan LO kaçağı için, deneysel olarak şu şekilde tespitler yapıldı:

- RF işaretinin gücü değişse bile IF işaretinde oluşan LO kaçağının genliği değişmemektedir.
- RF işaretinin gücü değişse bile IF işaretinde oluşan LO kaçağının fazı değişmemektedir.
- LO işaretinin gücü değişirse, IF işaretinde oluşan LO kaçağının genlik değişimi LO işaretinin gücünün değişimine doğru orantılı şekilde değişmektedir.
- LO işaretinin fazı değişirse, IF işaretinde oluşan LO kaçağının faz değişimi LO işaretindeki faz değişimine eşit olacaktır.

KGBÇ sisteminin donanım gerçeklemede rastgele demodülasyonda karıştırıcının LO işaretine girecek olan analog $p(t)$ işaretinin genlik seviyesi sabit olduğu için LO kaçağının da genlik seviyesi sabit olacaktır. Ayrıca KGBÇ sisteminin sahada kalibrasyonu sırasında LO işaretinin faz değerleri hesaplanacak, KGBÇ'nin normal operasyonu sırasındaki ADC'den örnek toplama işlemi de KGBÇ sistem kalibrasyon LO fazı ile eş-fazlı şekilde yapılacağı için oluşacak LO kaçağının da faz değeri hep sabit kalacaktır. Bu yüzden de IF işaretinde oluşacak LO kaçağı KGBÇ sistemi boyunca hep sabit olacaktır. KGBÇ sistemine ilave olarak önerilen sayısal ön işaret

işleme kısmında yapılacak işlem ile IF işaret üzerinde oluşan LO kaçağı yok edilebilir. Karıştırıcının IF işaretinde oluşan çevrim kaybı, RF işaret güç seviyesine bağlı olmadan IF işaretinin genliğinde sabit bir zayıflama verdiği için oluşacak IF işaret genlik kaybı sabit bir genlik yükseltme (amplifier) ile giderilebilmektedir. IF işarette oluşan kipler-arası bozulma, RF işaretinin genlik ve faz değerine göre değiştiği için yukarıdaki işlemler uygulanamamaktadır. Rastgele demodülasyon sonucunda oluşan birikme/örtüşme kipler-arası bozulmayı içerecektir ve bu bozulmayı engellemek için herhangi bir metot daha bulunamamıştır.

Şekil 4.6'da 1003 MHz'deki -20 dBm güç seviyesine sahip sinuzoidal $x(t)$ işareti ile yukarıda verilen $p(t)$ işaretinin karıştırıcının sırasıyla RF-LO girişlerine verilmesi sonucunda oluşan temel banttaki birikme/örtüşme verilmiştir. $X(f)$ işareti

$$X(f) = X_+(f) + X_-(f) \quad (4.2)$$

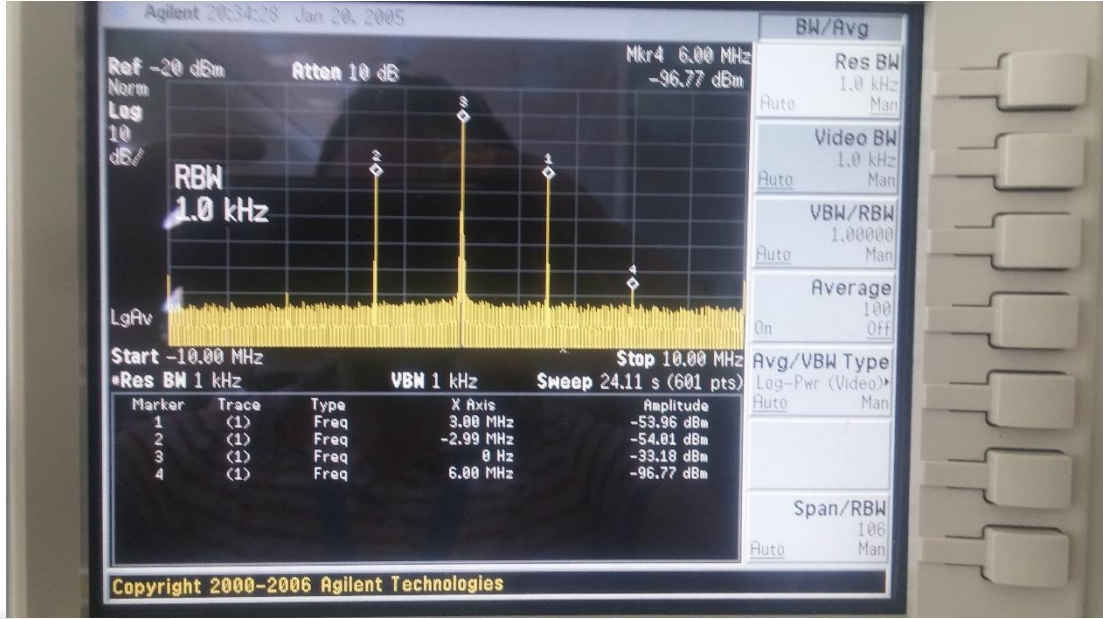
şeklinde iki işaretin bileşimi olarak ve $X_{\pm}(f)$ 'nin zamanda gösterimi $x_{\pm}(t)$

$$x_{\pm}(t) = e^{\pm j2\pi ft}, f = 1003 \text{ MHz} \quad (4.3)$$

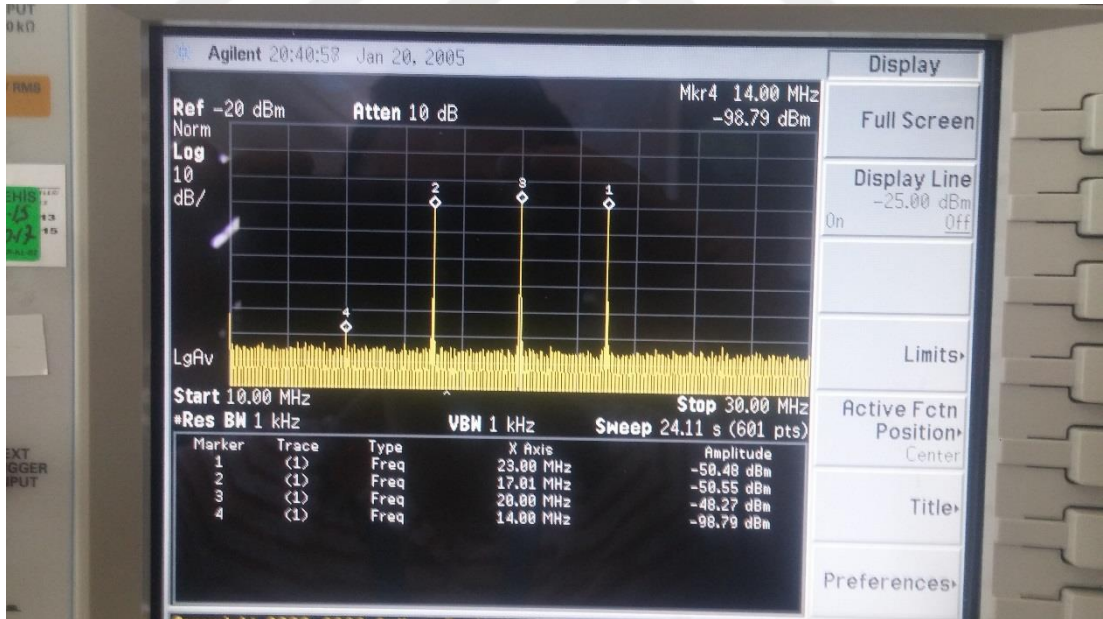
şeklinde olursa $X_+(f)$ işareti $p(t)$ işaretinin -1000 MHz'deki Fourier bileşeni olan $P_{-50}(f)$ ile $X_-(f)$ işareti $p(t)$ işaretinin 1000 MHz'deki Fourier bileşeni olan $P_{50}(f)$ ile

$$X_{\pm}(f) * P_{\mp 50}(f) \quad (4.4)$$

olacak şekilde temel banda taşınır. Buna ek olarak, temel bantta kipler-arası bozulmadan kaynaklı $2R - L$ ile 6 MHz'de, LO kaçağı nedeni ile de 0 MHz'de ilave frekans bileşenleri oluşmaktadır. Şekil 4.6'da rastgele demodülasyon sonucunda ± 3 MHz üzerinde oluşan birikmeler birinci ve ikinci belirteç ile, LO kaçağı üçüncü belirteç ile, kipler-arası bozulma ise dördüncü belirteç ile gösterilmiştir. Kipler-arası bozulma normal demodülasyonun -45 dB altında gerçekleşmiştir. Şekil 4.7'de 20 MHz etrafındaki (1. pozitif alt-bant) rastgele demodülasyon sonucu örtüşme/birikme gösterilmiştir. Şekil 4.6'daki gibi kipler-arası bozulma ve LO kaçağı Şekil 4.7'de de gözükmemektedir. Şekil 4.8'de [1,90] MHz bandındaki bütün birikme/örtüşme gösterilmiştir. Şekil 4.9'da ise [1,1000] MHz bandındaki bütün birikme/örtüşme gösterilmiştir. Şekil 4.9'da rastgele demodülasyon sonucunda analog seyrek $x(t)$ işaretinin sahip olduğu enerji bantları bütün spektrum boyunca yayılması gerekliliği gözlemlenmiştir.



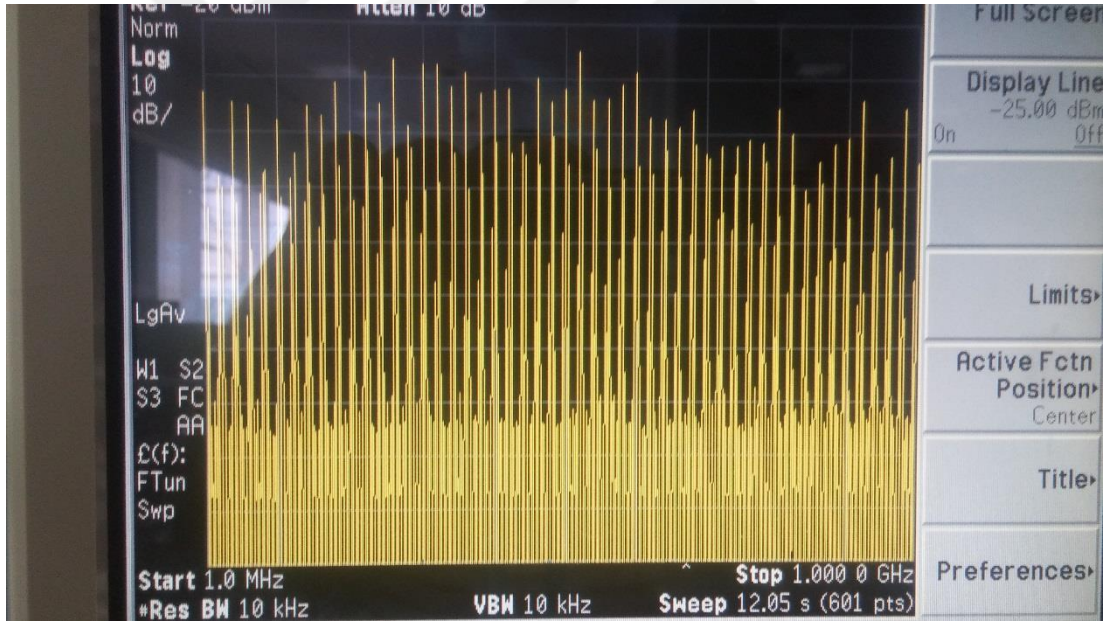
Şekil 4.6 $x(t)$ işareti ile $p(t)$ işaretinin rastgele demodülasyonu sonucunda temel bantta oluşan örtüşme/birikme.



Şekil 4.7 $x(t)$ işareti ile $p(t)$ işaretinin rastgele demodülasyonu sonucunda 20 MHz etrafında (1. pozitif alt-bant) oluşan örtüşme/birikme.



Şekil 4.8 $x(t)$ işareti ile $p(t)$ işaretinin rastgele demodülasyonu sonucunda [1,90] MHz bandındaki oluşan örtüşme/birikme.



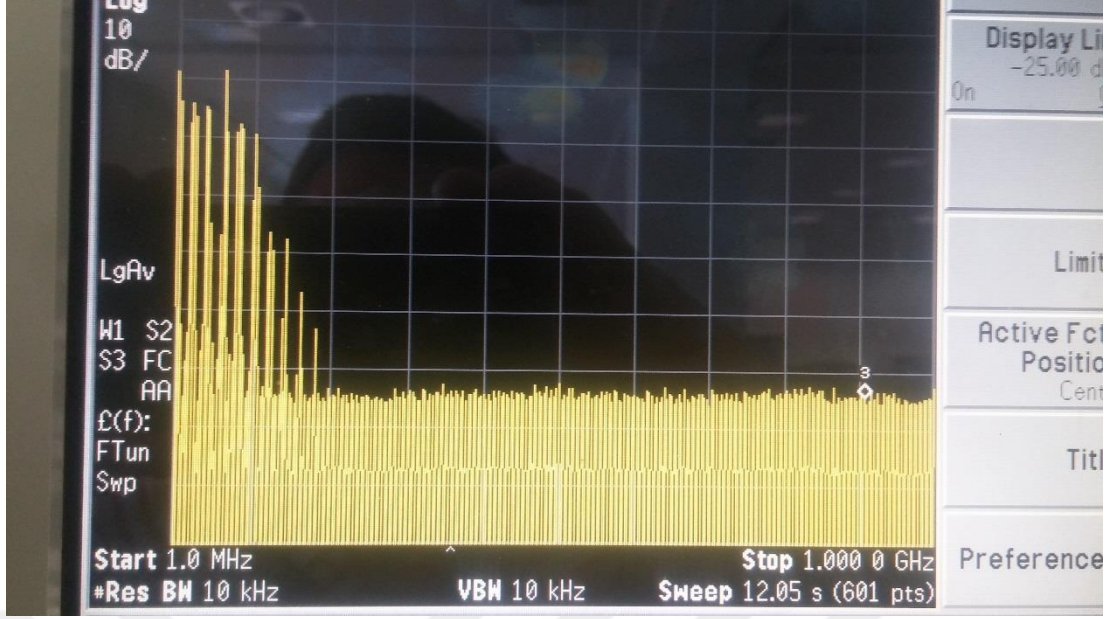
Şekil 4.9 $x(t)$ işareti ile $p(t)$ işaretinin rastgele demodülasyonu sonucunda [1,1000] MHz bandındaki oluşan örtüşme/birikme.

4.2 Analog Filtreleme Donanımı

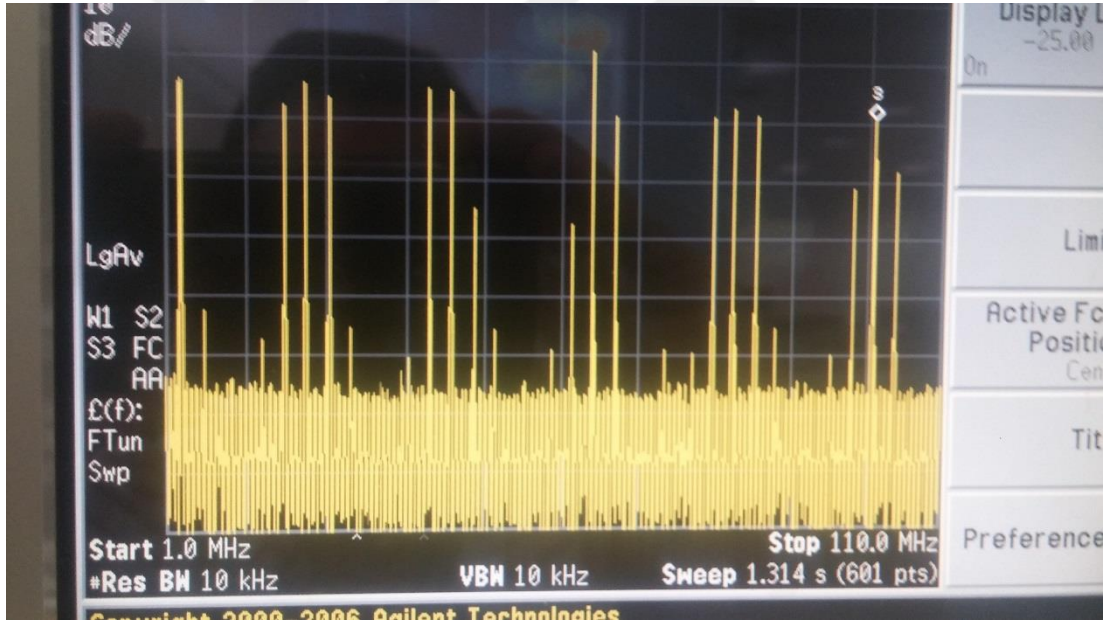
KGBC sistem donanımında analog alçak geçiren filtre gerçekleştirilmesi için Mini-Circuits firmasının SLP-90+ numaralı alçak geçiren filtresi kullanılmıştır [36]. Bu alçak geçiren filtre [0-81] MHz frekans aralığındaki işaretleri geçirirken daha yüksek

frekanslı işaretlerin sönümlenmesini sağlamaktadır [36]. İdealden farklı olarak SLP-90+ alçak geçiren filtrenin geçirme bandı (pass-band) her frekans için aynı transfer fonksiyonunu vermemektedir. Geçirme bandında doğrusal bir faz cevabı veren SLP-90+, genlik cevabı olarak frekanstan frekansa dalgalanmalar (ripple) yapmaktadır. Geçirme bandındaki bu dalgalanmalar [25]'te bahsedildiği gibi KGBÇ sisteminin başarılı geri çatılım için gerekli olan en fazla dinamik alan değerinde küçüklmeye neden olmaktadır. Bu durumu aşmak için [25]'te önerdiğimiz yöntem ile alt-bant kanal eşleme işlemi yapıp analog filtre ve sayısal filtrelerin toplam frekans cevabı her bir alt-bant için eşitlenmeye çalışılmıştır. Böylelikle alçak geçiren filtre donanımının ideal olmayan etkileri de giderilmiştir.

Şekil 4.10'da rastgele demodülasyon sonucunda oluşan işaretin SLP-90+ filtresinden geçtikten sonraki [0,1000] MHz frekans spektrum görüntüsü, Şekil 4.11'de [0,110] MHz frekans spektrum görüntüsü verilmiştir. Şekil 4.10 ve Şekil 4.11'den anlaşılacağı üzere SLP-90+ filtresi ideal alçak geçiren filtrenin aksine bir en küçük durdurma frekansı ile en yüksek geçirme frekansı aynı değildir. [36]'da belirtildiği üzere 81 MHz'de SLP-90+ filtresinin işareti bastırma kaybı 0.69 dB iken, bu değer 60 dB'ye 184 MHz'de ulaşmaktadır. Geçirme frekansı ile durdurma frekansı arasındaki bu bölgeye geçiş bandı (transition band) denir ve bu bölgede SLP-90+ filtresi rastgele demodülasyon sonucu oluşan işareti yeterince bastıramamaktadır. Bu durumu aşmak için 7 alt-kanallı bir KGBÇ sistemi için ADC'nin minimum örnekleme frekansı 140 MHz olmalıdır. Fakat bu örnekleme frekansı 250 MHz seçilir ise ADC bütün spektrumu [-125,125] MHz bandı aralığına örtüştürür. Bu durumda SLP-90+ filtresinin ideal olmayan durumlardan dolayı oluşturduğu ilave [80-180] MHz bandı, [70,125] MHz arasında birikir. ADC örnekleme hızı artsa bile yine 7 alt-kanal kullanılacağı için KGBÇ sisteminde sayısal olarak ilgilenilecek frekans bant aralığı yine [-70,70] MHz arası olacaktır. Böylelikle, SLP-90+ filtresinin tamamen bastıramadığı [80-180] MHz frekans aralığı KGBÇ sisteminin ilgilendiği sayısal bant aralığının dışında kalacaktır. Alt-bant kanal çoklama ve sonrasında yapılacak örnek seyreltme ile de ilave istenmeyen örtüşmenin olduğu [70,125] MHz bant aralığı sayısal ortamda yok edilebilecektir.



Şekil 4.10 Analog alçak geçiren filtre SLP-90+'nin çıkışındaki işaretin [1,1000] MHz frekans spektrum görüntüsü.



Şekil 4.11 Analog alçak geçiren filtre SLP-90+'nin çıkışındaki işaretin [1,110] MHz frekans spektrum görüntüsü.

4.3 ADC Donanımı

KGBC sisteminin donanım gerçekleştirilmesinde ADC için Texas Instruments firmasının ADS62P49 numaralı 14-bit çözünürlüklü 250 MSPS örnekleme hızına sahip ADC ürünü kullanılmıştır [37]. ADS62P49 ürünü yüksek bit çözünürlüğü ile 75 dB dinamik

alan sağlamaktadır [37]. Ayrıca tam güç (full-scale) analog işaret verildiğinde 70 dB SNR (signal-to-noise ratio) oranı sağlamaktadır [37]. ADC'nin örnekleme saat işaretini üretmek için Analog Devices firmasının AD9516 numaralı PLL (Phase Lock Loop) saat üretici kullanılmıştır [38]. Bu saat üretici girdi olarak aldığı küçük frekanslı referans saat işaretine faz eşlenik şekilde yüksek frekanslı saat işareti üretebilmektedir. Bunun için de VCO (voltage controlled oscillator) ve faz ve frekans tespit devreleri (phase and frequency detector) kullanılmaktadır [38]. AD9516 ile AWG7082C aynı referans saat işaretine sahip olurlar ise faz eşlenik şekilde $p(t)$ işareti ve ADC'nin örnekleme saat işareti üretilmiş olur [34], [38]. Bu senkronizasyon KGBÇ sisteminin kalibrasyonu ve sonrasında KGBÇ sisteminin normal operasyonunda örnek toplama adımlarının LO işaretinin aynı fazında gerçekleşmesi için gereklidir [27]. ADS62P49 ile örneklenen işaretin sayısal ortamda tutulması, sayısal işaretin işlenmesi vb. işlemleri yapabilmek için XILINX firmasının VC707 ürün numaralı FPGA (Field-Programming Gate Array) değerlendirme kartı kullanılmıştır [39]. VC707 ile ADS62P49 ile oluşan 14-bit ayrık sayısal örnek işaretler biriktirilecek ve işaret işleme için kullanılacaktır. Örneklerin biriktirilmesinin KGBÇ'nin sistem kalibrasyonuna uygun ve faz eşlenik olması için bir tetikleyici işaret kullanılmıştır. AWG7082C tarafından üretilen bu tetikleyici işaret $p(t)$ işaretinin periyodunun belirli bir fazında 0 volt seviyesinden 2 volt seviyesine yükselmekte ve bu yükseliş VC707 tarafından örnekleme tetik işareti olarak kullanılmaktadır. Böylelikle [27]'de belirtilen KGBÇ sahada kalibrasyon yöntemi başarılı bir şekilde uygulanabilmekte ve geri çatılım için oluşturulan KGBÇ sistem matrisi (C) gürbüz bir şekilde zamanla değişmeden kalabilmektedir.

4.4 Ön İşaret İşleme

KGBÇ sisteminde donanım kaynaklı problemleri çözmek için ADC örneklemesinin hemen sonrasında FPGA üzerinde gerçekleşmek üzere ön işaret işleme modülü konmuştur. Bu modül ADC örneklerinin toplanmasından sonra örnekler üzerindeki rastgele demodülasyon sonucunda oluşan LO kaçaklarını elimine etmeyi amaçlar. ADC ile toplanan N örnek, N boyundaki bir vektör olan $s[n]$

$$s[n] = y[n] + l[n] + n[n], \quad n = 1, 2, 3 \dots N \quad (4.5)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $y[n]$ KGBÇ sisteminin ideal durumda oluşan ADC örnek vektörü, $l[n]$ LO kaçağı bileşeni ve $n[n]$ de oluşan gürültü olacak şekilde üç vektörün

bileşimi şeklinde ifade edilebilir. Eğer KGBC sisteminin girdisindeki $x(t)$ işaretine herhangi bir işaret verilmezse, ideal durumda KGBC sisteminde ADC'nin örneklediği işaret $y[n] = 0$, $n = 1,2,3 \dots N$ şeklinde olacaktır ve toplanan ADC örnekleri sadece gürültüyü içerecektir. Fakat karıştırıcının donanımsal yapısı gereği eğer hiç bir $x(t)$ işareti girdi olarak verilmezse $s[n]$ işareti

$$s[n] = l[n] + n[n], \quad n = 1,2,3 \dots N \quad (4.6)$$

şeklinde $l[n]$ LO kaçağı vektörü ve $n[n]$ gürültünün toplamından oluşacaktır. Eğer KGBC sistem donanımı normal operasyona başlamadan önce $x(t)$ için herhangi bir güç vermeden sadece karıştırıcının LO gücü açılıp örnekler toplanıp $s^0[n]$ şeklinde kaydedilirse, ardından KGBC sisteminin normal operasyonu sırasında $x(t)$ işaretinden güç verildiği durumda ADC örneklerinden oluşan $s[n]$ vektöründen bu kaydedilen $s^0[n]$ vektörü her bir ADC örnek kaydı için çıkarılırsa $s[n] - s^0[n]$ farkı

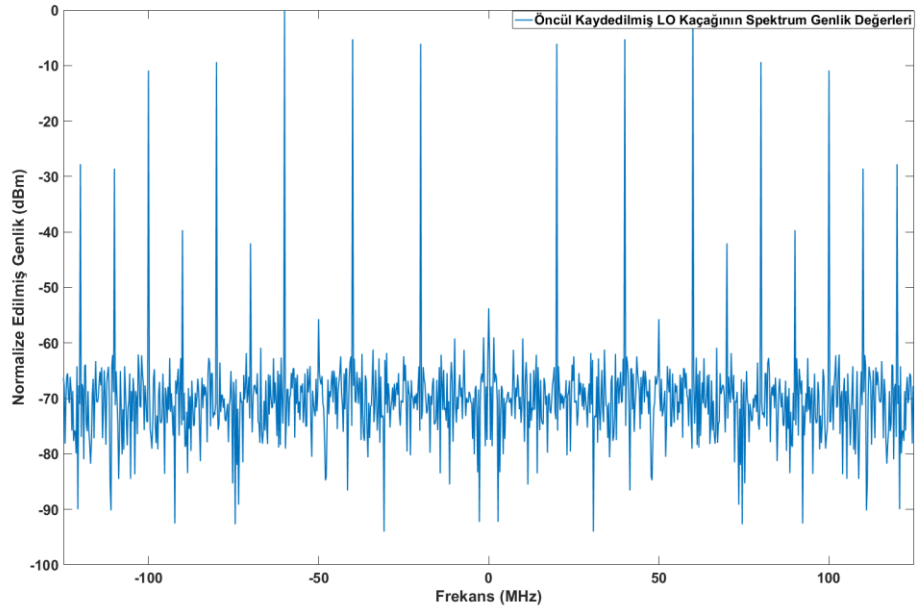
$$s[n] - s^0[n] = y[n] + n[n] - n^0[n] \quad (4.7)$$

şeklinde oluşur ve burada $y[n]$ KGBC sisteminin ideal durumdaki ADC örnek vektörünü, $n[n]$ ADC örnek vektörü üzerindeki gürültüyü ve $n^0[n]$ de KGBC sistemi ön ADC kayıt gürültüsünü belirtecektir. Denklem (4.7)'deki $n[n]$ ve $n^0[n]$ KGBC sisteminde donanım kaynaklı termal gürültüyü temsil eder ve $N(0, \sigma^2)$ şeklinde AWGN olarak tanımlanabilirler. Birbirinden bağımsız ve ilişkisiz olduğu için $n[n] - n^0[n]$ farkını $n^s[n]$ olarak tanımlanırsa, $n^s[n]$

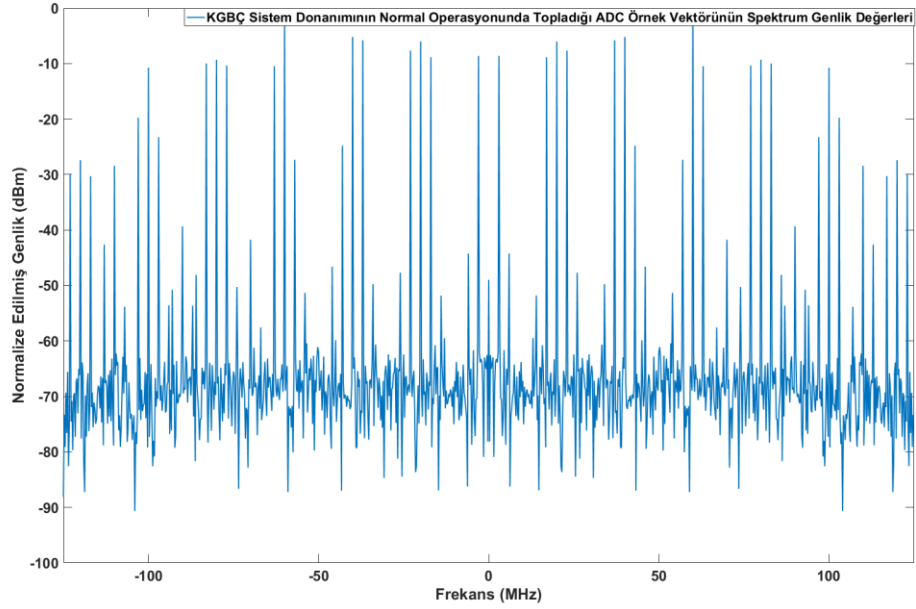
$$n^s[n] = n[n] - n^0[n] \sim N(0, 2\sigma^2) \quad (4.8)$$

şeklinde gücü $2\sigma^2$ olan bir gürültü olarak tanımlanabilir. Bu durumda $s[n] - s^0[n]$ farkı oluşan gürültünün gücünü iki katına çıkarmaktadır. Bu da $s[n] - s^0[n]$ işaretinin $s[n]$ işaretine göre 3 dB daha düşük SNR'a sahip olmasına neden olmaktadır. SNR'da 3 dB'lik kayıp oluşturmasına rağmen $s[n] - s^0[n]$ işlemi ile LO kaçaklarının tamamen yok edilmesi mümkün olmaktadır. LO kaçaklarının tamamen yok edilmesini, $p(t)$ işaretinin her bir örnekleme tetik anında aynı fazda olması ve bundan dolayı da örneklenen LO kaçağı $l[n]$ işaretinin her bir örnekleme anında aynı faza sahip olması sağlamaktadır. Şekil 4.12'de Şekil 3.6'daki $p(t)$ işareti için KGBC sistem donanımında $x(t)$ işaretinden güç verilmeden öncül olarak kaydedilmiş $s^0[n]$ vektörünün frekans spektrumunun genlik-frekans cinsinden grafiği verilmiştir. Şekil 4.12'e göre oluşan $s^0[n]$ işareti, beklenildiği gibi 20 MHz ve katlarında $p(t)$ işaretinin

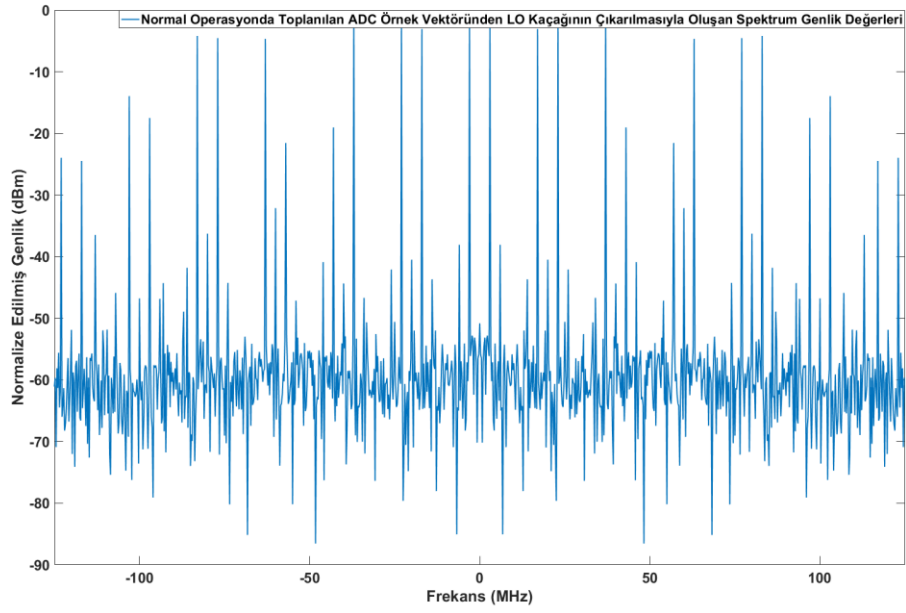
Fourier bileşenlerini, 10 MHz ve 10 MHz'in tek katlarında AWG7082C'nin referans saat harmoniklerini içermektedir. Bu bileşenlerin hepsi LO kaçağı olarak rastgele demodülasyon sonucunda IF işareti üzerindeki LO kaçağına aittir. Ayrıca $s^0[n]$ -70 dB seviyesinde bir gürültü tabanına sahiptir ve bu $s^0[n]$ işareti içindeki $n[n]$ gürültüsüne aittir. Şekil 4.13'de KGBC sistem donanımı tarafında Şekil 4.2'deki analog $x(t)$ işareti verildiğinde ADC örneklerinden oluşturulmuş $s[n]$ vektörünün frekans spektrumunun genlik-frekans cinsinden grafiği verilmiştir. Şekil 4.13'e göre Şekil 4.12'deki LO kaçaklarına ilave olarak rastgele demodülasyon sonucunda analog $x(t)$ işaretinin 1003 MHz'deki bileşenin $[-125,125]$ MHz aralığındaki birikmesi bulunmaktadır. Şekil 4.12'e benzer olarak $s[n]$ işareti $s^0[n]$ işareti ile aynı gürültü gücüne maruz kaldığı için ortalama -70 dB'de gürültü tabanı oluşmaktadır. Şekil 4.14'te Şekil 4.13'teki $s[n]$ işareti ile Şekil 4.12'teki $s^0[n]$ işareti arasındaki farkın frekans spektrumunun genlik-frekans cinsinden grafiği verilmiştir. Şekil 4.14'e göre $s[n] - s^0[n]$ işaretindeki LO kaçaklarından kaynaklanan frekans bileşenlerinin genlik seviyeleri düşerken rastgele demodülasyon sonucu analog $x(t)$ işaretinin $[-125,125]$ MHz aralığındaki birikmesinden kaynaklanan frekans bileşenlerinin genlik seviyeleri korunmuştur. Böylelikle $s[n]$ içindeki LO kaçakları elimine edilmiştir. LO kaçakları elimine edilirken $s[n] - s^0[n]$ farkındaki gürültünün normal gürültüye göre 2 kat güçlü olmasından dolayı gürültü tabanı yukarı çıkmıştır. Yaklaşık olarak 5 dB daha fazla artan gürültü tabanı SNR'da 5 dB bir kayba yol açmıştır. 5 dB kayıp beklene 3 dB kayıptan biraz daha fazladır. Şekil 4.15'te Şekil 4.13'teki grafik ile Şekil 4.14'teki grafik üst üste çizdirilerek gösterilmiştir. Şekil 4.15'ten anlaşılacağı üzere LO kaçaklarının yok edilmesi $s[n] - s^0[n]$ işlemi ile başarılı bir şekilde olmuştur. LO kaçaklarının bulunduğu frekans bileşenleri sönmülemeye uğrar iken diğer frekans bileşenleri kendini korumuştur. Ayrıca Şekil 4.15'te LO kaçaklarının yok edilmesinin neden olduğu gürültü tabanındaki artış da görülebilmektedir.



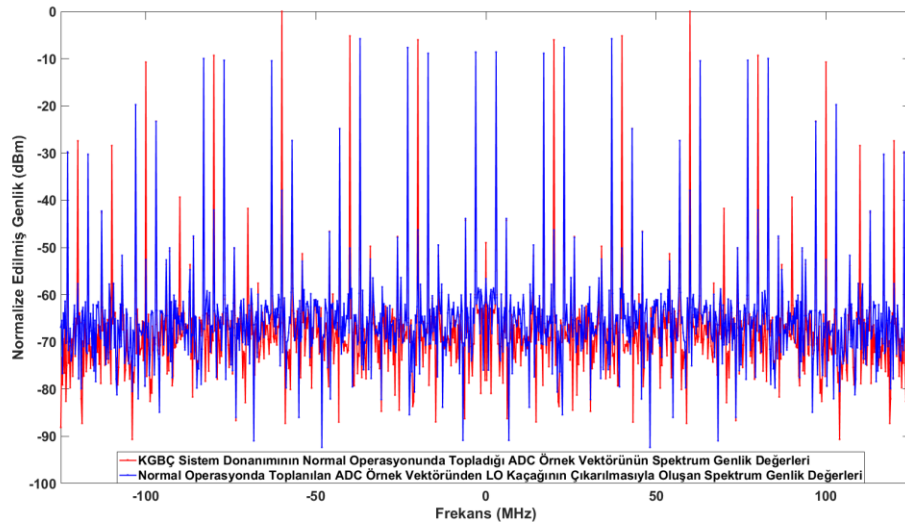
Şekil 4.12 KGBÇ sistem donanımında ön işaret işleme için öncül kaydedilmiş lo kaçağının $[-125,125]$ MHz frekans spektrumundaki genlik-frekans grafiği.



Şekil 4.13 KGBÇ sistem donanımının normal operasyonda topladığı ADC örnek vektörünün $[-125,125]$ MHz frekans spektrumundaki genlik-frekans grafiği.



Şekil 4.14 KGBÇ normal operasyonunda toplanılan adc örnek vektöründen öncül kaydedilmiş LO kaçağının çıkarılmasıyla oluşan $[-125,125]$ MHz frekans spektrumundaki genlik-frekans grafiği.

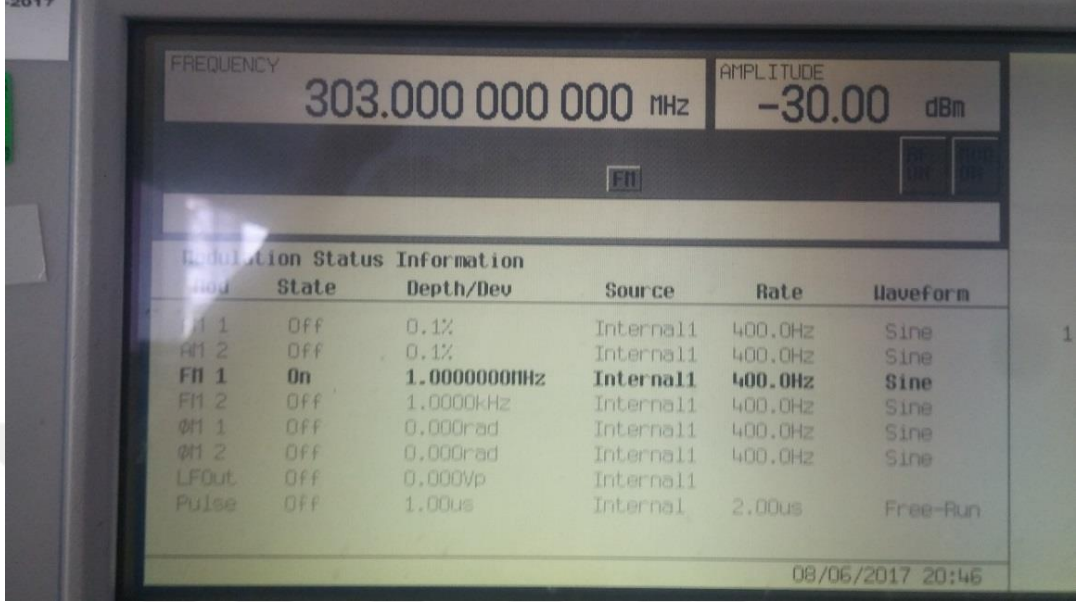


Şekil 4.15 KGBÇ sistem donanımı ön işaret işleme modülü ile LO kaçağı bastırma performansı.

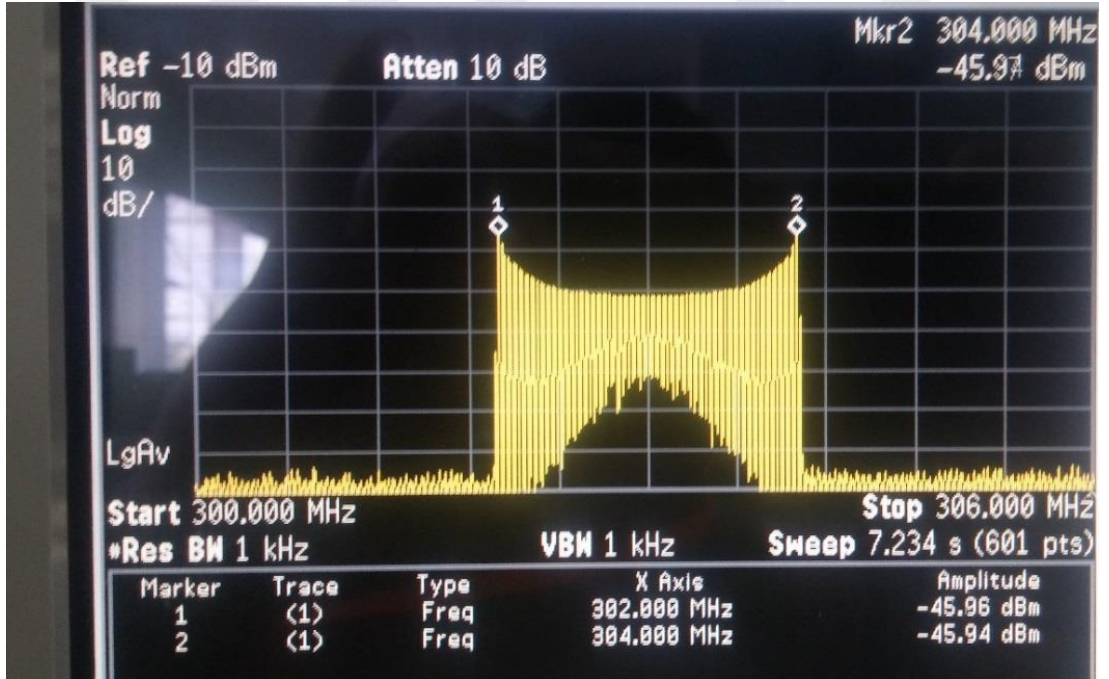
KGBÇ sistem donanımı için yapılan ikinci çalışmada Şekil 4.1 ve Şekil 4.2 verilen tek frekans bileşenli $x(t)$ işaretine ikinci bir frekans bileşeni eklenmiştir. $x(t)$ işaretinin ikinci bileşeni 303 MHz merkez frekanslı 1 MHz FM sapmasına sahip -30 dBm gücü olan bir chirp işaretidir. Şekil 4.16'da oluşturulan bu chirp işaretine ait işaret üreteç

görüntüsü verilmiştir. Şekil 4.17’de oluşturulan bu chirp işaretinin spektrum analizörde [300,306] MHz aralığındaki görüntüsü verilmiştir. Daha sonra 1003 MHz’deki -20 dBm güce sahip sinüzoidal işaret çıkışı ile 303 MHz’deki 1 MHz FM sapmalı -30 dBm güce sahip işaret çıkışı güç birleştirici (power combiner) ile tek bir işarette birleştirilmiştir. Oluşturulan bu yeni $x(t)$ işareti 2 seyrek bir işaret olup hem dar bantlı hem de geniş bantlı iki frekans bileşenine sahiptir. Şekil 4.18’de oluşturulan 2 seyrek $x(t)$ işaretinin spektrum analizörde [200,1100] MHz aralığındaki görüntüsü verilmiştir. Daha sonra oluşturulan 2 seyrek $x(t)$ işareti ilk çalışmadaki KGBC sistem donanımına girdi olarak verilmiştir. Şekil 4.19’da analog alçak geçiren filtre SLP-90+’nin çıkışındaki temel bant örtüşmesi/birikmesi verilmiştir. Şekil 4.20’de analog alçak geçiren filtre SLP-90+’nin çıkışındaki [0,110] MHz frekans spektrum görüntüsü verilmiştir. İlk çalışmadaki gibi bu çalışmada da ADC girişinde rastgele demodülasyon sonucu oluşan LO kaçakları ve kipler-arası bozulma gözükmemektedir. Şekil 4.21’de KGBC sistem donanımı tarafında Şekil 4.18’deki analog $x(t)$ işareti verildiğinde ADC örneklerinden oluşturulmuş $s[n]$ vektörünün frekans spektrumunun genlik-frekans cinsinden grafiği verilmiştir. Şekil 4.21’e göre Şekil 4.12’deki LO kaçaklarına ilave olarak rastgele demodülasyon sonucunda analog $x(t)$ işaretinin 1003 MHz’deki ve 303 MHz’deki bileşenlerinin [-125,125] MHz aralığındaki birikmesi bulunmaktadır. Şekil 4.12’e benzer olarak $s[n]$ işareti $s^0[n]$ işareti ile aynı gürültü gücüne maruz kaldığı için ortalama -70 dB’de gürültü tabanı oluşmaktadır. Şekil 4.22’de Şekil 4.21’teki $s[n]$ işareti ile Şekil 4.12’teki $s^0[n]$ işareti arasındaki farkın frekans spektrumunun genlik-frekans cinsinden grafiği verilmiştir. Şekil 4.22’e göre $s[n] - s^0[n]$ işaretindeki LO kaçaklarından kaynaklanan frekans bileşenlerinin genlik seviyeleri düşerken rastgele demodülasyon sonucu analog $x(t)$ işaretinin [-125,125] MHz aralığındaki birikmesinden kaynaklanan frekans bileşenlerinin genlik seviyeleri korunmuştur. Böylelikle $s[n]$ içindeki LO kaçakları elimine edilmiştir. LO kaçakları elimine edilirken $s[n] - s^0[n]$ farkındaki gürültünün normal gürültüye göre 2 kat güçlü olmasından dolayı gürültü tabanı yukarı çıkmıştır. Yaklaşık olarak 4 dB daha fazla artan gürültü tabanı SNR’da 4 dB bir kayba yol açmıştır. 4 dB kayıp beklenen 3 dB kayıptan biraz daha fazladır. Şekil 4.23’te Şekil 4.21’deki grafik ile Şekil 4.22’deki grafik üst üste çizdirilerek gösterilmiştir. Şekil 4.23’den anlaşılacağı üzere LO kaçaklarının yok edilmesi $s[n] - s^0[n]$ işlemi ile başarılı bir şekilde olmuştur. LO kaçaklarının bulunduğu frekans bileşenleri sönmlemeye uğrar

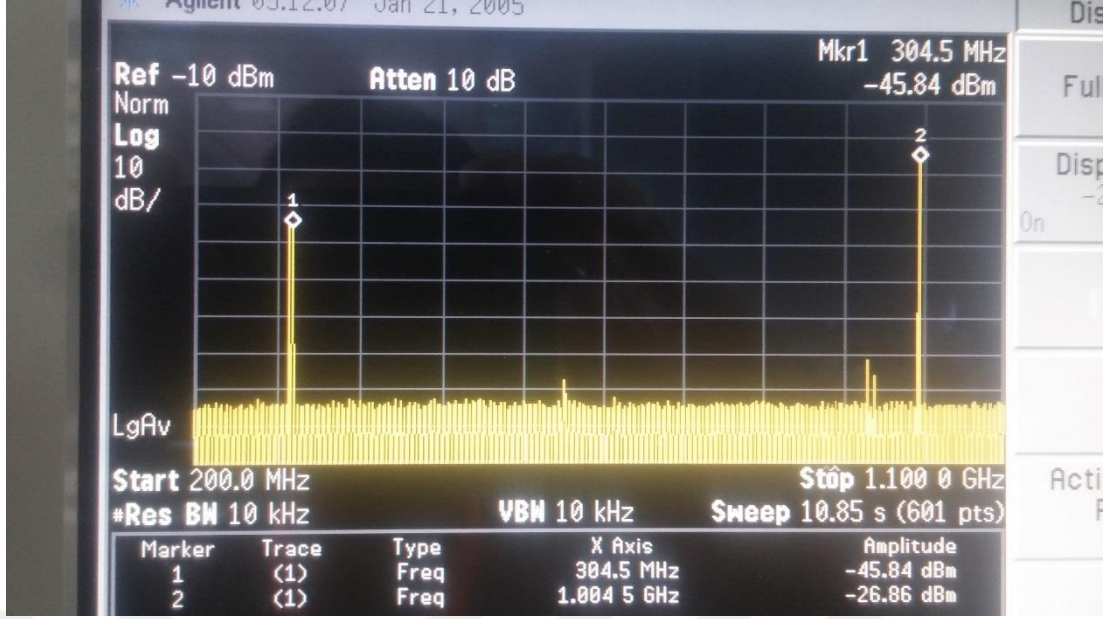
iken diğer frekans bileşenleri kendini korumuştur. Ayrıca Şekil 4.23’de LO kaçaklarının yok edilmesinin neden olduğu gürültü tabanındaki artış da görülebilmektedir.



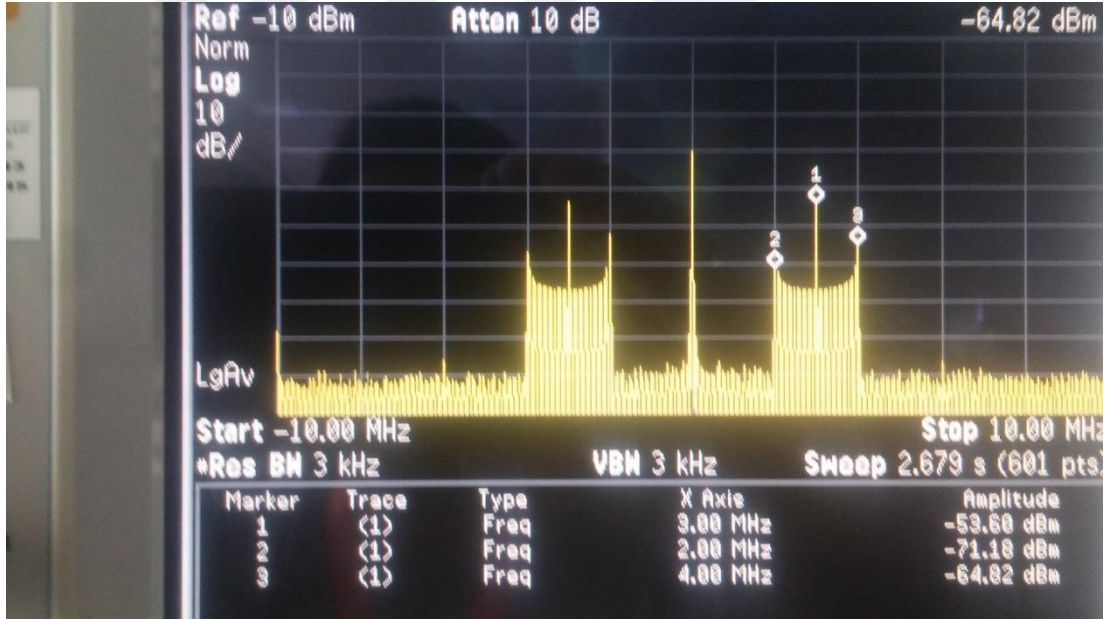
Şekil 4.16 303 MHz merkez frekanslı 1 MHz FM sapması olan -30 dBm çıkış gücüne sahip işaret üretici.



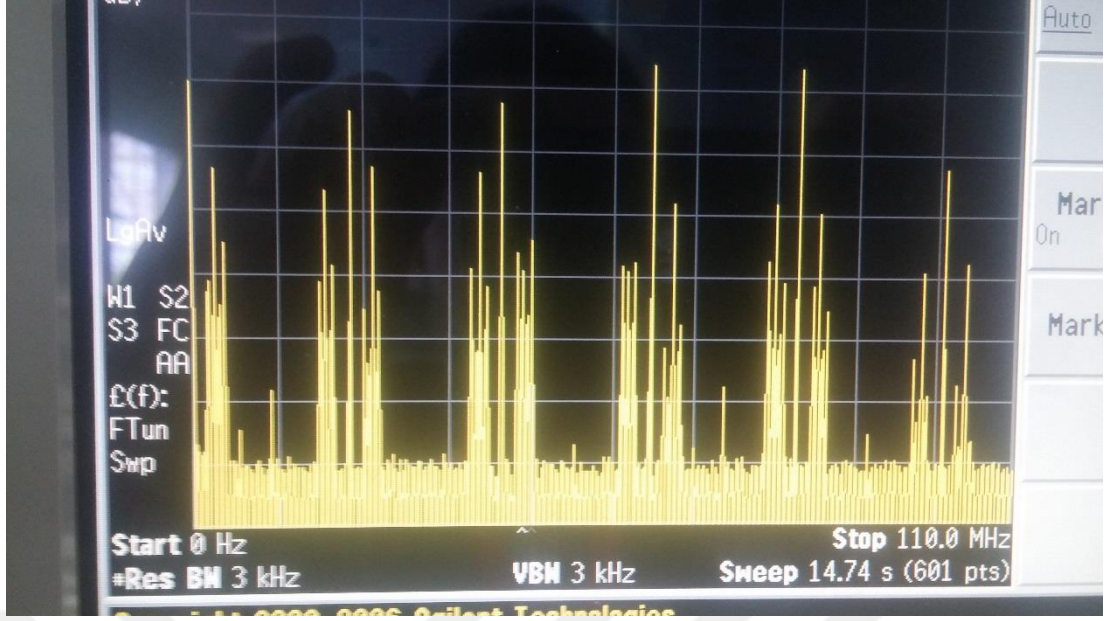
Şekil 4.17 303 MHz merkez frekanslı 1 MHz FM sapması olan -30 dBm çıkış gücüne sahip işaretin spektrum analizörde [300,306] MHz aralığındaki görüntüsü.



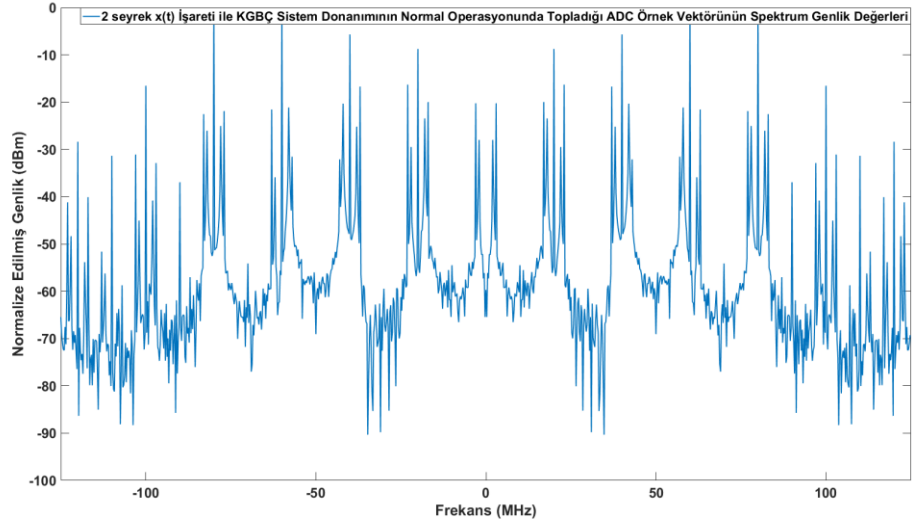
Şekil 4.18 2 seyrek $x(t)$ işaretinin spektrum analizörde [200,1100] MHz aralığındaki görüntüsü.



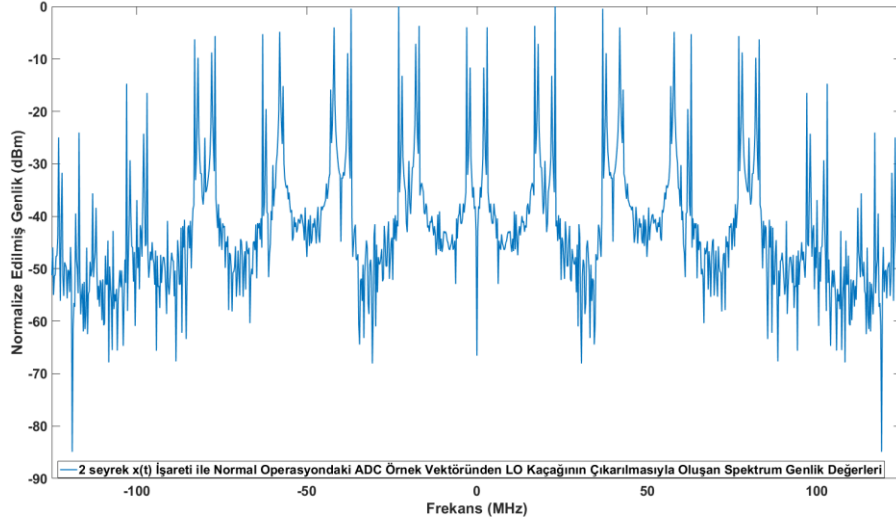
Şekil 4.19 2 seyrek $x(t)$ işaretinin KGBC sistem donanımına girdi olarak verildiğinde analog alçak geçiren filtre SLP-90+'nin çıkışındaki temel bant örtüşmesinin/birikmesinin spektrum analizördeki görüntüsü.



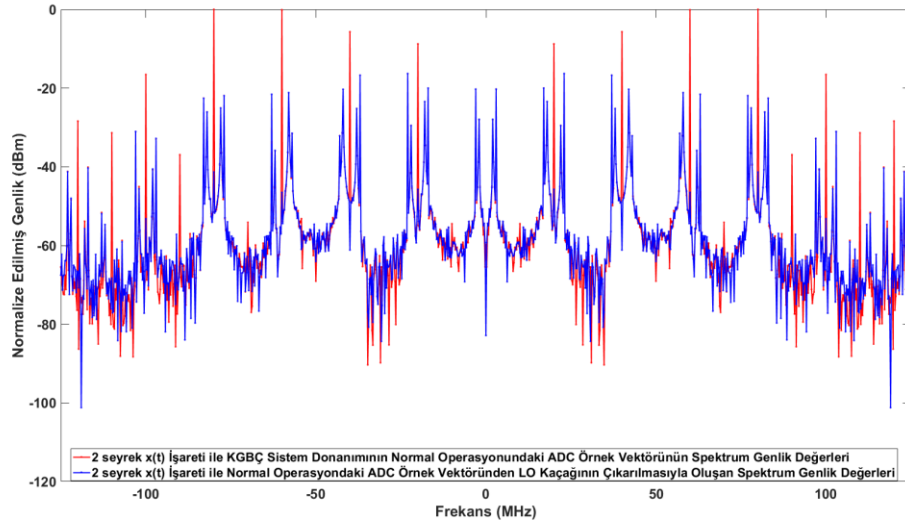
Şekil 4.20 2 seyrek $x(t)$ işaretinin KGBÇ sistem donanımına girdi olarak verildiğinde analog alçak geçiren filtre SLP-90+'nin çıkışındaki [0,110] MHz frekans bandının spektrum analizördeki görüntüsü.



Şekil 4.21 2 seyrek $x(t)$ işareti için kgbç sistem donanımının normal operasyonda topladığı ADC örnek vektörünün $[-125,125]$ MHz frekans spektrumundaki genlik-frekans grafiği.



Şekil 4.22 2 seyrek $x(t)$ işareti için kgbç normal operasyonunda toplanılan adc örnek vektöründen öncül kaydedilmiş LO kaçağının çıkarılmasıyla oluşan $[-125,125]$ MHz frekans spektrumundaki genlik-frekans grafiği.



Şekil 4.23 2 seyrek $x(t)$ işareti için KGBÇ sistem donanımı ön işaret işleme modülü ile LO kaçağı bastırma performansı.

Yukarıda yapılan donanım çalışmaları ile KGBÇ sisteminin donanım gerçeklemlerinde karşılaşılabilecek problemlere ve donanımsal ideal dışılıklara (non-ideality) çözümler getirilmiştir. Rastgele demodülasyon için gerekli olan karıştırıcı donanım sorunları ön işaret işleme modülü ve ADC örnek toplama senkronizasyon tetikleyicisi yöntemi ile aşılmıştır. Geri çatılım için gerekli olan ve analog $p(t)$

işaretinin Fourier katsayılarından oluşan C matrisi yukarıda bahsedilen donanımsal çözümlerle ve [27]'de önerilen metot ile doğru bir şekilde oluşturulabilmekte ve farklı zamanlarda gerçekleştirilen her bir geri çatılım için sabit kalması sağlanabilmektedir. Rastgele demodülasyon sonucu karıştırıcının IF işaret çıkışında ortaya çıkan LO kaçakları yine ön işaret işleme modülü ve ADC örnek toplama senkronizasyon tetikleyicisi ile yok edilebilmekte ve IF işaretin LO işareten yalıtımı başarılı bir şekilde sayısal ortamda sağlanabilmektedir. Analog alçak geçiren filtrenin donanımsal ideal dışılığı ise ADC örnekleme sıklığında yapılacak artış ve alt-kanal çoklama sırasında yapılacak örnek seyreltme işlemi ile aşılabilmektedir. Böylelikle rastgele demodülasyon çıktısında oluşan örtüşme korunabilmekte ve KGBÇ sisteminin ilgilendiği ADC önündeki alt-bantlara diğer bantların girişim yapması engellenmektedir. Sonuç olarak bu bölümde önerilen donanımsal çözüm yöntemleri ile KGBÇ sistem donanımının RF-analog kısmını oluşturan bölümünde (rastgele demodülasyon, analog alçak geçiren filtre ve ADC örnekleme) karşılaşılabilecek problemler için çözüm yolları önerilmiş, önerilen çözüm yolları donanımsal gerçeklemler ile uygulanmıştır. Uygulanan bu çözüm yolları KGBÇ sistemi için ortaya çıkan donanımsal problemlerin ve ideal-dışılıkların giderilmesinde başarılı olmuştur.

5.SONUÇ

Bu tezde CS tabanlı KGBÇ sistemi için yeni yöntemler geliştirilmiştir. CS belirli bir temelde seyrek işaretlerin taşıdığı bilgi bandına oranla örnekleme fırsatı sunan bir yöntemdir. Frekansta seyrek işaretlerin sahip oldukları en yüksek frekansa göre örneklenmesine karşı olarak, kapladıkları toplam bant miktarına oranla örneklenmelerine olanak sağlamaktadır. Böylelikle yüksek bant genişliğine sahip seyrek işaretlerin Nyquist orana göre çok daha düşük bir oran ile örneklenmesi ve oluşan bu örneklerden orijinal işaretin başarılı bir şekilde geri çatılması mümkün olmaktadır. CS bu Nyquist altı örneklemenin yapılması için l_1 geri kazanımı en iyilemesini kullanmakta ve işaretlerin seyrek olduğunu baştan varsaymaktadır. l_1 geri kazanımı en iyilemesini yapabilmek için birbirinden farklı greedy algoritmalar (OMP, IHT vb.) kullanılabilir. Ayrıca CS'in temellendirdiği seyrek işaretlerin geri kazanım yöntemi, gürbüz bir şekilde gürültülü seyrek işaretler için de çalışabilmekte, hatta beklenen seyreklikten daha yüksek seyrekliğe sahip işaretler için beklenen seyreklik oranında doğru sonuçlar vermektedir.

KGBÇ sistemi CS temelli Nyquist altı örnekleme için mümkün kılan baştan sonra bir sistemdir. Analog seyrek işaretin girdi olarak sunulduğu KGBÇ sistemi çıktısında girdideki analog seyrek işaretin geri kazanımını vermektedir. İçinde RF-analog kısımlar ve sayısal kısımları birlikte barındıran KGBÇ sistemi frekans seyrek işaretlerin Nyquist altı örnekleme için başarılı bir şekilde yapabilmektedir. Gürültülü analog işaretlerin yüksek dinamik alan ve düşük duyarlılık seviyesi ile geri çatılması KGBÇ sistemi ile mümkün olmaktadır. Bu tezde KGBÇ sisteminin dinamik alanını arttırmak için gerçekleştirilen alt-bant kanal eşitleyici filtreler tanıtılmıştır. Alt-bant kanal eşitleyici filtreler sayesinde KGBÇ sisteminin başarılı geri çatılım için ihtiyaç duyduğu dinamik alan 30 dB artırılmış, böylelikle KGBÇ sisteminin girişindeki analog seyrek işaretin sahip olduğu frekans bileşenleri arasındaki genlik farkı toleransı 30 dB yükseltilmiştir. Bu da günümüzdeki uygulamalarda KGBÇ sisteminin gürbüzlüğü ve uygulanabilirliğini artmasını sağlamaktadır. Daha sonra bu tezde, KGBÇ sisteminin doğru şekilde çalışabilmesi için kalibrasyon metodu önerilmiştir.

Bu metot ile sahada KGBÇ'nin kalibrasyonu çok daha düşük maliyetle, basit sinüs üreteçleri ile yapılabilir. Bu tezde önerilen kalibrasyon yöntemi hızlı bir şekilde operasyonunu tamamladığı için KGBÇ sisteminin normal operasyonu sırasında da tekrar kalibrasyon yapmasına da olanak sağlamaktadır. Kalibrasyon sonucu oluşturulan ve geri çatlım problemi için gerekli olan C matrisinin katsayıları zamanla değişmeyecek şekilde bulunmakta ve KGBÇ sistem donanımındaki ADC örneklmesi KGBÇ sistem kalibrasyonuna faz eşlenik şekilde yapılmaktadır. Böylelikle, KGBÇ sistem donanımı faz bozulmaları kaynaklı performans kayıplarına karşı korunaklı hale getirilmiştir ve sürekli olarak yüksek performansla çalışabilmesi sağlanmıştır.

KGBÇ için yapılan benzetim çalışmaları ile KGBÇ sisteminin öngörüldüğü gibi frekans seyrek işaretlerin geri kazanımını yapabildiği gösterilmiştir. Seyreklik seviyesi önceden bilinen analog işaretler için yeterli kanal sayısı oluşturulduğunda KGBÇ sisteminin hem dar bantlı işaretleri hem de geniş bantlı işaretleri doğru bir şekilde kestirebildiği gösterilmiştir. Böylelikle, dar bantlı veya geniş bantlı frekans bileşenlerine sahip bütün analog işaretlerin sadece seyreklik seviyesi bilindiğinde KGBÇ sistemi ile kestirilebildiği gösterilmiştir. Bu da KGBÇ sisteminin, kestirimi yapılacak analog giriş işaretinin çeşitliliğine olan gürbüzlüğünü ve esnekliğini belirtmiştir. Daha sonra yapılan benzetimler ve Monte Carlo analizleri ile KGBÇ sisteminin varsayılan seyreklik seviyeleri için sahip olduğu dinamik alan ve duyarlılık değerleri bulunmuştur. %100'e yakın bir geri çatlım başarısı için seyreklik seviyesi ile kanal sayısı arasındaki orantı belirtilmiştir. Bu orantıya göre seyrek spektrumlu analog işaretler için KGBÇ sistemi Nyquist oranının çok altında çalışabilmekte ve başarılı kestirim yapabilmektedir.

KGBÇ sistemi için yapılan donanım çalışması ile bu tezde KGBÇ sisteminin donanıma olan yatkınlığı gösterilmiştir. Hâlihazırdaki ürünler ile KGBÇ sisteminin alt bölümlerinin (rastgele demodülasyon, analog filtreleme vb.) nasıl gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir. Donanım gerçekleştirilmesi sırasında karşılaşılan donanım kaynaklı problemlere etkili çözüm yolları getirilmiştir. Bu sayede KGBÇ sisteminin benzetim ortamındaki sonuçları ile gerçek donanım ortamındaki sonuçları arasında oluşabilecek farklar giderilmeye çalışılmıştır.

Sonuç olarak, KGBÇ sistemi bu tezde yapılan iyileştirmeler, önerilen yöntemler ile Nyquist altı örneklemeyle daha etkili bir biçimde çalışabilmektedir. Bu tez ile KGBÇ

sisteminin dinamik alan ve duyarlılık performansları arttırılmış, KGBC sisteminin donanımsal problemlerine etkili çözümler getirilmiştir. Bu tez ile KGBC sistemiyle başarılı kestirimi yapılabilen analog seyrek giriş işaretlerinin oluşturduğu küme genişletilmiş, KGBC sisteminin donanım gerçeklemede donanım kaynaklı performans kayıplarını en aza indirmek için donanımsal yöntemler geliştirilmiş ve bu yöntemlerin uygulanabilirliği gösterilmiştir.

Bu tez ile KGBC sisteminde donanım kaynaklı problemler KGBC sisteminin RF-analog kısmı için ele alınmıştır. Geliştirilecek geri çatılım metotları ile KGBC sisteminin oluşturduğu donanımsal problemlerin ve bu problemlere çözüm olarak bu tezde uygulanan yöntemlerin KGBC sisteminin geri çatılım performansı üzerine etkisi incelenebilir. Ayrıca bu tezdeki yöntemlerle beraber çalışabilecek greedy algoritmalar ile KGBC sisteminin donanımdaki başarılı geri çatılım performansı iyileştirilebilir ve donanıma uygun işaret geri kazanımı algoritmaları geliştirilebilir.



KAYNAKLAR

- [1] **M. Mishali, Y. Eldar, Dounaevsky, Shoshan.,** (2009). Xampling: Analog to Digital at Sub-Nyquist Rates, *CCIT Report*.
- [2] **E. Candes and Micheal B. Wakin,** (2008). An Introduction to Compressive Sampling, *IEEE Signal Processing Magazine* v.21.
- [3] **E. Candes, J. Romberg, and T. Tao,** (2006). Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.52, no.2,489-509.
- [4] **E. Candes and T. Tao,** (2006). Near optimal signal recovery from random projections: Universal encoding strategies?, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.52, no.12, 5406-542.
- [5] **D. Donoho,** (2006). Compressed sensing, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.52, no.4, pp. 1289-1306.
- [6] **D. S. Taubmann and M. W. Marcellin,** (2001). JPEG2000: Image Compression Fundamentals, Standards and Practice, *Norwell, MA: Kluwer*.
- [7] **D. Donoho and X. Huo,** (2001). Uncertainty principles and ideal atomic decomposition, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.47, no.7, pp. 2845-2862, Nov. 2001.
- [8] **F. Santosa and W.W. Symes,** (1986). Linear inversion of band-limited reflection seismograms, *SIAM J. Sci. Statist. Comput.*, vol.7, no.4, pp. 1307-1330.
- [9] **J. Tropp and A.C. Gilbert,** (2007). Signal recovery from partial information via orthogonal matching pursuit, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.53, no.12, pp. 4655-4666.
- [10] **E. Candes and J. Romberg,** (2007). Sparsity and incoherence in compressive sampling, *Inverse Prob.*, vol.23, no.3, pp. 968-985.
- [11] **R. Tibshirani,** (1996). Regression shrinkage and selection via the lasso, *J. Roy. Stat. Soc. Ser. B*, vol.58, no.1, pp. 267-288.
- [12] **R. Baraniuk, M. Davenport, R. DeVore, and M. Wakin,** (2008). A simple proof of the restricted isometry property for random matrices, *Constructive Approximation*, vol.28, no.3, pp. 253-26.
- [13] **S. Mendelson, A. Pajor, and N. Tomczak-Jaegermann,** (2006). 'Uniform uncertainty principle for Bernoulli and sub-gaussian ensembles, *Preprint*.
- [14] **H. Nyquist,** (1928). Certain Topics in Telegraph Transmission Theory, *Trans. AIEE*, vol. 47, no. 2, pp. 617-644.
- [15] **C. E. Shannon,** (1949). Sampling, data transmission, and the Nyquist rate, *Proc. IRE*, vol. 37, pp. 10-21.
- [16] **H. J. Landau,** (1967). Communication in the presence of noise, *Proc. IEEE*, vol. 55, pp. 1701-1706.

- [17] **M. Mishali, Y. Eldar, Dounaevsky, Shoshan**, (2009). Xampling—Part I: Practice, *CCIT Report no. 747, EE Dept., Technion; arXiv.org 0911.0519*.
- [18] **Analog Devices Corporation**, (2009). Analog to Digital Converters, <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/products/index.html>.
- [19] **National Instruments Corporation**, (2009). Digital Data converters, <http://www.national.com/analog/adc>.
- [20] **Maxim Corporation**, (2009). High-speed ADCs, http://www.maxim-ic.com/products/data_converters.
- [21] **Texas Instruments Corporation**, (2009). Data converters, <http://focus.ti.com/analog/docs/dataconvertershome.tsp>.
- [22]] **S. Cotter, B. Rao, K. Engan, K. Delgado**, (2005). Sparse Solutions to Linear Inverse Problems With Multiple Measurement Vectors, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 7.
- [23] **J. Tropp, A. Gilbert**, (2005). Simultaneous Greedy Approximations via Greedy Pursuit, *ICASSP 2005*.
- [24] **J. Tropp, A. Gilbert**, (2009). Blind Multiband Signal reconstruction: Compressed Sensing For Analog Signals, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 3.
- [25] **A.B. Korucu, Y.K. Alp, G. Gök, O. Arıkan**, (2017). Sub-band Equalization of modulated wideband converter for improved dynamic range performance, *SIU2017*.
- [26] **M. Mishali and Y. Eldar**, (2010). From Theory to Practice: Sub-Nyquist Sampling of Sparse Wideband Analog Signals, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 4, no. 2.
- [27] **Y.K. Alp, A.B. Korucu, A.T. Karabacak, A.C. Gürbüz, O. Arıkan**, (2017). Online Calibration of Modulated Wideband Converter, *SIU2017*.
- [28] **E. Israeli, S. Tsiper, D. Cohen, E. Shoshan, R. Hilgendorf, A. Reysenson, Y. Eldar**, (2014). Hardware Calibration of the Modulated Wideband Converter, *Globecom*.
- [29] **Agilent Arbitrary WaveForm Generator**, (2017). www.keysight.com.
- [30] **National Instruments-PXI**, (2006). www.ni.com.
- [31] **T. Grandke**, (2006). Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transforms of Weighted Signals, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*.
- [32] <http://www.keysight.com/>
- [33] <http://www.keysight.com/en/pdx-x201712-pn-E4448A>
- [34] <http://www.tek.com/datasheet/arbitrary-waveform-generators-7>
- [35] <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZEM-4300>
- [36] <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=SLP-90%2B>

[37] <http://www.ti.com/product/ads62p49>

[38] <http://www.analog.com/en/products/clock-and-timing>

[39] <https://www.xilinx.com/products/boards-and-kits/ek-v7-vc707-g.html>





ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad :Ali Buğra KORUCU
Uyruğu :TC
Doğum Tarihi ve Yeri :1990 / K.Maraş
E-posta :akorucu@etu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** :2013, Bilkent Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği
- **Yüksek lisans** :2017, TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Anabilim Dalı, Elektrik Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Yıl 2014- **Yer:**ASELSAN A.Ş. **Görev:** Mühendis

2015-2017 TOBB ETÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ar-Ge Burslu Yüksek

Lisans Öğrencisi

YABANCI DİL: İngilizce

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **A.B. Korucu**, Y.K. Alp, G. Gök, O. Arıkan, “Sub-band Equalization of modulated wideband converter for improved dynamic range performance”, SIU2017, May 2017
- **Y.K. Alp**, A.B. Korucu, A.T. Karabacak, A.C. Gürbüz, O. Arıkan, “Online Calibration of Modulated Wideband Converter”, SIU2017, May 2017