

**T.C.**

**GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ  
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MODÜLASYON TEKNİKLERİNDE FAZ  
GÜRÜLTÜSÜ, İNTERMODÜLASYON, SPUR VE  
SÖNÜMLEME ETKİLERİNİN İNCELENMESİ**

**Altan ALPARSLAN  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**

**GEBZE**

**2010**



**T.C.**

**GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ  
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MODÜLASYON TEKNİKLERİNDE FAZ  
GÜRÜLTÜSÜ, İNTERMODÜLASYON, SPUR VE  
SÖNÜMLEME ETKİLERİNİN İNCELENMESİ**

**Altan ALPARSLAN  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**

**TEZ DANIŞMANI  
Doç. Dr. Oğuz KUCUR**

**GEBZE  
2010**



## YÜKSEK LİSANS TEZİ JÜRİ ONAY SAYFASI

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ..... tarih ve ..... sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 25.01.2010 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Altan ALPARSLAN'ın tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

### JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) : Doç. Dr. Oğuz KUCUR

ÜYE

: Yrd. Doç. Dr. Serdar Süer Erdem

ÜYE

: Doç. Dr. İbrahim Altunbaş

### ONAY

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ...../...../20... tarih ve ...../..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

## ÖZET

**TEZİN BAŞLIĞI : MODÜLASYON TEKNİKLERİNDE FAZ GÜRÜLTÜSÜ, İNTERMODÜLASYON, SPUR VE SÖNÜMLEME ETKİLERİNİN İNCELENMESİ**

**YAZAR ADI : ALTAN ALPARSLAN**

Haberleşme sistemlerinde karşılaşılan sorunlardan faz gürültüsü, spur işaretler, intermodülasyon ve çok yollu sönümleme haberleşmeyi bozucu yönde etkilemektedir. Sistemlerdeki lokal osilatör tasarımlarında faz gürültüsü ile spur işaretler birbirleri ile alakalı olup, faz kilitlemeli döngülerde farklı seviyelerde belirebilmektedirler. Yine sistemler bünyesinde yer alan işaret kuvvetlendiriciler ve frekans karıştırıcıları intermodülasyona sebep olabilmektedirler. Kablosuz haberleşme yaygınlaşması ile birlikte haberleşme kanalında daha sık karşılaşılan çok yollu sönümleme de haberleşme performansı önündeki diğer bir sorundur.

Bu tezde sayısal modülasyon tekniklerinde faz gürültüsü, spur, intermodülasyon ve çok yollu sönümleme etkileri hem benzetim hem de donanımla gerçekleştirilmiştir. Bu gerçekleştirmeler sonucunda, bozucu etkiler altında modülasyon teknikleriyle Bit Hata Olasılığı (BHO) eğrileri elde edilmiş olup, var olan çözümlerin artı ve eksileri incelenmiştir. Ayrıca spur işaretleri iptal teknikleri sayesinde modülasyon tekniklerinde faz gürültüsü ile spur işaretleri takası incelenmiştir.

**ANAHTAR KELİMELER : Faz Gürültüsü, Spur İşaretler, Faz Kilitlemeli Döngü, İntermodülasyon, Çok Yollu Sönümleme, Sayısal Modülasyon.**

## **SUMMARY**

**TITLE OF THESIS : EFFECTS OF PHASE NOISE, INTERMODULATION, SPUR AND FADING ON MODULATION TECHNIQUES**

**AUTHOR : ALTAN ALPARSLAN**

Phase noise, spurious signals, intermodulation and multipath fading have distortion effects on communication systems. Phase noise and spurious signals are relevant with local oscillator designs and can be created with different levels regarding to the design parameters of local oscillators. Also, in communication systems, there are widely used frequency mixers and signal amplifiers that can cause intermodulation. As wireless communication became widespread, multipath fading became another often problem in communication performance.

In this thesis, digital modulation techniques have been realized with simulations and hardware under the controlled effects of phase noise, spurious signals, intermodulation and multipath fading. Under the distortion effects, the Bit Error Rate graphs have been obtained and existing solutions and their tradeoffs have been discussed. Also, by the help of spur cancelation techniques, exchange and tradeoff between phase noise and spurious signals have been analyzed.

**KEY WORDS : Phase Noise, Spurious Signals, Phase Locked Loop, Intermodulation, Multipath Fading, Digital Modulation.**

## TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca değerli zamanını esirgemeyen ve çalışmalarımda beni yönlendiren danışmanım, hocam Doç. Dr. Oğuz KUCUR'a,

Bilim ve teknolojide ileri düzeyde araştırma, eğitim ve öğretim yapan tüm GYTE ailesine

Çok değerli desteklerinden dolayı arkadaşım Araş. Gör. Ahmet YILMAZ'a,

Her zaman bir parçası olmaktan gurur duyduğum ülkemizin değerli araştırma kurumu TÜBİTAK UEKAE'ye,

Her alanda beni destekleyen ve yol gösteren, birlikte çalışmaktan hiçbir zaman pişman olmayacağım TÜBİTAK UEKAE RF Grubuna,

Sevgili arkadaşım Asım ALTUNBAŞ'a,

ve her zaman maddi ve manevi destekleriyle yanımda olan aileme ve eşim Av. Vildan ALPARSLAN'a teşekkürlerimi sunarım.

Ocak 2010

Altan ALPARSLAN

# İÇİNDEKİLER DİZİNİ

ÖZET	iv
SUMMARY	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
KISALTMALAR DİZİNİ	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ	xii
TABLOLAR DİZİNİ	xvii
1. GİRİŞ	1
1.1. Tez Konusu ve Gerekliliği	3
1.2. Tezin İçeriği	3
2. SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMLERİ VE TEMEL YAPILARI	5
2.1. Vericiler	6
2.1.1. Modülatörler	6
2.1.2. Faz Kilitlemeli Döngüler	6
2.1.3. Frekans Karıştırıcılar	7
2.1.4. İşaret Kuvvetlendiricileri	8
2.1.5. Haberleşme Filtreleri	9
2.2. Alıcılar	10
2.2.1. Demodülatörler	10
2.3. Haberleşme Kanalı	11
3. HABERLEŞMEDE KULLANILAN MODÜLASYON TEKNİKLERİ	12
3.1. Modülasyon Çeşitleri	12



3.2.	İşaretlerin Polar Gösterimi ve I-Q Formatları	13
3.3.	Sayısal Modülasyon	16
3.3.1.	Sayısal Modülasyon Çeşitleri	17
3.3.2.	Faz Kaydırmalı Anahtarlama (PSK)	17
3.3.3.	M-QAM (Dörtlü Genlik Modülasyonu)	18
3.4.	Bant Genişliği Verimliliği	22
4.	HABERLEŞMEDE KARŞILAŞILAN SORUNLAR	23
4.1.	Faz Gürültüsü	23
4.1.1.	Faz Gürültüsü Tanımları ve Ölçüm Prensipleri	27
4.1.2.	PLL Sistemlerinde Gürültü Kaynakları	31
4.2.	Spur İşaretler	38
4.2.1.	Referans Spur İşaretleri	38
4.2.2.	Kesirsel Spur İşaretleri	41
4.2.3.	Spur İşaretleri Azaltma Yöntemleri	43
4.3.	İntermodülasyon	45
4.3.1.	Doğrusallık ve Doğrusal Olmayan Sistemler	45
4.3.2.	İşaret Kuvvetlendiricilerde İntermodülasyon	46
4.3.3.	Frekans Karıştırıcılarda İntermodülasyon	54
4.4.	Çok Yollu Sönümleme	62
4.4.1.	Çok Yollu Sönümleme Kanallarında Sınıflandırma	64
4.4.1.1.	Hızlı Sönümleme	64
4.4.1.2.	Yavaş Sönümleme	65
4.4.1.3.	Frekans Seçici Sönümleme	66
4.4.1.4.	Düz Sönümleme (Frekans Seçici Olmayan)	66
4.4.2.	Sönümleme Kanal Modelleri	68
4.4.2.1.	Rayleigh Kanal Sönümlemesi	68
4.4.2.2.	Rician Kanal Sönümlemesi	69
5.	TESTLERDE KULLANILAN YAZILIMLAR	70

5.1.	ADIsimPLL Lokal Osilatör Tasarım Programı	70
5.2.	Microwave Office Tasarım ve Sistem Simülâtörü	71
6.	TESTLERDE KULLANILAN DONANIMLAR VE SİSTEMLER	75
6.1.	Genel Amaçlı Haberleşme Kartı	76
6.1.1.	Modem Entegresi	78
6.1.2.	Haberleşme Kartı Bağlantıları ve Kullanıcı Ara Yüzü	79
6.1.3.	Normalize Edilmiş Ortalama Karesel Hata	82
6.2.	Lokal Osilatör Kartı	83
6.2.1.	Faz Kilitlemeli Döngüler	86
6.2.2.	Gerilim Kontrollü Osilatörler	86
6.2.3.	Faz Kilitlemeli Döngü Filtresi	87
6.2.4.	Lokal Osilatör Kartı Programlama	88
6.3.	Çok Yollu Sönümlleme Kartı	92
6.3.1.	Güç Bölücü / Toplayıcı	95
6.3.2.	Wein-Bridge Osilatörleri ve Rastgele Genlik Değişimi	96
6.3.3.	Faz Kaydırıcı Bloğu	100
6.3.4.	Gerilim Kontrollü Zayıflatıcı	101
6.3.5.	İşaret Kuvvetlendirici	102
7.	BENZETİM VE DONANIM TEST ORTAMI PERFORMANSLARI	104
7.1.	Faz Gürültüsü Testleri	105
7.2.	Spur İşaretler Testleri	112
7.3.	İntermodülasyon Testleri	122
7.3.1.	Mikserlerde IM ve Hata Olasılıklarına Etkisi	124
7.3.2.	İşaret Kuvvetlendiricilerde IM ve Hata Olasılıklarına Etkisi	127
7.4.	Çok Yollu Sönümlleme Testleri	131
8.	SONUÇLAR VE GELECEĞE YÖNELİK ÇALIŞMALAR	138
	KAYNAKLAR	141

ÖZGEÇMİŞ

## KISALTMALAR DİZİNİ

<b>Kısaltmalar</b>	<b>Açıklama</b>
ADC	: Analog Sayısal Çevirici
AWGN	: Eklemeli Beyaz Gauss Gürültüsü
BHO	: Bit Hata Oranı
BPSK	: İki düzeyli faz kaydırmalı anahtarlama
DAC	: Sayısal Analog Çevirici
DUT	: Test Altındaki Cihaz
FEC	: İleri Yönlü Hata Kodlaması
FM	: Frekans Modülasyonu
FPGA	: Programlanabilir Kapılar Entegresi
IF	: Orta Derece Frekans
IM	: İntermodülasyon
İGO	: İşaret Gürültü Oranı
LNA	: Düşük Gürültülü İşaret Kuvvetlendiricisi
LO	: Lokal Osilatör
N-MSE	: Normalize Edilmiş Ortalama Karesel Gürültü
OCXO	: Fırın Kontrollü Kristal Osilatör
OP-AMP	: İşlemsel Kuvvetlendirici
PFD	: Faz Frekans Detektörü
PLL	: Faz Kilitlemeli Döngü
QAM	: Dörtlü Genlik Modülasyonu
QPSK	: Dikgen Faz Kaydırmalı Anahtarlama
RF	: Radyo Frekansı
RMS	: Karekök Ortalama Değer
RX	: Alıcı
SSB	: Tek Yan Bant
TCXO	: Isıl Kontrollü Kristal Osilatör
TX	: Verici
VCO	: Gerilim Kontrollü Osilatör

## ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1 Sayısal haberleşme sistemleri genel blok şeması.	5
2.2 Frekans karıştırıcı genel blok şeması.	7
2.3 Frekans kuvvetlendirici genel blok şeması.	8
2.4 1842 MHz bandında GSM-1800 RF filtresi.	9
3.1 Farklı modülasyonların zaman ekseninde gösterimi.	13
3.2 Polar diyagramda genlik ve fazın birlikte gösterilmesi.	14
3.3 Polar gösterimden dikdörtgen gösterime geçiş ve I-Q değerleri.	14
3.4 Pratik I-Q verici ve alıcı blok şeması.	15
3.5 Sık kullanılan bazı QAM işaret kümeleri.	16
3.6 BPSK I-Q işaret kümesi.	17
3.7 QPSK I-Q işaret kümesi.	18
3.8 32-QAM'e ait I-Q işaret kümesi.	19
3.9 Bozucu ortamda donanımla gerçekleştirilen 16-QAM I-Q işaret kümesi.	20
3.10 Bozucu ortamda donanımla gerçekleştirilen 256-QAM I-Q işaret kümesi.	20
3.11 QAM modülasyonlarında İGO'ya göre teorik bit hata olasılığı eğrileri.	21
4.1 İdeal bir sinüs dalgasının frekans uzayında gösterimi.	23
4.2 Faz gürültülü lokal osilatörün giriş işaretlerini bozması.	24
4.3 Frekans çevriminde lokal osilatördeki faz gürültüsünün etkisi.	25
4.4 1800 MHz frekansında üretilen yüksek faz gürültülü taşıyıcı işaret.	26
4.5 1800 MHz bandında 64-QAM modülasyonlu, Şekil 4.4'teki taşıyıcı ile oluşturulan RF linkteki BHO ve teorik 64-QAM BHO ergileri.	26
4.6 Ofset frekanslarındaki faz gürültüsü gösterimi.	27
4.7 Toplam faz gürültüsünün pratik olarak hesaplanması.	29
4.8 Testlerde kullanılan 850 MHz'de kilitli bir VCO çıkış spektrumu ve her iki bantta yer alan faz gürültüsü gösterimi.	30
4.9 I-Q işaret kümesi üzerinde RMS° birimindeki faz gürültüsünün gösterimi.	31
4.10 Faz Kilitlemeli Döngü Blok Şeması.	32
4.11 PLL döngü filtresi $\omega c$ içinde gürültünün (VCO hariç) N kadar kötüleşmesi.	34

4.12 VCO Transfer fonksiyonu.	35
4.13 PLL'de çift yan bant faz gürültü bölgeleri ve baskın gürültü kaynakları.	35
4.14 ADIsimPLL programı, kesirli-N ile $N=30$ ile 600.2 MHz işaret SSB.	36
4.15 ADIsimPLL programı, tamsayı-N ve $N=3001$ ile 600.2 MHz işaret SSB.	37
4.16 Karşılaştırma frekansının çıkışa bulaşması ile oluşan referans spurları.	39
4.17 Referans spurları, Döngü Filtresi: 200 kHz.	40
4.18 Referans spurları, Döngü Filtresi: 100 kHz.	40
4.19 Referans spurları, Döngü Filtresi: 20 kHz.	40
4.20 Kesirli-N PLL ile kilitlenen işaretleme faz gürültüsü ve spur işaretler.	42
4.21 Kesirli-N PLL'de Dither-Off (üstte) ve Dither-ON (altta) Modları ile 1215 MHz sentezi.	44
4.22 İdeal bir işaret kuvvetlendiricide giriş ve çıkış işaretleri.	47
4.23 İdeal kuvvetlendirici transfer fonksiyonu.	47
4.24 1-dB bastırma noktası.	48
4.25 Frekans bölgesi ikinci derece bozulma karakteristiği.	49
4.26 İkinci derece kesişim noktası.	49
4.27 Frekans bölgesi üçüncü derece bozulma karakteristiği.	50
4.28 Üçüncü derece kesişim noktası, IP3.	51
4.29 İntermodülasyon üreten işaret kuvvetlendirici test düzeneği.	53
4.30 1815 MHz merkezli intermodülasyon etkisinin spektrumdaki gösterimi.	53
4.31 1815 MHz merkezli ideal şartlarda çalışan işaret kuvvetlendirici etkisinin spektrumdaki gösterimi.	54
4.32 Frekans karıştırıcılarda çalışma bölgeleri ve çevrim kaybı.	55
4.33 Mikser girişindeki 2-tone adi verilen giriş test işaretleri ve sebep oldukları intermodülasyon ürünleri.	56
4.34 Frekans karıştırıcılarda IP3 noktası.	57
4.35 Microwave Office blok şeması, frekans karıştırıcı IM test bloğu.	58
4.36 Frekans karıştırıcı girişine uygulanan bant geçiren mesaj kanalı, 315 MHz.	59
4.37 Lineer bölgede çalışan 1815 MHz'de frekans karıştırıcı çıkışı.	59
4.38 IM üreten 1815 MHz'de frekans karıştırıcı çıkışı.	60
4.39 Lineer bölgede çalışan karıştırıcı girişi ve çıkışı, geniş bantta gösterimi.	60

4.40	Frekans karıştırıcı girişi ve çıkışındaki güçlü IM geniş bantta gösterimi.	61
4.41	Haberleşme kanalında çok yönlü sönümlenme gösterimi.	62
4.42	Zamanda işaretin yansıyan ve geciken hallerinin toplanması.	63
4.43	Yüksek veri hızında kanal yavaşken ve düşük veri hızında kanal hızlıdır.	65
4.44	Frekans seçici sönümlenmede kanalın işaret bandında yapmış olduğu bozulma.	66
4.45	Düz sönümlenme modelinde kanal uyumluluk bant genişliğinin işaret bant genişliğini kapsamaması.	67
4.46	Sönümlenme modellerinin Doppler frekansı ve kanal uyumluluk bant genişliğine göre bölgelere ayrılarak gösterilmesi.	68
5.1	ADIsimPLL programında döngü filtresi ve filtre üzerinde kullanılacak OP-AMP ve gerekli beslemelerin seçilebildiği pencere.	71
5.2	Microwave Office'de kurulmuş haberleşme sistemindeki verici blok tarafı ve sistemi bozmadan kanalın monitör edilmesi.	73
5.3	Microwave Office'de bir mikser bloğu ve değiştirilebilir parametreleri.	74
6.1	Çok amaçlı haberleşme kartı blok şeması.	77
6.2	Haberleşme kartı sayısal kısım kontrol şeması.	79
6.3	Haberleşme kartı grafik kullanıcı ana ara yüzü.	80
6.4	Haberleşme kartında BER, SNR gibi bilgilerin alındığı, alarmların gözlemlendiği alıcı tarafı bilgi ekranı.	81
6.5	Haberleşme kartından RS-232 ile alınan, I-Q işaret kümesini gösteren grafik ara yüz, 64-QAM modülasyonu gösterirken.	82
6.6	LO Kartı Blok Şeması.	84
6.7	LO Kartı üstten görünüşü.	85
6.8	Synergy Microwave DCMO Serisi Gerilim Kontrollü Osilatörler.	87
6.9	ADF4156 ile aktif döngü filtreli VCO kilitleme devre şeması.	88
6.10	LO kartı hyper-terminal ekranı.	91
6.11	Çok yönlü sönümlenme kartı üstten görünüşü.	93
6.12	Çok yönlü sönümlenme kartı blok şeması.	94
6.13	Minicircuits BP4P1+ 4-yönlü güç bölücü / toplayıcı.	95
6.14	Wein-Bridge osilatör devre şeması.	96
6.15	Sönümlenme 1. kanaldaki RF zayıflatıcı kontrol gerilimi.	97

6.16 Sönümlenme 2. kanaldaki RF zayıflatıcı kontrol gerilimi.	98
6.17 Sönümlenme 3. kanaldaki RF zayıflatıcı kontrol gerilimi.	98
6.18 Sönümlenme 1. kanaldaki 1800 MHz'deki genlik değişimi spektrum analizör görüntüsü. İmleçler arasında 34,7 mili saniyede 0.77 dB'lik güç değişimi.	99
6.19 Gerilim ayarlı RF zayıflatıcı entegresinde faz değişim grafiği.	100
6.20 Minicircuits MVA-2000+ Gerilim Kontrollü RF Zayıflatıcı.	101
6.21 Gerilim Kontrollü RF Zayıflatıcı, Kontrol Gerilimi – Zayıflama eğrisi.	102
6.22 SGA-3286 Blok şeması ve entegrenin üstten görünüşü.	103
7.1 Faz gürültüsü testlerindeki kullanılan farklı faz gürültülü aynı frekansta LO işaretleri spektrumu.	105
7.2 Faz Gürültüsü Test Ortamı.	106
7.3 32-QAM'de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO eğrileri.	107
7.4 64-QAM'de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO eğrileri.	108
7.5 Benzetimle oluşturulan 64-QAM'de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO.	108
7.6 128-QAM'de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO eğrileri.	109
7.7 Benzetimle oluşturulan 128-QAM'de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO.	109
7.8 256-QAM'de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO eğrileri.	110
7.9 Benzetimle oluşturulan 256-QAM'de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO.	110
7.10 Dither-off ve dither-on modları ile üretilen LO işaretleri ile QAM modülasyonları BHO'ları karşılaştırması.	112
7.11 Spur İşaretler Test Ortamı.	113
7.12 Sinyal üreticiyle üretilerek 100 kHz (sol) ve 1 MHz'de (sağ) LO spektrumuna eklenmiş spur işaretli LO işaretleri.	114
7.13 16-QAM'de farklı ofset ve genlikteki spur işaretlerde BHO.	115
7.14 32-QAM'de farklı ofset ve genlikteki spur işaretlerde BHO.	115
7.15 64-QAM'de farklı ofset ve genlikteki spur işaretlerde BHO.	116
7.16 128-QAM'de farklı ofset ve genlikteki spur işaretlerde BHO.	116
7.17 256-QAM'de farklı ofset ve genlikteki spur işaretlerde BHO.	117
7.18 1 MHz ofsette -80 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.	118
7.19 1 MHz ofsette -70 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.	118
7.20 100 kHz ofsette -80 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.	119



7.21 100 kHz ofsette -70 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.	119
7.22 10 kHz ofsette -80 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.	120
7.23 10 kHz ofsette -70 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.	120
7.24 GSM-1800 kanalı için 1.5 MHz ve 1 MHz ofsette spurlar içeren LO işareti. İçten dışa: Spur yok, spur ofseti 1 MHz, spur ofseti 1.5 MHz.	121
7.25 Verici IF Katındaki IM test bloğu.	122
7.26 Kanalda mikser intermodülasyon etkisinin spektrum analizörle gösterimi.	123
7.27 Yüksek IM etkisi altında 128-QAM işaret kümesi.	124
7.28 IM Etkisi altında 64-QAM BHO.	125
7.29 IM Etkisi altında 128-QAM BHO.	125
7.30 IM Etkisi altında 256-QAM BHO.	126
7.31 Faz gürültülü donanım testlerinde 128-QAM benzetim sonucu ile aynı faz gürültülü ortamda mikserde 6 dB'lik IM etkisinin karşılaştırılması.	127
7.32 İşaret kuvvetlendiricilerde IM'in BHO üzerinde etkileri gösterimi.	128
7.33 Faz gürültülü donanım testlerinde 128-QAM benzetim sonucu ile aynı faz gürültülü ortamda işaret kuvvetlendiricide 3 dB'lik IM etkisinin karşılaştırılması.	129
7.34 Faz gürültülü donanım testlerinde 128-QAM benzetim sonucu ile aynı faz gürültülü ortamda işaret kuvvetlendiricide 6 dB'lik IM etkisinin karşılaştırılması.	130
7.35 Çok Yollu Sönümleme Test Ortamı.	132
7.36 32-QAM için faz gürültülü Rician sönümlemeli benzetim ortamında BHO.	133
7.37 64-QAM için faz gürültülü Rician sönümlemeli benzetim ortamında BHO.	133
7.38 128-QAM için faz gürültülü Rician sönümlemeli benzetim ortamında BHO.	134
7.39 QAM modülasyonlarında faz gürültülü ve Rician sönümlemeli BHO.	135
7.40 128-QAM'de K=38 Rician Sönümlemeli ve Faz Gürültülü BHO.	136
7.41 Faz gürültüsüz 128-QAM'de K=38 Rician Sönümlemeli BHO.	137

## TABLolar DİZİNİ

<b><u>Tablo</u></b>	<b><u>Sayfa</u></b>
3.1 Sayısal modülasyonlarda teorik bant genişliği verimliliği.	22
4.1 Temel faz gürültüsü tanımları, birimleri ve açıklamaları.	28
4.2 850 MHz'deki lokal osilatör işareti tek yan bant faz gürültüsü değerleri.	29
4.3 PLL sistemlerinde gürültü kaynakları ve transfer fonksiyonları.	33
4.4 600.2 MHz'de tasarlanan iki ayrı LO parametreleri ve faz gürültüsü sonuçları.	37
4.5 Kesirli Spurların MOD'a göre oluşma aralığı.	42
6.1 Standart İşaret kümelerinde Ortalama Sembol Gücü.	83
6.2 DCMO serisi VCO entegrelerinin kontrol gerilimi – frekans ilişkileri	87
6.3 GSM-900 Bandı frekans tablosu.	89
6.4 GSM-1800 Bandı frekans tablosu.	90
6.5 LO Kaynakları ve Dither Modlarında Toplam RMS° Faz Gürültüsü Değerleri.	91
6.6 Sönümlenme kanalları parametreleri.	101

# 1. GİRİŞ

Tarihten günümüze kadar haberleşme toplum hayatında önemli bir yer teşkil etmiştir. En eski mesleklerden sayılan elçiler, haberciler ve çağın gereklerine uygun insanların haberleşmesine yardımcı olan meslekler günümüzde artık yerlerini karmaşık elektronik sistemlere bırakmıştır. Telgraf ve daha sonra telefonun icadı ile başlayan bu haberleşme sistemleri günümüzde önemli bir araştırma alanı ve büyük sektörlerden biri haline gelmiştir.

Günümüzde, birçok haberleşme sisteminin kullanılması ile birlikte onlarca farklı sistemin birbiri ile uyumlu ve birbirinin alanına girmeden görevlerini ifa etmeleri için uluslararası standartlar geliştirilmiştir. Her sistemin uymak zorunda olduğu bant, bant genişliği, işaret gücü ve zaman dilimi gibi birçok sıkı kurallar mevcuttur. Bu kuralları ihmal etmeden ve haberleşme kalitesinde bir azalma yapmadan sistemlerin maksimum performansta çalışacak şekilde tasarlanması gerekmektedir. Bu maksimum değerlere de her bir alt bileşenin çok iyi bir şekilde çalışması gerekmektedir. Haberleşme sistemlerinde performanstan ödün vermemek için veri taşıyan işaretin en az bozulma ile alıcıya ulaşması gerekmektedir. Ne alıcıda, ne verici de ne de haberleşme kanalında bozulmalara günümüz istekleri tahammül edememektedir.

Haberleşme sistemlerinin olmazsa olmazı olan haberleşme kanalı ve haberleşme bandı her bir sisteme diğer sistemlerle çakışmayacak şekilde tahsis edilmiştir. Ancak bu kanala veri girerken ve çıkarken birçok yapıdan geçmektedir. Genelde temel bantta oluşturulan veriler kanala çıkarken taşıyıcı adı verilen uygun işaretlerle çarpılırlar. Alıcıya kanal üzerinden ulaşan veriler, tekrar temel banda indirilirken benzer taşıyıcılar ile çarpılırlar. Bu kanala çıkış ve inişlerdeki taşıyıcılar sistem performansı üzerinde büyük rol oynarlar. Bozulmadan haberleşme kanalına çıkıp tekrar işlem yapılacak ara kanallara geçiş teorikte mümkünken pratik olarak imkânsızdır. Ancak sistem isterleri açısından belirli bozulmalar kabul edilmektedir. Taşıyıcılardan kaynaklanan faz gürültüsü ve spur gibi bozucu etkiler haberleşmede gönderilen veriyi bozabilirler. Diğer

taftan, haberleşme sistemlerinde kullanılan frekans karıştırıcılar ve işaret kuvvetlendiriciler de haberleşme kalitesinde bozucu etkilere sahip olabilirler. En ideal şartlarda bile, haberleşme sistemi alt birimleri, giren işaretle çıkan işaret arasında gürültü miktarı adı verilen bozucu etki eklerken, sistem isterlerine uymayan tasarımlarla haberleşme performansında dramatik düşüşler gözlemlenebilir.

Haberleşme sistemleri tasarımcılarının üzerinde dikkat etmesi gereken diğer bir konu da haberleşme kanalının bozucu etkileridir. İlk akla gelen kanal bozucu etkisi işaretin zayıflamasıdır ki bu haberleşme sistemlerindeki menzili belirleyen en önemli etkidir. Ancak bu menzil içinde de farklı yollardan bulaşmalar, karışımlar ve yansımalar kanalda ciddi sorunlar ortaya çıkarıp haberleşme kalitesini düşürmektedir [1]. Çok yollu sönümlenme zayıflama hariç tüm kanal bozulmalarını kapsayan ve üzerinde çok çalışılan bir konudur. Özellikle cep telefonu, kablosuz internet gibi mobil haberleşme sistemlerinde karşılaşılan bu durumu incelemek için belirli istatistiksel modeller geliştirilmiştir [2]. Kırsal ve kentsel alanlarda, yoğun ya da nadir haberleşme içeren ortamlarda farklı sönümlenme etkileri birçok araştırmacıya çalışma konusu olmuştur.

Bu çalışmamızda, haberleşme sistemleri bünyesindeki taşıyıcılardan kaynaklanan faz gürültüsü ve spur işaretlerinin, mikserlerden ve kuvvetlendiricilerden kaynaklanan intermodülasyon etkisinin ve haberleşme kanalında gerçekleşen çok yollu sönümlenmenin farklı modülasyon teknikleri üzerinde benzetim ve donanım performans testleri yapılmıştır. Çalışma sonunda, farklı modülasyon teknikleri için benzetim ve donanım incelemeleri karşılaştırılmış olup, haberleşme sistemleri tasarımcıları için modülasyon tekniklerine göre bozulma beklentileri ve gerçekleştirmeleri sunulmuştur. Ayrıca taşıyıcılardan kaynaklanan faz gürültüsü ve spur işaretler performans takası incelenmiş olup, spur işaretleri yok etme tekniklerinden dither metodu da uygulanmıştır.

## 1.1. Tez Konusu ve Gerekliliği

Haberleşme sistemlerinde alıcı ve vericilerin verileri bozmadan karşı tarafa iletmeleri ve verinin kanaldaki etkilerden de en az şekilde bozularak geçmesi amaçlanır. Bu tezde incelenen bozulma çeşitlerinin sayısal modülasyon çeşitlerine göre BHO performansına olan etkileri incelenmiş, spur gibi etkiler için mümkün olan çözümlerin performansa etkileri gözlemlenmiştir. Bu çalışmalar, gerçek hayatta kullanılan sistemleri incelemek için geliştirilen özel donanımlarla ve bu donanımları yazılım ortamında çalıştıran benzetim çalışmaları ile desteklenmiştir. Teorikte beklenen sonuçlar ile donanım üzerindeki beklentiler karşılaştırılmış olup, haberleşme sistemlerinde atılacak adımların artı ve eksileri sunulmuştur.

## 1.2. Tezin İçeriği

Bu tez çalışması toplamda yedi ana bölüme ayrılmıştır. İlk bölüm giriş bölümü olup, tezin içeriği, alanı ve önemi anlatılmıştır.

İkinci bölümde sayısal haberleşme sistemleri ve bu sistemlerin alt bölümleri, birimleri ve gerçek hayatta kullanılan ana işlevsel haberleşme ve RF blokları anlatılmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde, bu çalışmamıza benzetim ve donanım testlerine konu olan sayısal modülasyon çeşitlerine yer verilmiş, temel özellikleri şekillerle anlatılmış ve genel kullanım alanları verilmiştir.

Dördüncü bölümleri, haberleşme sistemlerindeki ve haberleşme kanalındaki bozucu etkiler incelenmiş olup, yazılım ve donanım araçları ile bu bozulmalar basitçe örneklendirilmiştir.

Çalışmanın beşinci bölümünde benzetim çalışmalarında ve donanım tasarlamada ve kontrol etmede kullanılan yazılım araçları anlatılmıştır.

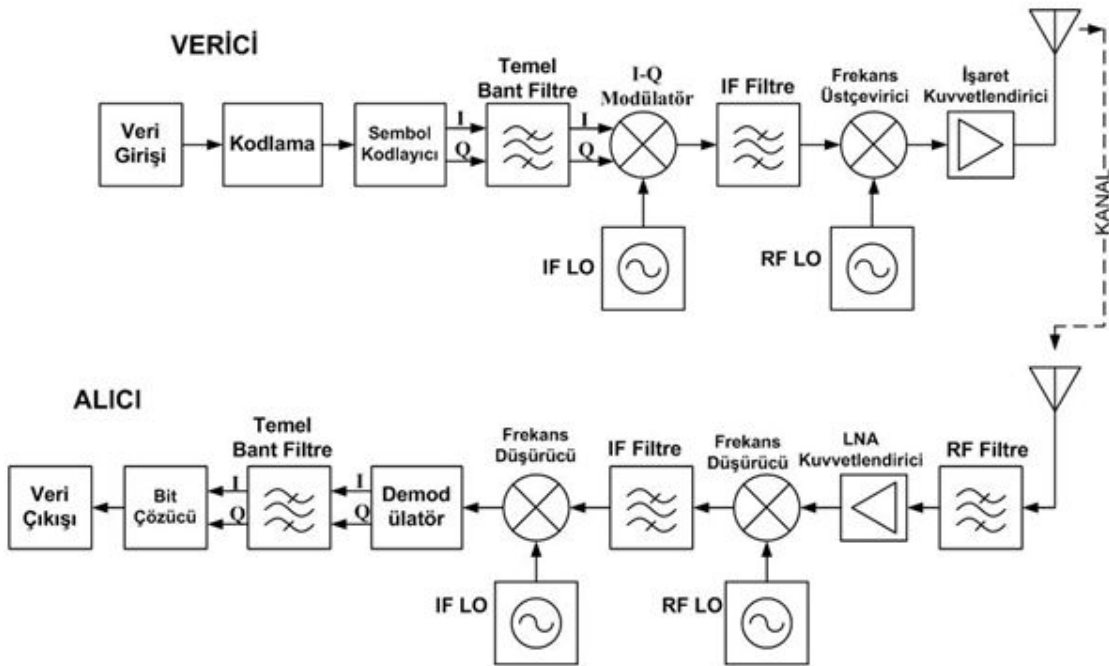
Altıncı bölümde, benzetim çalışmalarını gerçek haberleşme sistemlerinde çalıştıran donanımların tasarımları, kontrolleri, çalışmalardaki kullanım modları ve üzerlerinde kullanılan önemli entegrelerin özellikleri anlatılmaktadır.

Yedinci bölümde benzetim ve donanımsal testlere ait ortamlar ve sonuçlar sunulmuştur. Bu bölümlerde, yazılım araçları ile elde edilen sonuçların, gerçek hayattaki sistemlere benzetilen donanımsal testlerden elde edilen sonuçların karşılaştırılması sunulmuştur. Karşılaştırma sonucu performans iyileştirme yöntemleri ve bu yöntemlerden kaynaklanan performans beklenti ve gerçekleştirmeleri sunulmuştur. Haberleşme sistemleri tasarımcıları ve bu konularda araştırma yapanlar için teorikten pratiğe bir köprü olması açısından önemli sonuçlar okuyuculara verilmiştir.

Sekizinci ve son bölüm olan geleceğe yönelik çalışmalarda ise tez çalışmasındaki sonuçlar değerlendirilmiş, bir adım sonraki araştırma konularına ve tasarım tavsiyelerine yer verilmiştir.

## 2. SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMLERİ VE TEMEL YAPILARI

Sayısal haberleşme sistemleri tüm haberleşme sistemlerinde olduğu gibi alıcı, verici ve kanal olmak üzere üç temel birime sahiptir. Vericiden sisteme giriş yapan veri, kanal frekans bandına taşınıncaya kadar bir çok birimden geçerek kanala ulaşır. Kanalda, kanala özgü zayıflama ve bozulmalardan sonra alıcıya ulaşan işaretler, alıcıdan da tekrar sayısal işlemlerin yapılabildiği sırası ile IF ve temel bant frekanslarına düşürülerek veri elde edilir [3]. Sayısal haberleşme sistemlerine ait genel blok şema Şekil 2.1’de verilmiştir.



Şekil 2.1 Sayısal haberleşme sistemleri genel blok şeması.

Sayısal haberleşme sistemlerinde vericideki temel bant filtreden sonra, alıcıdaki demodülatöre kadar aslında tüm işaretler ve sistemler analog olup, geri kalan kısımlarda ancak sayısal sistemlerden bahsedilebilir. Diğer bir ifade ile işaretlerin RF frekanslarına çıkarılmasında ve tekrar RF frekanslarından temel banda indirilmesinde kullanılan blok

ve sistemler analog haberleşme sistemlerinde kullanılanlarla ortaktır. Sayısalık, modülasyonu yapan işaretlerin sayısal olmasındandır, yani belirli sayısal değerlerle ifade edilebilmesindendir.

## **2.1. Vericiler**

Haberleşme sistemlerinde vericiler, kodlanmış ya da kodlanmamış ham veriyi alarak, kanaldaki tahsis edilen bantta ve uygun bant genişliğinde alıcının alabileceği şekilde kanala kadar taşıyan sistemlerdir. RF bandına çıkarmadan, sayısal modülasyon avantajlarından yararlanmak için verinin sayısallaştırılması Şekil 2.1'deki kodlama bloğu ile de sağlanabilir. Verici sistemleri, blok şemadaki işlem sırası ile modülatörler, faz kilitlemeli döngülerle frekansa kilitlenen lokal osilatörler (LO), mikserler, işaret kuvvetlendiriciler ve haberleşme filtreleri olmak üzere ana işlevsel blokları barındırırlar.

### **2.1.1. Modülatörler**

Modülatörler, sayısal veriden oluşturulan I ve Q bileşenlerinin tekrar geri analog işaret olarak birleştiren ve frekans üst çevrimi için vericideki takip eden bloklara ileten elektriksel birimlerdir. Genelde, IF LO işaretlerini I-Q mikserlerle çarparak modüle eden bu birimler, çıkışlarında IF frekanslarında ve sembol oranında bant genişliğine sahip veri taşıyan haberleşme işaretlerini üretirler.

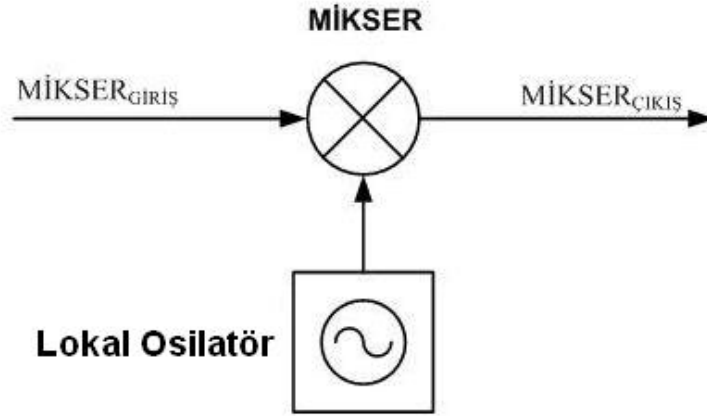
### **2.1.2. Faz Kilitlemeli Döngüler**

Haberleşme sistemlerinde faz kilitlemeli döngüler birçok alanda kullanılmaktadır. Demodülatörlerde sembole veya veriye kilitlenmede kullanıldığı gibi, haberleşme bantlarında işaretlerin frekans alt çevirici ve üst çevirici bloklarında da lokal osilatörler bünyesinde kullanılırlar. Lokal osilatörler bünyesinde, VCO'ların sabit ve kararlı referans işaretlerine kilitlenmelerini sağlayarak, istenilen frekansa kilitli ve belirli bir fazda sabit işaret üretmelerini sağlarlar.



### 2.1.3. Frekans Karıştırıcılar

Frekans karıştırıcılar (mikser) haberleşme sistemlerinde hem alıcı hem de vericilerde önemli yer tutan birimlerdir. Modülatör yapısında I-Q modülasyonunda, frekans yükseltme ve düşürmede ise lokal osilatörlerle birlikte kullanılırlar. Mikserlerin en genel kullanımına ait blok şeması Şekil 2.2’de verilmiştir. Şekildeki gibi, mikserlerin biri LO girişi diğeri de işaret girişi olmak üzere iki adet girişleri, bir adet de işaret çıkışları bulunmaktadır. Farklı olarak I-Q mikserlerde (modülatörlerde kullanılan) işaret girişi olarak biri I ve biri de Q bileşen olmak üzere iki işaret girişleri bulunmaktadır.



Şekil 2.2 Frekans karıştırıcı genel blok şeması.

Mikserler, en genel tanımı ile iki giriş işaretinin frekans fark ve toplamlarındaki frekanslarda işaretleri çıkış portlarından dışarıya üreterek verirler. LO ve giriş işaretleri

$$LO = A_1 \cos(\omega_1 t), \quad Mikser_{GİRİŞ} = A_2 \cos(\omega_2 t). \quad (2.1)$$

olmak üzere, mikser çıkış işareti matematiksel gösterimi şu biçimde yazılabilir:

$$\begin{aligned} Mikser_{ÇIKIŞ} &= [A_1 \cos(\omega_1 t)] \cdot [A_2 \cos(\omega_2 t)] \\ &= \frac{1}{2} A_1 A_2 [\cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t)] \end{aligned} \quad (2.2)$$

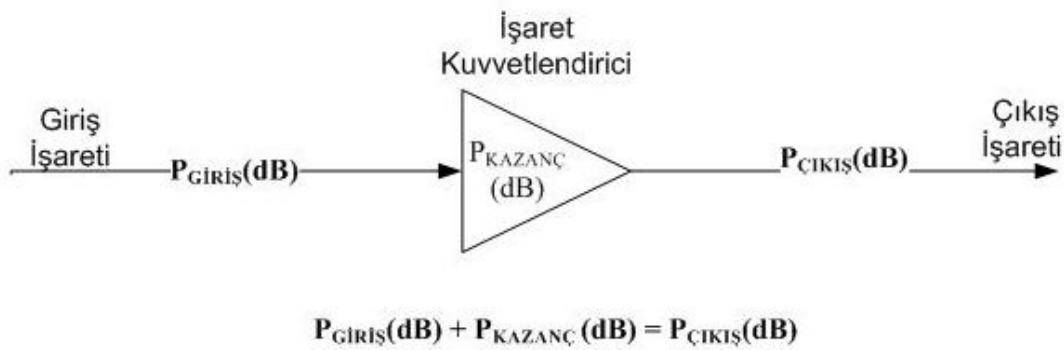
Denklem (2.2)'den anlaşılacağı üzere, mikser çıkışında iki adet, frekansları giriş işaretlerinin toplamı ve farkı olacak şekilde işaret bulunmaktadır. Frekans toplamının kullanıldığı LO ve mikserli bloklara frekans üst çevirici ve frekans farkının kullanıldığı sistemlere de frekans alt çevirici bloğu adı verilir. Üst çeviriciler genelde verici birimlerinde kullanılırken, alt çeviriciler ise haberleşme sistemlerindeki alıcı birimlerinde kullanılırlar.

#### 2.1.4. İşaret Kuvvetlendiricileri

İşaret kuvvetlendiriciler, haberleşme sistemlerinde işaret gücünün önemli olduğu birçok yerde kullanılırlar. İşaretlerin kanala girmeden önce gücünün artırılmasında, mikserlerin LO güç seviyesi isterlerinin karşılanmasında ve her bloktaki zayıflamanın telafi edilmesinde işaret kuvvetlendiricilerden faydalanır. İşaret kuvvetlendiriciler, giriş işaretlerini kendi kazançları kadar yükseltip çıkış portlarına aktarırlar. İdeal şartlarda kullanıldıklarında işaret kuvvetlendiricilerin transfer fonksiyonları dB türünden

$$P_{\text{ÇIKIŞ}}(\text{dB}) = P_{\text{GİRİŞ}}(\text{dB}) + P_{\text{KAZANÇ}}(\text{dB}) \quad (2.3)$$

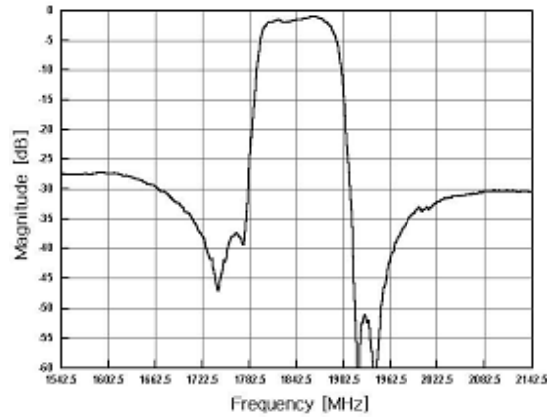
formülü ile ifade edilebilir. İşaret kuvvetlendirici blok şeması Şekil 2.3'te verilmiştir.



Şekil 2.3 Frekans kuvvetlendirici genel blok şeması.

### 2.1.5. Haberleşme Filtreleri

Haberleşme sistemlerinde filtreler birçok blokla birlikte kullanılıp haberleşme için olmazsa olmaz derecede önemli elemanlardır. Filtreler, mikser bloklarından hemen sonra kullanılarak, yan bantlardan, harmoniklerden ve LO'nun mikser çıkışına bulaşmasını engellemek üzere kullanılırlar. Böylece, istenilen bantta taşınan verinin istenmeyen işaretlerle karışıp bozulması engellenmiş olur. Ayrıca, alıcılarda hemen antenden sonra kullanılarak, kanal üzerinden başka bantlardaki işaretlerin alıcı devrelerine bulaşarak veriyi bozması engellenmiş olur. Sistem isterlerine göre veri bant genişliğinden küçük olmamak üzere belirli bir bant genişliğine sahip olması gereken filtrelerin ayrıca bant içinde de düz bir karakter izlemesi gerekmektedir. Frekansa göre farklı tepkiler veren filtrelerin bant içindeki veri taşıyan modüle edilmiş işaretin zarfında bozulmalara sebep olabilir. Aşındaki Şekil 2.4'te donanım testlerimizde de kullandığımız RF filtrenin frekans-zayıflatma eğrisi verilmiştir [4]. Filtre GSM-1800 bandında düz bir zayıflatma sağlarken, bant dışı zayıflatması keskin ve yüksektir.



Şekil 2.4 1842 MHz bandında GSM-1800 RF filtresi.

Ayrıca, haberleşme sistemlerinde kullanılan filtrelerin grup gecikmelerinin de sistem isterlerini sağlayacak şekilde olması gerekmektedir. Bant içinde farklı grup gecikmesi etkisi, bant içindeki verinin fazında değişimlere sebep olacağından işaretleşmede performans kaybına sebep olabilir.

## 2.2. Alıcılar

Alıcılar, haberleşme sistemlerinde vericilerden gönderilen veriyi kanaldan alarak işleyen, veriyi çözen ve tekrar veriyi dış ortama ileten birimlerdir. Çalışma mantığı vericilerin tam tersi olan alıcılarda yine benzer yapılar mevcuttur. Kanaldan alınan veriyi taşıyan analog işaret frekans düşürücü bloklarından geçerek demodülatöre gelir. Demodülatörde analog işareten sayısal işarete geçiş yapıp, bit çözücü bloklara I ve Q bileşenleri sağlanır.

Vericilerden farklı olarak antenden hemen sonra kullanılan LNA tipi kuvvetlendiricilerle işaretin en az gürültü eklenerek kuvvetlendirilmesi sağlanır. Kanaldaki zayıflamalarla birlikte azalan İGO, birçok haberleşme sisteminde performansı sınırladığından alıcılarda gürültü miktarına (noise figure) dikkat edilerek tasarım yapılmalıdır. Bu yüzden, alıcı ilk katlarında LNA'lar kullanılır ve sonraki birimlerin de işarete ekledikleri gürültü miktarının düşük olmasına tasarımcılar özen gösterir.

### 2.2.1. Demodülatörler

Demodülatörler, kanaldan alınıp frekans düşürücü bloklarından geçerek temel banda indirilen analog işaretlerin tekrar sayısallaştırılmasında kullanılırlar. Demodülatörde analog işaretler, demodülatör sonrası I ve Q bileşenlerine ayrılarak bu bileşenlerden veri bitlerini üretecek bit çözücü bloklarına iletilir. Demodülatörler, modülatörlerin tam tersi mantıkta çalışarak sayısal haberleşme sistemlerindeki analog-sayısal işaret çevrimlerini tamamlarlar. Günümüzde bir çok sistemde modülatör ve demodülatör blokları tek bir entegrede çözümlenmiştir. Bu entegrelere modem entegreleri denir ve aynı tür ve isterlerdeki karşılıklı haberleşen sistemlerdeki alıcı ve vericideki analog-sayısal geçişleri basitleştirerek yürütürler.

### 2.3. Haberleşme Kanalı

Haberleşme sistemlerinde, alıcı ile verici arasında veriyi ileten ortama haberleşme kanalı adı verilir. Haberleşme kanalı kablosuz sistemlerde hava iken, kablolu ortamlarda ise verinin iletildiği kablodur. Kanallar birçok haberleşme bandını üzerinde barındırabilirler. Bakır telefon kabloları üzerinden hem telefon hem de ADSL ile havadan birçok farklı yayının alınması buna güzel bir örnek teşkil etmektedir.

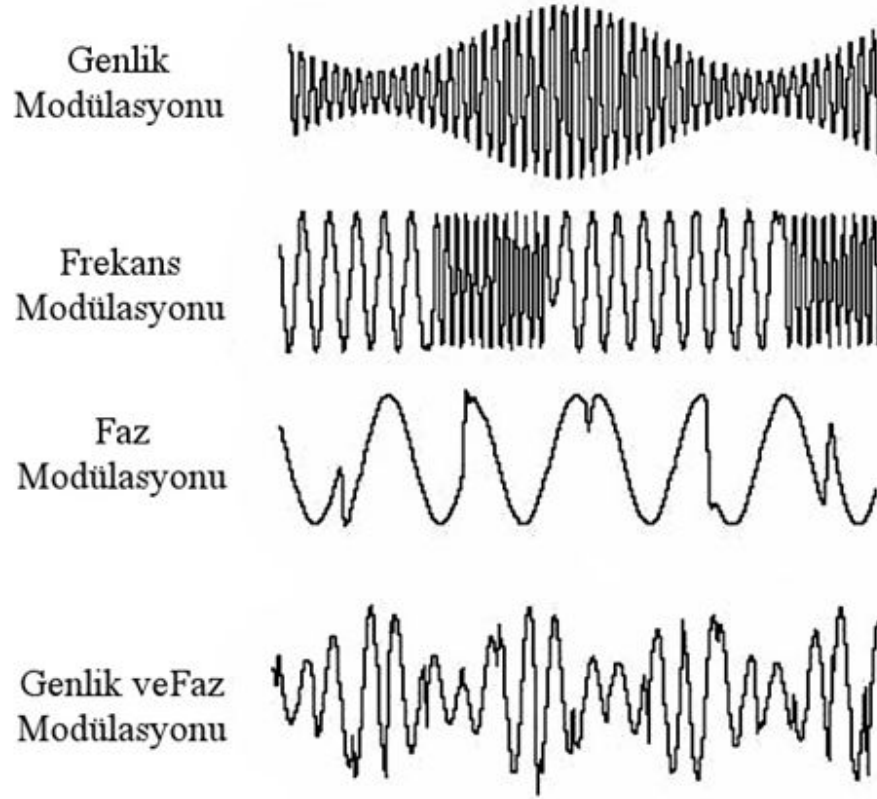
Haberleşme kanalı veri iletimine olanak sağlarken başta işaretleri zayıflatma olmak üzere bazı bozucu etkiler de ekleyebilirler. Başka kanallardan bulaşmalar ve bandın kendi üzerinde gecikerek ve bozularak toplanması başlıca kanal bozulmalarıdır. Kanaldaki farklı bantların bulaşmaları alıcılardaki girişte bulunan filtrelerle engellenebilirken, sönümlenme adı verilen haberleşme bandının fazında ve genliğinde bozulmalarla birlikte alıcıya farklı yollarla ulaşması büyük sorunlara yol açmaktadır. Bu bozulma aynı bant içinde olduğundan filtreleme yöntemleri işe yaramamaktadır. Sönümlenme, dördüncü bölümdeki “Haberleşmede Karşılaşılan Sorunlar” başlığı altında daha detaylı açıklanacaktır.

### **3. HABERLEŞMEDE KULLANILAN MODÜLASYON TEKNİKLERİ**

Bu bölümde donanım ve benzetim testlerinde kullanılacak olan bazı sayısal modülasyon teknikleri anlatılacaktır. Bu modülasyon teknikleri donanımlarımızın desteklediği modülasyonlar olup bu tekniklerin dışında da haberleşme sistemlerinde başka tür modülasyonlar da bulunmaktadır. Ancak, bu çalışmamızda hem donanım hem de benzetim çalışmalarımızda BHO performansını elde edebileceğimiz modülasyon teknikleri üzerinde durulacaktır.

#### **3.1. Modülasyon Çeşitleri**

Modülasyon, periyodik bir dalganın özelliklerinin, harici başka işaretlerle haberleşmeyi etkin kılacak şekilde değiştirilmesidir. Haberleşme sistemlerinde, genellikle işaretlerin faz, genlik ve frekans değerleri modüle edilir. Faz ve genlik değerlerinin birlikte modüle edilerek daha karmaşık sistemlerin oluşturulması artık sayısal modülasyon trendi iken, frekans modülasyonu (FM) en yaygın analog modülasyonlardan biridir. Şekil 3.1’de farklı modülasyon tipleri ve zarfları verilmiştir.

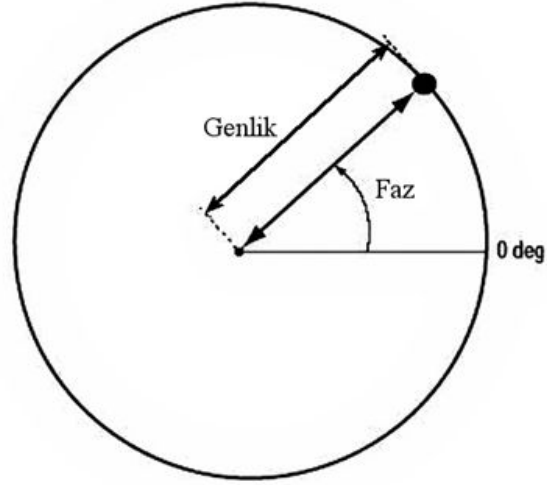


Şekil 3.1 Farklı modülasyonların zaman ekseninde gösterimi.

Faz ve genlik değerlerinin birlikte değiştirilmesi hem modülasyon ve hem de demodülasyon aşamalarında zor ve sıkıntılı olduğundan, bu yöntem birbirine 90 derece faz farklı I (inphase) ve Q (quadrature) olmak üzere iki ayrı sinyal bileşeni ile gerçekleştirilmektedir. Bu iki işaret kümesi, birbirine dik (ortogonal) olduklarından, aralarında karışım da olmamaktadır [5].

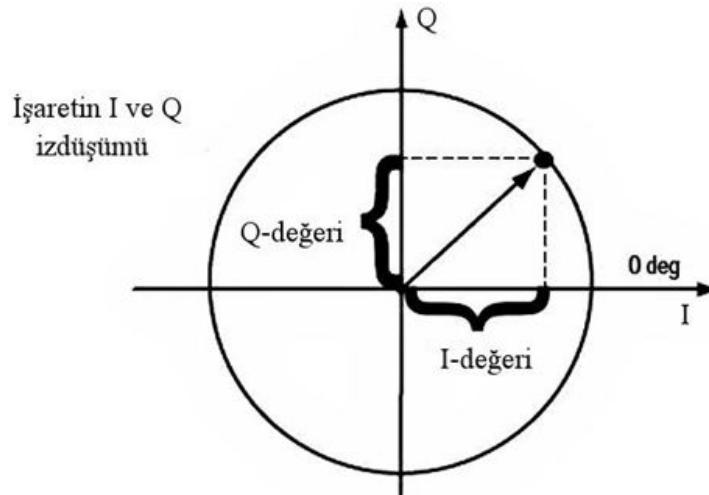
### 3.2. İşaretlerin Polar Gösterimi ve I-Q Formatları

İşaretlerin polar gösterimi genlik ve faz değerlerini grafik olarak göstermenin en kolay yoludur. Taşıyıcı RF işaret faz ve frekansta referans olarak kabul edilip, işaretler de bu referansa göre değerlendirilirler. Polar gösterimde, Şekil 3.2'deki gibi işaretler faz ve genlik bilgileri ile gösterilirler. Sayısal modülasyonlarda polar gösterimler çok sık kullanılmakta birlikte, asıl gösterim dikdörtgen koordinat I-Q ile yapılmaktadır.



Şekil 3.2 Polar diyagramda genlik ve fazın birlikte gösterilmesi.

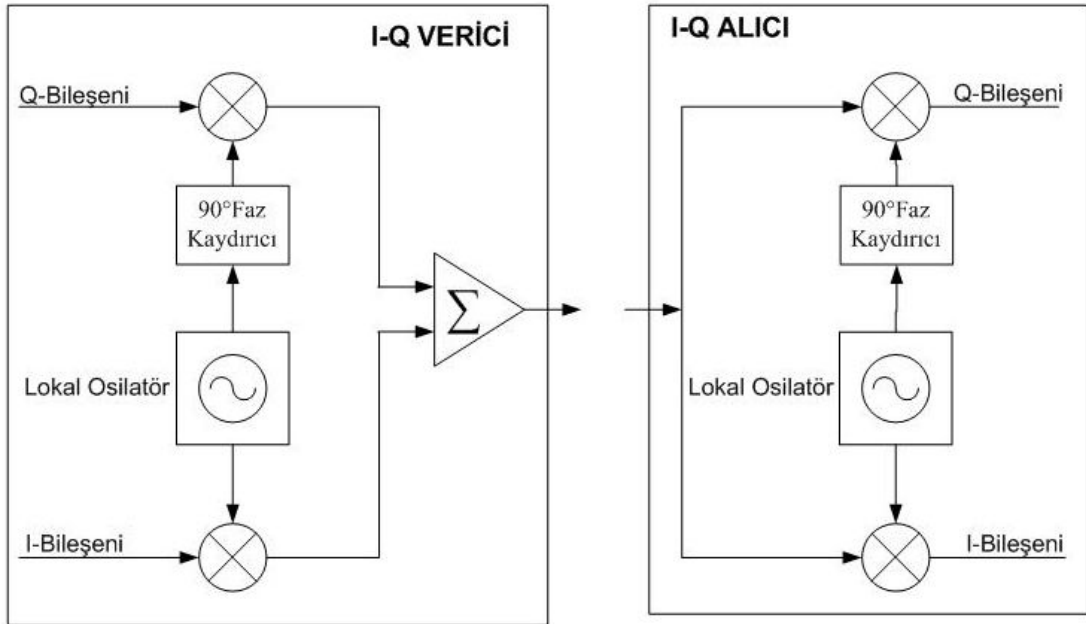
Dikdörtgen I-Q gösterimi, polar gösterimin sayısal modülasyonlarda daha rahat kullanmak için değiştirilmiş hali olup, işaretlerin I ve Q değerleri ile birlikte genlik değerlerinin de kolayca okunmasına olanak verir. I-ekseni  $0^\circ$  faz referansı boyunca uzanmakta, Q-ekseni de  $90^\circ$  döndürülmüştür. İşaretin, I-eksenine izdüşümü I-bileşeni, Q-eksenine izdüşümü de Q-bileşeni olarak adlandırılmaktadır. Böylece her bir işaretin I ve Q bileşenleri bulunmaktadır. I-Q eksenleri izdüşümleri Şekil 3.3'de gösterilmektedir.



Şekil 3.3 Polar gösterimden dikdörtgen gösterime geçiş ve I-Q değerleri.

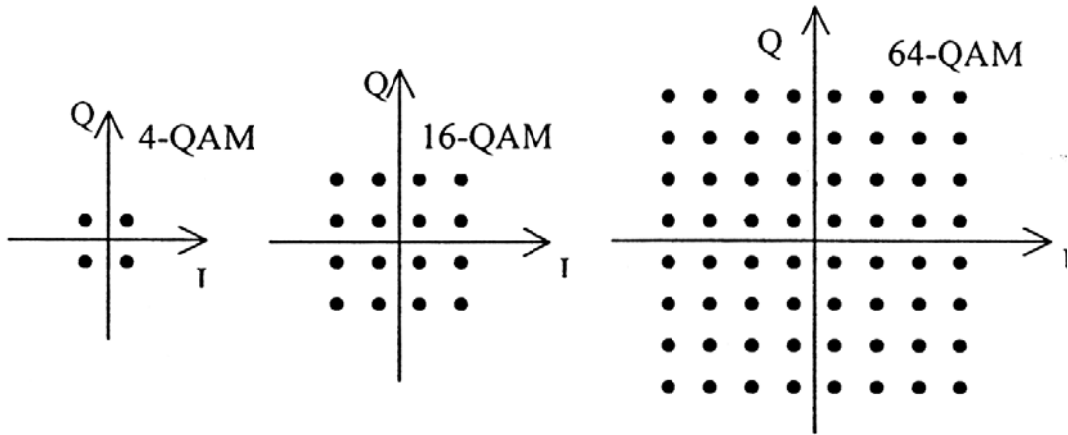


I/Q gösterimleri birçok sayısal haberleşme sistemlerinde kullanılmaktadır. Vericilerde, I ve Q verileri aynı lokal osilatörler çarpılarak birleştirilir, ancak bir LO yolunda  $90^\circ$  bir faz kaydırıcı devresi bulunmaktadır.  $90^\circ$  derecelik sinyaller arası fark, bu sinyalleri ortogonal yapmakta ve ortogonal işaretler birbirleri ile karışmamaktadır. Ortogonal işaretler aynı işaretin birbirinden bağımsız iki parçası olmakta ve bu yöntem ile sayısal haberleşme sistemleri daha basitleşmektedir. I/Q modülasyonunun en büyük avantajı, simetrik iki işaretin vericide kolayca birleştirilmesi ve alıcıda da birbirinden bağımsız iki işaretin kolayca ayrıştırılmasıdır. Şekil 3.4'te pratik bir I-Q radyoya ait alıcı ve verici blokları verilmiştir.



Şekil 3.4 Pratik I-Q verici ve alıcı blok şeması.

Sayısal modülasyon I-Q modülatörlerle çok kolay gerçekleştirilebilmekte ve birçok sayısal sistem verileri I-Q düzlemindeki birçok noktaya eşdeğer şekilde yerleştirmektedir. Sinyal bu noktalar arasında değiştiğinde, genlik ve faz değerleri de değişmekte ve veriler arası pratik ve kolay bir geçiş sağlanmaktadır. Bu noktasal gösterime işaret kümesi denir. Farklı QAM işaretlemelerine ait işaret kümeleri Şekil 3.5'te gösterilmektedir.



Şekil 3.5 Sık kullanılan bazı QAM işaret kümeleri.

### 3.3. Sayısal Modülasyon

Sayısal modülasyonlar ile birlikte daha hızlı veri iletim kapasitesi, şifreleme ve sayısal veri servisleri ile birlikte uyum gibi birçok analog modülasyonlarda olmayan avantajlar elde edilmiştir. Bu avantajlarla birlikte aşağıdaki sınırlandırmalar da söz konusudur:

- i) Sınırlı bant genişliği
- ii) İzin verilen güç seviyesi
- iii) Karmaşık sistemlerin getirdiği gürültü seviyesi

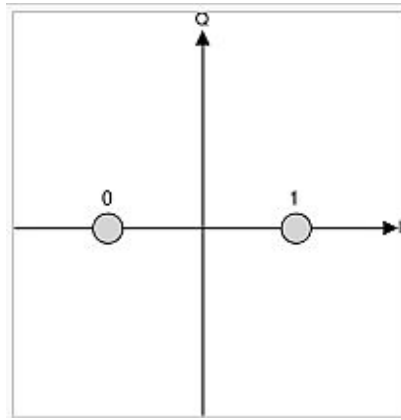
Sayısal çağın getirdiği ve her geçen gün artan daha fazla RF spektrum ve bant genişliği analog modülasyonlarla sağlanamamaktadır. Bu yüzden, dar bir bantta daha fazla ve daha hızlı veri iletimine olanak sağlayan sayısal modülasyonlar geliştirilmiş ve her geçen gün daha da verimli ve çeşitliliği artırılmış yöntemler denenmektedir. Örneğin BPSK'de 1 bit/sn/Hz olan teorik bant genişliği verimliliği, birçok alanda kullanılan 128-QAM modülasyonunda 7 bit/sn/Hz'dir. Her ne kadar yüksek modülasyon derecelerine sahip sayısal modülasyon tekniklerinde, teorik verimlilik sayıları tam olarak yakalanamasa da, yakın değerler ile haberleşme sağlanabilmektedir.

### 3.3.1. Sayısal Modülasyon Çeşitleri

Çalışmamızdaki bu bölümde, benzetim ve donanım testlerinde kullanılan ve yaygın uygulama alanı bulunan sayısal modülasyon çeşitlerinden Faz Kaydırmalı Anahtarlama (PSK) ve Dikgen Genlik Modülasyonunun (QAM) temel prensipleri, genel kullanım alanları, spektral verimlilikleri ve genel performans çıktılarına yer verilecektir.

### 3.3.2. Faz Kaydırmalı Anahtarlama (PSK)

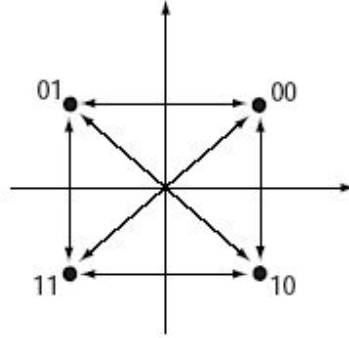
En basit sayısal modülasyon tipi olan ikili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK), genliği sabit olan işaretin fazının  $0^\circ$  ve  $180^\circ$  arasında değişmesidir. I/Q işaret kümesinde I'nın iki değeri olmakla birlikte, işaret Q-ekseninde sabittir. İkilik sistemde sadece "0" ya da "1" gönderilebilirken, sembol oranı 1 bit/semboldür. BPSK'ya ait I-Q işaret kümesi Şekil 3.6'da verilmiştir.



Şekil 3.6 BPSK I-Q işaret kümesi.

Diğer bir faz kaydırmalı anahtarlama da QPSK olup, bu modülasyon daha sık kullanılan bir faz kaydırmalı anahtarlama yöntemidir. Bu yöntem, sayısal TV yayınında, CDMA yöntemi ile mobil telefon sistemleri gibi karmaşık sistemlerde tercih edilen bir modülasyon çeşididir. Dikgen işaretin 90 derecelik faz dilimlerinde kaymasıyla, I ekseninde iki değer alan ve Q ekseninde de iki değer alan modülasyona verilen isimdir.

Faz 90-derecelik adımlarla 45, 135, -45 ve -135 dereceler arasında değişmekle birlikte, farklı çevrilmiş işaret kümeleri de bazı uygulamalarda görülmektedir. Her bir sembolde iki bit veri iletebilen bu modülasyon, BPSK'ya göre iki kat daha fazla bant genişliği verimliliğine sahiptir. Aynı zamanda 4-QAM olarak da adlandırılır.



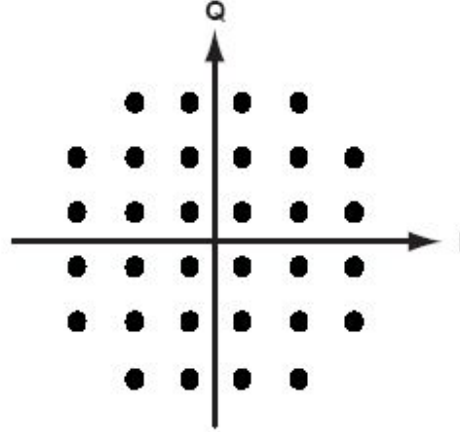
Şekil 3.7 QPSK I-Q işaret kümesi.

### 3.3.3. M-QAM (Dörtlü Genlik Modülasyonu)

Sık kullanılan modülasyon çeşitlerinden biri olan QAM, sayısal radyo linkler, sayısal TV yayını ve modemlerde kullanılmaktadır. M-QAM'deki M bu modülasyon çeşidindeki durum sayısını belirtmektedir. Ayrıca  $M = 2^k$  olmak üzere,  $k$  sayısı da sembol başına düşen bit sayısını verir. 4-QAM, QPSK modülasyonu ile aynı işaret kümelerine sahiptir ve her ikisi aynı modülasyona denk gelmektedir. QAM modülasyonların en basit hali ile 16-QAM'den başlamaktadır. Şekil 3.5'de de gösterildiği gibi 16-QAM'de işaret kümesi üzerinde I-ekseninde 4 ayrı durum ve Q-ekseninde de 4 ayrı olmak üzere toplam 16 farklı veri durumu bulunmaktadır. 16-QAM de her sembol 4 bit taşırken, QPSK'da (4-QAM) ise semboller 2 bit taşımaktadır. Bu açıdan bakıldığında, 16-QAM spektral verimlilik açısından QPSK'ya göre daha verimli bir modülasyon tekniğidir.

Diğer bir QAM modülasyonu da 32-QAM olup, I ve Q da 6'şar adet olmak üzere toplam 36 farklı koordinat bulunmaktadır. Ancak, en fazla gücün gerektiği 4-köşe

sembol, işaret kümesinden atılarak  $2^5 = 32$  olacak şekilde, her bir sembolün 5 bitlik bir veri taşıması esas alınarak geliştirilen bir modülasyon çeşididir. Bu modülasyona ait I-Q diyagramı Şekil 3.8’de yer almaktadır.

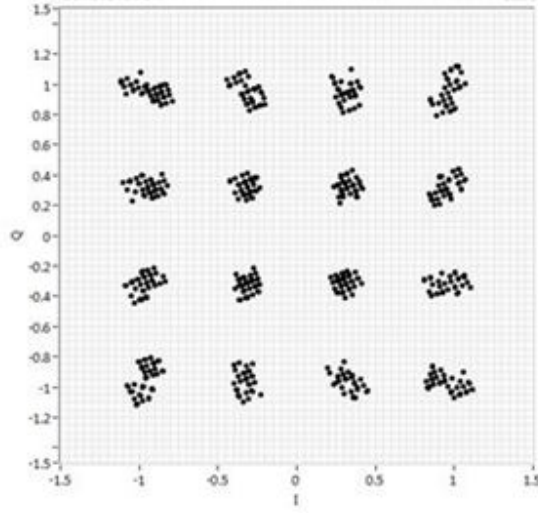


Şekil 3.8 32-QAM’e ait I-Q işaret kümesi.

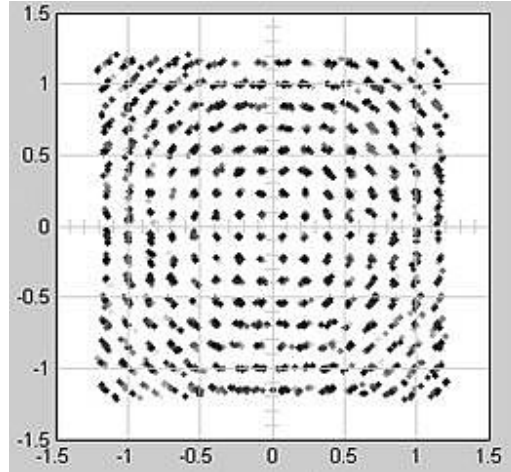
64-QAM’de ise her I ve Q ekseninde 8 ayrı genlik seviyesine bölünmüş olup, her bir sembol 6 bitlik veri ( $2^6 = 64$ ) taşımaktadır. 128-QAM ise 32-QAM’e benzer bir işaret kümesine sahiptir. 12’şer seviyeye bölünen I ve Q eksenlerinde toplam 144 farklı durum bulunurken, bunlardan her dört köşedeki dört durum atılarak 128 durum kullanılmaktadır. Her sembol 7 bitlik veri ( $2^7 = 128$ ) taşıyarak modülasyon gerçekleştirilir. Bu çalışmamızda incelediğimiz, donanım ve benzetim çalışmalarını yaptığımız modülasyon seviyesi en yüksek modülasyon ise 256-QAM’dır. Bu modülasyon türünde, I ve Q eksenlerinde 16 ayrı genlik seviyesi bulunmaktadır ve her sembol 8 bitlik veriyi ( $2^8 = 256$ ) belirtmektedir.

QAM işaretlerinde “M” arttıkça spektral verimlilik ve modülasyon seviyesi artmakla birlikte, sistemlerin daha hassaslaşmasından ve sembollerin birbirlerine yaklaşmalarından dolayı bozucu etkilere daha açık olmaktadır. Dolayısı ile seviye yükseldikçe, alıcıda modülasyonları çözmek ve doğru veriyi elde etmek daha da zorlaşmaktadır. Şekil 3.9 ve 3.10’da faz gürültüsü ve Eklemeli Beyaz Gauss Gürültüsü

(AWGN) gibi bozucu etkilere sahip gerçek bir haberleşme ortamından elde edilen 16-QAM ve 256-QAM işaret kümelerine yer verilmiştir. 256-QAM işaretteki bozulmanın yani noktalar arası karışımın ve yaklaşımın 16-QAM'e göre bariz daha fazla olduğu gözlenmektedir.

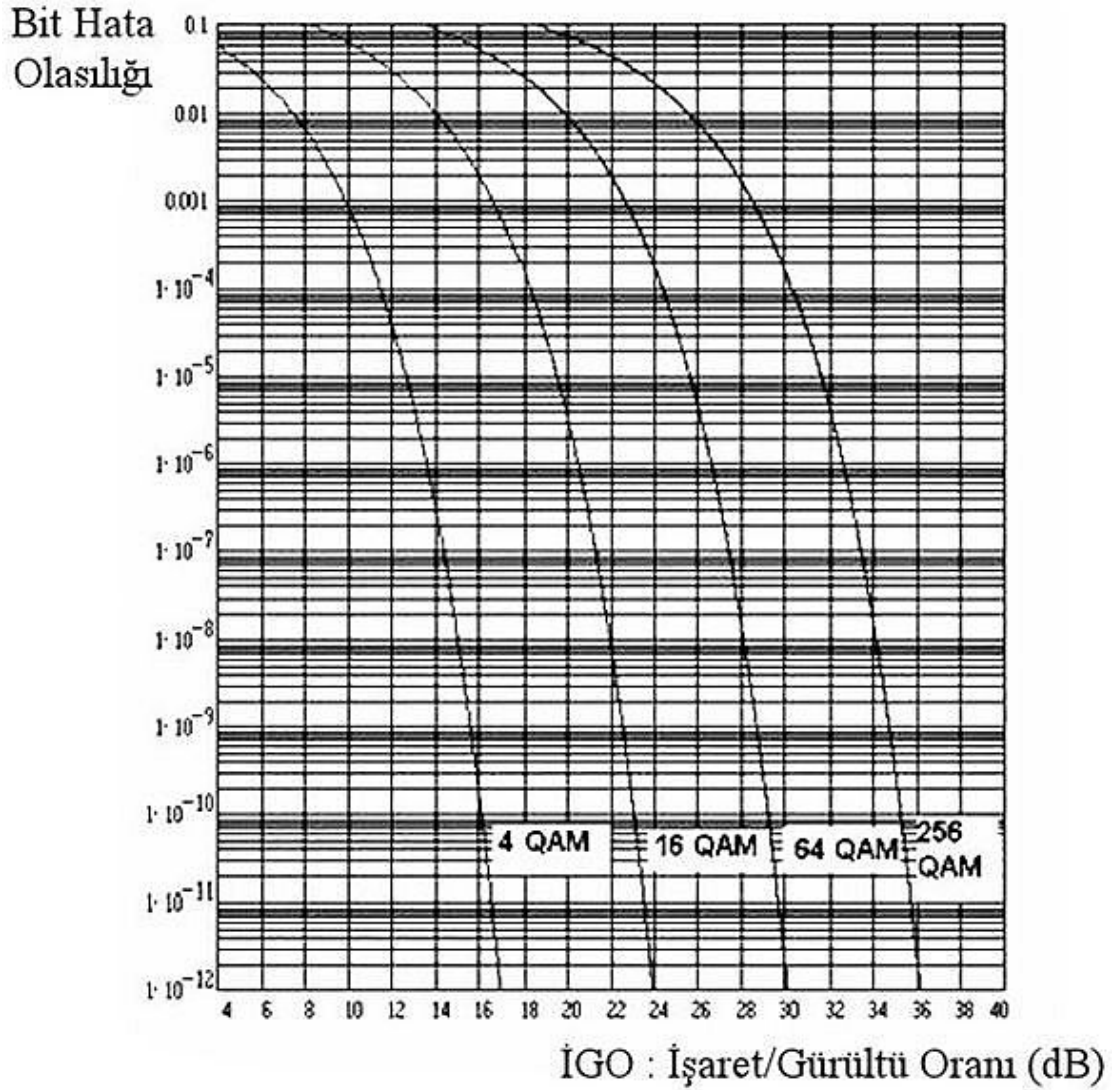


Şekil 3.9 Bozucu ortamda donanımla gerçekleştirilen 16-QAM I-Q işaret kümesi.



Şekil 3.10 Bozucu ortamda donanımla gerçekleştirilen 256-QAM I-Q işaret kümesi.

Modülasyonlar üzerinde yapılan teorik performans çalışmalarında da modülasyon seviyesi arttıkça modülasyonların bozucu etkilere daha hassas olduklarını ve bit hata olasılıklarında kötüleşmeler olduğu sonucu çıkmaktadır. Şekil 3.11’de, AWGN bulunan ortamdaki M-QAM modülasyonlarına ait teorik BHO grafikleri çizdirilmiştir. Grafikten de anlaşılacağı üzere, M-seviyesi arttıkça QAM modülasyonu kullanan haberleşme sistemlerinde BHO performansı gözle görünür şekilde kötüleşmektedir.



Şekil 3.11 QAM modülasyonlarında İGO'ya göre teorik bit hata olasılığı eğrileri.

### 3.4. Bant Genişliği Verimliliği

Bant genişliği verimliliği, haberleşme bandının ne kadar etkin ve ne kadar veri hızı elde edilebildiğini göstermektedir. Tablo 3.1’de, temel modülasyon tekniklerinin teorik bant genişliği verimliliğini göstermektedir. Bu verimlilik değerleri sadece teorik değerler olup, donanımlarda ve gerçek haberleşme sistemlerinde bu değerler yaklaşık elde edilmektedir. Her ne kadar haberleşme sistemlerinde verimlilik teorik değerlere göre azalsa da, bu azalma göreceli olmaktadır ve modülasyonların verimlilik sıralaması değişmemektedir. Yani teorikte de pratikte de modülasyon seviyesi arttıkça verimlilik artmaktadır.

Tablo 3.1 Sayısal modülasyonlarda teorik bant genişliği verimliliği.

<b>Modülasyon Formatı</b>	<b>Teorik Bant Genişliği Verimliliği</b>
BPSK	1 bit/sn/Hz
QPSK	2 bit/sn/Hz
16-QAM	4 bit/sn/Hz
32-QAM	5 bit/sn/Hz
64-QAM	6 bit/sn/Hz
128-QAM	7 bit/sn/Hz
256-QAM	8 bit/sn/Hz



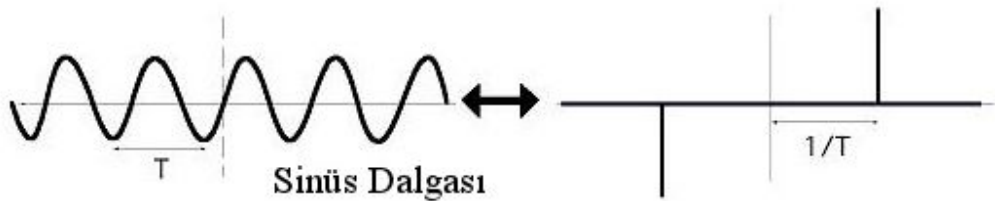
## 4. HABERLEŞMEDE KARŞILAŞILAN SORUNLAR

Haberleşme sistemlerinde BHO performansını etkileyebilecek dahili ve harici bazı sorunlar bulunmaktadır. Bunlardan faz gürültüsü ve spur işaretler sistemlerdeki lokal osilatörlerden, intermodülasyon sistemdeki mikser ve işaret kuvvetlendiricilerin lineer olmadıkları bölgede çalıştırılmalarından ve çok yönlü sönümlenme de kanaldaki yansımalarından kaynaklanmaktadır.

Bu bölümde yukarıda sıralanan sorunlar incelenerek sebepleri, oluşum yerleri ve ölçüm prensipleri açıklanacaktır. Böylelikle, haberleşme sistemlerinde karşılaşılan sorunlar daha iyi anlaşılıp çözümler geliştirilmeye çalışılacak ve donanım testlerinde bu sorun parametreleri değiştirilerek BHO performanslarına etkileri gözlemlenebilecektir.

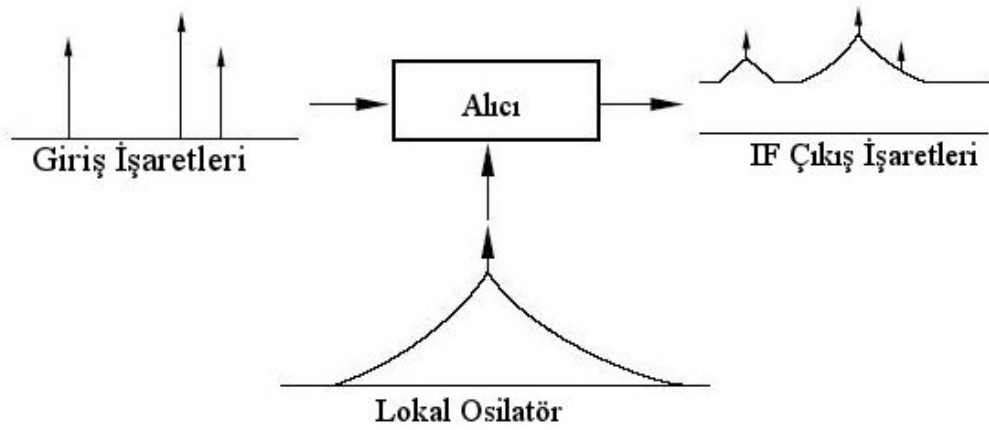
### 4.1. Faz Gürültüsü

Faz gürültüsü, bir işaretin zaman tanım kümesindeki “jitter” diye adlandırılan kararsızlıklarının, frekans ekseninde sebep olduğu hızlı, kısa süreli ve rastgele dalgalandırmalarına verilen addır. İdeal işaret üreteçleri sadece sinüs dalgası üretir ve bunun da frekans uzayındaki gösterimi sadece delta fonksiyonu olmaktadır. İşaret gücü de sadece buna eşdeğer frekansta bulunmaktadır. Ancak, gerçek hayatta tasarlanan osilatörler, gücünü yan bant denem komşu frekanslarda da gösterebilmektedir. Bu osilatörlerin ürettiği yan bantlardaki gürültüye faz gürültüsü denmektedir [6].



Şekil 4.1 İdeal bir sinüs dalgasının frekans uzayında gösterimi.

Haberleşme sistemlerinde faz gürültüsü büyük bir problem olup BHO performansı üzerinde etkileri vardır. Sembol başına düşen bit sayısı arttıkça da faz gürültüsünün BHO üzerinde kötüleştirici etkisi artmaktadır [7]. Vericilerde, temel banttaki bilgi içeren işaretin taşıyıcı ile haberleşme bandına taşınmasında ve alıcılarda da haberleşme bandındaki analog işaretin demodülasyondan önce temel banda indirilmesinde lokal osilatörler (LO) kullanılır. LO'lardaki faz gürültüsü değerleri de toplam haberleşme kalitesini büyük oranda etkilemektedir. Şekil 4.2'de de görüleceği üzere, alıcıda faz gürültüsü, işaretlerin zarfında ve yapısında büyük değişiklikler yaratabilmektedir [2].



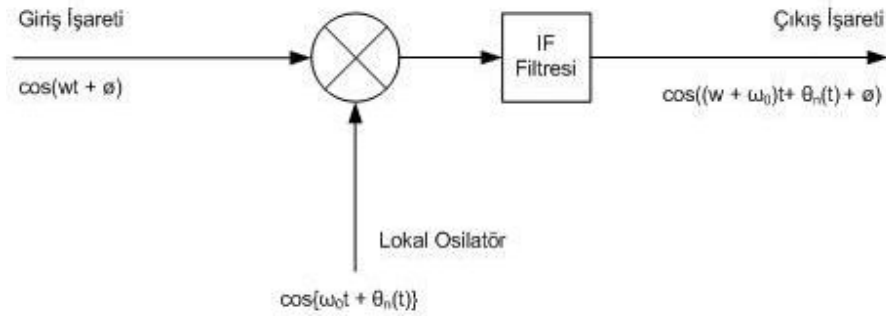
Şekil 4.2 Faz gürültülü lokal osilatörün giriş işaretlerini bozması.

İdeal şartlardaki gürültüsüz işaret  $V(t) = \cos[\omega_0 t + \emptyset]$  olarak yazılmaktadır. Ancak, gerçek bir osilatör denkleminde genlik gürültü modülasyonu  $n(t)$ , ve faz gürültüsü modülasyonu  $\theta_n(t)$  de yer alır ve

$$V(t) = [1 + n(t)] \cdot \cos[\omega_0 t + \theta_n(t)] \quad (4.1)$$

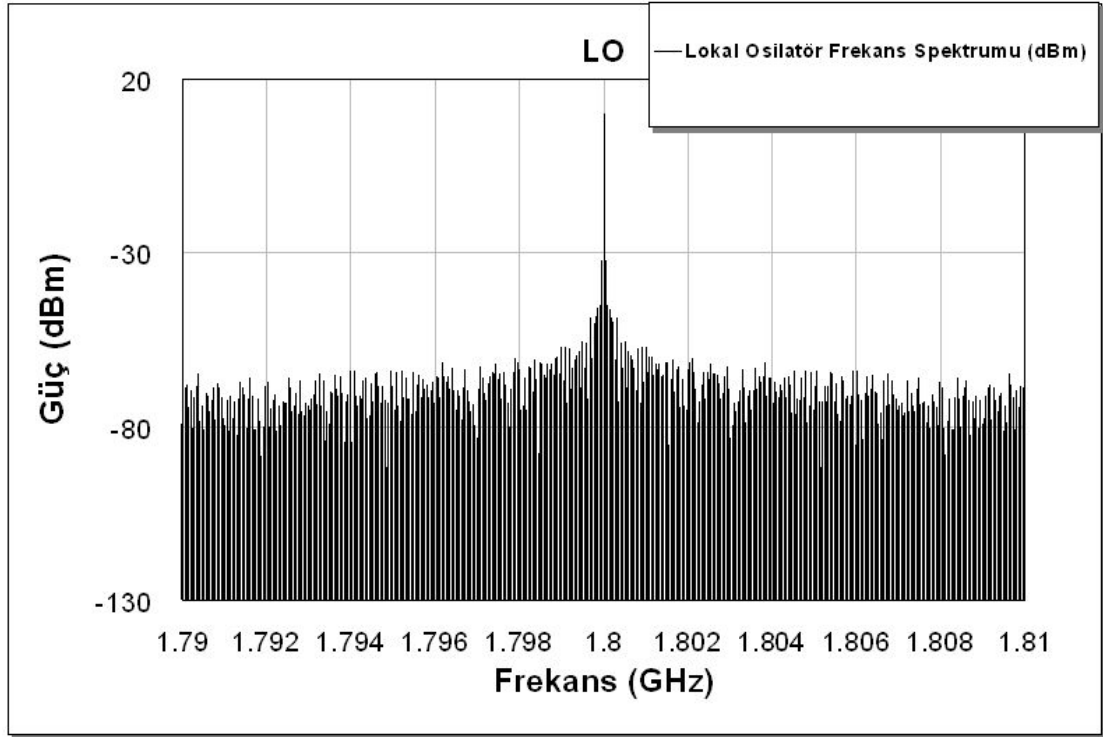
denklemleri ile ifade edilir. Genlik gürültü modülasyonu  $n(t)$  ve faz gürültü modülasyonu  $\theta_n(t)$ , rastgele prosesler olup, alıcı ve vericilerde yer alan frekans karıştırıcılar (mikser) genelde doyum (saturation) seviyelerinde çalıştırıldığından BHO performans değerleri

üzerinde genlik gürültü modülasyonu  $n(t)$  etkisi çok küçük olmaktadır. Bu yüzden lokal osilatörlerin bozucu etkilerinde genellikle faz gürültüsü dikkate alınmaktadır. Şekil 4.3'te gürültüsüz bir işaret ile faz gürültülü lokal osilatörün mikserle çarpılıp IF filtreden sonra elde edilen faz gürültülü çıkış işareti gösterilmiştir. Giriş işaretlerinin frekansları toplamı ya da farkında oluşan çıkış işareti, gürültüsüz işaretten farklı olarak lokal osilatörden kaynaklanan faz gürültüsü bileşenlerine de sahiptir.

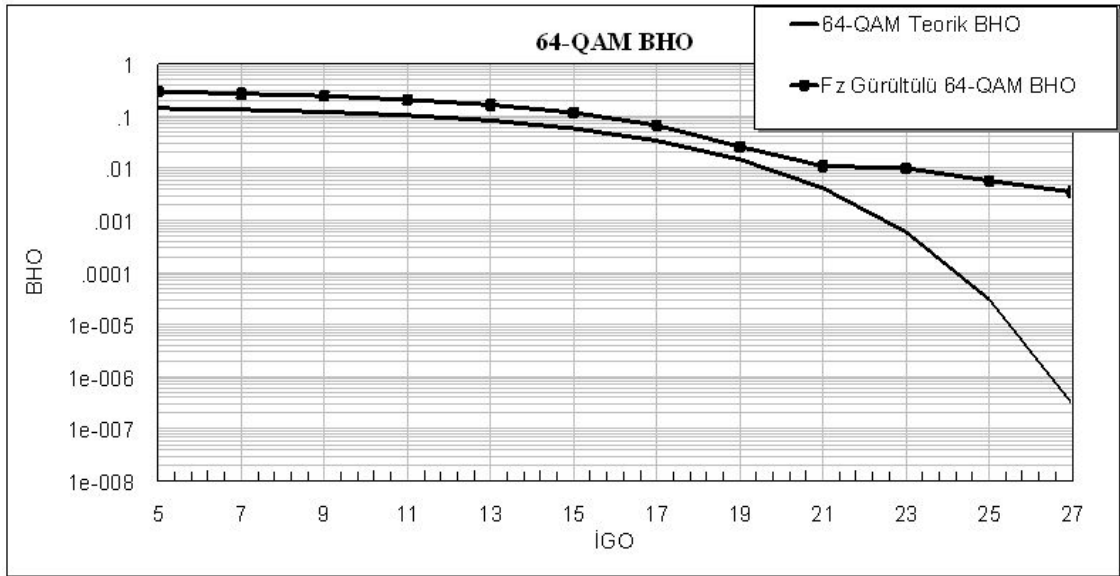


Şekil 4.3 Frekans çevriminde lokal osilatördeki faz gürültüsünün etkisi.

Haberleşme sistemlerinde ise, giriş işareti sinüzoidal işaretler olmayıp, modüle edilmiş bilgi içeren ve belirli bir bant genişliğine sahip olan elektriksel işaretlerdir. Faz gürültülü LO ile çarpılan haberleşme işaretinin üzerine istenmeyen bir de faz gürültüsü modülasyonu eklenmektedir. Haberleşme bandına bulaşan faz gürültüsü bileşeni alıcı bit hata olasılığı üzerinde kötüleştirici etki yapmaktadır. Hatta bazı durumlarda, haberleşmeyi tamamen ortadan kaldıracak kadar bir etki de söz konusu olabilir. Şekil 4.4'teki lokal osilatörden alıcı ve verici tarafında ikişer adet olarak kullanılarak gerçekleştirilen 64-QAM haberleşme linkinde elde edilen BHO eğrisi Şekil 4.5'te sunulmuştur. Düşük işaret-gürültü oranlarında teorik sınırla paralel giden BHO eğrisi, İGO yükseldikçe (faz gürültüsünün yalın kaldığı durum) teorik eğriden çok uzaklaşmaktadır ve aynı eğimli bir seyir izlemektedir. Diğer bir ifade ile, Şekil 4.4'te spektrumu verilen lokal osilatörlerle kurulan bu haberleşme sisteminde en düşük  $10^{-3}$  bit hata olasılığı elde edilebilir ve bu değer günümüz haberleşme sistemleri isterleri açısından, hata düzeltme kodları ile telafi edilemeyecek kadar kötü bir performanstır.



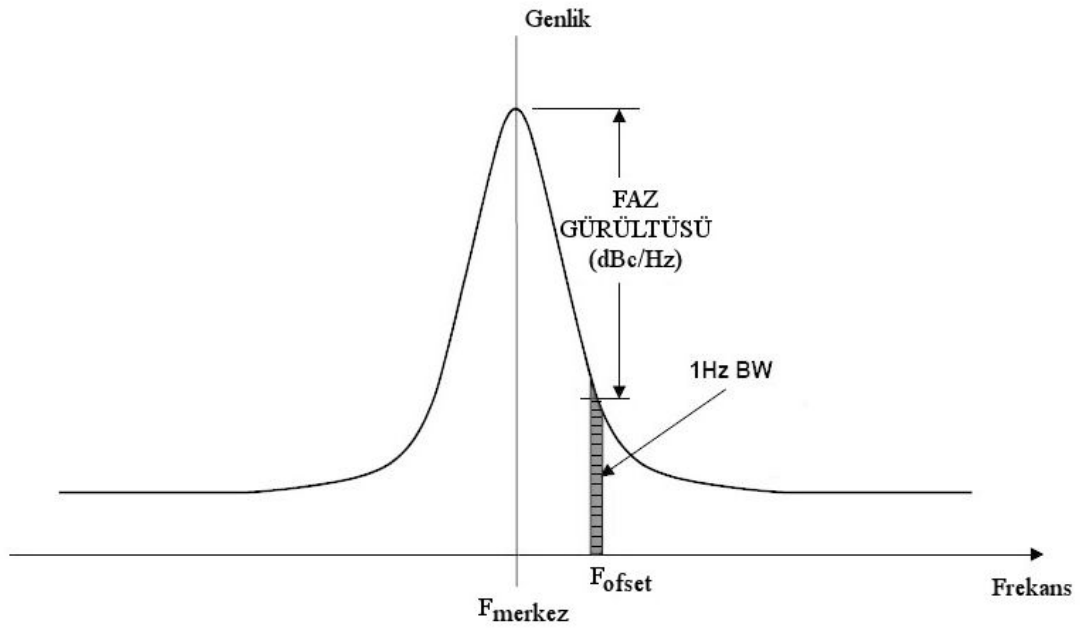
Şekil 4.4 1800 MHz frekansında üretilen yüksek faz gürültülü taşıyıcı işaret.



Şekil 4.5 1800 MHz bandında 64-QAM modülasyonlu, Şekil 4.4'teki taşıyıcı ile oluşturulan RF linkteki BHO ve teorik 64-QAM BHO ergileri.

### 4.1.1. Faz Gürültüsü Tanımları ve Ölçüm Prensipleri

Osilatörlerin ve işaret üreteçlerinin faz gürültüsü değerleri çıkış spektrumlarından belirli ofsetteki frekanslardan alınan ölçümlerle hesaplanır. Faz gürültüsü ölçümü, spektrum analizörlerle yapılan ve spektrum analizörün faz gürültüsü değerinin ölçüm yapılan işaret üretecinin gürültüsüne göre çok düşük olduğunun kabulü ile yapılan SSB (tek yan bant) değerlerinin dBc/Hz birimi ile elde edilmesidir. Şekil 4.6'da modüle edilmemiş (taşıyıcı) faz gürültüsüne sahip bir osilatörün ürettiği işaret ve SSB gürültüsü gösterilmektedir. SSB gösteriminde dBc/Hz birimi ile merkez frekansa göre belirli bir ofsetteki faz gürültüsü değeri belirtilir. Birimdeki dBc/Hz, 1-Hz çözünürlükteki, o frekans ofsete dair, en tepe değerine (carrier) göre dB türünden gürültü anlamına gelmektedir [8]. Temel faz gürültüsü terimleri ve açıklamaları Tablo 4.1'de verilmiştir.



Şekil 4.6 Ofset frekanslarındaki faz gürültüsü gösterimi.

Tablo 4.1 Temel faz gürültüsü tanımları, birimleri ve açıklamaları.

Sembol	Birim	Açıklama
$\mathcal{E}(f)$	dBc/Hz	Tek yan bant faz gürültüsünün taşıyıcı tepe noktasına göre dB türünden 1-Hz çözünürlükteki değeridir.
$\beta\phi$	Radyan	Gerçekleşen faz modülasyonu. Belirli banttaki, ofset frekanslardaki toplam RMS faz gürültüsü ölçümüdür.
$f$	Hz	Taşıyıcı frekansın tepe noktasına göre olan frekans ofset
$f_0$	Hz	Taşıyıcı işaretin merkez frekansı

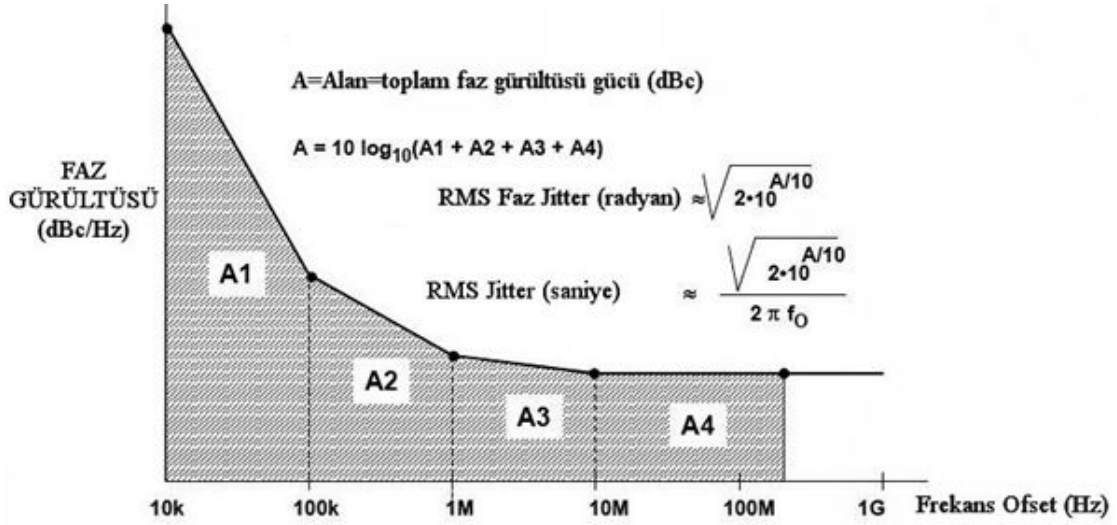
Gerçekleşen toplam faz gürültüsü,  $f_a$  ve  $f_b$  yan bantlardaki ofset frekanslar olmak üzere

$$\beta\phi = \sqrt{2 \int_{f_a}^{f_b} \mathcal{E}(f) df} \quad (4.2)$$

formülü ile her iki tek yan banttaki faz gürültüsü değerlerinin toplamıdır. Diğer bir toplam faz gürültüsü ölçüm birimi de jitter'dir ve

$$Jitter(\text{saniye}) = \frac{\text{Toplam Faz Gürültüsü(RMS derece)}}{360^\circ \cdot f_0(\text{Hz})} \quad (4.3)$$

ifadesi ile RMS derece türünden merkez frekansı  $f_{\text{merkez}}$ 'e göre hesaplanabilir. Jitter frekansa bağlı saniye türünden faz gürültüsü birimi iken, RMS° frekanstan bağımsız toplam faz gürültüsü birimidir. Şekil 4.7'de örnek olarak tek yan bantı verilen bir faz gürültüsü bileşenlerine sahip işaret bulunmaktadır. Pratikte, faz gürültüsü belirli süreksizlik ve kesim yerleri esas alınarak bölgelere ayrılır ve bu bölgelerin altında kalan faz gürültüleri alan hesaplar gibi her iki banttaki alanlar toplanarak toplam faz gürültüsüne ulaşılır.



Şekil 4.7 Toplam faz gürültüsünün pratik olarak hesaplanması.

Şekil 4.8’de, lokal osilatör donanımında gerçekleştirdiğimiz 850 MHz merkez frekanslı taşıyıcı işaretinin spektrum analizör çıktısı örnek olarak yer almaktadır. Burada kullanılan Synergy Microwave – DCMO60150 tipi 600-1500 MHz bandında işaret üretebilen bir VCO kullanılmış olup, kesirli-N tipi ADF4156 PLL entegre devresi ile de frekansa kilitleme sağlanmıştır. Yapılan ölçümlerde frekans ofset değerlerindeki gürültü değerleri (dBc/Hz) Tablo 4.2’de verilmiştir.

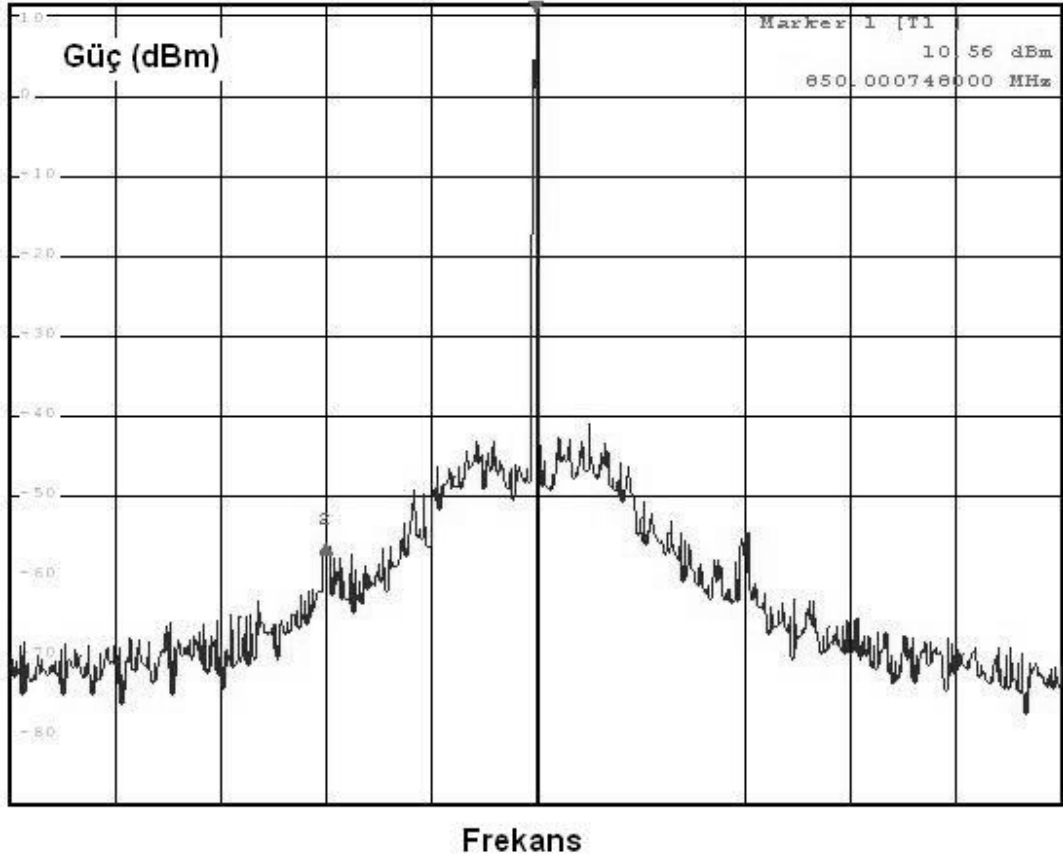
Tablo 4.2 850 MHz’deki lokal osilatör işareti tek yan bant faz gürültüsü değerleri.

Ofset Frekans	10 Hz	100 Hz	1 kHz	10kHz	100 kHz	1 MHz
Faz Gürültüsü (dBc/Hz)	-95	-95	-95	-98	-103	-117

Tablo 4.2’ye göre yapılan toplam faz gürültüsü hesaplamaları sonucunda;

$$RMS\ Faz\ Gürültüsü = 0.00574\ radyan = 0.329\ RMS^\circ = 1.082\ p\ sn.\ @\ 850\ MHz$$

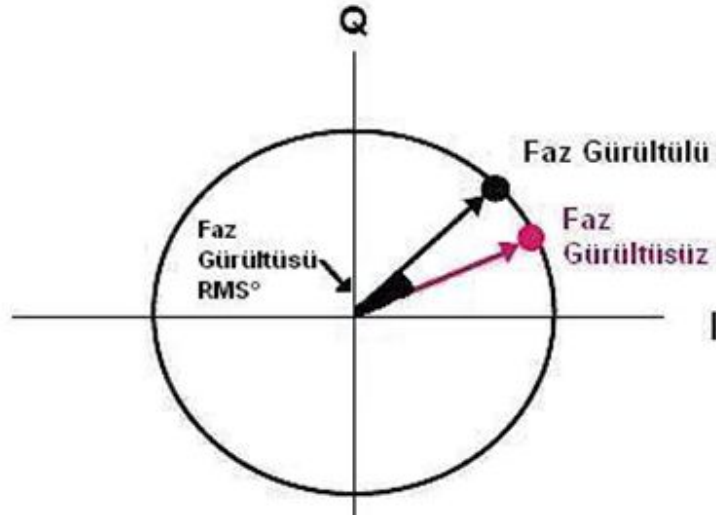
faz gürültüsü değerlerine ulaşılmıştır.



Şekil 4.8 Testlerde kullanılan 850 MHz’de kilitli bir VCO çıkış spektrumu ve her iki bantta yer alan faz gürültüsü gösterimi.

Faz gürültüsü, veri taşıyan modüle edilmiş işaretin LO’lar ile haberleşme bandına çıkarılması esnasında ve benzer taşıyıcılarla modüle edilen işaretin alıcıda temel banda indirilmesi esnasında bilgi taşıyan işaret zarfına bulaşır. Faz gürültüsü olmadan belirli bir I ve Q ekseninde açı bilgisine sahip olan veri, faz gürültüsü ile birlikte daha farklı açılı vektörel değerlere sahip olabilmektedir. Şekil 4.9’da bu vektörel hata gösterilmektedir. RMS° faz hatası bu faz dönmelerine ait standart sapma olup, sapma küçüldükçe faz gürültüsü düşmekte ve haberleşme sistemlerinin BHO performansları artmaktadır [9].



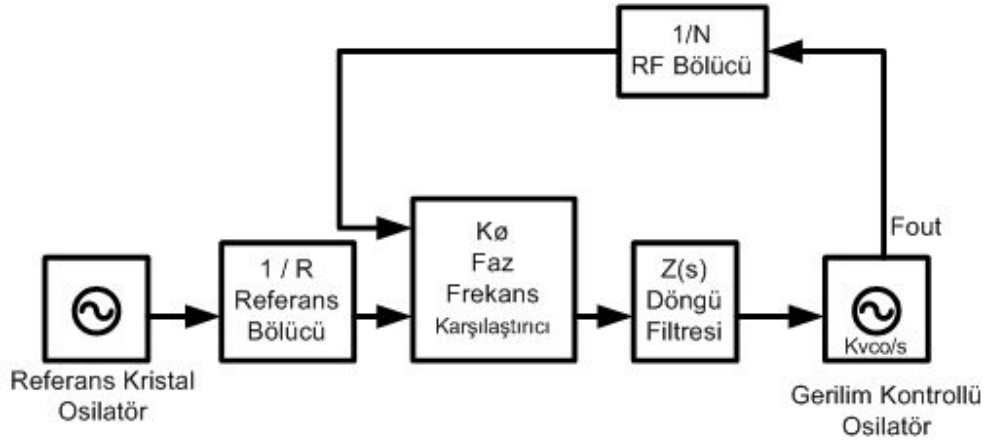


Şekil 4.9 I-Q işaret kümesi üzerinde  $\text{RMS}^\circ$  birimindeki faz gürültüsünün gösterimi.

#### 4.1.2. PLL Sistemlerinde Gürültü Kaynakları

Osilatörler gerçek hayatta belirli bir frekansta sabit olmayıp sıcaklık, çevre, gerilim ve diğer frekansı etkileyebilecek etkenlere bağlı olarak; tasarlanmış oldukları frekans bölgelerinde salınım yaparlar. Haberleşme sistemlerinde osilatör olarak genelde gerilim kontrollü osilatörler (VCO) kullanılır. VCO'lar, PLL entegreleri yardımı ile kilitli, kararlı ve sabit daha düşük frekanslı referans işaretlerine kilitlenirler. PLL'ler ile istenilen frekansta işaret üreten VCO'lar, PLL geri besleme gerilimi sayesinde çevresel şartlara göre değişmeden frekansa kilitli halde kullanılırlar. Referans işaret üreteçleri için de genellikle haberleşme sistemlerinde TCXO (Temperature Controlled Crystal Oscillator) ya da daha kararlı ve daha gürültüsüz olan OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator) kullanılır.

Faz kilitlemeli döngü sistemlerinde ana gürültü kaynakları kristal referans, referans bölücü, N bölücü, faz detektörü, döngü filtresi ve VCO' dur.



Şekil 4.10 Faz Kilitlemeli Döngü Blok Şeması.

Şekil 4.10'daki faz kilitlemeli döngü blok şemasında verildiği üzere, faz karşılaştırıcı girişinden PLL çıkışına kadar olan açık döngü transfer fonksiyonu  $s = 2\pi jf$  olmak üzere, ileriki çalışmalarda basitlik getirmesi için şu şekilde sadeleştirilebilir:

$$G(s) = \frac{K_{\phi} \cdot K_{vco} \cdot Z(s)}{s} \quad (4.4)$$

RF bölücü transfer fonksiyonu kontrol teorisi gösterimi ile  $H = \frac{1}{N}$  olarak yazılabilir. PLL sisteminde kapalı döngü transfer fonksiyonu da

$$CL(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H} \quad (4.5)$$

olarak tanımlanabilir. Gürültü, gürültü kaynakları ile karşılaşınca, kaynağa ait transfer fonksiyonu ile çarpılarak ifade edilir.

Tablo 4.3 PLL sistemlerinde gürültü kaynakları ve transfer fonksiyonları.

Gürültü Kaynağı	Transfer Fonksiyonu
Kristal Referans	$\frac{1}{R} \cdot \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H}$
Referans Bölücü	$\frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H}$
N Bölücü	$\frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H}$
Faz Detektörü	$\frac{1}{K_\phi} \cdot \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H}$
VCO	$\frac{1}{1 + G(s) \cdot H}$

Kontrol teorisini kullanarak ifade edilen, her bir birimin PLL çıkısındaki gürültüye katkısı Tablo 4.3'te transfer fonksiyonları olarak belirtilmiştir. Tablodan da anlaşılacağı üzere, kristal referans, referans bölücü, N bölücü, faz detektörü transfer fonksiyonları

$$\frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H} \quad (4.6)$$

ile verilen bir ortak çarpana sahiptir. Döngü bant genişliği  $\omega_c$  olmak üzere,

$$\|G(j\omega_c) \cdot H\| = 1$$

$$180 - \angle G(j\omega_c) \cdot H = 0 \quad (4.7)$$

şartlarını sağlamalıdır. Denklem (4.7),  $H = \frac{1}{N}$  de kullanılarak elde edilen ifade Denklem (4.8) ile verilmiştir:

$$\frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H} \approx \begin{cases} N & \omega \ll \omega_c \\ G(s) & \omega \gg \omega_c \end{cases} \quad (4.8)$$

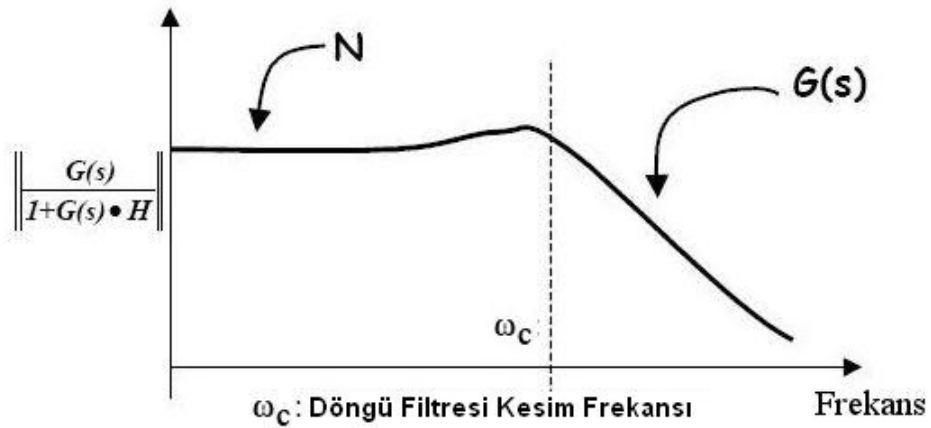
VCO'ya ait gürültü bileşeni ise daha farklı bir çarpana sahiptir:

$$\frac{1}{1 + G(s) \cdot H} \quad (4.9)$$

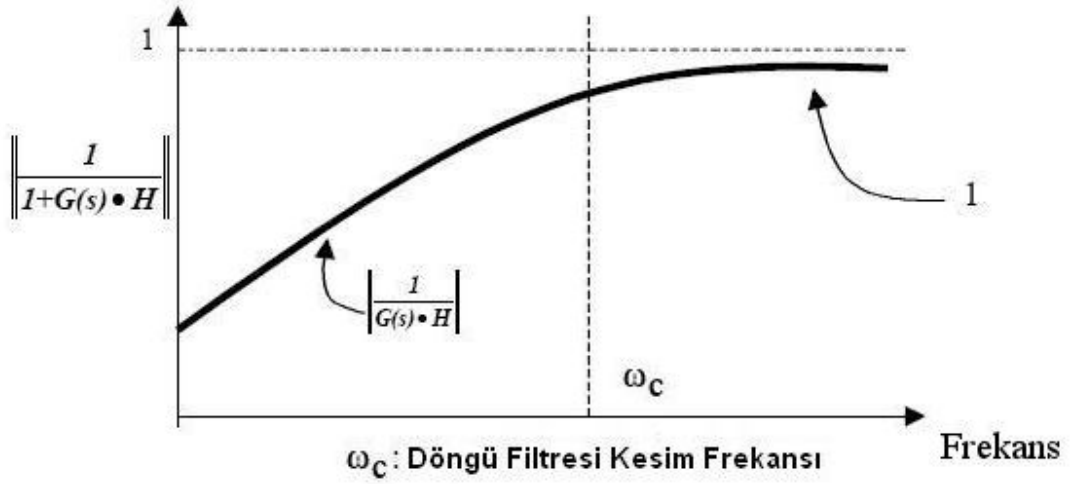
$G(s)$  çarpanının VCO gürültü ifadesinde kesir payında bulunmamasından da görüleceği üzere ifade (4.8),  $1/G(s)$  ile çarpılarak

$$\frac{1}{1 + G(s) \cdot H} \approx \begin{cases} \frac{N}{G(s)} & \omega \ll \omega_c \\ 1 & \omega \gg \omega_c \end{cases} \quad (4.10)$$

şeklinde ifade edilebilir. (4.9) ve (4.10) denklemlerinden de anlaşılacağı üzere, bant içi ( $\omega \ll \omega_c$ ) gürültü  $N$  kadar kötüleşmekte ve bant dışı ( $\omega \gg \omega_c$ ) gürültü ifadesi de VCO'nun gürültüsüne yakınsamaktadır. Şekil 4.11 ve Şekil 4.12 bu faz gürültüsü bölgelerinin frekans uzayındaki taşıyıcı osilatördeki SSB gösterimleri verilmiştir.

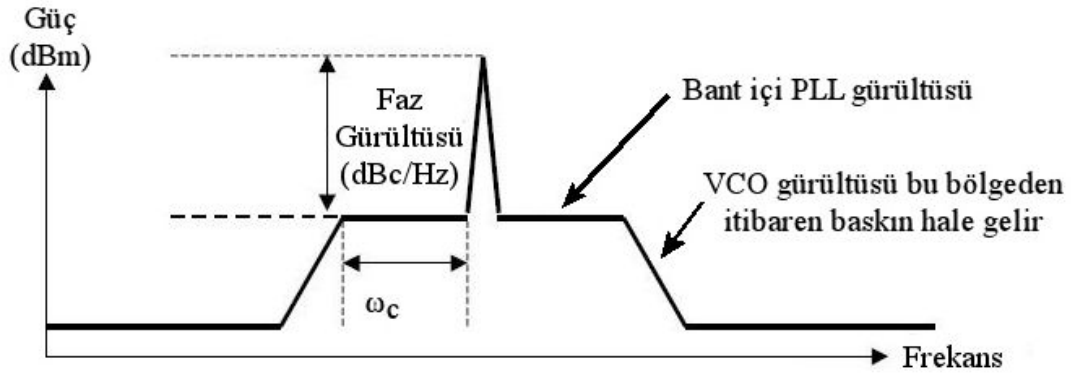


Şekil 4.11 PLL döngü filtresi  $\omega_c$  içinde gürültünün (VCO hariç)  $N$  kadar kötüleşmesi.



Şekil 4.12 VCO Transfer fonksiyonu.

Yan bantlardaki faz gürültüsü değerlerinde, filtre kesim frekansı (cut-off frequency)  $\omega_c$ 'de bir miktar yükselme görülebilmektedir. Çünkü bu ofset frekansında VCO ve bant içinde etkili olan gürültüler üst üste toplanabilmekte ve SSB'de bir tepe oluşturabilmektedir. İşaret üreteçlerine ait faz gürültüsü terimlerinin ve bölgelerinin çift yan bant ile gösterimi Şekil 4.13'te bulunabilir.



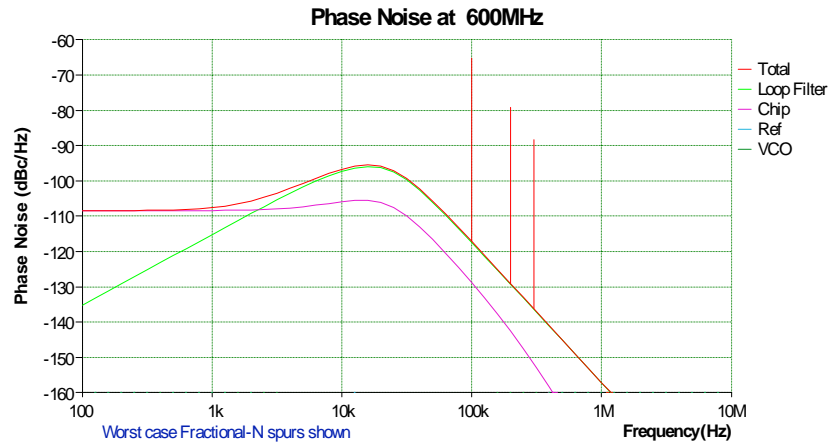
Şekil 4.13 PLL'de çift yan bant faz gürültü bölgeleri ve baskın gürültü kaynakları.

PLL faz gürültüsü formül ve çıkarımlarında da anlaşılacağı üzere, döngü filtre bandı  $\omega_c$  içinde, faz gürültüsü N ile çarpılarak kötüleşmektedir. N, VCO'nun kilitlendiği

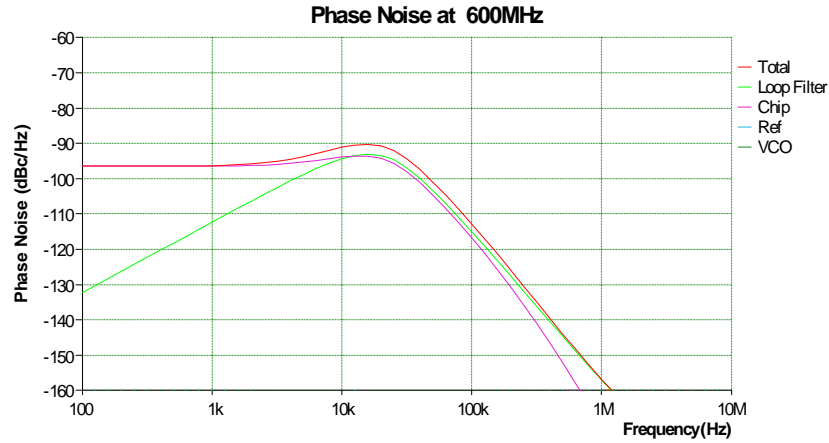
işaretin, karşılaştırma frekansına oranı olup LO faz gürültüsü açısından büyük önem taşımaktadır. N ne kadar küçülürse, bant içi toplam gürültü de dramatik şekilde küçülmektedir. SSB faz gürültüsü ölçümlerinde N, dB türünden güç ifadesinde  $20\log N$  kadar bir filtre bandı içinde gürültüde kötüleşmeye yol açmaktadır [10]. PLL entegrelerinde bant içi faz gürültüsü hesaplamasında, karşılaştırma oranı N ile karşılaştırma frekansı PFD de hesaba katılır ve Denklem 4.11'deki gibi hesaplanır.

$$\text{Faz Gürültüsü} = \text{PLL Ent. Gürültü Tabanı} + 10\log_{10}F_{PFD} + 20\log_{10}N \quad (4.11)$$

PLL entegreleri bant içi faz gürültüsü hesaplamasında karşılaştırma frekansı Hz, karşılaştırma oranı N ise tam sayı olarak girilmektedir. N düşüğe PFD (karşılaştırma) frekansı yükselmekte ancak toplam faz gürültüsü de düşmektedir. Bu yüzden, LO tasarımında olabildiğince yüksek frekansta karşılaştırma yapmak toplam faz gürültüsünde büyük iyileştirmeler sağlamaktadır. Adım aralıkları düşük ve karşılaştırma frekansları yüksek LO tasarımlarında kullanılabilen yeni nesil kesirli-N türü PLL entegreleri bu amaç için uygun olup, bir çok yeni alanda artık tercih edilmektedir. Şekil 4.14'te kesirli-N türünden bir PLL olan ADF4156 ile üretilen 600.2 MHz işaretinin ADIsimPLL benzetim aracı ile elde edilen SSB görüntüsü bulunurken, Şekil 4.15'te ise tamsayı-N türünden ADF4106 PLL entegresi ile üretilen 600.2 MHz işareti SSB'si bulunmaktadır.



Şekil 4.14 ADIsimPLL programı, kesirli-N ile N=30 ile 600.2 MHz işaret SSB.



Şekil 4.15 ADIsimPLL programı, tamsayı-N ve N=3001 ile 600.2 MHz işaret SSB.

LO tasarımında, N oranının toplam faz gürültüsüne katkısını göstermek için yukarıda SSB görünümü verilen işaretlere ait tasarım parametreleri Tablo 4.4'te sunulmuştur. Tasarımlardan kesirli-N ile gerçekleştirilen yapının toplam faz gürültüsü değerinin tamsayı-N'li tasarıma göre kayda değer oranda düşük olduğu görülmektedir. Kesirli-N PLL entegresinin tabloda verildiği gibi gürültü tabanı daha yüksekken ve Denklem 4.11'den  $10 \log_{10} F_{PFD}$ 'in katkısı daha yüksek olmasına rağmen düşük N değeri ile daha düşük ve dolayısı ile daha iyi performansta LO işareti üretilmesi sağlanmıştır.

Tablo 4.4 600.2 MHz'de tasarlanan iki ayrı LO parametreleri ve faz gürültüsü sonuçları.

PLL Entegresi	PLL Gürültü Tabanı	N	Adım Aralığı	Faz Gürültüsü	Bant İçi Gürültü Tabanı
Kesirli-N, ADF4156	-211 dBc / Hz	30	200 kHz	0.20°	-108.5 dBc/Hz
Tamsayı-N, ADF4106	-219 dBc / Hz	3001	200 kHz	0.38°	-96.5 dBc/Hz

## 4.2. Spur İşaretler

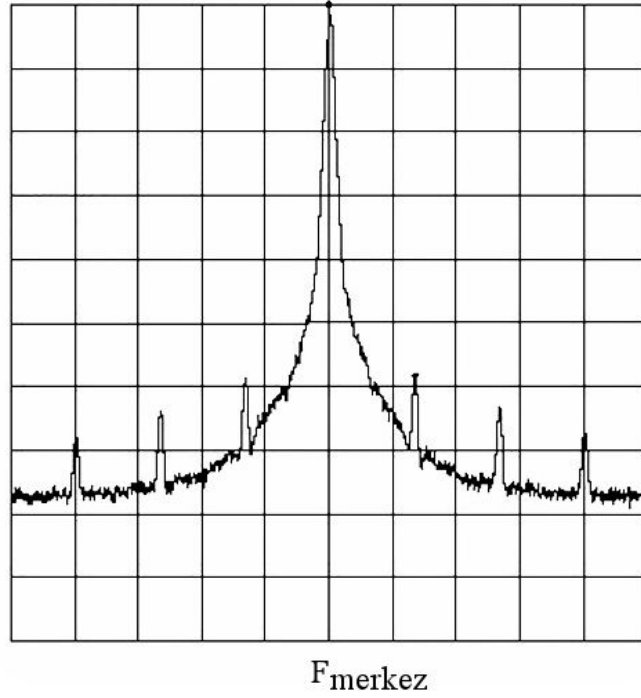
Spur, merkez frekanstan belirli bir ofset uzaklıktaki ayrık gürültü enerjisidir. Faz gürültüsünden farklı olarak belirli bir ofset frekansta gürültü tabanından ayrık olarak oluşan istenmeyen gürültü bileşenleridir. PLL sistemlerinde, kesirli-N tipi PLL entegrelerinde oluşan kesirsel spurlar ve tüm PLL entegrelerinde oluşan referans spurları en sık görülen spur işaretlerdir. DAC ve ADC gibi örnekleme esasına dayanarak çalışan entegrelerde de çok sık rastlanan spur işaretler, güçlerine göre ve ana işarete yakınlıklarına göre elektronik sistemlerde birçok soruna sebebiyet vermektedirler.

Spur işaretler PLL entegreleri ile kilitlenen LO tasarımlarında, tasarıma, döngü filtresine ve kilitlenme yapılarına göre farklı güçlerde olmak üzere LO çıkış spektrumunda belirirler. Faz kilitlemeli döngülerden kaynaklanan spur işaretler oluşum sebeplerine göre referans spur ve kesirsel spur olmak üzere ana ana gruba ayrılırlar.

### 4.2.1. Referans Spur İşaretleri

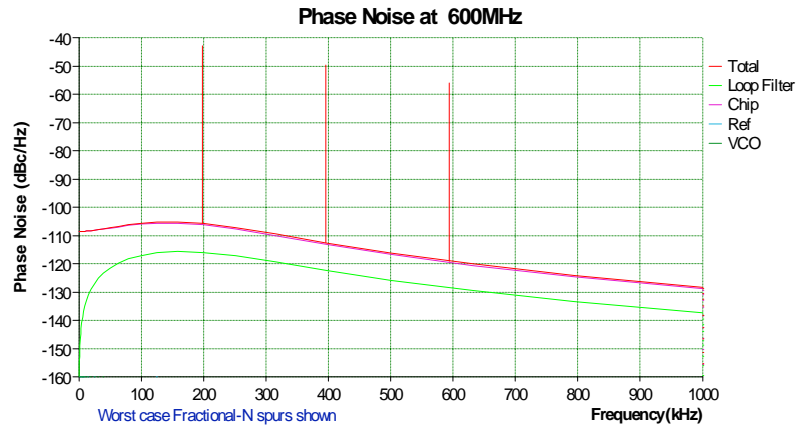
En genel spur çeşidi olan referans spurları, LO faz kitleme devrelerinde oluşup, çıkış spektrumunda taşıyıcı işareten karşılaştırma frekansı kadar uzakta ve bunun harmoniklerinde oluşurlar. Şekil 4.16'da karşılaştırma frekansı ve harmoniklerinin LO çıkışında referans spur işaretleri olarak görüldüğü spektrum analizör ekranı verilmiştir. Genelde, PLL entegrelerinin akm pompasındaki sızma ve empedans uyumsuzluklarından dolayı kontrol gerilimi üzerinden VCO'lara bulaşıp LO çıkış spektrumlarında istenmeyen bileşenler olarak belirirler. Spur işaretlerinin oluşumunda ve genlik seviyelerinde VCO kontrol gerilimini süzen faz kilitlemeli döngü filtrelerinin payı büyüktür. Bant içinde karşılaştırma oranı N kadar kuvvetlenen spur işaretleri, bant dışında döngü filtresi tarafından zayıflatılarak güç seviyelerinde düşmeler görülür [9].



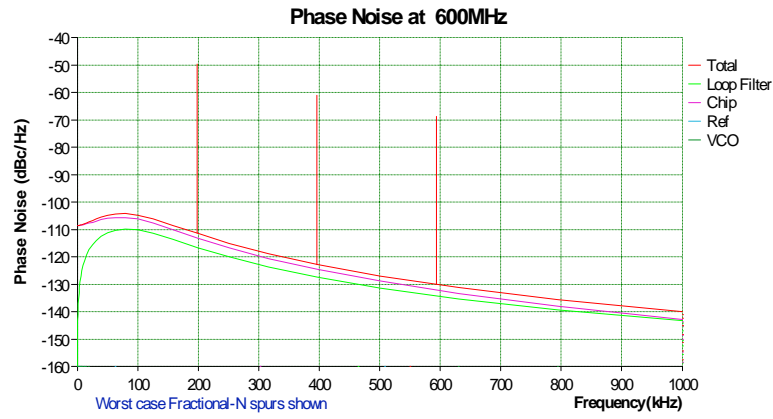


Şekil 4.16 Karşılaştırma frekansının çıkışa bulaşması ile oluşan referans spurları.

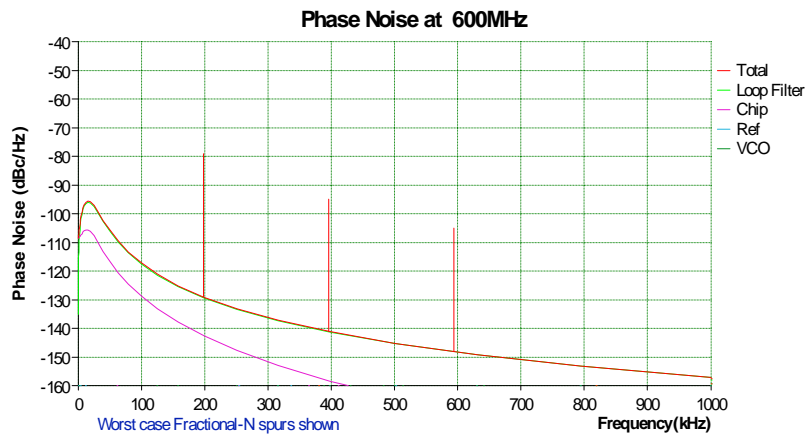
Faz kilitlemeli döngü tasarımında, daha dar bantlı filtreler kullanılarak spur bileşenlerinin filtre kesim frekansı dışında kalması sağlanıp, taşıyıcıya göre genlik seviyelerinin düşürülmesi mümkündür. Şekiller 4.17, 4.18 ve 4.19’da aynı PLL entegreleri ve yapıları kullanılarak elde edilen referans spurlarının farklı döngü filtreleri ile elde edilmiş ADIsimPLL simülatörü çıktıları verilmiştir. 600 MHz merkez frekanslı bir VCO’nun 200 kHz adım aralıkları ile kilitlendiği bu PLL sisteminde, referans spurları 200 kHz’de oluşmuştur. Yine bu referans spurlarının ikinci ve üçüncü harmonikleri de 400 kHz ve 600 kHz’de olmak üzere VCO çıkış işaretinde faz gürültüsü seviyelerinin üzerinde görülmektedir.



Şekil 4.17 Referans spurları, Döngü Filtresi: 200 kHz.



Şekil 4.18 Referans spurları, Döngü Filtresi: 100 kHz.



Şekil 4.19 Referans spurları, Döngü Filtresi: 20 kHz.

Yukarıdaki şekillerden de görüleceği üzere, 200 kHz referans spur sistemin frekans kilitlemede kullandığı karşılaştırma frekansı farklı döngü filtrelerinde farklı güçlerde belirmektedir. 200 kHz kesim frekansı olan alçak geçiren döngü filtresinde -45 dBc/Hz olan taşıyıcıya göre olan seviyesi, 100 kHz filtrede -50 dBc/Hz seviyesine düşerken, dar bir döngü filtresi olan 20 kHz kesim frekanslı son filtre ile bu referans spur -80 dBc/Hz seviyelerine gerilemiştir.

Döngü filtresi kesim frekansı, daha önceki PLL anlatımlarında açıkladığımız gibi sistemlerin önemli bir tasarım parametresi olup doğrudan frekans kilitleme süresi ile bağlantılıdır. Frekans atlamalı ya da farklı birçok bantta haberleşme gerçekleştirmek zorunda olan haberleşme sistemlerinde bu süre standartlarca belirlenmiştir. Diğer bir ifade ile spur seviyesini indirmek için haberleşme sistemleri tasarımcıları diledikleri kadar döngü filtresi bantını daraltamazlar. Basitleştirilmiş ve en genel şekli ile döngü filtresi maksimum bant genişliği  $B_{PLL}$  ile kilitleme süresi  $t_{LOCK}$  arasındaki ifade

$$B_{PLL} = \frac{4}{t_{LOCK}} \quad (4.12)$$

şeklindedir [11]. Örneğin GSM standartlarında 577  $\mu$ sn olan kilitleme hızı, pasif bir döngü filtresi ile gerçekleştirilirse filtre kesim frekansı minimum 7 kHz olmak zorunda olacaktır.

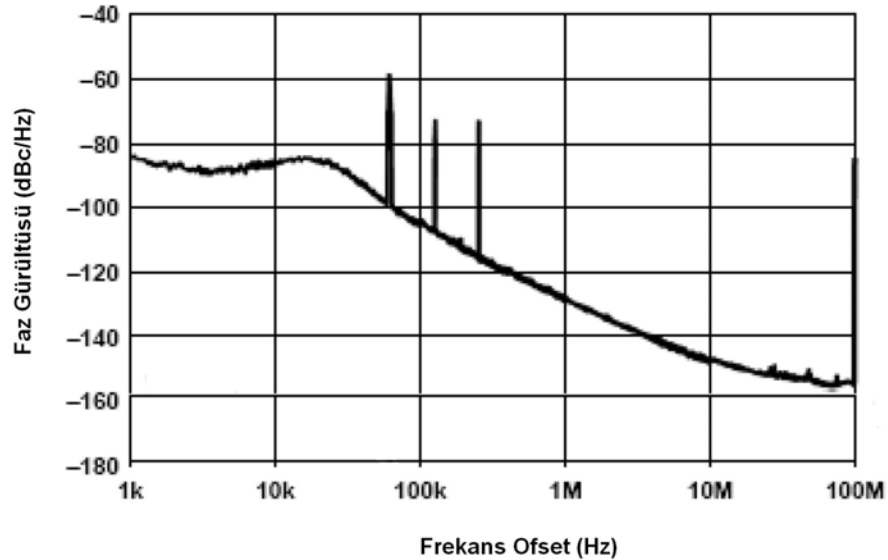
#### 4.2.2. Kesirsel Spur İşaretleri

Kesirsel spur işaretleri, kesirli-N tipi PLL entegreleri ile oluşan spur işaretler olup, LO tasarımındaki adım aralıklarında oluşurlar. Karşılaştırma frekansı bu tip yapılarda çok yüksek frekanslarda olabilmektedir; ancak kesirli-N PLL'ler ile yapılan frekans kilitlemelerinde kanal steplerinde oluşan bu spurlar, kesir değerini belirleyen “modulus” adı verilen bölme oranına bağlı olarak merkez frekansına daha yakın frekanslarda spur işaretler belirebilmektedir [12]. Bu durum Tablo 4.5’te verilmiştir.

Tablo 4.5 Kesirli Spurların MOD'a göre oluşma aralığı.

Modulus (MOD) Şartı	Spur Oluşma Aralığı
MOD 2'ye bölünür, 3'e bölünmez	Kanal Adımı/2
MOD 3'ye bölünür, 2'e bölünmez	Kanal Adımı/3
MOD 6'ya bölünür (hem 2'ye hem 3'e)	Kanal Adımı/6
Diğer	Kanal Adımı

Kesirli-N ve tam sayı-N PLL entegreleri faz-frekans detektörü, kararlı akım pompası ve programlanabilir referans bölücü gibi birçok yapıyı ortak kullanırlar. Ancak, kesirli-N PLL entegreleri  $\Sigma$ - $\Delta$  adı verilen farklı bir frekans bölme tekniğini kullanarak daha yüksek karşılaştırma frekansları ile frekans kilitlemeye olanak verirler. Diğer taraftan,  $\Sigma$ - $\Delta$  modülatörü kesirli bölmeye imkan verirken kuantalama gürültüsünü de beraberinde getirir ve bu kuantalama gürültüsü frekans spektrumunda spur işaretler olarak etkisini gösterir. Şekil 4.20'de ADF4156 kesirli-N tipi bir PLL entegresi ile kilitlenen bir işaretin spektrumu verilmiştir. Şekilde hem faz gürültüsü hem de spur bileşenler görülürken filtre kesim frekansı dışında genliklerindeki düşüş de belirgindir.

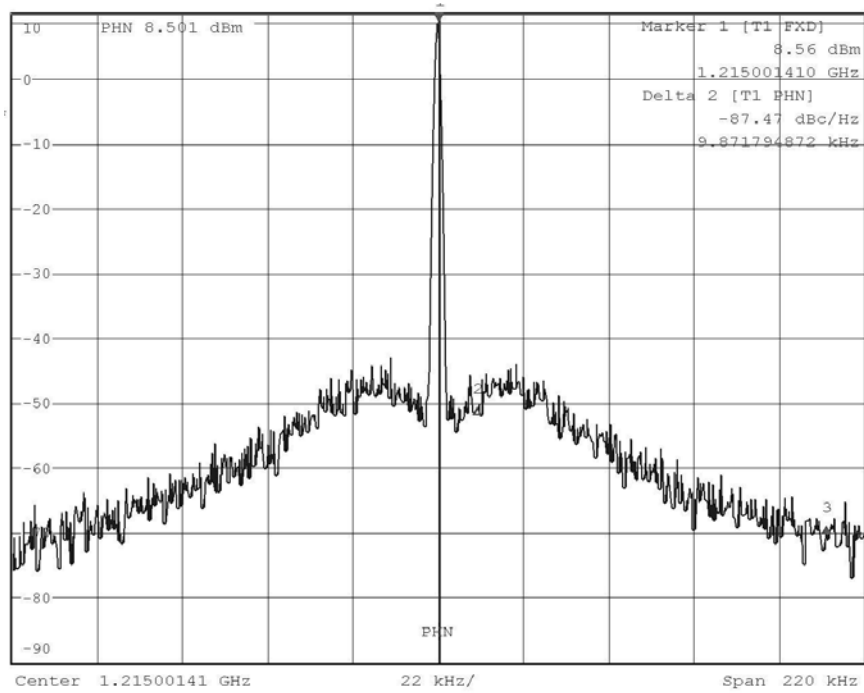
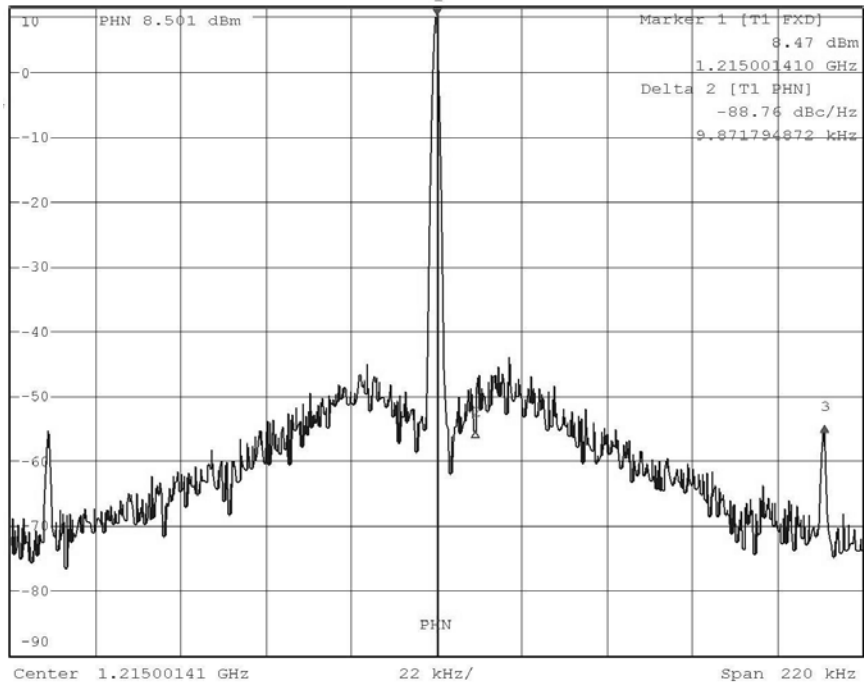


Şekil 4.20 Kesirli-N PLL ile kilitlenen işaretle faz gürültüsü ve spur işaretleri.

Kesirsel spur işaretleri, referans spur işaretleri gibi büyük oranda döngü filtrelerinden ve empedans uyumsuzluklarından etkilenmektedir. Referans spur işaretlerinde anlatıldığı gibi, kesirli spur işaretleri de dar döngü filtreleri ile zayıflatılabilir. Ancak, döngü filtresi dışında da kesirsel spur işaretlerinin PLL çıkış spektrumundaki genlik seviyelerini azaltmak için daha farklı yöntemler de bulunmaktadır. Tablo 4.5'deki gibi MOD katsayısı 6'ya bölünmeyen bir sayı ile spur işaretleri ana işaretten daha uzağa atılabilir. Böylece, döngü filtresi kesim frekansından daha da uzaklaşan kesirsel spur işaretleri bant içi kazanç olan N kadar kuvvetlenmeden LO çıkış spektrumunda belirirler.

### 4.2.3. Spur İşaretleri Azaltma Yöntemleri

Kesirli-N tipi PLL entegrelerinin bazılarında düşük spur modu adı verilen ve spur işaretlerini faz gürültüsü tabanına gömen bir teknik bulunmaktadır. Bu teknik donanım testlerimizde kullandığımız ADF4156 kesirli-N PLL entegresinde titreşim (dither) modu olarak adlandırılmış olup, frekans bandında istenmeyen spurların yok edilmesinde kullanılabilecek bir tekniktir [12]. Bu teknikte, PLL entegresi kesirli bölücülerden kaynaklanan kuantalama hatasını rastgele bir faz kelimesi ile modüle ederek bu kesirsel spurların gürültü tabanına gömülmesi sağlanır. En kötü senaryoda, gürültü seviyesini 10 dB kadar arttıran bu teknik, donanımla gerçekleştirdiğimiz 1205 MHz'e kilitli işaret üzerinde Şekil 4.21'de gösterilmiştir.



Şekil 4.21 Kesirli-N PLL’de Dither-Off (üstte) ve Dither-ON (altta) Modları ile 1215 MHz sentezi.

Şekil 4.21'deki spur içermeyen spektrumun toplam faz gürültüsü değeri (*dither-on* modu) için  $0.64 \text{ RMS}^\circ$  olarak hesaplanmışken; spur içeren ve düşük faz gürültülü (*dither-off* modu) spektrumun toplam faz gürültüsü  $0.36 \text{ RMS}^\circ$  olmak üzere hesaplanmıştır. Bu teknik toplam faz gürültüsü değerinde atış sağlarken, kesirsel spur işaretlerini de ortadan kaldırır. Yedinci bölümde, her iki gürültü seviyesine sahip olan LO'lar ile yapılan benzetim ve donanımsal test sonuçları verilerek dither tekniğinin haberleşme sistemleri üzerindeki etkileri incelenecektir.

### 4.3. İntermodülasyon

Haberleşme sistemlerinde kullanılan tüm alt sistem ve blokların giriş işaretine göre çıkış işaretleri genelde doğrusal değildir. Lineer kabul edilen bölgelerde bile tam anlamıyla doğrusal olmayan bu blokların, bazı güç seviye ve sinyal şartları dışına çıkıldığında ise lineerlikten çok uzak etkilere sebep olup; işaretleri ve haberleşmeyi bozucu hale gelirler. Bu tip bloklardan frekans karıştırıcılar ve işaret kuvvetlendiriciler en bilinen doğrusal olmayan bloklardır.

#### 4.3.1. Doğrusallık ve Doğrusal Olmayan Sistemler

Doğrusal sistemlerin en genel tanımı ile giriş ile çıkış arasında lineer bağıntı bulunan sistemlerdir [13]. Lineer sistemlerde,

$$x_1(t), x_2(t) \quad (4.13)$$

giriş değerleri ve

$$y_1(t) = H\{x_1(t)\}$$

$$y_2(t) = H\{x_2(t)\} \quad (4.14)$$

çıkış değerleri olmak üzere, H sistem fonksiyonu olarak adlandırılır.

$$\alpha y_1(t) + \beta y_2(t) = H\{\alpha x_1(t) + \beta x_2(t)\} \quad (4.15)$$

eşitliğini herhangi  $\alpha$  ve  $\beta$  değerleri için sağlayan sistemler doğrusal sistemlerdir. Bu şartları her ne sebeple olursa olsun sağlamayan tüm sistemler doğrusal olmayan sistemler olarak adlandırılır.

Elektronik mühendisliğinde, doğrusal olmayan sistemlerin etkileri çok çeşitli olmaktadır. Giriş işaretlerine lineer olmayan etkiler uygulamaktan başka, giriş işaretlerinin farklı katlarındaki *harmonik* adı verilen ve işaretin ikinci, üçüncü katları gibi katlarında oluşan işaretlerin çıkışta görülmesi gibi farklı etkiler de mevcuttur. Bu tez çalışmamızda, benzetim ve donanımsal testlerimizde daha çok frekans karıştırıcılar ve işaret kuvvetlendiriciler üzerinde doğrusal olmayan etkileri ve bu etkilerin haberleşme ve işaretleşme performansına etkilerini inceleyeceğiz.

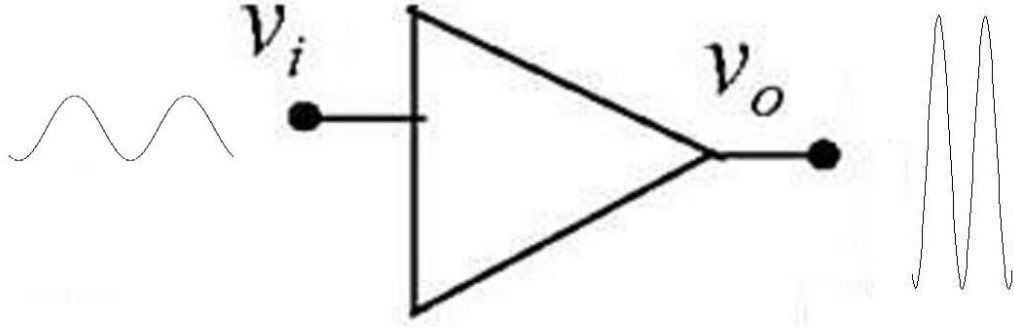
### 4.3.2. İşaret Kuvvetlendiricilerde İntermodülasyon

İşaret kuvvetlendiriciler, haberleşme sistemlerinde doğrusal olmayan etkileri ile intermodülasyona sebep olan önemli birimlerden biridir. En genel ifade ile işareti kuvvetlendirerek çıkışa veren bu sistemler haberleşme sistemlerinde belirli bir güç gerektiren birçok yerde kullanılmaktadır. İdealde bir işaret kuvvetlendiricinin doğrusal davranışı aşağıdaki gibi ifade edilebilir [14].

$$V_0(t) = A_V V_i(t) \quad (4.16)$$

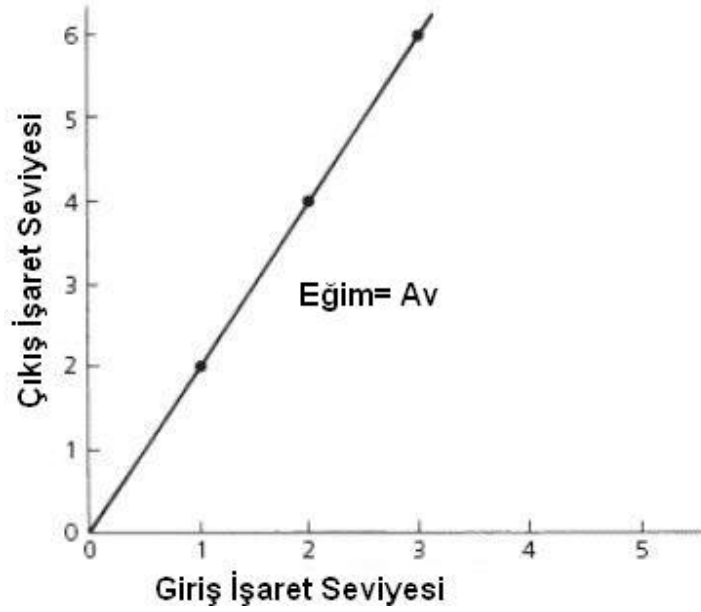
$V_i(t)$  giriş işaretini,  $V_0(t)$  çıkış işaretini ve  $A_V$  ise işaret kuvvetlendiricinin kazancını ifade etmektedir. Bu genel ifadenin çizimi Şekil 4.22’de gösterildiği gibidir.





Şekil 4.22 İdeal bir işaret kuvvetlendiricide giriş ve çıkış işaretleri.

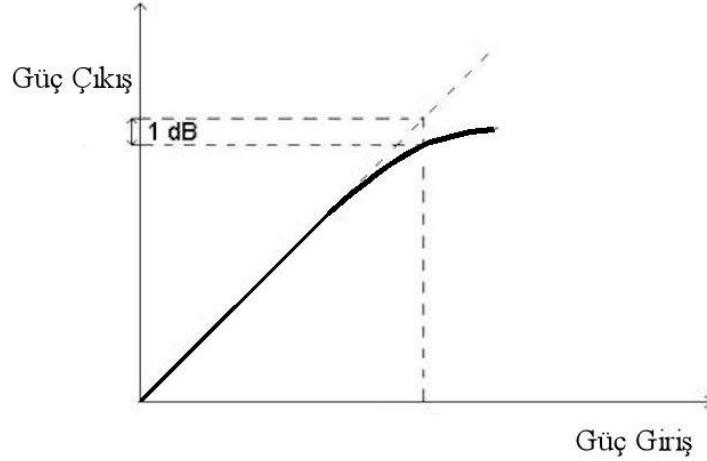
İdeal bir kuvvetlendiricinin transfer fonksiyonu, giriş işaretinin belirli bir kazanç ile çarpılarak güçlenmesidir ve gerilim karakteristiği olarak Şekil 4.23’de gösterildiği gibi eğimi gerilim kazancı  $A_V$  olan lineer bir eğridir.



Şekil 4.23 İdeal kuvvetlendirici transfer fonksiyonu.

Pratikte, tüm giriş güçleri ile sabit bir katsayının çarpılması mümkün değildir. Genelde kuvvetlendiricilerin giriş işaretleri arttıkça, kuvvetlendiriciler doyuma yaklaşır

ve lineer kuvvetlendirme ortadan kalkar. Kuvvetlendiricilerde, lineer bölgeyi belirten çizgiden 1 dB sapma noktası standardı 1-dB bastırma noktası (P1) olarak adlandırılır ve birçok kuvvetlendirici için en belirgin ayırt edici özelliktir. Doğrusal olmayan bir kuvvetlendiricinin 1 dB bastırma noktası Şekil 4.24’da gösterildiği gibidir.

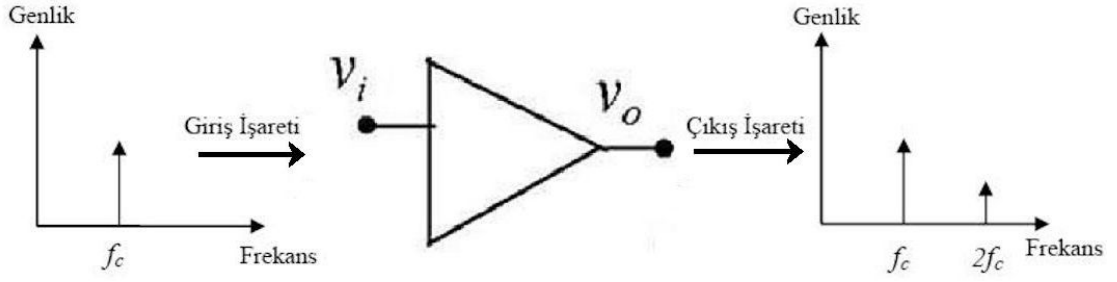


Şekil 4.24 1-dB bastırma noktası.

İdeal bir kuvvetlendiricinin transfer fonksiyonundan anlaşılacağı üzere, çıkış bileşenleri doğrudan giriş işaretine bağlı olup, çıkış spektrumunda yeni herhangi bir bileşen olmamalıdır. Ancak, doğrusal olmayan işaret kuvvetlendiriciler çıkışlarında giriş işaretlerinin harmoniklerini de üretebilirler. Giriş işaretinin, çıkışta ikinci harmoniğinin oluşması, ikinci derece bozulma karakteristiği olarak adlandırılır ve aşağıdaki gibi ifade edilir [14].

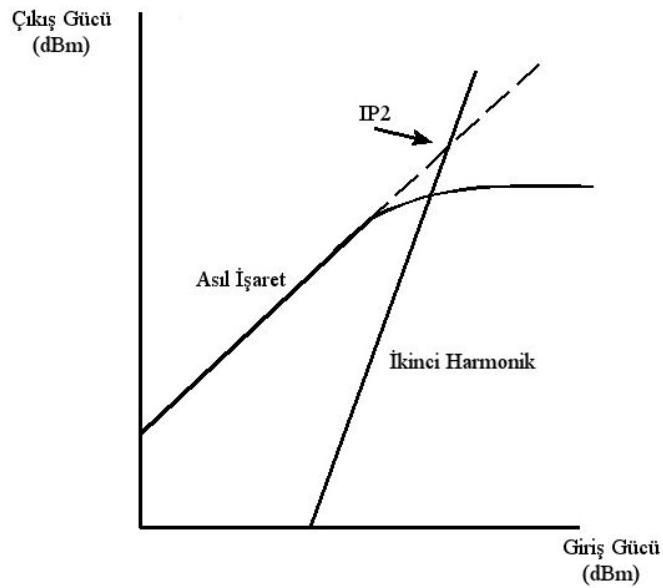
$$V_0(t) = A_{V1}V_i(t) + A_{V2}V_i^2(t) \quad (4.18)$$

Burada  $A_{V2}$  ikinci derece bozulma parametresi olup, ana frekansın iki katında harmonik adı verilen bir çıkış işaretinin üretilmesine neden olmaktadır. Şekil 4.25’te ikinci derece bozulmaya frekans spektrumunda gösterilmektedir.



Şekil 4.25 Frekans bölgesi ikinci derece bozulma karakteristiği.

İşaret kuvvetlendiricilerin lineer olmamasından kaynaklanan ikinci harmoniğin gücü giriş işaretine ve ikinci derece bozulma parametresine ( $A_{V2}$ ) bağlıdır. Artan giriş gücüne göre ana işaretle ikinci harmoniğin genliklerinin eşitlendiği noktaya IP2 noktası adı verilir. İşaret kuvvetlendiricilerin lineerliklerinin değerlendirilmesinde önemli yer tutan IP2 noktasının gösterimi Şekil 4.26.'da verilmiştir.



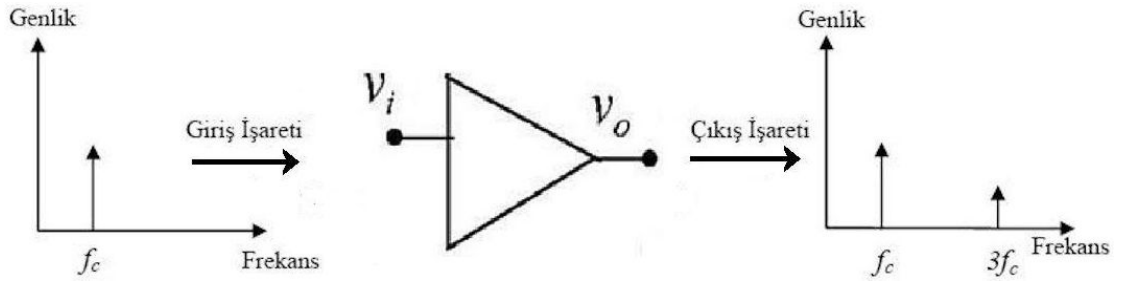
Şekil 4.26 İkinci derece kesişim noktası.

İşaret kuvvetlendiricilerde bozulmanın diğer ve en önemli biçimi üçüncü derece bozulmadır. Üçüncü derece bozulma ana frekansta da bileşen oluşturduğundan

haberleşme sistemleri açısından daha büyük bozucu etkiler ortaya çıkarmaktadır. İşaret kuvvetlendiricilerde üçüncü derece bozulma aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

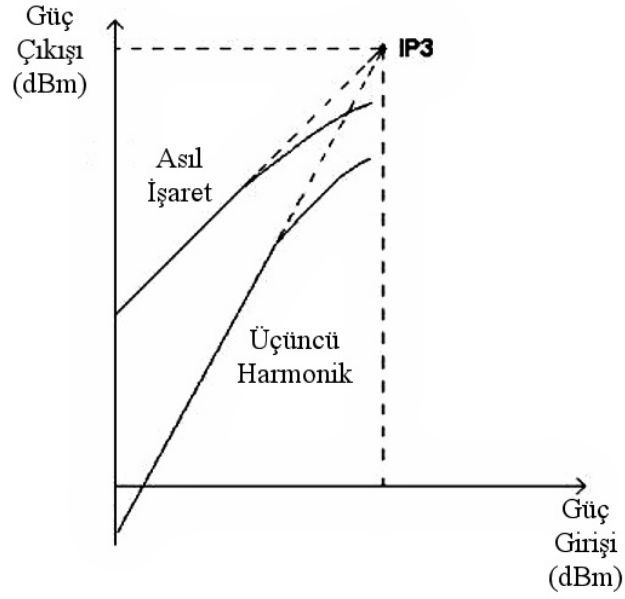
$$V_0(t) = A_{V1}V_i(t) + A_{V3}V_i^3(t) \quad (4.19)$$

$A_{V3}$  üçüncü derece bozulma parametresi olup, üçüncü derece bozulma işaret kuvvetlendiricinin çıkışında, ana frekansın üç katında (üçüncü harmonik) yeni bir işaret daha üretmektedir. Şekil 4.27'de üçüncü harmonik bileşenin işaret kuvvetlendirici çıkışındaki frekans gösterimi bulunmaktadır.



Şekil 4.27 Frekans bölgesi üçüncü derece bozulma karakteristiği.

Üçüncü derece kesişim noktası IP3, ikinci derece kesişim noktasında (IP2) olduğu gibi; ana işaret ile üçüncü harmonik işaretin güçlerinin eşitlendiği noktaya verilen addır. Bu noktaya denk gelen giriş gücü ile işaret kuvvetlendirici kullanıldığında eşit güçte ana işaret ve üçüncü harmonik üretileceği kabul edilmektedir. İşaret kuvvetlendiricilerde, doğrusallık ölçütlerinde daha çok kullanılan IP3, kuvvetlendiricinin intermodülasyon üreterek ana işarettaki bozulmalar hakkında bilgi verdiği için haberleşme istemlerinde önemli tasarım kurallarından biridir. İşaret kuvvetlendiricilerde, üçüncü dereceden bozulma asıl işaretle de bileşenler üretilir, işaret kuvvetlendiricinin haberleşme sistemleri gibi sistemlerde kullanılması halinde veri taşıyan işaretle bozulmalara sebep olurlar. Şekil 4.28'de IP3 noktasının grafiksel gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.28 Üçüncü derece kesişim noktası, IP3.

Giriş işareti aşağıdaki gibi sinüzoidal işaret ise

$$V_i(t) = V \sin(\omega_c t) \quad (4.20)$$

ve Denklem (4.19)'da yerine konursa, üçüncü dereceden bozulmaya sahip işaret kuvvetlendiricinin çıkış işareti

$$V_0(t) = A_{V1} \sin(\omega_c t) + A_{V3} V^3 \sin^3(\omega_c t) \quad (4.21)$$

olarak yazılabilir.

$$\sin^3 \theta = \frac{3 \sin \theta - \sin 3\theta}{4} \quad (4.22)$$

Denklem (4.22)'deki trigonometrik eşitlik yardımı ile (4.21) ifadesi gerekli sadeleştirmelerden sonra,

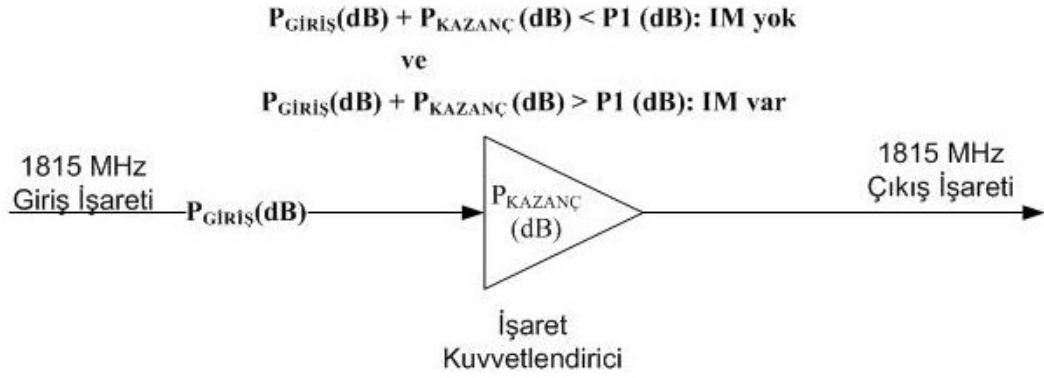
$$V_0(t) = A_{V1}V \sin(\omega_c t) + \frac{A_{V3}V^3}{4} \sin(\omega_c t) - \frac{A_{V3}V^3}{4} \sin(3\omega_c t) \quad (4.23)$$

olarak yazılabilir ki artık bu ifadede  $\omega_c$  ana frekansında lineer olmayan bir etki gözlenmektedir. Buradan da anlaşılacağı gibi üçüncü dereceden bozulma, üçüncü harmonik frekansında yeni bir işaret oluşturduğu gibi,  $\omega_c$  ana frekansına sahip yeni bir bileşen de meydana getirmektedir. Böylece ana frekanstaki çıkış işaretini doğrudan etkilemektedir. Burada  $A_{V3}$  katsayısının birden küçük olduğu varsayımıyla, işaret kuvvetlendirici temel karakteristiğinin ( $V \sin(\omega_c t)$ 'deki kuvvetlendirmesinin) düşüş gösterdiği anlaşılabilir. Ana (fundamental) frekanstaki genlikteki bozulma ve düşüş, giriş işaretinin genliğinin küpü ile orantılı olup, temel frekanstaki çıkış işaretini etkilemektedir. Giriş işaretinin haberleşmede kullanılan veri taşıyan modüle edilmiş bir işaret olması durumunda da, bozucu etkiler haberleşme ve işaretleşme kalitesinde kötüleşme olarak ortaya çıkmaktadır.

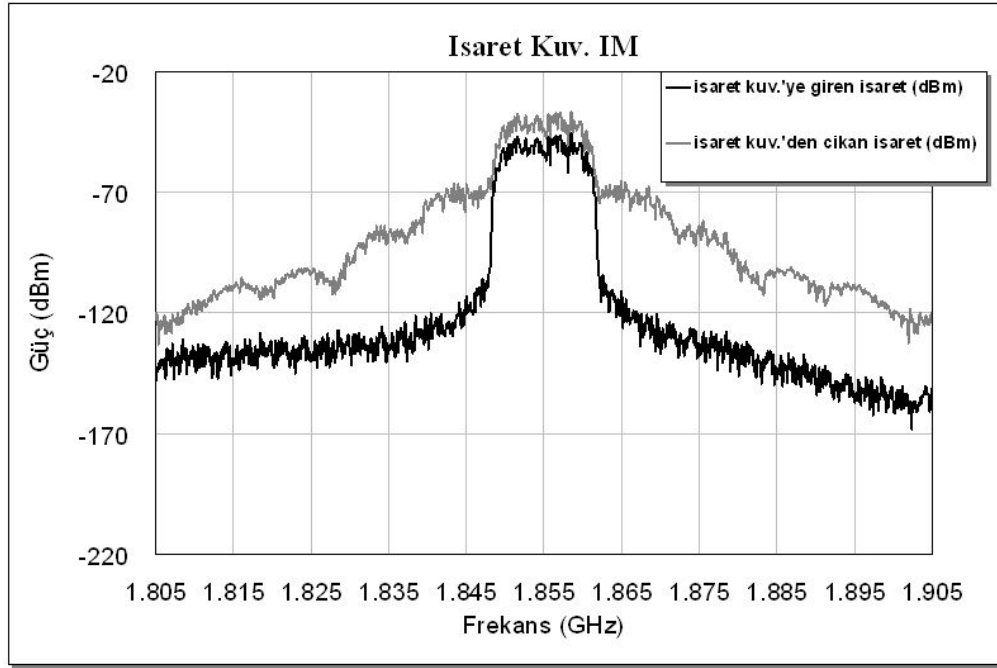
İşaret kuvvetlendiricilerde, intermodülasyon genelde olması gereken işaret seviyesinden daha güçlü seviye ile işaretin kuvvetlendiriciye girmesinden ya da kuvvetlendiricinin kazancı ile P1 noktasının aşılp doyum bölgesinde çalışması ile oluşur. Bu durum Şekil 4.29'daki işaret kuvvetlendirici blok şemasında gösterilmiştir. İntermodülasyon durumunda işaret kuvvetlendiricide

$$P_{Giriş}(dB) + P_{Kazanç}(dB) > P1(dB) \quad (4.24)$$

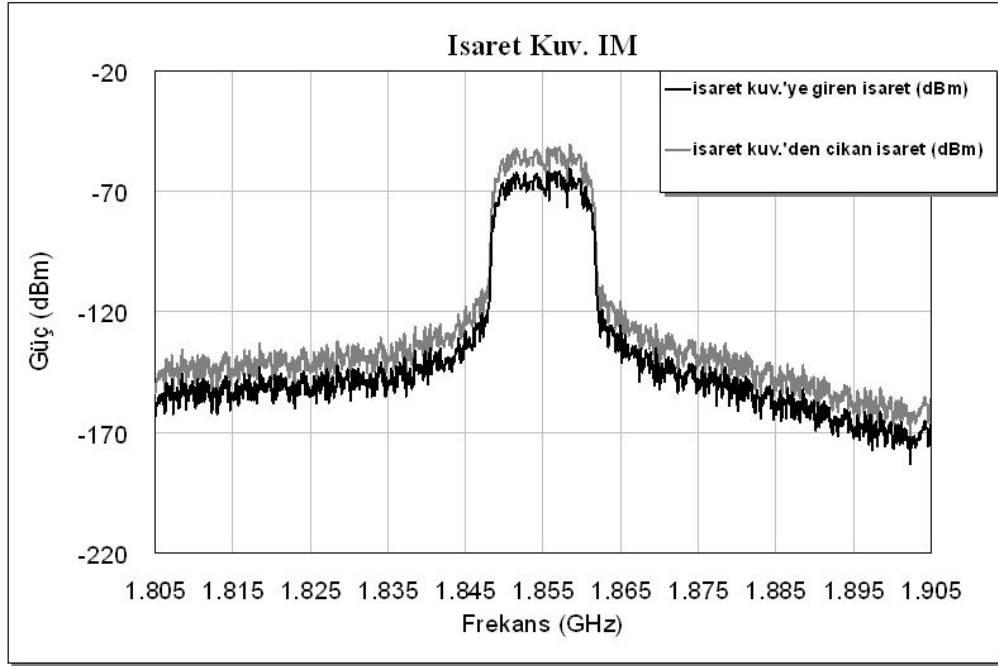
şartı oluşur ve işaret kuvvetlendirici doyum bölgesinde çalışır. Artık kuvvetlendirici bloğu lineer bölge dışında çalışmakta, giriş işaretini kuvvetlendirmekle kalmayıp aynı zamanda Şekil 4.30 (IM var) ve 4.31'de (IM yok) görüleceği üzere yan bantları ve gürültüyü arttıracak şekilde çalışmaktadır.



Şekil 4.29 İntermodülasyon üreten işaret kuvvetlendirici test düzeneği.



Şekil 4.30 1815 MHz merkezli intermodülasyon etkisinin spektrumdaki gösterimi.

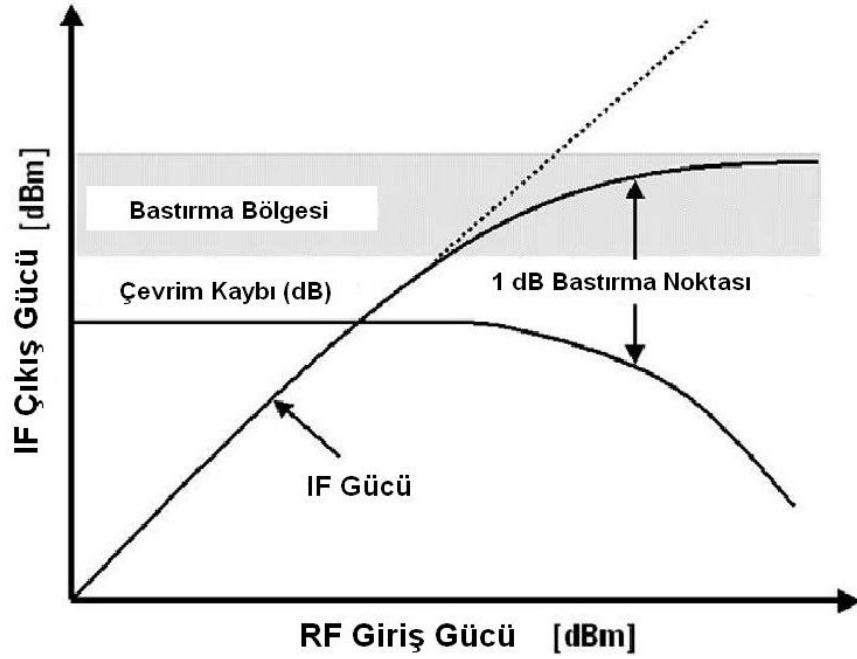


Şekil 4.31 1815 MHz merkezli ideal şartlarda çalışan işaret kuvvetlendirici etkisinin spektrumdaki gösterimi.

### 4.3.3. Frekans Karıştırıcılarda İntermodülasyon

Haberleşme sistemlerinde, intermodülasyona sebep verebilecek diğer bir blok da frekans karıştırıcıdır. Frekans karıştırıcıların (mikser), en belirgin parametrelerinden biri çevrim kaybıdır. Çevrim kaybı, giriş işareti ile çıkış işaretinin dB türünden oranıdır. Düşük güçlü giriş işaretlerinde bu oran belirli bir bölgeye kadar sabitken, yüksek giriş işaretleri ile birlikte azalır ve frekans karıştırıcı lineer olmayan bölgede çalışmaya başlar. Lineer olmayan bölgede çalışan mikser, çıkış işaretlerini bozucu etkiler ekleyerek oluşturur [15].





Şekil 4.32 Frekans karıştırıcılarda çalışma bölgeleri ve çevrim kaybı.

Frekans karıştırıcılarda, sıkıştırma bölgesi ya da işaret kuvvetlendiricilerde de kullanılan terminoloji ile  $IP1$  (dB) değeri karıştırıcının dinamik çalışma aralığını ve lineer çalışma limitini belirleyen diğer bir önemli parametredir. Giriş işareti ile çıkış işareti arasında sabit bir oran varken, artan giriş işareti gücüne karşın çıkış gücünün 1 dB farkla ayrıştığı nokta  $IP1$  olup Şekil 4.32’te görülmektedir.

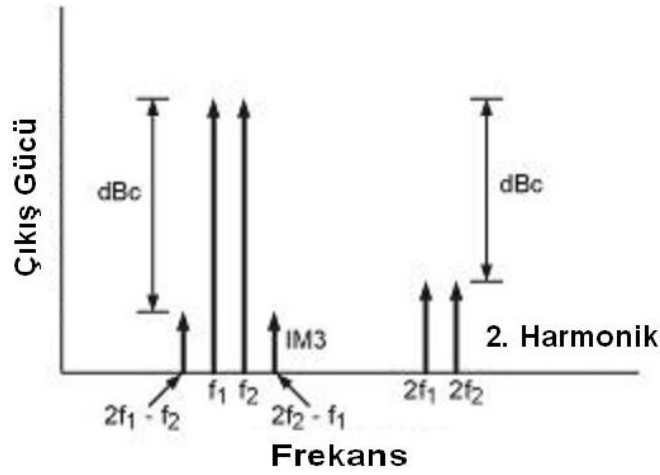
Frekans karıştırıcılarda diğer bir ayırt edici parametresi de  $IP3$  olup bu değer genelde “2-tone” denilen bir teknik ile ölçülmektedir. Bu teknikte, birbirine yakın iki IF işaretini karıştırıcı girişine uygulanır. Genellikle uygulamalardaki 2-tone işaretleri birbirleri arasında 1MHz fark olan iki işareten oluşmaktadır. Mikserde LO ile çarpılarak oluşan işaretlere ek olarak bu iki çıkış işaretinden başka, bu işaretlerin farkları da oluşmaktadır. Bu fark frekansında oluşan işaretlere intermodülasyon (IM) ürünleri denir. Giriş işaretinin gücüne göre, çıkış işaretleri ve IM işaretleri değerlerinin eğrileri elde edilir. Bu iki eğrinin kesiştiği nokta üçüncü dereceden kesişme noktası,  $IP3$ , olarak isimlendirilir. Bu noktada IM ile istenilen IF işaretleri artık doğrusal olmayan etkenlerden dolayı eşit güçte mikser çıkışında oluşmaktadır. Şekil 4.33’te mikser girişine

uygulanan birbirine yakın “2-tone” işaretleri, ikinci harmonikleri ve bu harmoniklerce oluşan IM ürünleri görülmektedir. IM işaretleri mikser çıkışında

$$|(2 \times f_2 - f_1) - f_{LO}|$$

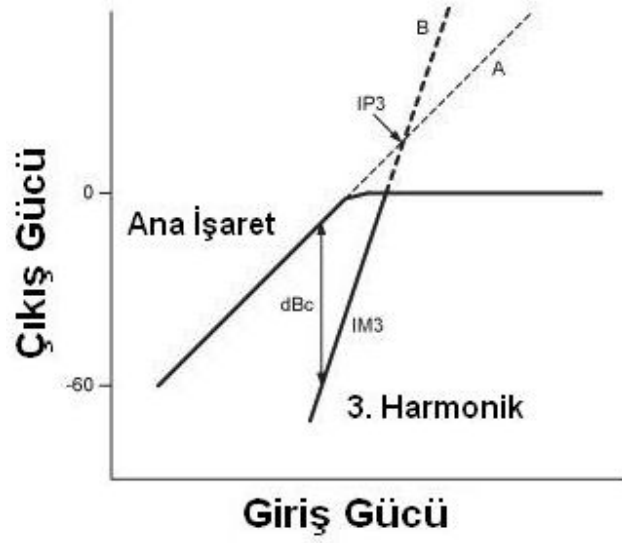
$$|(2 \times f_1 - f_2) - f_{LO}| \quad (4.25)$$

frekanslarında oluşurlar.



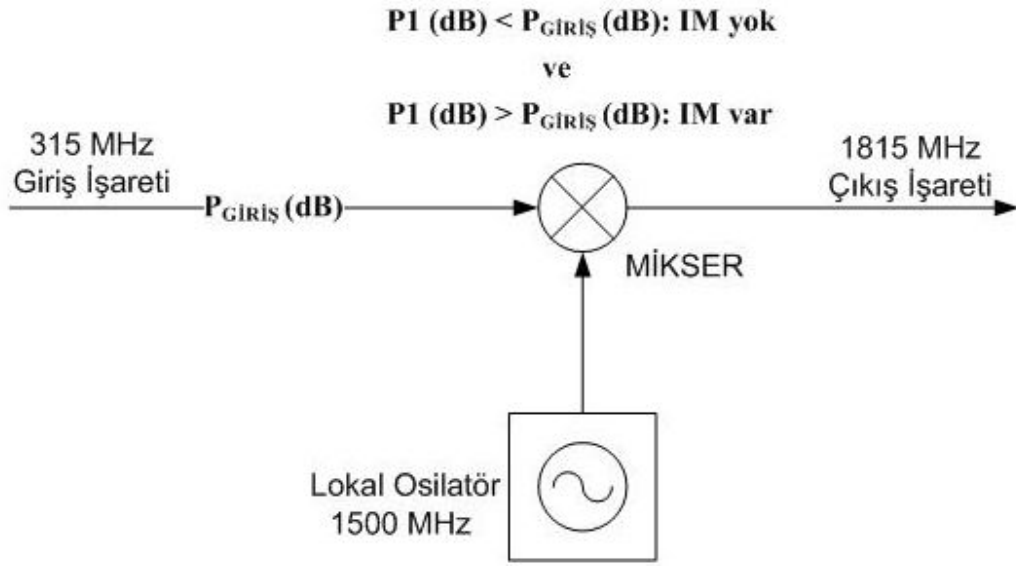
Şekil 4.33 Mikser girişindeki 2-tone testi verilen giriş test işaretleri ve sebep oldukları intermodülasyon ürünleri.

2-tone test prosedürü başlangıcında da açıklandığı üzere,  $f_1$  ve  $f_2$  işaretleri frekans uzayında birbirlerine yakın ve genelde 1 MHz farklı olacak şekilde seçilirler. Yukarıdaki şekilden de anlaşılacağı üzere,  $f_2$  ve  $2f_2 - f_1$  arasında yine 1 MHz fark bulunmaktadır ki bu istenilen  $f_2$  işaretine çok yakın bir işaret olarak kabul edilebilir. Haberleşme sistemlerinde kullanılan filtrelerle bu istenmeyen işaretlerin yakınlığından dolayı süzülmesi çok zor olacağından dolayı mikserlerde IM işaretlerinin oluşması haberleşme sistemlerinde büyük sorunlara yol açmaktadır. Şekil 4.34'te giriş gücüne bağlı ana işaret ve IM işaretinin gücü ile bu iki eğrinin kesişim noktası olan IP3 noktası gösterilmektedir.



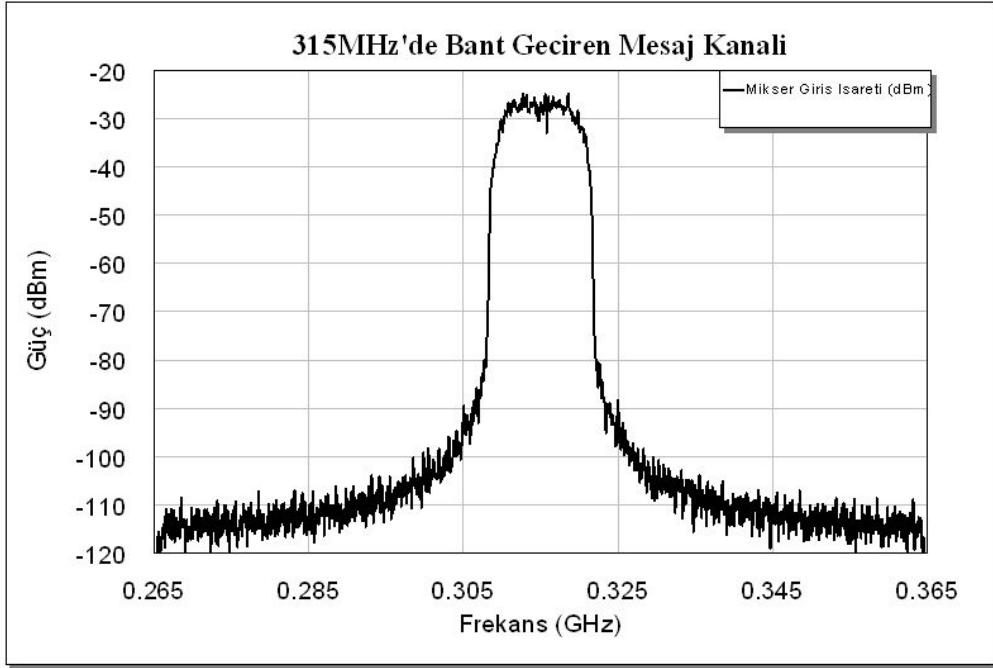
Şekil 4.34 Frekans karıştırıcılarda IP3 noktası.

Haberleşme sistemlerinde genelde frekans karıştırıcıların yüksek giriş gücü ile sürülmesi ile oluşan IM işaretleri belirli bir bant genişliğine sahip haberleşme kanallarında bozucu etkiler oluşturmaktadırlar. Veri taşıyan ve belirli bir bant genişliğine sahip bir sistemde frekans karıştırıcıda oluşan intermodülasyon etkisini gözlemlemek için giriş gücünün IP1 seviyesinden daha güçlü sürmek yeterli olacaktır. Güç arttıkça bant içinde ve bant dışında bozulmalar rahatlıkla gözlemlenebilir. Şekil 4.35'te bir frekans karıştırıcı ve LO bloğu görülmektedir. Karıştırıcı girişi ve çıkışında monitör edilen işaretlerle sadece karıştırıcının etkisi gözlemlenmiştir. Haberleşme bandında mikser intermodülasyon etkinin göstermek için AWR programı devre şemasında, 315 MHz frekansındaki işaret, 1.5 GHz LO çıkışı ile 1815 MHz IF frekansına dönüştürülmektedir.

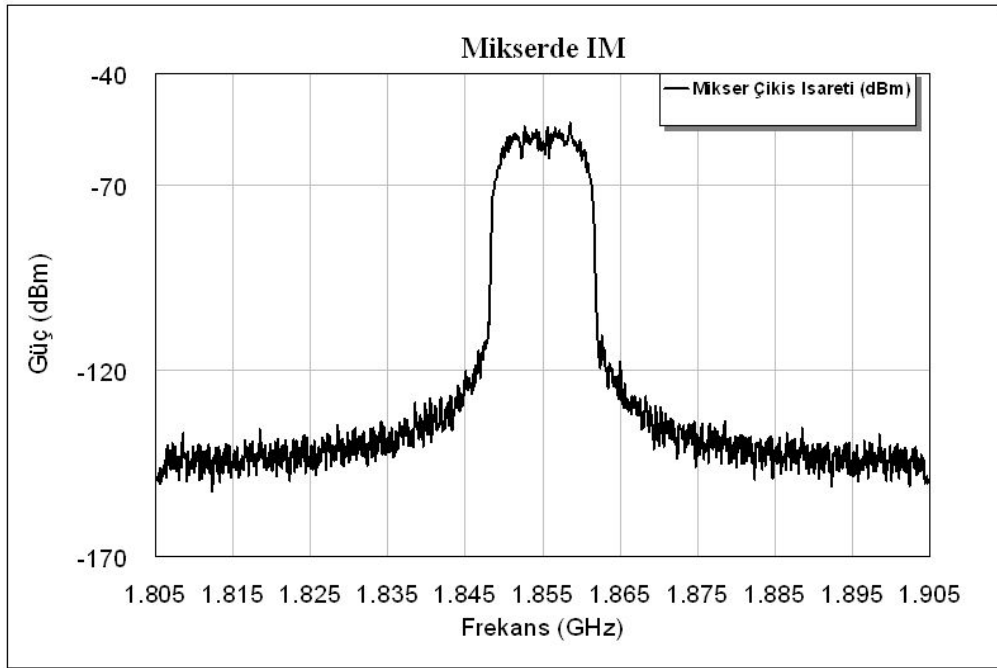


Şekil 4.35 Microwave Office blok şeması, frekans karıştırıcı IM test bloğu.

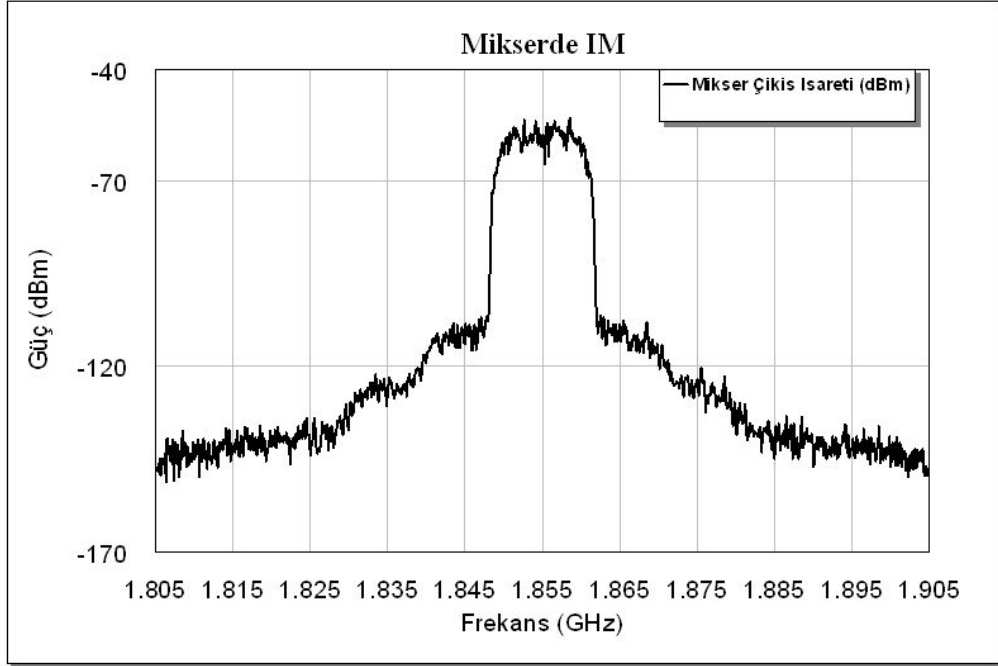
Microwave Office benzetim programı devre şemasında mikser bloğuna ait bastırma noktası- $P_1$  5 dB ve 30 dB olarak değiştirilerek programın koşturulması ile iki adet çıkış spektrumu elde edilmiştir.  $P_1$  5 dB iken mikserin lineer bölge dışına çıkıp intermodülasyon ürünleri üretmesi sağlanmıştır.  $P_1$  30 dB iken de mikserin normal şartlar altında çıkış işaretleri üretmesi sağlanmıştır. Şekil 4.36, 4.37, 4.38, 4.39 ve 4.40'da 315 MHz'deki mikser giriş işareti, IM olmayan 1815 MHz çıkış işareti, IM etkisi altında 1815 MHz çıkış işareti ve bu iki test düzeneğinin geniş bantta gösterimleri verilmiştir.



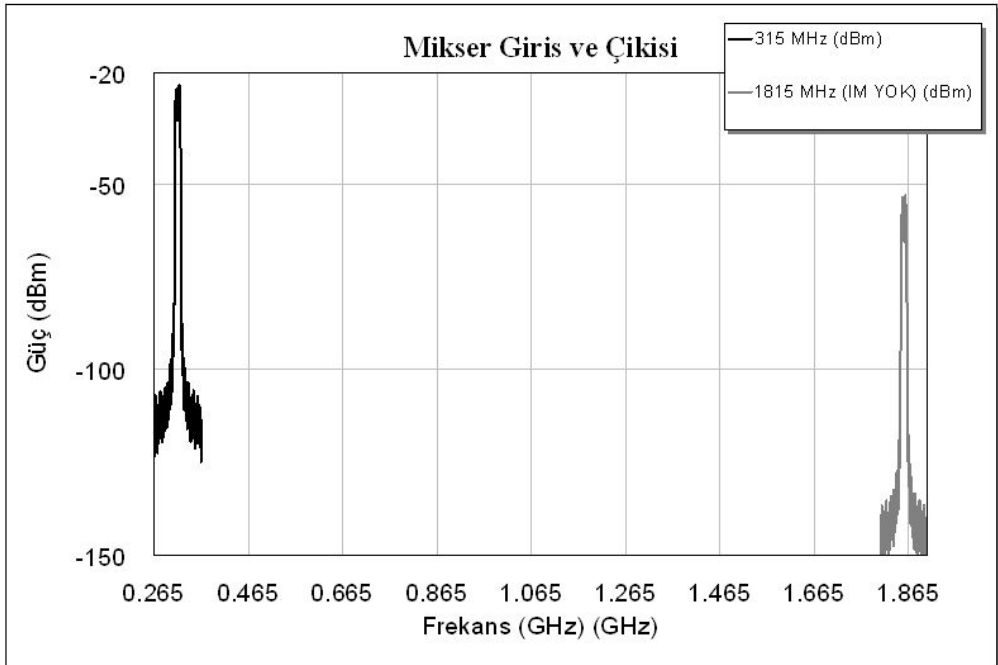
Şekil 4.36 Frekans karıştırıcı girişine uygulanan bant geçiren mesaj kanalı, 315 MHz.



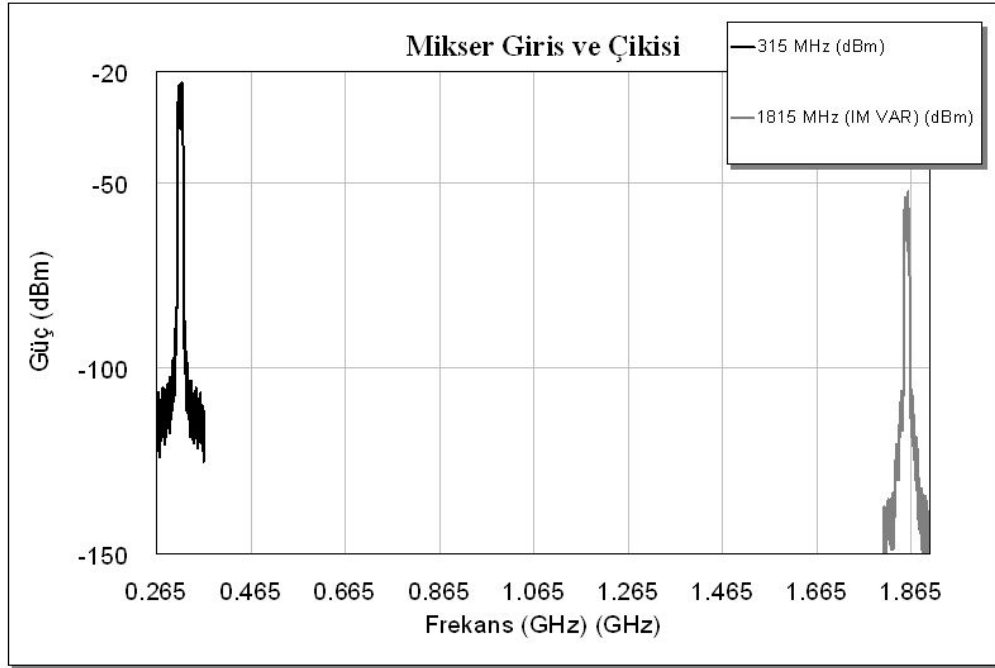
Şekil 4.37 Lineer bölgede çalışan 1815 MHz'de frekans karıştırıcı çıkışı.



Şekil 4.38 IM üreten 1815 MHz'de frekans karıştırıcı çıkışı.



Şekil 4.39 Lineer bölgede çalışan karıştırıcı girişi ve çıkışı, geniş bantta gösterimi.

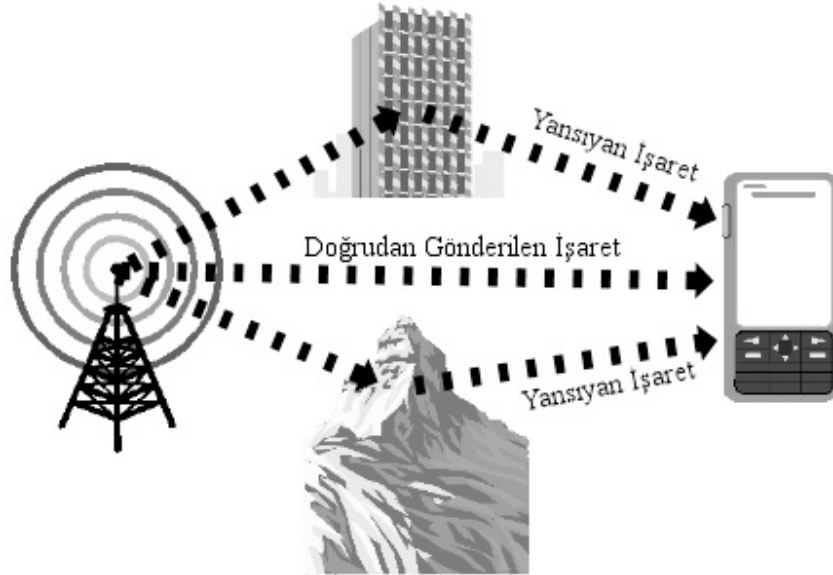


Şekil 4.40 Frekans karıştırıcı girişi ve çıkışındaki güçlü IM geniş bantta gösterimi.

Şekil 4.36'da mikser girişine uygulanan 315 MHz merkezli modüle edilmiş işaret ve bu mikserin çıkışında IM yokken elde edilen 1815 MHz merkezli işaret de Şekil 4.37'de gösterilmektedir. Şekil 4.38'de ise, IM üreten mikser çıkışında elde edilen 1815 MHz merkezli işaret ve yan bantlarındaki gürültü yükselmesi görülmektedir. Şekil 4.39 IM üretmeyen mikser giriş (315 MHz) ve çıkış işaretleri (1815 MHz) birlikte geniş bantta gösterilmiştir. Şekil 4.40'ta ise IM üreten mikser bloğunun giriş ve çıkış işaretlerinin aynı geniş bantta gösterimi bulunmaktadır. Şekillerdeki işaretlerin spektrumlarından da anlaşılacağı üzere; IM etkisi işaret zarfında yaptığı bozulmalarla birlikte mikser çıkışındaki işaretlerin yan bantlarında şişmeler ve İGO oranlarında da ciddi artışlar sağlamaktadır. Mikserlerin IM etkisi arttıkça, bozucu etkilerinin göreceli olarak artacağı ve haberleşme sistemleri performansında büyük düşüşler görüleceği açıktır.

#### 4.4. Çok Yollu Sönümlenme

Haberleşme sistemlerindeki kanalda, işaretlerin farklı sayı, farklı genlik ve farklı fazlı hallerinin alıcıda toplanması ile oluşan işaretleşme kalitesindeki kötüleşmeye çok yollu sönümlenme denir. Sönümlenme, kablosuz haberleşmede işaretlerin direkt alıcıya ulaşması yanında yerden, iyonosferden, çevredeki yeryüzü şekillerinden, binalardan ve diğer cisimlere çarparak yansıyan işaretlerin, farklı yollardan farklı zamanlarda alıcıda toplanmasıyla oluşur.

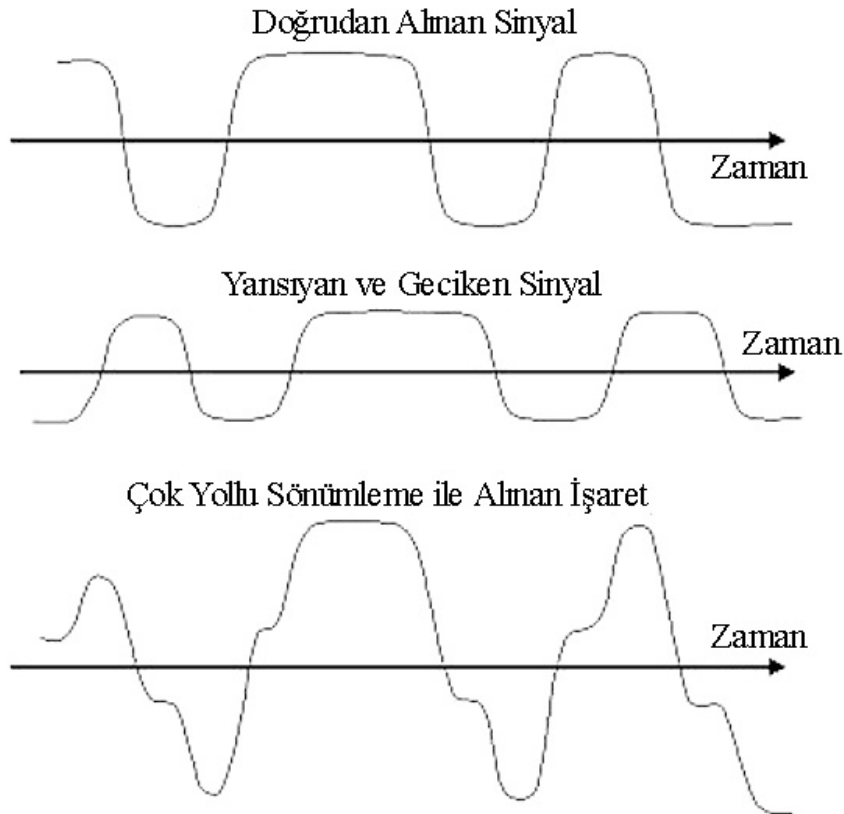


Şekil 4.41 Haberleşme kanalında çok yollu sönümlenme gösterimi.

Alıcıda toplanan tüm işaretler, haberleşme bandında fazda ve genlikte rastgele salınımlara sebep olup işaretleşmeyi ve haberleşmeyi kötüleştirir. Hatta bu bozucu işaretlerin güçlü olması durumunda işaretleşme kesilebilir. Şekil 4.41’de alıcı ile verici arasında direkt iletilen işaret ile bu işaretin farklı yüzeyden yansıyarak ve gecikerek alıcıya ulaşan hallerinin toplamı grafiksel olarak verilmiştir. Yansıyan işaretler, işaretin yansıırken gecikmesinden ve genliğinin rastgele değişmesinden dolayı doğrudan alınan işarete göre farklı faz ve genlikte alıcıya ulaşmaktadır. Alıcıda haberleşme bandındaki



tüm işaretler toplanır ve toplam işaret karar verici devrelere iletilir. Çok yollu sönümlenme sonucunda artık işaretlerin genliğinde ve zarfında rastgele değişiklikler olabilmekte ve bu değişikliklerin gücüne göre de sistemin toplam BHO performansı şekillenmektedir



Şekil 4.42 Zamanda işaretin yansıyan ve geciken hallerinin toplanması.

Her durumda direk iletim olmayıp, bazen saçılan ve yansıyan işaretlerle de haberleşme sağlanabilir. Bu tip çok yollu sönümlenme, gezici (mobil) sistemlerde daha çok görülürken, uydu haberleşmesi ve radyo linkler gibi noktadan noktaya kablosuz haberleşme sistemlerinde alıcı ve verici antenleri arasında doğrudan ve güçlü görüş hattının bulunması gerekmektedir. Bu tip sistemlerde yüksek veri hızını destekleyecek M-QAM gibi yüksek çeşitlenmeli modülasyon türleri kullanılmaktadır ve M arttıkça çok yollu sönümlenmenin BHO performansları üzerindeki kötüleştiren etkisi de artmaktadır.

#### 4.4.1. Çok Yollu Sönümlenme Kanallarında Sınıflandırma

Haberleşme kanalları üzerinde çok yollu sönümlenme etkisini incelemek üzere farklı sönümlenme modelleri geliştirilmiştir. En genel olarak, frekansa göre ve hıza göre olmak üzere iki farklı değerlendirmeye göre kanalların sönümlenmeleri sınıflandırılır [2].

Zamandaki değişimlerine göre:

- i. Hızlı Sönümlenme
- ii. Yavaş Sönümlenme

Frekansa verilen kanal cevabına göre:

- i. Düz Sönümlenme (Frekans Seçici Olmayan)
- ii. Frekans Seçici Sönümlenme

olarak sınıflandırılan çok yollu sönümlenme modellerine bu çalışmamızda değineceğiz.

##### 4.4.1.1. Hızlı Sönümlenme

Haberleşme kanalının uyumluluk zamanı işaret sembol süresinden daha düşük olduğunda görülen sönümlenme tipidir. Diğer bir ifade ile hızlı sönümlenmeli kanal sembolün farklı bitlerine farklı etkiler uygulayabilir. Böylece, hızlı sönümlenmeli kanal modelinde sönümlenme birden fazla katsayı ile ifade edilir.

Hızlı sönümlenme modelinde,  $T_S$  işaretin sembol süresi ve  $T_C$  kanalın uyumluluk süresi olmak üzere

$$T_S > T_C \quad (4.26)$$

ise kanal sönümlenmesi hızlıdır.

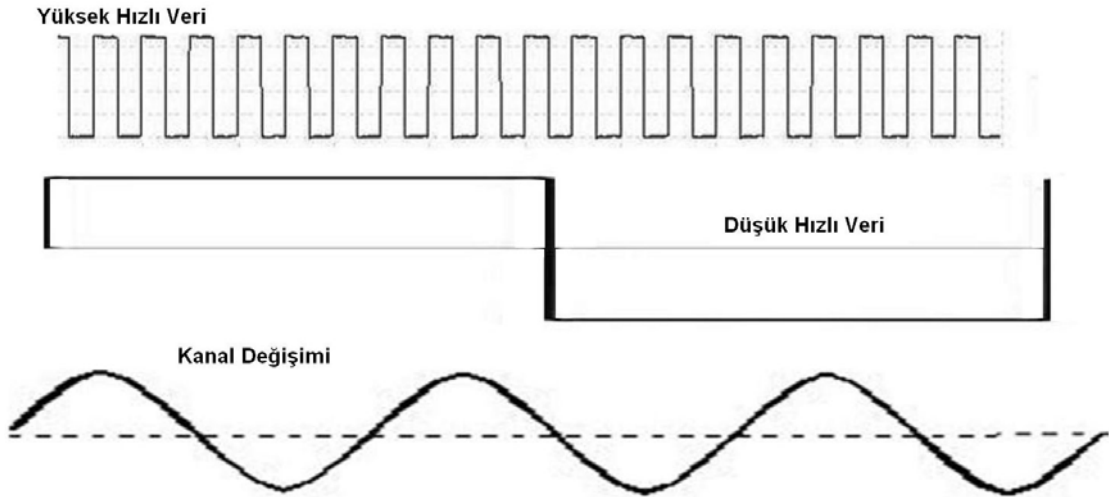
#### 4.4.1.2. Yavaş Sönümlenme

Yavaş sönümlenmeli kanalda, işaretin değişim hızının kanalın dürtü cevabına göre çok hızlı değişim kabulü bulunmaktadır. Bir veya daha çok sembol boyunca kanalın uyumluluk zamanının aynı kaldığı sönümlenme çeşididir. Bu kanal modelinde işarete ait bir sembole yalnızca bir sönümlenme katsayısı etki ettiği kabul edilir.

Yavaş sönümlenmeli kanal modelinde, hızlı sönümlenme modelindeki gibi  $T_S$  işaretin sembol süresi ve  $T_C$  kanalın uyumluluk süresi olmak üzere

$$T_S \ll T_C \quad (4.27)$$

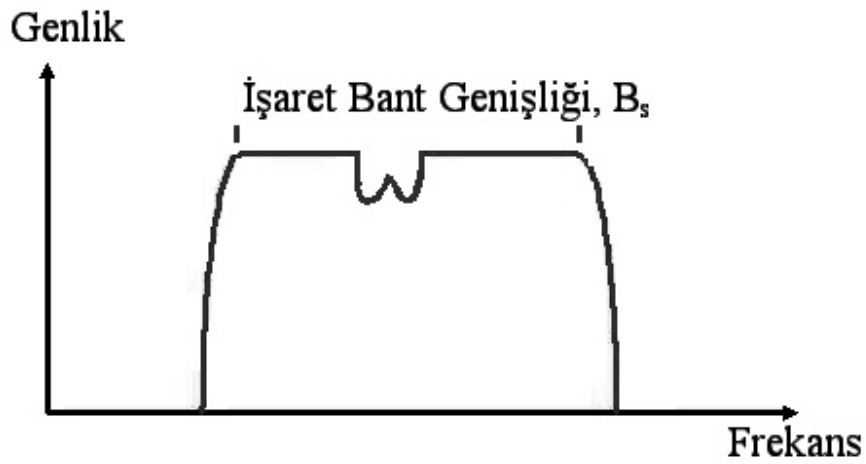
ise kanal sönümlenmesi yavaştır. Yavaş kanal sönümlenmesi ifadesinden de anlaşılacağı üzere, sembol süresi  $T_S$  küçüldükçe, yani yüksek veri hızlarında kanal yavaş sönümlenme yaparken, düşük veri hızlarında kanal hızlı sönümlenme etkisi yaratabilmektedir. Bu etki Şekil 4.43'te grafiksel olarak belirtilmiştir.



Şekil 4.43 Yüksek veri hızında kanal yavaşken ve düşük veri hızında kanal hızlıdır.

#### 4.4.1.3. Frekans Seçici Sönümlenme

Frekans seçici kanal modelinde, kanalın işaret bant genişliği içerisindeki farklı frekans bölgelerine farklı etkiler uyguladığı kabul edilmektedir. Şekil 4.44'teki gibi kanal, işaret bandında farklı genlik dalgalanmalarına ve çöküntülere sebep olabilmektedir. Bu durum işaretin spektrumunda ve dolayısı ile zarfında bozulmalara yol açmaktadır [2].



Şekil 4.44 Frekans seçici sönümlenmede kanalın işaret bandında yapılmış olduğu bozulma.

$B_C$ , kanalın uyumluluk bant genişliği ve  $B_S$  de işaretin bant genişliği olmak üzere,

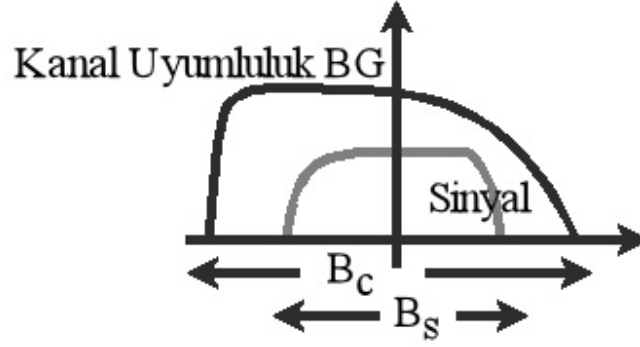
$$B_S \gg B_C \quad (4.28)$$

ise kanal frekans seçicidir.

#### 4.4.1.4. Düz Sönümlenme (Frekans Seçici Olmayan)

Düz sönümlenmede, sönümlenme etkisi kanal bant genişliği içindeki her bir frekans bileşenini aynı şekilde etkilemektedir. Frekans seçici sönümlenmedeki gibi, işaret bandındaki farklı frekans bölgelerine farklı etkiler uygulanmamaktadır. Şekil 4.45'te

görüldüğü gibi düz sönümlemede kanal uyumluluk bant genişliği işaret bant genişliğini kapsayacak şekilde geniştir [2].



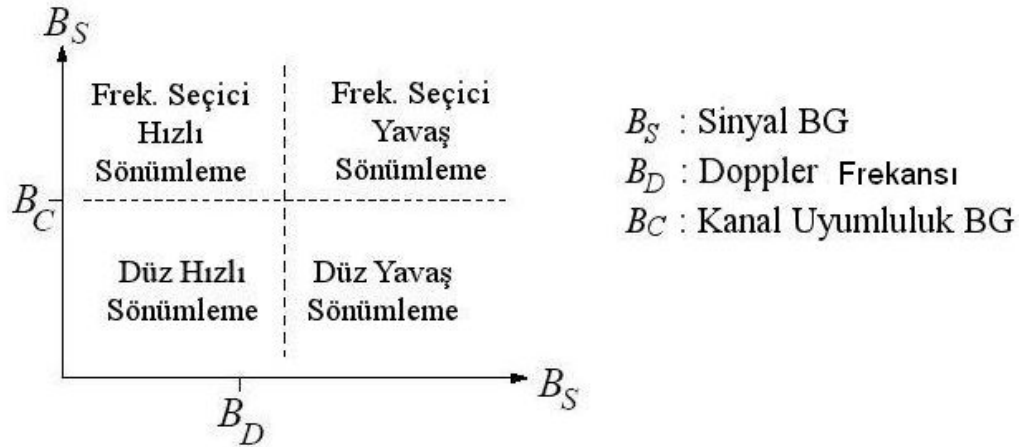
Şekil 4.45 Düz sönümleme modelinde kanal uyumluluk bant genişliğinin işaret bant genişliğini kapsaması.

Frekans seçici sönümleme modelindeki gibi yine  $B_C$ , kanalın uyumluluk bant genişliği ve  $B_S$  de işaretin bant genişliği olmak üzere,

$$B_S \ll B_C \quad (4.29)$$

ise kanal frekans secici değildir (düzdür).

$B_D$  Doppler frekansı,  $B_S = \frac{1}{T_S}$  ve  $T_C \cong \frac{1}{B_D}$  olmak üzere, frekansa ve hıza bağlı sönümleme modellerini birleştirerek bölgeler halinde gösterimi Şekil 4.46'de bulunabilir.



Şekil 4.46 Sönümlenme modellerinin Doppler frekansı ve kanal uyumluluk bant genişliğine göre bölgelere ayrılarak gösterilmesi.

#### 4.4.2. Sönümlenme Kanal Modelleri

Kablosuz ve mobil haberleşme sistemlerinin hızla yaygınlaşması ile birlikte, sönümlenme haberleşme alanında en çok araştırma yapılan konulardan biri haline gelmiştir. Sönümlenme etkisini incelemek üzere birçok kanal modeli geliştirilmiş olup, Rayleigh ve Rician en popüler araştırma konusu olan sönümlenme istatistiksel modellerindendir.

##### 4.4.2.1. Rayleigh Kanal Sönümlenmesi

Rayleigh kanal modeli, işaretleşmenin sadece yansıyan, kırılan ve saçılan işaretlerden çok yollu olarak alıcıya ulaştığını kabul eder. Modelde, alıcı ve verici arasında doğrudan iletiminin olmadığı kabul edilerek kanal incelenmektedir. Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibidir [16].

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (4.30)$$

$E\{r^2\} = 2\sigma^2$  olup, çok yollu kanaldan alınan toplam gücü vermektedir.

#### 4.4.2.2. Rician Kanal Sönümlemesi

Ricean kanal modelinde, Rayleigh kanal modelinin aksine alıcı ve verici arasında doğrudan görüş hattının olduğu kabul edilir. Bu doğrudan görüş hattının, sönümleme hatlarından ve onların toplamından daha baskın olduğu esasi bulunmaktadır. Bu modelde,  $K$  kanal parametresi olup doğrudan iletim hattının gücünün yan kanalların gücüne oranıdır:

$$K = \frac{P_{\text{Doğrudan Görüş Hattı}}}{P_{\text{Yan Kanallar Toplamı}}} \quad (4.31)$$

Rician dağılımı olasılık yoğunluk fonksiyonu ise  $I_0$  birinci dereceden Bessel fonksiyonu ve  $\Omega = E\{r^2\}$  olmak üzere aşağıdaki gibidir:

$$f_r(r) = \frac{2r(K+1)}{\Omega} \exp\left(-K - \frac{(K+1)r^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}r\right), \quad r, K \geq 0 \quad (4.32)$$

Rician kanal modelindeki,  $K$  kanal parametresi arttıkça doğrudan iletim hattının gücü yan kanallara göre daha baskın hale gelmektedir.  $K \rightarrow \infty$ , yani yan kanal güçlerinin sıfırlanması kanalın artık çok yollu sönümlemeli kanal olmaktan çıkması ve Beyaz Gauss Gürültüsü Eklenen Kanal (BEGGEK) özelliklerini göstermesi demektir. Diğer taraftan,  $K \rightarrow 0$  için doğrudan görüş hattı gücü sıfır olmakta ve ortadan kaybolmaktadır. Böylece Rician kanal modeli Rayleigh kanal modeline dönüşmektedir [16].

## 5. TESTLERDE KULLANILAN YAZILIMLAR

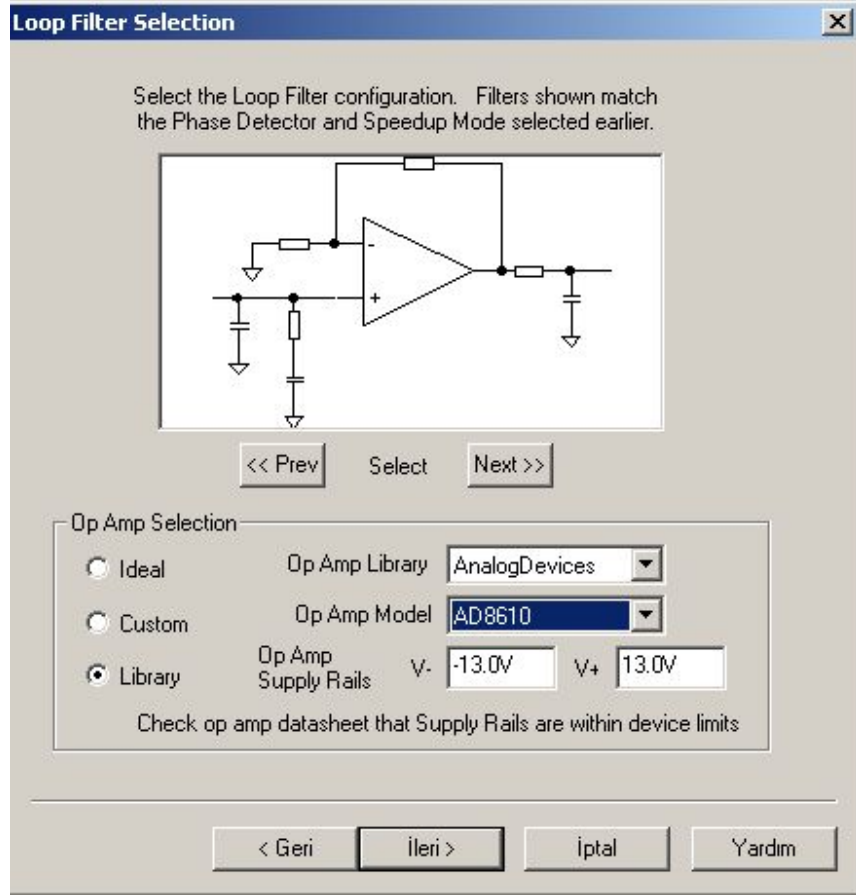
Bu çalışmamızda donanım testlerini gerçekleştiren kartların tasarımına yardımcı olan, benzetim testlerinin koşturulduğu ve bazı hesaplamaların yapıldığı yazılımlar kullanılmıştır. Bunlardan Applied Radio Labs firmasının Analog Devices PLL entegreleri için geliştirdiği yazılımlarından ADIsimPLL 3.1 programı, LO kartı üzerinde bulunan dört ayrı faz kilitlemeli döngü tasarımı yapımında kullanılmıştır. Microwave Office üniversite versiyonu ile de donanımla gerçekleştirilen testlerin bilgisayar ortamında bire bir gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır.

### 5.1. ADIsimPLL Lokal Osilatör Tasarım Programı

ADIsimPLL programı, Applied Radio Labs firmasının bir çok alanda entegre üreten ve bu entegrelerle alakalı kullanıcılarına ücretsiz tasarım programları sağlayan Analog Devices PLL entegreleri için geliştirdiği LO tasarımı alanında çok kullanışlı ücretsiz programdır.

Bu program ile programa daha önceden özellikleri yüklenmiş Analog Devices PLL entegreleri ile lokal osilatör tasarımları yapılabilmektedir. Bir lokal osilatör tasarımında olması gereken tüm parametrelerin değiştirilebildiği bu program ile kilitleme süresi, döngü filtresi ve sistemin faz gürültüsü performansı gibi birçok önemli parametre hem değiştirilebilmekte hem de değişimlerin sonuçları gözlenebilmektedir. Ayrıca programa dahil birçok döngü filtresi ve aktif filtrelerde kullanılabilecek OP-AMP devreleri de bulunmaktadır [17]. Gürültü hesabına katılması gereken filtreler ve OP-AMP'lerin programda bulunarak gürültü hesabını otomatik olarak yapması kullanıcılara büyük kolaylık sağlamaktadır. Şekil 5.1'de ADIsimPLL programı yeni tasarıma ait filtre ve OP-AMP seçim penceresi verilmiştir.





Şekil 5.1 ADIsimPLL programında döngü filtresi ve filtre üzerinde kullanılacak OP-AMP ve gerekli beslemelerin seçilebildiği pencere.

Donanım testlerinde kullanılan LO kartındaki LO tasarımları da ADIsimPLL'ler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Faz gürültüsü konu anlatımında ve spur işaretlerin anlatımında, filtrelerin spur işaretlere verdiği cevapların grafikleştirilmesinde yararlanılmıştır.

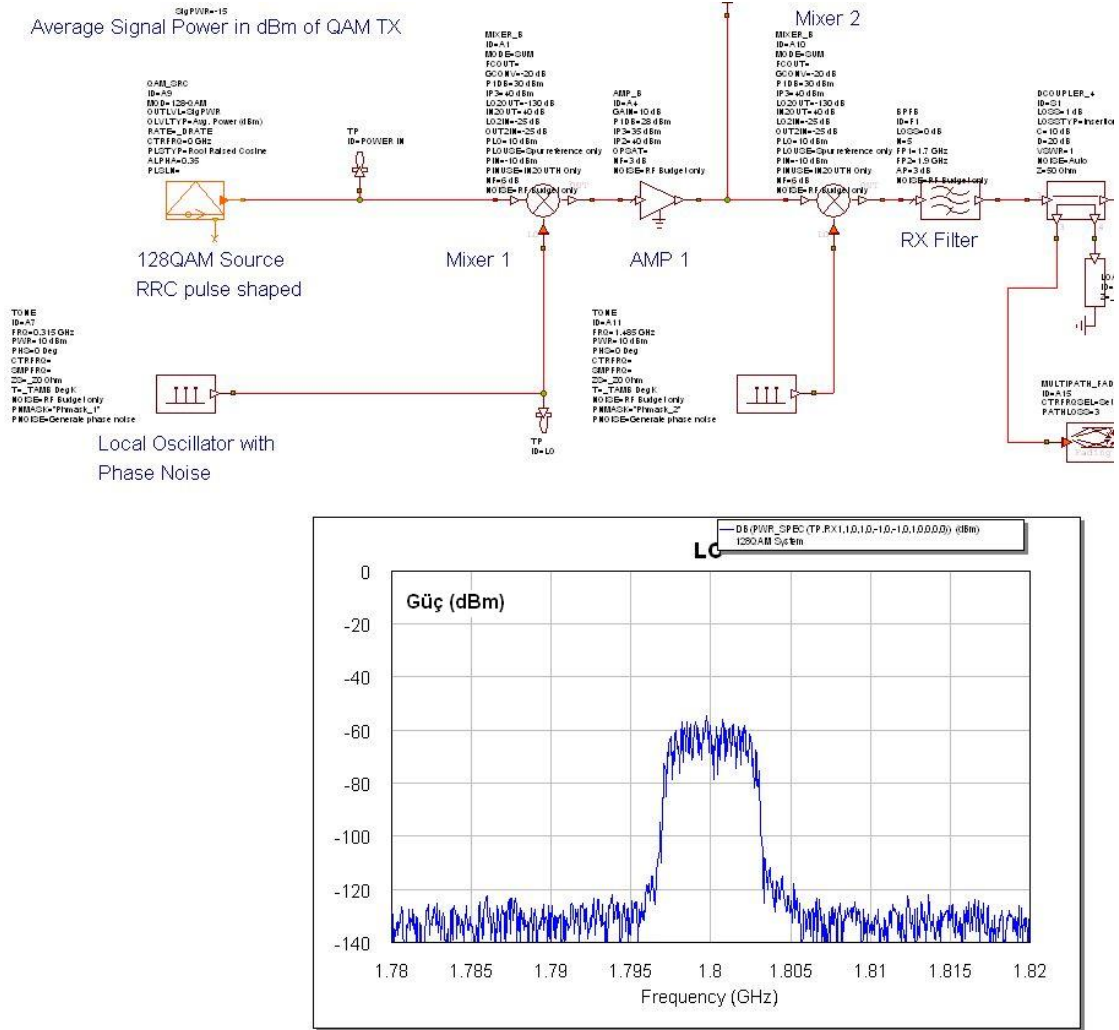
## 5.2. Microwave Office Tasarım ve Sistem Simülasyonu

Applied Waves Research firması tarafından geliştirilen Microwave Office üniversite öğrenci versiyonu yardımı ile donanımlarla gerçekleştirilen ve haberleşmeden RF konularına kadar onlarca blok ve parametreyi içeren sistemlerin yazılım ortamına

aktarılması sağlanmıştır. Diğer benzetim programlarının aksine, her bir bloğun bozulma parametreleri ve karakteristik çalışma istekleri gibi haberleşme sistemlerinde önem taşıyan parametrelerin bu programla gerçekleştirilmesi mümkündür. Donanım çalışmalarına en benzer ortamı sağlayabildiği için seçilen bu program ile ayrıca konu anlatımında intermodülasyon gibi etkileri grafiklerle anlatmak için de yararlanılmıştır.

Donanım testlerindeki faz gürültüsü, spur işaretler, intermodülasyon ve çok yollu sönümlenme test sistemlerinin her biri için haberleşme linkleri tasarlanmıştır. Haberleşmede BHO performansında kullanılan İGO için de kontrol sağlayan program ile bütün modülasyonlar ve testler için düzenek ve teorik BHO eğrileri elde edilmiştir.

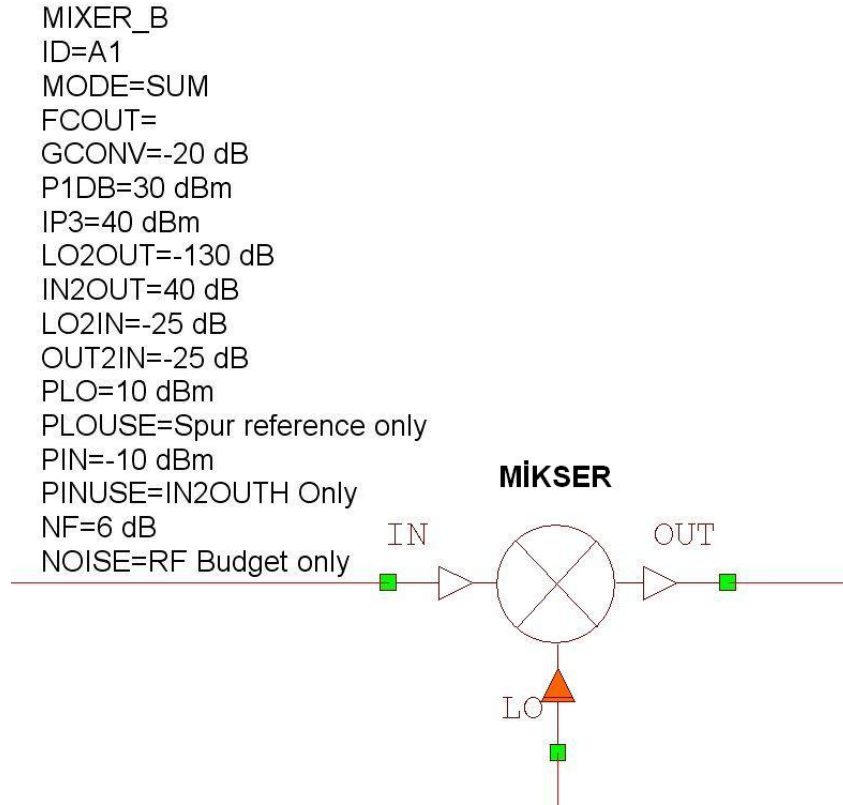
Programın diğer bir faydalı yönü de benzetim düzeneğinde herhangi bir noktadan düzeneği bozmadan örnek alınabilmesi ve ölçüm cihazı bağlanabilmesidir. Örneğin, donanımla gerçekleştirdiğimiz herhangi bir sisteme spektrum analizör bağlayarak bir noktadaki haberleşme bandı RF görüntüsü elde edildiğinde sistemin o noktadaki empedansının bozulması sorunu ortaya çıkmaktadır. Yani, donanıma müdahale edilerek bir noktadan elektriksel temas ile sistemin performansı değişebilmekte ve sağlıklı BHO eğrileri alınamamaktadır. Ancak Microwave Office ile böyle bir sorunla karşılaşılmadan her noktadan her türlü bilgi, sistemi bozmadan elde edilebilmektedir. Şekil 5.2’de benzetim çalışmalarında kurulmuş olan haberleşme linkindeki verici tarafı blokları ve kanal ölçüm penceresi birlikte verilmiştir.



Şekil 5.2 Microwave Office’de kurulmuş haberleşme sistemindeki verici blok tarafı ve sistemi bozmadan kanalın monitör edilmesi.

Microwave Office sistem simülöründe birçok haberleşme ve RF bloğu hazır olarak bulunmaktadır. Bu blokların, tasarımcılar tarafından değiştirilmesi gereken tüm parametreleri program tarafından kullanıcıya sunulmaktadır. Örneğin Şekil 5.3’te ekran görüntüsü verilen mikser elemanı ve sağ üst tarafında değiştirilebilir parametreleri bulunmaktadır. Miksere ait intermodülasyon etkilerini gösteren P1 ve IP3 değerleri, LO, giriş ve çıkış işaretlerinin birbirlerine bulaşma güçlerini gösteren LO2IN (LO’dan girişe), IN2OUT (girişten çıkışa) ve OUT2IN (çıkıştan LO’ya) değerleri de kullanıcı tarafından değiştirilebilmektedir. Bu parametreler ile mikserin intermodülasyon etkisi

kontrol edilebilirken, aynı zamanda istenmesi halinde giriş ve çıkışın LO'ya bulaşarak PLL sisteminde bozucu etkilere yol açması gibi gerçek hayatta sık karşılaşılan durumlar yaratılabilir.



Şekil 5.3 Microwave Office'de bir mikser bloğu ve değiştirilebilir parametreleri.

Sistem benzetim çalışmaları esnasında yararlanılan diğer bir Microwave Office özelliği de QAM kaynakları ve ideal alıcı gibi önemli haberleşme sistemleri bloklarını barındırmasıdır. İstenilen sembol oranı ile elde edilen temel bant işaret, faz gürültüsü, spur işaretler, intermodülasyon ve çok yönlü sönümlenme gibi etkileri içeren RF bloklarından geçerek ulaşır. Böylece, sistemde istenilen bozucu etkisi altında istenilen modülasyonla BHO eğrileri elde edilebilmektedir. Diğer benzetim araçlarının aksine, hazır blokların parametrelerini ayarlayarak testere uygulayabilmek haberleşme sistemleri ve RF üzerinde çalışanlara büyük kolaylıklar sağlamaktadır.

## 6. TESTLERDE KULLANILAN DONANIMLAR VE SİSTEMLER

Bu çalışmamızda anlatılan haberleşmede karşılaşılan sorunları donanımsal olarak gerçekleştirmek üzere bir takım donanım ve sistemler geliştirilmiştir. Faz gürültüsü, spur işaretler, intermodülasyon ve çok yönlü sönümlenme etkilerinin tümünü gerçekleştirirken kullanılan LO kartı ve genel amaçlı haberleşme kartı tüm donanımsal testlerde kullanılmıştır. Çok yönlü sönümlenme etkisini gerçekleştirmek üzere tasarlanan ve üretilen “Çok Yönlü Sönümlenme Kartı” kartı ise sadece kanal sönümlenmelerini gerçekleştirirken kullanılmıştır.

Donanım testlerimizde ayrıca farklı tiplerde mikserler, farklı kazanç ve frekans bantlarına sahip işaret kuvvetlendiricileri, GSM-900 ve GSM-1800 RF filtreleri, kanaldaki zayıflamayı gerçekleştiren ayarlı adım zayıflatıcı ve kablo tipi sabit zayıflatıcılar kullanılmıştır.

Genel amaçlı haberleşme kartı vericide veriden IF frekansına kadar, alıcıda ise IF frekansından veriye kadar olan sistemleri barındırmaktadır. LO kartı tüm testlerdeki RF LO işaretlerini üretmektedir. Mikserlerden SYM-2500+ ile ADE-11X mikserleri birbirleri yerine kullanılabilir kadar benzer özelliklerde olup, biri verici IF işaretinin RF katına taşınmasında ve diğeri de haberleşme bandının RF’den alıcı IF frekansına indirilmesinde tüm testler boyunca kullanılmıştır.

Ayarlı adım zayıflatıcı kanaldaki zayıflatmayı modellerken, zayıflatma ayarlanarak da farklı İGO oranları elde edilmiş ve BHO-İGO eğrisi donanımsal testlerle sağlanmıştır. Çok yönlü sönümlenme testlerinde ise ayarlı zayıflatıcı ile sönümlenme kartı birlikte kanalı modellemektedirler.

## 6.1. Genel Amaçlı Haberleşme Kartı

Donanımsal testlerimizin her safhasında kullandığımız haberleşme kartı birçok sayısal ve analog özelliğe sahiptir. Şekil 6.1’de blok şeması verilen kart, birbirinden ayrılabilen, analog ve sayısal olarak adlandırılan iki ayrı parçadan oluşmaktadır. Sayısal kısımda veri üretme, işaretlenmeden veri alabilme (demodülasyon) ve gürültü hesaplama gibi işler yapılırken, analog kısımda I-Q modülasyonları, IF katlarındaki filtrelemeler, ilk 315 MHz’deki VCO’nun kilitlemesi ve RX’deki örneklemede kullanılan 140 MHz işaretin üretilmesi gibi temel bant analog haberleşme rutinleri gerçekleştirilmektedir.

Temel olarak radyo linkler gibi noktadan noktaya yüksek veri transferini sağlayan haberleşme sistemleri geliştirilmesinde kullanılan kartımız, QPSK (4-QAM), 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM ve 256-QAM sayısal modülasyonlarına olanak sağlamaktadır. Genel olarak kartımızın özellikleri şunlardır:

### Genel Özellikleri:

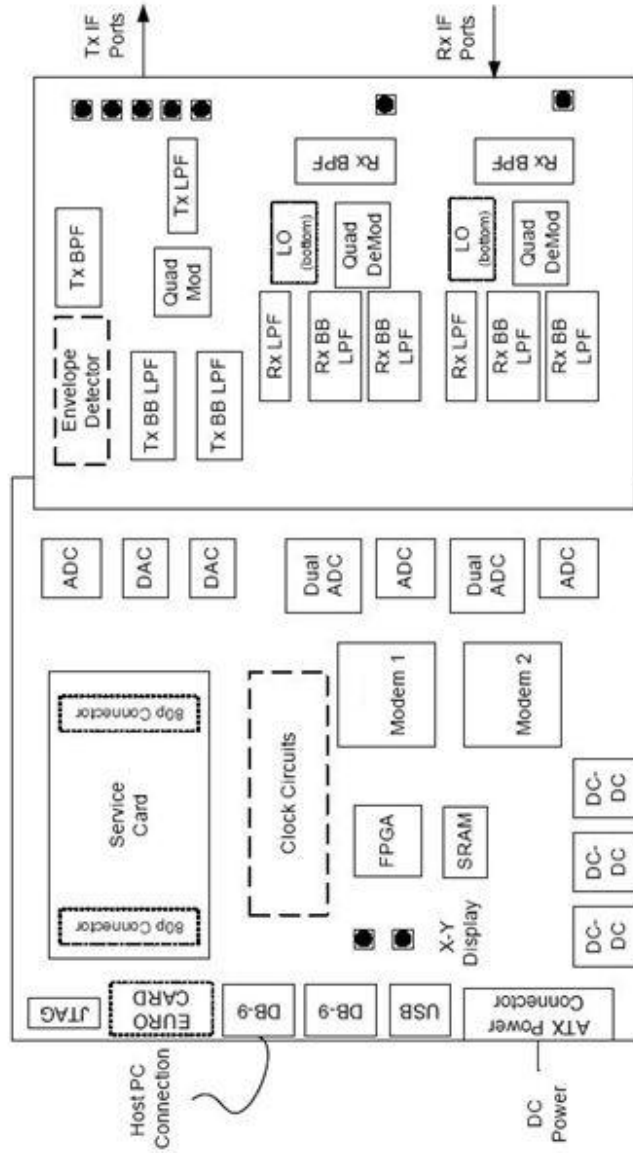
- 12-bit ADC ve DAC entegreleri
- Esnek Tx ve Rx IF filtreleme tasarımı
- Byte clock üreten devre
- İşaret kümesi gösterebilmek için DAC
- Ortak kanalda XPIC yeteneği
- Kontrol ve monitör yazılımı

### Modülasyon Özellikleri:

- Çift DAC entegresi ile doğrudan IF ya da temel bantta veri çözme yeteneği
- 192 MHz’e kadar örnekleme hızı
- Kart üstünde analog dikgen (quadrature) modülatör
- Adaptif dikgen düzeltme (quadrature correction) devresi
- Özel tasarımlar için IF filtrelerde kolay değişim özelliği

### Demodülasyon Özellikleri:

- ADC'lerde 192 MHz'e kadar örnekleme hızı
- Kart üstünde AGC
- Özel tasarımlar için IF filtrelerde kolay değişim özelliği
- Gerçek zamanlı demodülasyonda işaret kümesi özelliği



Şekil 6.1 Çok amaçlı haberleşme kartı blok şeması.

### 6.1.1. Modem Entegrasyonu

Haberleşme kartımızda kullanılan modem çipimiz aslında bir çok yeteneğe sahip tek taşıyıcılı QAM modem entegrasyonu olup, noktadan noktaya haberleşme sistemleri ihtiyaçları göz önüne alınarak tasarlanmıştır. Entegrasyonun özellikleri:

#### Genel Özellikleri:

- 311 Mbps'a kadar veri hızını destekleme
- Dahili sayısal taşıyıcı ve zamanlama yakalama (recovery)
- Dahili ileri hata düzeltme özelliği (FEC)
- ETSI ve FCC istekleri destekler
- Harici kontrol edilebilir AGC birimi

#### Modülasyon/Demodülasyon Özellikleri:

- Programlanabilen modülasyonlar: QPSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM, 256QAM
- Adaptif modülasyonlara yönelik hızlı modülasyon değiştirebilme özelliği
- Adaptif FEC oranları değiştirebilme
- IF ya da temel bantta örnekleme
- 47.5 Mbaud hızına kadar programlanabilir veri hızı
- Programlanabilir verici filtre parametreleri (alpha 0.15 to 0.95)

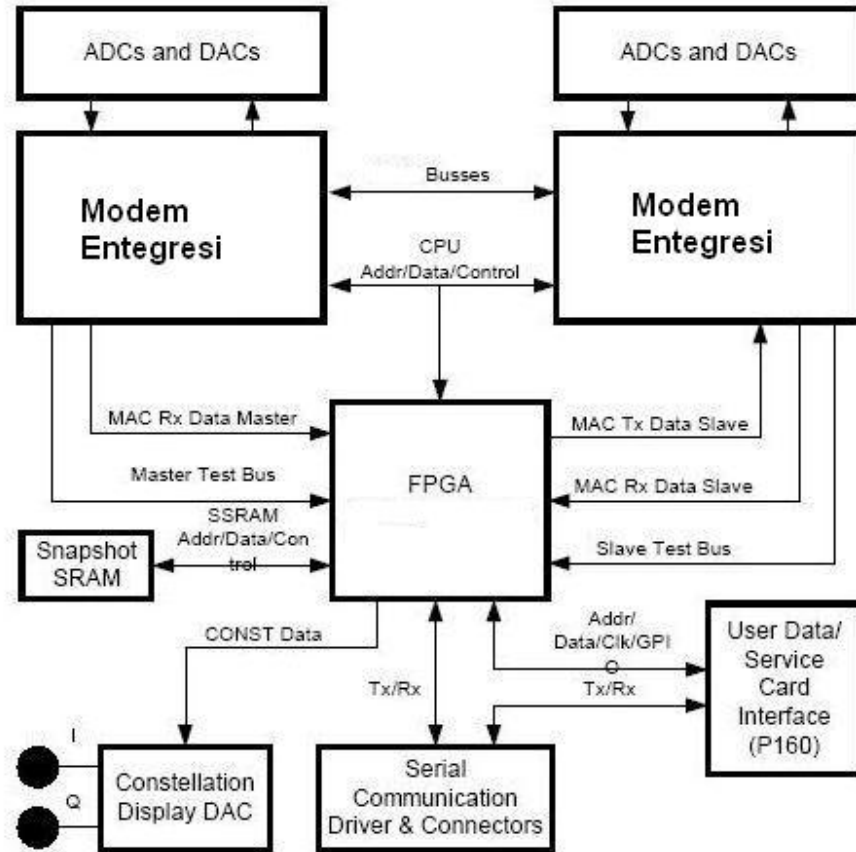
#### Sistem Özellikleri:

- Programlanabilir Reed-Solomon ve Trellis Kodlamaları
- Dahili programlanabilir veri bitleri karıştırıcısı (interleaver)
- Alıcıda ve vericide adaptif I-Q dengesizlik düzeltme
- Dahili veri üretimde kullanılan FIFO'lar
- Dahili BHO sayıcı, test edici



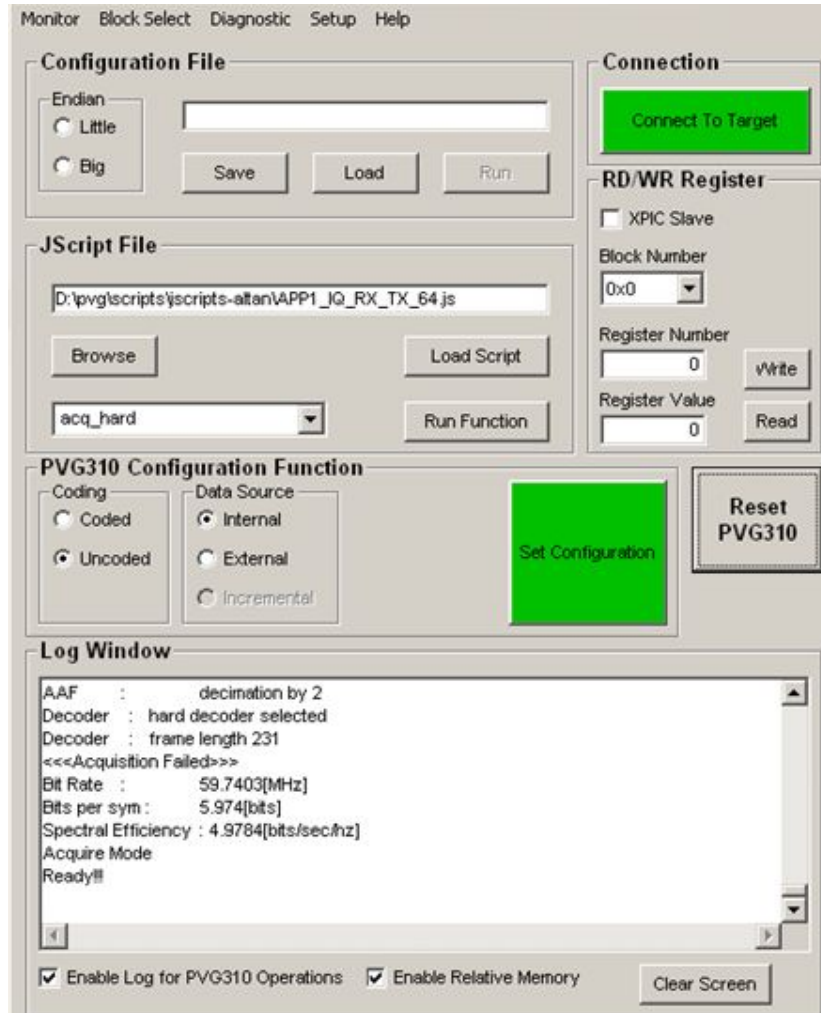
### 6.1.2. Haberleşme Kartı Bağlantıları ve Kullanıcı Ara Yüzü

Haberleşme kartının sayısal kısmı modem entegresini ve bunu destekleyen birçok kullanıcı ara yüzü devrelerini içermektedir. Kartın sayısal kısmına ait kontrol şeması Şekil 6.2’de verilmiştir. Modem entegresi bir FPGA ile desteklenmekte olup, bu FPGA ile sistem kontrolleri, veri trafik akışı ve kullanıcıya özgü mantıksal işlemleri yürütmektedir. FPGA’ye bağlı geniş hafızalı bir RAM ünitesi de modem test geçişlerinin anlık görüntülerini kaydederek kullanıcı ara yüzüne verebilmektedir. Kullanıcı ara yüzünde görebildiğimiz I-Q işaret kümeleri görüntüleri bu RAM üzerinden alınmaktadır. Bu I-Q görüntüleme işleminin kalitesi de gözlenebilmektedir.



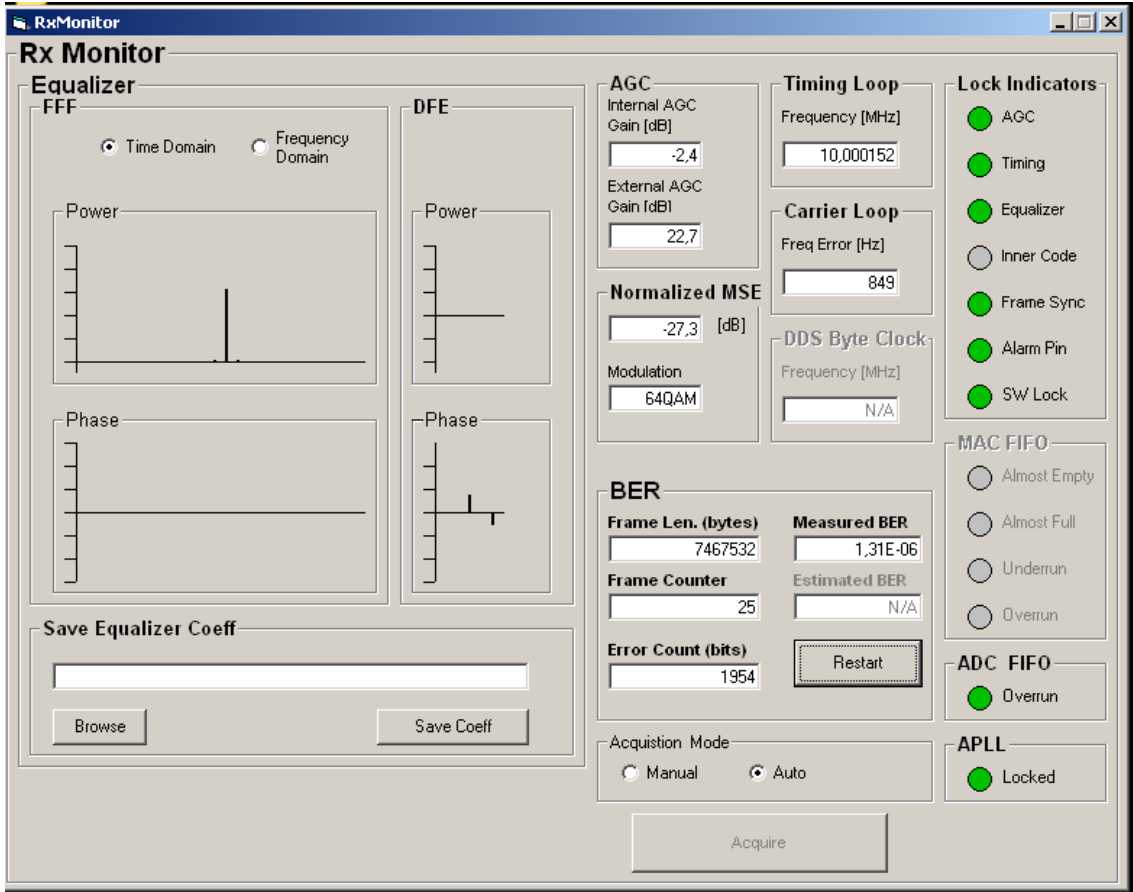
Şekil 6.2 Haberleşme kartı sayısal kısım kontrol şeması.

ADC ve DAC entegreleri sayısal ve analog kartlar arasında birer ara yüz olarak kullanılmaktadır. Modem tarafında üretilen işaretler DAC'lar üzerinden I-Q mikserler yardımı ile IF frekanslarına çıkarılmakta ve kanala iletilmek üzere SMA tipi konektörlerle dış ortama verilmektedir. RX tarafında alınan işaretler ise yine I-Q mikserlerle IF frekanslarından temel bant işaretlere dönüştürülmektedir. Temel banttaki bu işaretler ADC'lerle analog işaretlerden sayısal işaretlere dönüştürülüp karttaki modem entegremize gönderilir. Kartın modülasyon seçme, yapılandırma dosyalarının yüklenmesi, hata kodlarının kontrolü ve test verilerin dâhili üretilmesi gibi önemli ve temel işlemler Şekil 6.3'te verilen grafik kullanıcı arayüzü ile gerçekleştirilmektedir.

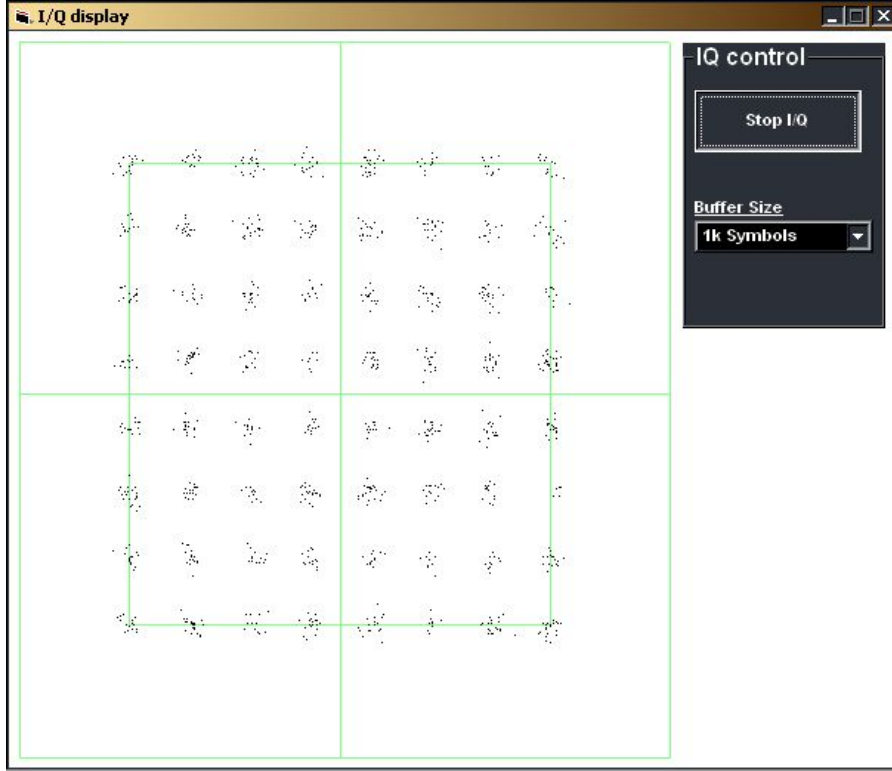


Şekil 6.3 Haberleşme kartı grafik kullanıcı ana ara yüzü.

Haberleşme kartımız, PC'deki kullanıcı ara yüzü ile RS-232 (seri port) ve USB bağlantıları ile bağlanabilmektedir. Bu çalışmamızda PC'de bulunan RS-232 düz kablo ile bağlanılarak haberleşme kartından I-Q görüntüleri, bit hata olasılıkları, işaret gürültü oranı ve gerekli alarmlar alınarak donanımsal testler gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.4'te genel amaçlı haberleşme kartındaki alıcı tarafı alarm ve performans çıktıları bilgi ekranı bulunmaktadır. Bu ekranda, normal karesel hata, BHO, dahili ve harici AGC kazançları, RX alarm belirteçleri ve frekans hatası gibi haberleşme performansını gösteren bilgilere kullanıcıların rahatlıkla ulaşması sağlanmıştır. Yine Şekil 6.5'te I-Q işaret kümesi gösterim ara yüzü verilmiştir. Bu ara yüz ile işaretleşme kalitesi gözlenerek, bozucu etkilerin işaret kümesinde nasıl değişikliklere yol açtığı izlenebilmektedir.



Şekil 6.4 Haberleşme kartında BER, SNR gibi bilgilerin alındığı, alarmların gözlemlendiği alıcı tarafı bilgi ekranı.



Şekil 6.5 Haberleşme kartından RS-232 ile alınan, I-Q işaret kümesini gösteren grafik ara yüz, 64-QAM modülasyonu gösterirken.

### 6.1.3. Normalize Edilmiş Ortalama Karesel Hata

Modem kartımızın kullanıcı ara yüzünde elde edilen parametrelerden biri de normalize edilmiş ortalama karesel hatadır (N-MSE). N-MSE işaret - gürültü oranına (İGO) benzer bir parametre olup, bozulmaları ve karışımları da hesaba katması bakımından işaret – karışım artı gürültü oranına (Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR) benzeyen daha geniş kapsamlı bir işaretleşme kalitesi parametresidir.

N-MSE, modem entegrasyonu tarafından alınan sembollerden elde edilen işaret kümesindeki I-Q koordinatlarının, işaret kümesindeki ideal sembol noktalarına olan

uzaklıklarının ortalaması alınarak hesaplanmaktadır. N-MSE, Tablo 6.1’de verilen modülasyonlara ait ortalama sembol gücü ile ortalama mutlak hatanın dB türünden oranı olup, modem entegresi tarafından otomatik olarak hesaplanarak kullanıcı ara yüzüne verilmektedir. Normalize edilmiş ortalama karesel hata

$$N - MSE = 10 \log_{10} \left( \frac{\text{Ortalama Sembol Gücü}}{\text{Ortalama Hata Gücü}} \right) \quad (6.1)$$

olarak tanımlanmaktadır. İdeal I-Q koordinatlarına yakın noktalardan işaret alındığında N-MSE yükselerek İGO değerlerinin iyileştiğini, düşerek de İGO değerinin düştüğünü ve işaretleme kalitesinin kötüleştiğini kullanıcıya göstermektedir.

Modem kartı için tanımlı ortalama sembol güçleri Tablo 6.1’de verilmiştir. Örneğin, QPSK modülasyonunda, bütün işaret kümesi noktaları modem entegresi tarafından  $\pm 21/32 + j (\pm 21/32)$  olarak tanımlanmıştır. Buna göre QPSK işaret kümesinde her bir noktanın gücü  $[(21/32)^2 + (21/32)^2] = 0.86$  olarak hesaplanmaktadır.

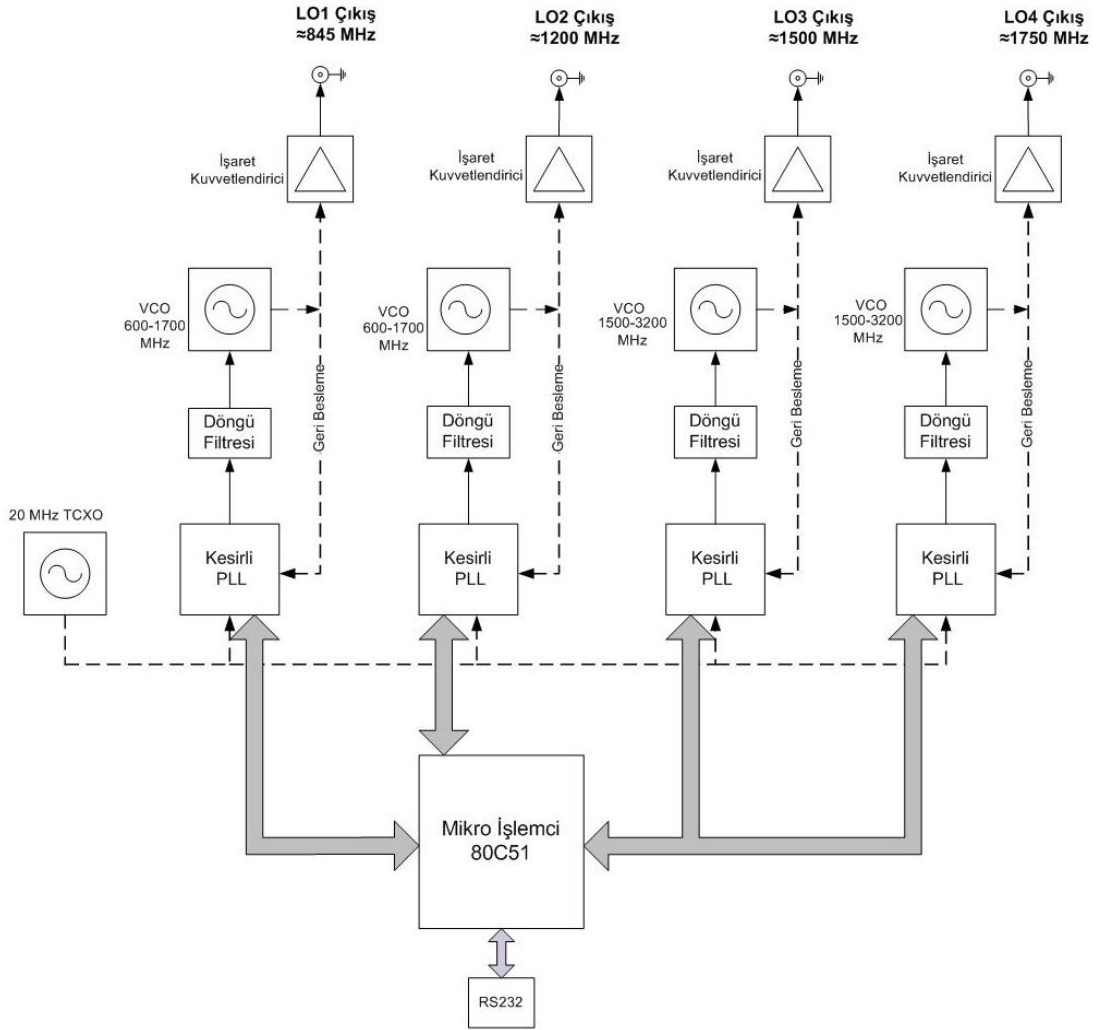
Tablo 6.1 Standart İşaret kümelerinde Ortalama Sembol Gücü.

Modülasyon	Ortalama Sembol Gücü
QPSK	0.8613
16 QAM	0.4785
32 QAM	0.3125
64 QAM	0.3691
128 QAM	0.3203
256 QAM	0.1660

## 6.2. Lokal Osilatör Kartı

Lokal osilatör kartı, donanım performans ölçümlerinde GSM-900 ve GSM-1800 bandında yapılan test düzenekleri için gerekli olan frekans yükseltme ve frekans alçaltmada kullanılan RF işaretleri üreten karttır. Üzerinde birbirinden bağımsız dört

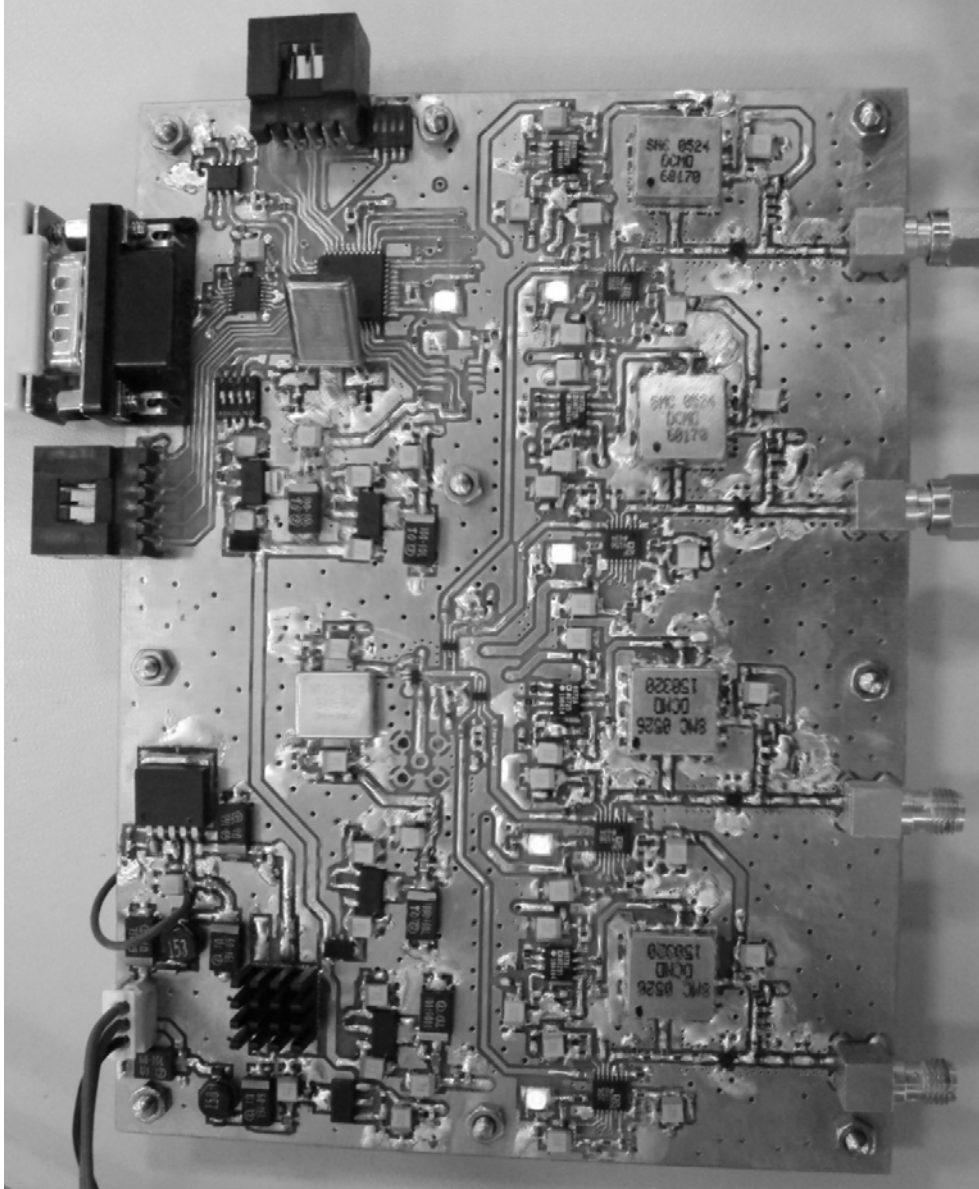
adet faz kilitlemeli VCO bulunan kartta, ayrıca RF işaretleri istenilen frekansa kilitlemek için 80C51 ailesinden bir adet mikro işlemci de bulunmaktadır. Lokal osilatör kartı blok şeması kontrol diyagramı Şekil 6.6'da bulunmaktadır.



Şekil 6.6 LO Kartı Blok Şeması.

Kart dışına dört adet SMA tipi konektör ile RF işaretleri veren LO kartı, dışarıdan üçlü besleme girişine ve bir de PC-Seri port bağlantısına olanak vermektedir. Gerilim besleme olarak +12V, -5V ve GND bağlantılarına ihtiyaç duyan kart, kendi üzerindeki gerilim regülâtörleri ile gereken +5V, +3.3V, +11V ve -3V gibi ara değerleri

üretebilmektedir. Seri port ile RS-232 entegresi aracılığı ile PC'ye bağlanan kart, "hyper terminal" ara yüzü ile mikro işlemciye komutlar gönderebilmektedir. Şekil 6.7'de sadece üst yüzeyinde eleman bulunan lokal osilatör kartının tepeden çekilen fotoğrafı sunulmuştur.



Şekil 6.7 LO Kartı üstten görünüşü.

LO kartı üzerinde birbiri ile blok şema açısından aynı olan dört adet faz/frekans kilitli döngülü işaret üretici birimi bulunmaktadır. Her işaret üretici birimde birer adet VCO, PLL entegresi, OP-AMP'li aktif döngü filtresi ve işaret kuvvetlendirici bulunmaktadır. Ayrıca kart üzerinde bulunan 20 MHz ısı kontrolü kristal osilatör (TCXO) ve 80C51 ailesinden mikro işlemci dört ayrı işaret üretici tarafından ortak olarak kullanılmaktadır.

### 6.2.1. Faz Kilitlemeli Döngüler

LO kartı üzerindeki PLL entegreleri, faz gürültüsü ve spur donanım performans testlerine cevap verebilmesi açısından kesirli-N türünden Analog Devices firmasına ait ADF4156 olarak seçilmiştir. 6 GHz'e kadar faz/frekans kilitlemeye olanak sağlayan ADF4156, referans bölücü, RF bölücü, düşük gürültülü faz/frekans detektörünü ve hassas bir akım pompasını tek bir entegrede buluşturmuştur. ADF4156 PLL entegresi ile düşük faz gürültülü frekans sentezlemek mümkünken, kesirli-N yapıları gereği adım aralıklarında işaret üzerinde spurlar da ortaya çıkmaktadır. Ayrıca, ADF4156 entegresi Analog Devices'in "Dither" adını verdiği etkili bir spur azaltma ve spur genliği indirme metodlarından biri olan frekansa ve faza titreşim verme metoduna da olanak vermektedir [12]. Dördüncü bölümde spur işaretleri azaltma teknikleri başlığı altında da yer alan bu teknik ile spur işaretler gürültü tabanına gömülebilirken, faz gürültüsü değerlerinde de yükselmelere yol açmaktadır.

### 6.2.2. Gerilim Kontrollü Osilatörler

LO kartında iki ayrı gerilim kontrollü osilatör (VCO) kullanılmaktadır. GSM-900 bandı için LO1 ve LO2'de Synergy Microwave ürünlerinden DCMO60170 model numaralı VCO kullanılırken, GSM-1800 bandı için LO3 ve LO4'te yine Synergy Microwave'den DCMO150320 kullanılmaktadır. DCMO60170, 600-1700 MHz bandında işaret üretebilirken; DCMO1503200 ise 1,5 GHz ve 3,2 GHz bantlarında işaret üretebilen osilatörlerdir. Her iki osilatörün de PLL entegreleri yardımı ile istenilen frekansa kilitlenmesi sağlanmaktadır [18-19].



Her iki VCO entegresinin de boyutları ve baskılı devreye oturan bağlantıları ve besleme gerilimleri birebir aynıdır. Sadece salınım yaptıkları frekanslar ve kontrol gerilimlerine göre ürettikleri frekanslar bakımından birbirlerinden ayrılırlar. Şekil 6.8’de DCMO serisi VCO entegresi görüntüsü verilmişken, Tablo 6.2’de her iki osilatörün, kontrol gerilimleri ile üretilen frekansları verilmiştir.



Şekil 6.8 Synergy Microwave DCMO Serisi Gerilim Kontrollü Osilatörler.

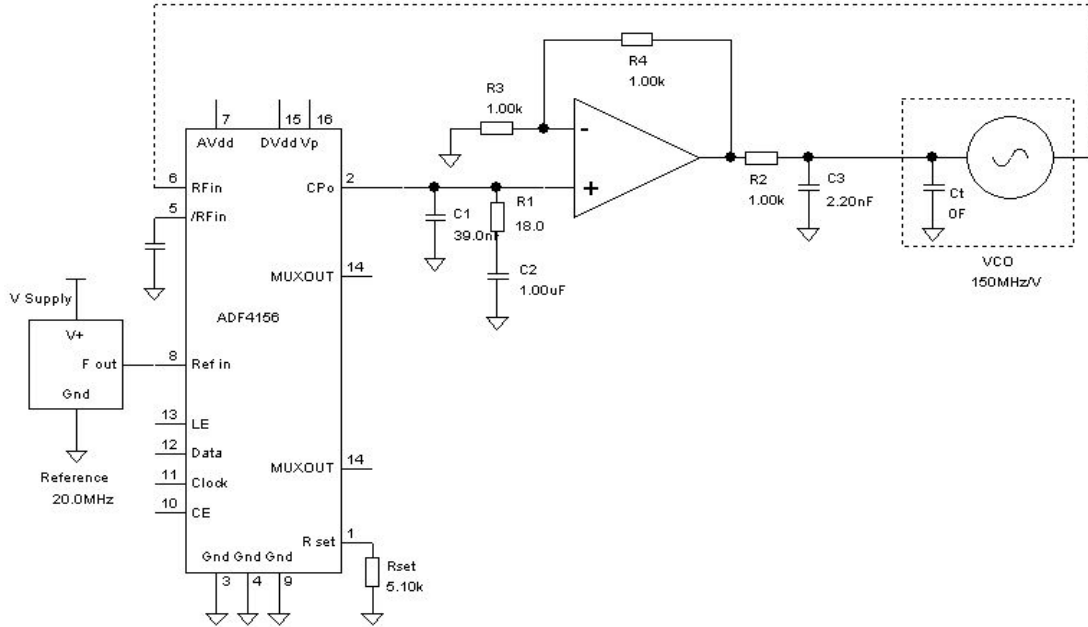
Tablo 6.2 DCMO serisi VCO entegrelerinin kontrol gerilimi – frekans ilişkileri.

<b>DCMO60170</b>		<b>DCMO150320</b>	
Kontrol Gerilimi (V)	Frekans (MHz)	Kontrol Gerilimi (V)	Frekans (MHz)
0,5	600	0,5	1500
5	780	5	1900
8	1025	8	2300
12	1270	12	2800
15	1430	15	3000
18	1540	18	3200

### 6.2.3. Faz Kilitlemeli Döngü Filtresi

Döngü filtreleri, PLL entegrelerinin faz/frekans detektörlerin ürettiği darbeleri süzerek, VCO’ların kontrol bağlantılarına iletirler. LO kartında dört adet olan işaret üreticinin her biri için özel tasarlanan döngü filtreleri bulunmaktadır. Donanım testlerinde kullanılan frekans değerlerine kilitlenmede kullanılması gereken gerilim değerleri kesirli-N PLL entegrelerimiz olan ADF4156’ların akım pompası gerilim değerlerini aştığından aktif (OP-AMP’li) döngü filtreleri gerekmektedir. Şekil 6.9’da 1500 MHz’lerde işaret üreten 3. lokal osilatörde kullanılan DCMO1503200’un

ADIsimPLL programı ile tasarlanan aktif filtreli faz döngülü kilitleme devre şeması verilmiştir [17].



Şekil 6.9 ADF4156 ile aktif döngü filtreli VCO kilitleme devre şeması.

Aktif döngü filtrelerinde, akım pompası bağlantısı OP-AMP entegreleri ile birleştirilen döngü filtreleri yardımı ile süzülerek VCO'ların kontrol bağlantılarına uygulanır. OP-AMP entegreleri kilitlemede önemli rol oynayan kontrol gerilimine kazanç verip, genelde 0-5V arası sınırlı olan akım pompası çıkışlarının yüksek değerlere ulaşmasına olanak verirler. Örneğin, OP-AMP kazancı 3 olan bir döngü filtresinde, 0-5V arası değer alabilen kontrol gerilimi, artık 0-15V arasında yeniden tanımlı hale gelebilir. Böylece, daha geniş kontrol gerilimi gerektiren VCO entegreleri dar akım pompalı PLL entegreleri ile birlikte kullanılabilir.

#### 6.2.4. Lokal Osilatör Kartı Programlama

Lokal osilatör kartında bulunan dört adet birbirinden bağımsız işaret üreten birimlerden 1. ve 2.'si GSM-900 bandındaki testler için uygun işaretler üretirken 3. ve 4.

işaret üreten birimler ise GSM-1800 bandında yapılan testler için işaretler üretmektedir. Bu bantlarda tanımlı olan 12 adet frekans dizisi tablo şeklinde LO kartı üzerindeki mikro işlemciye programlanmıştır. R= 0, 1,2, .... ,11 olacak şekilde bu tablo satırları seçilerek o satırdaki işaretlerin dört ayrı frekans üreteç tarafından sentezlenmesi sağlanır. Komut ekranından “r 0”, “r 9” şeklinde girilerek Tablo 6.3 ve 6.4’deki frekans değerlerine PLL’lerin kilitlemesi sağlanır.

Tablo 6.3 ve 6.4’te görüleceği üzere genel amaçlı haberleşme kartı üzerinde bulunan TX-LO ve RX-LO frekanslarına uygun, testlerde kullanılan RF filtre bandına denk getirecek şekilde 12 adet frekans değerlerinde programlama sağlanabilmektedir. Bu frekans değerleri, PC’den seri port bağlantısı üzerinden karta bağlanılarak, hyper terminal ara yüzünden mikro işlemci vasıtası ile faz kilitlemeli döngüler tarafından sentezlenmektedir. Hyper terminalden girilen R değeri ile her bir PLL entegresinin yazmaçlarına gerekli veriler yazılmakta ve her bir VCO’nun tablolarındaki değerlerine kilitlemeleri sağlanmaktadır. Hyper terminal ara yüzü Şekil 6.10’da verilmiştir.

Tablo 6.3 GSM-900 Bandı frekans tablosu.

<b>FREK NO, R</b>	<b>TX-LO</b>	<b>LO1</b>	<b>KANAL 880-915</b>	<b>RX-LO</b>	<b>LO2</b>
<b>0</b>	315	<b>1205</b>	890	70	<b>960</b>
<b>1</b>	315	<b>1210</b>	895	70	<b>965</b>
<b>2</b>	315	<b>1215</b>	900	70	<b>970</b>
<b>3</b>	315	<b>1220</b>	905	70	<b>975</b>
<b>4</b>	315	<b>1206</b>	891	70	<b>961</b>
<b>5</b>	315	<b>1207</b>	892	70	<b>962</b>
<b>6</b>	315	<b>1208</b>	893	70	<b>963</b>
<b>7</b>	315	<b>1209</b>	894	70	<b>964</b>
<b>8</b>	315	<b>1211</b>	896	70	<b>966</b>
<b>9</b>	315	<b>1212</b>	897	70	<b>967</b>
<b>10</b>	315	<b>1213</b>	898	70	<b>968</b>
<b>11</b>	315	<b>1214</b>	899	70	<b>969</b>

Tablo 6.4 GSM-1800 Bandı frekans tablosu.

FREK NO, R	TX-LO	LO3	KANAL 1805-1880	RX-LO	LO4
0	315	1500	1815	70	1745
1	315	1505	1820	70	1750
2	315	1510	1825	70	1755
3	315	1515	1830	70	1760
4	315	1520	1835	70	1765
5	315	1525	1840	70	1770
6	315	1530	1845	70	1775
7	315	1535	1850	70	1780
8	315	1540	1855	70	1785
9	315	1545	1860	70	1790
10	315	1550	1865	70	1795
11	315	1555	1870	70	1800

Ayrıca, kesirli-N tipi PLL entegrelerimizin ‘dither’ modunu da ayarlamak için hyper terminalden ‘d’ ön eki ile başlayan bir komutumuz daha vardır. Spur eksiltme yöntemi olan bu modda “d 0” ile *dither mod* devre dışı bırakılırken, “d 1” ile *dither mod* etkinleştirilmektedir. Dither-OFF modunda ADF4156 entegresi normal çalışma koşullarında kesirli-N tipi bir PLL entegresi olarak işlev görmektedir ve adım aralıklarında spur işaretler üretmektedir. Dither-ON modunda ise ADF4156, kesirli bölme oranını belirten PLL entegresi FRAC kaydedicisinde rastgele faz değişimleri oluşturmaktadır. Böylece, spur işaretleri farklı fazda kendi üzerlerinde toplanarak gürültü tabanına gömülürler [12]. Burada işaretlerin, aynı genlikli ve frekanslı 180° faz farklı hallerinin toplamının birbirlerini ortadan kaldırması yöntemi uygulanmaktadır. Spurlar gürültü tabanına gömülürken, toplam faz gürültüsünde ve işaretin yan bantlarında belirgin yükselmeler görülmektedir (Bkz. Şekil 4.21). LO kaynaklarına ait dither modlarına göre spektrum analizörle ölçülen ve hesaplanan RMS° değerleri Tablo 6.5’te verilmiştir.

Tablo 6.5 LO Kaynakları ve Dither Modlarında Toplam RMS° Faz Gürültüsü Değerleri.

	<b>Dither-OFF</b>	<b>Dither-ON</b>
<b>LO1</b>	0.3572	0.6342
<b>LO2</b>	0.3297	0.5569
<b>LO3</b>	0.5984	1.0535
<b>LO4</b>	0.6213	1.0284

```

>>
>>
>>ALTAN TEZ V1.0
Programming plls now...
FREQUENCY SET: 0
DITHER MODE : OFF!

Programming completed
>>r 8

Programming plls now...
FREQUENCY SET: 8
DITHER MODE : OFF!

Programming completed
>>d 1

Programming plls now...
FREQUENCY SET: 8
DITHER MODE : ON!

Programming completed
>>w 50
random time is entered
>>

```

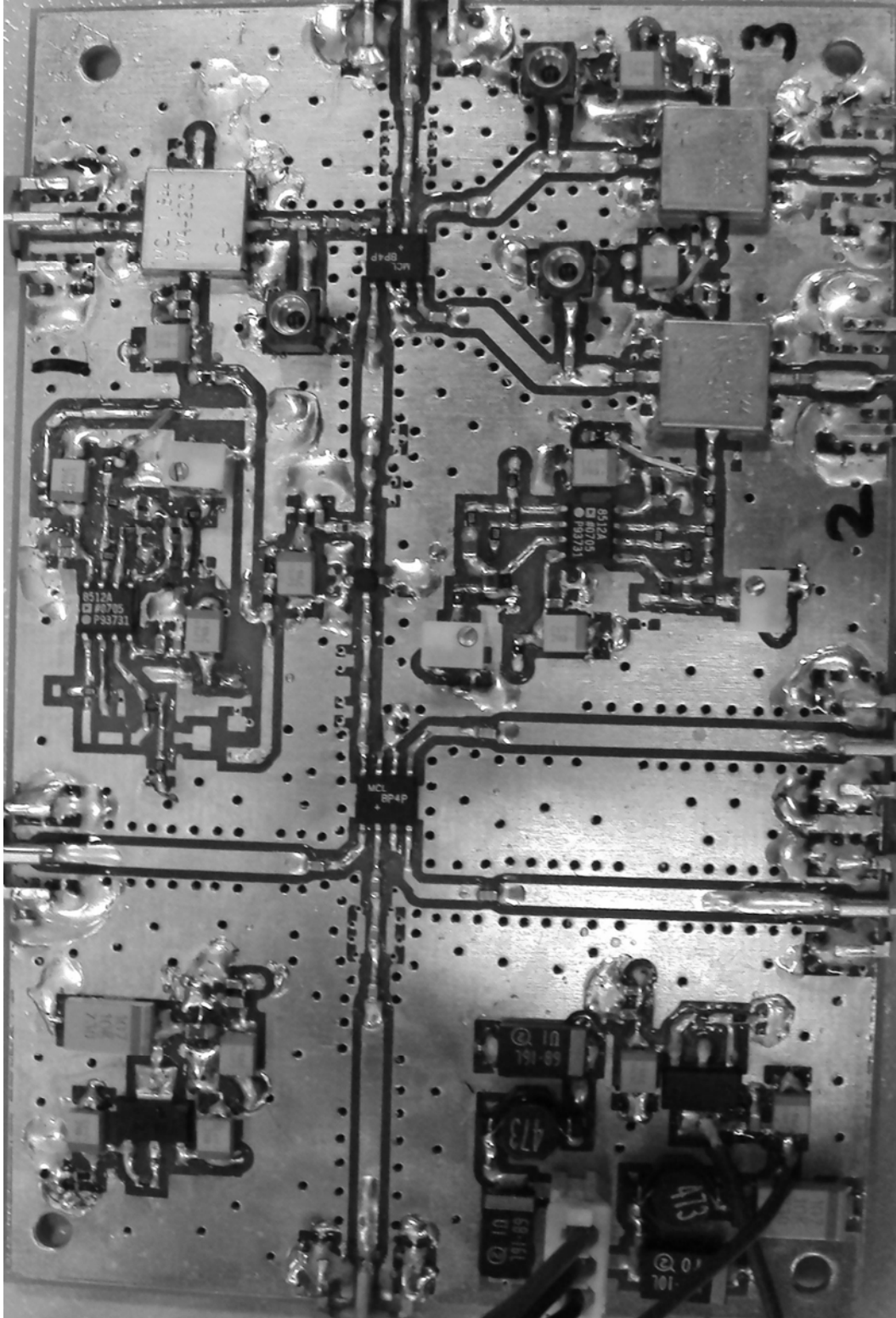
Şekil 6.10 LO kartı hyper-terminal ekranı.

LO kartı üzerinde her bir PLL entegresine bağlı LED ışık kaynakları ile de frekansa kilitleme durumunda kırmızı uyarı verilmektedir. Ancak, Dither-ON modunda, PLL entegresinden alınabilen LED'li kilitleme uyarısı entegrenin kilitleme

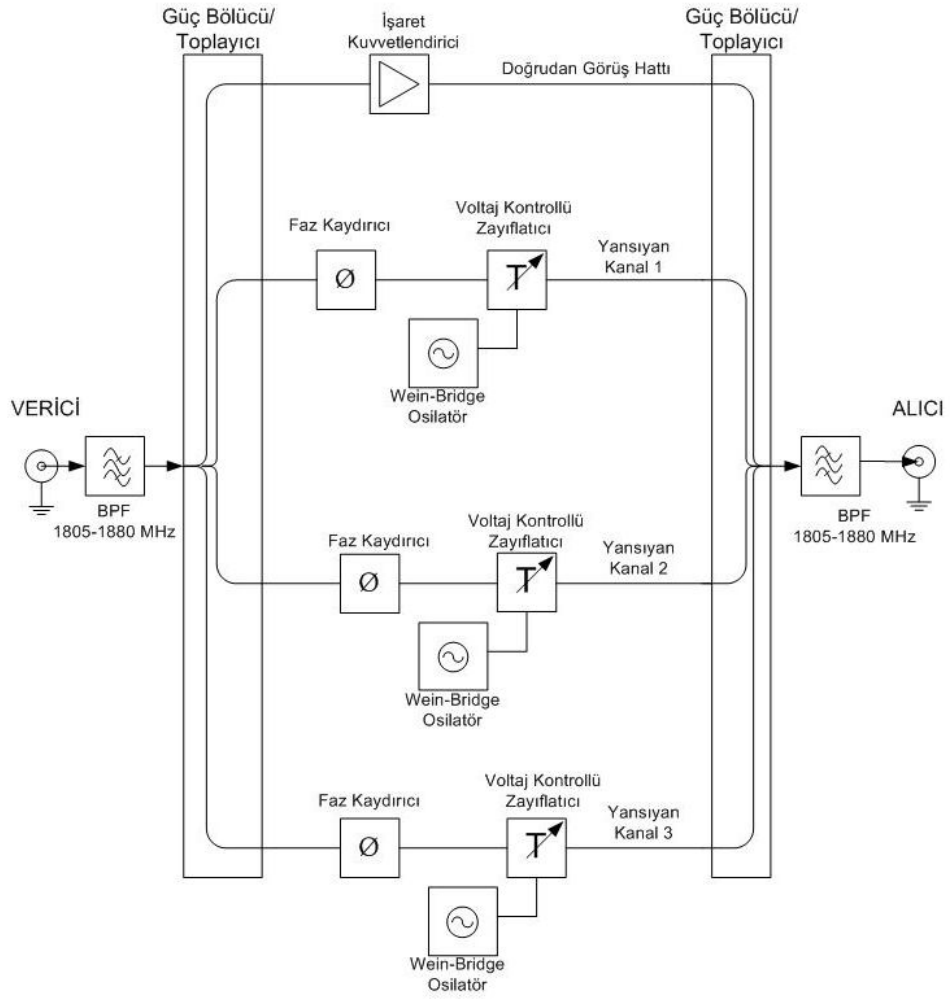
referans saat işaretlerine titreşim verdiğiinden alınamamaktadır; ancak frekansa kilitlenmenin başarılı şekilde yapıldığı dither modda yapılan testlerle saptanmıştır. Ayrıca mikro işlemcinin doğru çalıştığından emin olmak için bir adet kırmızı LED'e de LO kartı üzerinde yer verilmiştir. Mikro işlemci programlama yaparken bu kırmızı ışık yanıp sönerek programlamanın başarılı şekilde yapıldığını belirtmektedir.

### **6.3. Çok Yollu Sönümleme Kartı**

Çok yollu sönümleme kartı, GSM-1800 bandında yapılan sönümleme testlerimizde kanal modellemelerini gerçekleştirdiğimiz donanım kartıdır. Genel amaçlı haberleşme kartından sonra 1800 MHz bandına çıkarılan modüle edilmiş işaret, ayarlı zayıflatıcıdan sonra çok yollu sönümleme kartına girmektedir. Ayarlı adım zayıflatıcı ve sönümleme kartı birlikte kanaldaki zayıflama ve sönümlenmeleri gerçekleştirerek tam teşekküllü bir Rician sönümleme modeli kanal test düzeneği ortaya çıkarmaktadır. Çok yollu sönümleme kartı tasarlanmadan önce, haberleşme sistemleri geliştiricileri için özel olarak geliştirmiş endüstriyel ürünler de incelenmiş olup, tasarlanan kartın imkânlar çerçevesinde modern sönümleme araçlarıyla olabildiği kadar örtüşmesine özen gösterilmiştir [20]. Çok yollu sönümleme kartı ile doğrudan görüş hattı bölünerek farklı güçlerde yan kanallar oluşturulabilmektedir. Böylelikle, yan kanallarla birlikte doğrudan hattın da iletimde olması ile Rician sönümlemesi gerçekleştirilmiştir. Çok yollu sönümleme kartı üstten görünüş fotoğrafı Şekil 6.11'de verilmiştir. Ayrıca, karttaki yolları ve yollar üzerindeki işaretleri değiştiren birimleri gösteren blok şema da Şekil 6.12'de sunulmuştur.



Şekil 6.11 Çok yollu sönümlleme kartı üstten görünüşü.



Şekil 6.12 Çok yollu sönümlleme kartı blok şeması.

Çok yollu sönümlleme kartında, bir adet doğrudan görüş hattı (line of sight-LOS) ve üç adet sönümlleme kanalı bulunmaktadır. Karta bir adet SMA tipi RF konektörle giren işaret, ilk olarak dört kanallı güç bölücü entegresine girer. Veri taşıyan işaret bu entegre ile eşit güçte dörde bölünür. Bu dört çıkıştan biri LOS olup diğer üç hat ise sönümlleme kanallarını oluşturmak üzere kullanılır. Ayrıca, LOS kanalı karttaki zayıflamayı telafi etmek açısından işaret kuvvetlendirici entegresine girip +13 dB kazanç ile genliği artırılmaktadır.



Çok yollu sönümlenme kartındaki ana elemanlar (anlatım sırası ile) güç bölücü ve toplayıcılar, Wein-Bridge osilatörler, faz kaydırıcı blokları, gerilim kontrollü zayıflatıcılar ve işaret kuvvetlendiricilerdir. Sönümlenme donanım testlerinin daha iyi anlaşılabilmesi ve sönümlenme gerçekleştirme düzeneğinin tasarımı hakkında daha detaylı bilgi vermesi açısından her bir blok kısaca açıklanacaktır.

### 6.3.1. Güç Bölücü / Toplayıcı

Çok yollu sönümlenme kartı üzerinde, veri taşıyan işareti eşit güçte ve fazda dörde bölen Minicircuits BP4P1+ kodlu 4-yollu güç bölücü/toplayıcı entegresi kullanılmıştır. Yine bu entegreden bir tane de sönümlenme kanalları ile doğrudan görüş hattının toplanması amacı ile kartın çıkış kısmında da kullanılmıştır. Çalışma bandı 1500-2500 MHz olan bu entegre pasif (gerilim beslemesiz) olup, test frekansımız olan 1800 MHz'de yaklaşık her kanalda giriş işaretine göre 7 dB'lik bir kayıpla işaretin gücünü bölerek dört ayrı kanala vermektedir. İdeal şartlar altında da işareti dörde bölerken ki güç kaybı hesaplaması

$$10 \log_{10}4 = 6 \text{ dB} \quad (6.2)$$

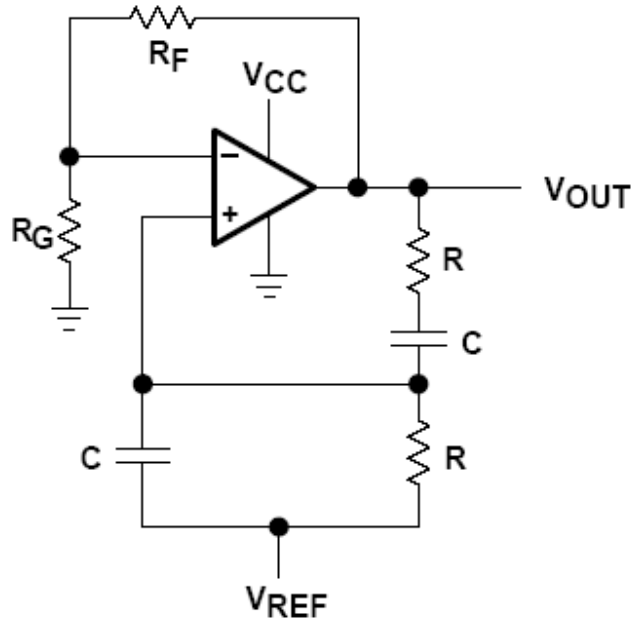
şeklinde dir. İdeal güç bölme oranı 6 dB iken güç bölücü entegremiz işaretleri toplarken ve bölerken 7 dB'lik ideale yakın bir kayıpla çalışmaktadır [21]. Güç bölücü BP4P1+ entegresine görünüşü Şekil 6.13'te verilmiştir.



Şekil 6.13 Minicircuits BP4P1+ 4-yollu güç bölücü / toplayıcı.

### 6.3.2. Wein-Bridge Osilatörleri ve Rastgele Genlik Değişimi

Gerilim kontrollü RF zayıflatıcıların kontrol pinine uygulanmak üzere, sürekli salınan (continuous) bir devre ihtiyacı ortaya çıkmıştır. Bu ihtiyaç genliği ve frekansı rahat ayarlanabilecek bir yapıda olan Wein-Bridge osilatörler ile karşılanmıştır. Her üç sönümlenme kanalı için tasarlanan bu osilatörlerin, frekansları, genlikleri farklı olacak şekilde ayarlanmıştır. Böylece sönümlenme kanallarının birbirleri ile uyumsuz (non-coherent) olmaları sağlanmıştır.

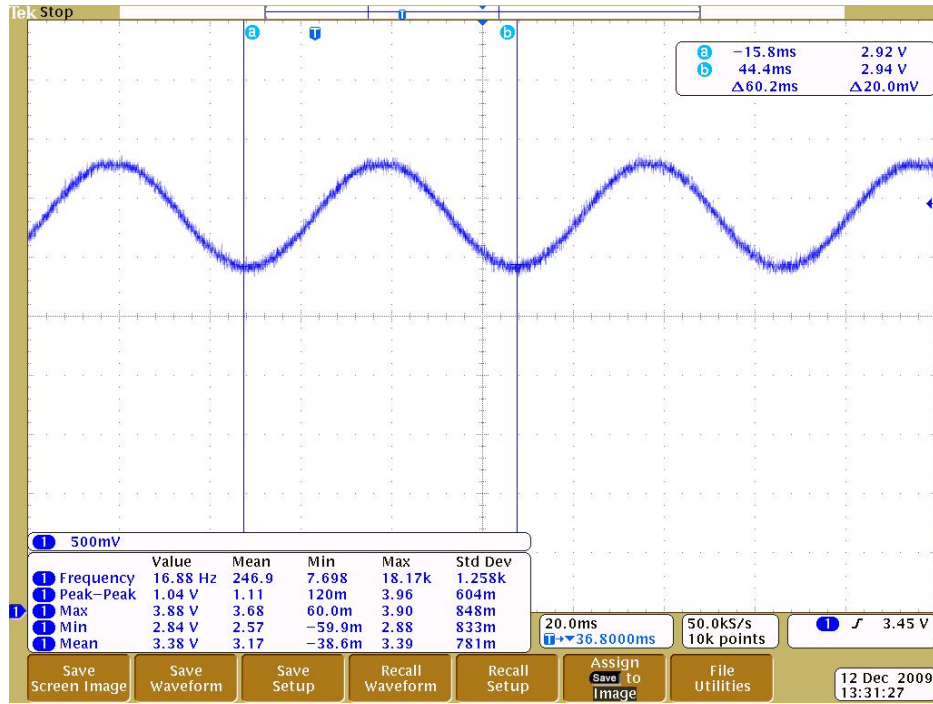


Şekil 6.14 Wein-Bridge osilatör devre şeması.

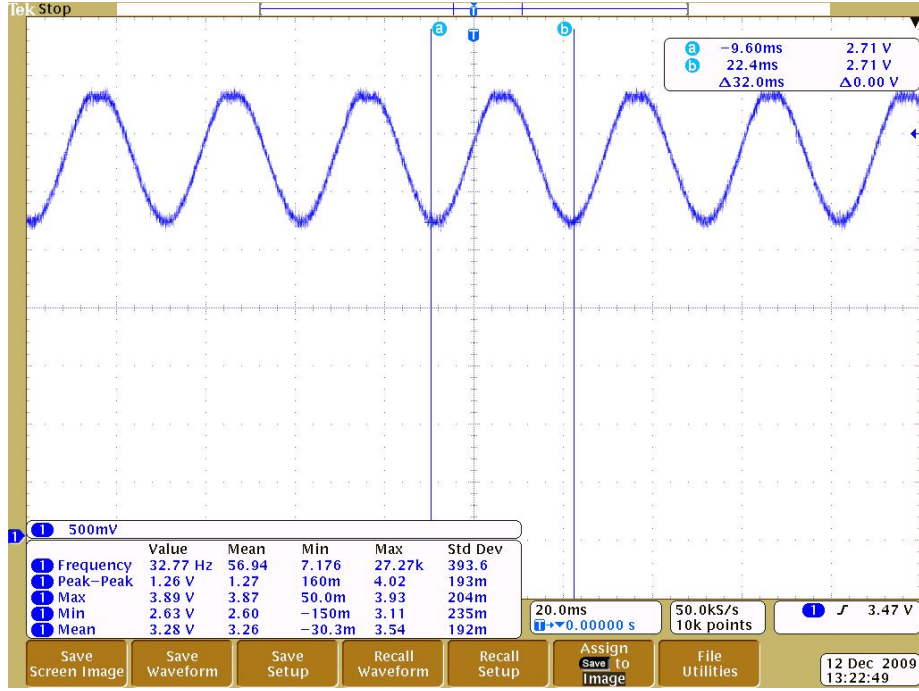
Şekil 6.14'te blok şeması verilen Wein-Bridge osilatörü bir adet OP-AMP entegresi ve çevresindeki bir kaç direnç ve kondansatörden oluşan oldukça pratik bir devredir. Wein-Bridge osilatörü frekans formülü aşağıdaki gibidir [22].

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6.3)$$

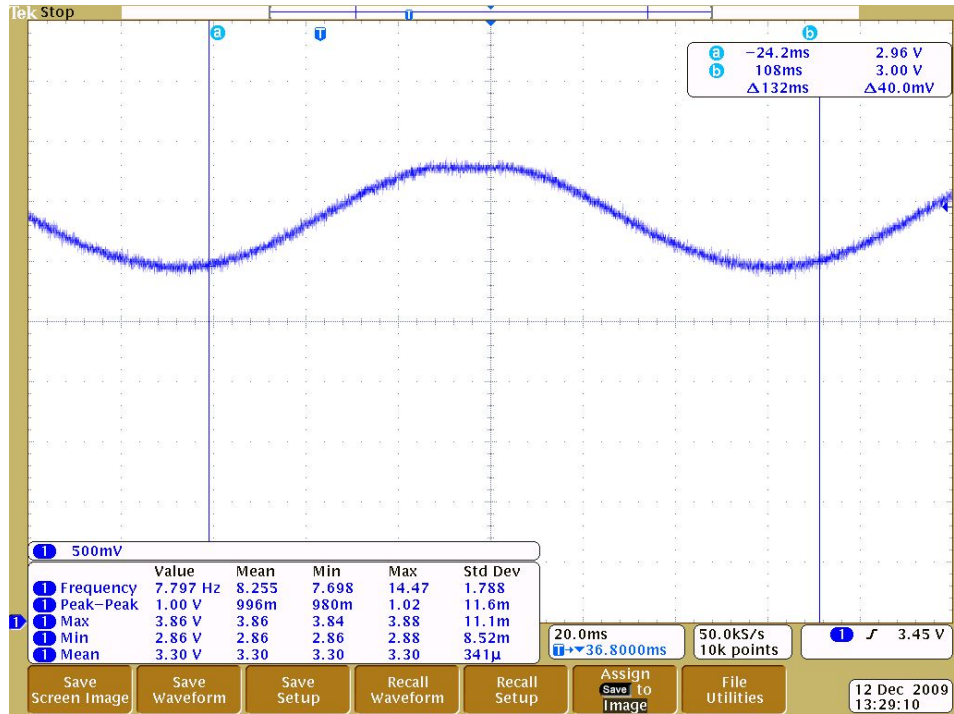
Wein-Bridge osilatörün salınım frekansı, direnç değeri R ve kondansatör değeri C ile kolayca ayarlanabilir. Devre şemasındaki  $V_{REF}$  gerilim değeri ile de 0V merkezindeki sinüs dalgasına ofset verilebilmektedir. Uygulamamızda 0-12V kontrol gerilimi gerektiren gerilim kontrollü zayıflatıcı için, ayarlanabilir direnç yardımı ile belirli bir ofset gerilimi uygulanmış ve sinüs dalgasının pozitif gerilim değerlerinde salınması sağlanmıştır [22].



Şekil 6.15 Sönümlenme 1. kanaldaki RF zayıflatıcı kontrol gerilimi.

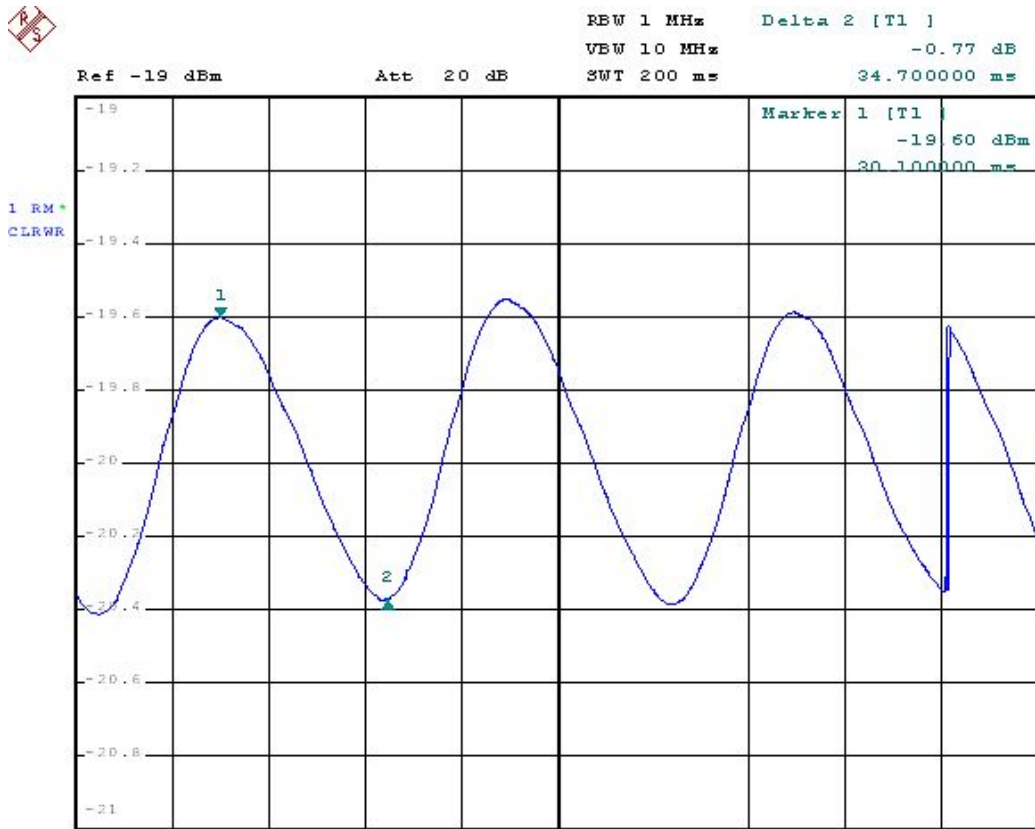


Şekil 6.16 Sönümlenme 2. kanaldaki RF zayıflatıcı kontrol gerilimi.



Şekil 6.17 Sönümlenme 3. kanaldaki RF zayıflatıcı kontrol gerilimi.

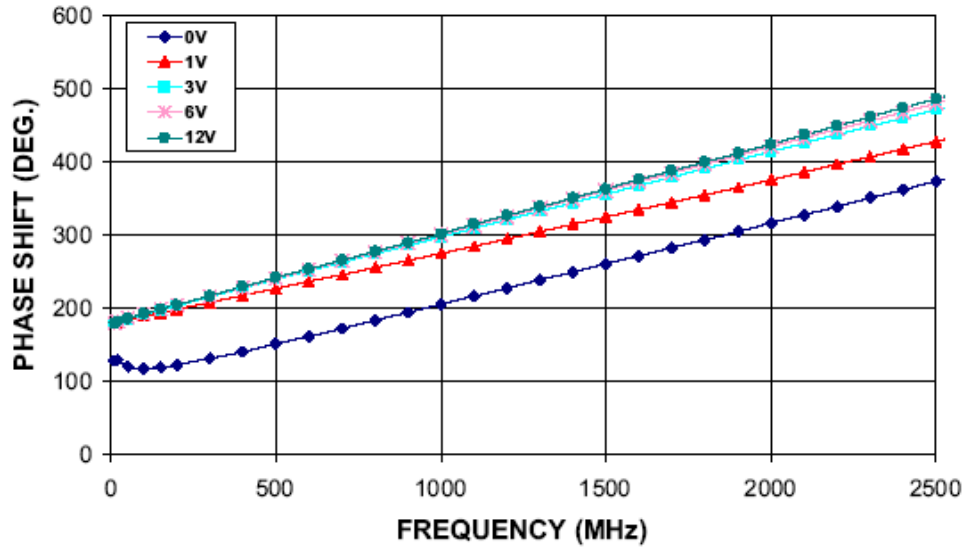
Şekil 6.15, 6.16 ve 6.17’de üç sönümleme kanalına ait osiloskop ekranı görüntüleri verilmiştir. Osiloskop görüntülerindeki sol alttaki ölçüm bilgilerinde görüleceği üzere her bir işaretin frekansı, tepe ve dip değerleri farklıdır. Bu işaretler zayıflatıcı entegrelerine uygulanmış ve her biri ayrı kanallarda farklı rastgele sönümleme etkileri yaratmışlardır. Şekil 6.18’de birinci sönümleme kanalındaki RF güç seviyesindeki değişim gösterilmiştir. Testler esnasında GSM-1800 bandındaki sönümlemede kanal üzerindeki haberleşme taşıyan işaretin genlik değişiminin tepeden tepeye 34.7 mili saniyede gerçekleştiği gözlemlenmiştir. RF güç seviyesindeki değişimin, zayıflatıcı kontrol gerilimine uygulanan sinüs dalgası ile büyük ölçüde örtüştüğü gözlenmektedir.



Şekil 6.18 Sönümleme 1. kanaldaki 1800 MHz’deki genlik değişimi spektrum analizör görüntüsü. İmleçler arasında 34,7 mili saniyede 0,77 dB’lik güç değişimi.

### 6.3.3. Faz Kaydırıcı Bloğu

Çok yollu sönümleme modellerinin olmazsa olmazlarından biri olan rastgele ve düzgün dağılımlı faz kaymaları yine MVA-2000+ entegresi ile gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Şekil 6.19'da kontrol gerilimi ile frekansa bağlı faz kayması eğrisi verilen MVA-2000+, sönümleme kanallarının genliğini rastgele değiştirirken, aynı zamanda kanalın fazını da değiştirmektedir [23]. Ancak faz değişimi 0-360° arasında düzgün dağılıma bu yapı ile sahip olamamaktadır. En büyük kontrol gerilimi adımı (0V-12V) arasında bile sadece 250° ile 350° dereceler arasında bir faz kayması oluşmaktadır.



Şekil 6.19 Gerilim ayarlı RF zayıflatıcı entegresinde faz değişim grafiği.

Sönümleme kartı ile elde edilebilecek rastgele faz kaymasını düzgün dağılıma yakınsatmak için her sönümleme kanalının yol gecikmesi farklı uzunluklardaki sarmal (coaxial) kablolar yardımı ile ayarlanmıştır. Tablo 6.6'da sönümleme kanallarına ait verilen değerlerle, testlerin gerçekleştirileceği 1800 MHz'deki dalga boyu hesaplanmış ve farklı ve uygun yol uzunlukları ile sönümleme kanallarının  $360^\circ/3 = 120^\circ$  farklarla işaret toplayıcıya ulaştırılması hedeflenmiştir.

Tablo 6.6 Sönümleme kanalları parametreleri.

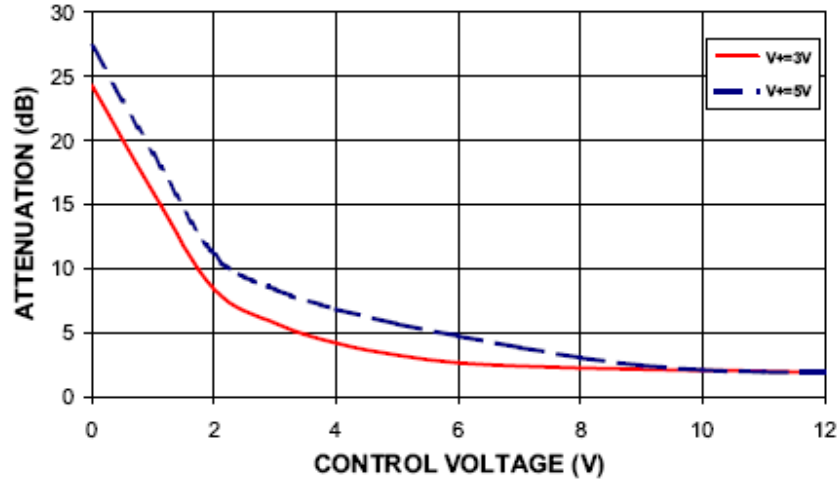
	1. KANAL	2. KANAL	3. KANAL
$\Delta$ Yol	23 cm	17 cm	61 cm
$\Delta$ Faz (yol gecikmesinden kaynak.)	142.4°	11.3°	252.5°
Dalga Boyu ( $\approx$ 1820 MHz)	16.48 cm	16.48 cm	16.48 cm
VVA Kontrol	2.8V-3.9V, f: 16.6 Hz	2.6V-3.9V, f: 33 Hz	2.8V-3.8V, f: 7.8 Hz
$\Delta$ Genlik (grafikten hesaplanan)	2 dB	2.2 dB	2 dB
$\Delta$ Genlik (ölçülen)	1 dB / 30 ms	1 dB / 60 ms	1 dB / 16 ms

#### 6.3.4. Gerilim Kontrollü Zayıflatıcı

Çok yönlü sönümleme kartında, sönümleme kanallarında rastgele genlik yaratabilmek için gerilim kontrollü RF zayıflatıcılar kullanılmıştır. Her bir RF zayıflatıcının gerilim kontrol girişlerine Wein-Bridge osilatörleri ile elde edilen sinüs dalgaları uygulanmış ve böylelikle birbirlerinden bağımsız üç adet sönümleme kanalı geliştirilmiştir. Her üç sönümleme kanal için Şekil 6.20’de görünüşü verilen gerilim kontrollü zayıflatıcı olarak Minicircuits MVA-2000+ entegresi kullanılmıştır. Bu entegre 2 GHz frekansına kadar çalışabilen bir entegre olup gerilim – zayıflatma grafiği Şekil 6.21’de verilmiştir [23].



Şekil 6.20 Minicircuits MVA-2000+ Gerilim Kontrollü RF Zayıflatıcı.



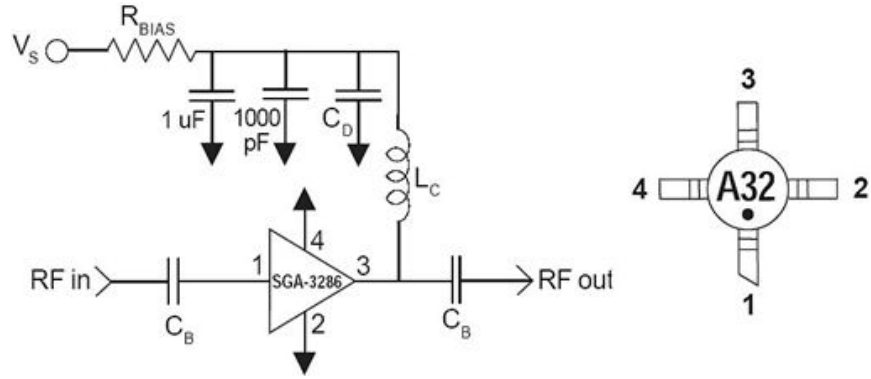
Şekil 6.21 Gerilim Kontrollü RF Zayıflatıcı, Kontrol Gerilimi – Zayıflama eğrisi.

RF zayıflatıcı MVA-2000+ eğrisinden de anlaşılabilceği üzere, gerilim ile ters orantılı bir zayıflatmaya imkân vermektedir. 5V ile beslediğimiz entegre, 12V değerinde yaklaşık 2 dB zayıflama sağlarken, 0V değerinde ise RF hattında 27 dB kadar bir zayıflatmaya imkan vermektedir.

### 6.3.5. İşaret Kuvvetlendirici

Sönümlenme kartındaki doğrudan görüş hattı üzerindeki güç kaybını telafi etmesi amacıyla RFMD SGA-3286 işaret kuvvetlendirici entegresi kullanılmıştır. Bu işaret kuvvetlendirici ile 1800 MHz bandında +13 dB kadar bir kazanç elde eden doğrudan görüş kanalı, güç bölücü ve güç toplayıcı entegrelerinden kaynaklanan her biri yaklaşık 7 dB kaybı ortadan kaldırmaktadır. Böylece sönümlenme kartı doğrudan görüş hattına çok büyük değişimler yaşatmadan, bu kanaldan üçer adet örnek alıp, sönümlenme kanallarını farklı yollardan ve rastgele genlik ekleyen RF zayıflatıcıdan geçirerek tekrardan aynı kanala vermektedir. SGA-3286 işaret kuvvetlendirici entegresine ait blok şema ve entegre çizimi Şekil 6.22’de verilmiştir.





Şekil 6.22 SGA-3286 Blok şeması ve entegrenin üstten görünüşü.

## 7. BENZETİM VE DONANIM TEST ORTAMI PERFORMANSLARI

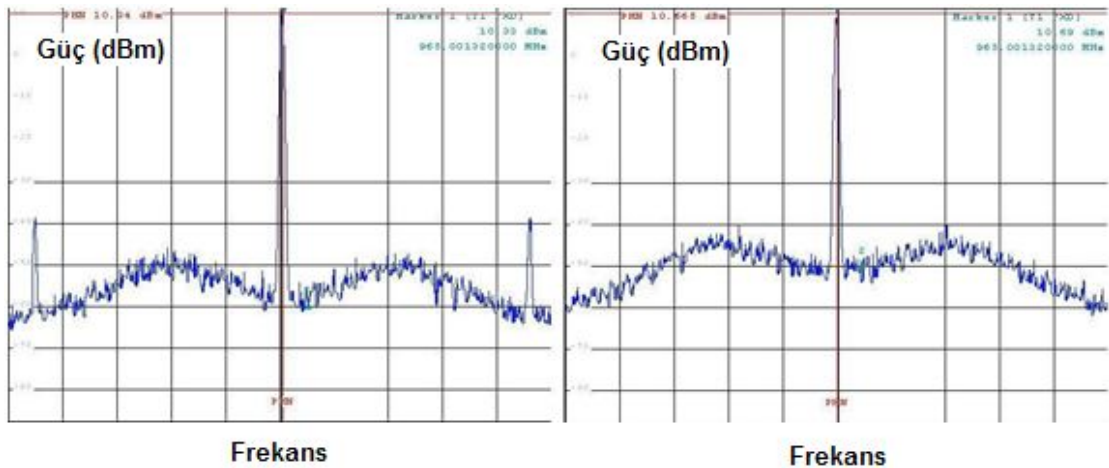
Benzetim ve test ortamında dört ana test düzeneği kurulmuştur. Bunlar faz gürültüsü, spur işaretler, intermodülasyon ve çok yollu sönümleme testleridir. Her bir test için bilgisayar ortamında ve gerçek donanımlarla iki ayrı test ortamı oluşturulmuştur. Her iki test ortamının da benzetim araçları ve donanım yeteneklerimizin elverdiği ölçülerde birbirleri ile olabildiği kadar benzer olmasına özen gösterilmiştir. Donanımsal olarak kullanılan blokların özellikleri Microwave Office'e girilerek, benzetim ortamının donanımlarla gerçekleştirilen haberleşme sistemlerine benzemesi ve donanım ortamını canlandırması amaçlanmıştır.

Donanım testlerinde alıcı ve verici birimlerin birçoğunu barındıran genel amaçlı haberleşme kartı tüm testlerde kullanılmıştır. Verici IF katından sonra ve alıcı IF katından önceki birimler ise diğer ayrık kart ve donanımlarla haberleşme bağlantısı tamamlanmıştır. Benzetim ortamında ise modülasyon kaynağı ile takip eden RF sistemlerinden sonra kanaldan geçerek ideal alıcıya ulaşan bir yol ile haberleşme bağlantısı kurulmuştur. Benzetim ortamında her blok bağımsız hareket edebilmekte ve kart bazında bir ayrışma bulunmamaktadır.

Donanım testlerinde BHO grafikleri, genel amaçlı haberleşme kartı alıcı tarafı ara yüzünden elde edilen N-MSE değerlerine göre çizdirilmiştir. Benzetim çalışmalarında ise Microwave Office programında tanımlanan değişen İGO değerlerine göre elde edilen BHO değerleri grafiklerle gösterilmiştir. Donanım testlerinde, haberleşme sistemindeki tüm bozulmalar, karışımlar ve gürültü alıcıda toplanarak N-MSE'yi oluşturduğundan, İGO değerinden farklı bir ölçek olarak ele alınmıştır. Örneğin, faz gürültüsü testlerinde yükselen faz gürültüsü donanım testlerinde N-MSE değerini düşürürken, benzetim testinde ise faz gürültüsü değişimi İGO değerini etkilememektedir. Bu yüzden, donanım ve benzetim ortamlarından elde edilen değerler aynı grafik üzerinde çizdirilmemiştir.

## 7.1. Faz Gürültüsü Testleri

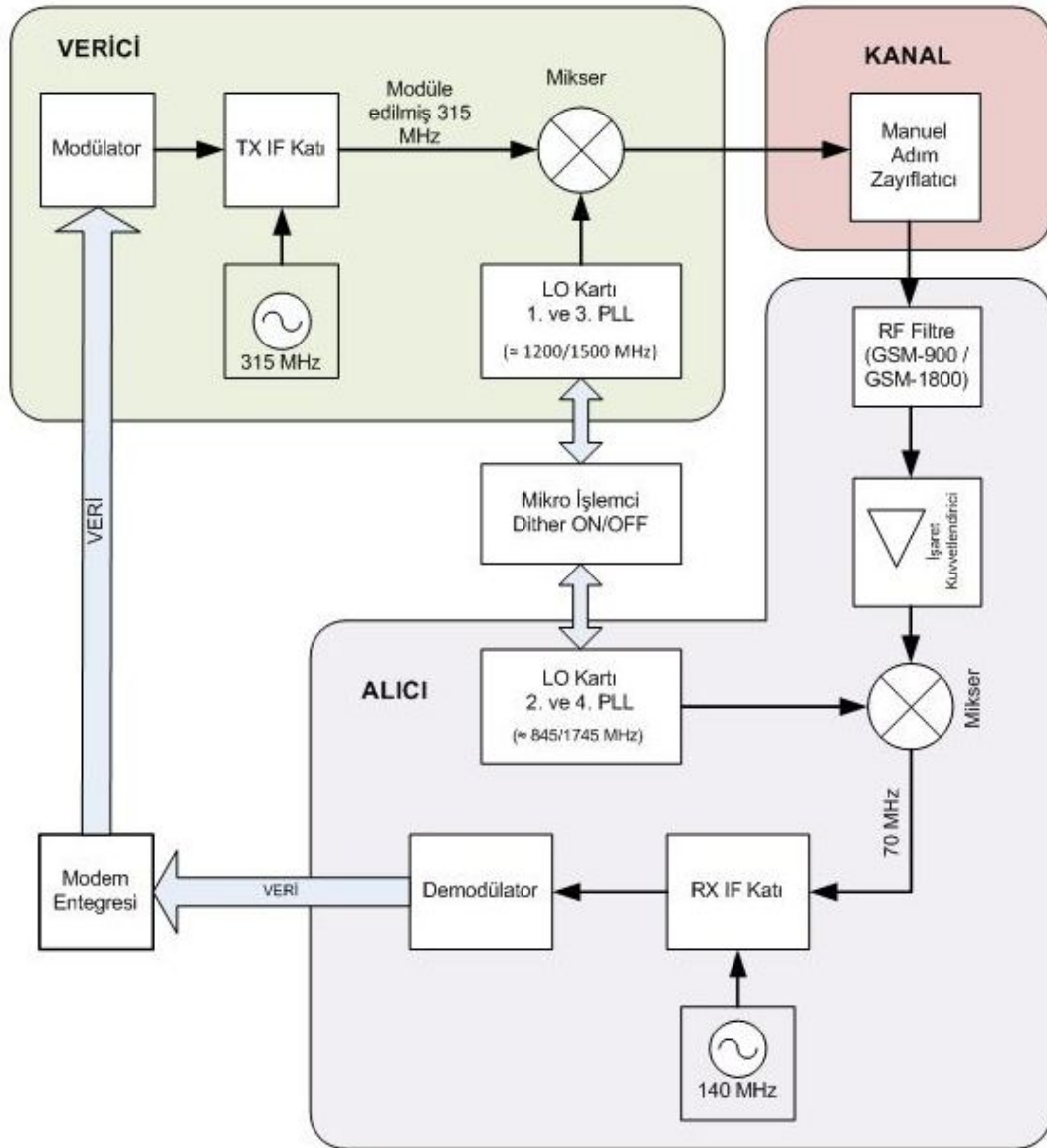
Faz gürültüsü testlerinde alıcı ve verici katlarındaki RF LO işaretleri üzerinde bulunan faz gürültüsünün haberleşme performansına etkileri gözlemlenmiştir. GSM-900 haberleşme bandı üzerinde ve iki ayrı faz gürültüsü değerlerinde performans incelemeleri yapılmıştır. İki ayrı faz gürültüsü değerlerinden biri kesirli-N ile gerçekleştirilen düşük gürültülü dither-off modu ile, diğeri de yine aynı donanımla ancak dither-on modu ile elde edilen yüksek gürültülü ve spur işaretli işaretlerle yapılmıştır. Şekil 7.1’de 965 MHz frekansında LO kartıyla üretilen dither-on ve dither-off modlarında işaretler görülmektedir. Dither fonksiyonu kontrolü LO kartı Hyper-terminal kullanıcı ara yüzünde “d 0” ve “d 1” komutları ile yapılmaktadır (Bkz. Lokal Osilatör Kartı).



Şekil 7.1 Faz gürültüsü testlerindeki kullanılan farklı faz gürültülü aynı frekansta LO işaretleri spektrumu.

Faz gürültülü LO işaretleri ile çarpılarak kanal bandına çıkan ve tekrar kanal bandından temel banda inen veri taşıyan modüle edilmiş işaretler ayarlı zayıflatıcı, mikser, işaret kuvvetlendirici ve uygun RF filtre katlarından geçerek alıcı birimlere ulaşırlar. Faz gürültüsü test prosedürü ve verinin dolaşımı Şekil 7.2’de görülmektedir. Donanımda BHO bilgisi genel amaçlı haberleşme kartı kullanıcı ara yüzünden elde

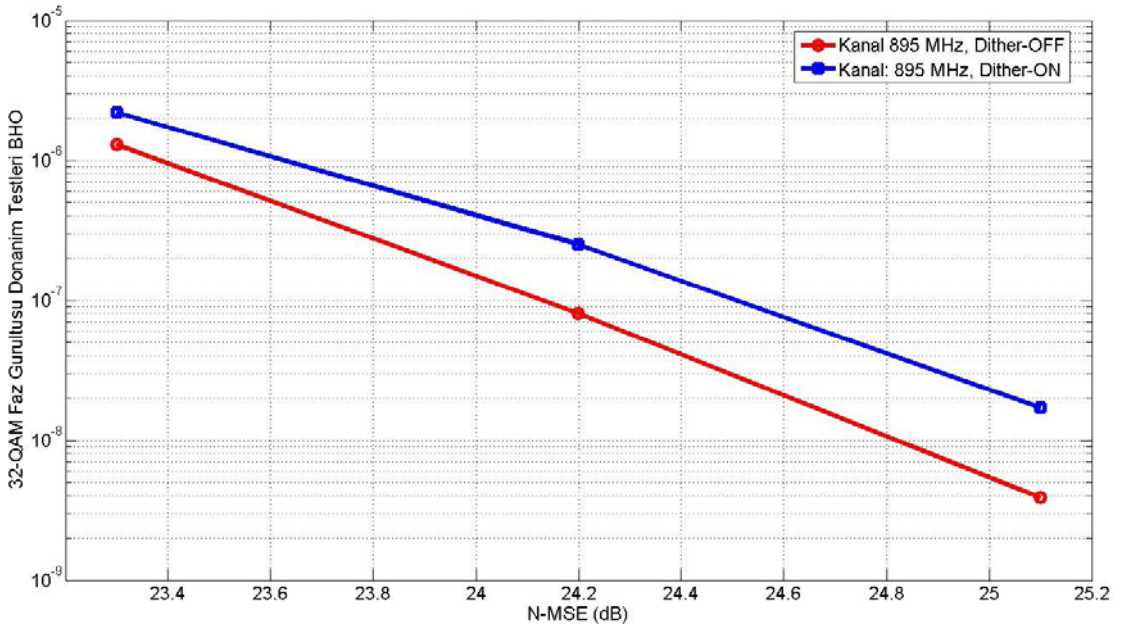
edilirken, benzetimde ise Microwave Office programı ile modülasyona ait teorik ve benzetim BHO eğrileri birlikte çizdirilerek elde edilmiştir.



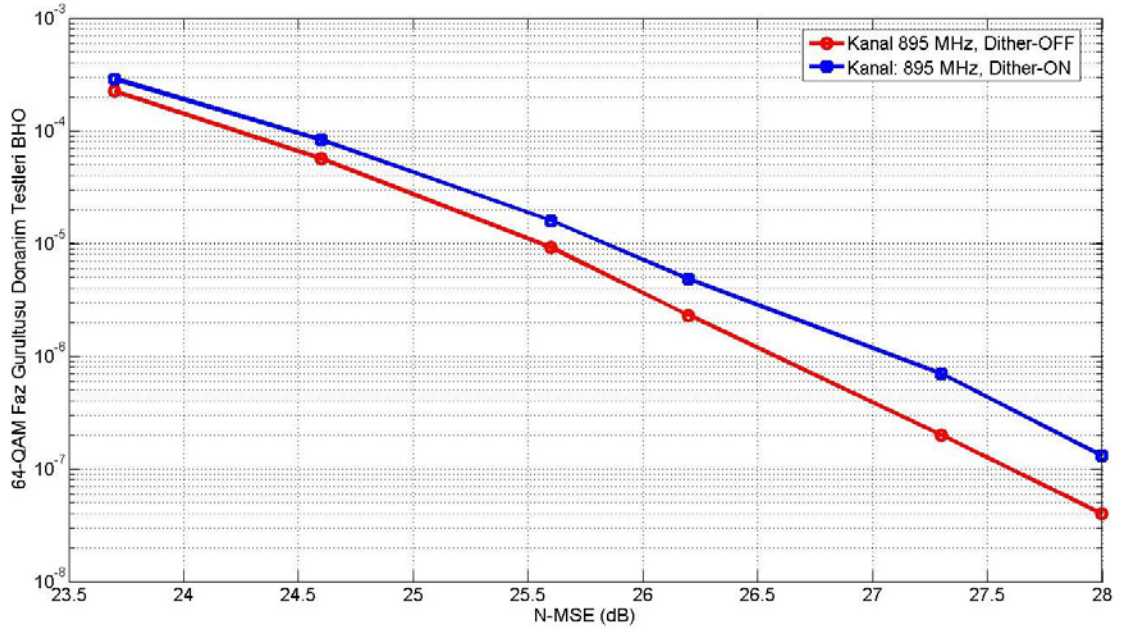
Şekil 7.2 Faz Gürültüsü Test Ortamı.

Faz gürültüsü testleri, düşük faz gürültüsü sağlarken spektrumunda spur işaretler de barındıran dither-off modunda çalışan LO işaretleriyle ve daha yüksek faz gürültüsüne sebep olup spur işaretleri ortadan kaldıran dither-on modunda çalışan LO

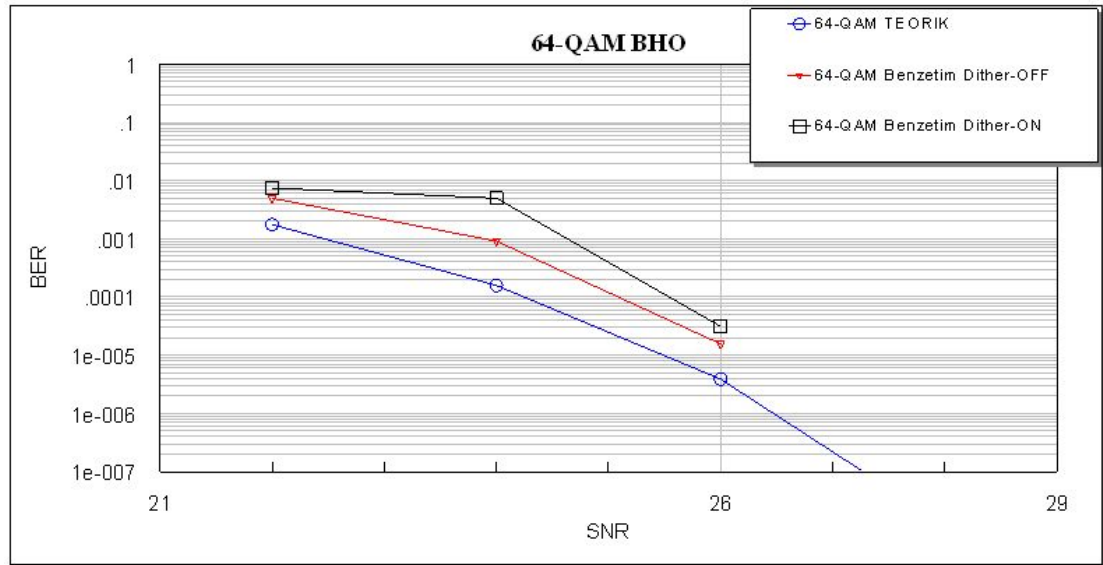
işaretleriyle yapılmıştır. Testler genel amaçlı haberleşme kartının  $10^{-3}$  BHO'dan itibaren başarılı şekilde veriyi çözemeyeceği kabulünden dolayı bu hata olasılığı üzerine çıkmadan gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Diğer taraftan, benzetim sonuçlarına ulaşmada benzetim programlarının  $10^{-7}$  BHO değerlerine ulaşması çok uzun süre alabildiğinden, BHO performans üst noktası olarak da yaklaşık  $10^{-7}$  değerleri esas alınarak donanım ve benzetim testleri yapılmıştır. Şekil 7.3, 7.4, 7.6 ve 7.8'da farklı QAM modülasyonları ile elde edilen donanımsal testlere ait BHO eğrileri verilmiştir. Şekil 7.5, 7.7 ve 7.9'da ise benzetim ortamında üretilmiş olup; çıkan sonuçların karşılaştırması ve donanım testlerinin doğrulatuılması amacı ile verilmiştir. Grafiklerde yer alan kanal frekansları ve LO işaretleri Tablo 6.3'te verilen GSM-900 bantlarında frekansa kilitli LO kartı işaretlerini ve haberleşme kanalı merkez frekansını belirtmektedir. Her modülasyon için dither-on ve dither-off modlarında donanım ve benzetim performans ölçümleri yapılmış ve grafiklerde sunulmuştur. LO işaretlerine ait toplam RMS° faz gürültüsü değerleri Tablo 6.5'te verilmiştir.



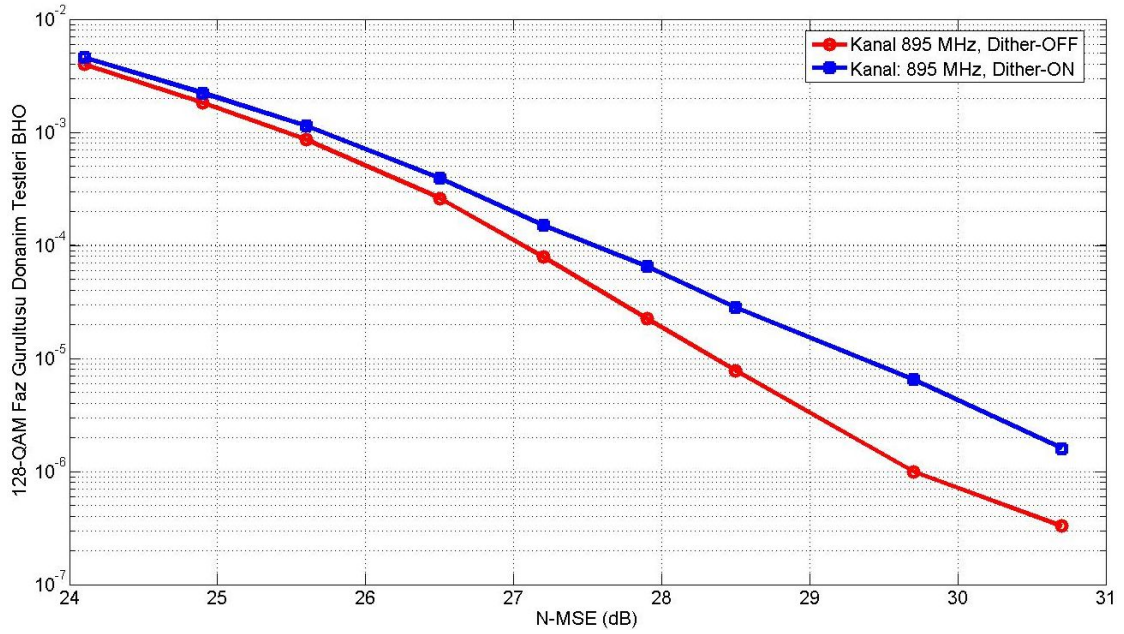
Şekil 7.3 32-QAM'de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO eğrileri.



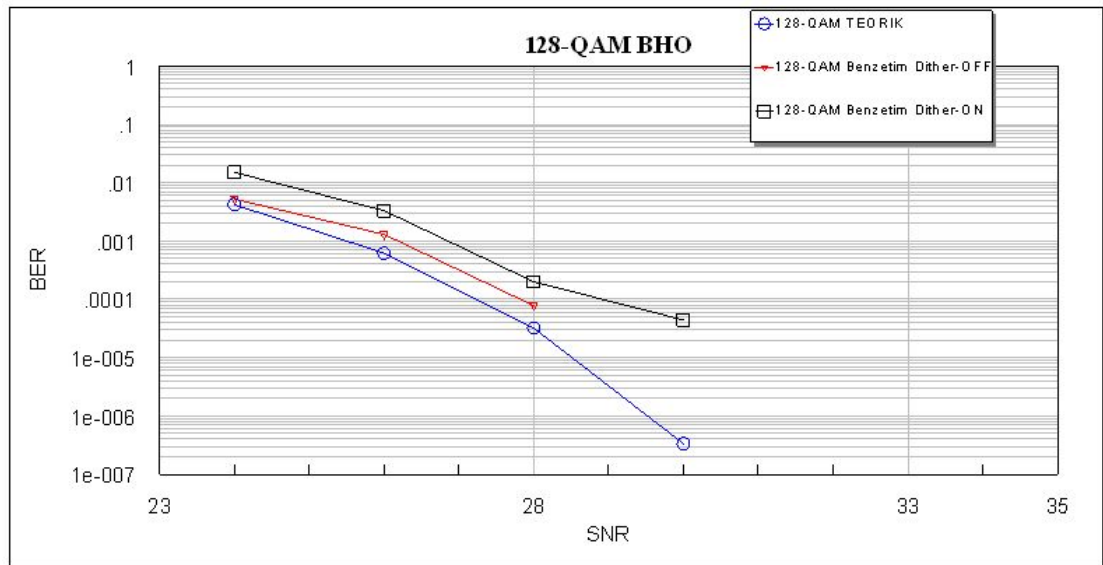
Şekil 7.4 64-QAM’de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO eğrileri.



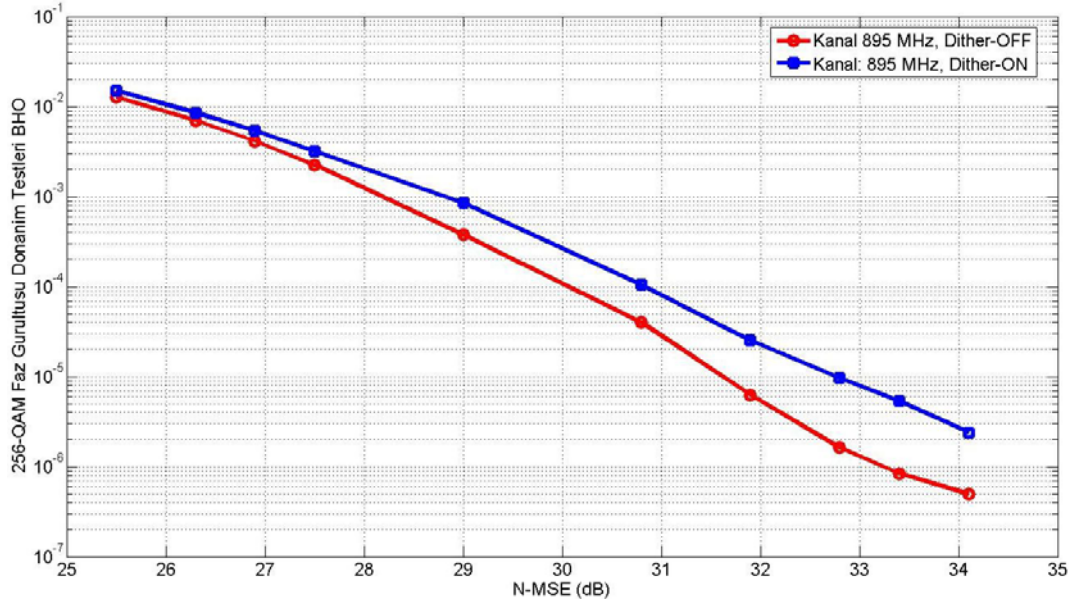
Şekil 7.5 Benzetimle oluşturulan 64-QAM’de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO.



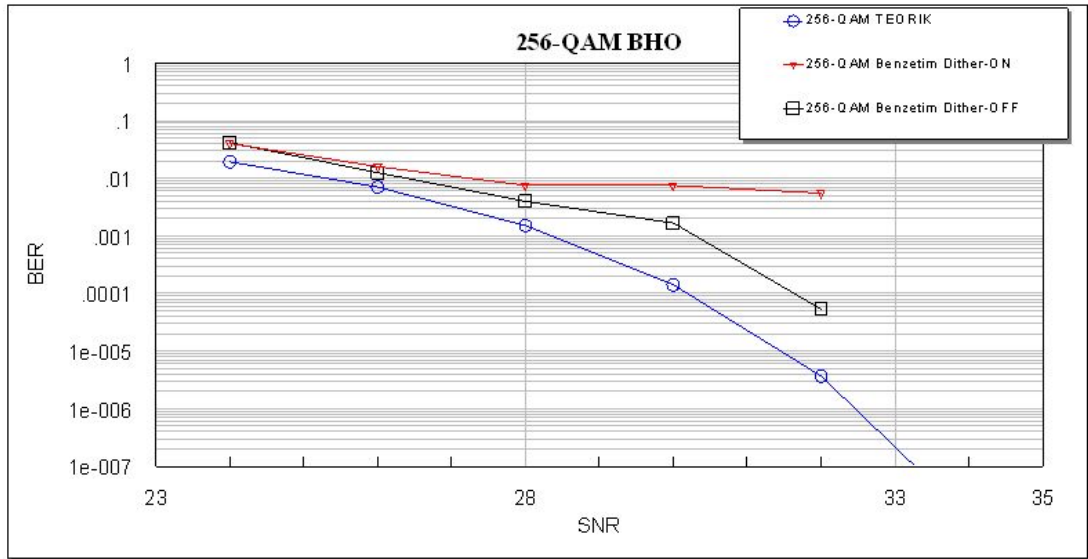
Şekil 7.6 128-QAM'de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO eğrileri.



Şekil 7.7 Benzetimle oluşturulan 128-QAM'de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO.



Şekil 7.8 256-QAM’de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO eğrileri.



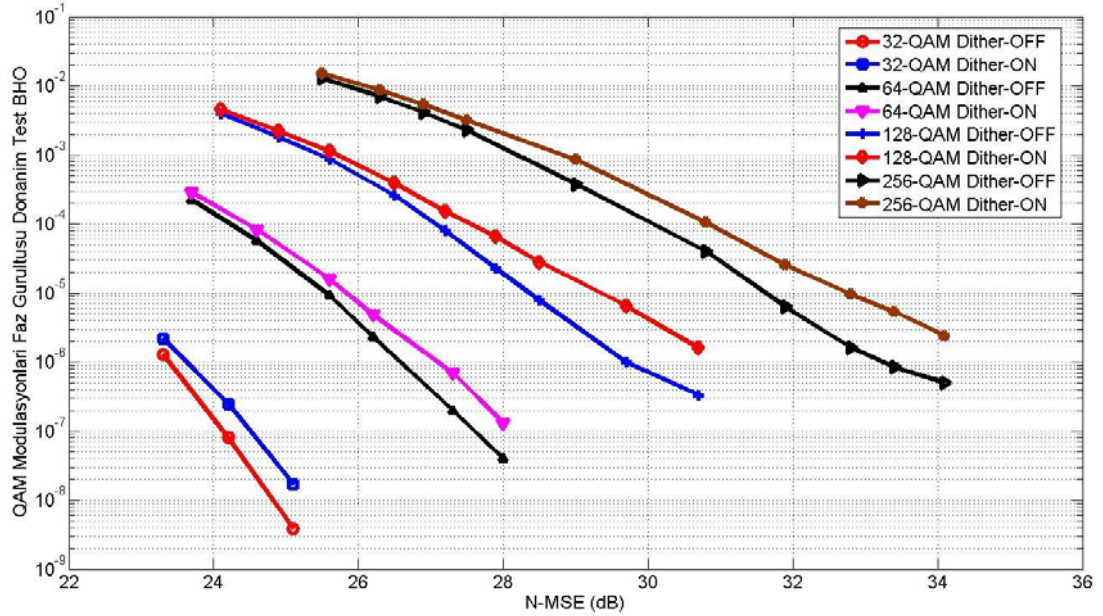
Şekil 7.9 Benzetimle oluşturulan 256-QAM’de 895 MHz kanalında faz gürültüsü BHO.



32-QAM donanım ortamıyla elde edilen Şekil 7.3’le birlikte bu ortamın benzetim sonucu diğer modülasyonların aksine verilmemiştir. BHO değerleri  $10^{-6}$ ’dan başlayacak şekilde BHO-İGO grafiği elde edilmesi benzetim ortamında çok uzun süre almaktadır. Bu yüzden, faz gürültüsü benzetim testleri, faz gürültüsünün etkisinin daha belirgin olabileceği daha yüksek seviyeli modülasyonlarda elde edilmiştir. 64-QAM, 128-QAM ve 256-QAM modülasyonlarında yapılan donanım ve benzetim ortamı testleri sonucunda, her iki ortama ait grafikler birlikte verilmiştir. Benzetim ortamındaki imkanlarla teorik BHO eğrileri elde edilmişken, donanım testlerinde ise bu teorik eğriler, tüm sistemin ideal şartlarda çalıştırılması mümkün olmadığından elde edilememiştir.

Benzetim ve donanım testleri grafiklerinde gözlenebileceği üzere, her iki ortamda da az gürültüsü arttıkça haberleşme kalitesinde düşüş gözlenmektedir. Donanım ortamında elde edilen grafiklerdeki  $10^{-4}$  BHO değeri esas alınarak, her iki faz gürültüsü ortamında (dither-off ve dither-on) bu  $10^{-4}$  BHO değerinin sağlanması için 64-QAM’de yaklaşık 0.25 dB N-MSE iyileşmesi gerekmektedir. İyileşme miktarı 128-QAM’de 0.5 dB olması gerekirken, 256-QAM’de ise yaklaşık 1 dB kadar bir N-MSE değeri iyileşmesi gerekmektedir. Benzetim ortamından elde edilen grafiklerde yine  $10^{-4}$  BHO değeri esas alınarak, aynı BHO değerine ulaşmada 64-QAM 0.5 dB kadar İGO iyileşmesi gerektirirken, 128-QAM’de 1 dB kadar İGO artışı gerekmektedir. 256-QAM benzetim ortamı testlerinde ise dither-on metoduyla elde edilen BHO değeri ise  $10^{-4}$  BHO değerine ulaşamadığından gereken İGO artışı anlaşılmamaktadır.

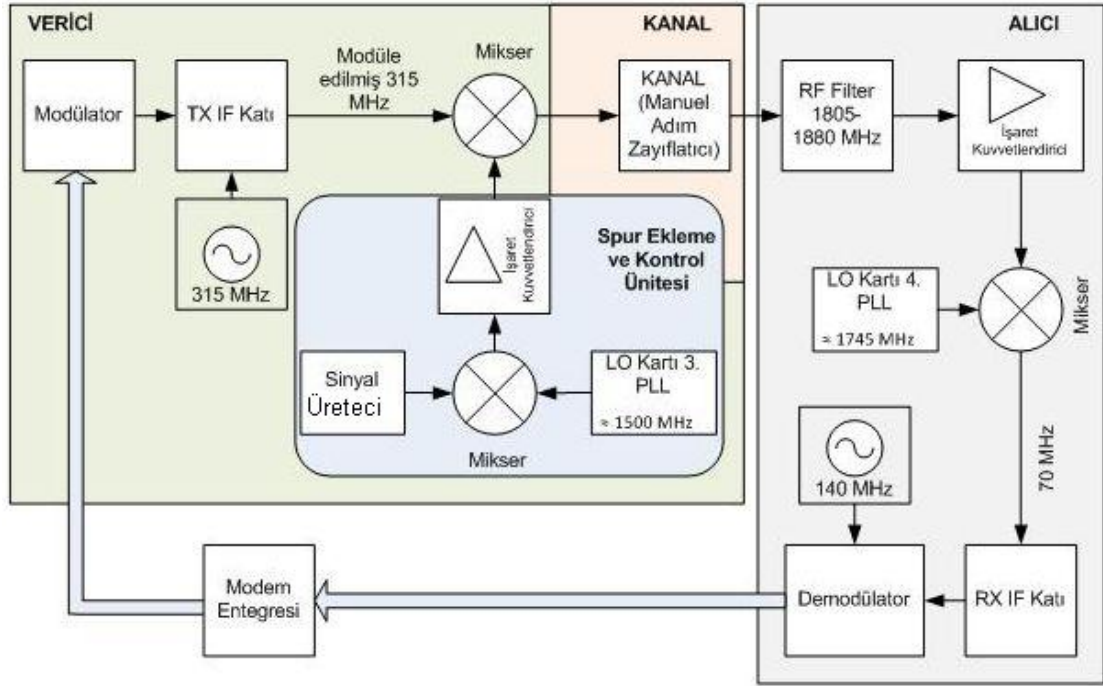
Faz gürültüsünün modülasyonlar üzerinde farklı etkilerinin daha iyi anlaşılması için Şekil 7.10’da verilen farklı QAM modülasyonlarındaki 895 MHz kanalındaki donanım testlerinde elde edilen grafikler birleştirilmiştir. 32-QAM’de faz gürültüsü artış etkisi çok az kalırken, modülasyon seviyesi arttıkça faz gürültüsü artışının BHO performansı üzerinde kötüleştirici etkisi de artmaktadır. Bu durum, dither-on ve dither-off modlarına ait eğrileri arası mesafenin artması olarak da şekilde görülmektedir.  $10^{-5}$  BHO sabit tutularak yapılan çıkarımlarda, dither-on modundan kaynaklanan gürültü artışı 64-QAM’de İGO değerinde 0.1 dB kadar bir iyileştirme gerektirirken, 256-QAM’de bu BHO olasılığını sağlamak için 0.4 dB’lik bir İGO iyileşmesi gerekmektedir.



Şekil 7.10 Dither-off ve dither-on modları ile üretilen LO işaretleri ile QAM modülasyonları BHO'ları karşılaştırması.

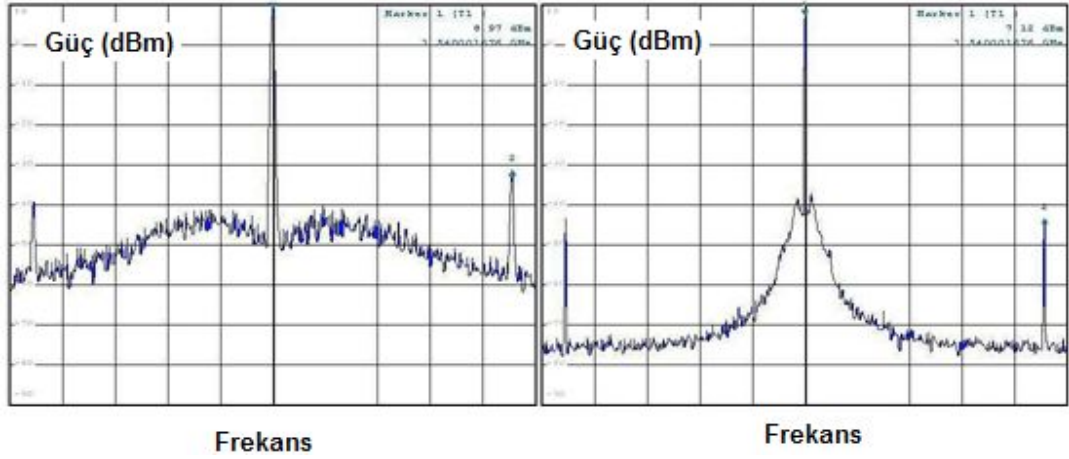
## 7.2. Spur İşaretler Testleri

Spur işaretler testlerinde, sayısal modülasyon tekniklerinin yürütüldüğü haberleşme sistemlerinde, spektrumlarında spur işaretler barındıran LO'ların etkileri ve spur genlik seviyelerinden ötürü BHO eğrilerinin nasıl değiştiği incelenmiştir. Bunun için spur işaretlerin genliğinin ve oluştukları ofset frekanslarının ayarlanması gerekmektedir. Spur işaret testlerinde faz gürültüsü testlerinden biraz daha farklı bir prosedür izlenmiştir. Faz gürültüsü testlerinde kullanılan düşük gürültülü (dither-off modu) verici katındaki RF LO işaretine dışarıdan sinyal üreticiyle müdahale edilmiştir. Sinyal üreticiyle 10 kHz, 100 kHz ve 1 MHz de farklı güçlerde işaretler üretilip verici LO işaretine uygulanmıştır. Şekil 7.11'de spur işaretler test ortamı şeması verilmiştir.



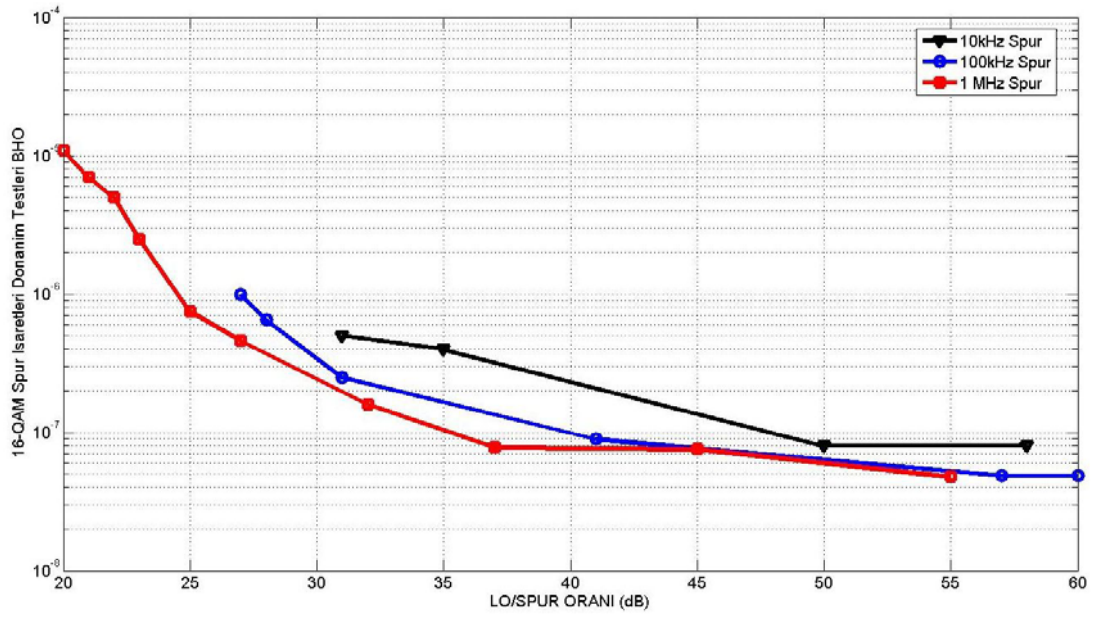
Şekil 7.11 Spur İşaretler Test Ortamı.

Bir PLL içerisinde istenilen frekansa kilitli bir işaretin spur seviyelerini donanımsal olarak kontrol etmek oldukça zordur. Döngü filtresine göre genliği, adım aralıklarına göre de ana işarettten ofset uzaklığı değişen spur işaretlerinin hem genliği hem de ofset frekansını değiştirmek için dışarıdan işaretler LO spektrumuna toplanmıştır. LO işareti ile sinyal üreticinin mikserlenmesi ve ardından işaret kuvvetlendirici ile kuvvetlendirilmesi ile spur işaretler artık LO frekansının iki yanında belirmektedir. Spur seviyesi ve frekans ayarı sinyal üreticindeki genlik ve frekans ayarlamaları ile kolayca ayarlanabilmektedir. Örnek olarak Şekil 7.12’te verici LO işaretine eklenen 100 kHz ve 1 MHz’de spurlar ve LO işareti verilmiştir.

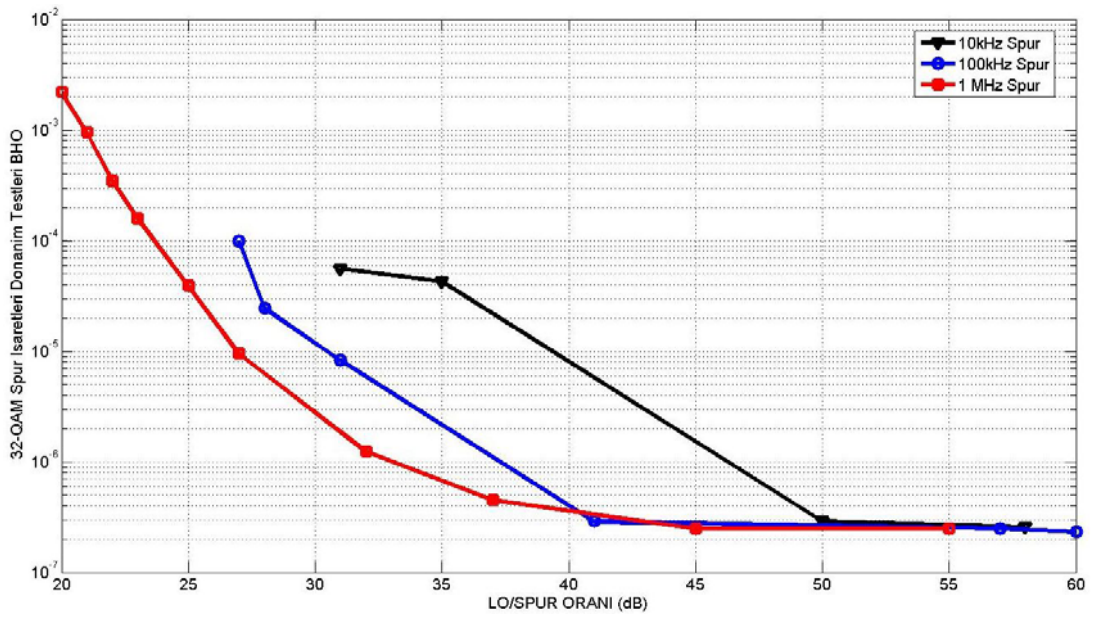


Şekil 7.12 Sinyal üreticiyle üretilerek 100 kHz (sol) ve 1 MHz'de (sağ) LO spektrumuna eklenmiş spur işaretli LO işaretleri.

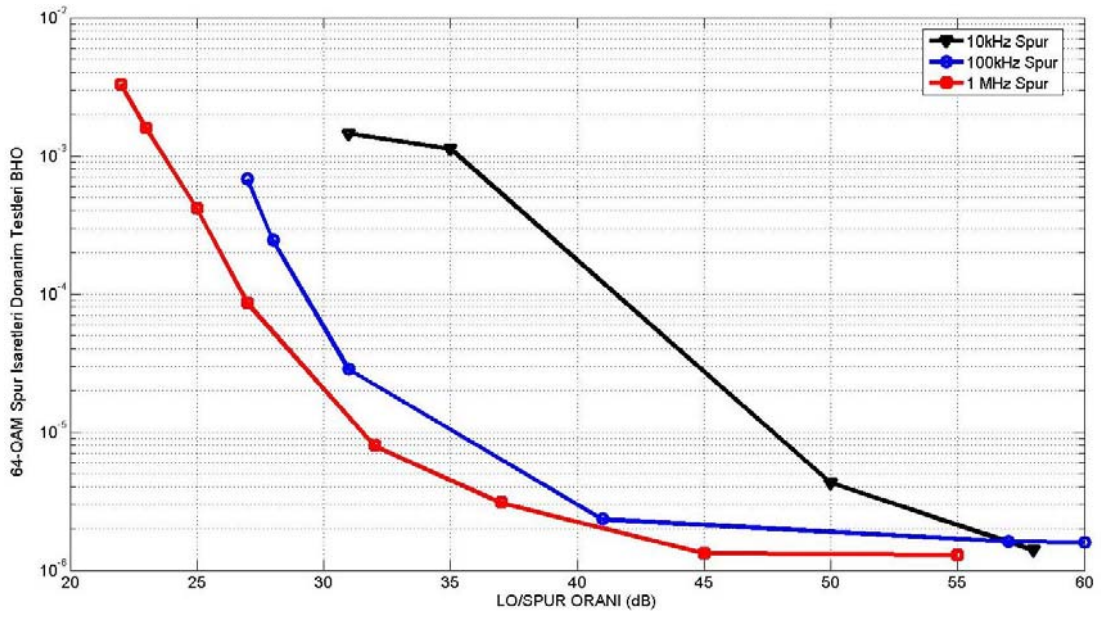
Spur işaretlerinin ofset frekanslarına ve genliklerine göre modülasyon teknikleri üzerindeki BHO kötüleştirici etkilerini gözlemlemek amacıyla QAM modülasyonlarında donanımlarla gerçekleştirilen BHO elde edilmiştir. Şekiller 7.13 ile 7.17 arasında bu BHO eğrileri testler altındaki modülasyonlara göre verilmiştir. Spur seviyeleri verici tarafındaki mikserin LO tepe seviyesine göre dB türünden yatay ekseninde verilmiştir. Spur işaretler donanım testlerinde, LO işaretine eklenen 10 kHz spur işareti faz gürültüsü etkileri üstünde olduğundan, en düşük -60 dBc kadar bir seviye elde edilmiştir. Daha düşük spur seviyelerinde, spur işaretin faz gürültüsü içine gömülüp kaybolacağından, en düşük -60 dBc spur işareti eklenerek testler yürütülmüştür.



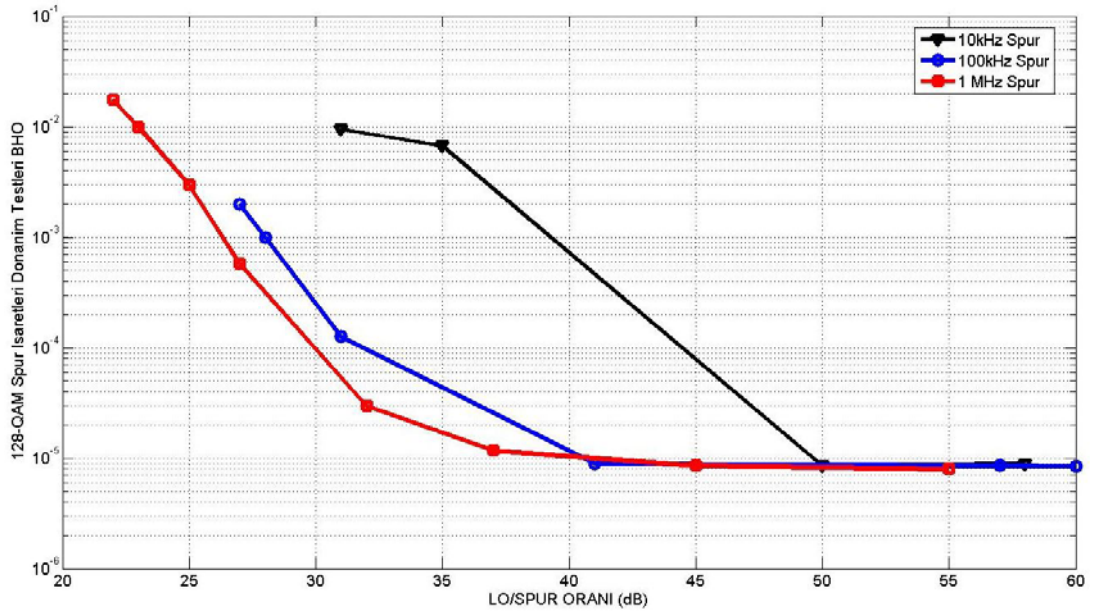
Şekil 7.13 16-QAM’de farklı ofset ve genlikteki spur işaretlerde BHO.



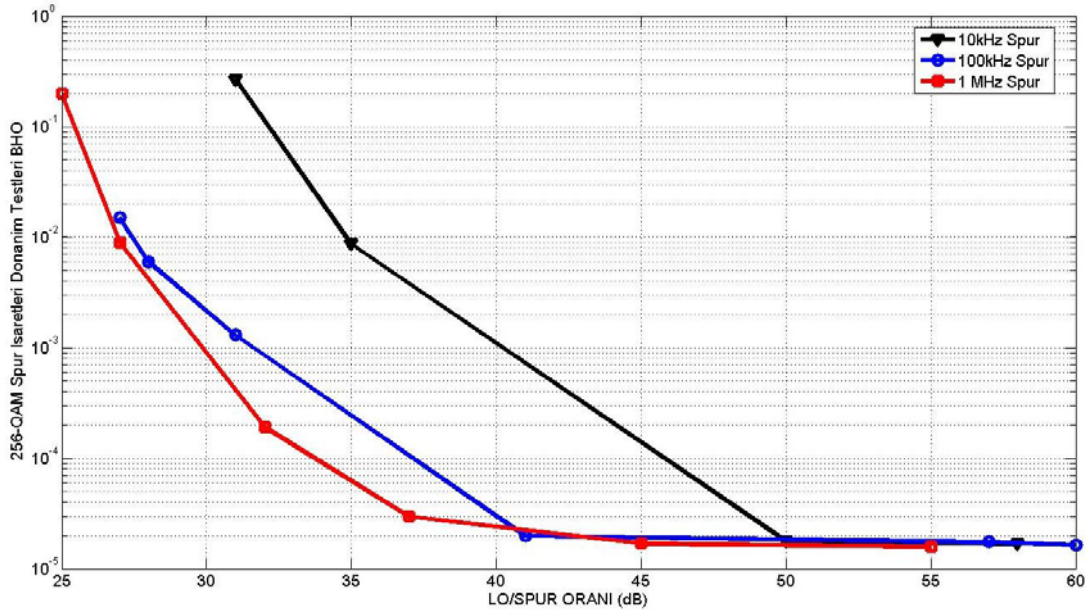
Şekil 7.14 32-QAM’de farklı ofset ve genlikteki spur işaretlerde BHO.



Şekil 7.15 64-QAM'de farklı ofset ve genlikteki spur işaretlerde BHO.



Şekil 7.16 128-QAM'de farklı ofset ve genlikteki spur işaretlerde BHO.

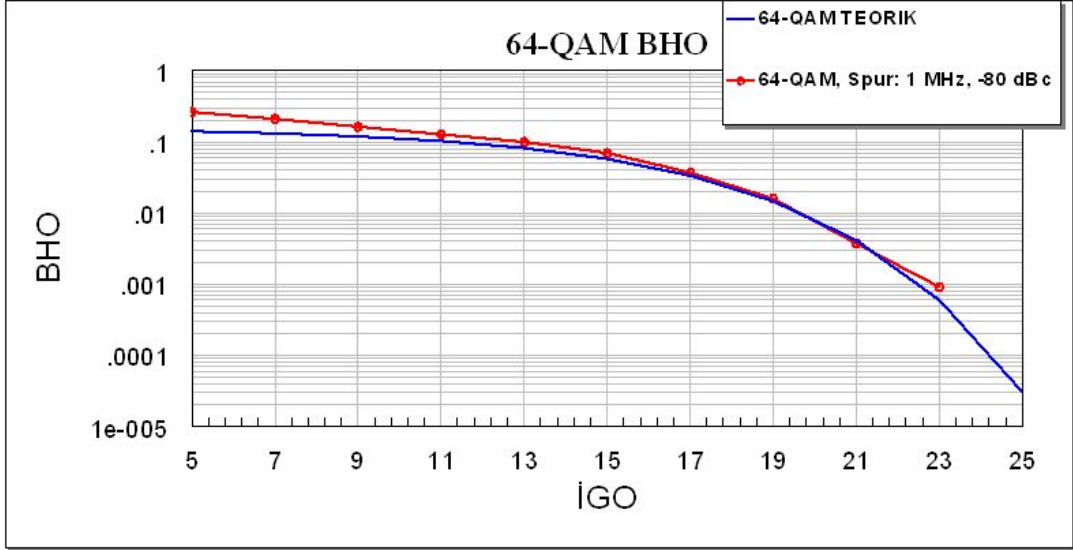


Şekil 7.17 256-QAM’de farklı ofset ve genlikteki spur işaretlerde BHO.

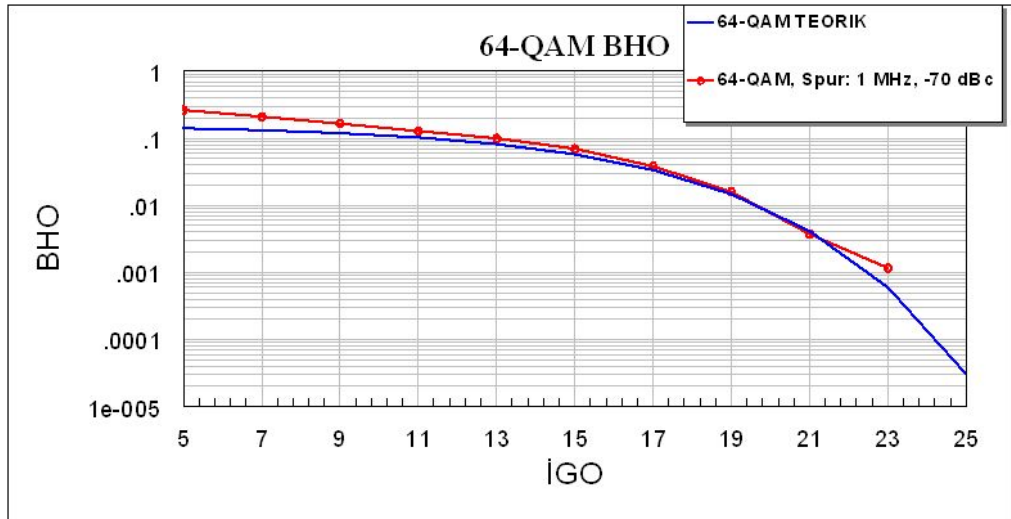
Spur işaretler verilen BHO eğrilerinden de anlaşılacağı üzere genlikleri düştükçe ve LO işaretinden ofset frekansları arttıkça (ana işaretten uzaklaştıkça) haberleşme sistemlerine daha az kötüleştirci etkiler eklemektedirler. Spur işaret testleri, her modülasyonun  $10^{-6}$  BHO değerlerine ulaşılması için farklı kanal zayıflatmalarına uğratılması ile yürütülmüştür. Bu sebeple, ortak bir İGO oranında BHO grafiklerinin birleştirilmesi (Şekil 7.10’deki gibi) bir anlam taşımayacaktır. Ancak, daha önce de belirtildiği gibi modülasyon seviyesi arttıkça bozucu etkilerin performansı kötüleştirme dereceleri de artacağından, M-QAM’de M arttıkça spur işaretler BHO eğrilerini daha da kötüleştirecektir ve yukarıda verilen spur işaretler etkisi altındaki BHO eğrileri de bu durumu teyit etmektedir.

Spur işaretler test ortamı aynı zamanda Microwave Office ortamı ile de gerçekleştirilmiştir. Spur işaretlerin ofset frekanslarının ve LO işareti tepe genliğine göre gücünün haberleşme sistemleri üzerinde etkisini incelemek için 10 kHz, 100 kHz ve 1 MHz ofset frekanslarında -70 dBc ve -80 dBc (dB to carrier) genliklerinde spur işaretler oluşturulmuştur. Bu işaretleri spektrumunda barındıran LO işaretleri ile 64-QAM

modülasyonu üzerinde BHO eğrileri, teorik 64-QAM BHO eğrisi birlikte çizdirilmiştir. Bu sonuçlar Şekil 7.18 ile 7.23 arasında sunulmuştur.

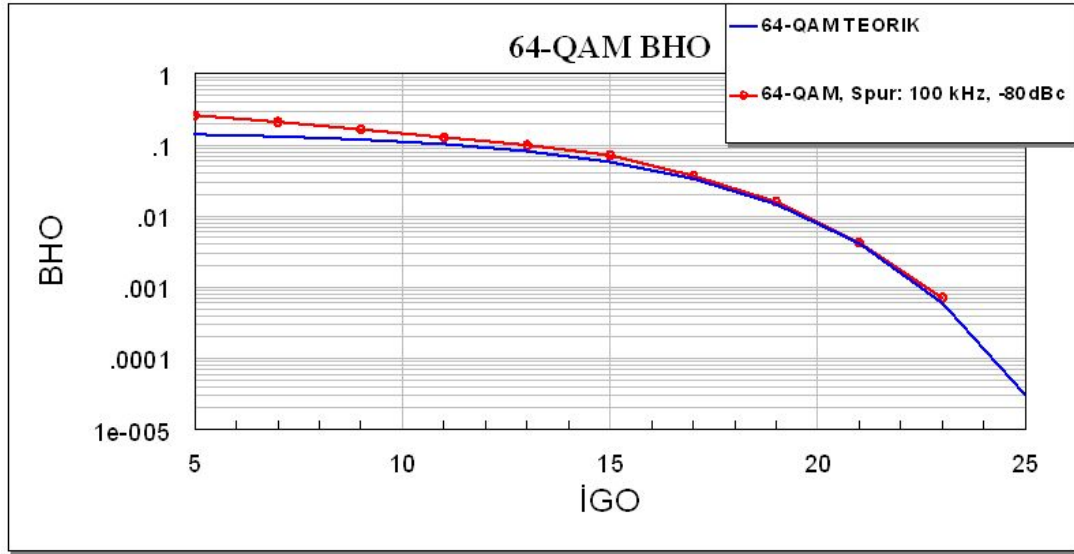


Şekil 7.18 1 MHz ofsette -80 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.

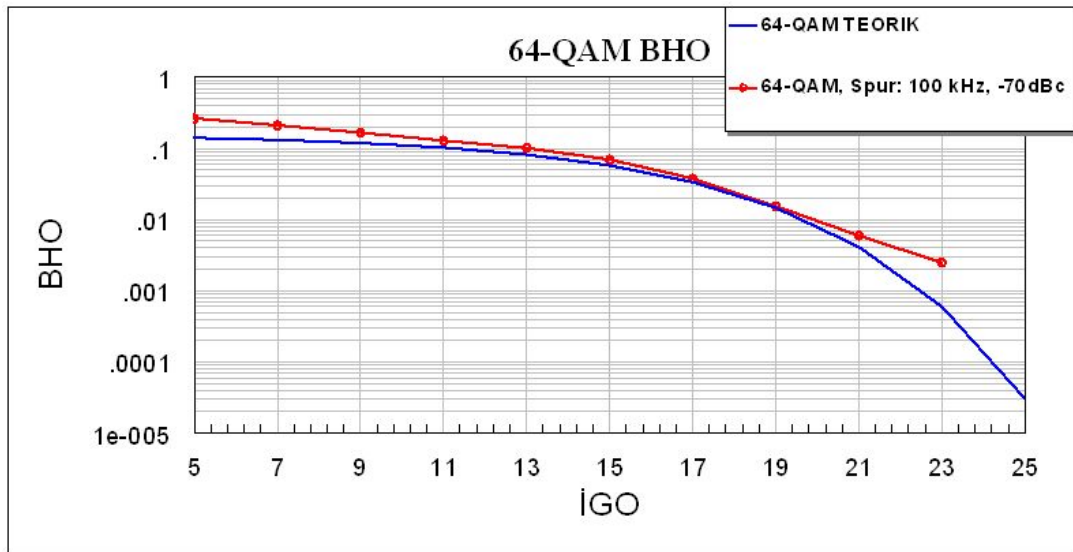


Şekil 7.19 1 MHz ofsette -70 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.

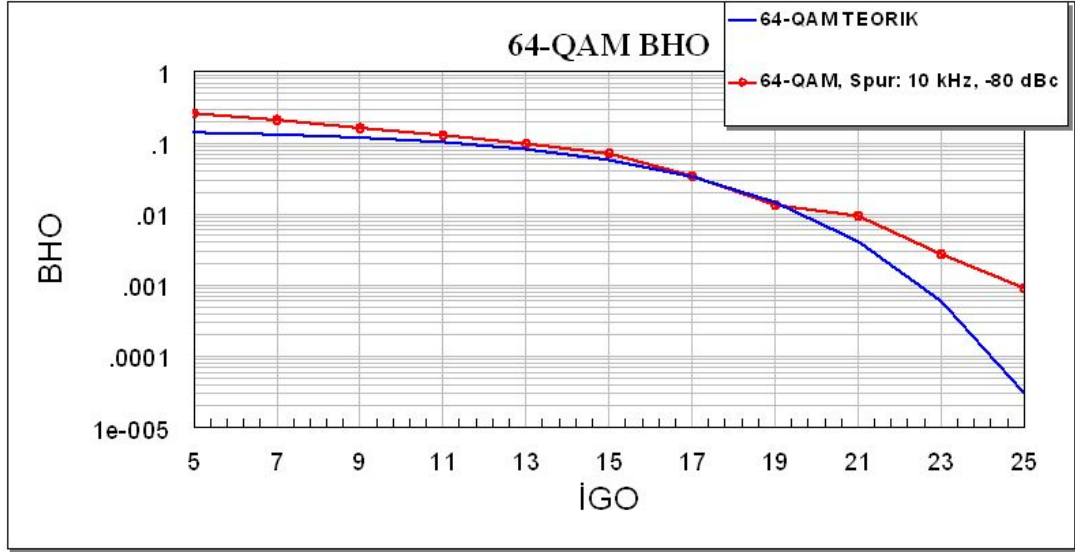




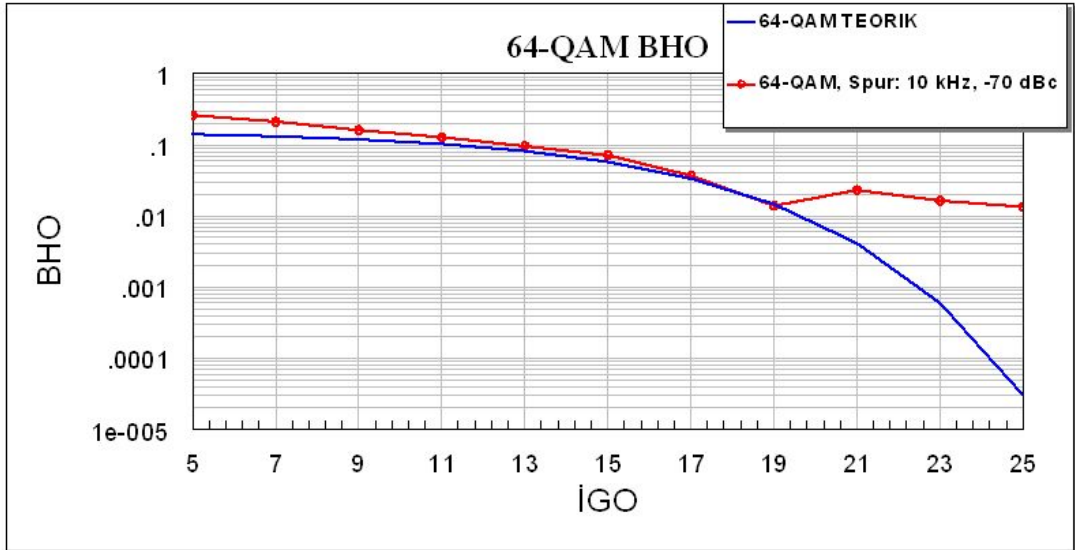
Şekil 7.20 100 kHz ofsette -80 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.



Şekil 7.21 100 kHz ofsette -70 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.



Şekil 7.22 10 kHz ofsette -80 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.

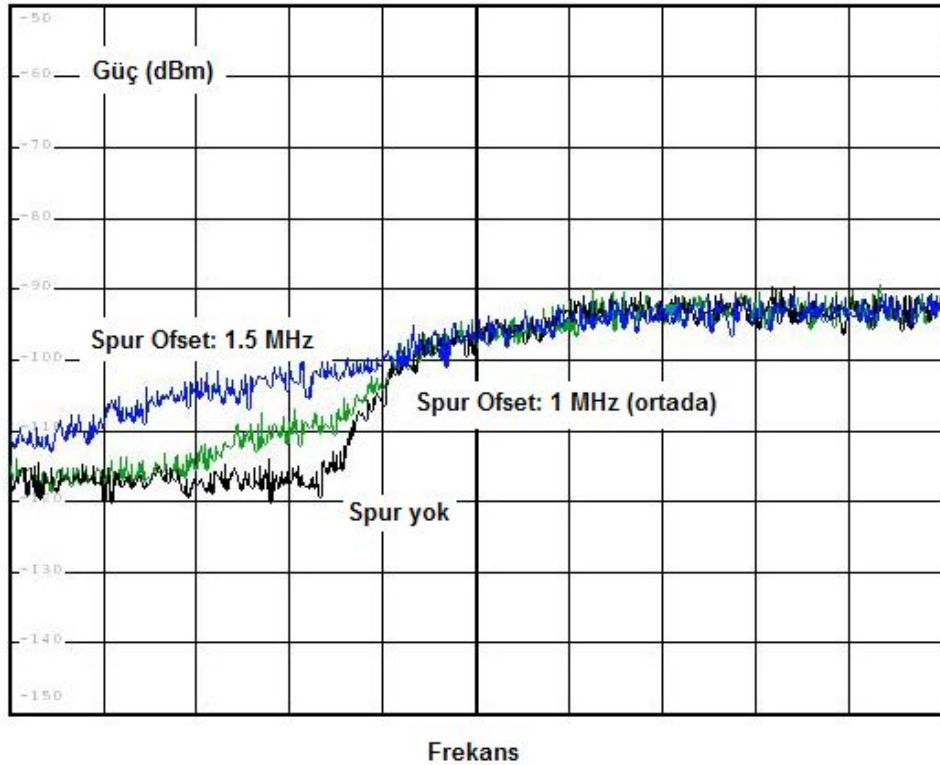


Şekil 7.23 10 kHz ofsette -70 dBc genlikte spur işaretin 64-QAM BHO üzerine etkisi.

Benzetim sonuçları eğrilerinde kolayca görüleceği üzere, spur işaretlerin BHO üzerindeki bozucu etkisi ofset frekansı azaldıkça (ana frekansa yaklaştıkça) artmaktadır. Diğer taraftan, mikser verilen LO işareti tepe genliğine göre spur işaretlerin genliği

artıkça da spur işaretlerden kaynaklanan bozucu etkiler artmakta ve hatta BHO eğrilerinin belirli seviyelere ulaşması da engellenmektedir.

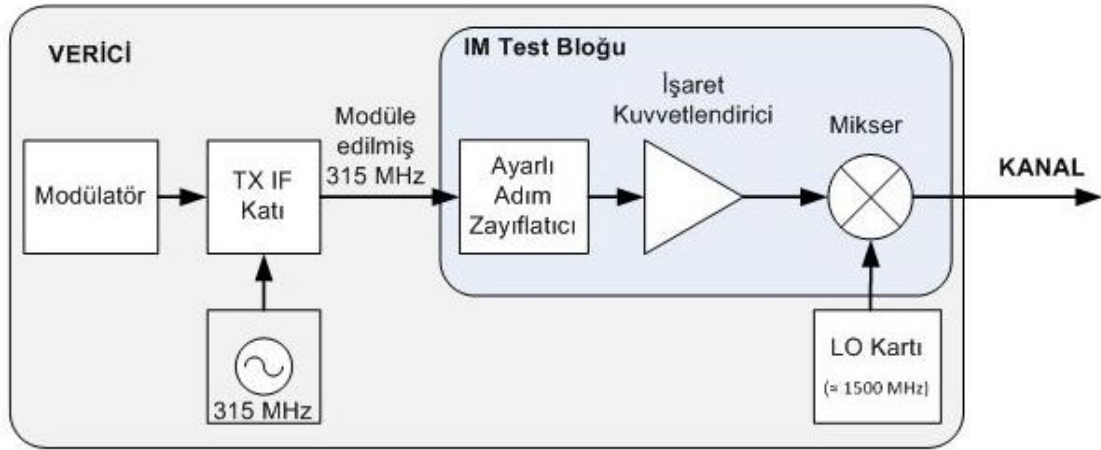
Spur işaretlerini daha iyi anlatmak açısından Şekil 7.24'te GSM-1800 kanalından elde edilen veri taşıyan işaretin spektrumu verilmiştir. Güçlü 1 MHz ve 1.5 MHz ofset frekansları altında ve spur olmayan frekans bantları üst üste spektrum analizörle elde edilmiştir. Spur olmadan yan bantta bir şişme yokken, 1 MHz spur taşıyan LO ile (ortadaki) ve 1.5 MHz spur taşıyan LO ile de (en üstteki) eğriler elde edilmiştir. Bu şekillerden, spur işaretin bir modülasyona daha sebep olarak ana modülasyon içine eklediği ve ofset frekansı arttıkça da bu bozucu modülasyonu bant dışına taşıdığı görülmektedir. Bu farklı durum modülasyonlar üzerinde yürütülen 10 kHz, 100 kHz ve 1 MHz spur işaretleri testlerinde de görülmektedir. Spur ofset frekansı arttıkça, spur ile ortaya çıkan modülasyon bant dışına çıkmakta ve spur etkisi azalmaktadır.



Şekil 7.24 GSM-1800 kanalı için 1.5 MHz ve 1 MHz ofsette spur lar içeren LO işaretini. İçten dışa: Spur yok, spur ofseti 1 MHz, spur ofseti 1.5 MHz.

### 7.3. İntermodülasyon Testleri

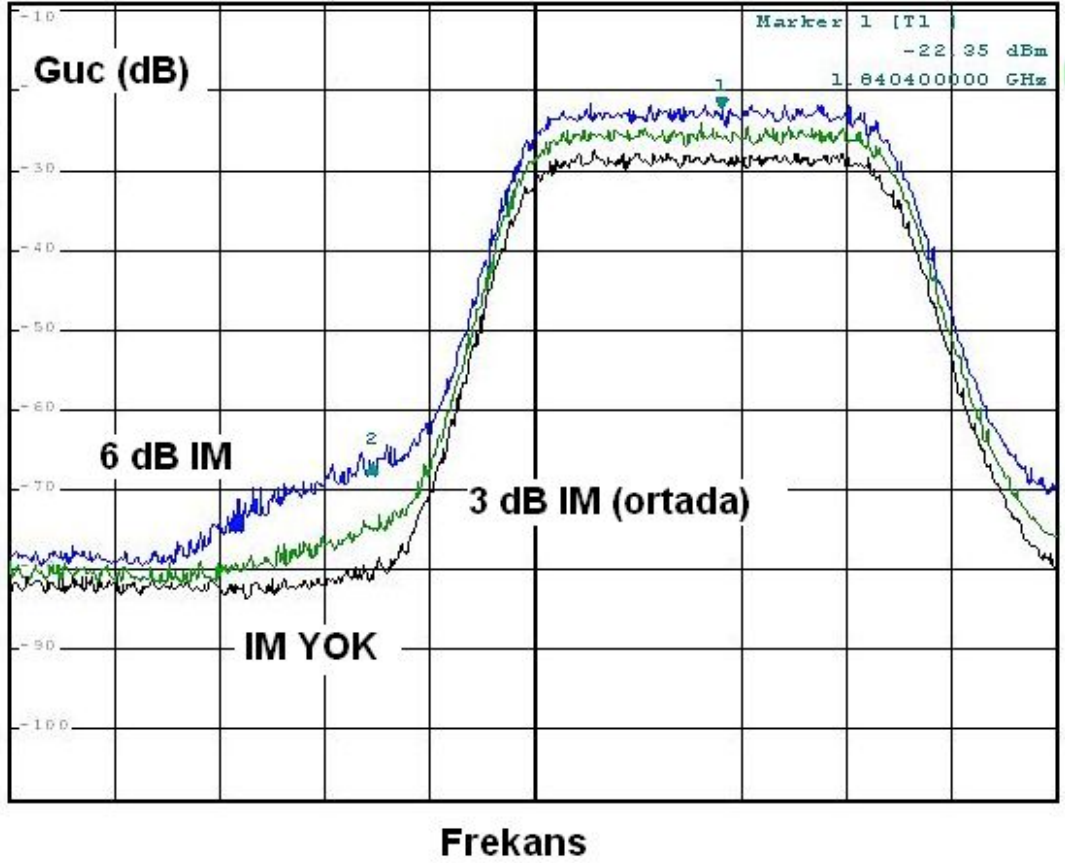
İntermodülasyon testleri ortamı büyük ölçüde Şekil 7.2'deki faz gürültüsü test ortamına benzer bir yapıda olup, verici IF katındaki mikser ve işaret kuvvetlendiricinin intermodülasyon ürünleri üretebilmesi için bir IM bloğu bulunmaktadır. Verici katındaki IM test blok şeması Şekil 7.25'te verilmiştir. Mikser ve kuvvetlendiricinin IM ürünleri üretebilmesi için yüksek güçte giriş işaretlerinin genliğinin ayarlanması amacıyla bloğun hemen önünde ayarlı adım zayıflatıcı yerleştirilmiştir. Zayıflatıcı ile mikser ve kuvvetlendirici üzerinde IM etkisi artırılıp azaltılarak farklı modülasyonlarda BHO eğrileri elde edilmiştir.



Şekil 7.25 Verici IF Katındaki IM test bloğu.

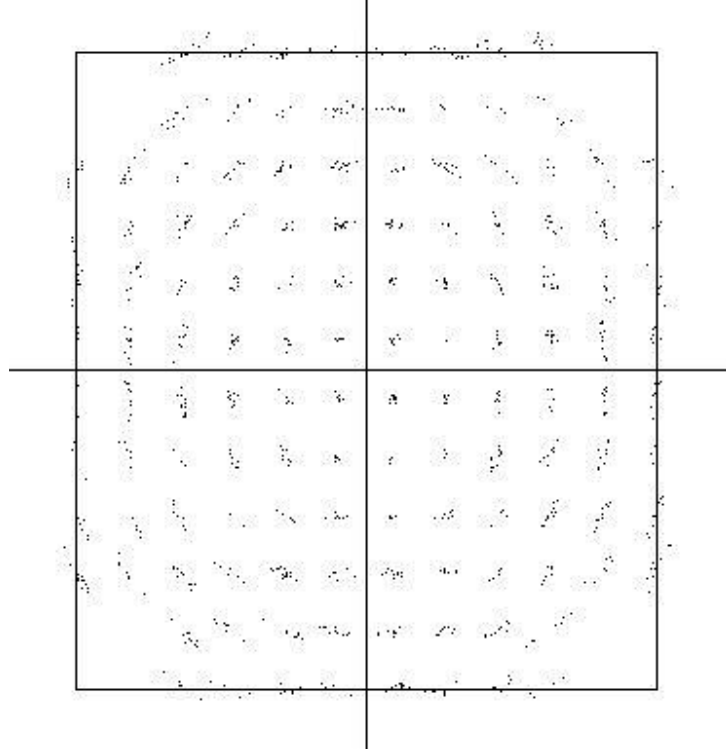
İntermodülasyona sebep olacak mikser ve işaret kuvvetlendirici verici tarafında 315 MHz modüle edilmiş işaret üzerinde kullanılmıştır. Modüle edilmiş ve veri taşıyan 315 MHz işaretinin genliği ayarlanarak girdiği işaret kuvvetlendirici ve mikserin intermodülasyon ürünleri üreterek haberleşme performansı kötüleştirilmesi incelenmiştir. Şekil 7.26'da GSM-1800 bandında, kullanılan mikser giriş yapan işaretin gücünün P1 noktasında, P1 noktasını 3 dB geçtiğinde ve 6 dB geçtiğinde oluşan IM ve yan bantlardaki gürültü yükselmesi görüntülenmiştir. Görüleceği üzere, daha yüksek güçlü

giriş işareti ile birlikte bant gücü de artarken, yan bantlarda ve gürültü tabanında büyük yükselmeler görülmektedir.



Şekil 7.26 Kanalda mikser intermodülasyon etkisinin spektrum analizörle gösterimi.

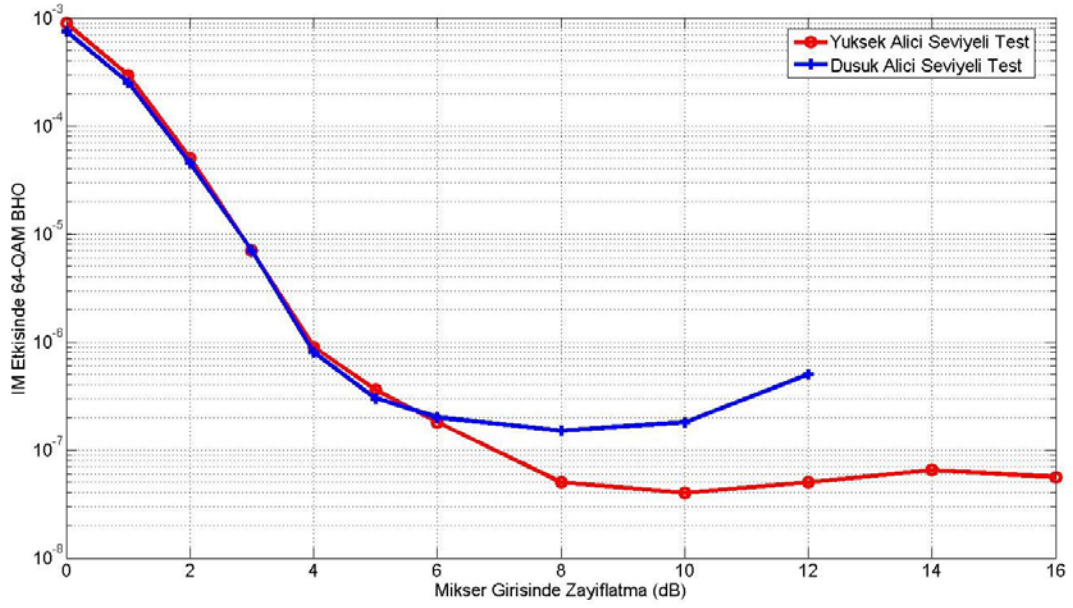
İntermodülasyon etkisi aynı zamanda modülasyona ait I-Q diyagramından da kolayca görülebilir. Şekil 7.27’de 128-QAM’e ait I-Q işaret kümesi verilmiştir. Yüksek IM ile birlikte işaret kümesinde bozulmalar ve daha ileri aşamalarında ise kilitlemenin ortadan kalkacağı görülebilmektedir. Faz gürültüsüne benzer bir yapıda, IM etkisinin genlik modülasyonu-faz modülasyonu (AM-to-PM conversion) dönüşümünden dolayı I-Q işaret kümelerinden alınan noktalarda Şekil 7.27’deki gibi bir uzama ve yuvarlanma görülebilmektedir.



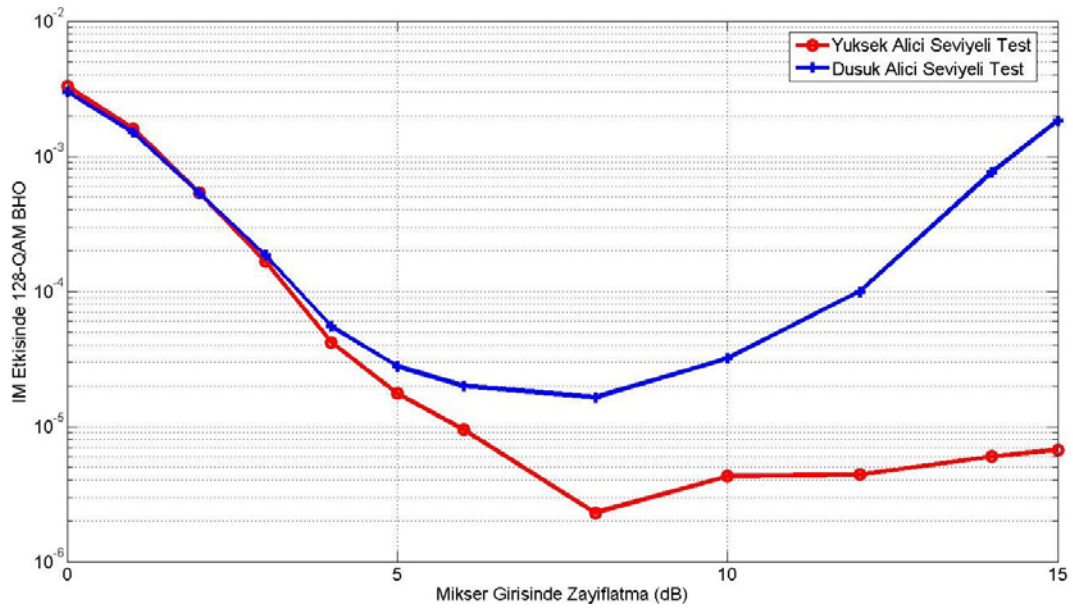
Şekil 7.27 Yüksek IM etkisi altında 128-QAM işaret kümesi.

### 7.3.1. Mikserlerde IM ve Hata Olasılıklarına Etkisi

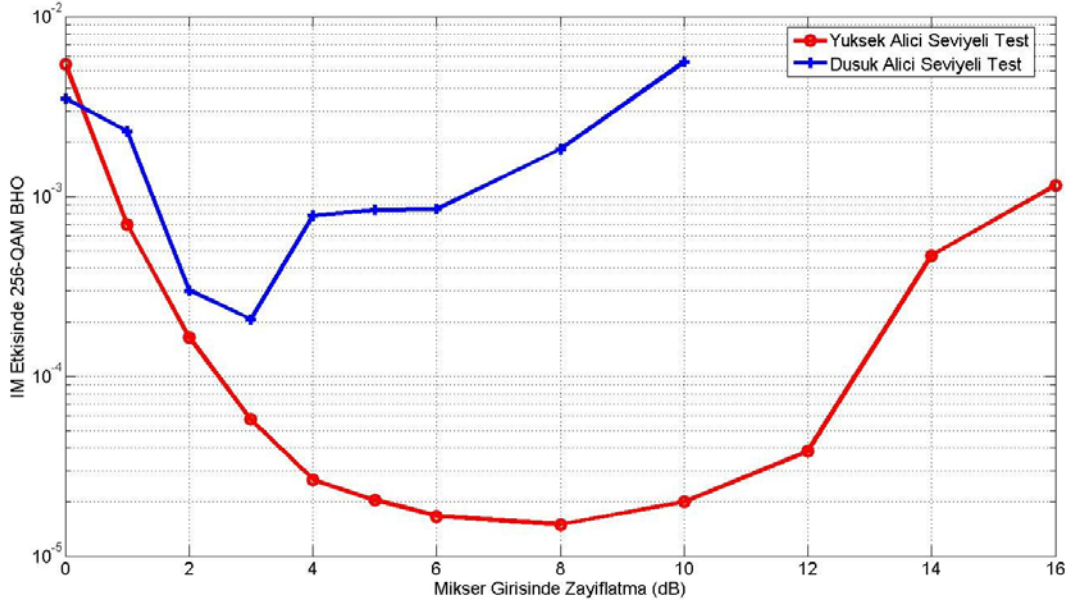
Mikserde IM etkisini göstermek amacı ile IM test bloğunda mikser girişine yüksek güç uygulayarak; sadece mikser entegresinin IM üretmesi ve yan bantlarda gürültü yükseltilmesi sağlanmıştır. Bu düzenekte ayarlı adım zayıflatıcı ile gücün gittikçe düşürülmesi ile elde edilen BHO eğrileri elde edilmiştir. Normal şartlar altında zayıflatıcıdaki zayıflatma miktarı arttıkça İGO düşecek ve bit hata olasılıkları da artacaktır. Ancak, mikser girişindeki güç düşüşü ile IM etkisi azalmakta ve IM etkisi ortadan kalkana kadar da BHO düşmektedir. Bu etkiyi gözlemlemek amacı ile, yüksek alıcılı ve düşük alıcılı iki adet test ortamında 64-QAM, 128-QAM ve 256-QAM modülasyonlarında testler yapılmıştır. Bu testlere ait BHO-Mikser girişindeki zayıflatma grafikleri Şekil 7.28, 7.29 ve 7.30'da verilmiştir.



Şekil 7.28 IM Etkisi altında 64-QAM BHO.



Şekil 7.29 IM Etkisi altında 128-QAM BHO.



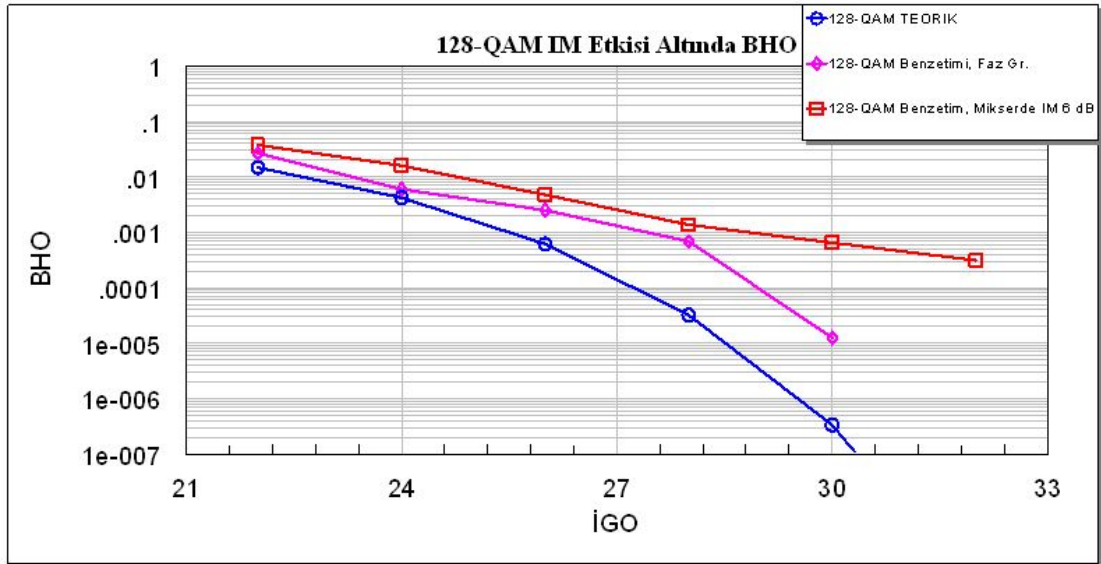
Şekil 7.30 IM Etkisi altında 256-QAM BHO.

IM etkisi altındaki farklı modülasyonlara ait BHO eğrilerinde de görüleceği üzere, IM etkisi azalması BHO performanslarında önemli iyileşmelere sebep olmaktadır. Ayrıca, unutulmaması gereken diğer bir etken de, bu testlerin GSM-1800 bandında ve faz gürültülü taşıyıcılarla yapıldığıdır ki, 256-QAM BHO grafiğinden de görüleceği üzere, IM etkisinin oldukça azaldığı bölgelerde bile BHO düşük değerlere ulaşamamaktadır. Grafiklerden anlaşılacak diğer bir çıkarım da, düşük alıcı seviyesindeki test ortamında, zayıflatma artması ile birlikte BHO oldukça artmaktadır. Bu durum, alıcı seviyesindeki düşüklük ve dolayısı ile İGO değerlerinin düşük olmasından dolayı, mikser girişindeki ekstra zayıflatma ile birlikte alışı seviyelerinin oldukça düşük değerlere ulaşmasındandır.

Diğer bozucu etkilerde olduğu gibi, IM etkisinin de 256-QAM'de daha da etkili olduğu beklentisi IM test ölçümlerinde de bulunmaktadır. IM etkisi azaldıkça, özellikle grafiklerin sol taraflarında önemli derecede BHO iyileşmesi görülmektedir. Ancak, bu iyileşme en bariz şekilde 256-QAM'de gerçekleşmemiştir. Bu durum, test ortamında yer alan faz gürültüsünün BHO olasılıklarını sınırlandırması ve bu sınırlandırmanın en baskın olarak 256-QAM'de bulunması ile açıklanabilir.



Donanım testlerini doğrulaması açısından Microwave Office'te yapılan benzetim çalışmalarında da benzer sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 7.31'de Microwave Office benzetim aracı ile yapılan bir PC ortamı test grafiği bulunmaktadır. Donanım testlerinde kullanılan GSM-1800 bandındaki RF LO faz gürültüleri girilerek elde edilen ortamın birebir benzetimi yapılmıştır. Mikserde meydana gelen IM olmadan sadece faz gürültülü test grafiği, mikserde 6 dB P1 noktasının aşılması ile oluşan 6 dB'lik IM etkisi altındaki BHO ile 128-QAM teorik BHO eğrileri aynı grafikte verilmiştir. Bu grafik ile, faz gürültülü sistemin teorikten ne kadar saptığı ve faz gürültülü sisteme IM etkisi dahil edilince sonuçların nasıl şekillendiği kolayca görülebilmektedir.



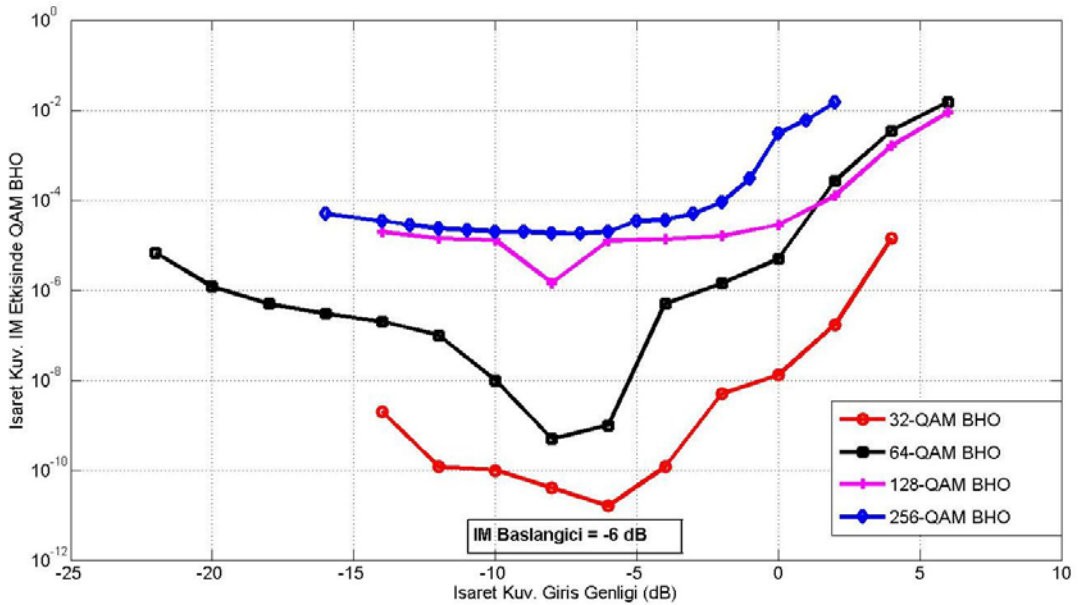
Şekil 7.31 Faz gürültülü donanım testlerinde 128-QAM benzetim sonucu ile aynı faz gürültülü ortamda mikserde 6 dB'lik IM etkisinin karşılaştırılması.

### 7.3.2. İşaret Kuvvetlendiricilerde IM ve Hata Olasılıklarına Etkisi

İşaret kuvvetlendiricilerde IM etkisi ve IM etkisinin haberleşme sistemleri üzerindeki etkilerini incelemek amacı ile Şekil 7.25'deki test düzeneği bu sefer sadece işaret kuvvetlendiricinin IM üretmesi sağlanarak çalıştırılmıştır. İşaret kuvvetlendirici olarak Hittite Microwave firması ürünlerinden HMC580ST89 kullanılmıştır. Bu

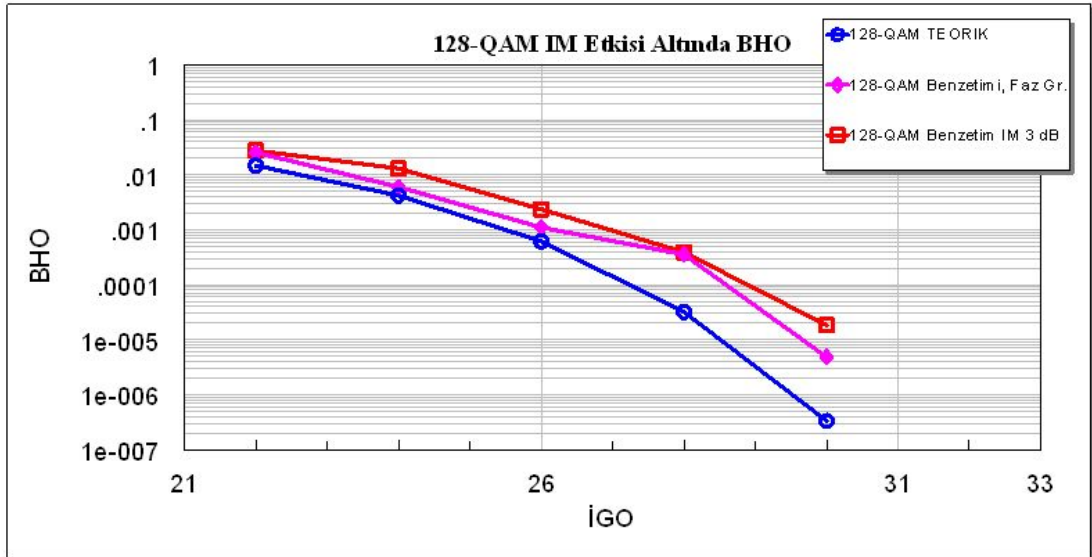
kuvvetlendirici 315 MHz'de 21 dB kazanç sağlarken, 21 dB'de IP1 (bastırma noktası) değerlerinde bir entegredir. Mikser IM testlerinde olduğu gibi, giriş işareti önce ayarlı adım zayıflatıcıya sonra işaret kuvvetlendiriciye uygulanmış ve giriş işaret genliği değiştirilmek sureti ile IM etkisi de değiştirilerek donanım testi yapılmıştır.

İşaret kuvvetlendirici IM donanım testlerinde, farklı modülasyonların donanımda alarm (genel amaçlı haberleşme kartında alıcı alış seviyesi) alınmayan en düşük N-MSE değerlerinden başlanılarak testler yapılmıştır. İşaret kuvvetlendirici giriş genliği artırılarak daha yüksek İGO değerlerine ulaşması beklenen test ortamının, belirli bir seviyeden sonra IM etkisi altına girerek BHO eğrisinde yol açtığı kötüleşme izlenmiştir. İşaret kuvvetlendirici IM test sonuç grafiği Şekil 7.32'de verilmiştir. Grafikte 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM ve 256-QAM BHO eğrileri bulunmaktadır. Genel olarak işaret kuvvetlendiricilerin 1 dB bastırma noktasından yaklaşık 6-7 dB kadar daha önceden IM etkileri göstermelerinden dolayı, yine bu HMC580ST89 entegresi de beklenen şekilde giriş işaret genliği -6 dB kadarken ve bu girişte verdiği  $-6 + 21 = 15$  dB seviyelerinden itibaren IM'e sebep olmaktadır.

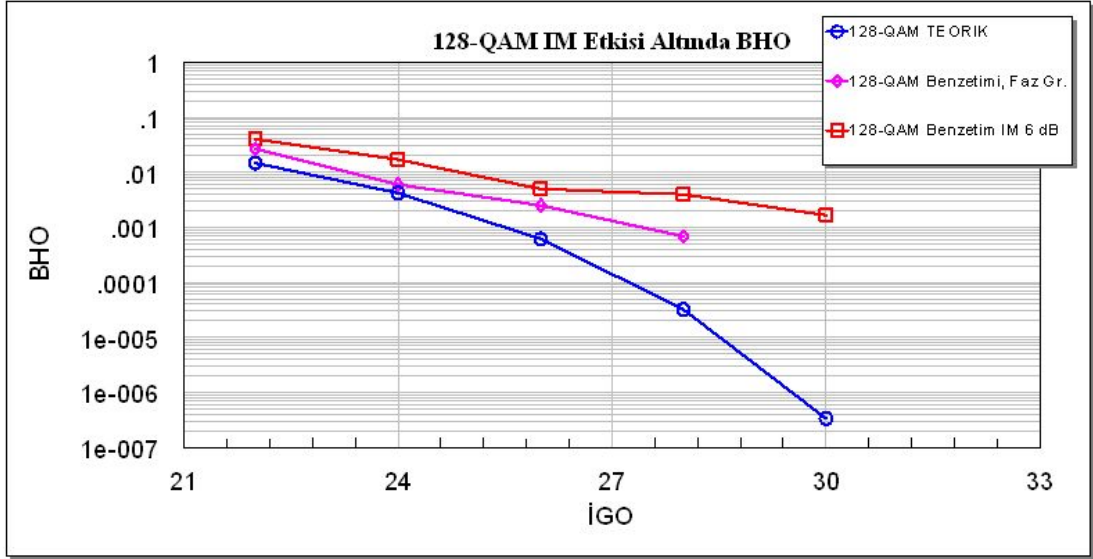


Şekil 7.32 İşaret kuvvetlendiricilerde IM'in BHO üzerindeki etkilerini gösterimi.

Mikser IM etkisi incelemelerinde yapıldığı gibi, donanım testlerinin doğrulanması açısından Microwave Office’te faz gürültülü RF LO’lar içeren haberleşme sisteminde işaret kuvvetlendiricilerden kaynaklanan IM etkisini incelemek üzere bir düzenek kurulmuştur. Bu düzenek yine GSM-1800 bandında gerçekleştirilmiştir. Donanım testlerini birebir gerçekleştiren bu benzetim ortamında yine örnek teşkil etmesi için 128-QAM ele alınmıştır. İşaret kuvvetlendiricinin yol açtığı 3 dB ve 6 dB olmak üzere iki farklı benzetim sonucu elde edilmiştir. Aynı zamanda, IM etkisi olmadan sadece faz gürültülü sonuç ile teorik eğriler de aynı grafiklerde verilerek karşılaştırmalara yardımcı olunmuştur. Farklı IM etkilerini gösteren bu grafikler Şekil 7.33 ve 7.34’te sunulmaktadır.



Şekil 7.33 Faz gürültülü donanım testlerinde 128-QAM benzetim sonucu ile aynı faz gürültülü ortamda işaret kuvvetlendiricide 3 dB’lik IM etkisinin karşılaştırılması.



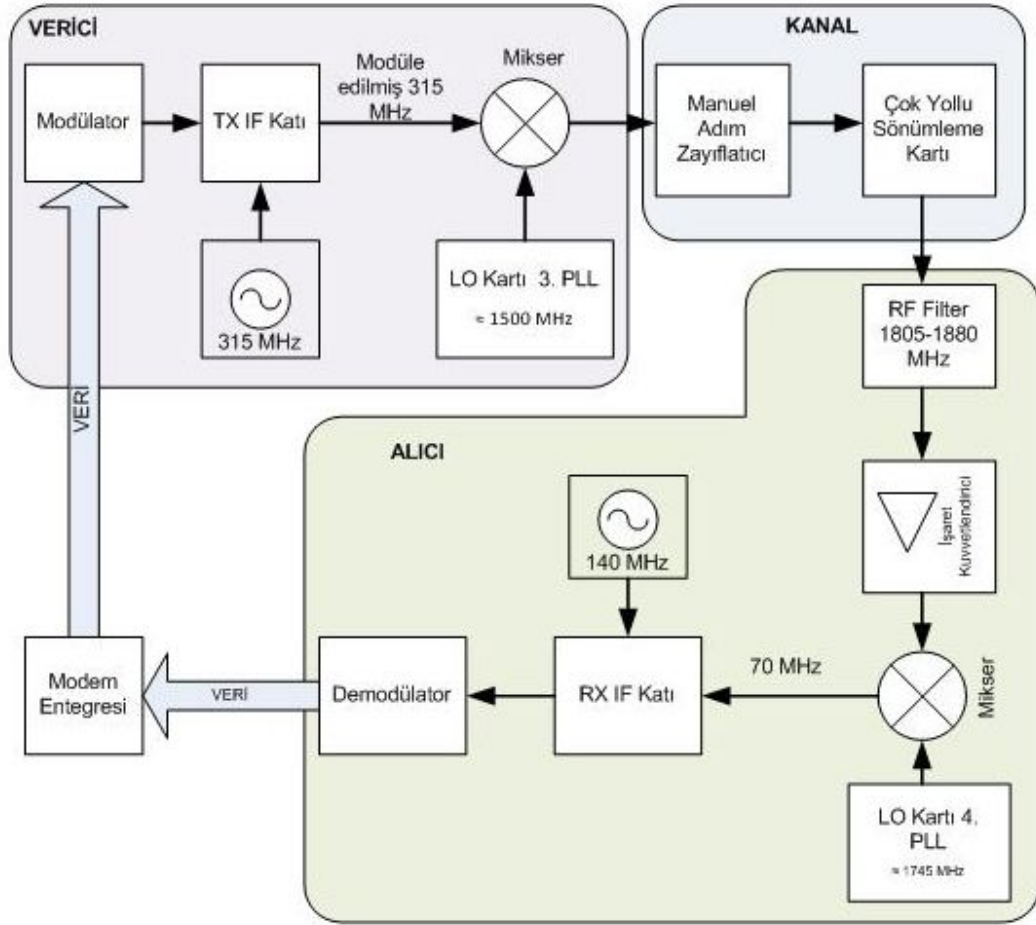
Şekil 7.34 Faz gürültülü donanım testlerinde 128-QAM benzetim sonucu ile aynı faz gürültülü ortamda işaret kuvvetlendiricide 6 dB’lik IM etkisinin karşılaştırılması.

İşaret kuvvetlendiricilerden ve mikserlerden kaynaklanan IM etkilerinin haberleşme performansına ekledikleri bozucu etkilerinin benzer oldukları hem donanım hem de benzetim çalışmaları ile elde edilmiştir. Bu etkiler, donanımda kullanılan fiziksel entegrelerin performanslarına bağlı olmakla birlikte, IM etkisi ile veri taşıyan işaretin bozulması ve yan bantlardaki gürültü seviyesinin yükselmesi işaret kuvvetlendiricilerde ve mikserlerde benzerdir. IM derecesi arttıkça, haberleşme performansında büyük düşüşler meydana gelmektedir. IM etkisi olmazsa, yüksek giriş işaretleri ile birlikte haberleşme bandında daha yüksek güçte işaretleşme mümkün olacak ve İGO değeri yükselmesi ile birlikte BHO oldukça düşecektir. Ancak, doğrusal olmayan sistemlerin başında gelen işaret kuvvetlendiriciler ve mikserlerin belirli maksimum giriş genlikleri bulunmaktadır ve bu parametreler göz önüne alınarak haberleşme sistemlerinin tasarlanması gerekmektedir.

## 7.4. Çok Yollu Sönümlenme Testleri

Çok yollu sönümlenme test ortamı faz gürültüsü test ortamına benzer bir yapıdadır. Ancak, bu testte kanalı modelleyen ayarlı adım zayıflatıcı ardına çok yollu sönümlenme kartı da eklenmiştir. Vericiden sonra LO ile çarpılan işaret GSM-1800 bandına taşınıp, ayarlı zayıflatıcıdan sonra çok yollu sönümlenme kartına girmektedir. Bu kartta yan kanallarla bölünüp, sönümlenme etkileri eklenen veri taşıyan işaret, alıcı LO katlarından geçerek tekrar temel bantta modem entegresine girip haberleşme döngüsü tamamlanır. Çok yollu sönümlenme testi ortamı Şekil 7.35'te verilmiştir.

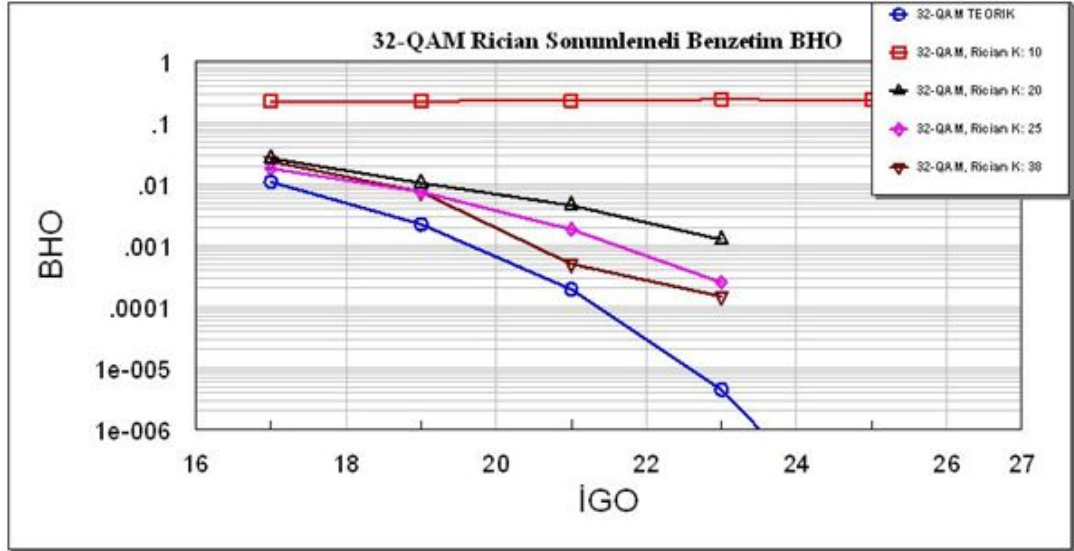
Çok yollu sönümlenme testlerinde, yan kanalların gücü ayarlanarak farklı Rician K parametrelili sönümlenme ortamları ortaya çıkarılmıştır. Test ortamında farklı K'lar ile elde edilen sönümlenmeler altında, QAM modülasyonuna ait BHO eğrileri elde edilecektir. Testlerin yapıldığı haberleşme sisteminde kullanılan RF LO işaretleri LO kartı üzerindeki dither-off modundan çalıştırılan üçüncü ve dördüncü LO birimleri tarafından sağlanmaktadır (Bkz. Tablo 6.4). Sırası ile  $0.59 \text{ RMS}^\circ$  ve  $0.62 \text{ RMS}^\circ$  toplam faz gürültüsüne sahip olan bu LO işaretleri ile yapılan Rician tipi çok yollu sönümlenme testlerinde sönümlenme ve faz gürültüsünün birleşik etkileri elde edilecektir.



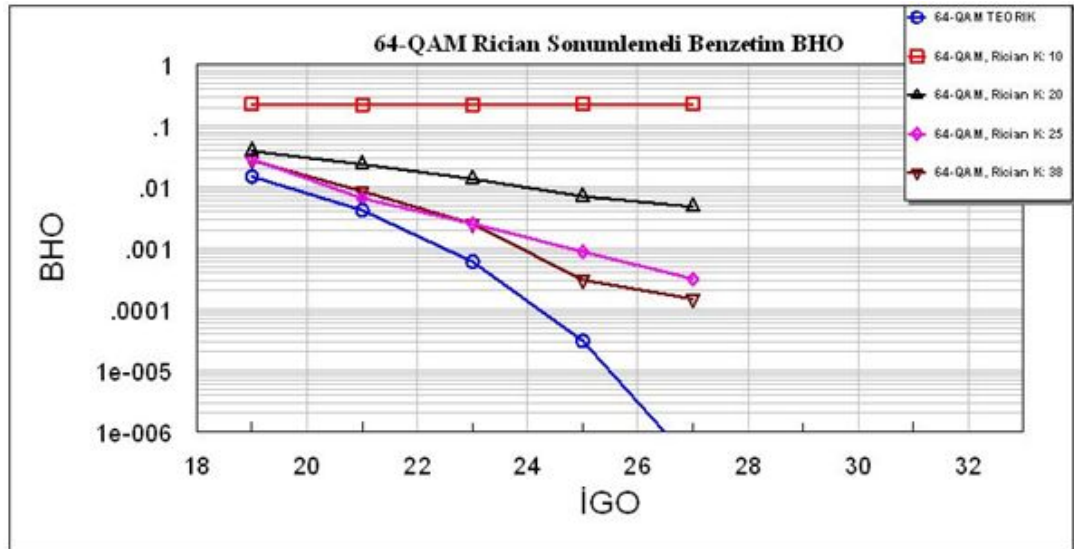
Şekil 7.35 Çok Yollu Sönümlenme Test Ortamı.

Benzetim ortamında 32-QAM, 64-QAM ve 128-QAM için faz gürültülü ve Rician sönümlenmeli kanalda Rician kanal parametresi  $K=10, 20, 25$  ve  $38$  için BHO grafikleri elde edilmiştir. Benzetimle ayrıca QAM modülasyonu için elde edilen teorik BHO grafikleri de sonuçların karşılaştırılması için verilmiştir. Elde edilen grafiklerden çıkarılan sonuçlara göre donanım testleri yapılmıştır. Benzetim BHO grafikleri Şekil 7.36, 7.37 ve 7.38’de verilmiştir. Grafiklerde görüleceği üzere,  $K=10$  için yapılan tüm QAM modülasyonlarında, benzetim haberleşme sistemi 0,5 gibi çok yüksek değerlerde BHO ortaya çıkarmıştır.  $K=10$  için elde edilen yüksek BHO’dan sonra QAM için Rayleigh sönümlenmesi testlerine 0.5 BHO’dan bile daha yüksek BHO değerleri vereceğinden gerek görülmemiştir. Diğer taraftan, modülasyon seviyesi arttıkça

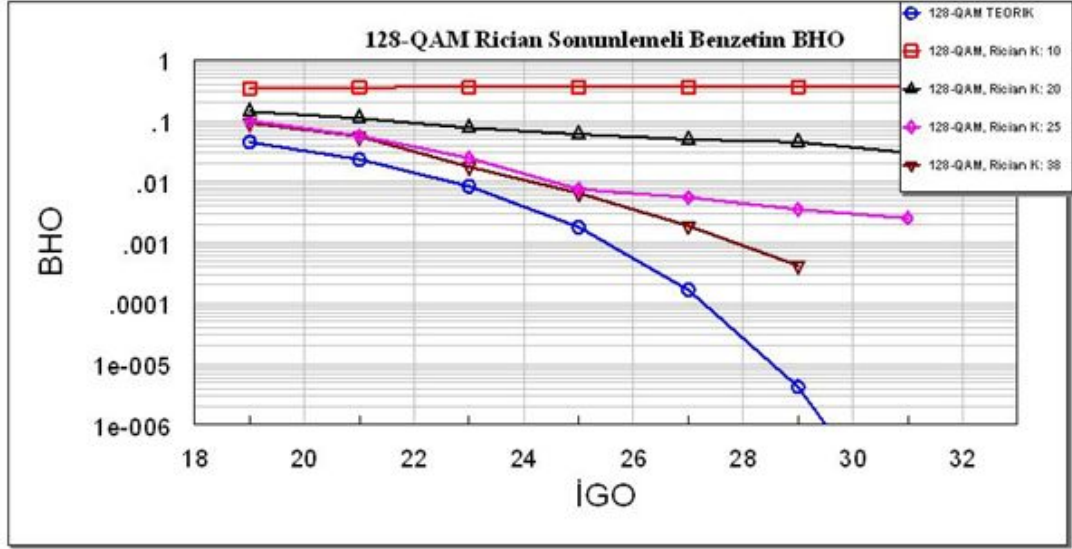
sönümlemenin BHO üzerinde bozucu etkisi de artmaktadır. K arttıkça BHO iyileşmekte, K'nın yeterince yüksek değerlerinden sonra BHO çok değişmemektedir. Bu durum, K=20 ile K=25 arasındaki 5 dB'lik farka rağmen, aralarında 13 dB fark bulunan K=25 ile K= 38 daha benzer benzetim BHO sonuçları elde edilmesiyle açıklanabilir.



Şekil 7.36 32-QAM için faz gürültülü Rician sönümlemeli benzetim ortamında BHO.



Şekil 7.37 64-QAM için faz gürültülü Rician sönümlemeli benzetim ortamında BHO.



Şekil 7.38 128-QAM için faz gürültülü Rician sönümlenmeli benzetim ortamında BHO.

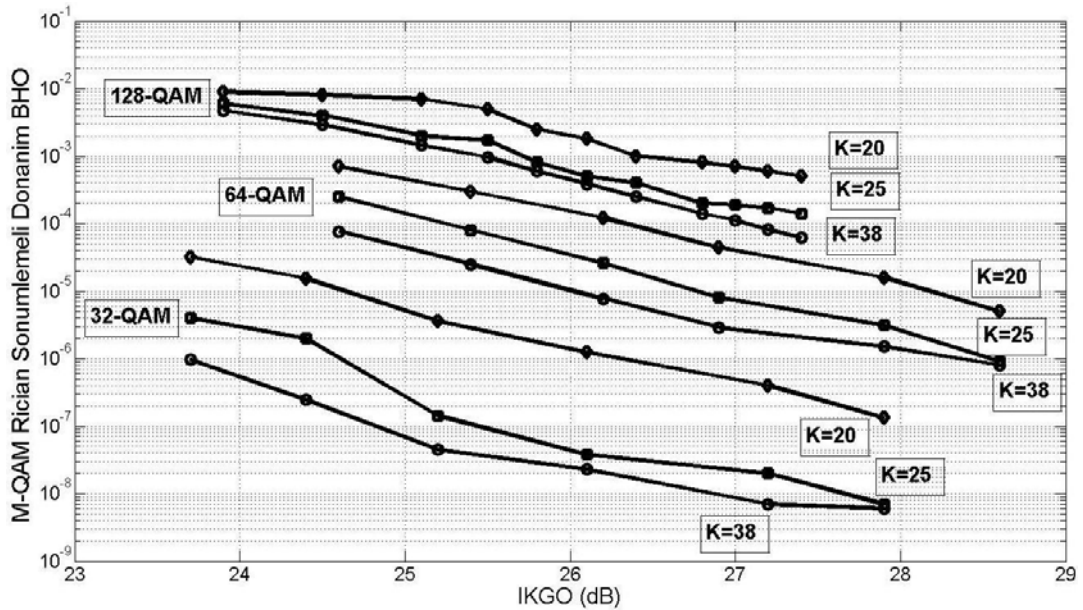
Çok yollu sönümlenme etkileri altında elde edilen benzetim sonuçlarından yola çıkılarak donanım testleri planlanmıştır. Benzetim testlerinde, 32-QAM, 64-QAM ve 128-QAM için  $K=10$ 'da yüksek BHO elde edildiğinden ( $10^{-3}$  BHO değerinin üstünde sonuç alındığından)  $K=10$  değeri donanım testlerine dahil edilmemiştir. Diğer donanım testlerinde olduğu gibi;  $10^{-3}$  BHO değerlerinden daha yüksek hata oranları ile haberleşmenin sağlıklı çalışmayacağı kabulünden dolayı bu değer üst sınır olarak kabul edilmiştir.

Rician sönümlenme modelinde anlatıldığı gibi,  $K$  parametresi doğrudan görüş hattı ile yan yolların toplam güçleri oranı olup,  $K$  arttıkça kanalda sönümlenme etkisi de azalmaktadır. Sönümlenme donanım testlerinde, çok yollu sönümlenme kartı üzerinde yapılan ayarlamalar ile  $K$  parametresi 20, 25 ve 38 dB olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu ayarlamalar, yan yolların boylarını ayarlama için kullanılan sarımlı (coaxial) kablolar ucuna RF zayıflatıcılar takılarak yapılmıştır. Her ne kadar, Rician sönümlenme modelindeki  $K$  değeri hassas ayarlanmış ve her bir yolun genişliğinin birbirinden bağımsız olarak rastgele salınımı Wein-Bridge osilatörlerle sağlanmış olsa da rastgele faz konusunda Rician kanal modeli tam olarak gerçekleştirilememiştir. Donanım testlerinde, çok yollu sönümlenme kartındaki her bir yolun birbirinden yaklaşık  $120^\circ$  faz farkı ile güç



toplayıcısına ulaşmasının ve her kanalın genliğinin rastgele değişmesinin fazda da rastgele değişmelere yol açmasının düzgün dağılımlı faz değişmelerine yol açacağı kabul edilmiştir.

Verici ve alıcı birimlerin birçok kısmını barındıran genel amaçlı haberleşme kartında, alış seviyesi alarmı alınmayan en düşük N-MSE değerinden başlanılarak BHO değerleri elde edilebilen QAM modülasyonlarında donanımsal testler yürütülmüştür. Şekil 7.39’da donanım testleriyle elde edilen 32-QAM, 64-QAM ve 128-QAM için, faz gürültülü haberleşme sistemi üzerinde  $K=20$ , 25 ve 38 olmak üzere üç farklı Rician kanal sönümlmeli BHO eğrileri verilmiştir. Bu eğrilerde sönümleme etkileri gözlemlenebilirken, aynı zamanda sönümleme bozucu etkisiyle birleşen faz gürültüsünün bit hata olasılıklarını sınırlandırıcı etkisi de bulunmaktadır. Bu yüzden N-MSE arttıkça BHO eğrilerinde orantılı bir düşüş gözlemlenmemektedir.

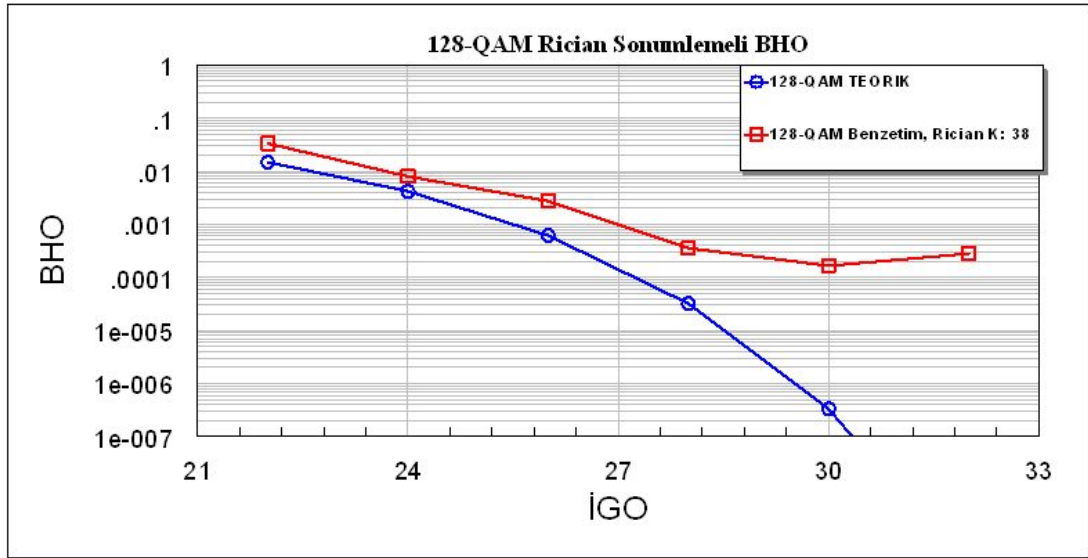


Şekil 7.39 QAM modülasyonlarında faz gürültülü ve Rician sönümlmeli BHO.

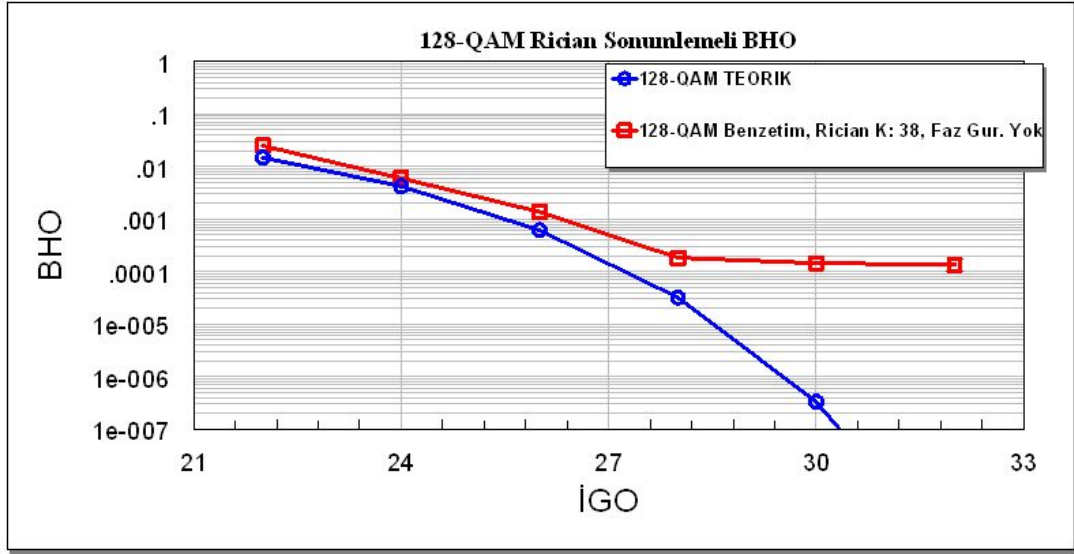
Donanım testlerinde benzetim testlerine benzer sonuçlar elde edilmiştir. Modülasyon seviyesi (M) arttıkça sönümlemenin bozucu etkileri de artmaktadır. Yine benzer şekilde; K arttıkça BHO iyileşmekte, K'nın yeterince yüksek değerlerinden sonra

BHO çok değişmemektedir. Bu durum donanım testleri sonucu verilen Şekil 7.39’da  $K=25$  ile  $K=38$  eğrilerinin birbirlerine yakın sonuçlar vermesi ile grafiklerde ortaya çıkmıştır. Sonuç olarak, Rician sönümlmeli ortamda modülasyon seviyesine ve test ortamına göre değişmekle birlikte, 32-QAM, 64-QAM ve 128-QAM için  $K=25$  ve daha yüksek  $K$  değerleri ile elde edilen sonuçlar benzer çıkacaktır.

Yukarıda verilen çok yollu sönümlleme benzetim ve donanımsal testler sonucu elde edilen BHO grafiklerden görüldüğü üzere, İGO yüksek değerlere yaklaşmasına rağmen BHO değerlerinde düşüş küçük çaplı olmaktadır. Bu durumu incelemek üzere, benzetimle 128-QAM için faz gürültüsüz ve Rician sönümlmeli haberleşme sistemi kurulmuştur; faz gürültüsünden ve Rician kanal modelinden kaynaklanan bozucu etkilerin tam anlaşılması amaçlanmıştır. Şekil 7.40’da faz gürültülü LO işaretleri ile 128-QAM için Rician sönümlmeli kanalda  $K=38$  olmak üzere benzetimle elde edilen BHO grafiği bulunurken, Şekil 7.41’de ise aynı benzetim ortamında faz gürültüsüz LO’lar kullanılarak elde edilen BHO grafiği yer almaktadır.



Şekil 7.40 128-QAM’de  $K=38$  Rician Sönümlmeli ve Faz Gürültülü BHO.



Şekil 7.41 Faz gürültüsüz 128-QAM’de K=38 Rician Sönümlenmeli BHO.

Şekil 7.40 ve 7.41 sayesinde, benzetim ortamında tüm parametreler aynı tutularak ve sadece LO faz gürültüleri Microwave Office programında kaldırılarak yalnız olarak Rician sönümleme etkisi 128-QAM modülasyonunda gözlemlenmiştir. Faz gürültüsünün benzetim testlerinde kaldırılmasına rağmen BHO eğrilerinde büyük değişiklikler oluşmamıştır ve BHO yüksek İGO değerlerinde yatay seyretmektedir. Böylece, BHO düşüşünü sınırlayan etkenin çok yollu sönümleme olduğu ve sönümleme etkisinin Tablo 6.5’de verilen dither-off modlarında çalışan LO3’e ait 0.5984 RMS° ve LO4’e ait 0.6213 RMS° faz gürültüsü bozucu etkilerinden daha baskın olduğu gösterilmiştir. Ayrıca, faz gürültüsü testlerinde sönümlemesiz ortamda verilen grafiklerden de görülebileceği üzere, 128-QAM BHO grafiklerinde 30 dB İGO değerlerinde  $10^{-7}$  hata oranları yakalanabilmişken, sönümlenmeli ortamda bu değerlere ulaşamamıştır.

## 8. SONUÇLAR VE GELECEĞE YÖNELİK ÇALIŞMALAR

Bu çalışmada, farklı modülasyon tekniklerinde gerçek hayatta karşılaşılan faz gürültüsü, spur işaretler, intermodülasyon ve çok yollu sönümlenme etkileri haberleşme sistemleri donanımları üzerinde incelenmiştir. Aynı zamanda bu donanımları birçok yönü ile kapsayan benzetim çalışmaları da yapılmış ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Faz gürültüsü testlerinde LO tasarımında trend olan kesirli-N PLL entegreleri kullanılarak üretilen işaretler kullanılmıştır. Bu tip entegrelerdeki düşük faz gürültüsü (dither-off) modu ile spur işaretsiz (dither-on) modu karşılaştırması yapılmış ve spur giderme yöntemi (dither) testlerde elde edilen BHO ile değerlendirilmiştir. Spur işaretler incelemelerinde de haberleşme sistemlerinde farklı ofset ve güçteki spur işaretler içeren LO kaynaklarının nasıl etkiler doğurabileceği sorusuna cevap aranmıştır. Bu iki test ile birlikte, haberleşmede kullanılan modülasyonlar ile elde edilen BHO eğrileri faz gürültüsü ve spur işaretler altındaki davranışları grafikleştirilmiştir.

Faz gürültüsü ve spur işaretler çalışmaları sonucunda, spur işaretlerin etkilerinin faz gürültüsüne göre daha etkisiz kaldığı saptanmıştır. Diğer taraftan spur giderme çalışmalarında spur işaretler yok edilirken daha fazla faz gürültüsü üretildiği donanım ve benzetim çalışmaları ile ortaya çıkarılmıştır. Spur işaretlerin, LO tepe genliğine göre en az 60 dB daha zayıf bir güce sahip olmaları durumunda da haberleşme sistemlerinde bozucu etkilerinin oldukça azaldığı gözlenmiştir. Ayrıca yüksek ofset frekanslarındaki spur işaretlerin daha az bozucu etkiler yarattığı donanım ve benzetim çalışmalarında olduğu gibi haberleşme bandında spektrum analizörle yapılan RF gücü gözleme çalışmaları ile de gösterilmiştir. Çıkarımlar sonucunda, haberleşme sistemleri performansları açısından sistemlerde kullanılan LO'lardaki faz gürültüsünün spur işaretlerden daha öncelikli tasarım parametresi olduğu ortaya çıkmıştır. Spur işaretlerle mücadele edilirken döngü filtresini daraltma, kesirli-N PLL entegrelerindeki kesirli

bölmeyi gerçekleştiren modülüs sayısının uygun ayarlanması ve düşük karşılaştırma oranı-N ile spur seviyelerini düşürmek dither özelliğinden daha etkili yöntemler olduğu ortaya çıkmıştır.

İntermodülasyon etkileri incelemelerinde de yine haberleşme sistemlerinde kullanılan mikser ve işaret kuvvetlendiricilerin intermodülasyona sebep olduğunda ortaya çıkan bozulmalar üzerinde çalışılmıştır. Son yıllarda modülasyonlarda I-Q işaret kümesi belirli açılarla döndürerek sönümlenme etkileri azaltma popüler çalışma alanlarından biri haline gelmiştir. Mikserler ve işaret kuvvetlendiricilerden kaynaklanan IM bozulma beklentilerini ortaya çıkarılarak bu tür geleceğe yönelik çalışmalara ışık tutulmuştur. IM çalışmaları sonucunda, IM üreten bir bloktaki giriş gücünün 1 dB kadar düşmesi ve alıcı alış seviyesinde ve İGO değerlerinde beklenen 1 dB kadar düşüşe rağmen, IM etkisinin azalması ile birlikte BHO değerlerinde büyük iyileşmelere yol açmıştır. Bu yüzden haberleşme sistemlerinde uygulanacak yöntemlerin getirilerinin yolla açabilecekleri IM etkisi ile karşılaştırılması toplam performans artışı açısından büyük önem taşımaktadır.

Çok yollu sönümlenme testlerinde de benzetim ve donanım testleri farklı modülasyonlar üzerinde yürütülmüştür. Donanım testlerinde kullanılan çok yollu sönümlenme kartının verdiği imkanlar çerçevesinde bir adet doğrudan görüş hattı ile birbirlerinden bağımsız faz ve genlikleri rastgele değişen üç yan kanaldan faydalanılmıştır. Yan kanalların güçleri ayarlanarak Rician sönümlenme bu modeli donanımla gerçekleştirilmeye çalışılmış ve modelin benzetim sonuçları ile haberleşme sistemi sonuçları karşılaştırılmıştır. Rician kanal parametresi, K arttıkça BHO iyileşmekte, K'nın yeterince yüksek değerlerinden sonra BHO'nun çok değişmediği görülmüştür. Ayrıca, faz gürültülü ve sönümlenmeli ortamdaki donanım testlerinde BHO eğrilerinin belirli bir sınıra dayandığı gözlemlenmiştir. BHO sınırlandırıcı etkisinin araştırılması amacı ile benzetim ortamında faz gürültüsü değerlerinin kaldırılarak yapılan kontrollü deneyde yine benzer BHO limitleriyle karşılaşılmıştır. Böylece, kurulan haberleşme bağlantısı performans çıktıları üzerinde, kanal sönümlenmesinin

donanım testlerinde ölçülen faz gürültüsü etkilerine göre daha fazla bozucu etkiler yarattığı sonucuna varılmıştır.

Sonuç olarak, faz gürültüsünün BHO eğrileri üzerinde etkileri incelenmiş ve spur işaretlerle mücadele yöntemlerinin artı ve eksileri açıklanmıştır. Spur işaretlerin, makul ofset frekanslarında ve genlik seviyelerde haberleşme sistemlerini faz gürültüsü kadar bozmadıkları testlerde görülmüştür. Diğer taraftan, işaret seviyesinin önemli olduğu mikserler ve işaret kuvvetlendiricilerden kaynaklanan IM etkilerinin de BHO performanslarına negatif etkileri gösterilmiştir. IM etkisinin, alıcı seviyesi yüksekliğinin iyileştirici etkilerini bile ortadan kaldıracak şekilde haberleşmeyi bozduğu sonucuna varılmıştır. Ayrıca, sönümleme testlerinde elde edilen grafiklerle ve kontrollü deneylerle sönümleme etkisi faz gürültülü ve faz gürültüsüz ortamda incelenmiştir. GSM-1800 bandında yapılan  $K= 38$  ve  $58$  parametrelili Rician kanal modelinin faz gürültüsünden daha fazla haberleşme performansını azalttığı saptanmıştır.

Gelecekte yapılacak çalışmalarda, tezde incelenen her bozucu etkinin değişim birimleri başına farklı modülasyonlarda sebep oldukları bit hataları haritaları çıkarılması çalışmaları faydalı olacaktır. Diğer taraftan, birden çok bozucu etkinin bulunduğu test ortamlarında bozucu etkilerin baskınlık dereceleri çıkarılarak, haberleşme tasarımlarında bozucu etki takası ve yapılabilecek performans feragatlerinin incelenmesi faydalı olacaktır.

## KAYNAKLAR

- [1] Grebenkemper, C. J., Local Oscillator Phase Noise and its Effect on Receiver Performance, *WJ Tech. Notes* 1981.
- [2] Proakis, J. G., *Digital Communications*. Fourth Edition McGraw-Hill, 2001
- [3] Agilent Technologies. Testing and Troubleshooting Digital RF Communications Receiver Designs, *Application Note 1314*, March 2002.
- [4] Oscilent Corporation, 802-RF1842.5M-A datasheet, April 2003.
- [5] Agilent Technologies. Digital Modulation in Communications Systems - An Introduction. *Application Note 1298*, 2000.
- [6] Crawford, J.A., *Frequency Synthesizer Design Handbook*, Artech House, 1994
- [7] Crawford, J.A., *Advanced Phase-Lock Techniques*, Artech House, 2008
- [8] Kester, W. Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter. *Analog Devices Tutorial MT-008*, 2009.
- [9] Banerjee, D., *PLL Performance, Simulation, and Design*, Fourth Edition, <http://www.national.com/appinfo/wireless/deansbook.pdf>
- [10] Analog Devices, PLL Frequency Synthesizer ADF4156 datasheet, 2005.
- [11] Valenta, V., Baudoin, G., Villegas, M., "Phase Noise Behaviour Of Fractional-N Synthesizers With  $\Delta\Sigma$  Dithering For Multi-Radio Mobile Terminals", *IEEE Research in Microelectronics and Electronics*, June 22 2008, pp 157-160.

- [12] Analog Devices, PLL Frequency Synthesizer ADF4156 datasheet, 2006.
- [13] Pedro, J.C., Carvalho, N.B., *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, Artech House, 2003.
- [14] Yapıcı, A. Ç., Haberleşme Sistemlerinde Doğrusal Olmayan Mikrodalga Güç Kuvvetlendiricilerinin Sebep Olduğu Bozulmaların Doğrusallaştırma Teknikleri ile Giderilmesi, Doktora Tezi, Erciyes Üniversitesi, Kayseri, 2008.
- [15] Mini-Circuits, Understanding Mixers: Terms Defined and Measuring Performance. *Application Note AN-00-009*, 2008.
- [16] Stüber, G.L., *Principles of Mobile Communication*. Second Edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [17] Analog Devices, Demonstration of ADIsimPLL Design Tool, 2009, [http://forms.analog.com/form\\_pages/rfcomms/adisimpll.asp](http://forms.analog.com/form_pages/rfcomms/adisimpll.asp)
- [18] Synergy Microwave, Surface Mount DCMO60170 series VCO datasheet, 2006.
- [19] Synergy Microwave, Surface Mount DCMO150320 series VCO datasheet, 2006.
- [20] Agilent Technologies, 11757B Multipath Fading Simulator/Signature Test Set, Product Overview, August 2001.
- [21] Mini-Circuits, BP4P1+ Power Splitter/Combiner datasheet.
- [22] Texas Instruments. Sine-Wave Oscillator. *Application Report*, March 2001,
- [23] Mini-Circuits, MVA-2000+ Voltage Variable Attenuator Datasheet.



## ÖZGEÇMİŞ

Altan ALPARSLAN, 1983 yılında Malatya’da doğdu. İlköğrenimini Malatya’da, lise öğrenimini İstanbul’da tamamladı. 2001 yılında Sabancı Üniversitesi Mühendislik ve Fen Bilimleri Fakültesi’nde yüksek öğretime başladı. 2002 yılında Sabancı Üniversitesi’nden ayrılarak, Milli Eğitim Bakanlığı Bursu ile lisans eğitimine University of Southern California’da (USC) devam etti. 2006 yılında USC’den Elektronik Mühendisi unvanını alarak yurda dönüş yaptı. Ağustos 2006’da TÜBİTAK UEKAE’de araştırmacı olarak göreve başladı. 2007 yılı Ocak ayında Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik Mühendisliği anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı. Halen lisansüstü eğitimine devam etmektedir.