İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

VERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ İLE TASARLANAN SEĞİRME ÖLÇÜM YÖNTEMLERİ VE UYGULAMALARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Emre ÇETİN

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

MAYIS 2012

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

VERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ İLE TASARLANAN SEĞİRME ÖLÇÜM YÖNTEMLERİ VE UYGULAMALARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Emre ÇETİN

(504091240)

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. TÜRKER KÜYEL

MAYIS 2012

İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504091240 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Emre ÇETİN**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **"VERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ İLE TASARLANAN SEĞİRME ÖLÇÜM YÖNTEMLERİ VE UYGULAMALARI "** başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı :	**Yrd. Doç Dr. Türker KÜYEL** İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
Jüri Üyeleri :	**Prof. Dr. Ece Olcay GÜNEŞ** İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
	Doç. Dr. Zehra ÇATALTEPE İstanbul Teknik Üniversitesi	.....

Teslim Tarihi : **04 Mayıs 2012**
Savunma Tarihi : **07 Haziran 2012**

Güzel anneme, aileme ve sevdiklerime,

ÖNSÖZ

Bu tezi hazırlarken bana her türlü yardımı esirgemeyip destek olan Tez Hocam Yrd. Doç Dr. Türker Kuyel'e, karşılaştığım sorunlarda bana yardımcı olan Yrd. Doç. Dr. Devrim Yılmaz Aksın'a ve tüm İTÜ öğretim üyelerine, proje arkadaşlarım Çağlar Özdağ ve Harun Sokullu'ya, projeye ve yüksek lisans öğrenimime katkı sağlayan TÜBİTAK Bilim İnsanı Destekleme Daire Başkanlığı'na (BİDEB), çalıştığım süre boyunca tezim için vakit ayırmama izin veren arkadaşım Aziz Bulut'a, çalıştığım projeyi destekleyerek katkı sağlayan Türkiye Bilişim Derneği'ne ve her zaman yanımda olan, maddi ve manevi desteğini esirgemeyen değerli aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Mayıs 2012

Emre ÇETİN
(Elektronik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **vii**
İÇİNDEKİLER ..... **ix**
KISALTMALAR ..... **xi**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xiii**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xv**
ÖZET ..... **xix**
SUMMARY ..... **xxi**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Tezin Amacı 1
1.2 Literatür Araştırması 1
1.3 Faz Gürültüsü ve Seğirme ile İlişkisi 7
1.4 Seğirme Gürültüsü ve Seğirmenin İşaret Gürültü Oranına Etkisi 12
1.5 Deneylerde Kullanılan Kaynakların Faz Gürültü ve Seğirme Ölçümleri 20
1.5.1 Rohde Schwarz SMA100A ön panel ölçümleri 20
1.5.2 Rohde&Schwarz SMA100A arka panel ölçümleri 26
1.5.3 Agilent 33250A ölçümleri 31
2. ÇİFT FFT (DUAL FFT) TEKNİĞİ **39**
2.1 Çift FFT (Dual FFT) Tekniği ile Yapılan Ölçümler 41
2.1.1 Saat işareti Rohde&Schwarz SMA100A iken yapılan ölçüm 43
2.1.2 Saat işareti Rohde&Schwarz SMA100A arka panel iken yapılan ölçüm 45
2.1.3 Saat işareti Agilent 33250A iken yapılan ölçüm 47
3. ÇİFT HİSTOGRAM TEKNİĞİ **53**
3.1 Çift Histogram Tekniği ile Yapılan Ölçümler 54
3.1.1 Saat işareti Rohde&Schwarz SMA100A iken yapılan ölçüm 57
3.1.2 Saat işareti Rohde&Schwarz SMA100A arka panel iken yapılan ölçüm 58
3.1.3 Saat işareti Agilent 33250A iken yapılan ölçüm 61
4. FARKSAL ÖRNEKLEME METODU **69**
4.1 Farksal Örnekleme Tekniği ile Yapılan Ölçümler 71
4.1.1 ADC'lerin iç seğirmelerinin hesaplanması 72
5. ÖLÇÜM SONUÇLARININ TOPLU GÖSTERİMİ **77**
6. BİRBİRİNDEN BAĞIMSIZ OLARAK GİRİŞ VE SAAT SEĞİRMESİ ÖLÇMEK İÇİN DÜZENEK TASARIMI **81**
6.1 Test Düzeneklerinin Kurulması ve Yapılan Ölçümler 84
6.1.1 (Giriş R&S (1) ön panel, saat R&S (2) ön panel) iken saat seğirme hesaplama 87
6.1.2 (Giriş R&S (1) ön panel, saat R&S (2) ön panel) iken giriş seğirme hesaplama 93
6.1.3 (Giriş R&S (2) ön panel, saat R&S (1) ön panel) iken saat seğirme hesaplama 95

6.1.4 (Giriş R&S (2) ön panel, saat R&S (1) ön panel) iken giriş seğirme hesaplama 98
6.1.5 (Giriş R&S (1) ön panel, saat R&S (1) arka panel) iken saat seğirme hesaplama 100
6.1.6 (Giriş R&S (1) ön panel, saat R&S (1) arka panel) iken giriş seğirme hesaplama 103
6.1.7 (Giriş R&S (2) ön panel, saat Agilent 33250A iken saat seğirme hesaplama 105
6.1.8 (Giriş R&S (2) ön panel, saat Agilent 33250A) iken giriş seğirme hesaplama 108
6.1.9 (Giriş Agilent 33250A, saat R&S (2) ön panel) iken saat seğirme hesaplama 112
6.1.10 (Giriş Agilent 33250A, saat R&S (2) ön panel) iken giriş seğirme hesaplama 117
7. SONUÇ VE ÖNERİLER 121
KAYNAKLAR 123
EKLER 125
ÖZGEÇMİŞ 155

KISALTMALAR

ADC : Analog to Digital Converter, Analog-Sayısal Çeviric
BIST : Build-in Self Test, Kendi Kendini Test Özelliği
CDF : Cumulative Distribution Function, Olasılık Dağılım Fonksiyonu
DSP : Digital Signal Processor, Sayısal İşaret İşlemcisi
FFT : Fast Fourier Transform, Hızlı Fourier Dönüşümü
FS : Full Scale, Tam Skala
iFFT : Inverse FFT, Ters Fourier Dönüşümü
LSB : Least Significant Bit, En anlamsız Bit değeri
PDF : Probability Density Function, Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
PLL : Phase Locked Loop, Faz Kilitlemeli Çevrim
RMS : Root Mean Sqaure, Karelerinin Ortalamasının Karekökü
SNR : Signal to Noise Ratio, İşaret Gürültü Oranı
TIE : Time Interval Error, Zaman Aralığı Hatası

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : 2.1.1 durumu için elde edilen FFT sonuçları. 43
Çizelge 2.2 : 2.1.2 durumu için elde edilen FFT sonuçları. 46
Çizelge 2.3 : 2.1.3 durumu için elde edilen FFT sonuçları. 48
Çizelge 2.4 : 2.1.3 durumu için 80MHz'de elde edilen FFT sonuçları. 48
Çizelge 3.1 : 3.1.2 durumu için Çift Histogram 2. Yöntem Sonuçları. 60
Çizelge 3.2 : 3.1.3 durumu için 76.5MHz'de Çift Histogram 2. Yöntem Sonuçları. 63
Çizelge 3.3 : 3.1.3 durumu için 80MHz'de Çift Histogram 2. Yöntem Sonuçları.... 67
Çizelge 5.1 : İki adet Rohde&Schwarz SMA100A ile yapılan ölçümler. 77
Çizelge 5.2 : Giriş işaretinin R&S SMA100A ön panel, saat işaretinin R&S arka panel olduğunda yapılan ölçümler. 78
Çizelge 5.3 : Giriş işaretinin R&S SMA100A ön panel, saat işaretinin Agilent 33250A (76.5MHz) olduğunda yapılan ölçümler. 79
Çizelge 5.4 : Giriş işaretinin R&S SMA100A ön panel, saat işaretinin Agilent 33250A (80MHz) olduğunda yapılan ölçümler. 80
Çizelge 6.1 : Kabloların propogasyon gecikmeleri 85
Çizelge 6.2 : Giriş R&S SMA100A (1) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (2) Ön Panel olduğunda saat seğirme değerleri. 91
Çizelge 6.3 : Giriş R&S SMA100A (1) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (2) Arka Panel olduğunda giriş seğirme değerleri. 94
Çizelge 6.4 : Giriş R&S SMA100A (2) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (1) Ön Panel olduğunda saat seğirme değerleri. 96
Çizelge 6.5 : Giriş R&S SMA100A (2) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (1) Ön Panel olduğunda giriş seğirme değerleri..... 98
Çizelge 6.6 : Giriş R&S SMA100A (1) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (1) Arka Panel olduğunda saat seğirme değerleri..... 101
Çizelge 6.7 : Giriş R&S SMA100A (1) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (1) Arka Panel olduğunda giriş seğirme değerleri. 103
Çizelge 6.8 : Giriş R&S SMA100A (2) Ön Panel, Saat Agilent 33250A olduğunda saat seğirme değerleri. 106
Çizelge 6.9 : Giriş R&S SMA100A (2) Ön Panel, Saat Agilent 33250A olduğunda giriş seğirme değerleri. 108
Çizelge 6.10 : Giriş R&S SMA100A (2) Ön Panel, Saat Agilent 8648D olduğunda giriş seğirme değerleri. 112
Çizelge 6.11 : Giriş Agilent 33250A , Saat R&S SMA100A (2) Ön Panel olduğunda saat seğirme değerleri. 113
Çizelge 6.12 : Giriş Agilent 33250A , Saat R&S SMA100A (2) Ön Panel olduğunda giriş seğirme değerleri. 118

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : ADC iç seğirme ölçümü için önerilen prensip şema [3]. 4
Şekil 1.2 : Seğirme ölçümü için önerilen prensip şema [4]. 5
Şekil 1.3 : Seğirme ölçümü için önerilen düzenek [5]. 6
Şekil 1.4 : İdeal olmayan bir işaret üretecinin frekans spektrumu [7]. 7
Şekil 1.5 : Faz Gürültüsü Eğrisinin Yaklaşık Eşdeğeri [7]. 8
Şekil 1.6 : Faz gürültüsü eğrisinin parçalı-lineer değiştiği varsayımı ile yeniden çizimi [7]. 10
Şekil 1.7 : Zamanlama Seğirmesinin Örneklenen İşarete Etkisi [9]. 13
Şekil 1.8 : İdeal N-bit ADC'de Giriş-Çıkış eğrisi ve kuantalama gürültüsü [10]. 15
Şekil 1.9 : Kuantalama gürültüsünün zamana göre değişimi [10]. 15
Şekil 1.10 : İki adet Rohde&Schwarz SMA100A ile 100MHz giriş frekansında elde edilen FFT grafiği. 18
Şekil 1.11 : Rohde&Schwarz SMA100A Faz Gürültüsü Eğrisi [11]. 19
Şekil 1.12 : Rohde&Schwarz SMA100A ve Agilent 33250A ile 100MHz giriş frekansında elde edilen FFT grafiği. 20
Şekil 1.13 : FSU26 Spektrum Analizörü faz gürültüsü [12]. 21
Şekil 1.14 : Rohde&Schwarz SMA100A 'nın FSU26 Spektrum Analizörü ile çıkartılan faz gürültüsü eğrisi. 22
Şekil 1.15 : Rohde&Schwarz SMA100A'nın DSA-X 93204A yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri. 24
Şekil 1.16 : Agilent E5052B faz gürültüsü eğrisi. 25
Şekil 1.17 : Rohde&Schwarz SMA100A 'nın Agilent E5052B yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri. 26
Şekil 1.18 : Rohde Schwarz SMA100A Arka Panel Saat İşareti Faz Gürültüsü [11]. 27
Şekil 1.19 : Rohde&Schwarz SMA100A 'nın FSU26 Spektrum Analizörü ile çıkartılan faz gürültüsü eğrisi. 28
Şekil 1.20 : Rohde&Schwarz SMA100A 'nın DSA-X 93204A yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri. 30
Şekil 1.21 : Rohde&Schwarz SMA100A arka panel üretecinin Agilent E5052B yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri. 31
Şekil 1.22 : Agilent 33250A'nın 76.5MHz'de FSU26 Spektrum Analizörü ile çıkartılan faz gürültüsü eğrisi. 32
Şekil 1.23 : Agilent 33250A'nın 76.5MHz'de DSA-X 93204A yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri. 34
Şekil 1.24 : Agilent 33250A üretecinin 76.5MHz'de Agilent E5052B yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri. 35
Şekil 1.25 : Agilent 33250A'nın 80MHz'de FSU26 Spektrum Analizörü ile çıkartılan faz gürültüsü eğrisi. 36
Şekil 1.26 : Agilent 33250A'nın 80MHz'de DSA-X 93204A yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri. 37

Şekil 1.27 : Agilent 33250A üretecinin 80MHz'de Agilent E5052B yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri. 38
Şekil 2.1 : Çift FFT tekniği için önerilen test düzeneği [8]. 40
Şekil 2.2 : Çift FFT tekniği kullanılan test düzeneği. 42
Şekil 2.3 : Agilent 33250A 80MHz frekansında saat işareti olarak kullandığında elde edilen FFT sonucu. 49
Şekil 2.4 : Agilent 33250A 76.5MHz frekansında saat işareti olarak kullandığında elde edilen FFT sonucu. 50
Şekil 3.1 : Çift Histogram tekniği kullanılan test düzeneği. 55
Şekil 3.2 : Minimum Yükselme Eğimi Noktalarının Histogramı. 65
Şekil 3.3 : Maksimum Yükselme Eğimi Noktalarının Histogramı. 66
Şekil 4.1 : Farksal Örnekleme Metodu Prensip Şeması 69
Şekil 6.1 : Birbirinden bağımsız olarak giriş ve saat seğirmesini ölçecek düzenek. . 81
Şekil 6.2 : Bir saat gecikmesi yaratılmış iki girişin örneklenmesi. 82
Şekil 6.3 : Bir saat gecikmesi yaratılmış iki girişin örneklenmesi (hatalı durum)..... 83
Şekil 6.4 : Bir giriş gecikmesi yaratılmış iki girişin örneklenmesi. 83
Şekil 6.5 : Bir giriş gecikmesi yaratılmış iki girişin örneklenmesi (hatalı durum).... 84
Şekil 6.6 : İki adet Rohde&Schwarz SMA100A ile seğirme ölçmek için kullanılan düzenek. 87
Şekil 6.7 : Her iki ADC'den alınan işaretlerin offset ve genlik hatalarının düzeltilmiş hali. 89
Şekil 6.8 : (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkı sonucu oluşan sinüs işareti. 89
Şekil 6.9 : 6.1.1 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni. 90
Şekil 6.10 : 200MHz'de -1dBFS için AD9268 için FFT sonucu. 92
Şekil 6.11 : 6.1.1 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı. 93
Şekil 6.12 : 6.12 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni. 95
Şekil 6.13 : 6.1.2 durumu için birinci ve ikinci kanal için maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı. 95
Şekil 6.14 : 6.1.3 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni. 97
Şekil 6.15 : 6.1.3 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı. 97
Şekil 6.16 : 6.1.4 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni. 99
Şekil 6.17 : 6.1.4 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı. 100
Şekil 6.18 : 6.1.5 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni. 102
Şekil 6.19 : 6.1.5 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı. 102
Şekil 6.20 : 6.1.6 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni. 104
Şekil 6.21 : 6.1.6 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı. 105
Şekil 6.22 : Rohde&Schwarz SMA100A ve Agilent 33250A kaynalarıyla seğirme ölçmek için kullanılan düzenek. 105

Şekil 6.23 : 6.1.7 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni..... 107
Şekil 6.24 : 6.1.7 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı..... 107
Şekil 6.25 : 6.1.8 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni..... 109
Şekil 6.26 : 6.1.8 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı..... 110
Şekil 6.27 : Faz Düzeltmesinden Önce Sıfır Geçiş Noktalarının Histogramı. 110
Şekil 6.28 : Faz Düzeltmesinden Sonra Sıfır Geçiş Noktalarının Histogramı. 111
Şekil 6.29 : 6.1.9 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni..... 114
Şekil 6.30 : 6.1.9 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı..... 114
Şekil 6.31 : Çalışmayan 6.1.9 durumu için geliştirilen yeni yöntem..... 115
Şekil 6.32 : AM modülasyon etkilerini gidermeden önce ADC1(n)-ADC2(n-1) farkının FFT sonucu..... 116
Şekil 6.33 : AM modülasyon etkilerini giderdikten sonra ADC1(n)-ADC2(n-1) farkının FFT sonucu..... 117
Şekil 6.34 : 6.1.10 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni..... 119
Şekil 6.35 : 6.1.10 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı..... 119
Şekil 7.1 : Seğirme Ölçümü için Tasarlanabilecek Düzenek 122

VERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ İLE TASARLANAN SEĞİRME ÖLÇÜM YÖNTEMLERİ VE UYGULAMALARI

ÖZET

Bu çalışmada veri dönüştürücüleri ile tasarlanan seğirme ölçüm yöntemlerinden ve bunların uygulamalarından bahsedilmiştir. Öncelikle seğirmenin tanımı yapılarak değişik seğirme türlerinden bahsedilmiş ve seğirme ölçümü ile ilgili literatür araştırması yapılmıştır. Burada geçmişteki araştırmacıların yaptığı bazı seğirme ölçüm çalışmalarından bahsedilmiştir. Daha sonra seğirmenin bir sistemde işaret gürültü oranına etkisi incelenmiştir. Benzer şekilde seğirme ile faz gürültüsü arasındaki ilişki de detaylandırılarak faz gürültüleri eğrilerinden seğirme hesabının nasıl yapılacağı anlatılmıştır. Bu şekilde cihazların katalog verilerinden seğirme hesapları yapılmış ve elde edilen sonuçlar daha sonra geliştirilen yöntemlerin ölçüm sonumlarını analiz ederken korelasyon amacıyla kullanılmıştır. Çalışmanın devamında doğrudan seğirme ölçümü için kullanılabilecek cihazlardan bahsedilmiş ve laboraturvarda bulunan seğirme ölçüm cihazları ile seğirmesi ölçülmek istenen işaret kaynaklarının seğirme değerleri elde edilmiştir. Yine bu değerler geliştirilen yöntemlerin ölçüm sonuçlarını analiz ederken korelasyon amacıyla kullanılmıştır.

Çalışmanın devamında bir sistemdeki toplam seğirmeyi ölçmek için kullanılabilecek çift FFT ve çift Histogram yöntemleri tanıtılmıştır. Bu iki yöntem daha önceden Texas Instruments firması çalışanları tarafından patentleri alınan yöntemlerdir. Bu yöntemler yeni nesil 16 bit Pipeline (Boru Hattı) ADC'lere (Analog Sayısal Dönüştürücü) uygulanmıştır. Her bir yöntem için ayrıntılı prensip şemalar ve denklemeler verilmiş, oluşturulan algoritmalar ve MATLAB ortamında yazılan kodlar ayrıntılarıyla açıklanmıştır. Bunun devamında bahsedilen iki yöntem yardımıyla Rohde&Schwarz SMA100A ve Agilent 33250A işaret üreteçlerini içeren düzenekler kurularak her düzeneğin seğirme ölçümleri yapılmıştır. Ölçüm sonuçları daha önceden yapılan doğrudan ölçüm sonuçları ve katalog verileri ile karşılaştırılarak yöntemlerin başarımları test edilmiştir. Bunlara ek olarak ADC'lerin iç seğirmelerini ölçmek için kullanılabilecek farksal örnekleme metodundan bahsedilmiş ve AD9268 16 bit Pipeline ADC'li test düzeneğinde belirtilen yöntem uygulanmıştır.

Son olarak da bir veri dönüştürücü sisteminde giriş ve saat işaretlerindeki seğirmeleri birbirlerinden bağımsız olarak ölçmeye dayanan yöntemden bahsedilmiştir. Bu yöntemdeki algoritma ayrıntılı bir şekilde anlatılarak belirli hata parametrelerinin nasıl ortadan kaldırıldığı anlatılmış ve önerilen yöntem 10 farklı deney düzeneğine uygulanarak seğirme ölçümleri yapılmıştır. Veri dönüştürücü sisteminde giriş işaretindeki seğirmenin saat işaretinden çok fazla olduğu durumda saat seğirmesinin ölçümünde tutarsız sonuçlar elde edildiği görülmüştür. Bu durumu düzeltmek için tasarlanan yöntemde geliştirme yapılmış ve gerçeğe daha yakın sonuçlar elde edilmiştir. Son olarak da geliştirilen yöntemleri kullanarak tasarlanabilecek bir

seğirme ölçüm cihazından bahsedilmiştir. Böylece çalışmanın devamı niteliğine olacak yeni bir projenin tanıtımı yapılmıştır.

JITTER MEASUREMENT METHODS USING DATA CONVERTERS AND THEIR APPLICATIONS

SUMMARY

Jitter measurement methods using data converters and their applications are explained in this study. Firstly, jitter is defined and different types of jitter including timing jitter, periodic jitter and cycle-to-cycle jitter are explained. Also a literature search about jitter measurement methods describing some of the previous works to measure system jitter is done in the study. Afterwards, phase noise is explained and its relation with jitter is visuliazed. A MATLAB code is written to compute jitter over a frequency band from a phase noise plot. The code uses piece-wise linear approximation methods to compute jitter from a phase noise plot. Related equations are described and written code is used to calculate jitter of signal generators used in the experiments by their phase noise plots. After that relation between system jitter and signal to noise ratio is revealed. Two experimental setups are used, one consisting Rohde&Schwarz SMA100A very low phase noise signal generator and other consisting Agilent 33250A high phase noise signal generator. It is seen that the setup consisting Agilent 33250A has signal to noise ratio 20dB less than the one consisting Rohde&Schwarz SMA100A. Also known direct jitter measurement methods are explained in the study. These methods involve taking histogram of zero crossings of the DUT (Device Under Test) signal using a fast sampling scope to measure jitter, using a spectrum analyzer to downconvert the DUT signal to a lower frequency band to measure jitter from its phase noise data, or using a signal source analyzer to measure jitter directly from phase noise graph of a DUT signal. Before introducing the proposed jitter measurement methods, two signals generators used in the experiments, Rohde&Schwarz SMA100A and Agilent 33250A, are tested with direct jitter measurement equipments. ITU VLSI laboratory has Rohde&Schwarz FSU26 Spectrum Analyzer, Agilent E5052B signal source analyzer and Agilent DSA-X 93204 fast sampling oscilloscope at the time these study has been carried out. So these two signal jenerators' jitter is measured directly with fast sampling oscilloscope, spectrum analyzer and signal source analyzer. Also signal jenerators' phase noise plots derived from device datasheets are used to calculate their jitter from previously written MATLAB code. All these measurements are used to make correlations with proposed jitter measurement methods. Experimental results show that fast sampling scope Agilent DSA-X 93204 is unable to compute jitter accurately for signals which have a moderate slew rate (for example a 80MHz sine wave). It is seen that jitter results of fast sampling scope improves as signal slew rate increases, so it has a slew-rate dependent jitter measurenet floor. Experimental results show that Rohde&Schwarz FSU26 spectrum analyzer can not maintain jitter measurement below 1ps RMS (Root Mean Square). That is because internal phase noise of FSU26 (mostly mixers and other internal circuits) limits the jitter measurement floor of the device. Also spectrum analyzers may spoil the original parameters of the DUT signal while downconverting the signal so this also may affect the jitter results of

of the DUT signal and may cause the measured value to deviate from original specifications. Experimental results show that Agilent E5052B signal source analyzer is quite capable of measuring jitter directly. Rohde&Schwarz SMA100A jitter is measured 124 fs RMS by signal source analyzer at 100Hz to 20MHz frequency band, and this result is convenient with the device specifications. So Agilent E5052B is used as a good reference when testing proposed jitter measurement methods.

Firstly, overall jitter measurement methods are introduced. There are dual FFT method and dual Histogram method. Dual FFT method is based on SNR (Signal to Noise Ratio) changes at different frequncies and amplitudes. These changes are related with system jitter and jitter can be found from two different SNR values derived at different amplitudes (or different frequencies). Dual FFT method is similar to how spectrum analyzers measure the jitter, it examines all the frequency band and computes the jitter from SNR values at different amplitudes. Dual FFT method equations and develeped algorithm are described in the study. After that, overall jitter measurements are done using dual FFT method. This idea is a TI (Texas Instruments) patent [8] and it is applied to new 16 bit pipeline ADCs (Analog to Digital Converter) by this study. Another overall jitter measurement method is dual Histogram method. Dual Histogram method makes a DC noise pattern or a low frequency sine wave to alias to the Nyquist band by changing input or clock frequency of an ADC. If DUT signal is the inpu signal, the method changes the clock signal or vice-versa. After that the method takes the histogram of the maximum slew-rate points (zero crossings) and minimum slew-rate points (peak values) of the aliased waveform. Minimum slew-rate points have zero slope so a jitter error here does not create a voltage error. So the difference between the variance of maximum slew-rate points and the variance of minimum slew-rate points gives the total variance that jitter causes. By this total variance and by computing slew-rate, overall jitter can be found. Method equations and develeped algorithm is described in the study. Dual Histogram method is similar to how fast sampling scopes measure the jitter. The method does not examine the whole spectrum, instead it examines the zero crossings and peak values. Thus some deterministic components can not be measured with dual Histogram method. This idea is a TI (Texas Instruments) patent [15] and it is applied to new 16 bit pipeline ADCs (Analog to Digital Converter) by this study.

All ADCs have internal aperture delay and thus aperture jitter. To measure ADC internal jitter, time diffferential sampling method is introduced. One signal generator is used as both input and clock of the DUT ADC. Input and clock transmission lines are adjusted so that clock samples the input at maximum and minimum slew-rate points. After that point dual Histogram method can be used to compute internal ADC jitter. Experimental setups show that time differential sampling method measures AD9268 internal jitter 120fs RMS. AD9268 datasheet specifies the aperture jitter 70 fs RMS but there is no information about how this value is obtained (by measurement or by a simulation). But it is clear that 120fs RMS aperture jitter measurement is quite good and time differential sampling method seems succesful in this case.

After doing overall and internal jitter measurements, proposed methods are compared with direct measurement methods described before. It is seen that for Rohde&Schwarz SMA100A signal generator dual FFT and dual Histogram methods

have similar results with Agilent E5052B signal source analyzer. Fast sampling scope Agilent DSA-X 93204 and FSU26 spectrum analyzer failed to meet device specifications. It is seen that for Agilent 33250A signal generator, dual Histogram method gives similar results with fast sampling scope Agilent DSA-X 93204 and Agilent E5052B signal source analyzer. On the other hand dual FFT method's results are similar with FSU26 Spectrum Analyzer. This is because dual FFT method examines the whole frequnecy band like spectrum analyzer. Dual Histogram method examines zero crossings and peak values and takes their histogram to compute jitter like fast sampling scopes.

Lastly, a new method to measure input and clock jitter independent from each other is introduced in this study. This method uses controllable delay lines at two ADC inputs to compute jitter. Input or clock source frequency (of which is not DUT signal) is adjusted so that a low frequency sine wave is aliased to the Nyquist band. For input jitter measurements, delay line is adjusted to have propogation delay of one input period. Common input signal is splitted to both ADCs so ADCs sample inputs at the same time. As common input is splitted to two ADCs by different transmission lines, gain and offset errors will be present at ADC outputs. So, offset and gain errors are corrected and by point to point subtraction of the outputs of the ADCs , clock jitter effects cancel. After the subtraction of two ADC outputs, it is seen that there is also a phase error between two ADC outputs. As a result the difference of both ADC outputs become a sinewave instead of a noise pattern. To overcome this issue, FFT (Fast Foruier Transform) of the difference of both ADCs is taken and fundemental components are made zero. After that inverse FFT of the difference of both ADCs is taken and a noise pattern is derived from this transformation. Then histogram of minimum and maximum slew-rate points are taken and by computing variances and slew-rates, DUT jitter is computed. The same method is applied to measure clock jitter. For clock jitter measurements, delay line is adjusted to have propogation delay of one clock period. 10 measurements with different setups are done with new proposed method. At the case where clock jitter is our concern and input source has high jitter and clock solurce has low jitter, the proposed method fails. This is because at the interval clock source deviates (DUT signal), input source deviates more than clock and input jitter effects are seen at the ADC outputs. So measured jitter values become wrong at this case. To overcome this issue, clock and input frequencies are made equal and similar setup used in input jitter measurement is prepared. With this improvement, both ADCs sample their inputs at the same time, eliminating the problem faced before. After that, for clock jitter measurements, both ADC outputs are subtracted from each other. After that maximum and minimum slew-rate points are specified and their histogram is taken. By computing variances and slew-rates, the jitter is computed.

At the final stage, a jitter measurement device that can be developed from the proposed methods is introduced as a block diagram. This may be the continuation of the proposed study at the future. The main drawback here will be the DUT bandwidth, which will be ADCs input bandwidth in this case (approximately 650MHz). Improvements in the ADC design will also improve the methods' accuracy and bandwidth in the near future.

1. GİRİŞ

Bu çalışmada, veri dönüştürücü sistemlerinin yüksek frekanslardaki en büyük problemlerinden biri olarak bilinen seğirme gürültüsü incelenmiş ve seğirme gürültüsünün ölçülebilmesi için çeşitli yöntemler önerilmiştir. Öncelikle faz gürültüsünün seğirme ile ilişkisi açıklanmış, ilgili bağıntılar çıkartılarak faz gürültüsünden hareketle seğirmenin nasıl hesaplanacağı gösterilmiştir. Bundan sonra ise seğirme ölçümü için önerilen yöntemler açıklanmış ve bu yöntemler kullanılarak seğirme ölçümleri yapılmıştır. Ölçülen sonuçlar başka cihazlar ile yapılan sonuçlar ile karşılaştırılarak önerilen yöntemlerin başarımları test edilmiştir. Ayrıca her yöntemin olumlu ve olumsuz yönleri tartışılarak yorumlar yapılmıştır.

1.1 Tezin Amacı

Tezin amacı, veri dönüştürücü sistemleri için çok hassas olarak seğirme ölçümü yapabilecek yöntemlerin geliştirilmesi ve gerçeklenmesidir. 1ps RMS (Root Mean Square, Karelerinin Ortalamasının Karekökü) değerinin altında seğirme ölçümleri yapabilmak oldukça zordur ve doğrudan ölçme yöntemleriyle bu hassasiyette ölçüm yapmak çok pahalı ekipman gerektirmektedir. Bu tezin amacı geliştirilen algoritmalar yardımıyla pahalı olmayan ekipmanlar kullanarak hassas seğirme ölçümleri yapabilecek yöntemler geliştirmek ve bunları uygulanabilir hale getirmektir.

1.2 Literatür Araştırması

Literatürde seğirme için değişik tanımlar mevcuttur. Temel olarak üç adet seğirme tipi tanımlanmıştır. Bunlar zamanlama seğirmesi (timing jitter), periyot seğirmesi (period jitter) ve periyot-periyot seğirmesi (cycle-to-cycle jitter) olarak sınıflandırılabilir [1]. Zamanlama seğirmesi işaretin ideal geçiş noktalarından ne kadar saptığının bir göstergesidir.

f frekanslı k tane periyodu yakalanan bir işaret için zamanlama seğirmesi

$$f = \frac{1}{T_{ideal}} \tag{1.1a}$$

$$Zamanlama_{SEĞİRME}\,(RMS) = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{k}(T_k - T_{ideal})^2}{k}} \tag{1.1b}$$

olarak elde edilir. Yani toplanan veri grubundan 1σ kadar standart sapma hesaplandığında RMS olarak zamanlama seğirmesi elde edilir. Burada T_k her bir aralıktaki periyot değeri, T_{ideal} ise işaretin ideal periyot değeridir. Eğer veri grubundan 6σ kadar standart sapma hesaplanırsa tepeden tepeye (Peak-to-Peak) zamanlama seğirmesi elde edilir.

Periyot seğirmesi ise işaretin periyodunun ortalama periyottan ne kadar saptığının bir göstergesidir. f frekanslı k tane periyodu yakanan bir işaret için periyot seğirmesi

$$Periyot_{SEĞİRME}\,(RMS) = \sqrt{\sum_{n=1}^{k}\frac{\left(T_k - \left(\frac{\sum_{n=1}^{k} T_k}{k}\right)\right)^2}{k}} \tag{1.2}$$

olarak elde edilir. Yani toplanan veri grubundan 1σ kadar standart sapma hesaplandığında RMS olarak zamanlama seğirmesi elde edilir. Burada T_k her bir aralıktaki periyot değeridir. Eğer veri grubundan 6σ kadar standart sapma hesaplanırsa tepeden tepeye (Peak-to-Peak) zamanlama seğirmesi elde edilir.

Periyot-periyot seğirmesi ise işaretin bir periyodunun diğer ardışıl periyoduna göre ne kadar saptığının bir göstergesidir. f frekanslı k tane periyodu yakanan bir işaret için periyot seğirmesi

$$Periyot - Periyot_{SEĞİRME}\,(RMS) = \sqrt{\sum_{n=1}^{k}\frac{(T_{k+1} - T_k)^2}{k}} \tag{1.3}$$

olarak elde edilir. Yani toplanan veri grubundan 1σ kadar standart sapma hesaplandığında RMS olarak zamanlama seğirmesi elde edilir. Burada T_k ve T_{k+1} her

bir aralıktaki periyot değerleridir. Eğer veri grubundan 6σ kadar standart sapma hesaplanırsa tepeden tepeye (Peak-to-Peak) zamanlama seğirmesi elde edilir.

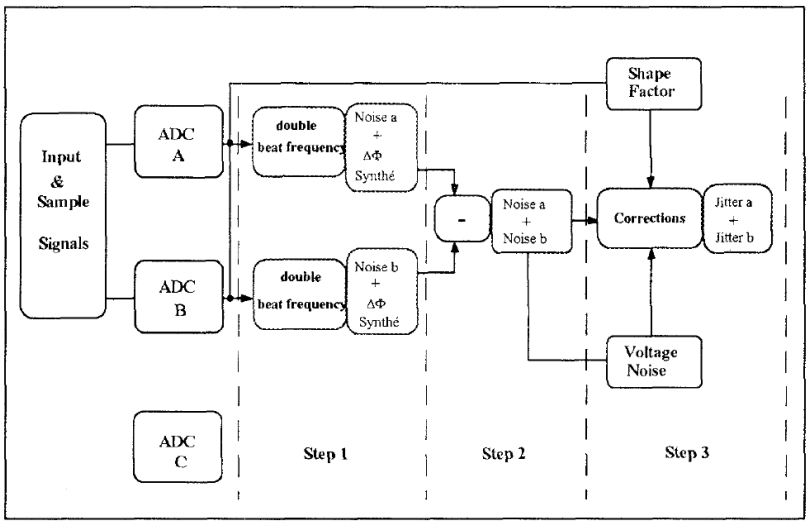
Her bir seğirme ayrıca rastgele (random) seğirme ve deterministik seğirme olarak farklı türlere ayrılabilir. Rastgele seğirme sistemdeki rastgele değişkenlerin etkisiyle oluşur (örnek: termal gürültü) ve doğası gereği değeri sınırlanamayan (unbounded) bir yapıya sahiptir. Rastgele seğirme olasılık yoğunluğu olarak genellikle Gaussian bir dağılım gösterir. Deterministik seğirmenin değeri ise sınırlıdır (bounded) ve deterministik seğirme sistem parametrelerinden hareketle tahmin edilebilir. Dış kaynaklardan gelen etkiler (interference), iki sinyalin birbirini etkilemesi sonucu oluşan etkiler (crosstalk) deterministik seğirmenin sebebi olabilir. Deterministik seğirme ayrıca kendi içinde veri grubuna bağımlı (data correlated) ve veri grubundan bağımsız (data uncorrelated) olarak da farklı türlere ayrılabilir.

Seğirme ölçümü için literatürde farklı yöntemler mevcuttur. Hızlı örneklemeli bir osilokoskop ile seğirme ölçümü yapılabilir, ancak yine de 1 ps (RMS) altında ölçümler yapabilmek bu cihazlar ile çok zordur, çünkü bu cihazların genellikle giriş işaretinin yükselme eğimine bağımlı bir seğirme ölçüm taban değerleri vardır. Özellikle düşük faz gürültülü sinusoidal işaretlerde hızlı örneklemeli osiloskoplar yanlış ölçüm yapabilmektedir. Benzer şekilde spektrum analizörleri de seğirme ölçümü için kullanılabilir. Spektrum analizörleri giriş işaretini içerisindeki karıştırıcılar (mixer) yardımıyla daha düşük frekans bandına atarak işaretin genliğini ve fazını ölçerler ancak bu analog frekans kaydırma işlemi orjinal işaretin parametrelerini değiştirebilir [2] . Ayrıca karıştırıcılardan da gelen seğirmeler ölçüm sonuçlarını etkileceğinden çok hassas seğirme ölçümlerini spektrum analizörleri ile yapabilmek güçtür. Seğirme ölçümü için kullanılabilecek bir başka cihaz ise işaret analizörlerleridir. İşaret analizörleri bilinen en efektif seğirme ölçüm cihazları arasındadır. İşaret analizörleri ile çok hassas seğirme ölçümleri yapılabilir ancak bu cihazlar hem çok pahalıdır hem de seğirme ölçümü zaman alır (ölçülen frekans bandına bağlı olarak ölçüm birkaç dakika sürebilemektedir).

Seğirme ölçümü için birçok araştırmacı [1-5] geçmişte değişik yöntemler önermiş ve bu konuda makaleler yazılmıştır. ADC'lerde (Analog Sayısal Dönüştürücü) iç seğirmeleri ölçmek için literatürde kilitlemeli histogram testi uygulanmaktadır [3]. Bu yöntem ile ADC girişindeki işaretin tam sıfır geçiş noktalarından örneklenip, elde edilen noktaların histogramı alındığında standart sapmadan hareketle ADC iç

seğirmesinin hesaplanabileceği öngörülmektedir [3]. Ancak bu yöntem saat ve giriş işaretlerindeki seğirmelerden fazlasıyla etkilenecektir. Bu sebeple eğer saat ve giriş işaretlerinin seğirmeleri ADC iç seğirmesinden çok daha küçük ise bu yöntem başarı ile uygulanabilir. Bu şart ise günümüzde modern ADC'lerinde artık geçerli değildir ve o yüzden modern ADC'lerin iç seğirme ölçümleri için bu yöntem kullanılamaz.

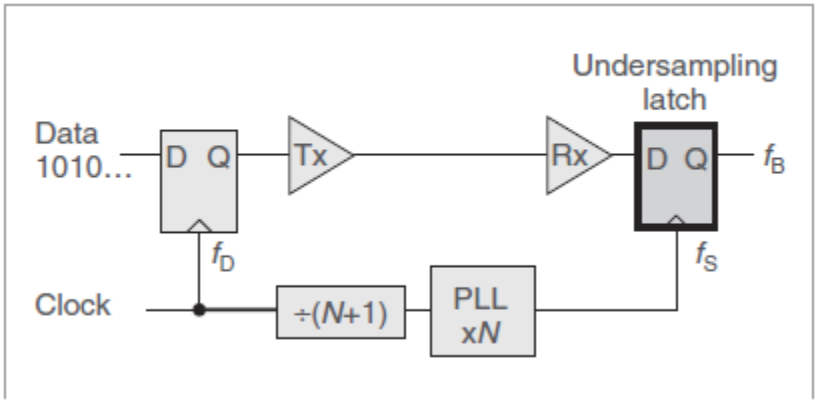
Geçmişte yapılan bir çalışmada [3], ADC iç seğirmesinin kilitlemeli histogram yöntemine göre çok daha doğru ve hassas olarak ölçülebileceği öngörülmüştür. Önerilen sistemin şeması Şekil 1.1'de verilmektedir. Burada ADC giriş işaretinin frekansı saat işaretine göre uygun bir şekilde ayarlanarak her bir örneklemede 1 LSB (Least Significant Bit, En Anlamsız Bit Değeri) kadar değişim olacak şekilde örnekleme işlemi yaptırılmak istenmiştir. Bu şekilde iki periyot işaret ADC tarafından yakalanarak örneklenmiştir. Bundan sonra yakalanan iki periyot nokta nokta olarak birbirlerinden çıkarılarak sistematik hatalar engellenmiştir. Bundan sonra ise giriş ve saat işaretlerinden kaynaklanan hatalar giderilmek istenmiştir. Her ne kadar saat ve giriş işareti birbirlerine faz kilitli olsalar da aradaki farksal faz gürültüsü sebebiyle örneklenen işaret değerlerinde değişiklikler oluşur. Bunu engellemek için sistemde iki tane ADC kullanılmış ve iki ADC'den elde edilen sonuçlar birbirlerinden çıkartılarak ortak saat ve giriş işareti etkilerinden kurtulunmak istenmiştir. Son aşamada ise giriş işareti filtrelenip ilk beş harmonik tutularak ters FFT işlemi ile de işaretin eğimi hesaplanmıştır. RMS olarak gerilim gürültüsü de hesaplandıktan sonra ise RMS cinsinden seğirme hesaplanarak ölçümler yapılmıştır [3].



Şekil 1.1 : ADC iç seğirme ölçümü için önerilen prensip şema [3].

Seğirme ölçümünü tasarlananan yonga içinde yapmak için de (BIST, Build-In Self Test) araştırmacılar literatürde çeşitli çalışmalar yürütmüştür. PLL yapılarının seğirme ölçümü için 1997'de bir yöntem önerilmiştir [2]. Bu yöntem, ayarlanabilir bir gecikme hattı oluşturarak referans bir işareti gecikme hattı üzerinden bir D-tipi flip-flop devresinin saat işareti olarak uygular. Gecikme hattı kombinezonsal kapı devrelerinden oluşmaktadır. Daha sonra referans işaretin PLL çevrimindeki çıkışı D-tipi flip-flop'un girişine uygulanır. Böylece gecikme zamanları düzgün hesaplandığında PLL çevrimindeki çıkış ile giriş işareti arasındaki gecikme elde edilip buradan seğirme hesaplanabilir. Yapılan deneylerde yöntemin 15ps (RMS) değerinin altında ölçümler yapamadığı görülmüştür [2].

Yine Huang ve Chang adlı iki araştırmacının önerdiği yöntemde [4], sayılsal olarak spektrum analizörünün yaptığı gibi temel işareti farklı bir frekans bandına atarak seğirme ölçümü yapabilecek bir düzenek önerilmiştir. Önerilen yöntemin şeması Şekil 1.2'de verilmektedir.



Şekil 1.2 : Seğirme ölçümü için önerilen prensip şema [4].

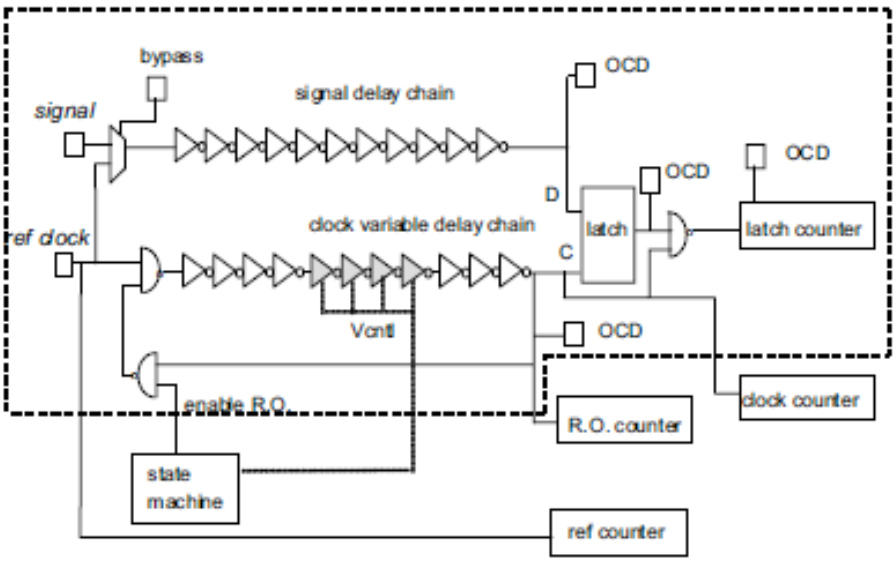
Şekil 1.2'de önerilen düzenekte sayısal bir işaret

$$f_S = f_D * \frac{N}{N+1} \qquad \textbf{(1.4)}$$

frekanslı bir saat işareti ile örneklenir. Böylece $f_B=f_D-f_S$ frekansında örnekleme çıkışta elde edilir. Yani sadece sayısal devreler kullanılarak ölçülecek işaret düşük frekanslı bandına düşürülmüş olur. Sonuçta spektrum analizözlerinin yaptığı gibi işaret düşük frekans bölgesine kaydırılır. Böylece senkronize olarak seğirme ölçümü yapılabilir. Seğirme ölçümünde bir sinusoidal işaret saat frekansına uyumlu

(coherent) bir şekilde örneklenmiştir ve elde edilen f_B işaretinin yükselen ve düşen kenarlarındaki kararsız bitlerden olasılık dağılım fonksiyonu (CDF) ve olasılık yoğunuluk fonksiyonları (PDF) çıkartılmıştır. Bundan sonra da elde edilen histogramdan zamanlama seğirmesi hesaplanmıştır [2].

Yine literatürde başka bir yöntem ile de seğirmenin hesaplanabileceği öngörülmektedir [5]. Şekil 1.3'de önerilen düzenek görülmektedir. Bu düzenekte giriş işareti ve saat işareti için iki ayrı gecikme hattı bulunmaktadır. Giriş işareti için kullanılan gecikme hattı sabit ilen saat işareti için kullanılan gecikme hattı ise gerilim kontrollü olarak ayarlanabilirdir. Böylece gecikme zamanları uygun ayarlandığında işaret geçişleri saat geçişlerinden önce gelirse tutucu çıkışı sayısal olarak 1 (yüksek) olacak ve darbe işaretleri elde edilecektir. Daha sonra bir frekans okuyucu yardımıyla tutucu çıkışı ve saat geçişleri sayılırsa buradan olasılık dağılım fonksiyonu (CDF) elde edilir. Böylece olasılık dağılım fonksiyonundan da işaretin seğirme yoğunluğunun hesaplanabileceği iddia edilmiştir [5].



Şekil 1.3 : Seğirme ölçümü için önerilen düzenek [5].

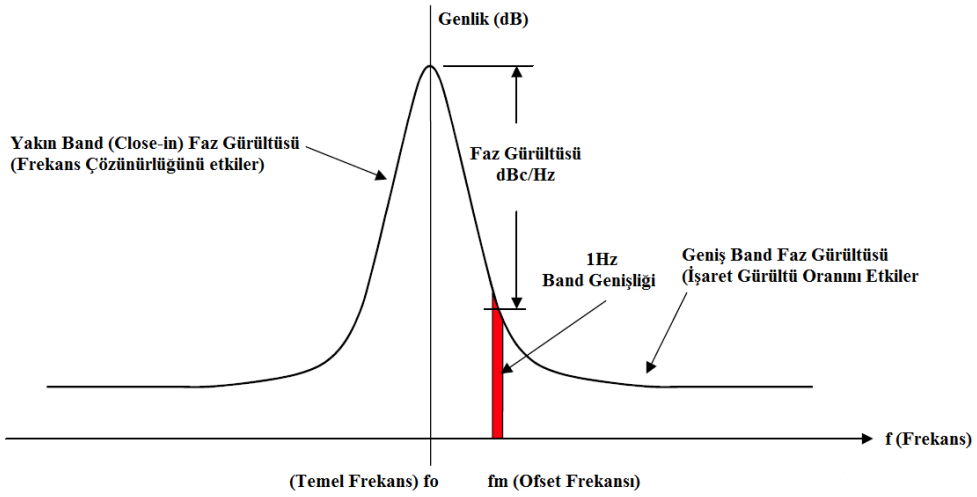
Önerilen yöntemlerin dışında seğirme ölçmek için geliştirilen özel cihazlar da bulunmaktadır. Bunlardan biri Wavecrest firmasının üretmiş olduğu DTS2079 ürünüdür. Ürün kataloğu [6] incelendiğinde cihazın 800fs çözünürlüğe sahip olduğu,

tek değer ölçümlerinde doğruluğun ±25ps, ortalama alınan ölçümlerde doğruluğun ±10ps, ölçümlerdeki tekrarlanabilirliğin ise ±2ps olduğu görülmektedir.

1.3 Faz Gürültüsü ve Seğirme ile İlişkisi

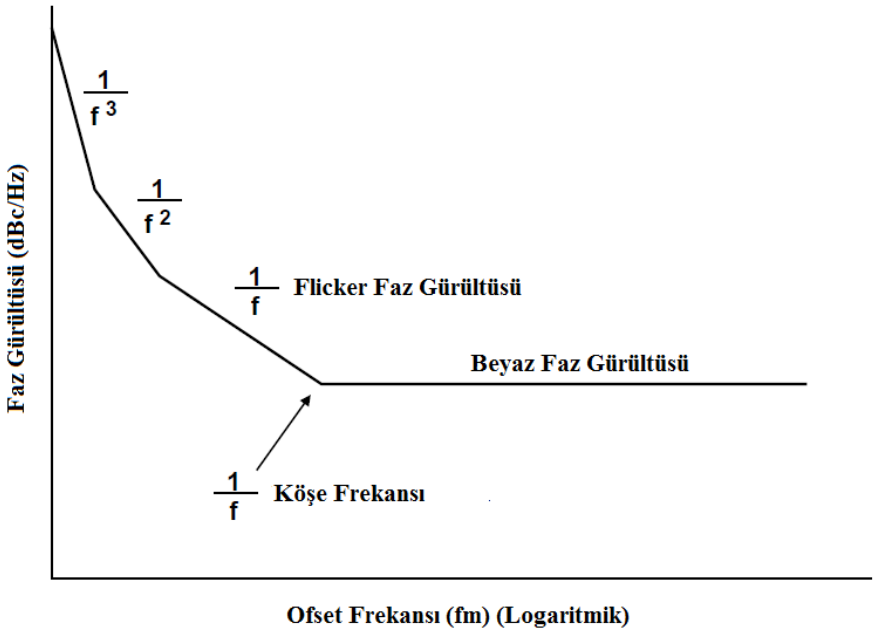
Zamanlamada seğirme (timing jitter), genel olarak periyodik bir işaretin sıfır kesimlerinde görülen idealden sapmalar olarak tanımlanabilir. Seğirme parametresi, ADC'lerin test düzeneklerinde, özellikle yüksek frekanslarda, çok önemli bir rol oynar. Çok yüksek hızlı sayısal sistemlerde, seğirmenin etkisine maruz kalmamak için sistemin saat hızı düşürülür. Eğer seğirme doğru olarak ölçülürse, sayısal sistemin hızının ne kadar düşürülmesi gerektiği hesaplanabilir ve böylece hızın gereksiz yere düşürülmesi engellenmiş olur. Seğirme, zamanlama hataları ve genlik hatalarına karşılık geldiği için, yüksek band genişliğine sahip ADC'leri kullanan haberleşme sistemlerinin başarımını olumsuz yönde etkiler. Son olarak, seğirme, ADC'lerin temel ölçümlerinde, özellikle yüksek frekanslarda, çok yanıltıcı sonuçlar gözlenmesine sebep olur.

Zamanlama seğirmesinin esas sebebi ideal olmayan her kaynakta mevcut olan faz gürültüsüdür. Bir osilatörün faz gürültüsü belirli bir ofset frekansında 1Hz band genişliğinde hesaplanan gürültü gücünün temel işaretin gücüne oranıdır. Şekil 1.4'de ideal olmayan bir işaret kaynağının frekans spektrumu görülmektedir. Burada fm ofset frekansında 1 Hz band genişliğinde temel işarete olan uzaklık dBc/Hz cinsinden faz gürültüsü değerini verir. Bütün ofset frekansları için faz gürültülerinin değerleri frekansa göre çizilirse faz gürültüsü eğrisi elde edilmiş olur.



Şekil 1.4 : İdeal olmayan bir işaret üretecinin frekans spektrumu [7].

Şekil 1.4'de görüleceği gibi faz gürültüsünün temel işarete yakın olan kısımları yakın band (close-in) faz gürültüsü olarak tanımlanır. Yakın band faz gürültüsü işaretin frekans çözünürlüğünü bozarak frekans spektrumunda eteklenmelere yol açar. Faz gürültüsü eğrisinin beyaz gürültü olarak görülmeye başladığı bölgeye ise geniş band faz gürültüsü bölgesi adı verilir. Geniş band faz gürültüsü bölgesinden önceki bölge Flicker faz gürültüsü bölgesi olarak adlandırılır ve yaklaşık olarak (1/f) ile orantılı bir değişim sergiler. Flicker bölgesinin bitip geniş band faz gürültüsü bölgesinin başladığı frekansa köşe frekansı denir ve bir osilatörde köşe frekansının küçük olması her zaman istenen bir özelliktir. Faz gürültüsü eğrisinin yaklaşık olarak eşdeğeri Şekil 1.5'de verilmektedir.



Şekil 1.5 : Faz Gürültüsü Eğrisinin Yaklaşık Eşdeğeri [7].

Zamanlamada seğirme faz gürültüsü eğrisinin seçilen uygun bir frekans bandında frekansa gore integrali olduğundan faz gürültüsü eğrisinde seğirmeyi en çok etkileyen kısım geniş band faz gürültüsü bölgesidir; çünkü frekans spektrumunda en büyük kısmı geniş band faz gürültüsü bölgesi kaplar. Frekans bölgesinde düşünürsek Şekil 1.4'de verilen işaret bir ADC'li veri dönüştürücü sisteminde saat işareti olduğunda giriş işareti ile saat işaretinin frekans bölgesinde konvolüsyonu çıkış işaretinin frekans spektrumunu oluşturacaktır. Bu durumda ADC'ye giriş olarak ideal bir sinosoidal işaret verildiğinde (frekans spektrumu dirac delta fonksiyonu olan) ADC çıkışı, saat işaretindeki faz gürültüsü sebebiyle Şekil 1.4'deki gibi idealden

sapacaktır. Yani saat işaretinin dirac delta fonksiyonu ile konvolüsyonu sonucu girişe uyguladığımız dirac delta fonksiyonu ADC çıkışında faz gürültüsüne sahip bir işarete dönüşecektir. Bu sebeple yüksek frekanslı veri dönüştürücü sistemlerinde giriş ve saat işaretlerinin faz gürültüleri çok büyük bir öneme sahiptir.

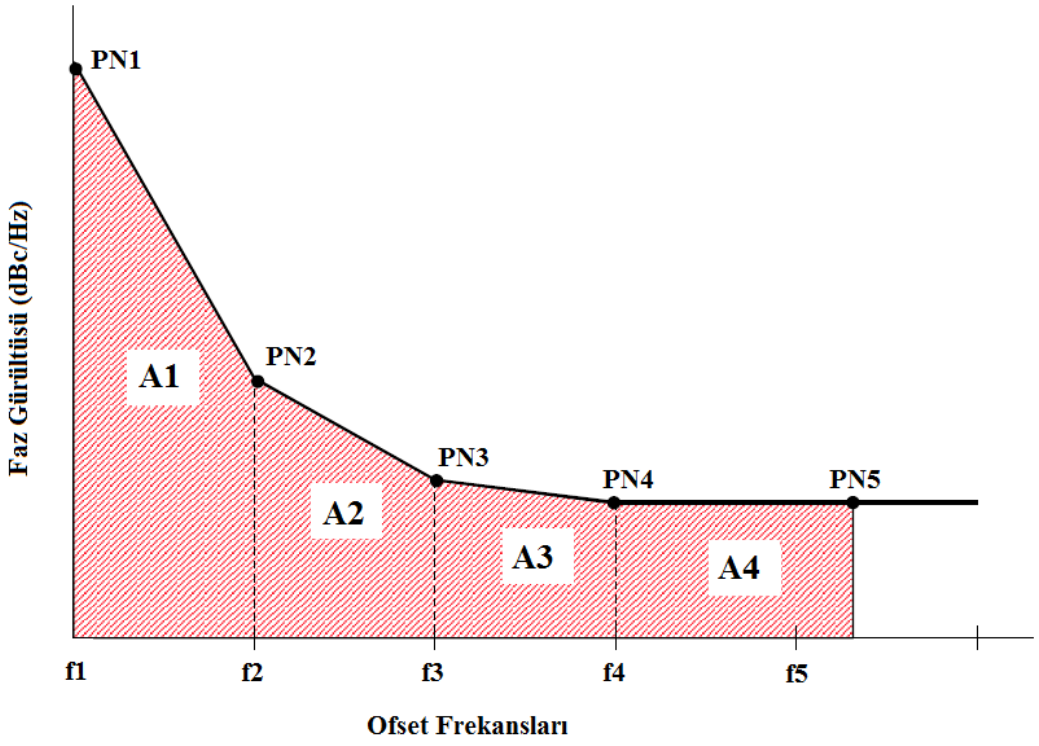
Faz gürültüsünü zamanlama seğirmesine çevirmek için uygun bir aralıkta (uygulamaya ve işaret frekansına bağlı olarak değişir) faz gürültüsünün frekansa gore integrali alınmalıdır. Bu şekilde işaretin frekans spektrumunu S(f), tek yan band spektrumu da L(f) ile tanımlarsak, f1 ile f2 frekansları arasında radyan cinsinden seğirmenin karesi

$$\Delta\phi(t)^2 = \int_{f1}^{f2} S(f)df = 2 * \int_{f1}^{f2} L(f)df \qquad \textbf{(1.5)}$$

olacaktır. Denklem 1.5'de $\Delta\phi(t)$ radyan cinsinden seğirmedir. Buradan hareketle saniye cinsinden seğirme hesaplarsak seğirme (saniye)

$$\text{SEĞİRME}_{\text{saniye}} = \frac{\phi(t)}{2 * \pi * f_0} = \frac{\sqrt{2 * \int_{f1}^{f2} L(f)df}}{2 * \pi * f_0} \qquad \textbf{(1.6)}$$

olarak hesaplanır. Denklem 1.6'de $\Delta\phi(t)$ radian cinsinden seğirme, f_0 işaretin frekansı L(f) ise tek yan band işaret spektrumudur. Faz gürültüsü eğrisi non-lineer olacağından (1.5)'de verilen integrali hesaplamak güç olabilir. Bu güçlüğü ortadan kaldırmak için faz gürültüsü eğrisini belirli bölgelere ayırıp bu bölgelerin lineer değiştiğini varsayarak integral hesabını kolaylaştırmak mümkünüdür. Bu şekilde faz gürültüsü eğrisinin parçalı lineer bir davranış sergilediğini varsaymış oluruz ki Şekil 1.5'de verilen eğri incelendiğinde bu varsayım yanlış değildir. Bu yöntem ile ayrıca yakın band faz gürültüsünün ve geniş band faz gürültüsünün toplam seğirmeye katkılarını da ayrı ayrı görmek mümkün olmaktadır. Faz gürültüsü eğrisi belirli ofset frekansları ile belirlenecek şekilde bölgelere ayrılırsa Şekil 1.6'de verilen formda bir eğri elde ederiz. Şekil 1.6'da, seçilen f1, f2, f3, f4 ve f5 ofset frekansları ve bunlara karşılık gelen PN1, PN2, PN3, PN4 ve PN5 faz gürültüleri ile belirlenen dört bölgeye ayrılmış eğrinin A1, A2, A3, A4 alanlarını hesaplayarak toplam seğirmeyi hesaplayabiliriz.



Şekil 1.6 : Faz gürültüsü eğrisinin parçalı-lineer değiştiği varsayımı ile yeniden çizimi [7].

Şekil 1.6'da, seçilen f1, f2, f3, f4 ve f5 ofset frekansları ve bunlara karşılık gelen PN1, PN2, PN3, PN4 ve PN5 faz gürültüleri ile belirlenen dört bölgeye ayrılmış eğrinin A1, A2, A3, A4 alanlarını hesaplayarak toplam seğirmeyi hesaplayabiliriz. Faz gürültüsü eğrisinin parçalı lineer olarak değiştiğini kabul edersek her bir bölgede (1.5)'de verilen integraldeki L(f) sabit bir sayı olur. Mesela A1 alanı için L(f)

$$\mathrm{L(f)} = \frac{\mathrm{PN1} + \mathrm{PN2}}{2} \qquad \textbf{(1.7)}$$

olur ve böylece

$$\mathrm{A1} = \int_{\mathrm{f1}}^{\mathrm{f2}} \mathrm{L(f)df} \qquad \textbf{(1.8)}$$

integralinin sonucu A1 yamuğunun alanı olur. Bu şekilde A1, A2, A3, A4 alanlarını hesaplarsak (Faz gürültüsü dBc/Hz mertebesinde logaritmik olduğundan frekans değerlerini de 10*log10 eksenine çevirmek gerekir, çarpma işlemi de logaritmik tabanda toplamaya karşı düşer)

$$A1 = \frac{PN1 + PN2}{2} + 10\log(f2 - f1) \quad \textbf{(1.9a)}$$

$$A2 = \frac{PN2 + PN3}{2} + 10\log(f3 - f2) \quad \textbf{(1.9b)}$$

$$A3 = \frac{PN3 + PN4}{2} + 10\log(f4 - f3) \quad \textbf{(1.9c)}$$

$$A1 = \frac{PN4 + PN5}{2} + 10\log(f5 - f4) \quad \textbf{(1.9d)}$$

olarak hesaplanır. (1.6)'da verilen denklemde değerler yerine konarak her bir alandan seğirme deperi hesaplamak mümkündür. A1, A2, A3 ve A4 değerleri logaritmik (dbC/Hz) olduğundan bu değerler 10*log10 ekseninden normal değerlere çevrilmelidir. Bunlar yapıldığında

$$\text{SEĞİRME}_1 = \frac{\sqrt{2 * 10^{\frac{A1}{10}}}}{2 * \pi * f_0} \quad \textbf{(1.10a)}$$

$$\text{SEĞİRME}_2 = \frac{\sqrt{2 * 10^{\frac{A2}{10}}}}{2 * \pi * f_0} \quad \textbf{(1.10b)}$$

$$\text{SEĞİRME}_3 = \frac{\sqrt{2 * 10^{\frac{A3}{10}}}}{2 * \pi * f_0} \quad \textbf{(1.10c)}$$

$$\text{SEĞİRME}_4 = \frac{\sqrt{2 * 10^{\frac{A4}{10}}}}{2 * \pi * f_0} \quad \textbf{(1.10d)}$$

olarak her bir alandan gelen seğirmeler hesaplanır. Bu değerlerin karelerinin toplamının karekökü toplam seğirme değerini verir. Toplam seğirme

$$\text{SEĞİRME}_{\text{TOPLAM}} = \sqrt{\text{SEĞİRME}_1{}^2 + \text{SEĞİRME}_2{}^2 + \text{SEĞİRME}_3{}^2 + \text{SEĞİRME}_4{}^2} \quad \textbf{(1.11)}$$

olarak hesaplanır. Faz gürültüsü eğrilerinden seğirme değerleri hesaplamak için bu bağıntıları gerçekleyecek MATLAB kodu yazılmıştır. Yazılan kod Ek B'de verilmektedir (jitter_from_spectrum.m).

1.4 Seğirme Gürültüsü ve Seğirmenin İşaret Gürültü Oranına Etkisi

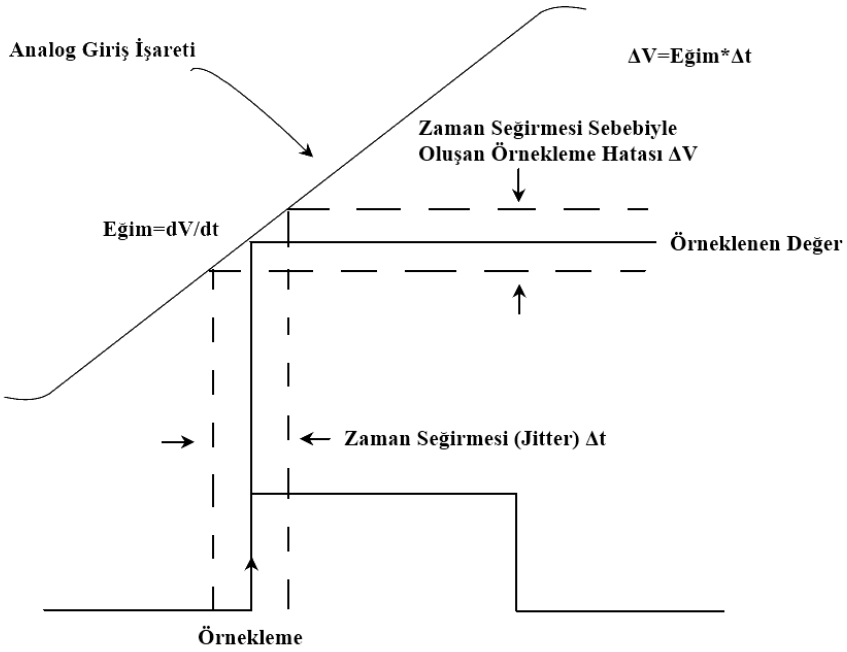
ADC'li bir veri dönüştürücü sisteminde seğirme sebebiyle örneklenen işaret değerlerinde değişiklikler oluşur ve bu değişiklikler çıkışın işaret gürültü oranını (SNR) bozar. Frekans bölgesinde düşünürsek seğirmenin faz gürültüsü ile bire bir alakalı olduğunu görürüz. Bir ADC'li veri dönüştürücü sisteminde saat ve giriş işaretindeki faz gürültüsü sistemin işaret gürültü oranını etkileyen en temel bileşenlerdir. Faz gürültüsünün özellikle beyaz gürültü davranışı gösteren geniş band içinde olan kısmı (yani köşe frekansından itibaren olan düz kısım) işaret gürültü oranını en çok etkileyen bölgedir. Örnekleme işlemi giriş işaretini zaman bölgesinde Dirac treni ile çarpmak demektir. Benzer şekilde örnekleme işlemi frekans bölgesinde giriş işaretinin Dirac treni ile konvolüsyonu anlamına gelir. Saat ve giriş işaretlerindeki geniş bant faz gürültüsü konvolüsyon sonucu toplam gürültüyü arttırarak frekans bölgesinde hesaplanan işaret gürültü oranını bozar [7]. Özellikle 50MHz ve üzeri frekanslarda seğirme gürültüsü kuantalama gürültüsünden ve farksal doğrusallık hatası gürültüsünden daha baskın hale gelebilir. Bu durumda seğirme, yüksek frekanslarda işaret gürültü oranını etkileyen temel faktör olarak karşımıza çıkar. Seğirme değerinin işaret gürültü oranına etkisi

$$\text{SEĞİRME} = \frac{1}{2 * \pi * \text{SNR} * \text{Frekans}} \qquad \textbf{(1.12)}$$

denklemi yardımıyla belirlenebilir [8]. Burada SEĞİRME, RMS olarak saniye cinsinden seğirme değerini , SNR işaret gürültü oranının değerini, Frekans da işaretin frekans (Hz) değerini belirtir. Bu denklem, belirli bir toplam seğirme değeri ile elde edilebilecek işaret gürültü oranları için bir limit belirler. Denklem (1.12) kolaylıkla ispatlanabilir. Bir ADC'li veri dönüştürücü sistemine giriş olarak sinusoidal bir işaretin uygulandığını düşünelim. Bu giriş işareti

$$V(t) = A * \sin(2 * \pi * f * t)$$

şeklinde olacaktır. Burada V(t) gerilim cinsinden giriş işareti, A sinüs işaretinin genliği f ise frekans değeridir. ADC'nin örnekleme zamanlarında oluşacak kaymalardan (yani seğirme gürültüsünden) ötürü örneklenen işaret değerlerinde farklılıklar oluşacaktır. Bu durum Şekil 1.7'de verilmektedir.



Şekil 1.7 : Zamanlama Seğirmesinin Örneklenen İşarete Etkisi [9].

Şekil 1.7'den görüleceği gibi Δt kadar zaman seğirmesine karşılık ΔV kadar örneklenen işarette hata oluşmaktadır ve bu hata işaretin eğimi ile doğru orantılıdır. Yani toplam hata

$$\Delta V = \text{Eğim} * \Delta t = \frac{dV}{dt} \qquad \textbf{(1.13)}$$

olarak ifade edilir. Girişe uygulanan V(t) işareti için eğim hesaplarsak

$$\text{Eğim} = \frac{dV}{dt} = \frac{d(A * \sin(2 * \pi * f * t))}{dt} = A * 2 * \pi * f * \cos(2 * \pi * f * t)$$

olarak elde edilir. Hesaplanan eğimin RMS değeri genliğin $\frac{1}{\sqrt{2}}$ katı olacağından, eğimin RMS değeri

$$\text{Eğim(RMS)} = \frac{A * 2 * \pi * f}{\sqrt{2}}$$

olacaktır. RMS cinsinden verilen eğim kullanarak denklem (1.13)'ü tekrardan yazarsak

$$\Delta V_{rms} = Eğim * \Delta t_{rms} = \frac{A * 2 * \pi * f}{\sqrt{2}} . \Delta t_{rms} \quad \textbf{(1.14)}$$

denklemi elde edilir. V(t) işaretinin RMS değeri $\frac{A}{\sqrt{2}}$ olduğundan, buradan denklem (1.14) kullanılarak işaret gürültü oranı

$$SNR = \left(\frac{V(t)_{rms}}{\Delta V_{rms}}\right) = \left(\frac{A}{\sqrt{2}} . \frac{\sqrt{2}}{A * 2 * \pi * f * \Delta t_{rms}}\right) = (\frac{1}{2 * \pi * f * \Delta t_{rms}}) \quad \textbf{(1.15)}$$

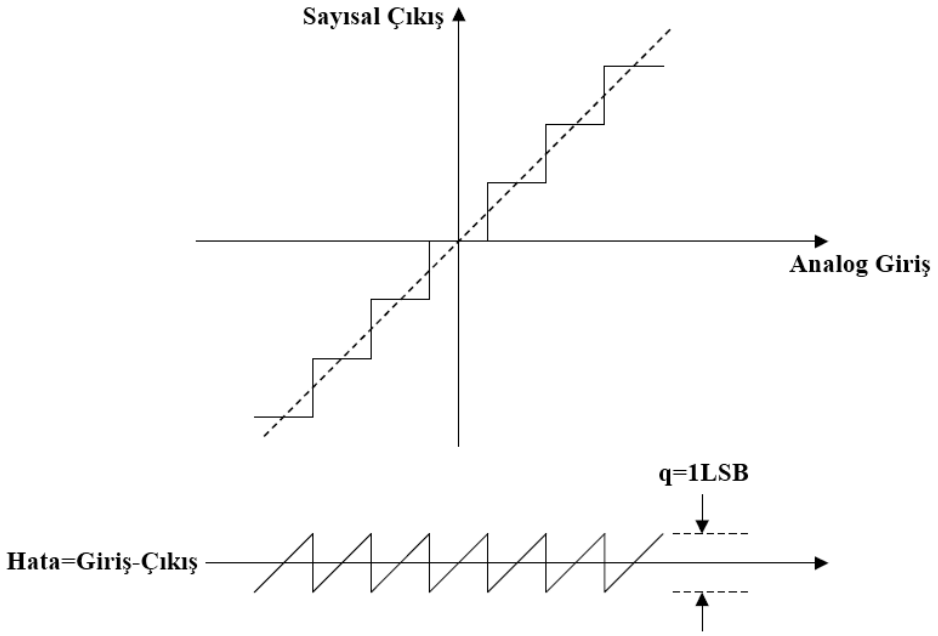
olarak elde edilir. Böylece (1.12) denklemi ispatlanmış olur. Tüm periyodik işaretler Fourier serileri yardımıyla sinusoidal işaretler cinsinden ifade edilebildiğinden bu denklem tüm periyodik giriş işaretleri için de geçerlidir.

ADC'lerde işaret gürültü oranını etkileyen diğer bir gürültü bileşeni ise kuantalama gürültüsüdür. Kuantalama gürültüsü sebebiyle ADC'li bir veri dönüştürücü sisteminde işaret gürültü oranının bir üst limiti vardır. İdeal bir ADC'de kuantalama gürültüsü sebebiyle işaret gürültü oranının üst limiti

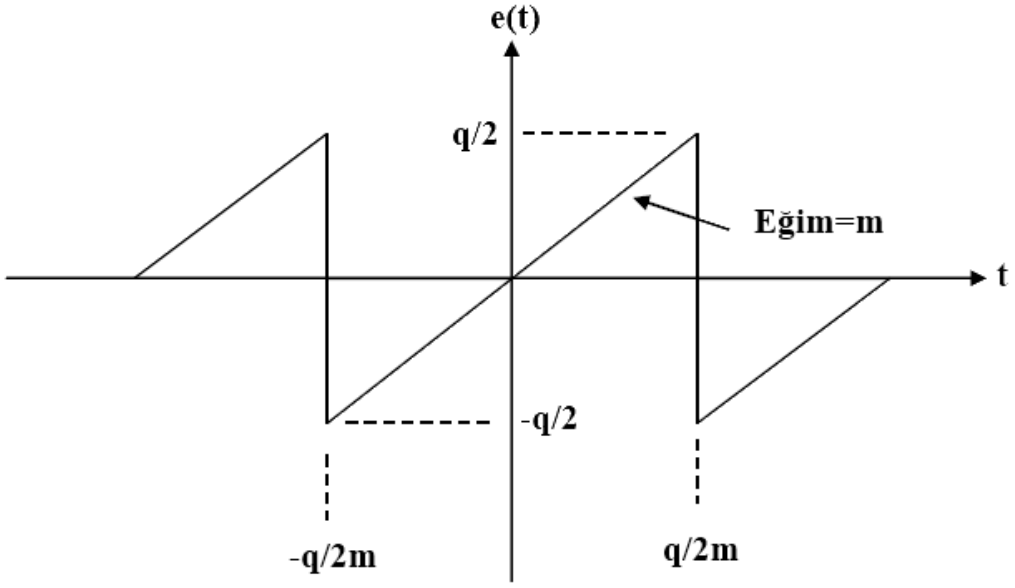
$$SNR\ (dB) = 6.02 * N + 1.76\ (dB) \quad \textbf{(1.16)}$$

denklemi ile belirlenir. Burada N ADC'nin bit sayısıdır. Bu hesaplanan değer işaret gürültü oranının maksimum değeridir. Gerçekte işaret gürültü oranı başka etkilerden dolayı (zamanlama seğirmesi, ADC iç gürültüsü ...vs) daha düşük çıkacaktır.

İdeal bir ADC için verilen (1.16) denklemini de yine kolaylıkla ispatlayabiliriz. İdeal N bit bir ADC'de analog giriş işaretine karşılık elde edilen sayısal çıkış işareti ve oluşan hata terimi Şekil 1.8'de gösterilmektedir. Şekil 1.8'de görüldüğü gibi kuantalama gürültüsü sebebiyle giriş ile çıkış arasında $\pm\frac{1}{2}$ LSB aralığında bir hata terimi oluşmaktadır. Kuantalama gürültüsü sebebiyle oluşan hata işaretinin zamana göre değişimi de Şekil 1.9'da daha ayrıntılı olarak görülebilir



Şekil 1.8 : İdeal N-bit ADC'de Giriş-Çıkış eğrisi ve kuantalama gürültüsü [10].



Şekil 1.9 : Kuantalama gürültüsünün zamana göre değişimi [10].

Burada hata terimi e(t) testere dişi formatında olduğundan doğrusal bir denklem ile ifade edilebilir.Hata terimi -q/2m ile q/2m aralığında e(t)=m*t olarak tanımlanabilir. Burada m doğrunun eğimi q ise LSB (Least Significant Bit, en anlamsız bit değeri) değeridir. Burada e(t) hata teriminin RMS değerini hesaplarsak –q/2m ile q/2m arası uzaklık q/m olacağından

$$e(t)_{rms} = \sqrt{\frac{m}{q}\int_{-q/2m}^{q/2m}(mt)^2 dt} = \sqrt{\frac{m^3}{q}\int_{-q/2m}^{q/2m}(t)^2 dt}$$

$$e(t)_{rms} = \sqrt{\frac{m^3}{q}\left(\left(\frac{\left(\frac{q}{2m}\right)^3}{3}\right) - \left(\frac{-\left(\frac{q}{2m}\right)^3}{3}\right)\right)}$$

$$e(t)_{rms} = \sqrt{\frac{m^3}{q}\left(\frac{q^3}{24m^3} + \frac{q^3}{24m^3}\right)} = \sqrt{\frac{m^3}{q}\left(\frac{q^3}{12m^3}\right)} = \frac{q}{\sqrt{12}} \qquad \textbf{(1.17)}$$

olarak elde edilir. Giriş olarak yine sinusoidal bir işaret uygulandığını kabul edersek, tam skala bir giriş işareti

$$V(t) = \frac{q.2^N}{2}\sin(2 * \pi * f * t) \qquad \textbf{(1.18)}$$

olarak ifade edilebilir. Burada N ADC'nin bit sayısını, q LSB değerini, f ise giriş işaretinin frekansını göstermektedir. Giriş işaretinin RMS değerini hesaplarsak

$$V(t)_{rms} = \frac{q.2^N}{2.\sqrt{2}} \qquad \textbf{(1.19)}$$

olarak elde edilir. Buradan işaret gürültü oranını hesaplarsak

$$SNR(dB) = 20 * \log\left(\frac{V(t)_{rms}}{e(t)_{rms}}\right) = 20 * \log\left(\frac{q.2^N}{2.\sqrt{2}}.\frac{\sqrt{12}}{q}\right) = 20 * \log\left(2^{N-1}.\sqrt{6}\right)$$

$$SNR(dB) = 20 * (N-1) * \log 2 + 20 * \log\left(\sqrt{6}\right)$$

$$20 * N * \log 2 - 20 * \log 2 + 20 * \log\left(\sqrt{6}\right) = 6{,}02N + 1.76 \qquad \textbf{(1.20)}$$

ifadesi elde edilir ve denklem (1.16) ispatlanmış olur.

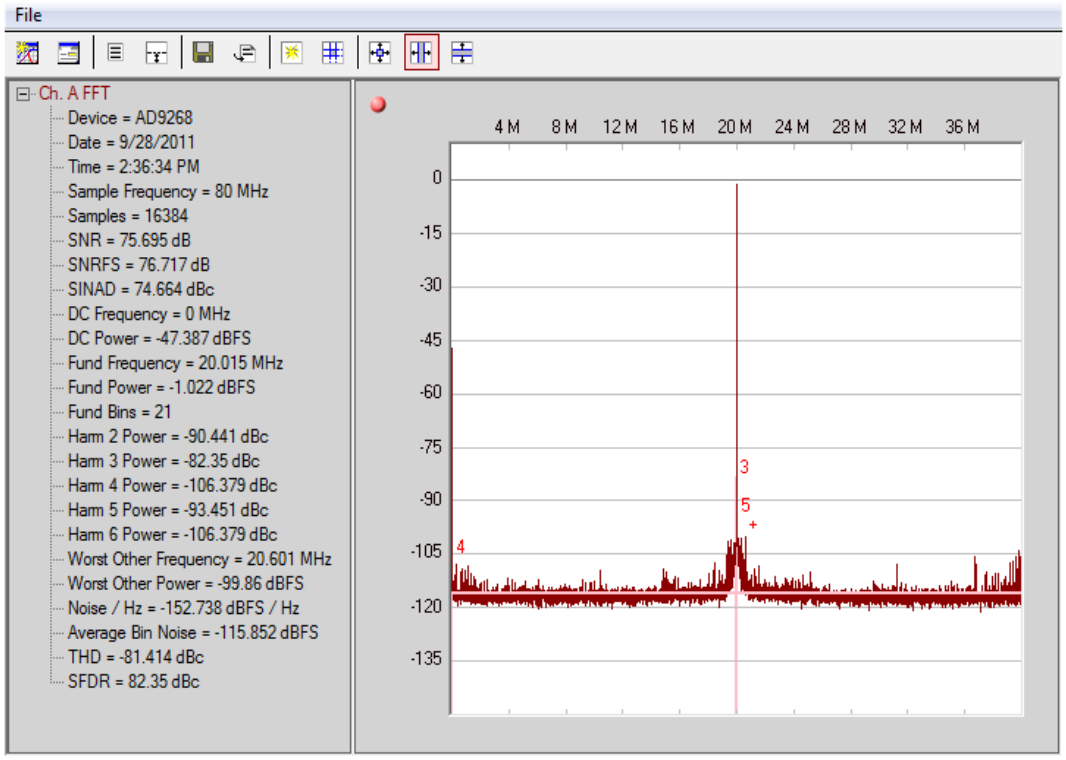
Görüldüğü gibi bir veri dönüştürücü sisteminde kuantalama gürültüsü ve seğirme gürültüsü sistemin işaret gürültü oranını ciddi bir şekilde etkilemektedir. Bu sebeplerden ötürü veri dönüştürücü sistemlerinde seğirme parametresinin hesaplanması önem arz eder. Eğer test sistemindeki seğirme, ADC'nin kuantalama

gürültüsünden daha fazla SNR hatasına yol açıyorsa, ADC'deki SNR başarımı test sistemindeki seğirmeden kaynaklanıyor olabilir. Bunun etkisini görmek için 16 bit AD9268 ADC ile FFT analizleri yapılarak işaret gürültü oranları hesaplanmıştır. Bu FFT grafiklerinden hareketle sistemin işaret gürültü oranının seğirmeden nasıl etkilendiği gösterilmek istenmiştir.

Birinci deneyde giriş ve saat işareti olarak iki adet Rohde&Schwarz SMA100A; ikinci deneyde ise giriş işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A, saat işareti olarak ise Agilent 33250A kullanılmıştır. Rohde Schwarz SMA100A referans girişi Agilent 33250A referans çıkışına bağlanarak cihazlar faz kilitlemeli çevrime sokulmuştur. Bu durumda FFT analizleri yapılarak işaret gürültü oranları hesaplanmıştır. Deneylerde RG58 (50Ω) SMA-SMA kablolar kullanılmıştır. 100.0146484375 MHz uyumlu (coherent) giriş frekansında, 80MHz saat frekansı ile elde edilen FFT sonuçları ve hesaplanan SNR değerleri Şekil 1.10'da görülmektedir. Şekil 1.10'da görülen sonuç 20 adet FFT'nin ortalamasıdır. Sonuçların istatiktiksel olarak anlamlı olması için 20 adet FFT alınıp ortalamaları hesaplanmıştır. Her bir FFT grafiğinde mevcut olan yakın band faz gürültüsü sebebiyle FFT grafiklerinin ortalamaları alındığında temel işarette eteklenme oluşmaktadır. Tek bir FFT grafiği alındığında Şekil 1.10'da görülen eteklenme görülmemektedir.

Girişe 100MHz Allen Avionics band geçiren filtre konularak giriş işaretinin harmonikleri bastırılmıştır. Saat frekansı ile uyumlu giriş frekansı (coherent frequency) Ek B'de verilen kod (find_coh_freq.m) yardımıyla hesaplanmaktadır. Böylece asal sayıda periyot içeren sinüs işaretinin FFT analizi yapılmaktadır. Giriş işaretinin genliği tam skaladan 1dB aşağıda seçilmiştir (FS-1dBFS).

Elde edilen sonuç incelendiğinde kullanılan Rohde&Schwarz SMA100A işaret üreteçlerinin faz gürültülerinin oldukça düşük olduğu görülebilir. AD9268'in kataloğunda 100MHz için tipik SNR değeri 77.6dBFS olarak verilmektedir. Burada tipik değerden 0.9dB daha düşük bir sonuç elde edilmiştir. Bu sonuç işaret kaynaklarının faz gürültülerinin oldukça düşük olduğunu göstermektedir.

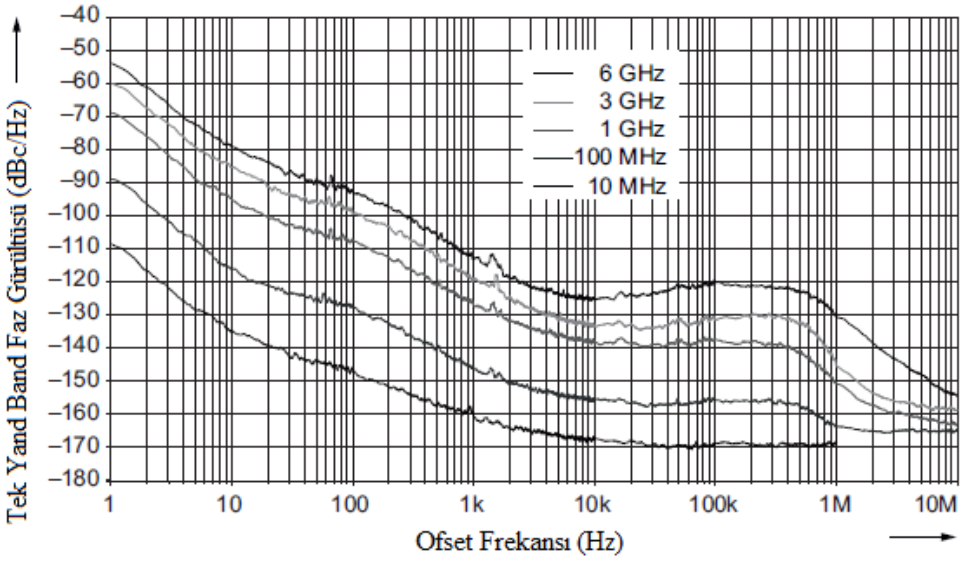


Şekil 1.10 : İki adet Rohde&Schwarz SMA100A ile 100MHz giriş frekansında elde edilen FFT grafiği.

Şekil 1.11'de Rohde&Schwarz SMA100A işaret üretecinin faz gürültüsü eğrisi görülmektedir. Görüleceği üzere geniş bant faz gürültüsü 100MHz işaret için -165dBc/Hz mertebesindedir, yani geniş band faz gürültüsü çok düşüktür. Ancak yine de ideal SNR değerinden oldukça düşük bir işaret gürültü oranı değeri elde edildiği görülmektedir. İdeal 16 bit bir ADC'de

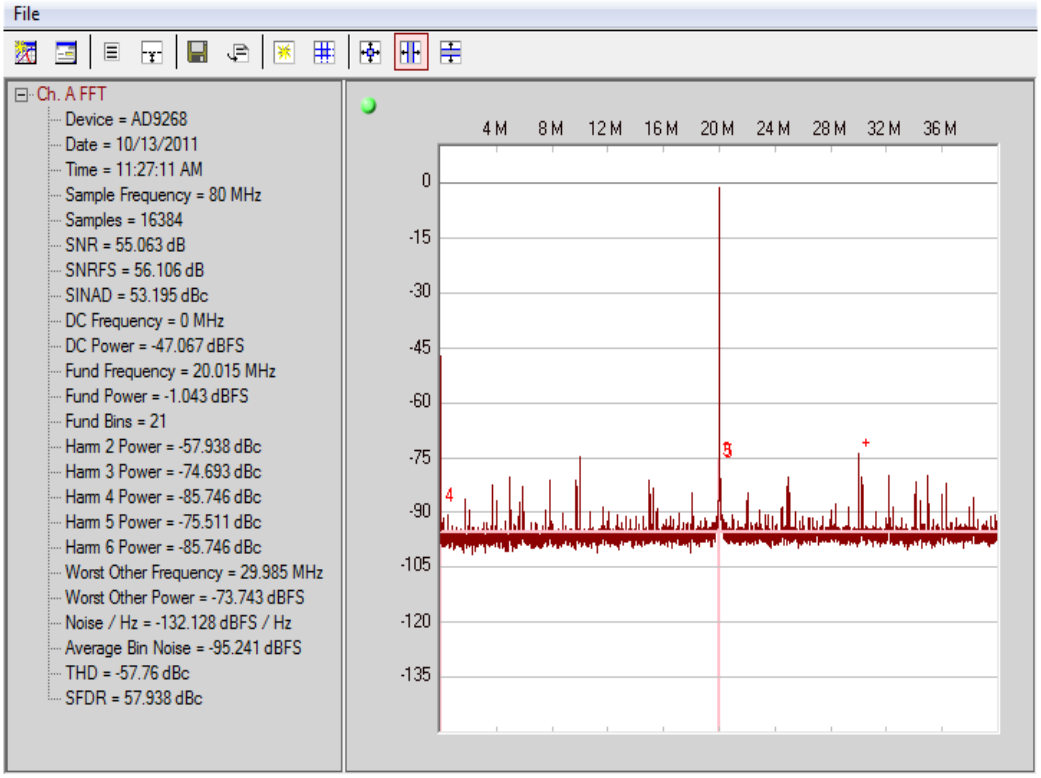
$$SNR_{IDEAL} = (16*6{,}02) + 1{,}76 = 98.08dB$$

değerinde bir işaret gürültü oranı vermektedir. Ancak burada işaret gürültü oranını bozan tek etken olarak kuantalama gürültüsü hesaba katıldığından ve diğer gürültü bileşenleri ihmal edildiğinden hesaplanan işaret gürültü oranı değeri yüksek çıkmaktadır. Gerçekte tüm elemanların gürültüleri (Termal gürültüler, Shot gürültüsü, flicker gürültüsü ...vs), ADC iç gürültüleri ve en önemlisi girişte, saatte ve ADC'nin içinde olan (aperture jitter, iç seğirme) seğirme gürültüsü işaret gürültü oranını düşürmekte ve elde edilen değeri idealden uzaklaştırmaktadır.



Şekil 1.11 : Rohde&Schwarz SMA100A Faz Gürültüsü Eğrisi [11].

İkinci deneyde giriş işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A, saat işareti olarak Agilent 33250A kullanılmıştır. Rohde Schwarz SMA100A referans girişi Agilent 33250A referans çıkışına bağlanarak cihazlar faz kilitlemeli çevrime sokulmuştur. Bu durumda FFT analizleri yapılarak işaret gürültü oranı hesaplanmıştır. Deneylerde RG58 (50Ω) SMA-SMA kablolar kullanılmıştır. 100.0146484375 MHz uyumlu (coherent) giriş frekansında, 80MHz saat frekansı ile elde edilen FFT sonuçları ve hesaplanan SNR değerleri Şekil 1.12'de görülmektedir. Şekil 1.12'de görülen sonuç 20 adet FFT'nin ortalamasıdır. Sonuçların istatiktiksel olarak anlamlı olması için 20 adet FFT alınıp ortalamaları hesaplanmıştır. Her bir FFT grafiğinde mevcut olan yakın band faz gürültüsü sebebiyle FFT grafiklerinin ortalamaları alındığında temel işarette eteklenme oluşmaktadır. Tek bir FFT grafiği alındığında Şekil 1.12'de görülen eteklenme görülmemektedir. Şekil 1.12'de görüldüğü gibi işaret gürültü oranı Rohde Schwarz SMA100A ile yapılan ölçümlere gore 20dB azalma göstermiştir. Burada işaret gürültü oranını azalmasının sebebi saat işareti olarak kullanılan Agilent 33250A'nın faz gürültüsüdür, yani zamanlama seğirmesidir. Açıkça görüldüğü gibi uygun olmayan saat ve giriş işaretleri kullanıldığında yüksek performanslı bir ADC'nin gerçek performansı görülememekte ve performans kaybı yaşanmaktadır. Bu sebeple ADC veri dönüştürücü sistemlerinde saat işaretinin seçimi sistem mühendislerinin ilgilenmesi gereken en önemli konulardan biridir.



Şekil 1.12 : Rohde&Schwarz SMA100A ve Agilent 33250A ile 100MHz giriş frekansında elde edilen FFT grafiği.

1.5 Deneylerde Kullanılan Kaynakların Faz Gürültü ve Seğirme Ölçümleri

Bu bölümde deney setlerinde kullanılan kaynakların kendi katalog verileri, FSU26 Spektrum Analizörü yardımıyla çıkarılan faz gürültüsü eğrileri, Agilent DSA-X 93204A osiloskobu ve Agilent E5052B işaret analizörü yardımıyla seğirme değerleri ölçülmüştür. Daha sonra ölçülen bu değerler geliştirilen yöntemlerin başarımını test etmek için korelasyon amacıyla kullanılacaktır.

1.5.1 Rohde Schwarz SMA100A ön panel ölçümleri

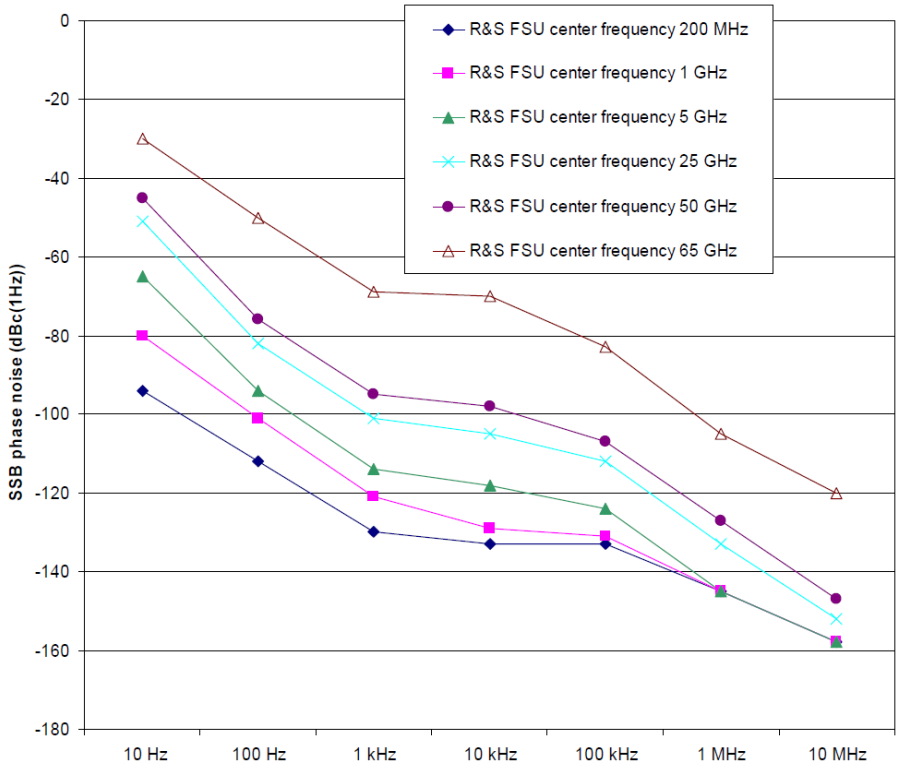
Rohde&Schwarz SMA100A işaret üreteci düşük faz gürültüsü opsiyonu ile birlikte İTÜ laboratuvarına alınmıştır. İşaret üretecinin katalogunda verilen faz gürültüsü eğrisi daha once Şekil 1.11'de verilmişti. Bu grafikte 4 adet ofset frekansı belirleyerek istediğimiz bir bant genişliğinde seğirme hesaplayabiliriz.

Seğirme hesaplanırken band aralığı 100MHz'lik işaret için 3kHz ile 200MHz arasında alınmıştır. Yapılan FFT ölçümleri 16384 noktadan oluştuğundan her bir FFT aralığı (bin) 76.5e6 / 16384 = 4.67e3 (4.67kHz) olarak belirlenir. Bu

frekanstan daha küçük frekans bölgelerinde seğirme hesaplamak anlamlı değildir. Üst limit olarak da kabaca işaret frekansının iki katı frekans seçilebilir [7].

Şekil 1.11'de verilen grafikte 100MHz frekansındaki işaret için 3kHz@-152dBc, 300kHz@-156dBc, 3MHz@-165dBc ve 200MHz@-165dBc ofset noktalarını kullanarak 3kHz ile 200MHz aralığında Ek B'de verilen kod (jitter_from_spectrum.m) yardımıyla hesaplanan RMS seğirme değeri 1.826966007410680e-013 (182fs RMS) olarak elde edilmiştir. Ancak çoğu zaman cihazların katalog değerleri gerçek değerlerden daha düşük olarak verilmektedir, dolayısıyla bu sonuç cihazın olabilecek en kötü performansı olarak düşünülmelidir, gerçek performans bu sonuçtan muhtemelen çok daha iyi olacaktır.

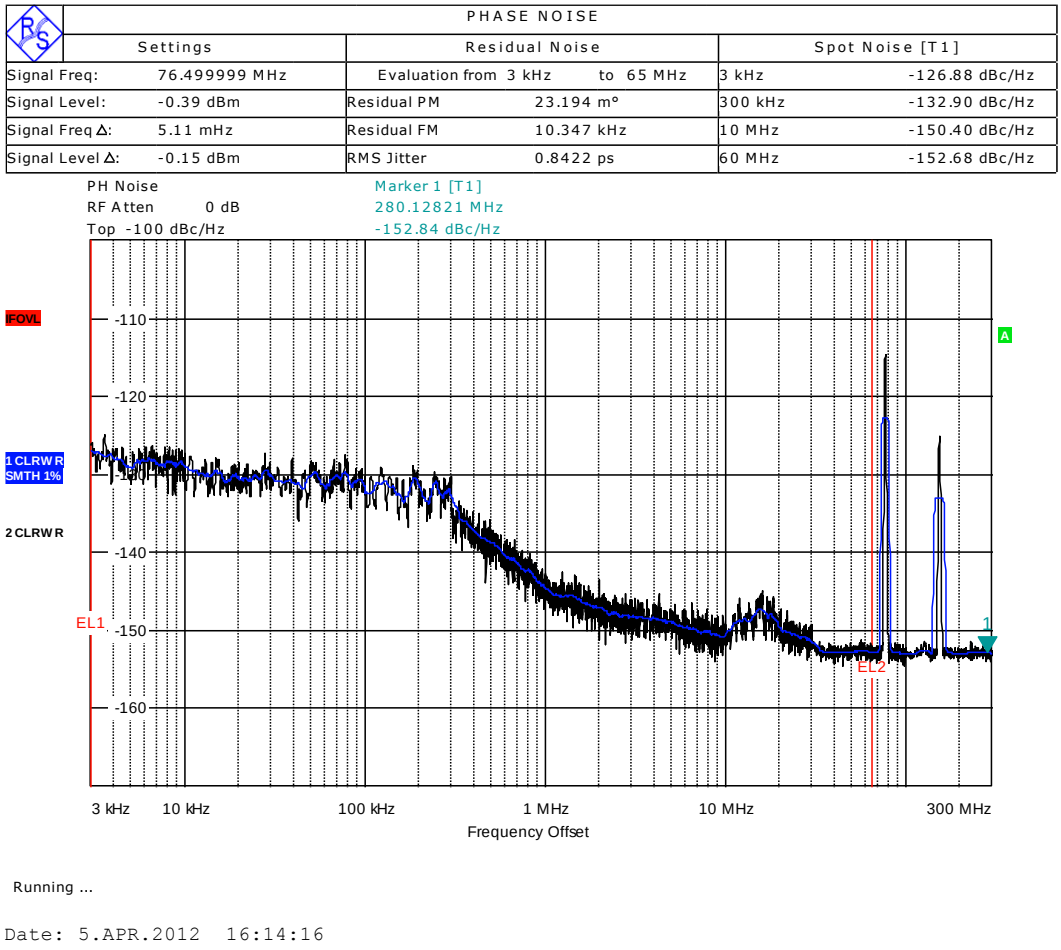
Bu aşamadan sonra ise FSU26 Spektrum Analizörü, Agilent DSA-X 93204A osiloskobu ve Agilent E5052B işaret analizörü yardımıyla Rohde&Scwarz SMA100A işaret üretecinin seğirme değerleri elde edilmek istenmiştir. Şekil 1.13'de FSU Spektrum Analizörünün faz gürültüsü eğrisi görülmektedir. FSU26 Spektrum analizörü eklenen harici bir yazılım desteği ile faz gürültüsünü gösterebilmekte ve seğirme hesaplayabilmektedir.



Şekil 1.13 : FSU26 Spektrum Analizörü faz gürültüsü [12].

Şekil 1.13'den görüleceği gibi FSU26 Spektrum Analizörünün faz gürültüsü hem yakın bant olarak hem geniş band olarak Rohde&Schwarz SMA100A işaret üretecinden daha yüksektir. Bu durumda FSU26 Spektrum Analizörünün Rohde&Schwarz SMA100A üretecini doğru ölçmesi beklenemez, ölçülecek seğirmede baskın bileşen FSU26 Spektrum Analizörünün kendi seğirmesi olacaktır.

Rohde&Schwarz SMA100A 0dBm güç seviyesinde ve 76.5MHz frekansında FSU26 Spektrum Analizörüne bağlandığında Şekil 1.14'de verilen faz gürültüsü eğrisi elde edilmiştir.



Şekil 1.14 : Rohde&Schwarz SMA100A 'nın FSU26 Spektrum Analizörü ile çıkartılan faz gürültüsü eğrisi.

Seğirme hesaplanırken band aralığı 3kHz ile 150MHz arasında alınmıştır. Yapılan FFT ölçümleri 16384 noktadan oluştuğundan her bir FFT aralığı (bin) 76.5e6 / 16384=4.67e3 (4.67kHz) olarak belirlenir. Bu frekanstan daha küçük frekans bölgelerinden seğirme hesaplamak anlamlı değildir. Üst limit olarak da kabaca işaret frekansının iki katı frekans seçilebilir [7]. Bu sebeple seğirme

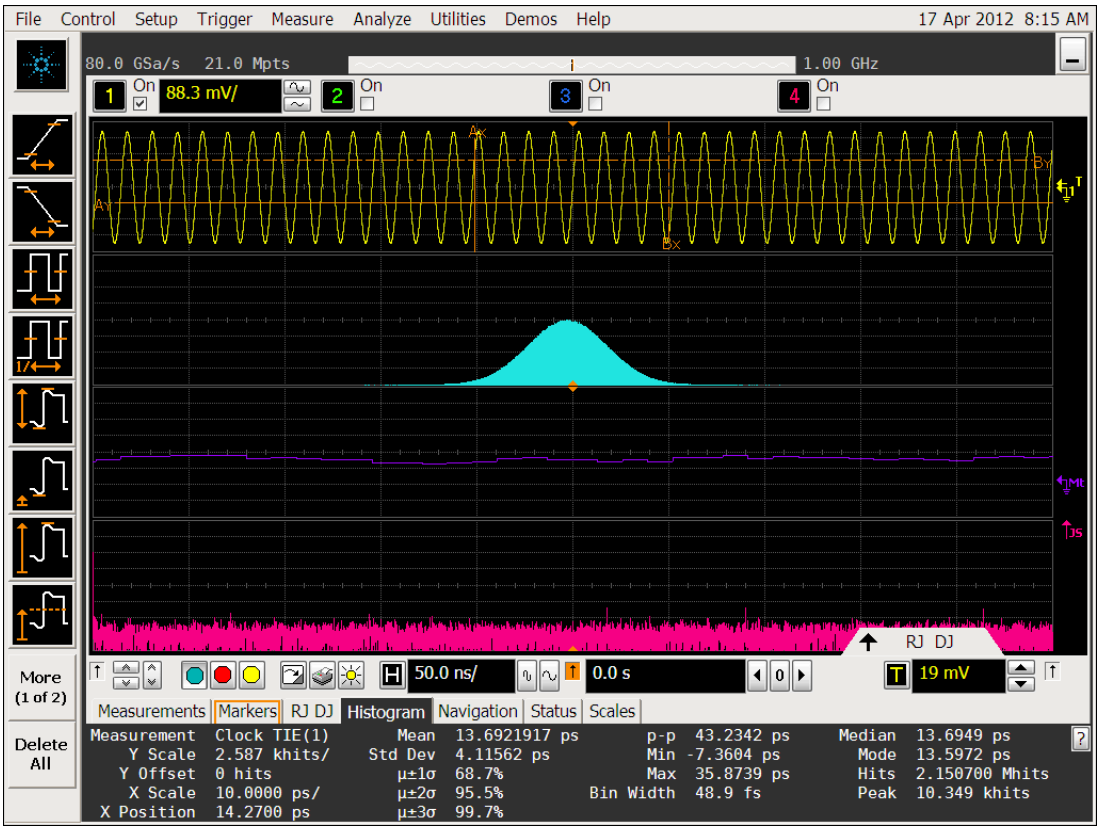
hesaplanacak integrasyon aralığı FSU26 Spektrum Analizörü ile seçilebilecek en yakın değerler olan 3kHz ile 60MHz arasında seçilmiştir. Üst kesim frekansının 60MHz seçilmesinin sebebi ikinci harmoniğin olduğu 76.5MHz frekansına yaklaşmamaktadır. Çünkü harmoniğin olduğu nokta hesaba katıldığında FSU26 Spektrum analizörü yanlış seğirme hesabı yapmaktadır. Bu durum Rohde&Schwarz ekibine iletilmiş ve onlar da bu durumu teyit etmiştir. Bu sebeple harmoniğin hesaba katılmadığı bir üst sınır belirlenmiştir. İntegrasyon aralığı genişletilmek istenirse geniş bant faz gürültüsünün sabit değiştiği varsayılarak Ek B'de verilen kod (jitter_from_spectrum.m) yardımıyla integrasyon yapılabilir. Ölçümlerde bu yöntem kullanılmıştır. Bu durumda spektrum analizörü tarafından 3kHz ile 65MHz arasında 0.8422ps'lik (RMS) bir seğirme hesaplanmıştır. 65MHz ile 200MHz arasındaki seğirme de seçilen 4 nokta yardımıyla Ek B'de verilen kod (jitter_from_spectrum.m) yardımıyla hesaplanmıştır. Burada spektrum analizöründeki işaretçiler (marker) yardımıyla okunan 60MHz@-152.68dBc, 100MHz@-153dBc, 125MHz@-152.8dBc ve 150MHz@-152.8dBc noktaları yardımıyla 65MHz ile 150MHz arasındaki seğirme 6.360998603844190e-013 (636fs RMS) hesaplanmıştır. Böylece 3kHz ile 150MHz arasındaki toplam seğirme değeri

$$\text{TOPLAM}_{\text{SEĞİRME}} = \sqrt{0.8422^2 + 0.6361^2} = 1.055 \text{ ps RMS}$$

olarak hesaplanır. Ancak dediğimiz gibi bu değer Rohde&Schwarz SMA100A ile FSU26 Spektrum Analizörlerinin seğirme değerlerinin karelerinin toplamının karekök değeridir ve baskın bileşen FSU26 Spektrum analizörü olduğu için SMA100A'nın seğirmesi hakkında bu sonuç bize net bir bilgi vermez.

Agilent DSA-X 93204A osiloskobu kullanılarak da Rohde&Schwarz SMA100A üretecinin seğirme değeri hesaplanmak istenmiştir. DSA-X 93204A osiloskobu EZJIT adı verilen bir yazılım aracılığı ile seğirme hesaplayabilmektedir. Bu şekilde Rohde&Schwarz SMA100A 0dBm güç seviyesinde ve 76.5MHz frekansında DSA-X 93204A osiloskobuna bağlandığında Şekil 1.15'de verilen seğirme sonuçları elde edilmiştir.

Şekil 1.15'de görüleceği gibi Agilent DSA-X 93204A ile elde edilen sonuçlar gerçek performanstan (katalog verileri) oldukça uzaktır. Histogram alındığında seğirme 4.11ps RMS olarak ölçülmüştür ve Rohde&Schwarz SMA100A için bu sonuç oldukça yüksektir.



Şekil 1.15 : Rohde&Schwarz SMA100A'nın DSA-X 93204A yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri.

Bu sonucun ortaya çıkmasında Agilent DSA-X 93204A'ün 8 bit ADC ile seğirme ölçümü yapması etkili olmuş olabilir. Nitekim 8 bit bir ADC için LSB değeri FS/256'dır (FS=Tam Skala). Bu durumda 8 bit bir ADC'nin çıkışının 1 bit oynaması için gereken seğirme 76.5MHz frekansında

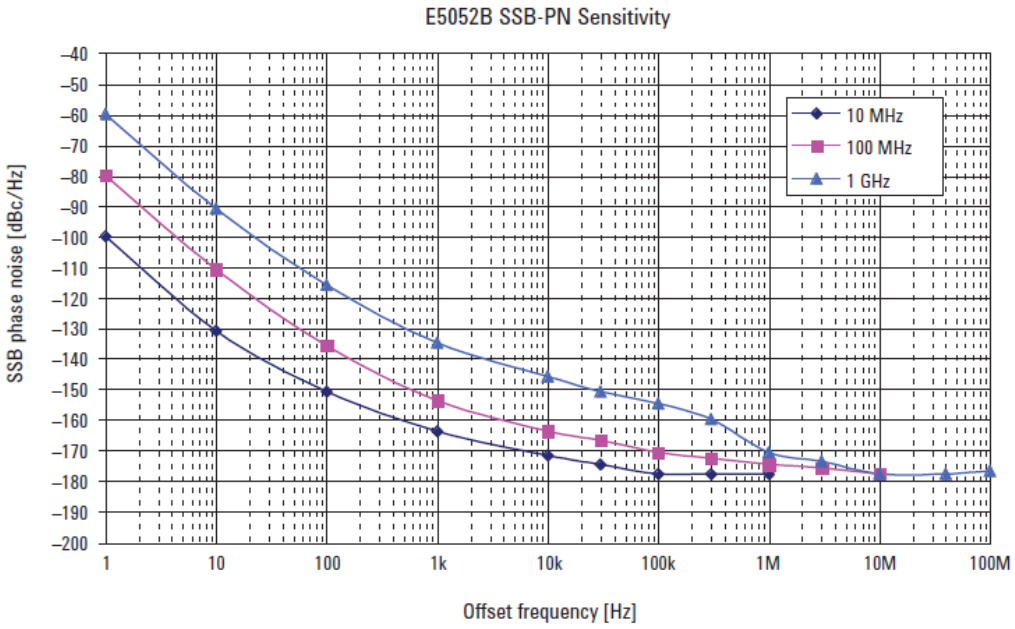
$$\text{SNR} = \frac{\text{FS}}{\frac{\text{FS}}{256}} = 256 \qquad \text{SEĞİRME} = \frac{1}{2 * \pi * 76.5\text{e}6 * 256} = 8.12 \text{ ps}$$

olarak elde edilir. Burada FS ADC tam skala değerini SNR ise işaret gürültü oranını temsil etmektedir. Görüleceği gibi 8 bit bir ADC ile hassas seğirme ölçümü yapmak oldukça zordur. Ayrıca Agilent DSA-X 93204A osiloskobunun kataloğudan seğirme için taban olarak [13]

$$\text{SEĞİRME}_{\text{TABAN}} = \sqrt{\left(\frac{\text{Gürültü}}{\text{Yükselme Eğimi}}\right)^2 + \text{Örnekleme}_{\text{SEĞİRME}}} \qquad \textbf{(1.20)}$$

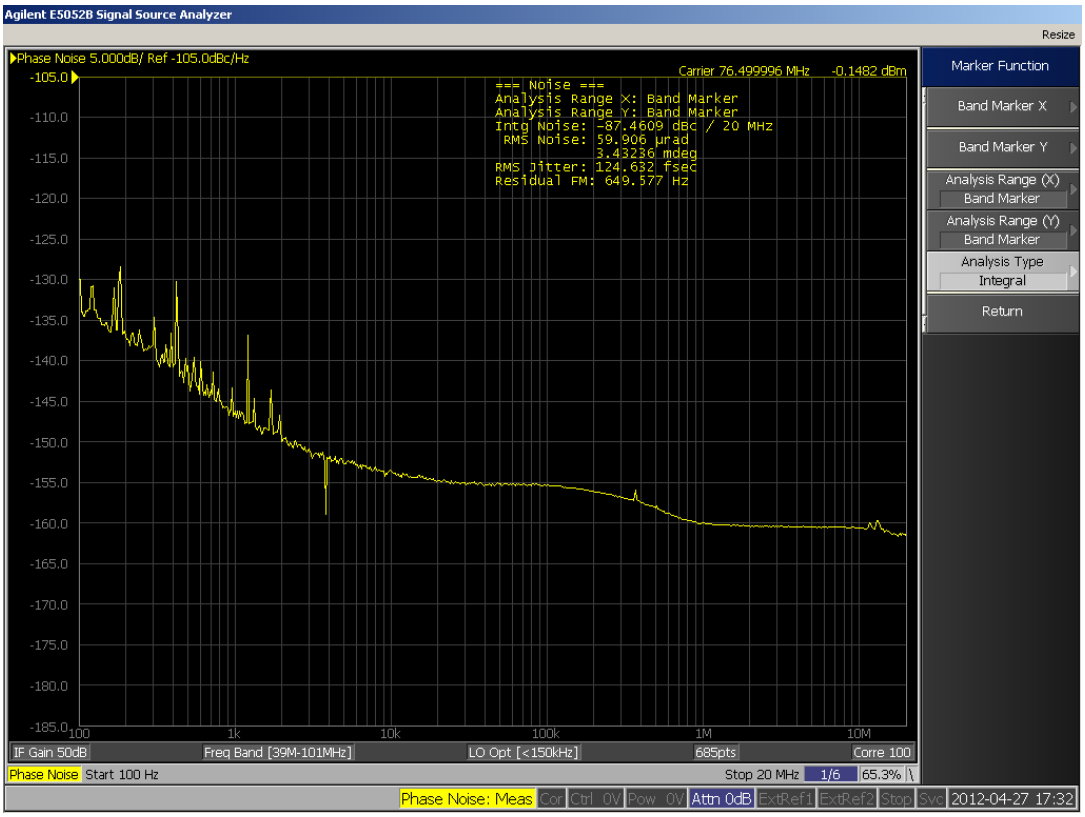
denklemi verilmektedir. Görüleceği gibi yükselme eğiminin düşük olması seğirme tabanını yükseltmektedir. Bu konuda Agilent ekibi ile görüşülmüş ve onlarda yüksek hızlı olmayan sinüs işaretlerinin seğirme hesaplarında DSA-X 93204A'nın seğirme tabanının yüksek çıktığını ve doğru ölçüm yapılamadığını onaylamışlardır. Yükselme eğimi yüksek sinüs işaretlerinde (GHz mertebesinde sinyaller) ve kare dalga tipi işaretlerde DSA-X 93204A osiloskobunun seğirme tabanı düşük çıkmakta ve daha gerçekçi ölçümler yapılabilmektedir.

Son olarak da Agilent E5052B işaret analizörü kullanılarak Rohde&Schwarz SMA100A işaret üretecinin faz gürültüsü eğrisi elde edilmek istenmiştir. Agilent 5052B çok düşük faz gürültüsüne bir cihazdır. Cihaz kataloğunda [14] faz gürültüsü eğrisi Şekil 1.16'daki gibi verilmektedir.



Şekil 1.16 : Agilent E5052B faz gürültüsü eğrisi.

Şekil 1.16'da görüldüğü gibi Agilent E5052B faz gürültüsü Rohde&Schwarz SMA100A faz gürültüsünden düşüktür. Bu sebeple Agilent 5052B ile daha düşük faz gürültüsü sonuçları elde edilmesi beklenmektedir. Bu şekilde Rohde&Schwarz SMA100A 0dBm güç seviyesinde ve 76.5MHz frekansında Agilent E5052B işaret analizörüne bağlandığında Şekil 1.17'de verilen faz gürültüsü eğrisi ve eğrinin integralinin alınmasıyla seğirme sonuçları elde edilmiştir.



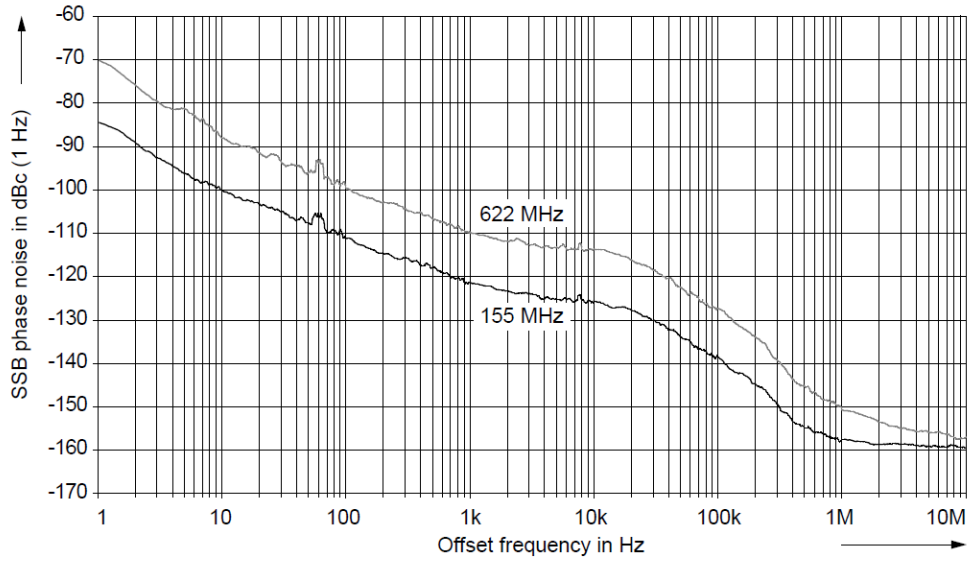
Şekil 1.17 : Rohde&Schwarz SMA100A ‘nın Agilent E5052B yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri.

Şekil 1.17’de görüleceği gibi 124 fs RMS değerinde seğirme hesaplanmıştır ve bu değer katalog verileri ile uyumludur. Katalog verileri ile 182fs RMS elde edilmiştir, ancak cihazın katalog verilerinden daha iyi performans göstermesi şaşırtıcı değildir, bu sebeple sonuç tutarlıdır. Böylece Rohde&Schwarz SMA100A gibi çok hassas bir kaynağın faz gürültüsü doğrudan ölçülebilmiştir. Ayrıca cihaz kataloğundaki faz gürültüsü eğrisinden seğirme hesaplarken integrasyon aralığının üst sınırı 150MHz seçilmiştir, Agilent 5052B’de ise bu değer 76.5MHz frekansında bir işaret için 20MHz’a kadar gidebilemektedir. Eğer eğrinin kalan kısmı 150MHz’e integre edilirse hesaplanan seğirme değeri de artacaktır.

1.5.2 Rohde&Schwarz SMA100A arka panel ölçümleri

Rohde&Schwarz SMA100A, ön paneldeki RF sinusoidal üretece ek olarak arka panelinde kare dalga biçiminde ek bir üreteç daha bulundurmaktadır. Bu üreteç veri dönüştürücü sistemlerinde saat işareti olarak kullanılabilir. Bu yüzden bu üretecin de seğirme ölçümleri yapılmıştır. Cihaz kataloğunda arka panel üretecinin faz gürültüsü Şekil 1.18’deki gibi verilmiştir.

Seğirme hesaplanırken band aralığı 155MHz'lik işaret için 3kHz ile 310MHz arasında alınmıştır. Yapılan FFT ölçümleri 16384 noktadan oluştuğundan her bir FFT aralığı (bin) 76.5e6 / 16384=4.67e3 (4.67kHz) olarak belirlenir. Bu frekanstan daha küçük frekans bölgelerinden seğirme hesaplamak anlamlı değildir. Üst limit olarak da kabaca işaret frekansının iki katı frekans seçilebilir [7].



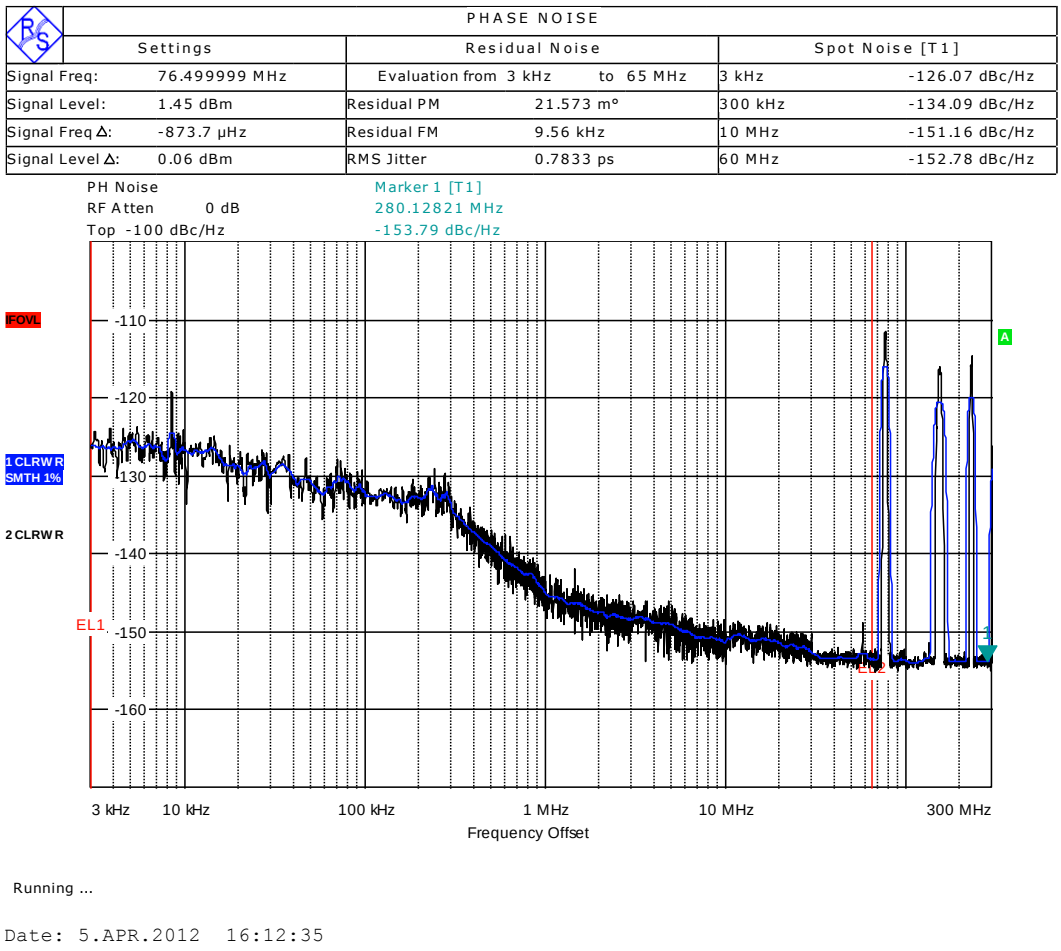
Şekil 1.18 : Rohde Schwarz SMA100A Arka Panel Saat İşareti Faz Gürültüsü [11].

Şekil 1.18'de verilen grafikte 155MHz frekansındaki işaret için 3kHz@-124dBc , 30kHz@-130dBc, 1MHz@-158dBc, 310MHz@-159dBc ofset noktalarını kullanarak 3kHz ile 310MHz aralığında Ek B'de verilen kod (jitter_from_spectrum.m) yardımıyla hesaplanan RMS seğirme değeri 3.339764977083756e-013 (339fs RMS) olarak elde edilmiştir. Ancak çoğu zaman cihaz katalog değerleri gerçek değerlerden daha düşük olarak verilmektedir, dolayısıyla bu sonuç cihazın olabilecek en kötü performansı olarak düşünülmelidir, gerçek performans bu sonuçtan muhtemelen çok daha iyi olacaktır.

Bu aşamadan sonra ise FSU26 Spektrum Analizörü ve DSA-X 93204A osiloskobu ve Agilent E5052B işaret analizörü yardımıyla Rohde&Scwarz SMA100A işaret üretecinin arka panel üretecinin seğirme değerleri elde edilmek istenmiştir Şekil 1.13'den görüleceği gibi FSU26 Spektrum Analizörünün faz gürültüsü hem yakın bant olarak hem geniş band olarak Rohde&Schwarz SMA100A işaret üretecinden daha yüksektir. Bu durumda FSU26 Spektrum Analizörünün Rohde&Schwarz

SMA100A üretecini doğru ölçmesi beklenemez, ölçülecek seğirmede baskın bileşen FSU26 Spektrum Analizörünün kendi seğirmesi olacaktır.

Rohde&Schwarz SMA100A 0dBm güç seviyesinde ve 76.5MHz frekansında FSU26 Spektrum Analizörüne bağlandığında Şekil 1.19'da verilen faz gürültüsü eğrisi elde edilmiştir.



Şekil 1.19 : Rohde&Schwarz SMA100A 'nın FSU26 Spektrum Analizörü ile çıkartılan faz gürültüsü eğrisi.

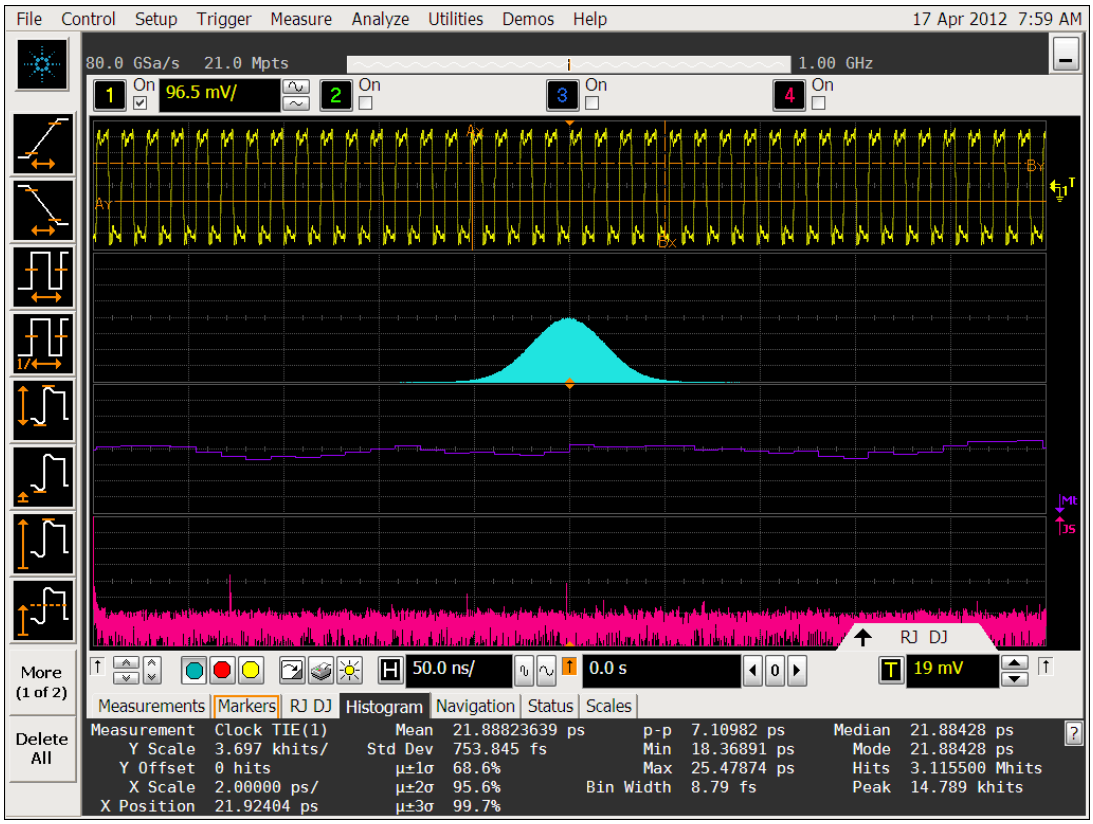
Seğirme hesaplanırken band aralığı 3kHz ile 150MHz arasında alınmıştır. Yapılan FFT ölçümleri 16384 noktadan oluştuğundan her bir FFT aralığı (bin) 76.5e6 / 16384=4.67e3 (4.67kHz) olarak belirlenir. Bu frekanstan daha küçük frekans bölgelerinden seğirme hesaplamak anlamlı değildir. Üst limit olarak da kabaca işaret frekansının iki katı frekans seçilebilir [7]. Bu sebeple seğirme hesaplanacak integrasyon aralığı FSU26 Spektrum Analizörü ile seçilebilecek en yakın değerler olan 3kHz ile 60MHz arasında seçilmiştir. Üst kesim frekansının 60MHz seçilmesinin sebebi ikinci harmoniğin olduğu 76.5MHz frekansına

yaklaşmamaktadır. Çünkü harmoniğin olduğu nokta hesaba katıldığında FSU Spektrum analizörü yanlış seğirme hesabı yapmaktadır. Bu durum Rohde&Schwarz ekibine iletilmiş ve onlar da bu durumu teyit etmiştir. Bu sebeple harmoniğin hesaba katılmadığı bir üst sınır belirlenmiştir. İntegrasyon aralığı genişletilmek istenirse geniş bant faz gürültüsünün sabit değiştiği varsayılarak Ek B'de verilen kod (jitter_from_spectrum.m) yardımıyla integrasyon yapılabilir. Ölçümlerde bu yöntem kullanılmıştır. Bu durumda spektrum analizörü tarafından 3kHz ile 60MHz arasında 0.7833ps'lik (RMS) bir seğirme hesaplanmıştır. 65MHz ile 200MHz arası da seçilen 4 nokta yardımıyla Ek B'de verilen kod (jitter_from_spectrum.m) yardımıyla hesaplanmıştır. Burada spektrum analizöründeki işaretçiler (marker) yardımıyla okunan 60MHz@-152.78dBc, 100MHz@-153.8dBc, 125MHz@-153.3dBc ve 150MHz@-153.5dBc noktaları yardımıyla 65MHz ile 150MHz arasındaki seğirme 5.973411398575234e-013 (597fs RMS) hesaplanmıştır. Böylece 3kHz ile 150MHz arasındaki toplam seğirme değeri

$$\text{TOPLAM}_{\text{SEĞİRME}} = \sqrt{0.7833^2 + 0.5973^2} = 0.98 \text{ ps RMS}$$

olarak hesaplanır. Ancak dediğimiz gibi bu değer Rohde&Schwarz SMA100A ile FSU26 Spektrum Analizörlerinin seğirme değerlerinin karelerinin toplamının karekök değeridir ve baskın bileşen FSU26 Spektrum analizörü olduğu için SMA100A'nın arka panel seğirmesi hakkında bu sonuç bize net bir bilgi vermez.

Ayrıca DSA-X 93204A osiloskobu kullanılarak Rohde&Schwarz SMA100A üretecinin seğirme değeri hesaplanmak istenmiştir. DSA-X 93204A osiloskobu EZJIT adı verilen bir yazılım aracılığı ile seğirme hesaplayabilmektedir. Bu şekilde Rohde&Schwarz SMA100A 0dBm güç seviyesinde ve 76.5MHz frekansında DSA-X 93204A osiloskobuna bağlandığında Şekil 1.20'de verilen seğirme sonuçları elde edilmiştir. Şekil 1.20'de görüleceği gibi DSA-X 93204A ile elde edilen sonuçlar gerçek performansı gösterme açısından (katalog verileri) ön panel ölçümlerine gore daha tutarlıdır, ancak yine de sonuçlar gerçek performansı gösterememektedir. Histogram alındığında seğirme 753 fs RMS olarak ölçülmüştür. İşaretin sinusoidal değil de kare dalga şeklinde olması sebebiyle anlık genlik geçişleri 8 bit ADC ile daha rahat yakalanabileceği için (yükselme eğimi yüksek olduğundan dolayı) seğirmenin ön panel ölçümüne gore daha düşük çıktığı düşünülmektedir.



Şekil 1.20 : Rohde&Schwarz SMA100A ‘nın DSA-X 93204A yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri.

Son olarak da Agilent E5052B işaret analizörü kullanılarak Rohde&Schwarz SMA100A işaret üretecinin arka panelindeki saat işaretinin faz gürültüsü eğrisi elde edilmek istenmiştir. Bu şekilde Rohde&Schwarz SMA100A 0dBm güç seviyesinde ve 76.5MHz frekansında Agilent 5052B işaret analizörüne bağlandığında Şekil 1.21’de verilen seğirme sonuçları elde edilmiştir. Şekil 1.21’de görüleceği gibi 267 fs RMS değerinde seğirme hesaplanmıştır ve bu değer katalog verileri ile uyumludur. Katalog verileri ile 339fs RMS elde edilmiştir, ancak cihazın katalog verilerinden daha iyi performans göstermesi şaşırtıcı değildir, bu sebeple sonuç tutarlıdır. Böylece Rohde&Schwarz gibi çok hassas bir kaynağın faz gürültüsü doğrudan ölçülebilmiştir. Ayrıca cihaz kataloğundaki faz gürültüsü eğrisinden seğirme hesaplarken integrasyon aralığının üst sınırı 150MHz seçilmiştir, Agilent E5052B’de ise bu değer 76.5MHz frekansında bir işaret için 20MHz’a kadar gidebilemektedir. Eğer eğrinin kalan kısmı 150MHz’e integre edilirse hesaplanan seğirme değeri de artacaktır.



Şekil 1.21 : Rohde&Schwarz SMA100A arka panel üretecinin Agilent E5052B yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri.

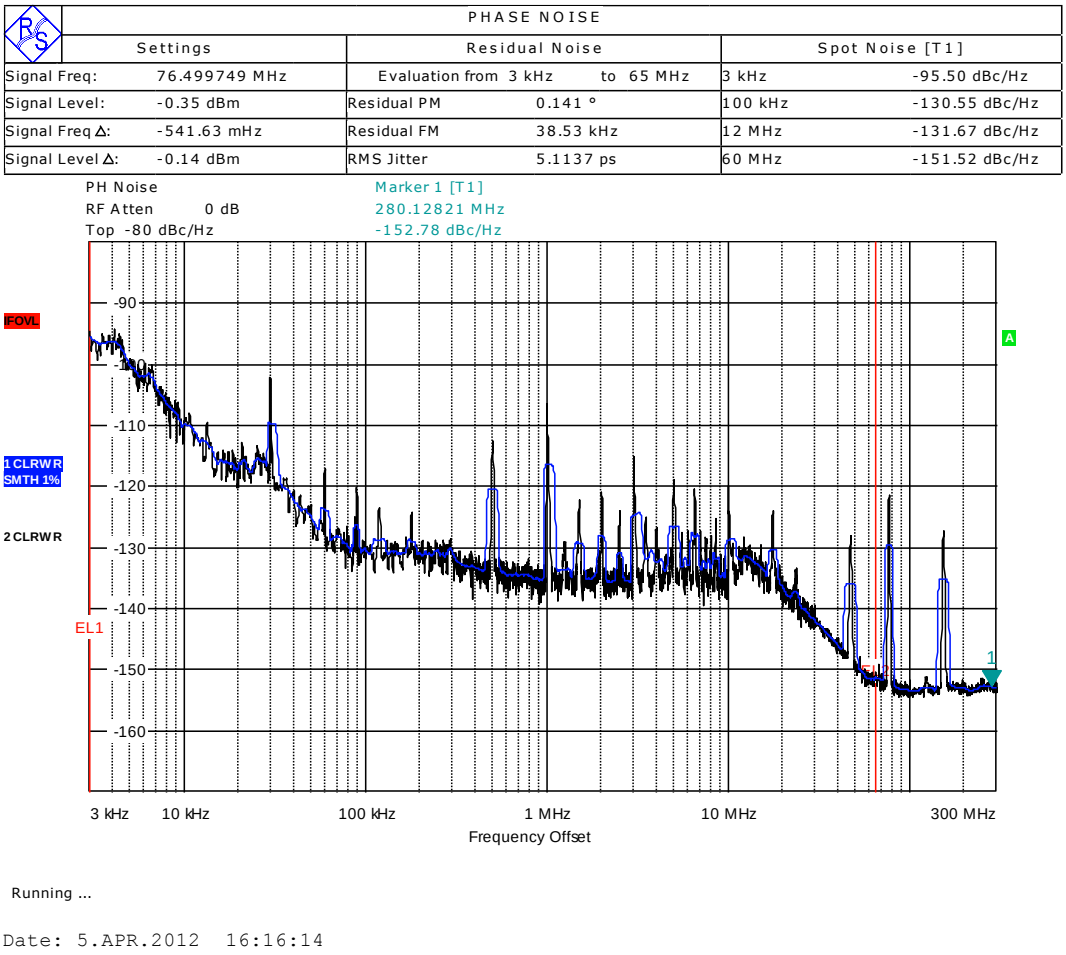
1.5.3 Agilent 33250A ölçümleri

Agilent 33250A standart çok fonksiyonlu bir işaret üretecidir. Yani Rohde&Schwarz SMA100A gibi seğirme açısından iddialı bir test cihazı değildir. Cihazın kataloğunda da faz gürültüsü ile ilgili fazla ayrıntı bulunmamaktadır. Sadece 30kHz band için için 10MHz@ SSB <-65dBc ve 80MHz@ SSB (Tek Yan Band) <-47dBc değerleri verilmiştir. Dolayısıyla bu kadar veri ile seğirme hesabı yapmak mümkün değildir. Ancak verilen değerlerden hareketle FSU26 Spektrum Analizörünün Agilent 33250A'yı doğrudan ölçebileceği öngörülebilir. Zira FSU26 Spektrum analizörü için 10kHz offset frekansında -133dBc/Hz değerinde faz gürültüsü değeri verilmiştir. 30kHz band aralığında -47dBc olarak verilen SSB faz gürültüsü değerini 1Hz aralığında hesaplarsak 30kHz offset frekansındaki faz gürültüsünü buluruz. Bu yapılırsa

$$\mathrm{SSB}\,(1\mathrm{Hz}) = \mathrm{SSB}(30\mathrm{kHz}) - 10\log(30\mathrm{kHz}) = -91.7\ \mathrm{dBc/Hz}$$

olarak hesaplanır. Böylece FSU26 Spektrum analizörünün faz gürültüsü Agilent 33250A'ya gore çok daha düşük olduğundan doğrudan ölçme yapılabileceği iddia edilebilir.

Bu aşamadan sonra ise FSU Spektrum Analizörü, DSA-X 93204A osiloskobu ve Agilent E5052B analizörü yardımıyla Rohde&Scwarz SMA100A işaret üretecinin seğirme değerleri elde edilmek istenmiştir. Agilent 33250A 0dBm güç seviyesinde ve 76.5MHz frekansında FSU26 Spektrum Analizörüne bağlandığında Şekil 1.22'de verilen faz gürültüsü eğrisi elde edilmiştir.



Şekil 1.22 : Agilent 33250A'nın 76.5MHz'de FSU26 Spektrum Analizörü ile çıkartılan faz gürültüsü eğrisi.

Seğirme hesaplanırken band aralığı 3kHz ile 150MHz arasında alınmıştır. Yapılan FFT ölçümleri 16384 noktadan oluştuğundan her bir FFT aralığı (bin) 76.5e6 / 16384=4.67e3 (4.67kHz) olarak belirlenir. Bu frekanstan daha küçük frekans bölgelerinden seğirme hesaplamak anlamlı değildir. Üst limit olarak da kabaca işaret frekansının iki katı frekans seçilebilir [7]. Bu sebeple seğirme hesaplanacak integrasyon aralığı FSU26 Spektrum Analizörü ile seçilebilecek en yakın değerler olan 3kHz ile 60MHz arasında seçilmiştir. Üst kesim frekansının 60MHz seçilmesinin sebebi harmoniğin olduğu 76.5MHz frekansına

yaklaşmamaktadır. Çünkü harmoniğin olduğu nokta hesaba katıldığında FSU26 Spektrum analizörü çok yanlış seğirme hesabı yapmaktadır. Bu durum Rohde&Schwarz ekibine iletilmiş ve onlar da bu durumu teyit etmiştir. Bu sebeple harmoniğin hesaba katılmadığı bir üst sınır belirlenmiştir. İntegrasyon aralığı genişletilmek istenirse geniş bant faz gürültüsünün sabit değiştiği varsayılarak Ek B'de verilen kod (jitter_from_spectrum.m) yardımıyla integrasyon yapılabilir. Ölçümlerde bu yöntem kullanılmıştır. Bu durumda spektrum analizörü tarafından 3kHz ile 60MHz arasında 5.11ps'lik (RMS) bir seğirme hesaplanmıştır. 65MHz ile 200MHz arasındaki seğirme seçilen 4 nokta yardımıyla Ek B'de verilen kod (jitter_from_spectrum.m) yardımıyla hesaplanmıştır. Burada spektrum analizöründeki işaretçiler (marker) yardımıyla okunan 60MHz@-151.52dBc, 100MHz@-153.46dBc, 125MHz@-153.8dBc ve 150MHz@-152.8dBc noktaları yardımıyla 65MHz ile 150MHz arasındaki seğirme 6.246684088728787e-013 (624fs RMS) hesaplanmıştır. Böylece 3kHz ile 150MHz arasındaki toplam seğirme değeri

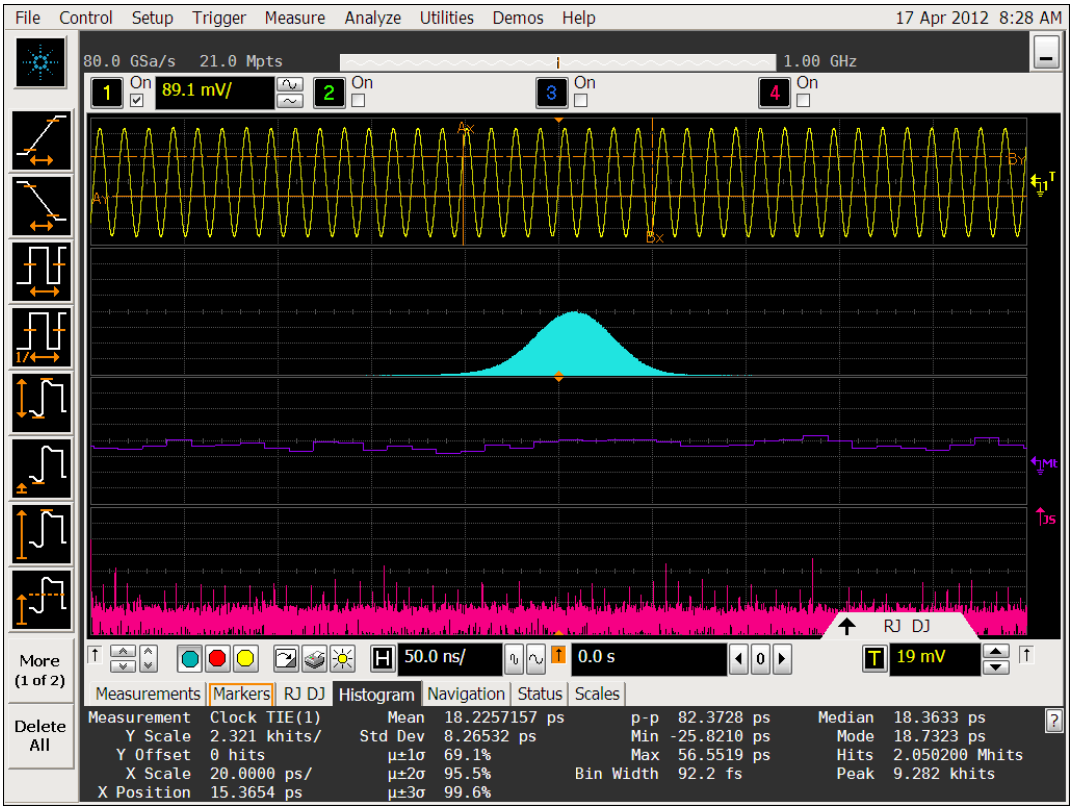
$$\text{TOPLAM}_{\text{SEĞİRME}} = \sqrt{5.11^2 + 0.624^2} = 5.14 \text{ ps RMS}$$

olarak hesaplanır. Bu değer FSU26 Spektrum Analizörünün iç seğirmesi ile Agilent 33250A'nın iç seğirmelerinin karelerinin toplamının karekökü̈dür. Ancak baskın bileşen Agilent 33250A olduğu için ölçülen değeri Agilent 33250A seğirmesi olarak kabul edebiliriz.

Ayrıca DSA-X 93204A osiloskobu kullanılarak Agilent 33250A üretecinin seğirme değeri hesaplanmak istenmiştir. DSA-X 93204A osiloskobu EZJIT adı verilen bir yazılım aracılığı ile seğirme hesaplayabilmektedir. Bu şekilde Agilent 33250A 0dBm güç seviyesinde ve 76.5MHz frekansında DSA-X 93204A osiloskobuna bağlandığında Şekil 1.23'de verilen seğirme sonuçları elde edilmiştir.

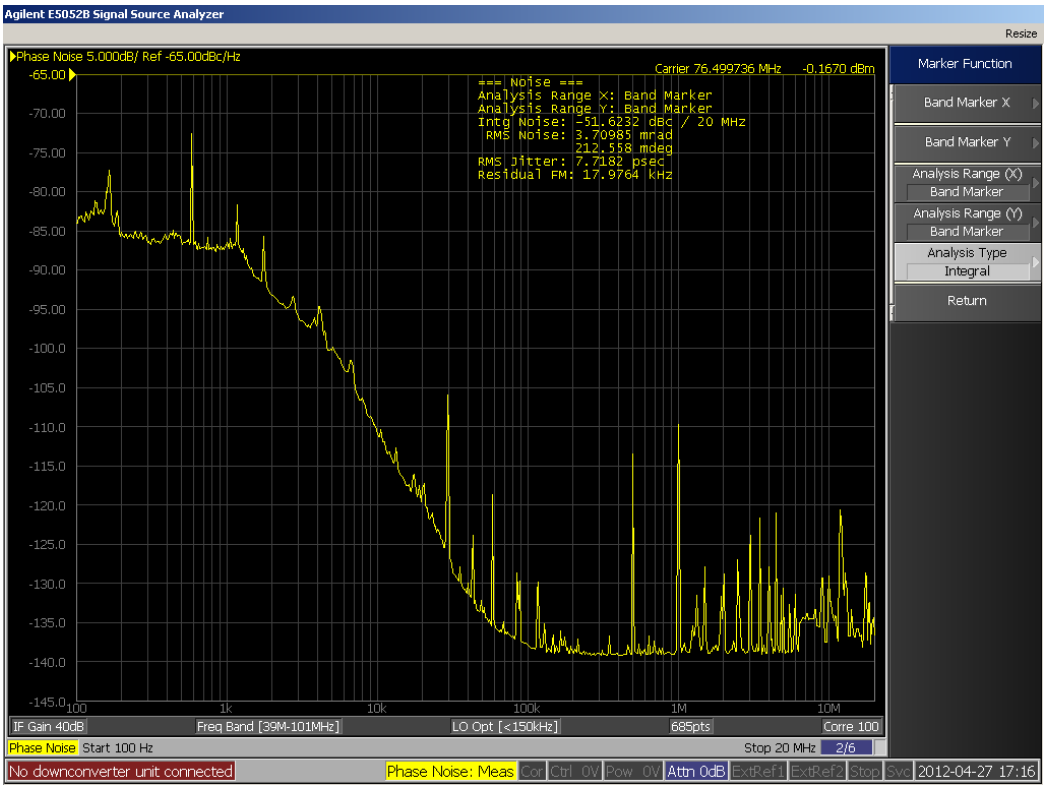
Şekil 1.23'de görüleceği gibi DSA-X 93204A ile elde edilen sonuçlar FSU26 Spektrum Analizörü ile elde edilen sonuçlara gore çok daha yüksek çıkmıştır. Histogram alındığında seğirme 8.2ps RMS olarak elde edilmiştir. DSA-X 93204A ile yapılan ölçümlerin daha yüksek çıkmasının sebebinin Agilent 33250A üretecinin oluşturduğu işaretin sıfır geçişlerinin oynaması olduğu düşünülmektedir. FSU26 Spektrum Analizörü belirtilen band genişliğinde tüm işaretlere bakmakta ve buradan seğirme hesaplamaktadır; ancak DSA-X 93204A ise sıfır geçişlerinden hareketle

zamanlama hatalarına bakarak (Time Interval Error, TIE) sıfır geçiş noktalarının histogramlarını almakta ve buradan seğirme hesaplamaktadır. Sıfır geçişlerindeki oynamalar diğer noktalardan yüksek olacağı için DSA-X 93204A ölçümlerinin FSU26 ölçümlerine gore yüksek çıktığı düşünülmektedir.



Şekil 1.23 : Agilent 33250A'nın 76.5MHz'de DSA-X 93204A yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri.

Son olarak da Agilent E5052B işaret analizörü kullanılarak Agilent 33250A işaret üretecinin faz gürültüsü eğrisi elde edilmek istenmiştir. Bu şekilde Agilent 33250A 0dBm güç seviyesinde ve 76.5MHz frekansında Agilent E5052B işaret analizörüne bağlandığında Şekil 1.24'de verilen seğirme sonuçları elde edilmiştir. Şekil 1.24'de görüleceği gibi 7.7 ps RMS değerinde seğirme hesaplanmıştır ve bu değer katalog verileri ile uyumludur. Zaten Agilent 33250A üreteci seğirme açısından iddialı bir cihaz değildir, bu yüzden de seğirme değeri diğer testi yapılan işaret üreteçlerine nazaran oldukça yüksek çıkmıştır. Faz gürültüsü eğrisinde görülen sıçramalar, seğirmede deterministik parametrelerin de etkili olduğunu göstermektedir.



Şekil 1.24 : Agilent 33250A üretecinin 76.5MHz'de Agilent E5052B yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri.

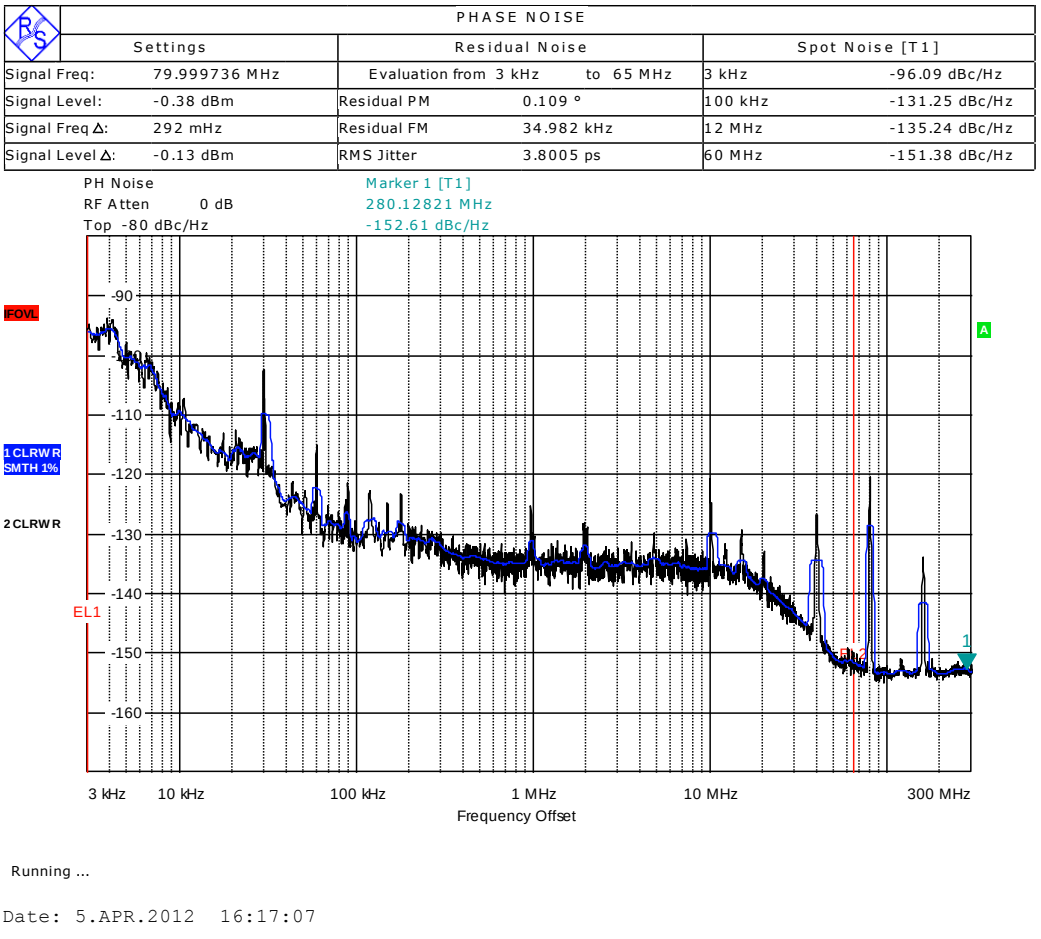
Agilent 33250A için 76.5MHz frekansında yapılan ölçümler 80MHz için de tekrarlanmıştır. Böylece Agilent 33250A içindeki N-fraction PLL sentezleyicisinin sebep olduğu sıçramaların seğirme üzerine etkisini de incelemek mümkün olabilecektir. Bunun için Agilent 33250A 0dBm güç seviyesinde ve 80MHz frekansında FSU Spektrum Analizörüne bağlandığında Şekil 1.25'de verilen faz gürültüsü eğrisi elde edilmiştir.

Seğirme hesaplanırken band aralığı 3kHz ile 150MHz arasında alınmıştır. Bu sebeple seğirme hesaplanacak integrasyon aralığı FSU26 Spektrum Analizörü ile seçilebilecek en yakın değerler olan 3kHz ile 60MHz arasında seçilmiştir. Üst kesim frekansının 60MHz seçilmesinin sebebi harmoniğin olduğu 76.5MHz frekansına yaklaşmamaktadır. Çünkü harmoniğin olduğu nokta hesaba katıldığında FSU26 Spektrum analizörü çok yanlış seğirme hesabı yapmaktadır. Bu sebeple harmoniğin hesaba katılmadığı bir üst sınır belirlenmiştir. İntegrasyon aralığı genişletilmek istenirse geniş bant faz gürültüsünün sabit değiştiği varsayılarak Ek B'de verilen kod (jitter_from_spectrum.m) yardımıyla integrasyon yapılabilir. Ölçümlerde bu yöntem kullanılmıştır. Bu durumda spektrum analizörü tarafından 3kHz ile 60MHz arasında 3.8ps'lik (RMS) bir seğirme hesaplanmıştır. 65MHz ile 200MHz arasındaki seğirme

de seçilen 4 nokta yardımıyla Ek B'de verilen kod (jitter_from_spectrum.m) yardımıyla hesaplanmıştır. Burada spektrum analizöründeki işaretçiler (marker) yardımıyla okunan 60MHz@-151.38dBc, 100MHz@-153.55dBc, 125MHz@-153.21dBc ve 150MHz@-153.2dBc noktaları yardımıyla 65MHz ile 150MHz arasındaki seğirme 6.317713687100391e-013 (631fs RMS) hesaplanmıştır. Böylece 3kHz ile 150MHz arasındaki toplam seğirme değeri

$$\text{TOPLAM}_{\text{SEĞİRME}} = \sqrt{3.8^2 + 0.632^2} = 3.85 \text{ ps RMS}$$

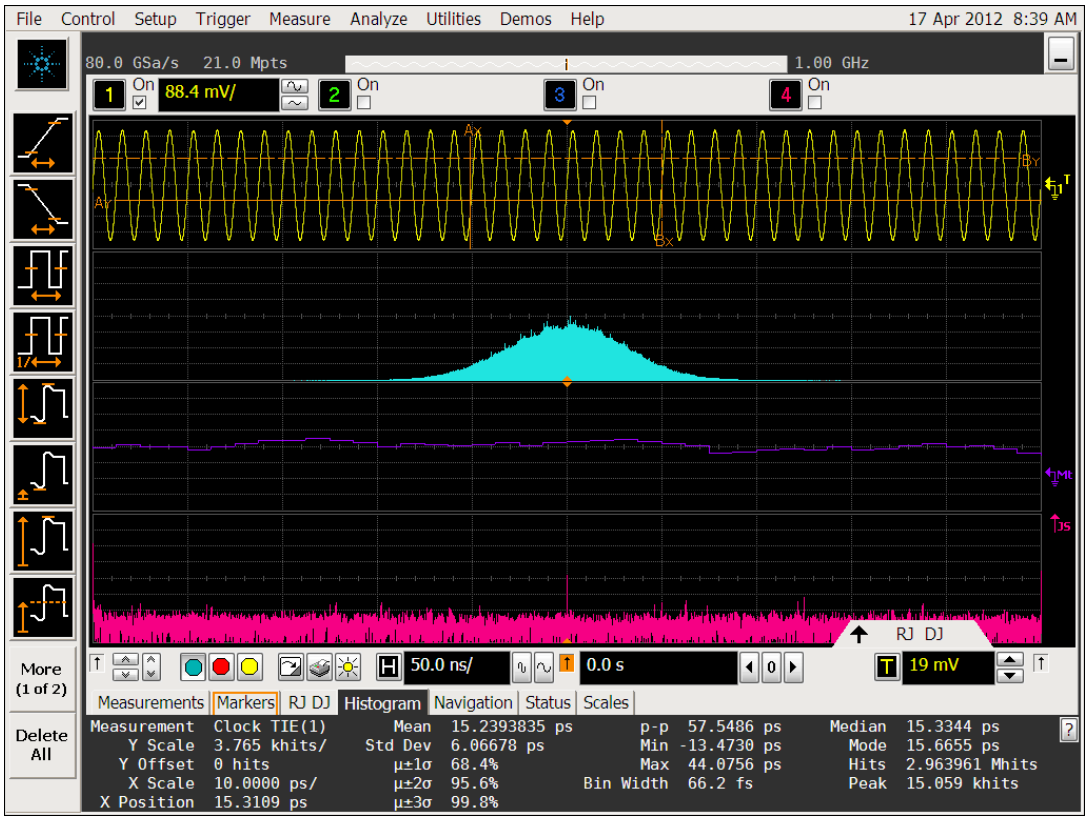
olarak hesaplanır. Bu değer FSU26 Spektrum Analizörünün iç seğirmesi ile Agilent 33250A'nın iç seğirmelerinin karelerinin toplamının kareköküdür. Ancak baskın bileşen Agilent 33250A olduğu için ölçülen değeri Agilent 33250A seğirmesi olarak kabul edebiliriz.



Şekil 1.25 : Agilent 33250A'nın 80MHz'de FSU26 Spektrum Analizörü ile çıkartılan faz gürültüsü eğrisi.

Ayrıca DSA-X 93204A osiloskobu kullanılarak Agilent 33250A üretecinin seğirme değeri hesaplanmak istenmiştir. DSA-X 93204A osiloskobu EZJIT adı verilen bir

yazılım aracılığı ile seğirme hesaplayabilmektedir. Bu şekilde Agilent 33250A 0dBm güç seviyesinde ve 76.5MHz frekansında DSA-X 93204A osiloskobuna bağlandığında Şekil 1.26'da verilen seğirme sonuçları elde edilmiştir.

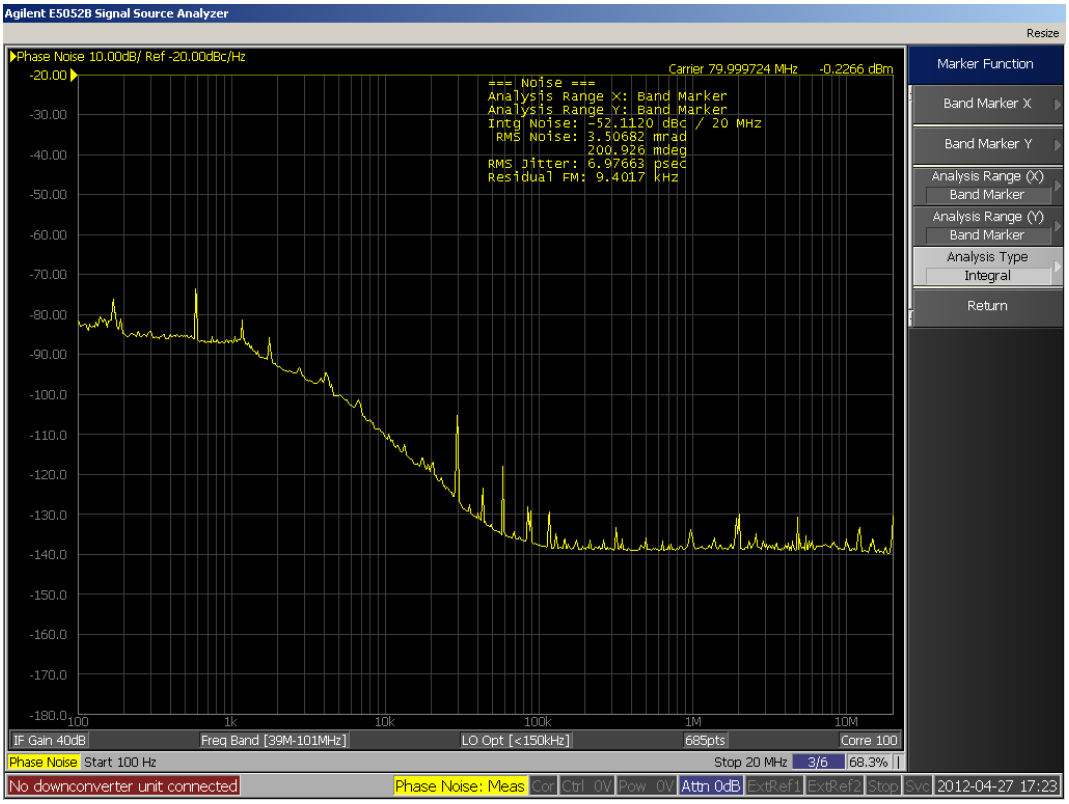


Şekil 1.26 : Agilent 33250A'nın 80MHz'de DSA-X 93204A yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri.

Şekil 1.26'da görüleceği gibi DSA-X 93204A ile elde edilen sonuçlar FSU26 Sopektrum Analizörü ile elde edilen sonuçlara gore daha yüksek çıkmıştır. Histogram alındığında seğirme 6ps RMS olarak elde edilmiştir. DSA-X 93204A ile yapılan ölçümlerin daha yüksek çıkmasının sebebinin Agilent 33250A üretecinin oluşturduğu işaretin sıfır geçişlerinin oynaması olduğu düşünülmektedir. FSU26 Spektrum Analizörü belirtilen band genişliğinde tüm işaretlere bakmakta ve buradan seğirme hesaplamaktadır, ancak DSA-X 93204A ise sıfır geçişlerinden hareketle zamanlama hatalarına bakarak (Time Interval Error, TIE) sıfır geçiş noktalarının histogramlarını almakta ve buradan seğirme hesaplamaktadır. Sıfır geçişlerindeki oynamalar diğer noktalardan yüksek olacağı için DSA-X 93204A ölçümlerinin FSU26 ölçümlerine göre yüksek çıktığı düşünülmektedir.

Son olarak da Agilent E5052B işaret analizörü kullanılarak Agilent 33250A işaret üretecinin faz gürültüsü eğrisi elde edilmek istenmiştir. Bu şekilde Agilent 33250A

0dBm güç seviyesinde ve 80MHz frekansında Agilent E5052B işaret analizörüne bağlandığında Şekil 1.27'de verilen seğirme sonuçları elde edilmiştir.



Şekil 1.27 : Agilent 33250A üretecinin 80MHz'de Agilent E5052B yardımıyla hesaplanan seğirme değerleri.

Şekil 1.27'de görüleceği gibi 6.9 ps RMS değerinde seğirme hesaplanmıştır ve bu değer katalog verileri ile uyumludur. Zaten Agilent 33250A üreteci seğirme açısından iddialı bir cihaz değildir, bu yüzden de seğirme değeri yüksek çıkmıştır.

2. ÇİFT FFT (DUAL FFT) TEKNİĞİ

Çift FFT tekniği bir veri dönüştürücüsü sisteminin toplam seğirmesini ölçmek için kullanılabilecek yöntemlerden biridir. Bu yöntem ile, temel seğirmenin geleceği etkenlerden (saat işareti, giriş işareti ve ADC iç seğirmesi) iki tanesinin seğirmesi çok düşük olursa, bu durumda çift FFT tekniği ile ölçülen seğirmede baskın öğenin seğirmesi fazla olan kaynaktan geleceği ileri sürülerek seğirmesi yüksek olan kaynağın seğirme ölçümü yapılabilir. Genelde ADC'lerin iç seğirmeleri oldukça düşüktür (100fs mertebesinde). Bu durumda asıl seğirme bileşenleri girişten ve saat işaretinden gelecektir. Eğer giriş ve saat işaretlerinden birini düşük seğirmeli diğerini yüksek seğirmeli kaynaklardan seçersek çift FFT tekniği ile ölçülen seğirmenin aynı zamanda seğirmesi yüksek olan kaynağın seğirmesine eşit olduğu kabul edebiliriz.

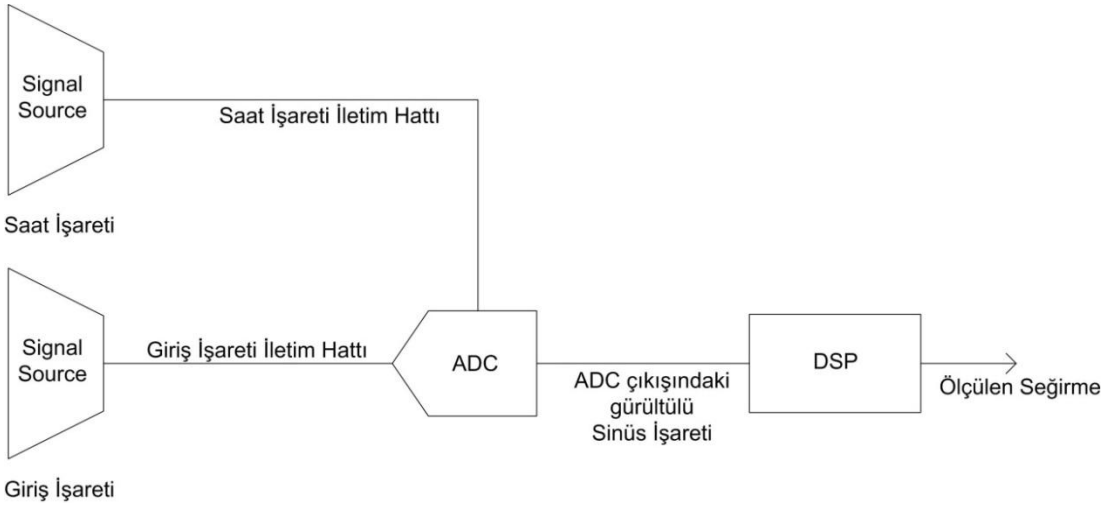
Çift FFT tekniği, standart bir ADC veri dönüştürücü sisteminin seğirmesini iki farklı genlik seviyesi için alınan FFT sonuçlarından hareketle tahmin eden bir tekniktir. Farklı genlikteki işaretlerin frekansları da farklı olabilir, ancak genel uygulama frekansı sabit tutup genlik seviyelerini değiştirerek FFT almaktır. Seğirmenin işaret gürültü oranına (SNR) etkisi denklem (1.12) ile bilinmektedir. Ancak bu denklem sadece belirli bir işaret gürültü oranı için olması gereken seğirme değerinin üst sınırını verir. Doğrudan seğirme ölçümü için bu denklem kullanılamaz. Çift FFT tekniği ise işaret gürültü oranındaki değişimleri genlik ile ilişkilendirerek sistemdeki toplam seğirmeyi iki farklı genlik seviyesi için elden edilen işaret gürültü oranı değerlerinden hesaplar. Temel olarak çift FFT tekniğinin prensip şeması Şekil 2.1'de verilmiştir.

Şekil 2.1'de verilen düzenekte giriş işaretinin iki farklı genlik seviyesi için ADC çıkışındaki sinus işaretinin DSP ile FFT grafiği elde edilir. Buradan iki farklı genlik seviyesi için işaret gürültü oranları hesaplanır.

Bu aşamadan sonra

$$\text{Gürültü(RMS)} = \frac{V_{RMS}}{SNR} \qquad \textbf{(2.1)}$$

denklemi yardımıyla iki farklı genlik seviyesi için toplam gerilim gürültüleri hesaplanır. Bu denklemde Gürültü(RMS) toplam gerilim gürültüsünün RMS değerini, SNR işaret gürültü oranını, V_{RMS} ise temel işaretin RMS değerini temsil etmektedir



Şekil 2.1 : Çift FFT tekniği için önerilen test düzeneği [8].

Toplam gürültüler hesaplandıktan sonra iki farklı genlik ve frekans için toplam seğirme

$$\text{SEĞİRME(RMS)} = \frac{1}{2 * \pi}\sqrt{\frac{\text{Gürültü1(RMS)}^2 - \text{Gürültü2(RMS)}^2}{V_1(\text{rms})^2 {F_1}^2 - V_2(\text{rms})^2 {F_2}^2}} \qquad \textbf{(2.2)}$$

denklemi [8] ile hesaplanır. Burada SEĞİRME(RMS) seğirmenin RMS olarak değeri, Gürültü1(RMS) ve Gürültü2(RMS) toplam gerilim gürültülerinin RMS değerleri, V_1(rms) ile V_2(rms) iki farklı genlik seviyesindeki işaretlerin RMS değerleri, F_1 ile F_2 ise işaretlerin frekanslarıdır. Burada iki farklı genlik seviyesi için aynı frekansta FFT grafiklerinden işaret gürültü oranı hesaplanırsa bu durumda (2.2) denklemi

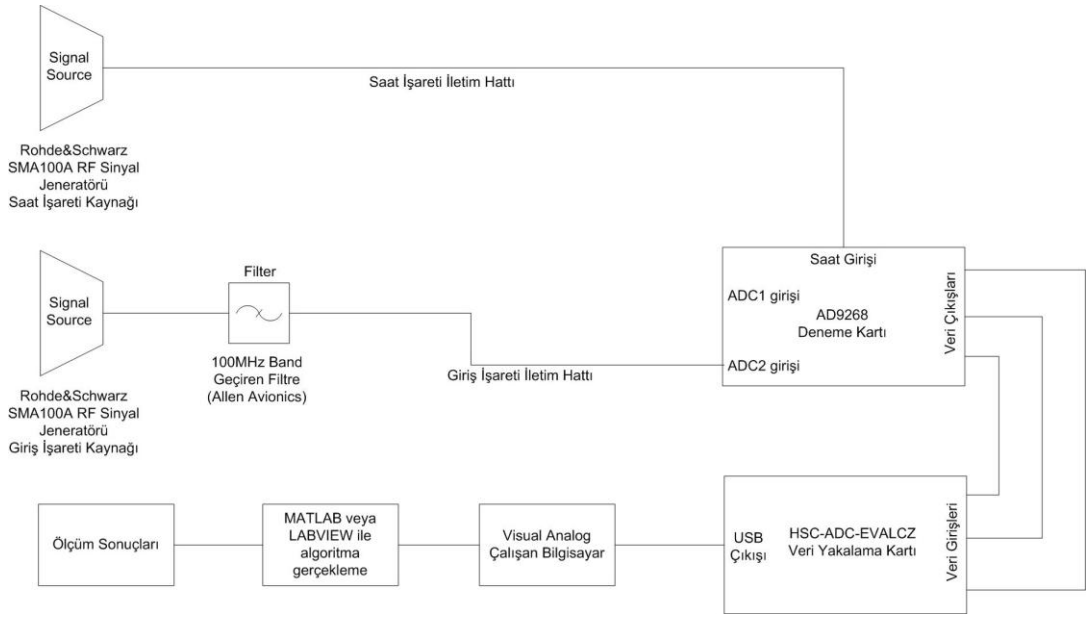
$$\text{Jitter(RMS)} = \frac{1}{2 * \pi * F_T} \sqrt{\frac{\text{Gürültü1(RMS)}^2 - \text{Gürültü2(RMS)}^2}{V_1(\text{rms})^2 - V_2(\text{rms})^2}} \qquad \textbf{(2.3)}$$

halini alır [8]. Burada F_T iki işaretin ortak frekans değeridir.

2.1 Çift FFT (Dual FFT) Tekniği ile Yapılan Ölçümler

Öncelikle giriş işareti, saat işareti ve ADC'den oluşan bir veri dönüştürücü sistemi kurulmuştur. Kurulan düzeneğin şeması Şekil 2.2'de verilmiştir. Bu düzenekte çift FFT tekniği yardmıyla sistemin toplam seğirme değerleri ölçülmüştür.

Şekil 2.2'de verilen sistemde saat işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A ile Agilent 33250A kullanılarak ayrı ayrı ölçümler alınmış, ayrıca bu iki kaynak farklı frekanslarda da test edilmiştir. Giriş işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A kullanılmıştır. Giriş işaretinin frekansı 100MHz olarak ayarlanmıştır. Girişin farklı genlik seviyeleri için FFT grafikleri elde edilerek işaret gürültü oranları tespit edilmiştir. Rohde&Schwarz SMA100A oldukça düşük faz gürültüsüne sahip bir işaret üretecidir. ADC olarak kullanılan AD9268'in iç seğirmesi (aperture jitter) cihaz kataloğunda ortalama 70fs (RMS) olarak belirtilmiştir. Bu durumda saat işareti olarak faz gürültüsü yüksek bir kaynak kullanıldığında çift FFT tekniği ile ölçülen toplam seğirmenin saat işaretindeki seğirmeye eşit olduğu kabul edilebilir. Deney setinde kablo olarak RG58 (50Ω) BNC-BNC ve SMA-SMA kablolar kullanılmıştır. Yapılan ölçümlerde iki farklı cihaz kullanıldığından Rohde&Schwarz SMA100 referans çıkışı Agilent 33250A referans girişien bağlanarak cihazlar birbirlerine faz kilitlenmiş (phase loced) olarak kullanlmıştır. Giriş işaretindeki harmonikleri süzmek için deney düzeneğinde Allen Avionics 100MHz band geçiren filtre kullanılmıştır. AD9268 çıkışı HSC-ADC-EVALCZ FPGA kartı yardımıyla okunarak USB üzerinden bilgisayara gönderilmektedir. Bilgisayarda da Visual Analog programı yardımıyla toplanan veriler MATLAB ortamına aktarılmakta ve MATLAB ortamında oluşturulan algoritma ile toplam seğirme hesaplanmaktadır. Çift FFT tekniği ile toplam seğirme hesaplanmasında kullanılan kod Ek A'da (DualSNR_extjitter.m) bulunmaktadır.



Şekil 2.2 : Çift FFT tekniği kullanılan test düzeneği.

Yazılan kod 9 ayrı genlik seviyesi için hesaplanan işaret gürültü oranlarının değerlerini giriş olarak istemektedir. İşaret gürültü oranları ve genlik seviyeleri dB ve dBFS cinsinden girildiğinden ilk önce kodda işaret gürültü oranları ve genlik seviyeleri normal ondalıklı değerlere çevrilmektedir.. Genlik seviyelerinden hareketle her bir durum için giriş işaretinin RMS değeri ve toplam gerilim gürültüleri (2.1) denklemi yardımıyla belirlenir. Daha sonra (2.2) denklemi yardımıyla toplam seğirme hesaplanır. 9 ayrı ölçüm giriş olarak belirlendiğinden her ikili ölçüm için çift FFT tekniği ile toplam seğirme hesaplamak mümkündür. Kod içerisinde bu 9 ayrı ölçüm ikili olarak gruplanıp çift FFT tekniği uygulanarak toplam seğirme hesaplanmıştır. Bu şekilde toplamda 9'un 2'li kombinasyonu şeklinde

$$\binom{9}{2} = \frac{9!}{7! * 2!} = \frac{9 * 8}{2} = 36$$

36 ayrı sonuç elde edilir. Elde edilen 36 ölçüm yazılan kodda bir matrisin elemanları olarak belirlenmiştir. Daha sonra bu elde edilen 36 ölçüm sonucunun standart sapması hesaplanmış ve bu değerlerin RMS değerleri hesaplanarak toplam seğirme belirlenmiştir. Böylelikle birçok farklı genlik seviyeleri ile yeterince çok ölçüm yaparak deneylerdeki hata payının azaltılması hedeflenmiştir.

2.1.1 Saat işareti Rohde&Schwarz SMA100A iken yapılan ölçüm

Bu ölçümde Şekil 2.2'de verilen düzenekte giriş ve saat işaretleri olarak Rohde&Schwarz SMA100A kullanılmıştır. Saat işaretinin frekansı 76.5MHz olarak ayarlanmıştır ve 16384 noktalı FFT alınarak işaret gürültü oranları hesaplanmıştır. Giriş işaretinin frekansı saat frekansına uyumlu (coherent) olacak şekilde 100.0093688964844MHz olarak alınmıştır. Uyumlu giriş frekansı ek B'de verilen kod (find_coh_freq.m) yardımıyla hesaplanmaktadır. Bu kod basitçe uyumlu (coherent) giriş işaret frekansını FFT alınacak veride asal sayıda sinüs periyodu olacak şekilde saat frekansına göre hesaplamaktadır. Bu şekilde tüm skalanın (FS) 1dBFs, 2dBFS, 3dBFS.....9dBFS altındaki genlik seviyelerinde ayrı ayrı FFT testleri yapılarak işaret gürültü oranları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Çizelge 2.1'de görülmektedir.

Çizelge 2.1 : 2.1.1 durumu için elde edilen FFT sonuçları.

Genlik Seviyesi	SNR(İşaret Gürültü Oranı)
FS-1dBFS	76,5dB
FS-2dBFS	75,87dB
FS-3dBFS	75,1dB
FS-4dBFS	74,42dB
FS-5dBFS	73,67dB
FS-6dBFS	72,81dB
FS-7dBFS	71,93dB
FS-8dBFS	71,09dB
FS-9dBFS	70,18dB

Bu elde edilen sonuçlar ikili olarak gruplanmış ve her bir ikili gruba çift FFT tekniği uygulanmıştır. Bundan sonra da Ek A'da verilen kod (DualSNR_extjitter.m) ile çift FFT tekniği algoritmasını kullanılarak toplam seğirme değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen 36 adet sonuç 8X8'lik bir matrisin elenamanları olarak atanmıştır. Bu sonuçlar MATLAB ortamında matrisel olarak

1,50E-13	1,41E-13	1,47E-13	1,47E-13	1,47E-13	1,46E-13	1,47E-13	1,47E-13
1,28E-13	1,45E-13	1,46E-13	1,46E-13	1,44E-13	1,46E-13	1,46E-13	0
1,64E-13	1,57E-13	1,54E-13	1,50E-13	1,53E-13	1,52E-13	0	0
1,48E-13	1,46E-13	1,43E-13	1,47E-13	1,47E-13	0	0	0
1,43E-13	1,38E-13	1,47E-13	1,46E-13	0	0	0	0
1,33E-13	1,50E-13	1,47E-13	0	0	0	0	0
1,69E-13	1,57E-13	0	0	0	0	0	0
1,40E-13	0	0	0	0	0	0	0

şeklinde elde edilmiştir. Elde edilen bu 36 değerin standart sapması 7.230337321161289e-015 (7.2fs) olarak elde edilmiştir. Bu 36 adet değerin RMS değerleri hesaplanırsa toplam seğirme 1.475796117355898e-013 olarak hesaplanır. Yani 147fs'lik (RMS) bir toplam seğirme çift FFT tekniği ile ölçülmüş olur.

Burada toplam seğirme ADC iç seğirmesi ve iki adet Rohde&Schwarz SMA 100A'ların seğirmelerinden gelecektir. AD9268 iç seğirmesini cihaz kataloğunda verildiği gibi 70fs (RMS) olarak kabul edersek ve iki Rohde&Schwarz SMA100A'nın seğirmelerini birbirlerine eşit kabul edersek bu durumda işaret üreteçlerinin seğirme değerleri

$$\mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A}_{\mathrm{SEĞİRME}}}{}^{2} + \mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A}_{\mathrm{SEĞİRME}}}{}^{2} + 70^2 = 147^2$$

$$\mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A}_{\mathrm{SEĞİRME}}} = 91\mathrm{fs\ (RMS)}$$

olarak tahmin edilebilir. Ancak burada yapılan sadece bir tahmindir. Zira ADC iç seğirmesi katalogda verilen değerden farklı olabilir, iki adet aynı model sinyal üretecinin seğirmeleri birbirlerinden farklı olabilir. Ancak işaret üreteçleri Rohde&Schwarz SMA100A'ların seğirme değerlerini tahmin etme açısından çift FFT tekniği kabaca bu şekilde bir sonuç verebilir. 91fs (RMS) değerinde seğirme ölçümü yapmak çok zordur. Daha önce Bölüm 0'de Rohde&Schwarz SMA100A işaret üretecinin faz gürültüsünden zamanlama seğirmesi hesabı yapılmıştı. Geniş bant faz gürültüsü -165dBc/Hz olan Rohde&Schwarz SMA100A'nın zamanlama seğirmesi 100MHz giriş için 3kHz ile 200MHz aralığında katalog verileri dikkate alınıp integral alındığında (trapezoid yöntemi ile) 180fs (RMS) olarak hesaplanmıştır. Ek B'deki kod yardımıyla (jitter_from_spectrum.m) 91fs RMS seğirmenin, 100MHz işaret için yaklaşık olarak (yakın band faz gürültü etkilerini ihmal ederek)

$$\text{GÜRÜLTÜ}_{\text{TABAN}} = \frac{\sqrt{2 * 10^{\frac{A}{10}}}}{2 * \pi * f_0} - (10 * \log(200 * 10^6) = -170.8\ \text{dBc/Hz}$$

değerinde bir geniş band faz gürültüsüne karşılık geldiği görülmüştür. Bu durumda 91fs (RMS) ölçümü yapabilmek için, gürültü tabanı en az 10dB daha iyi faz gürültüsüne sahip bir ölçüm sistemi gerekeceğini düşünürsek, geniş band faz gürültüsü en az -180.8dBc/Hz olan bir ölçüm sistemi gerekir, bu tarz sistemleri de tasarlamak oldukça zordur, ayrıca bu ölçüm sistemleri oldukça pahalıdır. Mesela oldukça pahalı bir cihaz olan Agilent E5052B analizörü Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesini 124fs (RMS) olarak ölçmüştür. Bu yüzden yapılan ölçümün anlamlı olduğu düşünülmektedir.

2.1.2 Saat işareti Rohde&Schwarz SMA100A arka panel iken yapılan ölçüm

Bu ölçümde Şekil 2.2'de verilen düzenekte giriş işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A, saat işareti olarak SMA100A'nın arka panelindeki saat üreteci kullanılmıştır. Rohde&Schwarz SMA100A işaret üreteci ön paneldeki 9kHz...6GHz frekanslarında üretebildiği sinüs biçimli işaretlere ek olarak arka panelinden 100kHz...1.5GHz frekanslarında saat işareti üretebilme opsiyonuna sahiptir. Arka paneldeki üreteç saat işareti olarak kullanılarak da ölçümler yapılabilir. Arka panelde bulunan saat üretecinin seğirmesi ön panele göre daha yüksektir, bu sebeple deneyde toplam seğirmenin artması beklenmektedir. Kullanılan iki üreteç de aynı cihazda olduğundan faz kilitlemeli çevrim yapmaya gerek yoktur. Saat işaretinin frekansı 76.5MHz olarak ayarlanmıştır ve 16384 noktalı FFT alınarak işaret gürültü oranları hesaplanmıştır. Giriş işaretinin frekansı saat frekansına uyumlu (coherent) olacak şekilde 100.0093688964844MHz olarak alınmıştır. Uyumlu giriş frekansı ek B'de verilen kod (find_coh_freq.m) yardımıyla hesaplanmaktadır. Bu kod basitçe uyumlu (coherent) giriş işaret frekansını FFT alınacak veride asal sayıda sinüs periyodu olacak şekilde saat frekansına göre hesaplamaktadır. Bu şekilde tüm skalanın (FS) 1dBFs, 2dBFS, 3dBFS.....9dBFS altındaki genlik seviyelerinde ayrı ayrı FFT testleri yapılarak işaret gürültü oranları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Çizelge 2.2'de görülmektedir.

Çizelge 2.2 : 2.1.2 durumu için elde edilen FFT sonuçları.

Genlik Seviyesi	SNR(İşaret Gürültü Oranı)
FS-1dBFS	74,06dB
FS-2dBFS	73,69dB
FS-3dBFS	73,2dB
FS-4dBFS	72,75dB
FS-5dBFS	72,2dB
FS-6dBFS	71,6dB
FS-7dBFS	70,92dB
FS-8dBFS	70,25dB
FS-9dBFS	69,5dB

Bu elde edilen sonuçlar ikili olarak gruplanmış ve her bir ikili gruba çift FFT tekniği uygulanmıştır. Bundan sonra da Ek A'da verilen kod (DualSNR_extjitter.m) ile çift FFT tekniği algoritmasını kullanılarak toplam seğirme değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen 36 adet sonuç 8X8'lik bir matrisin elemananları olarak atanmıştır. Bu sonuçlar MATLAB ortamında matrisel olarak

2,56E-13	2,49E-13	2,54E-13	2,54E-13	2,54E-13	2,53E-13	2,54E-13	2,54E-13
2,42E-13	2,52E-13	2,53E-13	2,53E-13	2,52E-13	2,54E-13	2,54E-13	0
2,65E-13	2,60E-13	2,59E-13	2,57E-13	2,58E-13	2,58E-13	0	0
2,54E-13	2,55E-13	2,52E-13	2,55E-13	2,55E-13	0	0	0
2,56E-13	2,51E-13	2,56E-13	2,56E-13	0	0	0	0
2,46E-13	2,57E-13	2,56E-13	0	0	0	0	0
2,70E-13	2,63E-13	0	0	0	0	0	0
2,55E-13	0	0	0	0	0	0	0

şeklinde elde edilmiştir. Elde edilen 36 değerin standart sapması 4.743091141887004e-015 (4.7fs) olarak elde edilmiştir. Bu 36 adet değerin RMS değerleri hesaplanırsa toplam seğirme 2.550924387547302e-013 olarak hesaplanır. Yani 255fs'lik (RMS) bir toplam seğirme çift FFT tekniği ile ölçülmüş olur.

Burada toplam seğirme ADC iç seğirmesi, Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesi ve Rohde&Schwarz SMA 100A arka panel saat sentezleyicisinin seğirmelerinden gelecektir. AD9268 iç seğirmesini kataloğunda verildiği gibi 70fs

(RMS), Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesini de önceden tahmin ettiğimiz gibi 91fs (RMS) olarak kabul edersek bu durumda Rohde&Schwarz SMA 100A arka panel saat sentezleyicisinin seğirmesi

$$\mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A}_{\mathrm{SEĞİRME}}}{}^{2} + \mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A_ARKAPANEL}_{\mathrm{SEĞİRME}}}{}^{2} + 70^2 = 255^2$$

$$91^2 + \mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A_ARKAPANEL}_{\mathrm{SEĞİRME}}}{}^{2} + 70^2 = 255^2$$

$$\mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A_ARKAPANEL}_{\mathrm{SEĞİRME}}} = 227\mathrm{fs\ (RMS)}$$

olarak tahmin edilebilir. Ancak burada yapılan sadece bir tahmindir. Zira ADC iç seğirmesi katalogda verilen değerden farklı olabilir, daha önceden tahmin edilen Rohde&Schwarz SMA100A ön panel giriş seğirmesi farklı olabilir. Ancak işaret üreteçleri Rohde&Schwarz SMA100A'ların seğirme değerlerini tahmin etme açısından çift FFT tekniği kabaca bu şekilde bir sonuç verebilir. 227fs (RMS) değeri de cihaz kataloğu ile uyumludur. Katalogda 100MHz için 1Hz ile 10MHz band aralığında 300fs (RMS) değeri maksimum olarak verilmiştir.

2.1.3 Saat işareti Agilent 33250A iken yapılan ölçüm

Bu ölçümde Şekil 2.2'de verilen düzenekte giriş işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A, saat işareti olarak Agilent 33250A kullanılmıştır. Agilent 33250A yüksek faz gürültüsüne sahip bir işaret üretecidir. Bu sebeple deney sonucunda Rohde&Schwarz SMA100A ile elde edilen sonuçlara nazaran daha yüksek toplam seğirme ölçülmesi beklenmektedir. Saat işaretinin frekansı 76.5MHz olarak ayarlanmıştır ve 16384 noktalı FFT alınarak işaret gürültü oranları hesaplanmıştır. Giriş işaretinin frekansı saat frekansına uyumlu (coherent) olacak şekilde 100.0093688964844MHz olarak alınmıştır. Rohde&Schwarz SMA100A referans çıkışı Agilent 33250A referans girişine bağlanarak cihazlar faz kilitlemeli çevrime sokulmuştur. Uyumlu giriş frekansı ek B'de verilen kod (find_coh_freq.m) yardımıyla hesaplanmaktadır. Bu kod basitçe uyumlu (coherent) giriş işaret frekansını FFT alınacak veride asal sayıda sinüs periyodu olacak şekilde saat frekansına göre hesaplamaktadır. Bu şekilde tüm skalanın (FS) 1dBFs, 2dBFS, 3dBFS.....9dBFS altındaki genlik seviyelerinde ayrı ayrı FFT testleri yapılarak işaret gürültü oranları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Çizelge 2.3'te verilmiştir.

Çizelge 2.3 : 2.1.3 durumu için elde edilen FFT sonuçları.

Genlik Seviyesi	SNR(İşaret Gürültü Oranı)
FS-1dBFS	48,1dB
FS-2dBFS	48,15dB
FS-3dBFS	48,2dB
FS-4dBFS	48,15dB
FS-5dBFS	48,07dB
FS-6dBFS	48,19dB
FS-7dBFS	48,04dB
FS-8dBFS	48,08dB
FS-9dBFS	48,18dB

Bu elde edilen sonuçlar ikili olarak gruplanmış ve her bir ikili gruba çift FFT tekniği uygulanmıştır. Bundan sonra da Ek A'da verilen kod (DualSNR_extjitter.m) ile çift FFT tekniği algoritmasını kullanarak toplam seğirme değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen 36 adet sonuç 8X8'lik bir matrisin elenamanları olarak atanmıştır. Bu sonuçlar MATLAB ortamında matrisel olarak

6,40E-12	6,38E-12	6,30E-12	6,25E-12	6,29E-12	6,25E-12	6,26E-12	6,27E-12
6,36E-12	6,23E-12	6,17E-12	6,25E-12	6,19E-12	6,21E-12	6,23E-12	0
6,05E-12	6,03E-12	6,18E-12	6,11E-12	6,15E-12	6,19E-12	0	0
6,00E-12	6,28E-12	6,15E-12	6,19E-12	6,24E-12	0	0	0
6,61E-12	6,25E-12	6,29E-12	6,34E-12	0	0	0	0
5,76E-12	6,06E-12	6,19E-12	0	0	0	0	0
6,42E-12	6,48E-12	0	0	0	0	0	0
6,55E-12	0	0	0	0	0	0	0

şeklinde elde edilmiştir. Elde edilen 36 değerin standart sapması 1.543464917196788e-013 (154fs) olarak elde edilmiştir. Bu 36 adet değerin RMS değerleri hesaplanırsa toplam seğirme 6.239847790555994e-012 olarak hesaplanır. Yani 6.24 ps'lik (RMS) bir toplam seğirme çift FFT tekniği ile ölçülmüş olur.

Burada toplam seğirme ADC iç seğirmesi, Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesi ve Agilent 33250A'nın seğirmelerinden gelecektir. AD9268 iç seğirmesini kataloğudan verildiği gibi 70fs (RMS), Rohde&Schwarz SMA100A ön

panel girişinin seğirmesini de önceden tahmin ettiğimiz gibi 91fs (RMS) olarak kabul edersek bu durumda Agilent 33250A'nın seğirmesi

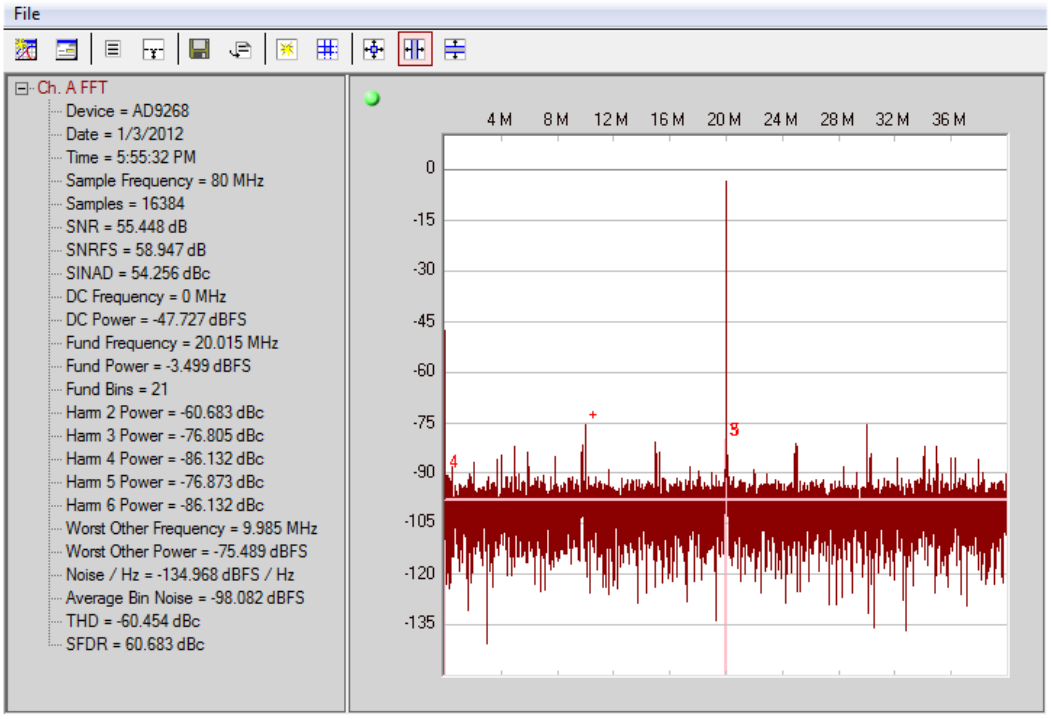
$$\mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A_{SEĞİRME}}}{}^{2} + \mathrm{AGILENT}_{\mathrm{33250A_{SEĞİRME}}}{}^{2} + 70^2 = 6240^2$$

$$91^2 + \mathrm{AGILENT}_{\mathrm{33250A_{SEĞİRME}}}{}^{2} + 70^2 = 6240^2$$

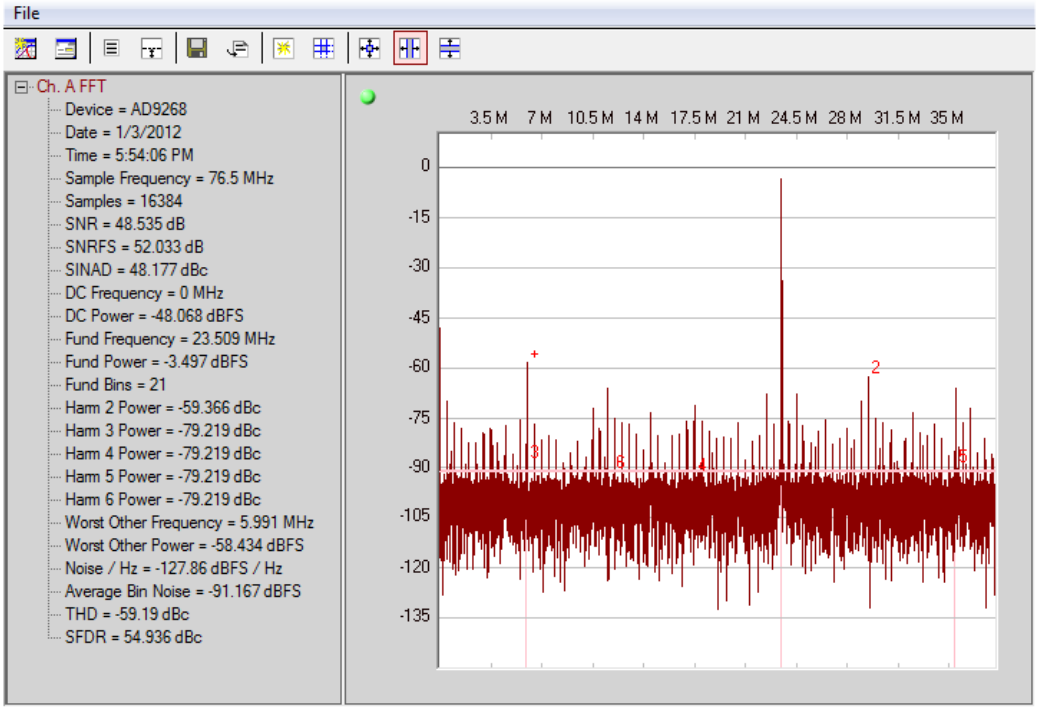
$$\mathrm{AGILENT}_{\mathrm{33250A_{SEĞİRME}}} = 6.239 \text{ ps (RMS)}$$

olarak tahmin edilebilir. Görüldüğü gibi Agilent 33250A'nın seğirmesi diğer kaynakların seğirmesinden çok daha büyük olduğundan ölçülen toplam seğirme Agilent 33250A'nın seğirmesine çok yakındır, zira toplam seğirmede baskın bileşen Agilent 33250A olmaktadır.

Ayrıca Agilent 33250A'nın bazı frekanslarda kendi işaret sentezleyicisinin hatalarından kaynaklı farklı FFT sonuçları verdiği görülmüştür. Bu sonuçlar 80MHz ve 76.5MHz frekaslarında FFT alındığında fark edilmiştir. Şekil 2.2'de verilen verilen düzenekte Agilent 33250A'nın 80MHz ve 76.5MHz frekanslarında saat işareti olarak kullanıldığında elde edilen FFT sonuçları Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'de verilmektedir.



Şekil 2.3 : Agilent 33250A 80MHz frekansında saat işareti olarak kullandığında elde edilen FFT sonucu.



Şekil 2.4 : Agilent 33250A 76.5MHz frekansında saat işareti olarak kullandığında elde edilen FFT sonucu.

Sonuçlar incelendiğinde 76.5MHz'de FFT sonucunda fazla miktarda sıçramalar (spur) olduğu görülmektedir. Bu sıçramalar 80MHz'de daha azdır. Bu sıçramaların cihaz içindeki PLL işaret üreticinin hatalarından dolayı olduğu düşünülmektedir.

Daha önce Agilent 33250A ile 76.5MHz'de yapılan toplam seğirme ölçümleri 80MHz için de tekrarlanarak toplam seğirmedeki değişim de gözlemlenmek istenmiştir. Bu ölçümde Şekil 2.2'de verilen düzenekte giriş işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A, saat işareti olarak Agilent 33250A kullanılmıştır. Saat işaretinin frekansı 80MHz olarak ayarlanmıştır ve 16384 noktalı FFT alınarak işaret gürültü oranları hesaplanmıştır. Giriş işaretinin frekansı saat frekansına uyumlu (coherent) olacak şekilde 100.0146484375000MHz olarak alınmıştır. Uyumlu giriş frekansı ek B'de verilen kod (find_coh_freq.m) yardımıyla hesaplanmaktadır. Bu kod basitçe uyumlu (coherent) giriş işaret frekansını FFT alınacak veride asal sayıda sinüs periyodu olacak şekilde saat frekansına göre hesaplamaktadır. Bu şekilde tüm skalanın (FS) 1dBFs, 2dBFS, 3dBFS.....9dBFS altındaki genlik seviyelerinde ayrı ayrı FFT testleri yapılarak işaret gürültü oranları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Çizelge 2.4'de görülmektedir.

Çizelge 2.4 : 2.1.3 durumu için 80MHz'de elde edilen FFT sonuçları.

Genlik Seviyesi	SNR(İşaret Gürültü Oranı)
FS-1dBFS	53,79dB
FS-2dBFS	53,45dB
FS-3dBFS	53,30dB
FS-4dBFS	53,45dB
FS-5dBFS	53,55dB
FS-6dBFS	53,76dB
FS-7dBFS	53,30dB
FS-8dBFS	53,70dB
FS-9dBFS	53,50dB

Bu elde edilen sonuçlar ikili olarak gruplanmış ve her bir ikili gruba çift FFT tekniği uygulanmıştır. Bundan sonra da Ek A'da verilen kod (DualSNR_extjitter.m) ile çift FFT tekniği algoritmasını kullanarak toplam seğirme değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen 36 adet sonuç 8X8'lik bir matrisin elenamanları olarak atanmıştır. Bu sonuçlar MATLAB ortamında matrisel olarak

2,69E-12	2,90E-12	3,12E-12	3,19E-12	3,25E-12	3,19E-12	3,24E-12	3,23E-12
3,15E-12	3,38E-12	3,42E-12	3,46E-12	3,36E-12	3,41E-12	3,39E-12	0
3,66E-12	3,60E-12	3,61E-12	3,44E-12	3,51E-12	3,47E-12	0	0
3,53E-12	3,58E-12	3,32E-12	3,45E-12	3,39E-12	0	0	0
3,64E-12	3,17E-12	3,40E-12	3,33E-12	0	0	0	0
2,46E-12	3,23E-12	3,16E-12	0	0	0	0	0
3,98E-12	3,57E-12	0	0	0	0	0	0
2,97E-12	0	0	0	0	0	0	0

şeklinde elde edilmiştir. Elde edilen 36 değerin standart sapması 2.763891680623940e-013 (276fs) olarak elde edilmiştir. Bu 36 adet değerin RMS değerleri hesaplanırsa toplam seğirme 3.341004506465955e-012 olarak hesaplanır. Yani 3.34 ps'lik (RMS) bir toplam seğirme çift FFT tekniği ile ölçülmüş olur.

Burada toplam seğirme ADC iç seğirmesi, Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesi ve Agilent 33250A'nın seğirmelerinden gelecektir. Agilent 33250A'nın seğirmesi diğer kaynaklara göre fazla olduğundan, ölçülen toplam

seğirmenin Agilent 33250A seğirmesine eşit olduğunu söyleyebiliriz. Bu durumda Agileent 33250A'nın 80MHZ'deki seğirmesi çift FFT tekniği ile 3.34ps (RMS) olarak hesaplanır. Böylece Agilent 33250A'nın 80MHZ'de 76.5MHz'e göre daha düşük seğirme değerine sahip olduğu görülür. Ayrıca 80MHz ile 76.5MHz frekanslarındaki işaret gürültü oranlarına bakılırsa değerler arasında yaklaşık 6dB fark görülmektedir. (1.12) denkleminden hareketle bu durumda seğirmenin iki kat artması gerekmektedir. 80MHz ve 76.5MHz'deki seğirme sonuçlarına bakılırsa bu durumun da sağlandığı görülebilir.

3. ÇİFT HİSTOGRAM TEKNİĞİ

Veri dönüştürücü sistemlerinde toplam seğirme ölçmek için kullanılabilecek yöntemlerden biri de çift histogram tekniğidir. Bu teknik Şekil 2.2'de verilen standart bir veri dönüştürücüsü sisteminde kullanılabilecek bir yöntemdir. Çift Histogram tekniği istatistiksel bağıntılar yardımıyla veri dönüştürücü sisteminin toplam seğirme değerini hesaplamak için kullanılır. Temel düşünce şu şekildedir: Giriş işareti olarak sinus biçiminde bir işaret uygulanır, uygun bir saat işareti ile de giriş örneklenir ve örneklenen girişteki sinüs işareti herhangi bir DSP ile istatistiksel olarak analiz edilir. Örneklenen sinus işaretinin tepe noktalarındaki (yani yükselme eğiminin minimum olduğu noktalar) değerler toplanır ve bu değerlerin varyansları hesaplanır. Tepe noktalarında yükselme eğimi minimum olacağından bu noktalardaki değişimler sistem gürültüsünün etkisiyle olacaktır. Benzer şekilde örneklenen sinus işaretinin sıfır geçiş noktalarındaki (yükselme eğiminin maksimum olduğu noktalar) değerleri toplanır ve bu noktaların da varyansları hesaplanır. Sinüs işaretinin sıfır geçiş noktaları maksimum yükselme eğimine sahip olacağı için bu noktaların değişiminde sistem gürültüsü ve toplam seğirme etkili olacaktır. Böylece yükselme eğiminin maksimum ve minimum olduğu noktalar için ayrı ayrı histogram alınarak varyanslar hesaplanır ve buradan hareketle sistemin toplam seğirmesi ölçülür. Histogram alınan noktalar eğer maksimum ve minimum yükselme eğimlerinin olduğu noktalardan seçilirse yöntemin başarımı artar, bu sebeple yöntem uygulanırken bu duruma dikkat edilmiştir. Eğer ara noktalar seçilirse bu ara noktalar için eğimin hesaplanması ve seğirme denklemlerine ilave edilmesi gerekir. Bu durum da yöntemin başarımını etkiler. Bu sebeple en doğru yaklaşım çift histogram yönteminin maksimum yükselme eğimi noktaları (sıfır geçiş noktlaları) ve minimum yükselme eğimi (tepe noktaları) noktaları için uygulanmasıdır.

Örneklenen sinus işaretinin maksimum ve minimum yükselme eğimi noktaları toplandıktan sonra her iki veri grubu için varyans hesaplanır. Seğirme için önemli olan bu iki varyansın farkıdır, zira yükselme eğiminin maksimum olduğu sıfır geçiş noktalarındaki değişimlerde sistem gürültüsü ve seğirme etkili iken yükselme

eğiminin minimum olduğu tepe noktalarındaki değişimlerde sadece sistem gürültüsü etkindir. Bu sebeple toplam seğirmeyi oluşturan varyans

$$\mathrm{var}_{\mathrm{SEĞİRME}} = \mathrm{var}_{\mathrm{min}} - \mathrm{var}_{\mathrm{max}} \qquad \textbf{(3.1)}$$

olarak elde edilir [15]. Burada $\mathrm{var}_{\mathrm{SEĞİRME}}$ toplam seğirmeyi oluşturan varyans, $\mathrm{var}_{\mathrm{MIN}}$ maksimum yükselme eğimi noktalarının (sıfır geçiş noktaları) oluşturduğu varyans, $\mathrm{var}_{\mathrm{MAX}}$ ise minimum yükselme eğimi noktalarının (tepe noktaları) oluşturduğu varyanstır. Toplam seğirmeyi oluşturan varyanstan hareketle bir standart sapma ve bu sapmadan da hareketle toplam seğirme hesaplanabilir. Toplam seğirme

$$\mathrm{TOPLAM}_{\mathrm{SEĞİRME}} = \frac{1}{2 * \pi * \mathrm{A} * \mathrm{F}} \cdot \sqrt{\mathrm{var}_{\mathrm{SEĞİRME}}} \qquad \textbf{(3.2)}$$

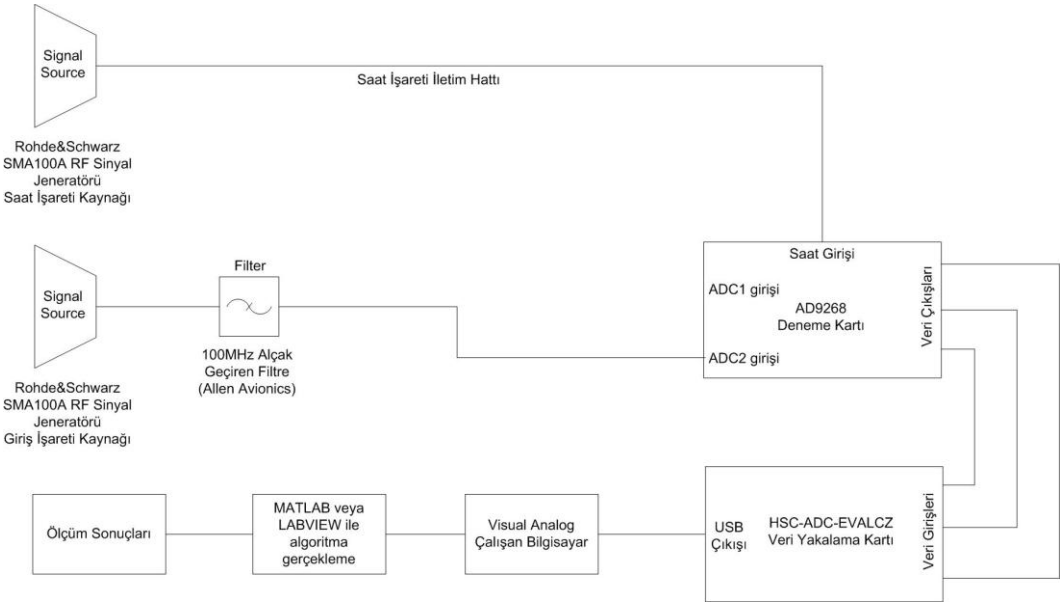
denklemi [15] yardımıyla hesaplanır. Burada $\mathrm{TOPLAM}_{\mathrm{SEĞİRME}}$ toplam seğirme değerini (RMS), A giriş işaretinin genliğini, f giriş işaretinin frekansını, $\mathrm{var}_{\mathrm{SEĞİRME}}$ ise toplam seğirmeyi oluşturan varyansı göstermektedir. Bu şekilde bir veri dönüştürücü sisteminin toplam seğirmesi ölçülebilir. Örnek olması açısından 3.1.3 bölümünde 80MHz'lik ölçüm için minimum ve maksimum yükselme eğimi noktalarının histogramı şekil olarak verilmiştir.

3.1 Çift Histogram Tekniği ile Yapılan Ölçümler

Öncelikle giriş işareti, saat işareti ve ADC'den oluşan bir veri dönüştürücü sistemi kurulmuştur. Kurulan düzeneğin şeması Şekil 3.1'de verilmiştir. Bu düzenekte çift histogram tekniği yardımıyla sistemin toplam seğirme değerleri ölçülmüştür.

Şekil 3.1'de verilen sistemde saat işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A ile Agilent 33250A kullanılarak ayrı ayrı ölçümler alınmış, ayrıca bu iki kaynak farklı frekanslarda da test edilmiştir. Giriş işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A kullanılmıştır.. Rohde&Schwarz SMA100A oldukça düşük faz gürültüsüne sahip bir işaret üretecidir. ADC olarak kullanılan AD9268'in iç seğirmesi (aperture jitter) cihaz kataloğunda ortalama 70fs (RMS) olarak belirtilmiştir. Bu durumda saat işareti olarak faz gürültüsü yüksek bir kaynak kullanıldığında çift Histogram tekniği ile ölçülen toplam seğirmenin

saat işaretindeki seğirmeye eşit olduğu kabul edilebilir. Deney setinde kablo olarak RG58 (50Ω) BNC-BNC ve SMA-SMA kablolar kullanılmıştır. Giriş işaretindeki harmonikleri süzmek için deney düzeneğinde Allen Avionics 100MHz alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Filtre kullanımı bu düzenek için zorunlu değildir. AD9268 çıkışı HSC-ADC-EVALCZ FPGA kartı yardımıyla okunarak USB üzerinden bilgisayara gönderilmektedir. Bilgisayarda da Visual Analog programı yardımıyla toplanan veriler MATLAB ortamına aktarılmakta ve MATLAB ortamında oluşturulan algoritma ile toplam seğirme hesaplanmaktadır.



Şekil 3.1 : Çift Histogram tekniği kullanılan test düzeneği.

Çift Histogram tekniği ile algoritma oluşturulurken temel olarak iki farklı yöntem belirlenmiştir. Bu yöntemlerden bir tanesi giriş ve saat işaretini birbirine eşit veya birbirinin katı olarak seçmektir. Bu şekilde işaretlerin aynı sıfır geçiş noktalarından geçmeleri sağlanır, yani Nyqusit bandına katlanacak (aliased) işaretin DC olması sağlanır. Giriş frekansını büyütmek işaretin az örneklenmesine (undersampling) sebep olur. Bu da yükselme eğimi arttıracağından az örnekleme metodu (undersampling) seğirme ölçümlerinde tercih edilebilir. Giriş ve saat işaretleri birbirlerinin katı olarak seçildikten sonra giriş veya saat işaretinin fazı değiştirilir ve saat işaretinin girişi maksimum yükselme eğimi noktalarında (sıfır geçiş noktalarında) ve minimum yükselme eğimi noktalarında (tepe noktaalarında) kesmesi sağlanır. Bu şekilde maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarından

oluşan iki adet veri grubu elde edilir. Bu veri gruplarının varyansları alınarak (3.1) ve (3.2) numaralı denklemler yardımıyla toplam seğirme ölçülebilir.

Çift Histogram tekniği ile uygulanabilecek bir diğer yöntem de giriş ve saat işaretlerini birbirlerine yakın seçerek Nyqusit bandına katlanacak (aliased) düşük frekanslı işaretin maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarını tespit etmek olabilir. Bu durumda alınan noktaların birçoğu kullanılmamakta ve sınırlı sayıdaki bellek kullanılmayan noktalar ile doldurulmaktadır. Bu yöntemin en büyük artısı giriş ve saat işaretlerini birbirlerinin katı seçme gibi bir zorunluluktan kurtulunmuş olunmasıdır. Ancak deney düzeneğinde senkron olarak toplanabilecek veri sayısı yakalama kartındaki FPGA hafızası ile sınırlı olduğundan bu yöntem ile toplanan veri gruplarının sayısı yüksek olamamaktadır. Daha once bahsedilen birinci yöntemde 32768 noktalı maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarından oluşan veri grupları kullanılırken, ikinci yöntemde toplanan 32768 noktanın 128 tanesi minimum ve maksimum yükselme eğimi noktalarını oluşturmaktadır. Eğer sistem bir lojik analizöre bağlanırsa ve lojik analizörün hafızası da yeterince büyükse bu durumda ikinci yöntem ile daha fazla örnek alarak yüksek doğruluk elde edilmesi mümkün olabilir.

Bahsedilen birinci yöntemin uygulandığı kodlar Ek C'de verilmektedir. Burada maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarından oluşan 5 ayrı veri grubu deney setinden okunarak (dhcu_var_find_import.m kodu ile) MATLAB ortamına aktarılır. Daha sonra her bir ikili grup için ayrı ayrı varyanslar hesaplanarak (dhcu_var_find.m fonksiyonu ile) toplam seğirme değelerleri elde edilir. Hesaplanan toplam seğirme değerleri 5X5'lik bir matrisin elemanları olarak atanır. Son olarak da bu 5X5'lik matrisin elemanlarının standart sapması ve toplam RMS değerleri hesaplanarak sistemin toplam seğirme değeri elde edilmiş olur.

Bahsedilen ikinci yöntemin uygulandığı kodlar Ek D'de verilmektedir. Öncelikle tüm değerler sıfırlanır (initiliaze.m kodu ile) ve deney setinden elde edilen veriler MATLAB tarafından okunur (import_dhcu.m kodu ile). Daha sonra ana program tarafından çağrılan fonksiyon (dhcu_method2_find.m) yardımıyla okunan değerlerin maksimum ve minimum yükselme eğimi noktaları tespit edilir ve bu noktaların ayrı ayrı varyans değerleri hesaplanır. Bu hesaplanan varyans değerlerinden de toplam seğirme değeri hesaplanır. Kodlar her çalıştığında toplam seğirme değerleri ayrı bir dizine atılarak kaydedilir. Daha sonra bu ölçümler bir csv dosyasına yazılır ve

hesaplanan tüm toplam seğirme değerlerinin RMS değeri hesaplanır (dhcu_rms_find.m kodu ile).

3.1.1 Saat işareti Rohde&Schwarz SMA100A iken yapılan ölçüm

Bu ölçümde Şekil 3.1'de verilen düzenekte giriş ve saat işaretleri olarak Rohde&Schwarz SMA100A kullanılmıştır. Saat işaretinin frekansı 76.5MHz olarak ayarlanmıştır. Cihazlar faz kilitlemeli çevrime sokularak ölçümler yapılmıştır. Giriş işaretinin frekansı 153MHz olarak ayarlanmıştır. Bu durumda Nyquist bandına katlanan işaret DC (0 Hz) olacaktır. Bundan sonra giriş işaretinin fazı değiştirilerek saat işaretinin giriş işaretini maksimum ve minimum yükselme eğimi noktlarında kesmesi sağlanır. Maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarında 5'er adet 32768 noktalı veri grupları veri yakalama kartı yardımıyla ADC çıkışından bilgisayara aktarılır. Bu aşamadan sonra da Ek C'de verilen kodlar yardımıyla toplam seğirme hesaplanabilir. Toplanan 5 adet maksimum yükseleme eğimi nokta dizisi ve 5 adet minimum yükselme eğimi nokta dizisi ile toplam 25 adet toplam seğirme değeri hesaplanabilir. Yazılan kodlarda bu 25 değer 5X5'lik bir matrisin elemanları olarak atanmış ve bu değerlerin standart sapma değerleri ile toplam RMS değerleri de kodlar yardımıyla hesaplanmıştır. Hesaplanan RMS değeri toplam seğirme değerini göstermektedir. Ölçüm sonuucunda elde edilen 25 adet sonuç matrisel şekilde

1,81E-13	1,82E-13	1,82E-13	1,82E-13	1,81E-13
1,64E-13	1,65E-13	1,65E-13	1,65E-13	1,63E-13
1,74E-13	1,76E-13	1,76E-13	1,76E-13	1,74E-13
1,62E-13	1,64E-13	1,64E-13	1,64E-13	1,62E-13
1,80E-13	1,82E-13	1,82E-13	1,82E-13	1,80E-13

olarak verilmiştir. Bu deperlerin standart sapması 7.996599277192776e-015 (8fs) ve bu 25 sonucun RMS değeri1.732595755135180e-013 (173fs) (RMS) olarak hesaplanmıştır.

Burada toplam seğirme ADC iç seğirmesi ve iki adet Rohde&Schwarz SMA 100A'ların seğirmelerinden gelecektir. AD9268 iç seğirmesini kataloğudan verildiği gibi 70fs (RMS) olarak kabul edersek ve iki Rohde&Schwarz SMA100A'nın seğirmelerini eşit kabul edersek bu durumda işaret üreteçlerinin seğirme değerleri

$$\mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A}_{\mathrm{SEĞİRME}}}{}^{2} + \mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A}_{\mathrm{SEĞİRME}}}{}^{2} + 70^2 = 173^2$$

$$\mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A}_{\mathrm{SEĞİRME}}} = 111\mathrm{fs\ (RMS)}$$

olarak tahmin edilebilir. Ancak burada yapılan sadece bir tahmindir. Zira ADC iç seğirmesi katalogda verilen değerden farklı olabilir, iki adet aynı model sinyal üretecinin seğirmeleri birbirlerinden farklı olabilir. Ancak işaret üreteçleri Rohde&Schwarz SMA100A'ların seğirme değerlerini tahmin etme açısından çift Histogram tekniği kabaca bu şekilde bir sonuç verebilir. 111fs (RMS) değerinde seğirme ölçümü yapmak çok zordur. Ayrıca toplam seğirme çift FFT yöntemi ile 147 fs (RMS) çift histogram yöntemi ile 173 fs (RMS) olarak ölçülmüştür. Bu da iki sonucun birbirlerine yakın bir şekilde korele ettiklerini göstemektedir. Burada çift FFT tekniği uygulanan deney setinde giriş işareti 100MHz, çift Histogram tekniği uygulanan deney setinde ise giriş 153MHz frekansındadır. Giriş frekansındaki artış sebebiyle ADC başarımının olumsuz doğrultuda etkilenebileceği yorumu yapılabilir, ancak cihaz kataloğunda 70MHz ve 140MHz girişler için SNR farkı yaklaşık 1dB'dir [16]. Bu nedenle 100MHz ile 153MHz giriş işaretlerinde ADC'nin performansında büyük değişimler beklenmemektedir, bu sebeple iki deney setinin sonuçları birbirleri ile karşılaştırılabilir.

Burada toplam seğirme ölçümü için önerilen ikinci yöntem (giriş ile saat işareti arasında küçük bir fark yaratarak Nyquist bandında düşük frekanslı sinüs işareti oluşturarak işaretin maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarını tespit etme ve varyans hesaplama) uygulanamamıştır. Çünkü bu şekilde yapılan bazı ölçümlerde minimum yükselme eğimi noktalarının varyanslarının maksimum yükselme eğimi noktalarının varyanslarından fazla çıktığı görülmüştür, bu durumda da seğirme hesaplanamamaktadır. Bu yöntemde daha az nokta ile çalışıldığı için, sonuçların istatiktiksel olarak yeterli düzeyde olmamasından ötürü bu durum ile karşılaşıldığı düşünülmektedir. Bu sebeple ikinci yöntem elimizdeki test düzeneği için uygulanamamıştır. Eğer deneme kartı lojik analizöre bağlanabilirse ikinci yöntem de yeterince nokta üzerinden ölçümler yapılarak uygulanabilir.

3.1.2 Saat işareti Rohde&Schwarz SMA100A arka panel iken yapılan ölçüm

Bu ölçümde Şekil 3.1'de verilen düzenekte giriş işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A, saat işareti olarak SMA100A'nın arka panelindeki saat üreteci kullanılmıştır. Saat işaretinin frekansı 76.5MHz olarak ayarlanmıştır. Arka panelde

bulunan saat üretecinin seğirmesi ön panele göre daha yüksektir, bu sebeple deneyde toplam seğirmenin artması beklenmektedir.

Giriş işaretinin frekansı 153MHz olarak ayarlanmıştır. Bu durumda Nyquist bandına katlanan işaret DC (0 Hz) olacaktır. Bundan sonra giriş işaretinin fazı değiştirilerek saat işaretinin giriş işaretini maksimum ve minimum yükselme eğimi noktlarında kesmesi sağlanır. Maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarında 5'er adet 32768 noktalı veri grupları veri yakalama kartı yardımıyla ADC çıkışından bilgisayara aktarılır. Bu aşamadan sonra da Ek C'de verilen kodlar yardımıyla toplam seğirme hesaplanabilir. Toplanan 5 adet maksimum yükselme eğimi nokta dizisi ve 5 adet minimum yükselme eğimi nokta dizisi ile toplam 25 adet toplam seğirme değeri hesaplanabilir. Yazılan kodlarda bu 25 değer 5X5'lik bir matrisin elemanları olarak atanmış ve bu değerlerin standart sapma değerleri ile toplam RMS değerleri de kodlar yardımıyla hesaplanmıştır. Hesaplanan RMS değeri toplam seğirme değerini göstermektedir. Ölçüm sonuucunda elde edilen 25 adet sonuç matrisel şekilde

2.97E-13	2.96E-13	2.96E-13	2.96E-13	2.97E-13
3.33E-13	3.32E-13	3.33E-13	3.33E-13	3.33E-13
3.47E-13	3.46E-13	3.46E-13	3.46E-13	3.47E-13
2.94E-13	2.93E-13	2.93E-13	2.93E-13	2.94E-13
3.14E-13	3.13E-13	3.13E-13	3.13E-13	3.14E-13

olarak verilmiştir. Bu değerlerin standart sapması 2.053313419816857e-014 (20fs) ve bu 25 sonucun RMS değeri 3.171124399144794e-013 (317fs) (RMS) olarak hesaplanmıştır.

Burada daha önce bahsedilen ikinci yöntem kullanılarak da toplam seğirme hesaplanmıştır. Bu yöntemde mevcut deney seti ile senkron olarak maksimum 32768 nokta toplanabilmektedir. Nyquist bandına katlanan işaretin 128 tam periyottan ve her periyodun 256 adet noktadan oluşması öngörülmüştür. Bunu sağlayacak giriş frekansı değeri Ek B'de verilen kod (coherent_freq_jitter.m) yardımıyla 76.798828125 MHz olarak hesaplanmıştır. Böylece

$$(F_{IN}-F_S)= 76.798828125\ (MHz) - 76.5\ (MHz) = 298.82812\ kHz$$

frekansında sinüs işareti temel banda katlanacaktır. Bu katlanan (aliased) işaretin maksimum ve minimum yükselme eğimi noktaları tespit edilmiş, bu noktaların

varyansları hesaplanmış ve buradan da toplam seğirme değeri hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar Ek D'de verilen kodlar yardımıyla yapılmıştır. Visual Analog programı çalıştırılarak 32768 noktalı veri dizileri MATLAB ortamına aktarılmaktadır. Öncelikle değerler sıfırlanarak global değişkenler belirlenmekte, daha sonra MATLAB ortamına aktarılan dosyalar yazılan çift FFT algoritmasını içeren fonksiyon yardımıyla işlenerek toplam seğirme hesaplanmaktadır. Bu işlem defalarca tekrarlanabilir, deneyde bu işlem 20 defa tekrarlanarak hesaplanan 20 değerin RMS değeri hesaplanarak toplam seğirme değeri elde edilmektedir. Hesaplanan değerler ayrı bir dizine atılmakta ve bu değerler bir csv dosyasına yazılarak saklanmaktadır. Hesaplanan 20 toplam seğirme değeri Çizelge 3.1'de görülmektedir.

Çizelge 3.1 : 3.1.2 durumu için Çift Histogram 2. Yöntem Sonuçları.

Seğirme	**(fs)**
3,04E-13	**304fs**
2,25E-13	**225fs**
2,42E-13	**242fs**
2,65E-13	**265fs**
1,41E-13	**141fs**
3,02E-13	**302fs**
3,03E-13	**303fs**
3,55E-13	**355fs**
1,99E-13	**199fs**
3,90E-13	**390fs**
2,73E-13	**273fs**
3,08E-13	**308fs**
3,16E-13	**316fs**
3,60E-13	**360fs**
3,29E-13	**329fs**
2,91E-13	**291fs**
3,37E-13	**337fs**
3,73E-13	**373fs**
3,26E-13	**326fs**
2,83E-13	**283fs**

Bu değerlerin standart sapması 5.897760544052539e-014 (59fs) olarak görülmektedir. Görüldüğü üzere yeterince fazla nokta ile çalışılmadığında ölçümlerde istatistiksel değişimler görülmektedir. Bu 20 değerlerin RMS değeri hesaplanırsa toplam seğirme 3.01956291580444e-13 (302fs) (RMS) olarak görülür. İki yöntemin sonuçları oldukça birbirine yakın çıkmıştır.

Burada toplam seğirme ADC iç seğirmesi, Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesi ve Rohde&Schwarz SMA 100A arka panel saat sentezleyicisinin seğirmelerinden gelecektir. AD9268 iç seğirmesini kataloğudan verildiği gibi 70fs (RMS), Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesini de önceden tahmin ettiğimiz gibi 111fs (RMS) olarak kabul edersek bu durumda Rohde&Schwarz SMA 100A arka panel saat sentezleyicisinin seğirmesi

$$\mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A}_{\mathrm{SEĞİRME}}}{}^{2} + \mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A_ARKAPANEL}_{\mathrm{SEĞİRME}}}{}^{2} + 70^2 = 302^2$$

$$111^2 + \mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A_ARKAPANEL}_{\mathrm{SEĞİRME}}}{}^{2} + 70^2 = 302^2$$

$$\mathrm{RS}_{\mathrm{SMA100A_ARKAPANEL}_{\mathrm{SEĞİRME}}} = 272\mathrm{fs\ (RMS)}$$

olarak tahmin edilebilir. Ancak burada yapılan sadece bir tahmindir. Zira ADC iç seğirmesi katalogda verilen değerden farklı olabilir, daha önceden tahmin edilen Rohde&Schwarz SMA100A ön panel giriş seğirmesi farklı olabilir. Ancak işaret üreteçleri Rohde&Schwarz SMA100A'ların seğirme değerlerini tahmin etme açısından çift Histogram tekniği kabaca bu şekilde bir sonuç verebilir. 272fs (RMS) değerinde seğirme ölçümü yapmak oldukça zordur. 272fs (RMS) değeri de cihaz kataloğu ile uyumludur. Katalogda 100MHz için 1Hz ile 10MHz band aralığında 300fs (RMS) değeri maksimum olarak verilmiştir. Daha önceden çift FFT tekniği ile 227fs değeri elde edilmişti. Çift FFT ve çift Histogram tekniklerinin de az bir farkla birbirlerini korele ettikleri düşünülebilir.

3.1.3 Saat işareti Agilent 33250A iken yapılan ölçüm

Bu ölçümde Şekil 3.1'de verilen düzenekte giriş işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A, saat işareti olarak Agilent 33250A kullanılmıştır. Agilent 33250A yüksek faz gürültüsüne sahip bir işaret üretecidir. Bu sebeple deney sonucunda Rohde&Schwarz SMA100A ile elde edilen sonuçlara nazaran daha yüksek toplam seğirme ölçülmesi beklenmektedir.

Giriş işaretinin frekansı 153MHz olarak ayarlanmıştır. Rohde&Schwarz SMA100 referans çıkışı Agilent 33250A referans girişine bağlanarak cihazlar faz kilitlemeli çevrime sokulmuştur. Bu durumda Nyquist bandına katlanan işaret DC (0 Hz) olacaktır. Bundan sonra giriş işaretinin fazı değiştirilerek saat işaretinin giriş işaretini maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarında kesmesi sağlanır. Maksimum ve mininmum yükselme eğimi noktalarında 5'er adet 32768 noktalı veri grupları veri yakalama kartı yardımıyla ADC çıkışından bilgisayara aktarılır. Bu aşamadan sonra da Ek C'de verilen kodlar yardımıyla toplam seğirme hesaplanabilir. Toplanan 5 adet maksimum yükselme eğimi nokta dizisi ve 5 adet minimum yükselme eğimi nokta dizisi ile toplam 25 adet toplam seğirme değeri hesaplanabilir. Yazılan kodlarda bu 25 değer 5X5'lik bir matrisin elemanları olarak atanmış ve bu değerlerin standart sapma değerleri ile toplam RMS değerleri de kodlar yardımıyla hesaplanmıştır. Hesaplanan RMS değeri toplam seğirme değerini göstermektedir. Ölçüm sonuucunda elde edilen 25 adet sonuç MATLAB ortamında matrisel olarak

6,80E-12	6,80E-12	6,80E-12	6,80E-12	6,80E-12
1,07E-11	1,07E-11	1,07E-11	1,07E-11	1,07E-11
8,76E-12	8,76E-12	8,77E-12	8,77E-12	8,76E-12
6,41E-12	6,41E-12	6,41E-12	6,41E-12	6,41E-12
8,48E-12	8,49E-12	8,49E-12	8,49E-12	8,49E-12

şeklinde verilmiştir. Bu deperlerin standart sapması 1.536875479666456e-012 (1.54ps) ve bu 25 sonucun RMS değeri 8.375163910364253e-012 (8.38ps) (RMS) olarak hesaplanmıştır..

Burada toplam seğirme ADC iç seğirmesi, Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesi ve Agilent 33250A'nın seğirmelerinden gelecektir. AD9268 iç seğirmesini kataloğudan verildiği gibi 70fs (RMS), Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesini de önceden tahmin ettiğimiz gibi 111fs (RMS) olarak kabul edersek bu durumda Agilent 33250A'nın seğirmesini toplam seğirmeye eşit kabul edilebilir, zira toplam seğirmede baskın bileşen Agilent 33250A olmaktadır.

Burada daha önce bahsedilen ikinci yöntem de kullanılarak toplam seğirme hesaplanmıştır. Bu yöntemde mevcut deney setiyle senkron olarak maksimum 32768 nokta toplanabilmektedir. Nyquist bandına katlanan işaretin 128 tam periyottan ve her periyodun 256 adet noktadan oluşması öngörülmüştür. Bunu sağlayacak giriş

frekansı değeri Ek B'de verilen kod (coherent_freq_jitter.m) yardımıyla 76.798828125 MHz olarak hesaplanmıştır. Bu giriş frekansı kullanıldığında

$$(F_{IN}-F_S)= 76.798828125\ (MHz) - 76.5\ (MHz) = 298.82812\ kHz$$

frekansında sinüs işareti temel banda katlanacaktır. Bu katlanan işaretin maksimum ve minimum yükselme eğimi noktaları tespit edimiş, bu noktaların varyansları hesaplanmış ve buradan da toplam seğirme değeri hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar Ek D'de verilen kodlar yardımıyla yapılmıştır. Öncelikle değerler sıfırlanarak global değişkenler belirlenmekte, daha sonra MATLAB ortamına aktarılan dosyalar yazılan çift FFT algoritmasını içeren fonksiyon yardımıyla işlenerek toplam seğirme hesaplanmaktadır. Bu işlem defalarca tekrarlanabilir, deneyde bu işlem 20 defa tekrarlanarak hesaplanan 20 değerin RMS değeri hesaplanarak toplam seğirme değeri elde edilmektedir. Hesaplanan 20 toplam seğirme değeri Çizelge 3.2'de görülmektedir.

Çizelge 3.2 : 3.1.3 durumu için 76.5MHz'de Çift Histogram 2. Yöntem Sonuçları.

Seğirme	**(ps)**
7,11E-12	**7,11ps**
7,67E-12	**7,67ps**
1,01E-11	**10,1ps**
8,64E-12	**8,64ps**
7,26E-12	**7,26ps**
6,85E-12	**6,85ps**
1,20E-11	**12ps**
7,59E-12	**7,59ps**
7,00E-12	**7ps**
6,68E-12	**6,68ps**
7,28E-12	**7,28ps**
8,81E-12	**8,81ps**
1,11E-11	**1,11ps**
8,40E-12	**8,40ps**
9,03E-12	**9,03ps**
1,16E-11	**11,6ps**
7,78E-12	**7,78ps**
7,53E-12	**7,53ps**
6,63E-12	**6,63ps**
7,61E-12	**7,61ps**

Bu değerlerin standart sapması 1.594928965962517e-012 (1.6ps) olarak görülmektedir. Bu 20 değerin RMS değeri hesaplanırsa toplam seğirme 8,47897392163238e-12 (8.48ps) (RMS) olarak görülür. . Hesaplanan değerler ayrı bir dizine atılmakta ve bu değerler bir csv dosyasına yazılarak saklanmaktadır

Burada toplam seğirme ADC iç seğirmesi, Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesi ve Agilent 33250A'nın seğirmelerinden gelecektir. AD9268 iç seğirmesini cihaz kataloğunda verildiği gibi 70fs (RMS), Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesini de önceden tahmin ettiğimiz gibi 111fs (RMS) olarak kabul edersek bu durumda Agilent 33250A'nın seğirmesi toplam seğirmeye eşit kabul edilebilir, zira toplam seğirmede baskın bileşen Agilent 33250A olmaktadır.

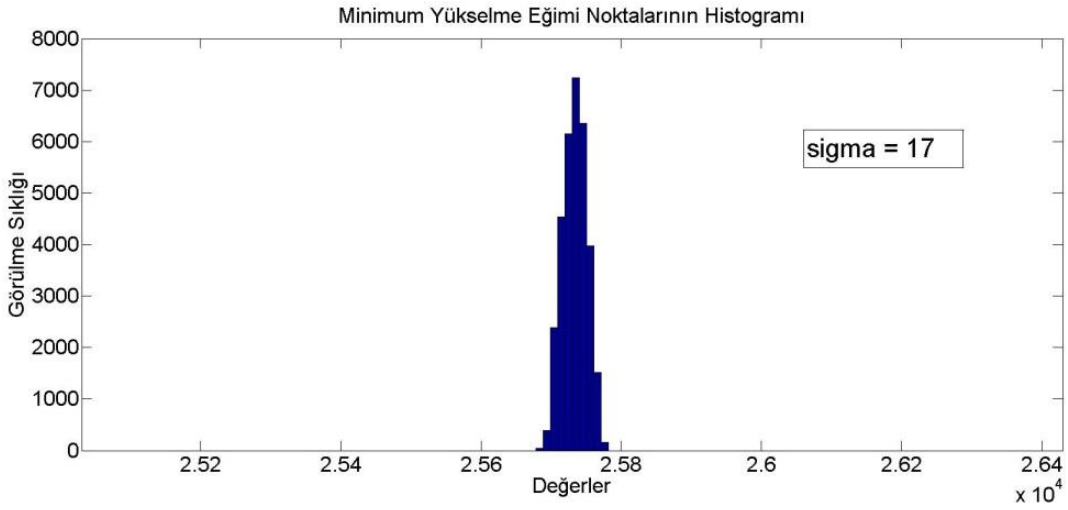
Uygulanan ikinci yöntem ile birinci yöntemin benzer sonuçlar verdiği görülmektedir. Az sayıda nokta alınması burada iki yöntem arasında çok fazla fark yaratmamıştır, bunun sebebi ölçülen seğirmenin daha yüksek değerlerde (ps) olmasıdır. fs mertebesindeki ölçümlerde çok fazla nokta alarak ölçüm yaparak ortalama almak gerektiğinden Rohde&Schwarz SMA100A ile yapılan ölçümlerde bahsedilen ikinci yöntem başarısız olabilmektedir. Oysa Agilent 33250A daha yüksek seğirmeye sahip olduğundan daha az nokta alınması ölçüm sonucunu çok fazla değiştirmemiştir. Çift histogram sadece sıfır kesimlerindeki seğirme değerlerini ölçtüğü için sıfır kesimlerinde oluşan anormal değişimlerden ötürü sonuçlar çift FFT metoduna göre daha yüksek çıkmaktadır. Çift FFT yöntemi ise sadece sıfır kesimlerinde değil her genlikte seğirme ölçmektedir. Sinyalin orta noktası esas olursa (sayısal haberleşme), sıfır kesimleri daha önem kazanabilir. Çift histogramın (2. Metod) eksik tarafı, sıfır kesimleri esas olduğunda kesimlere denk düşen tam period deterministik periyodik seğirmeyi ölçememesidir. Kullanılan düzenekte Çift FFT metodu ile 6.2ps (RMS) çift Histogram metodu ile ise sırasıyla 1. Yöntem ile 8.38ps (RMS), ikinci yöntem ile 8.48ps (RMS) olarak ölçülmüştür.

Daha önce Agilent 33250A ile 76.5MHz'de yapılan toplam seğirme ölçümleri 80MHz için de tekrarlanarak toplam seğirmedeki değişim de gözlenmek istenmiştir. Bu ölçümde Şekil 3.1'de verilen düzenekte giriş işareti olarak Rohde&Schwarz SMA100A, saat işareti olarak Agilent 33250A kullanılmıştır. Saat işaretinin frekansı 80MHz olarak ayarlanmıştır. Giriş işaretinin de frekansı 160MHz olarak ayarlanmıştır. Bu durumda Nyquist bandına katlanan işaret DC (0 Hz) olacaktır.

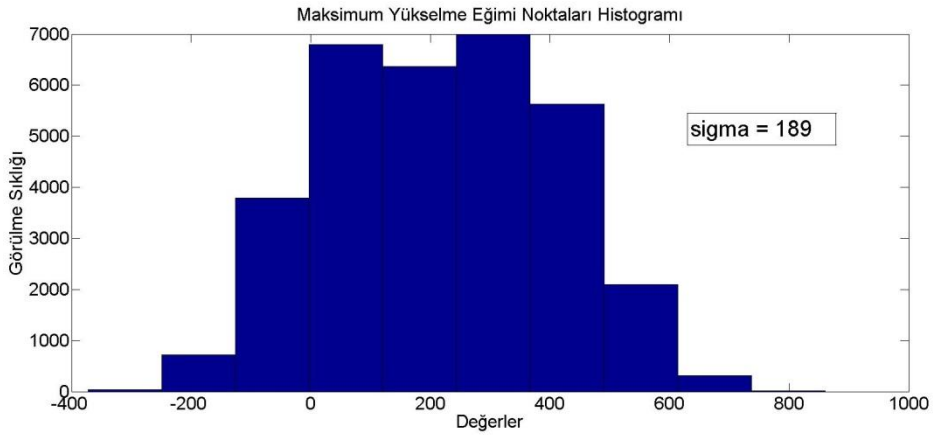
Bundan sonra giriş işaretinin fazı değiştirilerek saat işaretinin giriş işaretini maksimum ve minimum yükselme eğimi noktlarında kesmesi sağlanır. Maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarında 5'er adet 32768 noktalı veri grupları veri yakalama kartı yardımıyla ADC çıkışından bilgisayara aktarılır. Bu aşamadan sonra da Ek C'de verilen kodlar yardımıyla toplam seğirme hesaplanabilir. Toplanan 5 adet maksimum yüksleme eğimi nokta dizisi ve 5 adet minimum yükselme eğimi nokta dizisi ile toplam 25 adet toplam seğirme değeri hesaplanabilir. Yazılan kodlarda bu 25 değer 5X5'lik bir matrisin elemanları olarak atanmış ve bu değeerlerin standart sapma değerleri ile toplam RMS değerleri de kodlar yardımıyla hesaplanmıştır. Hesaplana RMS değeri toplam seğirme değerini göstermektedir. Ölçüm sonuucunda elde edilen 25 adet sonuç MATLAB ortamında matrisel olarak

7,66E-12	7,65E-12	7,66E-12	7,66E-12	7,66E-12
7,32E-12	7,31E-12	7,32E-12	7,32E-12	7,32E-12
8,82E-12	8,81E-12	8,82E-12	8,82E-12	8,82E-12
7,55E-12	7,54E-12	7,55E-12	7,55E-12	7,55E-12
7,53E-12	7,52E-12	7,53E-12	7,53E-12	7,53E-12

şeklinde verilmiştir. Bu değerlerin standart sapması 5.334791467339655e-013 (533fs) ve bu 25 sonucun RMS değeri 7.792054363111013e-012 (7.79ps) (RMS) olarak hesaplanmıştır. Ayrıca bu ölçüm için minimum ve maksimum yükselme eğimi noktalarının histogramları Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'de verilmiştir.



Şekil 3.2 : Minimum Yükselme Eğimi Noktalarının Histogramı.



Şekil 3.3 : Maksimum Yükselme Eğimi Noktalarının Histogramı.

Burada toplam seğirme ADC iç seğirmesi, Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesi ve Agilent 33250A'nın seğirmelerinden gelecektir. AD9268 iç seğirmesini kataloğudan verildiği gibi 70fs (RMS), Rohde&Schwarz SMA100A ön panel girişinin seğirmesini de önceden tahmin ettiğimiz gibi 111fs (RMS) olarak kabul edersek bu durumda Agilent 33250A'nın seğirmesi toplam seğirmeye eşit kabul edilebilir, zira toplam seğirmede baskın bileşen Agilent 33250A olmaktadır.

Aynı düzenekte Çift FFT tekniği ile 3.34ps (RMS)'lik bir toplam seğirme ölçülmüştür, çift Histogram tekniği ile ise bu sonuç çok daha yüksek çıkmaktadır. 80MHz'de çift FFT tekniği ile çift Histogram tekniği birbirleri ile korele etmemiştir. Çift histogramın daha yüksek çıkmasının sebebi sıfır kesimlerine denk düşen seğirme bileşeninin daha yüksek olması olduğu düşünülmektedir. Çift FFT metodu her kesimdeki seğirmeyi hesapladığından ortalamada daha düşük seğirme değerleri bulunduğu düşünülmektedir.

Ayrıca daha önce bahsedilen ikinci yöntem de kullanılarak toplam seğirme hesaplanmıştır. Bu yöntemde mevcut deney seti ile senkron olarak maksimum 32768 nokta toplanabilmektedir. Nyquist bandına katlanan işaretin 128 tam periyottan ve her periyodun 256 adet noktadan oluşması öngörülmüştür. Bunu sağlayacak giriş frekansı değeri Ek B'de verilen kod yardımıyla 80. 312500 MHz olarak hesaplanmıştır. Böylece

$$(F_{IN}\text{-}F_S)= 80.\,312500\ (MHz)\ -80\ (MHz) = 312.5\ kHz$$

frekansında sinüs işareti temel banda katlanacaktır. Bu katlanan işaretin maksimum ve minimum yükselme eğimi noktaları tespit edimiş, bu noktaların varyansları hesaplanmış ve buradan da toplam seğirme değeri hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar

Ek D'de verilen kodlar yardımıyla yapılmıştır. Visual Analog programı çalıştırılarak 32768 noktalı veri dizileri MATLAB ortamına aktarılmaktadır. Öncelikle değerler sıfırlanarak global değişkenler belirlenmekte, daha sonra MATLAB ortamına aktarılan dosyalar yazılan çift FFT algoritmasını içeren fonksiyon yardımıyla işlenerek toplam seğirme hesaplanmaktadır. Bu işlem defalarca tekrarlanabilir, deneyde bu işlem 20 defa tekrarlanarak hesaplanan 20 değerin RMS değeri hesaplanarak toplam seğirme değeri elde edilmektedir. Hesaplanan değerler ayrı bir dizine atılmakta ve bu değerler bir csv dosyasına yazılarak saklanmaktadır. Hesaplanan 20 toplam seğirme değeri Çizelge 3.3'de görülmektedir. Bu değerler

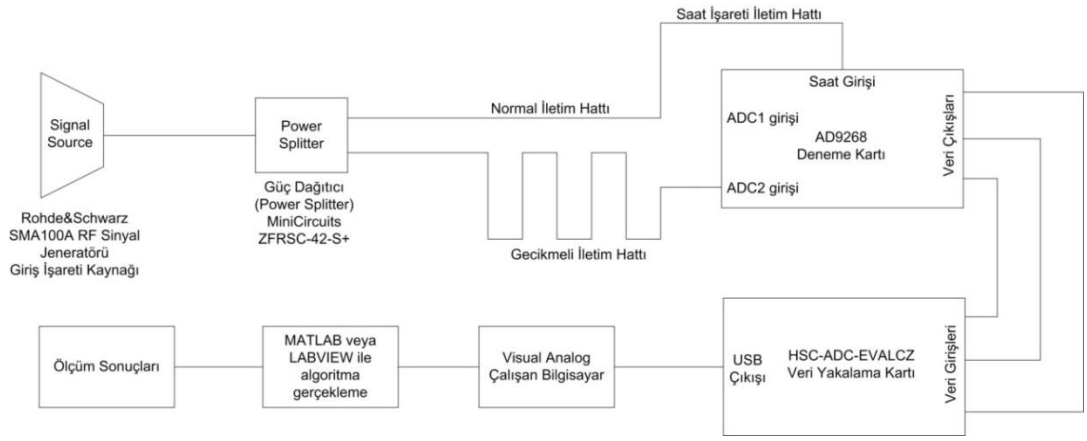
Çizelge 3.3 : 3.1.3 durumu için 80MHz'de Çift Histogram 2. Yöntem Sonuçları.

Seğirme	**(ps)**
5,47E-12	**5,47ps**
5,31E-12	**5,31ps**
8,13E-12	**8,13ps**
4,41E-12	**4,41ps**
4,03E-12	**4,03ps**
6,57E-12	**6,57ps**
3,11E-12	**3,11ps**
4,82E-12	**4,82ps**
7,05E-12	**7,05ps**
3,71E-12	**3,71ps**
4,39E-12	**4,39ps**
8,47E-12	**8,47ps**
6,05E-12	**6,05ps**
6,64E-12	**6,64ps**
8,01E-12	**8,01ps**
4,03E-12	**4,03ps**
3,50E-12	**3,5ps**
6,06E-12	**6,06ps**
5,58E-12	**5,58ps**
4,03E-12	**4,03ps**

olarak hesaplanmıştır. Bu değerlerin standart sapması 1.578489428290944e-012 (1.58ps) olarak görülmektedir. Bu 20 değerin RMS değeri hesaplanırsa toplam seğirme 5,69185232824594e-12 (5.7ps) (RMS) olarak görülür.

4. FARKSAL ÖRNEKLEME METODU

Farksal örnekleme metodu bir veri dönüştücü sisteminde veri dönüştürücüsünün iç seğirmesini ölçmek için kullanılabilecek bir yöntemdir. Bu yöntem ortak bir giriş işaretini bir güç dağıtıcı ile çoklayarak bir veri dönüştürücüsüne giriş ve saat işareti olarak uygulamala ve farklı uzunluklarda iletim hatları yardımıyla giriş işaretini maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarında örnekleme esasına dayanır. Metodun prensip şeması Şekil 4.1'de verilmektedir.



Şekil 4.1 : Farksal Örnekleme Metodu Prensip Şeması

Yöntemin uygulanabilmesi için tek bir işaret kaynağına ihtiyaç vardır. Deneylerde işaret kaynağı olarak Rohde&Schwarz SMA100A kullanılmıştır. Sistem temel olarak histogram metoduna dayandığından girişte filtre kullanılmamıştır. Ortak giriş işareti bir güç dağıtıcısı yardımıyla çoklanarak veri dönüştürücü sistemine giriş ve saat işareti olarak verilmektedir. Giriş işaretinin iletim hattı değiştirilerek saat işaretinin girişi maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarında örneklemesi sağlanmıştır. Giriş işareti ile saat işareti aynı kaynaktan geldiği için veri dönüştücü çıkışında işaret kaynağının seğirmesi etkili olmayacaktır, zira giriş işaretindeki seğirme sebebiyle oluşabilecek herhangi bir oynamanın aynısı saat işaretinden de olacağı için ADC bunu örneklediğinde örneklenen işarette bu seğirmenin etkisi görülmeyecektir. Bu durumda veri yakalama kartı ile toplanan maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarındaki değişimler ADC'nin kendi iç

seğirmesinden dolayı oluşacaktır. Toplanan maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarının histogramları alınıp varyansları hesaplanarak ADC'nin iç seğirmesi hesaplanabilir. ADC'lerin iç seğirmeleri genellikle çok düşük olduğundan (70...150fs (RMS) arası) seğirme hesaplanırken veri toplanan noktaların eğimlerinin hesaplanması hata payını azaltıcı bir yöntem olarak tercih edilebilir. Giriş işareti sinusoidal bir biçimde olduğundan giriş

$$\text{Giris}(t) = A * \sin(2 * \pi * f * t + \varphi)$$

şeklindedir. Giriş işaretinin eğimi ise Giris(t)'nin türevinden

$$2*\pi*A*f*\cos(2*\pi*f*t+\varphi)$$

olur. Daha önce toplam seğirmeyi (3.2) denklemi yardımı ile hesaplamıştık. Bu denklemde örnek alınan noktalardaki eğimleri de hesaplayarak eğimleri denkleme eklersek seğirme bağıntısı (4.1)'deki hali alır [15].

$$\text{INTERNAL}_{\text{SEĞİRME}} = \frac{1}{2 * \pi} \sqrt{\frac{\text{var}_{\min} - \text{var}_{\max}}{f_1 * A_1 * \cos(\theta_1)^2 - f_2 * A_2 * \cos(\theta_2)^2}} \qquad (\mathbf{4.1})$$

Burada var_{min} maksimum yükselme eğimine sahip noktaların varyansını (sıfır geçiş noktaları), var_{max} minimum yükselme eğimine sahip noktaların varyansını (tepe noktaları), f_1 ile f_2 giriş işaretlerinin frekanslarını, A_1 ile A_2 giriş işaretlerinin genliklerini temsil etmektedir. $INTERNAL_{SEĞİRME}$ de hesaplanan iç seğirme, yani ADC'nin kendi öz seğirmesidir. Burada θ_1 ve θ_2 açıları örnek alınan noktaların fazlarını temsil etmektedir. İdealde maksimum ve minimum yükselme eğimi noktaları tam olarak örneklendiği takdirde $\theta_1=0^0$ ve $\theta_2=90^0$ olmalıdır. Açılar

$$\theta_1 = \arcsin\left(\frac{V_{OUT1}}{A_1}\right) \qquad \mathbf{(4.2)}$$

$$\theta_2 = \arcsin\left(\frac{V_{OUT2}}{A_2}\right) \qquad \mathbf{(4.3)}$$

olarak hesaplnır [15]. Burada V_{OUT1} ile V_{OUT2} alınan örneklerin ortalama değerleri, A_1 ile A_2 ise her iki durum için işaretlerin genliklerini temsil etmektedir. Denklemlerden görüleceği gibi aynı frekans ve aynı genlikli işaretlerle çalışılabildiği gibi farklı frekanslı ve farklı genlikli işaretler ile de çalışılarak iç seğirme

hesaplanabilir. Dikkat edilirse f1=f2 ve A1=A2 için $\theta_1=0^0$ ve $\theta_2=90^0$ olduğu durumda denklem (4.1), denklem (3.2)'ye dönüşmüş olur.

Yöntemin başarımı seçilen noktaların maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarına ne kadar yakın olduğu ile doğrudan orantılıdır. Amaç örneklenen işaretlerin fazlarını $\theta_1=0^0$ ve $\theta_2=90^0$ olacak şekilde seçebilmektir. Bunu nicel olarak ifade etmek gerekirse

$$f_1 * A_1 * \cos(\theta_1)^2 - f_2 * A_2 * \cos(\theta_2)^2 \quad \textbf{(4.4)}$$

ifadesi ne kadar büyük olursa ölçüm sonucu o kadar daha güvenilirdir [15]. Görüldüğü gibi $\theta_1=0^0$ ve $\theta_2=90^0$ olması durumunda (4.4) denklemi maksimum değerini vermekte ve ölçüm sonucunun güvenilirliği de böylece artmaktadır.

4.1 Farksal Örnekleme Tekniği ile Yapılan Ölçümler

Farksal örnekleme metodu Şekil 4.1'de verilen şemadaki sistem üzerinde uygulanmıştır. Farksal örnekleme metodu ile maksimum ve minimum yükselme eğimi noktaları veri olarak toplandığından bu iki durum için uygun frekans ve iletim hattı uzunlukları belirlemek gerekir. Maksimum yükselme eğimi noktaları için çözüm basittir, birbirlerine olabildiğince eş iki adet kablo kullanılarak güç dağıtıcısından bu iki eş kablo yardımıyla ADC'ye saat ve giriş işaretleri uygulanır. Böylece saat işareti giriş işaretini sıfır geçiş noktalarında örnekler. Burada saat ve giriş işareti iletim hattı ne kadar birbirine özdeş olursa sıfır noktalarının örneklenme olasılığı o kadar artar. Maksimum yükselme eğimi noktalarının toplanması deneyinde birbirlerine özdeş özel 100cm SMA-SMA kablolar kullanılmıştır. Diğer bağlantı kabloları ise standart RG58 SMA-SMA ve BNC-BNC kablolarıdır.

Minimum yükselme eğimi noktalarını örneklemek için ise uygun frekans ve iletim hattı uzunlukları belirlemek gerekir. Güç dağıtıcısı çıkışlarında yine ilk deney setinde kullanılan özdeş 100cm SMA-SMA kabloları kullanılmıştır. Ancak saat işareti iletim hattına 100cm SMA-SMA kablolsuna ilave olarak 50 cm BNC-BNC kablosu eklenmiştir. 50 cm BNC-BNC kablosunun daha önce osiloskop yardımıyla tespit edilen propogasyon gecikmesi 2.64ns'dir. Bu durumda saat işaretinin tepe noktalarını örnekleyebilmesi için giriş işaretinin frekansının

$$F_{giris} = \frac{1}{t_{PD} * 4} = \frac{1}{2.64 * 4e - 9} = 94.696\text{MHz}$$

olması gerekir. Burada F_{giris} olması gereken giriş frekansı, t_{PD} ise kullanılan ek kablonun propogasyon gecilmesidir. Osiloskop ile yapılan ölçümlerde 94MHz giriş frekansında saat ve giriş işaretleri arasında 90 derece faz farkı gözlemlenmiştir. Bu da bizim istediğimiz durumdur. Saat işareti iletim hattına ek olarak kullanılan 50cm BNC-BNC kablosu ile iletim hattı uzunluğu değiştirilerek minimum yükselme eğimi noktalarının veri olarak toplanması sağlanmıştır.

5 adet 32768 verili maksimum yükselme eğimi noktası ve 5 adet 32768 noktalı minimum yükselme eğimi noktası deney setinden veri yakalama kartı yardımıyla toplanıp bilgisayar ortamına aktarılamaktadır. Bu şekilde 25 adet iç seğirme değeri hesaplanabilir. Ek E'de verilen kodlar yardımıyla daha önceden verilen (4.1), (4.2) ve (4.3) numalaralı denklemler uygulanarak iç seğirme hesaplayacak algoritma oluşturulmuştur. Ancak burada genlikleri belirleme hususu da önem arz eder. Ölçümler yapılırken Nyqusit bandına katlanan (alisaed) işaret DC (0 Hz) olduğundan işaretin genliğini tespit etmek mümkün olmamaktadır. Bunun için aynı test düzeneğinde çift Histogram tekniğinde bahsedilen ikinci yöntem kullanılarak genlik tespiti yapılmaktadır. Bunun için güç dağıtıcısından çıkan saat iletim hattı aynı uzunlukta bırakılarak 50Ω direnç ile sonlandırılmıştır (50Ω sonladırma özelliğine sahip Tektronix MSO4000 osiloskobu kullanılmıştır). Daha sonra saat işareti başka bir işaret kaynağı üzerinden verilmiştir. Amaç deney düzeneğini değiştirmeden çift Histogram tekniğinde yapılan ikinci yöntemdeki gibi giriş ve saat işaretlerini birbirlerine yakın seçerek Nyqusit bandına katlanacak (aliased) düşük frekanslı işaretin genliğini tespit etmektir. Yazılan ayrı bir kod (Ek E'de bulunan amp_detec.m) yardımıyla test düzeneği aynı kalacak şekilde işaretin genliği tespit edilmiş ve bu genlik de Ek E'de verilen kodlar tarafından kullanılarak iç seğirme hesaplanmıştır.

4.1.1 ADC'lerin iç seğirmelerinin hesaplanması

Şekil 4.1'de verilen düzenek kullanılarak deneme kartındaki iki ADC'nin iç seğirme değerleri hesaplanmıştır. Düzenekte giriş işareti Rohde&Schwarz SMA100A işaret üretecinden alınmıştır. Giriş işareti için ek bozulmalar yaratmaması için filtre kullanılmamıştır. Güç dağıtıcısı ile çoklanan işaret girişinden minimum yükselme

eğimi noktaları için 100cm SMA-SMA + 50cm BNC-BNC kablolarıyla saat iletim hattı ve 100cm SMA-SMA kablosuyla giriş işareti iletim hattı oluşturulup ADC'ye uygulanmıştır. Maksimum yükselme eğimi noktaları için ise 100cm SMA-SMA kablosu ile saat iletim hattı ve 100cm SMA-SMA kablo ile giriş işareti iletim hattı oluşturulup ADC'ye uygulanmıştır. Bu şekilde iki durum için de giriş işareti 94MHz alınmış, 5 adet 32768 noktalı maksimum ve minimum yükselme eğimi noktlaarında oluşan veri dizini veri yakalama kartından okunarak bilgisayar ortamına aktarılmaktadır. Bu şekilde 25 adet iç seğirme değeri hesaplanabilir. Daha sonra bu değerlerin standart sapmaları hesaplanmış ve bu 25 değerin RMS değeri hesaplanarak iç seğirme değeri elde edilmiştir. Giriş frekansını 94MHz seçmek minimum yükselme eğimi noktaları için bir zorunluluktur, başka bir frekansta iletim hattını da uygun faz farkını yaratacak şekilde düzenlemek gerekir, ancak maksimum yükselme eğimi noktaları için istenilen frekansta çalışılabilir, zira özdeş kablolar kullanıldığı için saat işaretinin girişi sıfır geçiş noktalarında örneklenmesi sağlanacaktır. Yine de iki özdeş kablo da birbirlerinden farkı olacağı için maksimum yükselme eğimi noktaları toplanırken giriş işaretinin frekansını çok yükseltemek (150MHz ve üstü) tavsiye edilmez zira frekans yükseldikçe kabloların tamamen özdeş olmamalarından kaynaklanan hata büyümekte ve saat işaretinin sıfır geçiş noktalarını örnekleyememe hatası artmaktadır.

Genlik tahmini için ise çift Histogram tekniğinde bahsedilen ikinci yöntem kullanılmaktadır. Maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarını topladığımız düzenekte saat işareti iletim hattı ADC'den sökülerek bir osilosloba bağlanmış ve bu osiloskop da 50Ω ile sonlandırılmıştır. Böylece genlik tahmini yapılan sistem ile daha önceden veri toplanan sistemin özdeş olması hedeflenmiştir. Her iki durum için de ADC'nin sökülen saat bağlantısı 50Ω ile sonlandırılarak ADC'ye başka bir işaret üretecinden saat işareti verilmiştir. Bu yöntem ile senkron olarak maksimum 32768 nokta toplanabilmektedir. Nyquist bandına katlanan işaretin 128 tam periyottan ve her periyodun 256 adet noktadan oluşması öngörülmüştür. Bunu sağlayacak giriş frekansı değeri Ek B'de verilen kod yardımıyla 93.63424124513619 MHz olarak hesaplanmıştır. Böylece

$$(F_{IN}-F_S)= 94\ (MHz) -93.63424124513619\ (MHz) = 365.76\ kHz$$

frekansında sinüs işareti temel banda katlanacaktır. Bu katlanan işaretin her iki durum için (maksimum ve minimum yükselme eğimi noktaları) de genliği tespit

edilmiştir. Ek E'de verilen kod yardımıyla (amp_detec.m) 128 periyot boyunca maksimum noktalar belirlenerek bu değerlerin ortalaması alınmış ve bu değer işaretin genliği olarak belirlenmiştir. Bu genlik değeri daha sonra iç seğirmeyi hesaplayan kodlar tarafından kullanılmaktadır.

Toplanan 5 adet maksimum yükselme eğimi nokta dizisi ve 5 adet minimum yükselme eğimi nokta dizisi ile toplam 25 adet iç seğirme değeri hesaplanabilir. Yazılan kodlarda bu 25 değer 5X5'lik bir matrisin elemanları olarak atanmış ve bu değeerlerin standart sapma değerleri ile toplam RMS değerleri de kodlar yardımıyla hesaplanmıştır. Hesaplana RMS değeri iç seğirme değerini göstermektedir. Ölçüm sonucunda elde edilen 25 adet sonuç MATLAB ortamında matrisel olarak

1.64E-13	1.56E-13	1.64E-13	1.62E-13	1.72E-13
1.59E-13	1.51E-13	1.59E-13	1.57E-13	1.66E-13
1.40E-13	1.31E-13	1.40E-13	1.38E-13	1.49E-13
1.46E-13	1.37E-13	1.46E-13	1.44E-13	1.54E-13
1.38E-13	1.29E-13	1.39E-13	1.36E-13	1.47E-13

şeklinde verilmiştir. Bu değerlerin standart sapması 1.160510232613225e-014 (11.6fs) ve bu 25 sonucun RMS değeri 1.493699752901262e-013 (149fs) (RMS) olarak hesaplanmıştır.

Aynı işlemler ikinci ADC'ye de uygulanmış ve bunun sonucunda da elde edilen 25 sonuç MATLAB ortamında matrisel olarak

8.93E-14	8.04E-14	8.14E-14	6.38E-14	1.02E-13
1.46E-13	1.41E-13	1.42E-13	1.32E-13	1.54E-13
1.30E-13	1.24E-13	1.25E-13	1.14E-13	1.39E-13
9.45E-14	8.61E-14	8.71E-14	7.09E-14	1.06E-13
1.47E-13	1.42E-13	1.42E-13	1.33E-13	1.55E-13

şeklinde verilmiştir. Bu değerlerin standart sapması 2.777875447171813e-014 (27.7fs) ve bu 25 sonucun RMS değeri 1.203357882899849e-013 (120fs) (RMS) olarak hesaplanmıştır.

Böylece cihazların iç seğirme deperleri sırasıyla 149fs (RMS) ve 120fs (RMS) olarak elde edilmiştir. AD9268 kataloğunda iç seğirme için 70fs (RMS) değeri verilmektedir. Ölçümler bu haliyle tam olarak cihaz performansını göstermemektedir

ancak 120fs'lik bir iç seğirme ölçebilmek bile oldukça zor bir iştir. Ayrıca 70fs (RMS) olarak verilen değerin bir ölçüm sonucu mu yoksa tasarım ortamında elde edilen bir parametre kestirimi mi olup olmadığı cihaz kataloğunda mevcut değildir. Analog Devices bu konuda bir bilgi vermemektedir ancak verilen değerin tasarım ortamında (Cadence) elde edildiği düşünülmektedir.

5. ÖLÇÜM SONUÇLARININ TOPLU GÖSTERİMİ

Daha önceden yapılan tüm toplam seğirme ve iç seğirme ölçümleri toplu olarak gösterilmiştir. Giriş ve saat işaretinin Rohde&Schwarz SMA100A olduğu durumdaki sonuçlar Çizelge 5.1'de verilmektedir.

Çizelge 5.1 : İki adet Rohde&Schwarz SMA100A ile yapılan ölçümler.

2 adet R&S SMA100A ön panel	Çift FFT	Çift Hist. 1. yöntem	Çift Hist. 2. yöntem
Toplam Seğirme	147fs	173fs	Uygulanamıyor
Tahmini Saat Seğirmesi	91fs	111fs	Uygulanamıyor
Tahmini Giriş Seğirmesi	91fs	111fs	Uygulanamıyor
Varsayılan İç Seğirme	70fs	70fs	70fs

Burada çift FFT ve çift Histogram yöntemlerinin birbirleri ile oldukça iyi korele ettikleri söylenebilir. Rohde&Schwarz SMA100A'nın kendi kataloğundaki faz gürültüsü eğrisinden zamanlama seğirmesi Bölüm 1.5'de 182 fs olarak elde edilmişti. Agilent E5052B analizörü ile ise Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi 124fs RMS olarak elde edilmiştir. Rohde&Schwarz SMA100A çok düşük faz gürültüsüne sahip olduğu için ne FSU26 Spektrum Analizörü ile ne de Agilent DSA-X 93204A osiloskobu ile düzgün bir korelasyon yapılamamıştır. Bölüm 1.5'de ayrıntıları ile gösterildiği gibi Rohde&Schwarz SMA100A FSU26 spektrum analizörü tarafından 1ps (RMS), DSA-X 93204A osiloskobu tarafından 4.1ps (RMS) olarak ölçülmüştür ve bu değerler gerçek performanstan oldukça uzaktır. Sonuçların katalog verileri ve özellikle Agilent E5052B analizörü ölçümleri ile uyumlu olduğunu söylemek mümkündür. Hatta Agilent E5052B analizörü ile neredeyse bire bir korelasyon sağlanmıştır.

Giriş işaretinin Rohde&Schwarz SMA100A ön panel, saat işaretinin Rohde&Schwarz SMA100A arka panel olduğu durumdaki sonuçlar Çizelge 5.2'de verilmektedir.

Çizelge 5.2 : Giriş işaretinin R&S SMA100A ön panel, saat işaretinin R&S arka panel olduğunda yapılan ölçümler.

R&S SMA100A ön panel ve R&S SMA100A arka panel	Çift FFT	Çift Hist. 1. yöntem	Çift Hist. 2. yöntem
Toplam Seğirme	255fs	317fs	302fs
Tahmini Saat Seğirmesi	227fs	295fs	272fs
Tahmini Giriş Seğirmesi	91fs	91fs	111fs
Varsayılan İç Seğirme	70fs	70fs	70fs

Burada çift FFT ve çift Histogram yöntemlerinin birbirleri ile oldukça iyi korele ettikleri söylenebilir. Rohde&Schwarz SMA100A'nın kendi kataloğundaki faz gürültüsü eğrisinden zamanlama seğirmesi Bölüm 1.5'de 339 fs olarak elde edilmişti. Agilent E5052B analizörü ile ise Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi 267fs RMS olarak elde edilmiştir. Rohde&Schwarz SMA100A çok düşük faz gürültüsüne sahip olduğu için ne FSU26 Spektrum Analizörü ile ne de Agilent DSA-X 93204A osiloskobu ile düzgün bir korelasyon yapılamamıştır. Bölüm 1.5'de ayrıntıları ile gösterildiği gibi Rohde&Schwarz SMA100A FSU26 spektrum analizörü tarafından 0.98fs (RMS), DSA-X 93204A osiloskobu tarafından 753fs (RMS) olarak ölçülmüştür ve bu değerler gerçek performanstan oldukça uzaktır. Sonuçların katalog verileri ve Agilent E5052B analizörü ölçümleri ile uyumlu olduğunu söylemek mümkündür. Hatta Agilent E5052B analizörü ile çok yakın derecede korelasyon sağlanmıştır.

Giriş işaretinin Rohde&Schwarz SMA100A ön panel, saat işaretinin Agilent 33250A (76.5MHz) olduğu durumdaki sonuçlar Çizelge 5.3'de verilmektedir.

Agilent 33250A kataloğunda doğrudan seğirme hesaplanabilecek bilgiler bulunmadığından (ayrıntılı faz gürültüsü eğrisi) katalog verilerini elde etmek mümkün olmamıştır. Bölüm 1.5'de FSU26 Spektrum analizörü ile Agilent 33250A seğirmesi 76.5MHz'de 5.14ps (RMS) olarak ölçülmüştür. Agilent DSA-X 93204A osiloskobu ile ise seğirme 8.2ps (RMS) olarak ölçülmüştür. Agilent E5052B işaret analizörü ile ise 7.7 ps (RMS) deperi elde edilmiştir. Değerler karşılaştırıldığında DSA-X 93204A osiloskobu ve Agilent E5052B analizörü sonuçlarının birbirlerini korele ettiği bu sonuçların kendi ölçüm sonuçlarımız ile de uyumlu olduğu anlaşılabilir.

Çizelge 5.3 : Giriş işaretinin R&S SMA100A ön panel, saat işaretinin Agilent 33250A (76.5MHz) olduğunda yapılan ölçümler.

R&S SMA100A ön panel ve Agilent 33250A (76.5MHz saat olarak)	Çift FFT	Çift Hist. 1. yöntem	Çift Hist. 2. yöntem
Toplam Seğirme	6.24ps	8.38ps	8.48ps
Tahmini Saat Seğirmesi	6.239ps	8.37ps	8.47ps
Tahmini Giriş Seğirmesi	91fs	111fs	111fs
Varsayılan İç Seğirme	70fs	70fs	70fs

Sonuçlar irdelendiğinde FSU26 Spektrum analizörü ile çift FFT tekniğinin daha iyi, Agilent E5052B analizörü ve Agilent DSA-X 93204A osiloskobu ile de çift Histogram tekniğinin daha iyi korele ettiği görülür. Bunun sebebi seğirme hesaplanırken kullanılan yöntemlerin benzer olmasıdır. Şöyle ki çift FFT tekniği ve FSU26 Spektrum analizörü tüm frekans bandına bakarak seğirme hesaplar ve sonunda ortalamada daha düşük seğirme değerleri elde edilir. Ancak çift Histogram metodu ve DSA-X 93204A osiloskobu ise sıfır geçişlerinden hareketle zamanlama hatalarına (Time Interval Error, TIE) bakarak histogram alıp standart sapma hesaplayarak seğirme değerlerini elde eder. İşaretin sıfır geçişlerindeki oynamalar daha fazla olduğu için çift Histogram tekniğinin sonuçları çift FFT tekniğine göre daha yüksek çıkmaktadır.

Giriş işaretinin Rohde&Schwarz SMA100A ön panel, saat işaretinin Agilent 33250A (80MHz) olduğu durumdaki sonuçlar Çizelge 5.4'de verilmektedir. Agilent 33250A kataloğunda doğrudan seğirme hesaplanabilecek bilgiler bulunmadığından (ayrınıtlı faz gürültüsü eğrisi) katalog verilerini elde etmek mümkün olmamıştır. Bölüm 1.5'de FSU26 Spektrum analizörü ile Agilent 33250A seğirmesi 76.5MHz'de 3.8ps (RMS) olarak ölçülmüştür. Agilent DSA-X 93204A osiloskobu ile ise seğirme 6ps (RMS) olarak ölçülmüştür. Agilent E5052B işaret analizörü ile ise 6.9 ps (RMS) değeri elde edilmiştir. Değerler karşılaştırıldığında DSA-X 93204A osiloskobu ve Agilent E5052B analizörü sonuçlarının birbirlerini korele ettiği bu sonuçların kendi ölçüm sonuçlarımız ile de uyumlu olduğu anlaşılabilir.

Çizelge 5.4 : Giriş işaretinin R&S SMA100A ön panel, saat işaretinin Agilent 33250A (80MHz) olduğunda yapılan ölçümler.

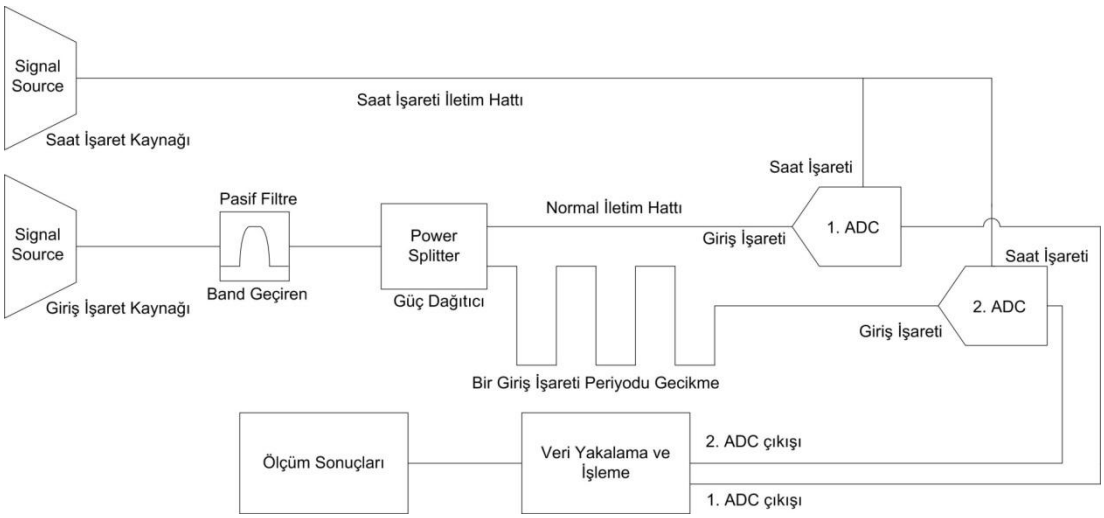
R&S SMA100A ön panel ve Agilent 33250A (80MHz saat olarak)	Çift FFT	Çift Hist. 1. yöntem	Çift Hist. 2. yöntem
Toplam Seğirme	3.34ps	7.79ps	5.7ps
Tahmini Saat Seğirmesi	3.338ps	7.78ps	5.698ps
Tahmini Giriş Seğirmesi	91fs	111fs	111fs
Varsayılan İç Seğirme	70fs	70fs	70fs

FSU26 Spektrum analizörü ile çift FFT tekniğinin daha iyi, Agilent E5052B analizörü ve Agilent DSA-X 93204A osiloskobu ile de çift Histogram tekniğinin daha iyi korele ettiği görülür. Bunun sebebi seğirme hesaplanırken kullanılan yöntemlerin benzer olmasıdır. Şöyle ki çift FFT tekniği ve FSU26 Spektrum analizörü tüm frekans bandına bakarak seğirme hesaplar ve sonunda ortalamada daha düşük seğirme değerleri elde edilir. Ancak çift Histogram metodu ve DSA-X 93204A osiloskobu ise sıfır geçişlerinden hareketle zamanlama hatalarına (Time Interval Error, TIE) bakarak histogram alıp standart sapma hesaplayarak seğirme değerlerini elde eder. İşaretin sıfır geçişlerindeki oynamalar daha fazla olduğu için çift Histogram tekniğinin sonuçları çift FFT tekniğine göre daha yüksek çıkmaktadır.

Çift Histogram'da 2. Yöntem DSA-X 93204A ölçümleri ile daha düzgün korele etmiştir. Bir lojik analizör kullanarak çok sayıda nokta ileveri toplanması mümkün olduğunda çift Histogram 2. Yöntemin daha başarılı sonuçlar vereceği öngörülebilir.

6. BİRBİRİNDEN BAĞIMSIZ OLARAK GİRİŞ VE SAAT SEĞİRMESİ ÖLÇMEK İÇİN DÜZENEK TASARIMI

Bir veri dönüştürücü sisteminde giriş ve saat işaretlerinin seğirme değerlerini ölçmek için Şekil 6.1'de verilen yapı önerilmiştir. Düzenekte iki adet analog sayısal çevirici (ADC) kullanılmaktadır.

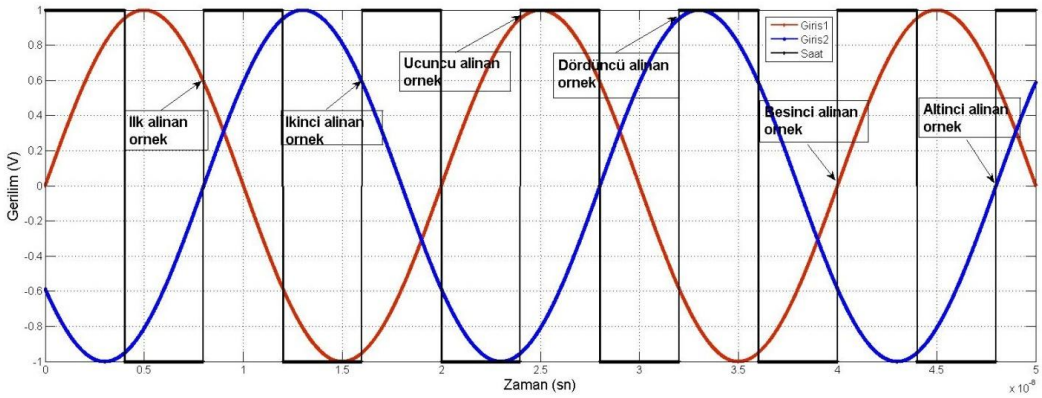


Şekil 6.1 : Birbirinden bağımsız olarak giriş ve saat seğirmesini ölçecek düzenek.

Düzenekte kullanılan iki ADC'nin olabildiğince birbirlerine yakın spesifikasyonlara sahip olması gerekmektedir. Saat işareti iki ADC'ye ortak uzunluktaki iletim hatları üzerinden gitmektedir. Dolayısıyla iki ADC aynı zamanlarda (saat işaretindeki seğirme kadar hata ile) örnek almaktadır. Bu iki ADC'nin giriş işaretleri ise şu şekilde verilmiştir. Ortak bir işaret kaynağı filtrelenip (filtre kullanılması zorunlu değildir) güç dağıtıcısı ile çoğullanmış, daha sonra bu iki özdeş çıkış belirli bir zaman gecikmesi yaratılarak iki adet farksal ADC'ye verilmiştir. İletim hatlarında gecikmeler kablo boyları değiştirilerek sağlanmıştır.

Saat işaretindeki seğirmeyi ölçmek için, giriş işaretlerinin gecikmesi bir saat işareti periyoduna eşit olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu durumda iki ADC giriş işaretini farklı zamanlarda aynı noktalardan örnekler. Bu varsayım giriş işaretlerindeki gecikme bir saat periyodu olduğu sürece geçerlidir. İki ADC, giriş işaretini hep aynı

noktalardan örnekleyeceği için giriş işaretindeki seğirme iki ADC'nin çıkışlarının farkında (ADC1(n)-ADC2(n-1)) etkisini göstermez. Bu iki ADC'nin (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkında sapmalara neden olan saat işaretindeki seğirmedir (diğer tüm iç seğirmeler ile birlikte tabii). Bu sapmalardan varyans ve standart sapma hesaplanarak saat işaretinin seğirme değerinin ölçülebileceği öngörülmektedir. Bu varsayımı temsil eden idealize MATLAB grafikleri Şekil 6.2'de görülmektedir. Şekil 6.2'de Giris1 gecikmesiz normal hattan gelen giriş, Giris2 gecikmeli hattan gelen giriş, Saat ise saat işaretidir. Tüm işaretler 10dBm güç seviyesindedir. (2Vpp 50Ω). Giriş 50MHz, Saat 125MHz frekansındadır.

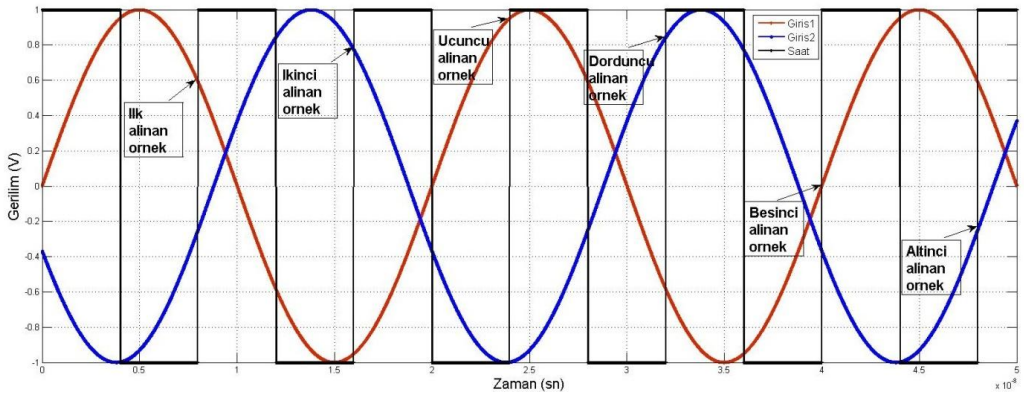


Şekil 6.2 : Bir saat gecikmesi yaratılmış iki girişin örneklenmesi.

Şekil 6.2'de görüleceği gibi iki ADC ortak giriş işaretinin aynı noktalarını farklı zamanlarda örneklemektedir. Böylece giriş seğirmesinden bağımsız olarak saat seğirmesi ölçülebilir. İşaretler arası faz farkı 2*π* (50/125) radyan olarak ayarlandığından bir saat periyodu kadar geckime olur ve Şekil 6.2'deki grafik elde edilir.

Şekil 6.2'deki durumda iki işaret arası gecikme yanlış ayarlanırsa iki ADC ortak işaretin aynı noktalarını örnekleyemez. Bu durumda da hata oluşur. Bahsedilen durum Şekil 6.3'de görülmektedir.

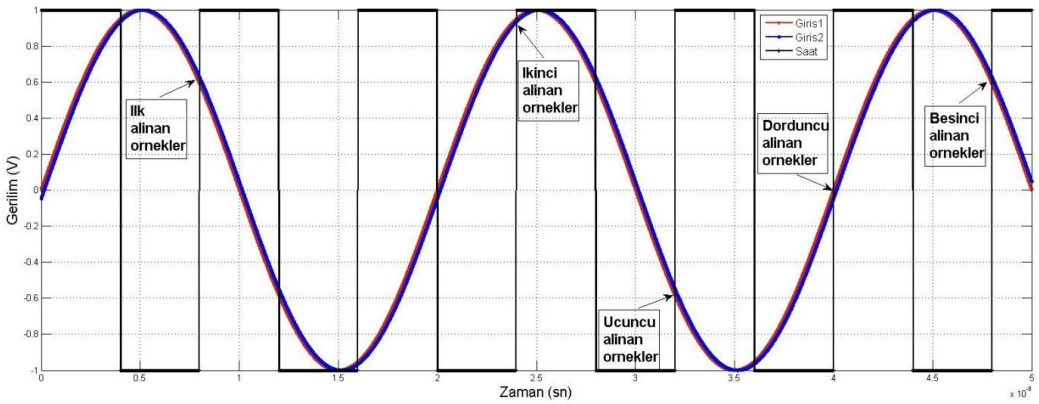
Burada faz farkı ideal değeri olan 2*π* (50/125) radyan değil 2.2*π* (50/125) radyan olarak ayarlanmıştır. Yani 0.25 radyan faz hatası söz konusudur. Bu Şekil 6.3'de görülen durum elde edilir.



Şekil 6.3 : Bir saat gecikmesi yaratılmış iki girişin örneklenmesi (hatalı durum).

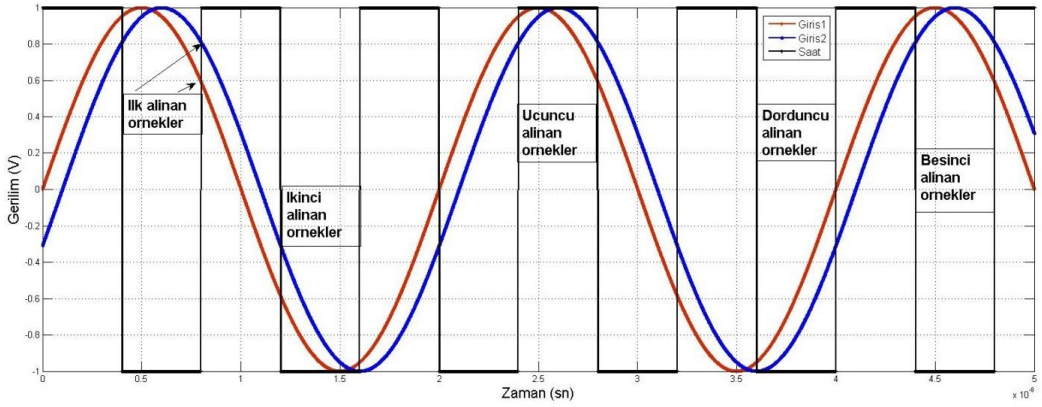
Görüleceği gibi 0.25 radyan hatalı gecikme hattı tasarlanması durumda iki ADC işaretin aynı noktalarını örnekleyememektedir. Bu sebeple iletim hattının düzgün tasarlanması yöntem açısından önemlidir.

Giriş işaretindeki seğirmeyi ölçmek için ise, giriş işaretlerinin gecikmesi bir giriş işareti periyoduna eşit olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu durumda iki ADC giriş işaretini aynı zamanlarda bir periyot gecikmeli noktalardan örnekler. Bu varsayım giriş işaretlerindeki gecikme bir giriş işareti periyodu olduğu sürece geçerlidir. İki ADC, giriş işaretini aynı zamanlarda bir periyot fark ile örnekleyeceği için saat işaretindeki seğirme iki ADC'nin çıkışlarının farkında (ADC1(n)-ADC2(n)) etkisini göstermez. Bu durumda iki ADC'nin (ADC1(n)-ADC2(n)) farkında sapmalara neden olan giriş işaretindeki seğirmedir (diğer tüm iç seğirmeler ile birlikte tabii). Bu sapmalardan varyans ve standart sapma hesaplanarak giriş işaretinin seğirme değerinin ölçülebileceği öngörülmektedir. Şekil 6.4'de bahsedilen durum gözlenmektedir.



Şekil 6.4 : Bir giriş gecikmesi yaratılmış iki girişin örneklenmesi.

Şekil 6.4'de görüleceği gibi iki ADC ortak işareti bir periyot farkla aynı zamanlarda örnekler. Böylece iki ADC'nin farkında saat seğirmesinin etkisi görülmez, aksine giriş seğirmesinin etkisi görülür. İdeal durumda iki işaret arasındaki faz farkı 2*π radyan olarak ayarlanmıştır. İletim hattı gecikmesinde hata yapılması durumunda Şekil 6.5'de görülen durum elde edilir. Burada faz farkı 2.2*π radyan olarak ayarlanmış ve 0.62 radyan faz hatası oluşmuştur.



Şekil 6.5 : Bir giriş gecikmesi yaratılmış iki girişin örneklenmesi (hatalı durum).

Şekil 6.5'den görüleceği gibi 0.6 radyan faz hatası olduğunda iki ADC artık ortak işareti bir periyot fark ile örnekleyememektedir ve hata oluşmaktadır. Bu sebeple iletim hattının düzgün tasarlanması yöntem açısından önemlidir.

6.1 Test Düzeneklerinin Kurulması ve Yapılan Ölçümler

Test düzenekleri kurulmadan önce, iletim hattı gecikmelerinin sağlanması için kabloların propogasyon gecikmelerinin bilinmesi gerekmektedir. Elde bulunan kabloların gecikme değerleri Çizelge 6.1'de görülmektedir. Bu değerler, güç dağıtıcı (splitter) yardımıyla ortak bir giriş işaretinin fazının farklı uzunluktaki kablolar ile ne kadar kaydığının osiloskopta tespit edilmesiyle oluşturulmuştur. Dolayısıyla bu değerlerin 8-bit hassasiyetinde doğruluk içereceği unutulmamalıdır.

Bu değerler kullanılarak gecikmeli ve normal iletim hatları oluşturulmuştur.

1. iletim hattı 60cm SMA-SMA + 50 cm BNC-BNC + 50cm BNC-BNC + 120cm BNC-BNC kablolarından oluşmaktadır. Toplam gecikme 3+6.1+2.64+2.64=14.38ns değerindedir. Bu hat güç dağıtıcısı ile birinci ADC girişi arasındadır.

Çizelge 6.1 : Kabloların propogasyon gecikmeleri

Kablo uzunluğu	Kablo tipi	Gecikme değeri
25cm	**SMA-SMA**	**1.25ns**
30cm	**SMA-SMA**	**1.53ns**
60cm	**SMA-SMA**	**3e-9ns**
90cm	**SMA-SMA**	**4,58ns**
100cm	**SMA-SMA**	**4.16ns**
120cm	**SMA-SMA**	**6.25ns**
50cm	**BNC-BNC**	**2.64ns**
120cm	**BNC-BNC**	**6.1ns**

2. iletim hattı 30cm SMA-SMA kablosundan oluşmaktadır. Toplam gecikme 1.53ns değerindedir. Bu hat güç dağıtıcısı ile ikinci ADC girişi arasındadır.

Bu durumda iki iletim hattı arasındaki gecikme 14.38ns – 1.53ns = 12.85ns olacaktır. Bu da 1 / (12.85e-9) = 77.8MHz'lik bir işaretin tam periyoduna karşı düşer. Yapılan ölçümlerde 76.5MHz değerindeki giriş işareti için tam bir periyot faz farkı gözlenmiştir. Bu sonucun oluşmasında hem iki hattın deneme kartı üzerindeki gecikmeleri hem de kabloların propogasyon gecikmelerinin ölçümünde yapılan hatalar etkili olmuş olabilir. Bu sebeple sonuç tutarlıdır.

Çalışılan frekans değerinin 76.5MHz seçilmesi deneylerde korelasyon amacı ile kullanılan faz gürültüsü yüksek işaret üretecinin (Agilent 33250A) frekansının 80MHz ile sınırlanmasından dolayıdır. Normalde deneylerde kullanılan AD9268 125MHz saat frekansı ile çalışabilmektedir, ayrıca deneme kartında tek taraflı RF işaretlerini farksal işarete (single ended-differential) çevirmek için trafo kullanılmıştır. Bu trafo da 125MHz için optimize edildiğinden çok düşük saat hızlarında AD9268 performans kaybına uğramaktadır (SNR değerinde düşme gözlemlenmiştir). Bu sebeple çalışılan frekans olabildiğince 125MHz değerine yakın tutulmak istenmiştir.

Deney setinde 76.5MHz saat işareti mevcuttur. Giriş işaretinin frekansı Fin olduğunda spektrumda temel bileşen (Fin-76.5) MHz frekansında katlanan (aliased) işaret olacaktır. Bu işaretin 128 periyot tekrarlanması ve her periyotta 256 nokta kullanılması istenirse 32768 noktalı veri dizisi oluşur. Bunu sağlayacak Fin frekansı

```
NumberofCycles=64*2;
PointsPerPeriod=256;
size=NumberofCycles*PointsPerPeriod;

Fs = 76.5e6;                                    %Sampling frequency
T = 1/Fs;                                       %Sampling period
Coherent_Frequency=(Fs/size)*(size+NumberofCycles)   %Coherent Frequency
Coherent_Frequency =
                    7.679882812500000e+007
```

kodu yardımıyla 76.798828125MHz olur. Bu giriş işaretinin olması gereken frekans değeridir. Bu durum gecikme hattında bir saat işareti periyodu kadar gecikme yaratılmak istendiğinde geçerlidir. Eğer girişteki seğirmeyi ölçmek için girişe bir giriş işareti periyodu kadar gecikme verilmek istenirse girişin 76.5MHz olması gerekir. Bu durumda saat işareti benzer şekilde

```
NumberofCycles=64*2;
PointsPerPeriod=256;
size=NumberofCycles*PointsPerPeriod;

Coherent_Frequency=76.5e6;                      %Coherent Frequency
Fs=(Coherent_Frequency/(size+NumberofCycles))*size   %Sampling frequency

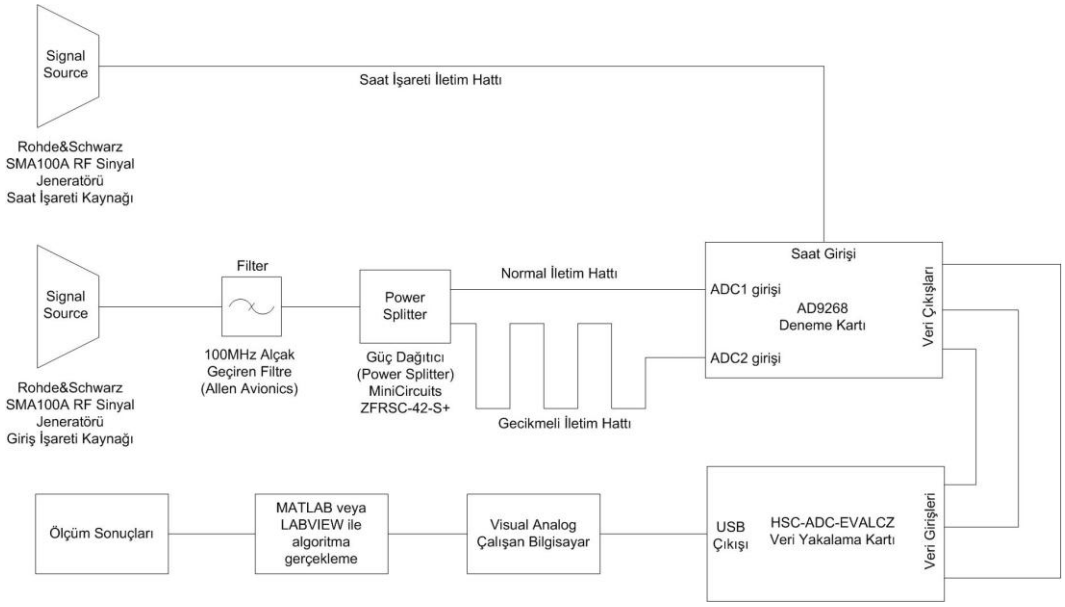
Fs =
                    7.620233463035019e+007
```

kodu yardımıyla bulunur. Giriş 76.5MHz olduğunda saat işareti 76.20233463035019MHz olarak bulunur.

Deney setinde girişler için 100MHz low pass (alçak geçiren) filtre kullanılmıştır.Tüm ölçümlerde, eğer iki farklı cihaz kullanılıyorsa, cihazlar birinin referans çıkışı diğerinin referans girişine bağlanılarak faz kilitmeli çevrime sokulmuştur. Agilent 33250A ve R&S SMA100A ortak 10MHz referans giriş ve çıkış işaretleri verdiğinden cihazlar kolaylıkla birbirlerine faz kilitlenebilmektedir. Agilent 33250A ile Rohde&Schwarz SMA100 faz kilitlenirlen SMA100A'nın referans çıkışı Agilent 33250A referans girişe bağlanarak PLL çevrimi oluşturulmuştur. Yapılan denemelerde en düzgün sonuç bu şekilde alınmıştır.

6.1.1 Giriş R&S (1) ön panel, saat R&S (2) ön panel) iken saat seğirme hesaplama

Burada giriş ve saat için R&S SMA100A'nın ön panelleri kullanılmıştır. Kurulan deney seti Şekil 6.6'da verilmiştir.

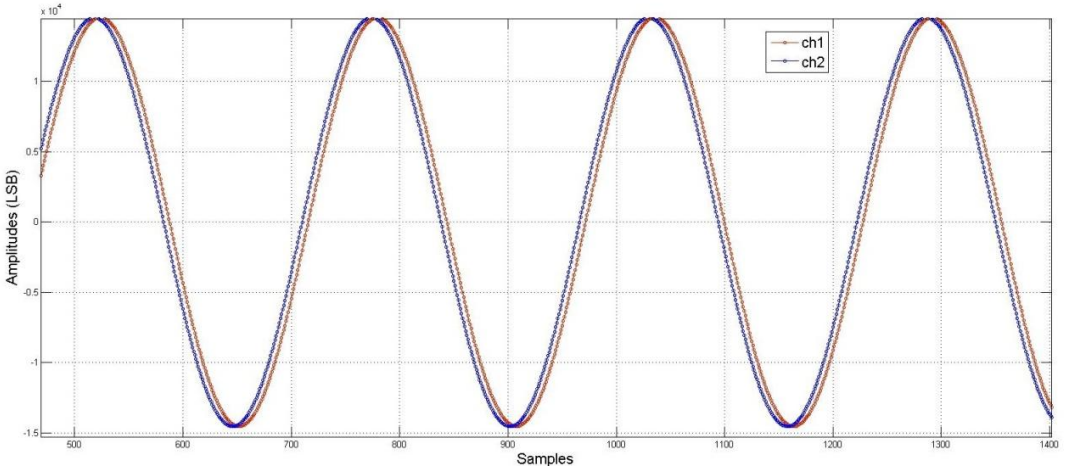


Şekil 6.6 : İki adet Rohde&Schwarz SMA100A ile seğirme ölçmek için kullanılan düzenek.

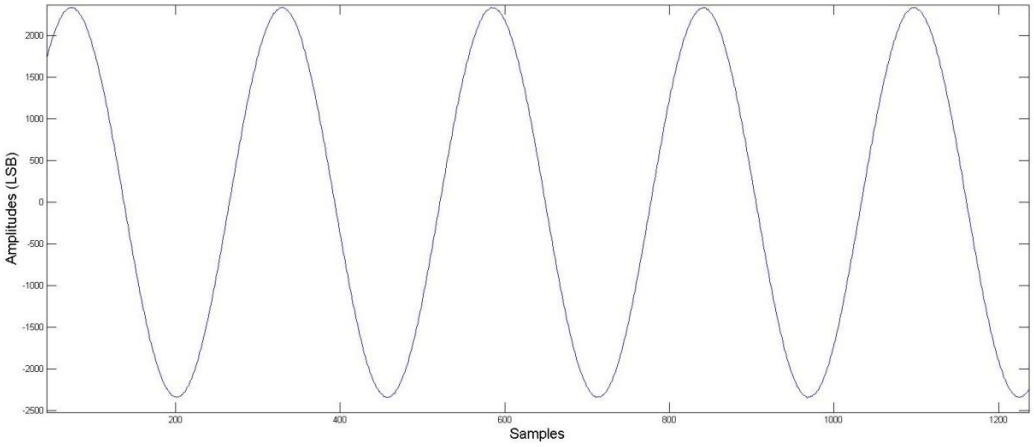
Sistemde saat işareti ortak uzunlukta iletim hatları ile iki adet ADC'ye gelmektedir. Giriş işareti ise 100MHz'lik bir alçak geçiren filtreden geçtikten sonra bir güç dağıtıcıda çoğullanmaktadır. Dağıtıcıdan çıkan özdeş iki çıkış farklı uzunluklarda iletim hatları ile iki adet ADC'ye giriş olarak gelmektedir. Kullanılan tüm kablolar koaksiyel RG58 (50Ω) olarak seçilmiştir. Kabloların kaliteli olması şarttır. Ayrıca kaynakların empedansı da 50 Ω olduğundan filtre giriş ve çıkışları da 50 Ω ile sonlandırılmaldır. Filtrelerde bu özellik oluğundan ayrıca bir terminasyon yapmaya gerek kalmamıştır. Güç dağıtıcı da 50 Ω'a göre ayarlanmıştır. AD9268 deneme kartında saat ve giriş işaretlerini tek yönlü işaretten farksal işarete çevirmek için (single ended to differential) trafolar (balun) bulunmaktadır. Bu trafoların girişlerindeki empedans 50 Ω olacak şekilde ayarlandığından ayrıca bir terminasyon yapılmasına gerek kalmamıştır. HSC-ADC-EVALCZ veri yakalama kartı ise paralel olarak iki ADC çıkışlarındaki verileri yakalayarak USB protolü üzerinde sonuçları Visual Analog programı çalışan hehangi bir bilgisayara gönderir. Visual Analog Analog Devices firmasının kendi entegrelerini test etmek için geliştirdiği bir

yazılımdır. Veri yakalama kartları ile haberleşebilen bu program bunun yanında basit aritmetik ve frekans domeni işlemleri de yapabilmektedir. Veri yakalama kartı ile Visual Analog ortamına alınan sonuçlar daha kompleks matematiksel ve istatistiksel analizler yapılabilmesi aracılığı ile MATLAB ortamında aktarılmıştır. Sistemin LABVIEW programına entegrasyonu da yapılmak istenmektedir. MATLAB ortamında elde edilen sonuçlardan seğirme değerlerini hesaplayacak algoritma oluşturulmuş ve bu şekilde ölçüm sonuçları elde edilmiştir. Ayrıca kişisel bilgisayarlar üzerine kurulan SPI Controller programı ile veri yakalama kartı üzerindeki USB-SPI çevirici entegre sayesinde AD9268 içindeki register dosyalarına erişilebilmekte ve bazı ek özellikler (çıkışa offset ekleme, dither ekleme, saat işareti bölücüsü tanımlama...vs) cihaza uygulanabilmektedir.

Geliştirilen algoritma kısaca şu şekilde açıklanabilir. İki ADC çıkışı da Visual Analog programı ile toplanıp MATLAB ortamına aktarılır. Böylece iki kanaldan elde edilen sonuçlar 32768 noktalı bir dizin oluşturur. Bu sonuçlarda offset, genlik ve faz hataları mevcuttur. Offset ve genlik hataları düzeltildikten sonra girilen sinüs işaretin maksimum noktaları ve sıfır geçişleri tespit edilir. Bundan sonra saat seğirmesi için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkına, giriş seğirmesi için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkına bakılmalıdır. Eğer hiç seğirme olmasaydı bu farkların değeri 0 olmalıydı. Ancak seğirmeler nedeniyle bu fark değerlerinde oynamalar olacaktır. İki ADC'nin çıkışlarında offset ve genlik hataları olabileceğinden işaretlerdeki ofset ve genlik hataları düzeltilmelidir. Offset ve genlik hataları elimine edildikten sonra faz hatası da giderilmelidir. Faz hatasını engellemek ise daha ciddi bir problemdir. İletim hattı gecikmeleri ne kadar düzgün ayarlansa da faz hatasından dolayı (ADC1(n)-ADC2(n-1)) ile (ADC1(n)-ADC2(n)) farkları sonucu bir gürültü deseni değil ayrı bir sinüs işareti görülmektedir. Örnek olarak Şekil 6.7'de her iki kanaldan da elde edilen sonuçlar görülemektedir. Faz hatasından dolayı (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkı sonucu oluşan sinüs işareti de Şekil 6.8'de görülmektedir. Görüleceği gibi (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkı sonucu bir gürültü deseni yerine oldukça büyük genlikli (Yaklaşık tepeden tepeye 4500 LSB) bir sinosoidal işaret elde edilmiştir. Bu sinusoidal işaretten dolayı veri grubu yardımıyla hesaplanan maksimum ve minimum yükselme eğimi noktalarının varyans ve standart sapma değerleri çok yüksek çıkmakta ve böylece hassas seğirme ölçümü yapılamamaktadır.

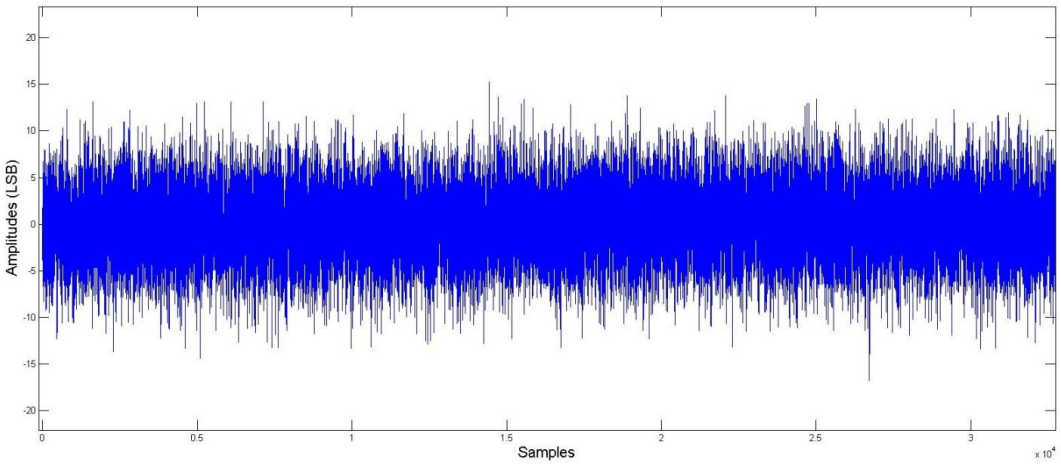


Şekil 6.7 : Her iki ADC'den alınan işaretlerin offset ve genlik hatalarının düzeltilmiş hali.



Şekil 6.8 : (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkı sonucu oluşan sinüs işareti.

Belirtilen faz hatası problemini engellemek için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) ile (ADC1(n)-ADC2(n)) farklarına Fourier dönüşümü uygulanmış ve temel bileşenler sıfırlandıktan sonra ters fourier dönüşümü ile işaret tekrar oluşturulmuştur. Böylece (ADC1(n)-ADC2(n-1)) ile (ADC1(n)-ADC2(n)) farklarından bir gürültü deseni elde edilmiştir. Elde edilen gürültü deseni Şekil 6.9'da görülebilir. Giriş seğirmesi ölçmek için kullanılan MATLAB kodları Ek F'de, saat seğirmesi ölçmek için kullanılan MATLAB kodları Ek G'de verilmiştir. Yazılan kodlarda maksimum ve minimum yükselme eğimi noktaların olduğu yerler tespit edilmiş ve bu noktalardaki değişimler tespit edilmiştir. Bu değişimlerden ayrı ayrı varyanslar hesaplanmıştır.



Şekil 6.9 : 6.1.1 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni.

Maksimum noktalarda yükselme eğimi minimum olduğundan buralardaki sapmalarda seğirme gürültüsü değil diğer iç gürültüler etkilidir. Sıfır geçiş noktalarında ise yükselme eğimi maksimum olduğundan seğirme gürültüsü baskın hale gelir. Bu sebeple sıfır geçiş noktalarındaki sapmalardan hesaplanan varyans ile maksimum noktalardaki sapmalardan hesaplanan varyans birbirinden çıkarılarak toplam bir varyans değeri elde edilmiştir. Bu toplam varyans değerinden standart sapma hesaplanarak toplam seğirme değeri

$$\text{SEĞİRME} = \frac{\text{Standart Sapma}}{2 * \pi * \text{Frekans} * \text{Genlik}} \qquad \textbf{(7.1)}$$

olarak hesaplanır. Burada $2 * \pi * \text{Frekans} * \text{Genlik}$ değeri sıfır geçiş noktasındaki eğimdir. Burada genliğin LSB (en anlamsız bit - Least Significant Bit) cinsinden denkleme konulması gerekir. 32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.2'de verilmektedir.

Görüldüğü üzere saat seğirmesi için 365fs RMS ile 504 fs RMS arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 427fs RMS olarak elde edilmiştir. Giriş işareti frekansı 76.79882813MHz, saat frekansı 76.5MHZ'dir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 3.985282298658402e-014 (39fs) olarak elde edilmiştir.

Çizelge 6.2 : Giriş R&S SMA100A (1) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (2) Ön Panel olduğunda saat seğirme değerleri.

Giriş R&S (1), Saat R&S (2) Saat Seğirmesi		
Ölçüm	**Seğirme (RMS)**	**Seğirme (fs)**
1	**3.65E-13**	**365fs**
2	**4.05E-13**	**405fs**
3	**4.07E-13**	**407fs**
4	**4.68E-13**	**468fs**
5	**4.34E-13**	**434fs**
6	**4.23E-13**	**423fs**
7	**4.48E-13**	**448fs**
8	**4.34E-13**	**434fs**
9	**3.87E-13**	**387fs**
10	**3.51E-13**	**351fs**
11	**4.79E-13**	**479fs**
12	**3.83E-13**	**383fs**
13	**4.19E-13**	**419fs**
14	**3.94E-13**	**394fs**
15	**4.52E-13**	**452fs**
16	**4.46E-13**	**446fs**
17	**5.04E-13**	**504fs**
18	**4.12E-13**	**412fs**
19	**4.50E-13**	**450fs**
20	**4.50E-13**	**450fs**
Toplam RMS	**427E-13**	**427fs**

Ölçülen 427fs (RMS) değerinde iki ADC'nin kendi iç seğirmeleri de etkilidir. Daha önce farksal örnekleme metodu ile iki ADC'nin iç seğirmeleri 120fs ve 150fs olarak hesaplandığından Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi

$$\mathrm{SMA100A_{SEĞİRME}} = \sqrt{427^2 - 120^2 - 150^2} = 381\mathrm{fs\ (RMS)}$$

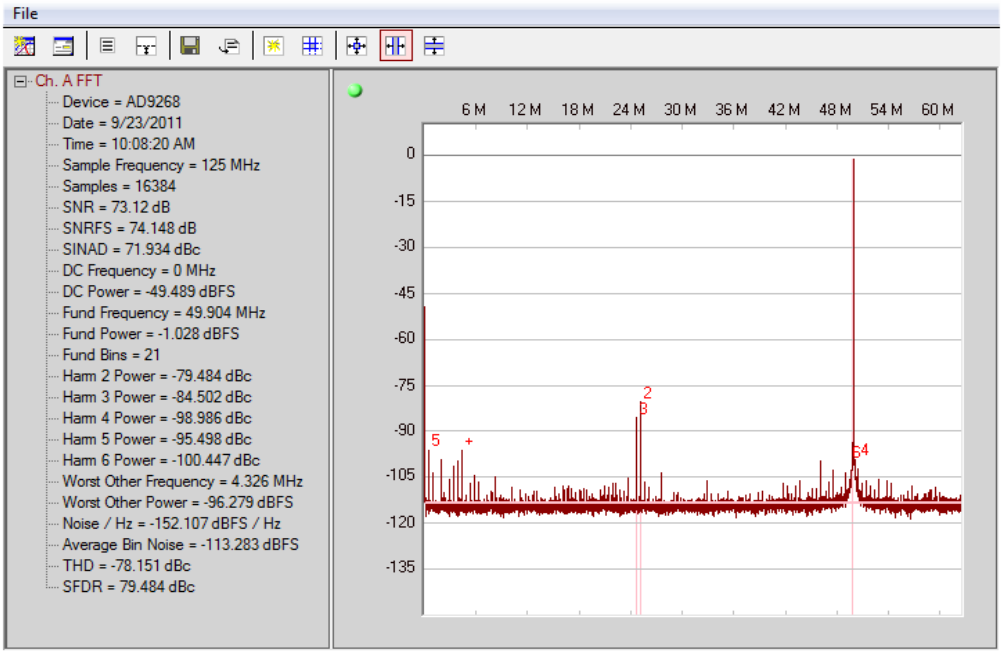
olarak elde edilir.

Gerçekte Rohde&Schwarz SMA100A çok düşük faz gürültülü bir RF işaret üretecidir. Bu yüzden bu kaynağın seğirmesini ölçmek başlı başına bir problemdir. Ürünün kataloğunda 100MHz giriş için tipik -153dBc/Hz değerinde faz gürültüsü verilmiştir. Daha önce AD9268'in FFT (Fast Fourier Transforms) testlerinde bu kaynaklar ile 200MHz'de 73.12dB (-1dBFS için) işaret gürültü oranı (SNR) elde edilmiştir. Bu sonuç Şekil 6.10'da görülmektedir.

Denklem (1.12)'den hareketle 200MHz'de 73.12dB SNR değeri elde edebiliyorsak toplam dış seğirme değerimiz

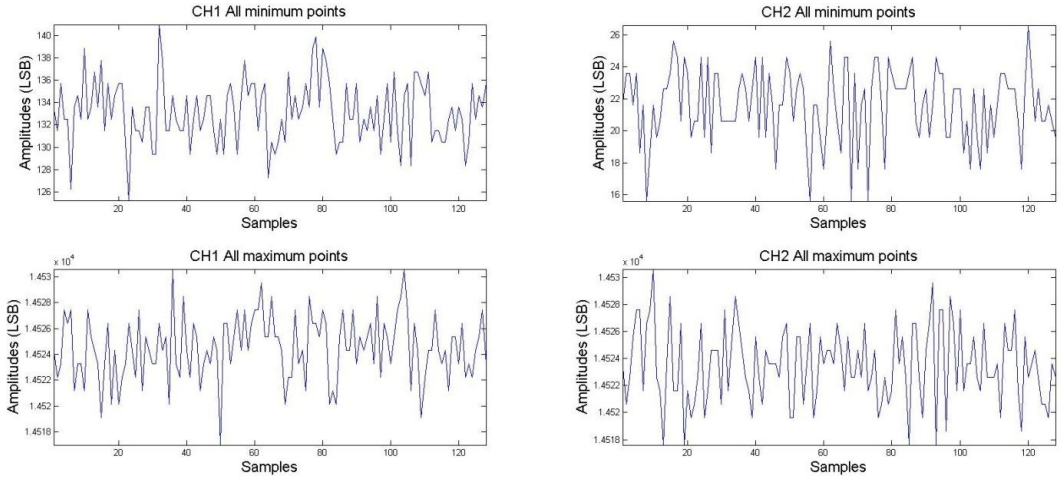
$$\text{SEĞİRME}_{\text{MAX}} = \frac{1}{2 * \pi * 10^{\frac{73.12}{20}} * 200e6} = 175\text{fs RMS}$$

olarak elde edilir. Bu toplam dış seğirmenin olabilecek en büyük değeridir. Normalde gerçek değer bundan daha düşüktür. Bu sebeple ölçtüğümüz 381fs RMS saat seğirmesi gerçek değeri yansıtmamaktadır. Nitekim Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi Agilent E4042B analizörü ile 124 fs (RMS) ölçülmüştür. Ancak şu anda piyasada seğirme ölçen aletlerin [6] 800fs RMS değerinin altına inemediği ve 2ps RMS tekrarlanabilirlik ile ölçüm yapabildikleri göz önüne alınırsa elde edilen sonuçlar oldukça iyi sayılabilir.



Şekil 6.10 : 200MHz'de -1dBFS için AD9268 için FFT sonucu.

Son olarak faz düzeltmesi yapılmadan önce birinci ve ikinci kanalın maksimum ve sıfır geçiş noktalarını gösteren toplu grafikler Şekil 6.11'de görülmektedir. İdealde maksimum ve minimum(sıfır geçiş noktaları) noktalarının bir saat işareti periyodu farkla birbirlerini izlemesi beklenir. İdealden uzaklaşmalar bu grafikler üzerinden de anlaşılabilmektedir.



Şekil 6.11 : 6.1.1 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı.

6.1.2 (Giriş R&S (1) ön panel, saat R&S (2) ön panel) iken giriş seğirme hesaplama

Burada giriş ve saat için R&S SMA100A'nın ön panelleri kullanılmıştır. Kurulan deney seti şekil Şekil 6.6'dakinin aynsıdır. Bu sefer saatteki seğirme değil girişteki seğirme ölçülecektir. Giriş işareti frekansı 76.5MHz, saat frekansı 76.20233463MHZ'dir.

32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.3'de verilmektedir. Görüldüğü üzere giriş seğirmesi için 324 fs RMS ile 443 fs RMS arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 387fs RMS olarak elde edilmiştir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 3.415475808727094e-014 (34fs) olarak elde edilmiştir. Ölçülen 387fs (RMS) değerinde iki ADC'nin kendi iç seğirmeleri de etkilidir. Daha önce farksal örnekleme metodu ile iki ADC'nin iç seğirmeleri 120fs ve 150fs olarak hesaplandığından Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi

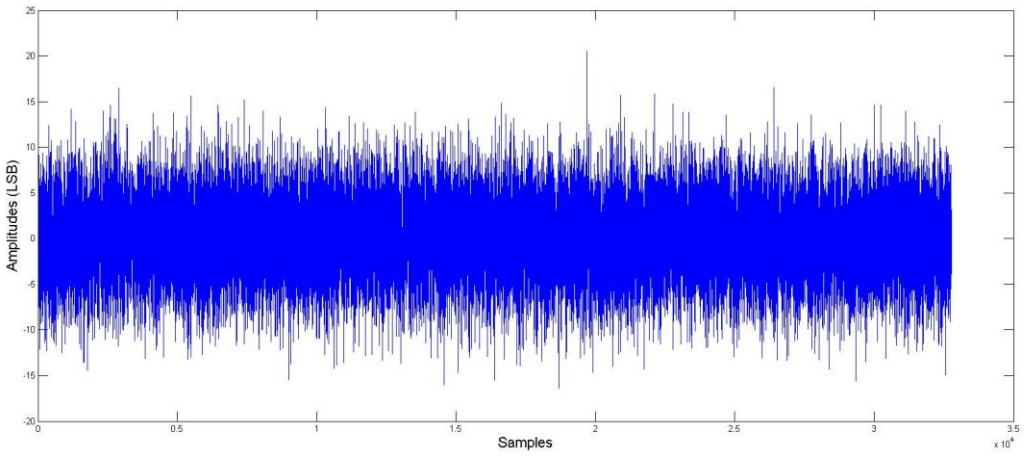
$$\text{SMA100A}_{\text{SEĞİRME}} = \sqrt{387^2 - 120^2 - 150^2} = 336\text{fs (RMS)}$$

olarak elde edilir.

Çizelge 6.3 : Giriş R&S SMA100A (1) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (2) Arka Panel olduğunda giriş seğirme değerleri.

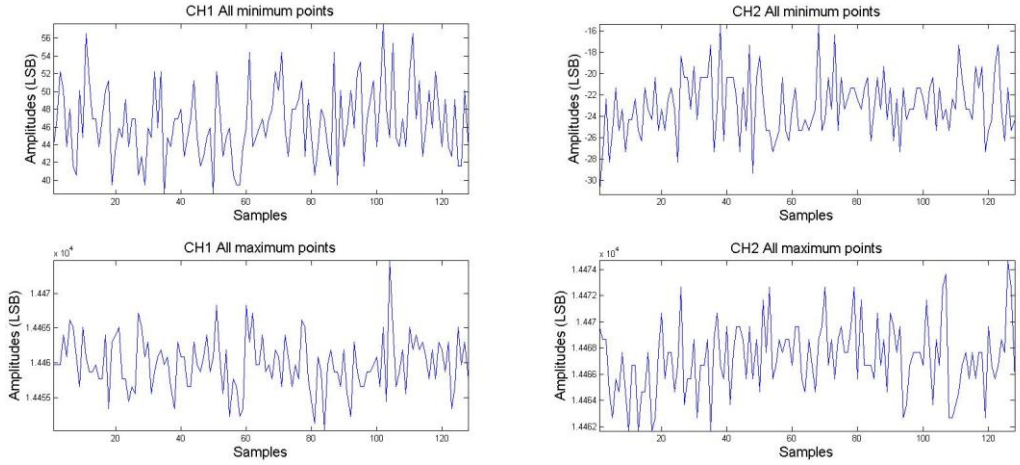
Giriş R&S (1), Saat R&S (2) Giriş Seğirmesi		
Ölçüm	**Seğirme RMS**	**Seğirme (fs)**
1	**4.43E-13**	**443fs**
2	**3.98E-13**	**398fs**
3	**3.38E-13**	**338fs**
4	**3.47E-13**	**347fs**
5	**3.85E-13**	**385fs**
6	**3.24E-13**	**324fs**
7	**3.42E-13**	**342fs**
8	**4.21E-13**	**421fs**
9	**3.56E-13**	**356fs**
10	**4.43E-13**	**443fs**
11	**3.65E-13**	**365fs**
12	**3.80E-13**	**380fs**
13	**4.21E-13**	**421fs**
14	**3.65E-13**	**365fs**
15	**3.92E-13**	**392fs**
16	**3.76E-13**	**376fs**
17	**4.21E-13**	**421fs**
18	**4.19E-13**	**419fs**
19	**3.74E-13**	**374fs**
20	**4.01E-13**	**401fs**
Toplam RMS	**3.87E-13**	**387fs**

(ADC1(n)-ADC2(n)) farklarından FFT/iFFT algoritması yardımıyla bir gürültü deseni elde edilmiştir. Elde edilen gürültü deseni Şekil 6.12'de görülebilir.



Şekil 6.12 : 6.12 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni.

Son olarak faz düzeltmesi yapılmadan önce birinci ve ikinci kanalın maksimum ve sıfır geçiş noktalarını gösteren toplu grafikler Şekil 6.13'de görülmektedir. İdealde maksimum ve minimum(sıfır geçiş noktaları) noktalarının bir giriş işareti periyodu farkla birbirlerini izlemesi beklenir. İdealden uzaklaşmalar bu grafikler üzerinden de anlaşılabilmektedir.



Şekil 6.13 : 6.1.2 durumu için birinci ve ikinci kanal için maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı.

6.1.3 (Giriş R&S (2) ön panel, saat R&S (1) ön panel) iken saat seğirme hesaplama

Burada giriş ve saat için R&S SMA100A'nın ön panelleri kullanılmıştır. Kurulan deney seti Şekil 6.6'dakinin aynsıdır. Bu sefer iki adet sinyal üreticinin yerleri değiştirilmiştir. Bu düzenekte saat seğirmesi hesaplanacaktır. Giriş işareti frekansı

76.79882813MHz, saat frekansı 76.5MHZ'dir. 32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.4'de verilmektedir.

Çizelge 6.4 : Giriş R&S SMA100A (2) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (1) Ön Panel olduğunda saat seğirme değerleri.

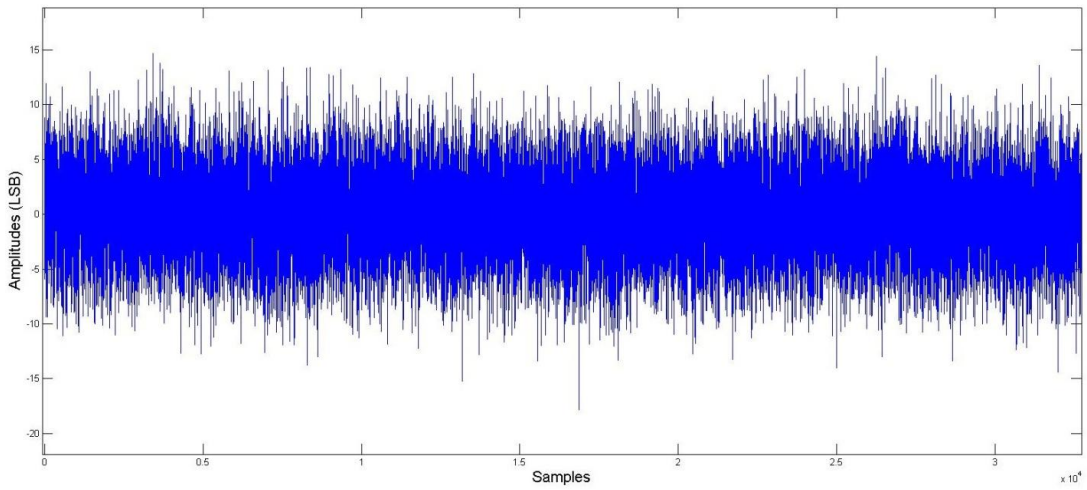
Giriş R&S (2), Saat R&S (1) Saat Seğirmesi		
Ölçüm	**Seğirme (RMS)**	**Seğirme (fs)**
1	**4.55E-13**	**455fs**
2	**4.57E-13**	**457fs**
3	**4.37E-13**	**437fs**
4	**4.66E-13**	**466fs**
5	**4.59E-13**	**459fs**
6	**4.59E-13**	**459fs**
7	**4.41E-13**	**441fs**
8	**4.70E-13**	**470fs**
9	**4.46E-13**	**446fs**
10	**4.01E-13**	**401fs**
11	**4.16E-13**	**416fs**
12	**3.22E-13**	**322fs**
13	**4.28E-13**	**428fs**
14	**4.86E-13**	**486fs**
15	**4.28E-13**	**428fs**
16	**4.57E-13**	**457fs**
17	**5.49E-13**	**549fs**
18	**4.19E-13**	**419fs**
19	**4.68E-13**	**468fs**
20	**4.37E-13**	**437fs**
Toplam RMS	**4.46E-13**	**446fs**

Görüldüğü üzere saat seğirmesi için 322fs RMS ile 549 fs RMS arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 446fs RMS olarak elde edilmiştir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 4.133820871784359e-014 (41fs) olarak elde edilmiştir. Ölçülen 446fs (RMS) değerinde iki ADC'nin kendi iç seğirmeleri de etkildir. Daha önce farksal örnekleme metodu ile iki ADC'nin iç seğirmeleri 120fs ve 150fs olarak hesaplandığından Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi

$$\text{SMA100A}_{\text{SEĞİRME}} = \sqrt{446^2 - 120^2 - 150^2} = 403\text{fs (RMS)}$$

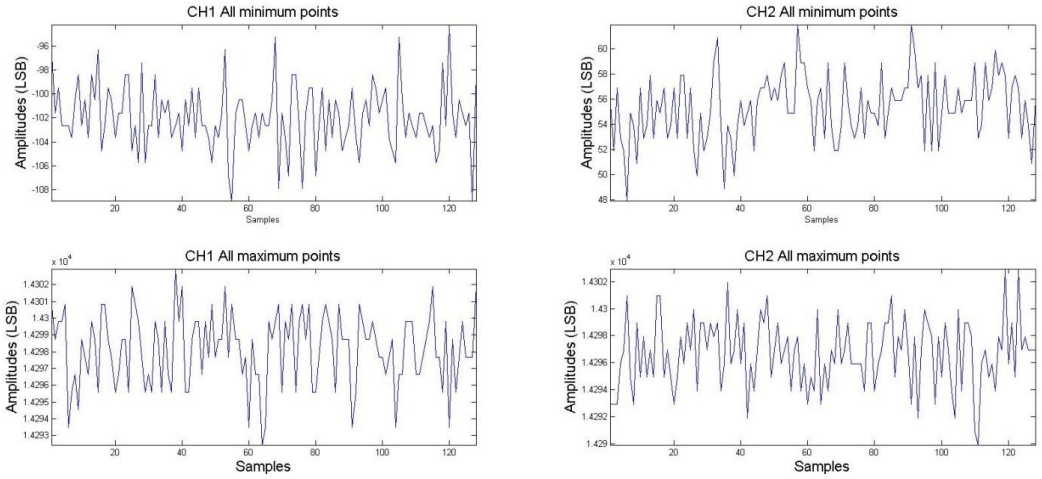
olarak elde edilir

(ADC1(n)-ADC2(n-1)) farklarından FFT/iFFT algoritması yardımıyla bir gürültü deseni elde edilmiştir. Elde edilen gürültü deseni Şekil 6.14'de görülebilir.



Şekil 6.14 : 6.1.3 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni.

Son olarak faz düzeltmesi yapılmadan önce birinci ve ikinci kanalın maksimum ve sıfır geçiş noktalarını gösteren toplu grafikler Şekil 6.15'de görülmektedir. İdealde maksimum ve minimum (sıfır geçiş noktaları) noktalarının bir saat işareti periyodu farkla birbirlerini izlemesi beklenir. İdealden uzaklaşmalar bu grafikler üzerinden de anlaşılabilmektedir.



Şekil 6.15 : 6.1.3 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı.

6.1.4 (Giriş R&S (2) ön panel, saat R&S (1) ön panel) iken giriş seğirme hesaplama

Burada giriş ve saat için R&S SMA100A'nın ön panelleri kullanılmıştır. Kurulan deney seti Şekil 6.6'dakinin aynsıdır. Sadece iki adet R&S üreteç birbirleri ile yer değiştirmiştir. Bu sefer saatteki seğirme değil girişteki seğirme ölçülecektir. Giriş işareti frekansı 76.5MHz, saat frekansı 76.20233463MHZ'dir.

32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.5'de verilmektedir.

Çizelge 6.5 : Giriş R&S SMA100A (2) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (1) Ön Panel olduğunda giriş seğirme değerleri.

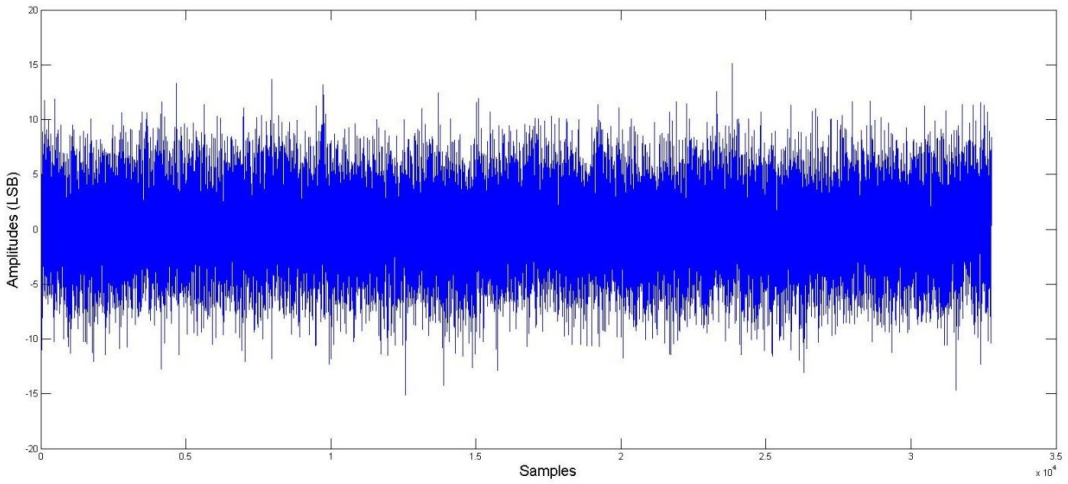
Giriş R&S (2), Saat R&S (1) Giriş Seğirmesi		
Ölçüm	**Seğirme RMS**	**Seğirme (fs)**
1	**3.67E-13**	**367fs**
2	**3.69E-13**	**369fs**
3	**3.51E-13**	**351fs**
4	**4.32E-13**	**432fs**
5	**3.67E-13**	**367fs**
6	**3.83E-13**	**383fs**
7	**3.35E-13**	**335fs**
8	**2.99E-13**	**299fs**
9	**4.32E-13**	**432fs**
10	**3.71E-13**	**371fs**
11	**3.42E-13**	**342fs**
12	**3.24E-13**	**324fs**
13	**4.05E-13**	**405fs**
14	**3.74E-13**	**374fs**
15	**3.49E-13**	**349fs**
16	**3.65E-13**	**365fs**
17	**3.89E-13**	**389fs**
18	**4.01E-13**	**401fs**
19	**3.38E-13**	**338fs**
20	**3.33E-13**	**333fs**
Toplam RMS	**3.67E-13**	**367fs**

Görüldüğü üzere saat seğirmesi için 299fs RMS ile 432 fs RMS arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 367fs RMS olarak elde edilmiştir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 3.357990470504644e-014 (34fs) olarak elde edilmiştir. Ölçülen 367fs (RMS) değerinde iki ADC'nin kendi iç seğirmeleri de etkildir. Daha önce farksal örnekleme metodu ile iki ADC'nin iç seğirmeleri 120fs ve 150fs olarak hesaplandığından Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi

$$\mathrm{SMA100A_{SEĞİRME}} = \sqrt{367^2 - 120^2 - 150^2} = 312\mathrm{fs\ (RMS)}$$

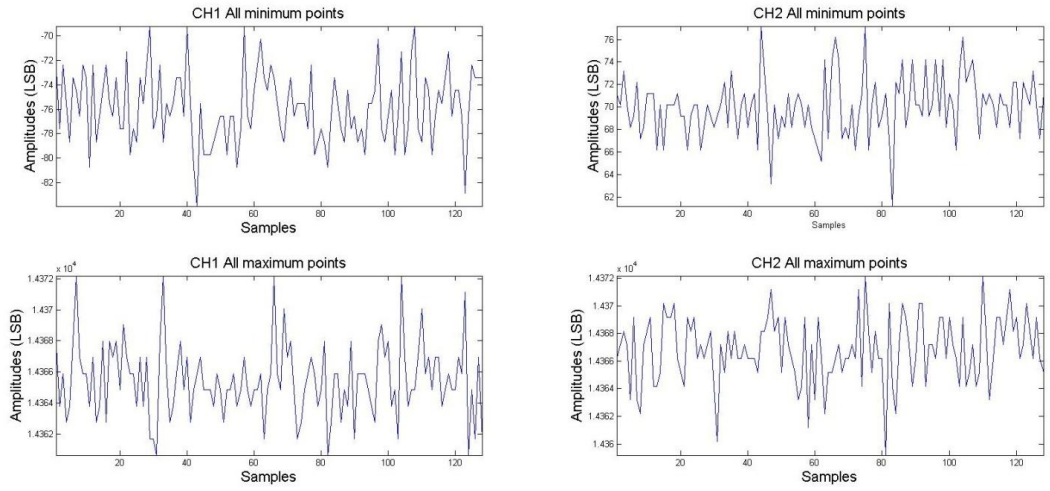
olarak elde edilir.

(ADC1(n)-ADC2(n)) farklarından FFT/iFFT algoritması yardımıyla bir gürültü deseni elde edilmiştir. Elde edilen gürültü deseni Şekil 6.16'da görülebilir.



Şekil 6.16 : 6.1.4 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni.

Son olarak faz düzeltmesi yapılmadan önce birinci ve ikinci kanalın maksimum ve sıfır geçiş noktalarını gösteren toplu grafikler Şekil 6.17'de görülmektedir. İdealde maksimum ve minimum(sıfır geçiş noktaları) noktalarının bir giriş işareti periyodu farkla birbirlerini izlemesi beklenir. İdealden uzaklaşmalar bu grafikler üzerinden de anlaşılabilmektedir.



Şekil 6.17 : 6.1.4 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı.

6.1.5 (Giriş R&S (1) ön panel, saat R&S (1) arka panel) iken saat seğirme hesaplama

Burada giriş için R&S SMA100A ön panel, saat için R&S arka panel kullanılmıştır. Kurulan deney seti Şekil 6.6'dakinin aynsıdır. Tek fark saat işareti için R&S arka panelin kullanılmasıdır. Bu düzenekte saat seğirmesi hesaplanacaktır. Giriş işareti frekansı 76.79882813MHz, saat frekansı 76.5MHZ'dir.

32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.6'da verilmektedir. Görüldüğü üzere saat seğirmesi için 439fs RMS ile 617 fs RMS arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 518fs RMS olarak elde edilmiştir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 4.961902356959475e-014 (49fs) olarak elde edilmiştir. Ölçülen 518fs (RMS) değerinde iki ADC'nin kendi iç seğirmeleri de etkildir. Daha önce farksal örnekleme metodu ile iki ADC'nin iç seğirmeleri 120fs ve 150fs olarak hesaplandığından Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi

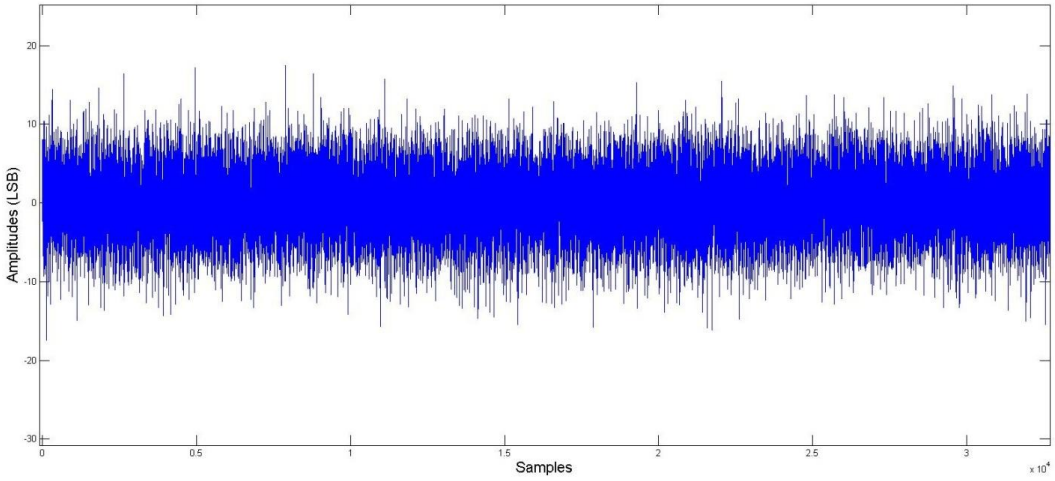
$$\text{SMA100A_ARKAPANEL}_{\text{SEĞİRME}} = \sqrt{518^2 - 120^2 - 150^2} = 481\text{fs (RMS)}$$

olarak elde edilir.

Çizelge 6.6 : Giriş R&S SMA100A (1) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (1) Arka Panel olduğunda saat seğirme değerleri.

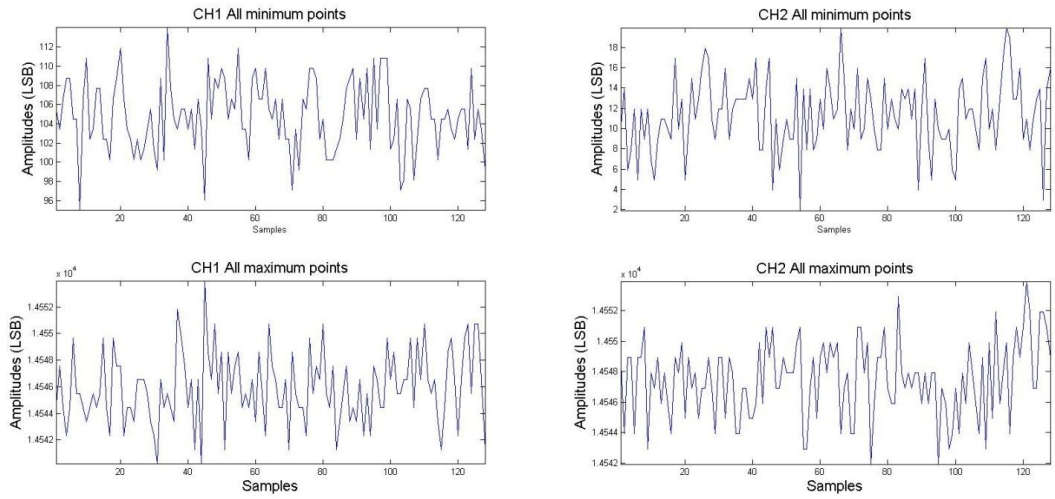
Giriş R&S (1), Saat R&S (1) Arka Panel Saat Seğirme		
Ölçüm	**Seğirme RMS**	**Seğirme (fs)**
1	**5.15E-13**	**515fs**
2	**4.68E-13**	**468fs**
3	**5.11E-13**	**511fs**
4	**5.13E-13**	**513fs**
5	**4.73E-13**	**473fs**
6	**5.47E-13**	**547fs**
7	**6.17E-13**	**617fs**
8	**4.57E-13**	**457fs**
9	**5.11E-13**	**511fs**
10	**5.74E-13**	**574fs**
11	**5.22E-13**	**522fs**
12	**4.77E-13**	**477fs**
13	**4.86E-13**	**486fs**
14	**5.90E-13**	**590fs**
15	**4.46E-13**	**446fs**
16	**5.92E-13**	**592fs**
17	**4.39E-13**	**439fs**
18	**4.86E-13**	**486fs**
19	**5.11E-13**	**511fs**
20	**5.56E-13**	**556fs**
Total RMS	**5.18E-13**	**518fs**

(ADC1(n)-ADC2(n-1)) farklarından FFT/iFFT algoritması yardımıyla bir gürültü deseni elde edilmiştir. Elde edilen gürültü deseni Şekil 6.18'de görülebilir.



Şekil 6.18 : 6.1.5 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni.

Son olarak faz düzeltmesi yapılmadan önce birinci ve ikinci kanalın maksimum ve sıfır geçiş noktalarını gösteren toplu grafikler Şekil 6.19'da görülmektedir. İdealde maksimum ve minimum(sıfır geçiş noktaları) noktalarının bir saat işareti periyodu farkla birbirlerini izlemesi beklenir. İdealden uzaklaşmalar bu grafikler üzerinden de anlaşılabilmektedir.



Şekil 6.19 : 6.1.5 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı.

6.1.6 (Giriş R&S (1) ön panel, saat R&S (1) arka panel) iken giriş seğirme hesaplama

Burada giriş için R&S SMA100A ön panel, saat için R&S arka panel kullanılmıştır. Kurulan deney seti Şekil 6.6'dakinin aynsıdır. Tek fark saat işareti için R&S arka panelin kullanılmasıdır. Bu düzenekte giriş seğirmesi hesaplanacaktır. Giriş işareti frekansı 76.5MHz, saat frekansı 76.20233463MHZ'dir.

32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.7'de verilmektedir

Çizelge 6.7 : Giriş R&S SMA100A (1) Ön Panel, Saat R&S SMA100A (1) Arka Panel olduğunda giriş seğirme değerleri.

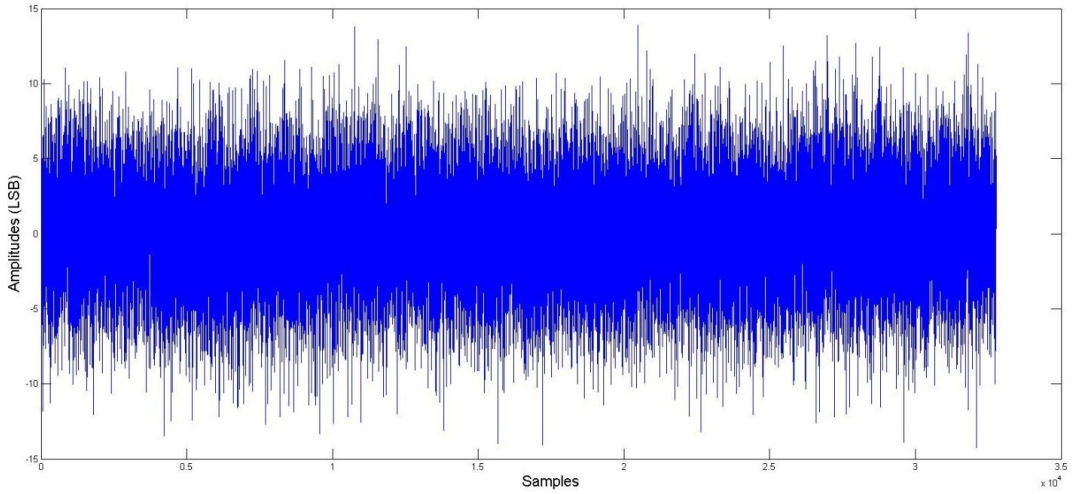
Giriş R&S (1), Saat R&S (1) Arka Panel Giriş Seğirme		
Ölçüm	**Seğirme (RMS)**	**Seğirme (fs)**
1	**3.96E-13**	**396fs**
2	**3.35E-13**	**335fs**
3	**4.64E-13**	**464fs**
4	**3.98E-13**	**398fs**
5	**4.03E-13**	**403fs**
6	**4.19E-13**	**419fs**
7	**3.15E-13**	**315fs**
8	**4.19E-13**	**419fs**
9	**3.17E-13**	**317fs**
10	**3.65E-13**	**365fs**
11	**2.81E-13**	**281fs**
12	**3.08E-13**	**308fs**
13	**2.32E-13**	**232fs**
14	**4.05E-13**	**405fs**
15	**3.44E-13**	**344fs**
16	**3.67E-13**	**367fs**
17	**3.20E-13**	**320fs**
18	**3.31E-13**	**331fs**
19	**4.64E-13**	**464fs**
20	**4.07E-13**	**407fs**
Toplam RMS	**3.69E-13**	**369fs**

Görüldüğü üzere saat seğirmesi için 232fs RMS ile 464 fs RMS arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 369fs RMS olarak elde edilmiştir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 5.899618631742224e-014 (59fs) olarak elde edilmiştir. Ölçülen 369fs (RMS) değerinde iki ADC'nin kendi iç seğirmeleri de etkildir. Daha önce farksal örnekleme metodu ile iki ADC'nin iç seğirmeleri 120fs ve 150fs olarak hesaplandığından Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi

$$\mathrm{SMA100A_{SEĞİRME}} = \sqrt{369^2 - 120^2 - 150^2} = 315\mathrm{fs\ (RMS)}$$

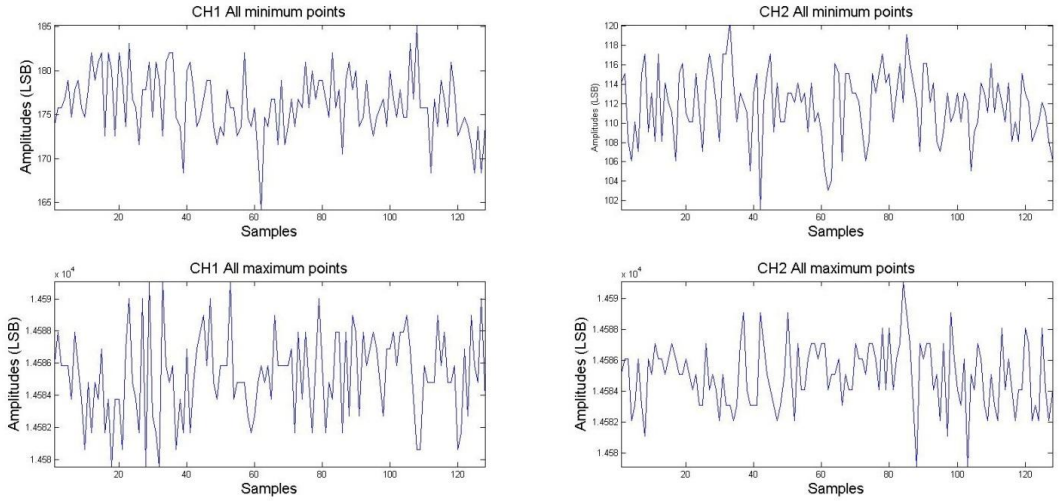
olarak elde edilir.

(ADC1(n)-ADC2(n)) farklarından FFT/iFFT algoritması yardımıyla bir gürültü deseni elde edilmiştir. Elde edilen gürültü deseni Şekil 6.20'de görülebilir.



Şekil 6.20 : 6.1.6 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni.

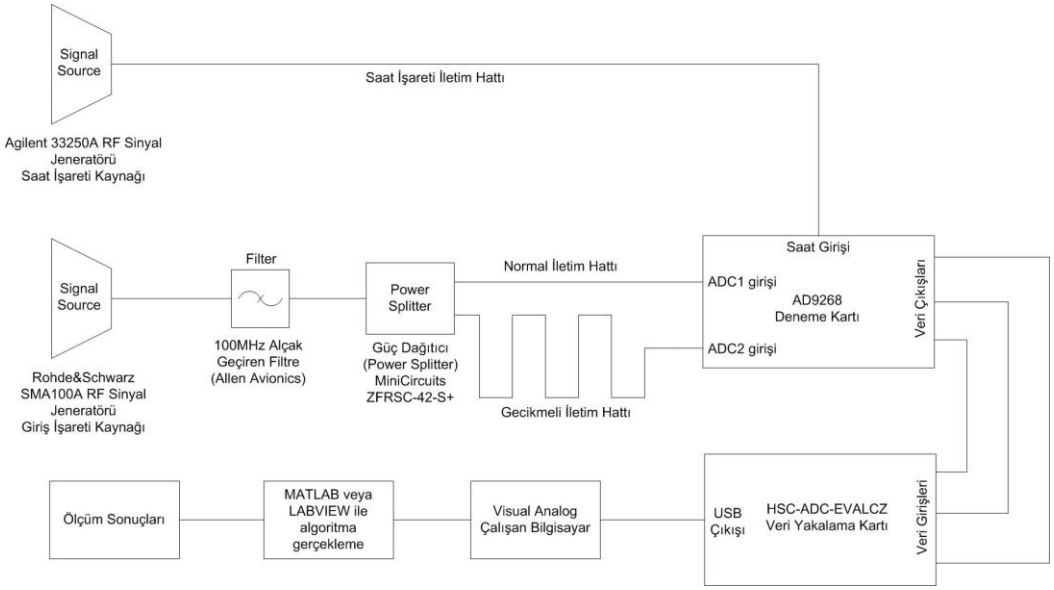
Son olarak faz düzeltmesi yapılmadan önce birinci ve ikinci kanalın maksimum ve sıfır geçiş noktalarını gösteren toplu grafikler Şekil 6.21'de görülmektedir. İdealde maksimum ve minimum(sıfır geçiş noktaları) noktalarının bir saat işareti periyodu farkla birbirlerini izlemesi beklenir. İdealden uzaklaşmalar bu grafikler üzerinden de anlaşılabilmektedir.



Şekil 6.21 : 6.1.6 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı.

6.1.7 Giriş R&S (2) ön panel, saat Agilent 33250A iken saat seğirme hesaplama

Burada giriş için R&S SMA100A ön panel, saat için Agilent 33250A kullanılmıştır. Kurulan deney seti Şekil 6.22'de görülmektedir.



Şekil 6.22 : Rohde&Schwarz SMA100A ve Agilent 33250A kaynalarıyla seğirme ölçmek için kullanılan düzenek.

Bu düzenekte saat seğirmesi hesaplanacaktır. Giriş işareti frekansı 76.79882813MHz, saat frekansı 76.5MHZ'dir. Sistem temel olarak eski sistemin aynısıdır. Sadece bu testlerde giriş ve saat işaretleri için faz gürültüsü daha yüksek olan Agilent 33250A işaret üreteci kullanılmıştır.

32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.8'de verilmektedir.

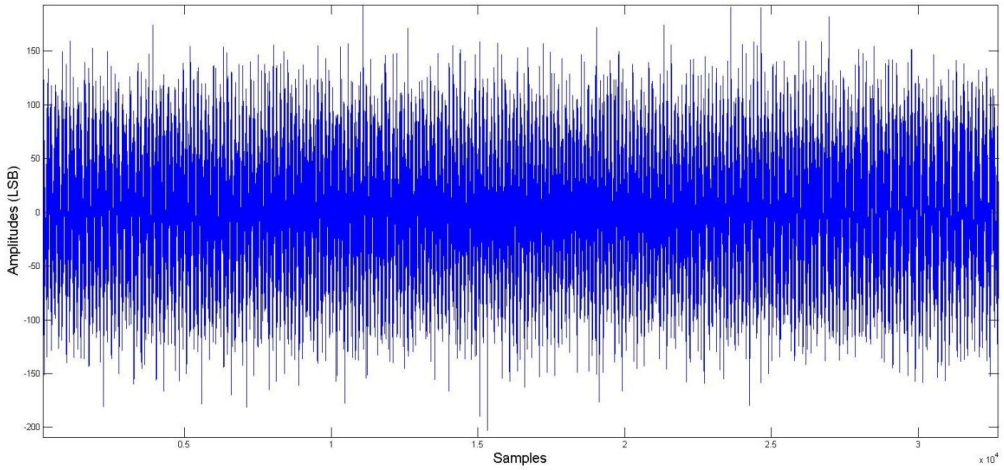
Çizelge 6.8 : Giriş R&S SMA100A (2) Ön Panel, Saat Agilent 33250A olduğunda saat seğirme değerleri.

Giriş R&S (2) Ön Panel, Saat Agilent 33250A Saat Seğirmesi		
Ölçüm	**Seğirme RMS**	**Seğirme (ps)**
1	**9.61E-12**	**9.61ps**
2	**9.65E-12**	**9.65ps**
3	**9.59E-12**	**9.59ps**
4	**9.61E-12**	**9.61ps**
5	**9.47E-12**	**9.47ps**
6	**9.74E-12**	**9.74ps**
7	**9.41E-12**	**9.41ps**
8	**9.34E-12**	**9.34ps**
9	**9.50E-12**	**9.50ps**
10	**9.20E-12**	**9.20ps**
11	**9.02E-12**	**9.02ps**
12	**9.50E-12**	**9.50ps**
13	**9.23E-12**	**9.23ps**
14	**9.43E-12**	**9.43ps**
15	**9.70E-12**	**9.70ps**
16	**8.78E-12**	**8.78ps**
17	**9.02E-12**	**9.02ps**
18	**9.25E-12**	**9.25ps**
19	**9.59E-12**	**9.59ps**
20	**9.65E-12**	**9.65ps**
Total RMS	**9.41E-12**	**9.41ps**

Görüldüğü üzere saat seğirmesi için 8.78ps RMS ile 9.74ps RMS arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 9.41 ps RMS olarak elde edilmiştir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 2.530706423115886e-013 (253fs) olarak elde edilmiştir. Daha önce uygulanan çift Histogram yönteminde bulunan sonuçlara benzer sonuçlar elde edilmiştir. Ölçülen 9.41ps (RMS) değerinde iki ADC'nin kendi iç seğirmeleri de etkildir. Daha önce farksal örnekleme metodu ile iki ADC'nin iç seğirmeleri 120fs ve 150fs olarak

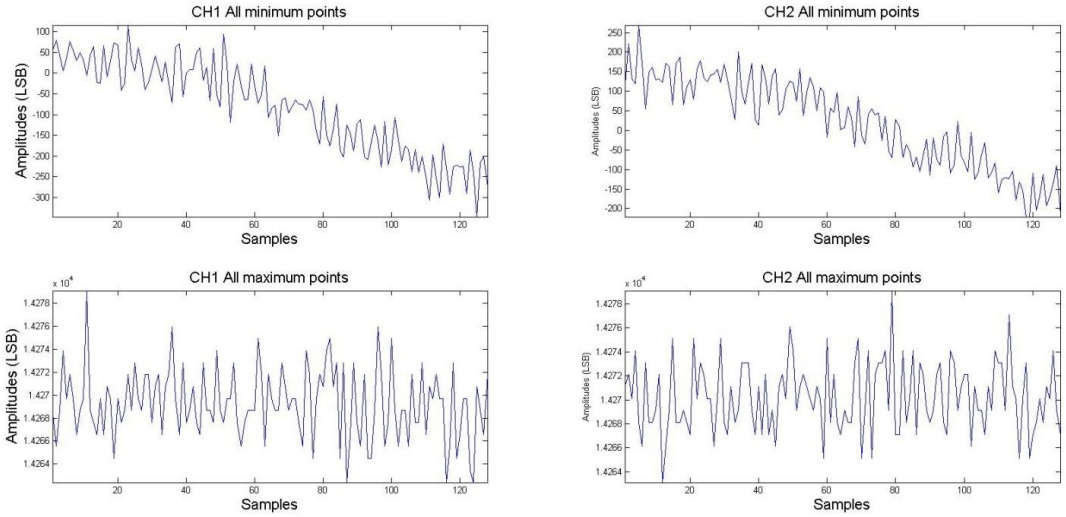
hesaplanmıştı. İç seğirmeler ölçülen seğirmelere göre çok düşük olduğundan ölçülen seğirmenin direkt olarak Agilent 33250A seğirmesine eşit olduğu kabul edilebilir.

(ADC1(n)-ADC2(n-1)) farklarından FFT/iFFT algoritması yardımıyla bir gürültü deseni elde edilmiştir. Elde edilen gürültü deseni Şekil 6.23'de görülebilir.



Şekil 6.23 : 6.1.7 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni.

Son olarak faz düzeltmesi yapılmadan önce birinci ve ikinci kanalın maksimum ve sıfır geçiş noktalarını gösteren toplu grafikler Şekil 6.24'de görülmektedir. İdealde maksimum ve minimum(sıfır geçiş noktaları) noktalarının bir saat işareti periyodu farkla birbirlerini izlemesi beklenir. İdealden uzaklaşmalar bu grafikler üzerinden de anlaşılabilmektedir.



Şekil 6.24 : 6.1.7 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı.

6.1.8 (Giriş R&S (2) ön panel, saat Agilent 33250A) iken giriş seğirme hesaplama

Burada giriş için R&S SMA100A ön panel, saat için Agilent 33250A kullanılmıştır. Kurulan deney seti Şekil 6.22'dekinin aynısıdır, tek fark bu sefer giriş seğirmesi ölçülecektir. Bu düzenekte giriş seğirmesi hesaplanacaktır. Giriş işareti frekansı 76.5MHz, saat frekansı 76.20233463MHZ'dir. 32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.9'da verilmektedir.

Çizelge 6.9 : Giriş R&S SMA100A (2) Ön Panel, Saat Agilent 33250A olduğunda giriş seğirme değerleri.

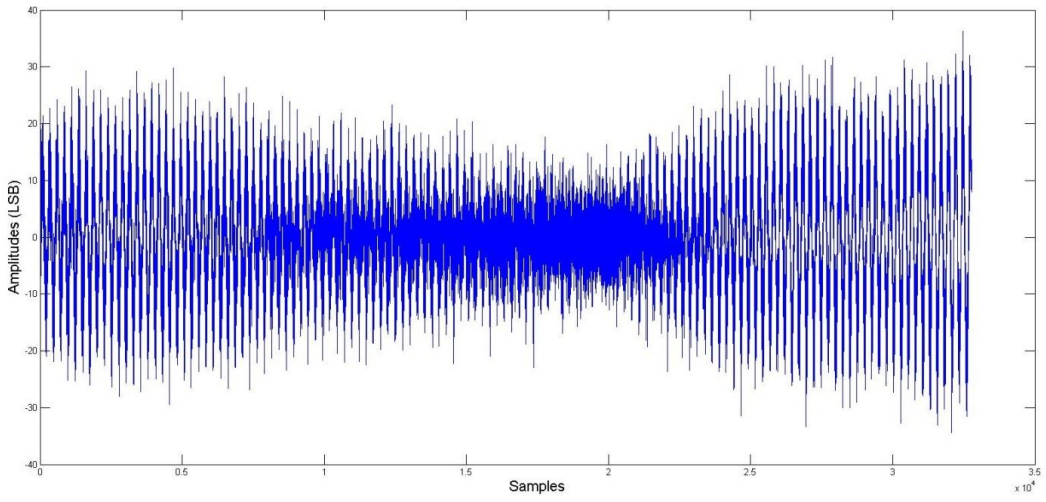
Giriş R&S (2) Ön Panel, Saat Agilent 33250A Giriş Seğirmesi		
Ölçüm	**Seğirme RMS**	**Seğirme (fs)**
1	**3.74E-13**	**374fs**
2	**3.56E-13**	**356fs**
3	**3.53E-13**	**353fs**
4	**3.67E-13**	**367fs**
5	**3.89E-13**	**389fs**
6	**3.51E-13**	**351fs**
7	**4.41E-13**	**441fs**
8	**2.99E-13**	**299fs**
9	**4.48E-13**	**448fs**
10	**3.53E-13**	**353fs**
11	**3.29E-13**	**329fs**
12	**4.16E-13**	**416fs**
13	**3.56E-13**	**356fs**
14	**2.95E-13**	**295fs**
15	**3.60E-13**	**360fs**
16	**3.58E-13**	**358fs**
17	**3.92E-13**	**392fs**
18	**3.49E-13**	**349fs**
19	**3.35E-13**	**335fs**
20	**3.79E-13**	**379fs**
Total RMS	**3.67E-13**	**367fs**

Görüldüğü üzere saat seğirmesi için 299 fs RMS ile 448 fs RMS arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 367 fs RMS olarak elde edilmiştir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 3.826225293941798e-014 (38fs) olarak elde edilmiştir. Ölçülen 367fs (RMS) değerinde iki ADC'nin kendi iç seğirmeleri de etkildir. Daha önce farksal örnekleme metodu ile iki ADC'nin iç seğirmeleri 120fs ve 150fs olarak hesaplandığından Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi

$$\mathrm{SMA100A_{SEĞİRME}} = \sqrt{367^2 - 120^2 - 150^2} = 312\mathrm{fs\ (RMS)}$$

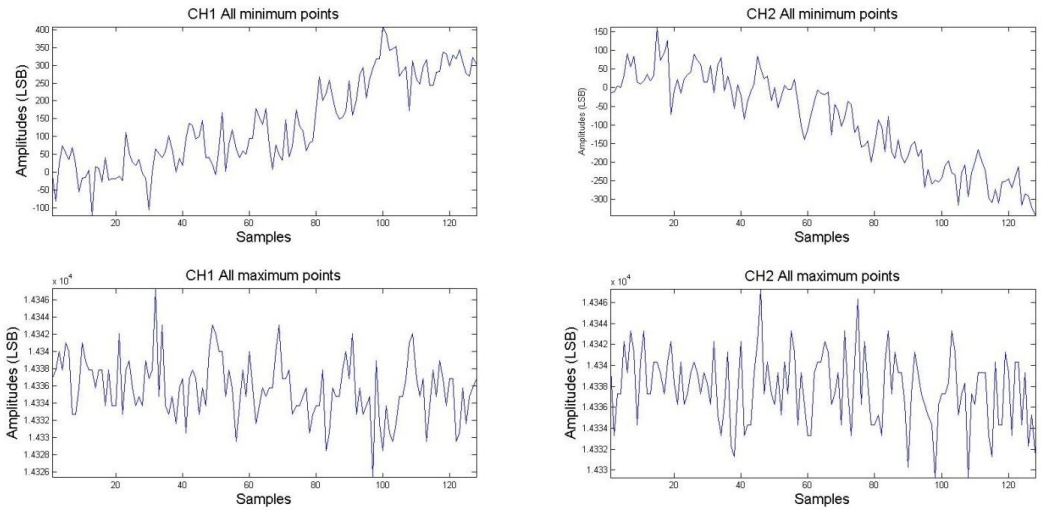
olarak elde edilir. Bu etkileyici bir sonuçtur, zira saat işareti yüksek seğirmeli bir kaynaktan gelirken giriş seğirmesi düşük olarak ölçülebilmiştir.

(ADC1(n)-ADC2(n)) farklarından FFT/iFFT algoritması yardımıyla bir gürültü deseni elde edilmiştir. Elde edilen gürültü deseni Şekil 6.25'de görülebilir.



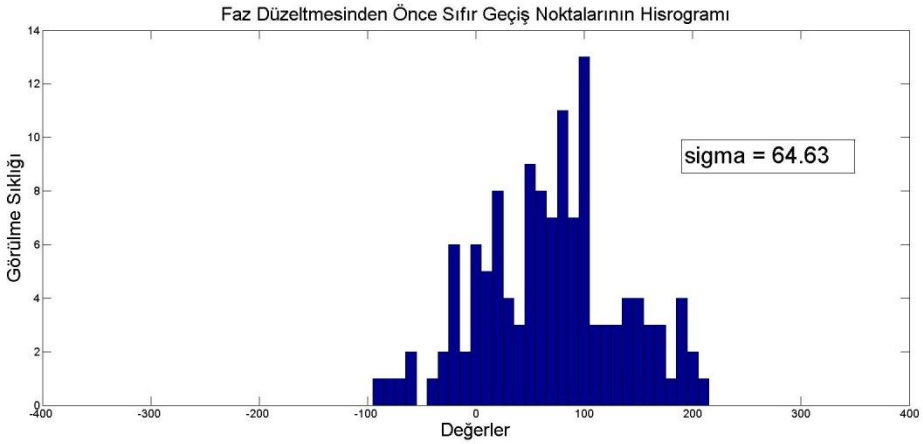
Şekil 6.25 : 6.1.8 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni.

Son olarak faz düzeltmesi yapılmadan önce birinci ve ikinci kanalın maksimum ve sıfır geçiş noktalarını gösteren toplu grafikler Şekil 6.26'da görülmektedir. İdealde maksimum ve minimum(sıfır geçiş noktaları) noktalarının bir giriş işareti periyodu farkla birbirlerini izlemesi beklenir. İdealden uzaklaşmalar bu grafikler üzerinden de anlaşılabilmektedir.



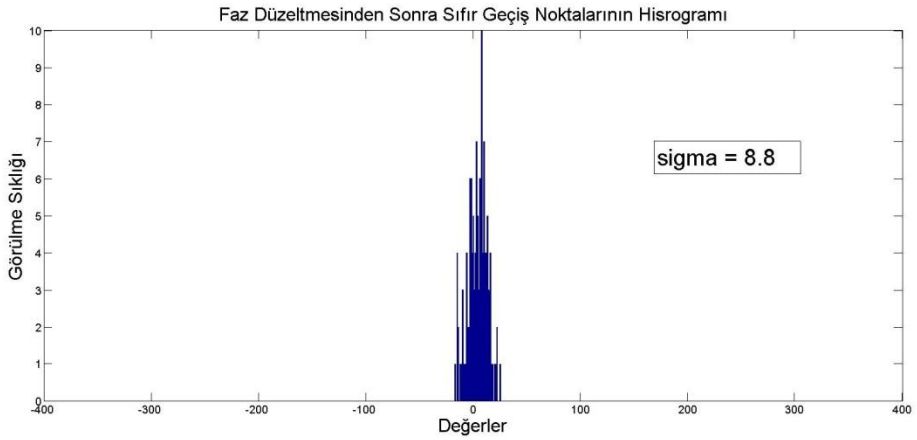
Şekil 6.26 : 6.1.8 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı.

Bu yapılan ölçüm oldukça anlamlıdır. Saat işareti faz gürültüsü yüksek bir kaynak olduğu halde girişteki seğirme düşük olarak (312fs) ölçülebilmiştir. Bu ölçüm sırasında yapılan FFT/iFFT düzeltmesinin etkileri Şekil 6.27 ve Şekil 6.28'de verilen histogramlarda görülmektedir. Şekil 6.27'de faz hatasından dolayı standart sapmanın yüksek çıktığı görülmektedir.



Şekil 6.27 : Faz Düzeltmesinden Önce Sıfır Geçiş Noktalarının Histogramı.

Yapılan FFT/iFFT düzeltmesinden sonra Şekil 6.28'de standart sapma değerinin azaldığı ve faz hatasından kaynaklanan etkilerin giderildiği görülmektedir.



Şekil 6.28 : Faz Düzeltmesinden Sonra Sıfır Geçiş Noktalarının Histogramı.

Yöntemin doğruluğunu test etmek amacıyla başka bir işaret kaynağı saat olarak kullanılarak belirtilen ölçüm tekrarlanmıştır. Burada giriş için R&S SMA100A ön panel, saat için Agilent 8648D kullanılmıştır. Kurulan deney seti Şekil 6.22'dekinin aynısıdır, tek fark bu sefer giriş seğirmesi ölçülecektir. Bu düzenekte giriş seğirmesi hesaplanacaktır. Giriş işareti frekansı 76.5MHz, saat frekansı 76.20233463MHZ'dir.

32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.10'da verilmektedir. Görüldüğü üzere saat seğirmesi için 237 fs RMS ile 386 fs RMS arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 324 fs RMS olarak elde edilmiştir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 4.214369737873031e-014 (42fs) olarak elde edilmiştir. Ölçülen 324fs (RMS) değerinde iki ADC'nin kendi iç seğirmeleri de etkildir. Daha önce farksal örnekleme metodu ile iki ADC'nin iç seğirmeleri 120fs ve 150fs olarak hesaplandığından Rohde&Schwarz SMA100A seğirmesi

$$\mathrm{SMA100A}_{\mathrm{SEĞİRME}} = \sqrt{324^2 - 120^2 - 150^2} = 261\mathrm{fs\ (RMS)}$$

olarak elde edilir. Bu etkileyici bir sonuçtur, zira saat işareti yüksek seğirmeli bir kaynaktan gelirken giriş seğirmesi düşük olarak ölçülebilmiştir

Çizelge 6.10 : Giriş R&S SMA100A (2) Ön Panel, Saat Agilent 8648D olduğunda giriş seğirme değerleri.

Giriş R&S (2), Saat Agilent 8648D Giriş Seğirmesi		
Ölçüm	**Seğirme RMS**	**Seğirme (fs)**
1	**3.27E-13**	**327fs**
2	**3.01E-13**	**301fs**
3	**2.37E-13**	**237fs**
4	**3.23E-13**	**323fs**
5	**2.80E-13**	**280fs**
6	**3.65E-13**	**365fs**
7	**2.70E-13**	**270fs**
8	**2.83E-13**	**283fs**
9	**2.77E-13**	**277fs**
10	**3.40E-13**	**340fs**
11	**2.81E-13**	**281fs**
12	**3.86E-13**	**386fs**
13	**3.10E-13**	**310fs**
14	**3.75E-13**	**375fs**
15	**3.09E-13**	**309fs**
16	**3.48E-13**	**348fs**
17	**3.81E-13**	**381fs**
18	**3.02E-13**	**302fs**
19	**3.78E-13**	**378fs**
20	**3.55E-13**	**355fs**
Total RMS	**3.24E-13**	**324fs**

6.1.9 (Giriş Agilent 33250A, saat R&S (2) ön panel) iken saat seğirme hesaplama

Burada giriş için Agilent 33250A, saat için R&S SMA100A ön panel kullanılmıştır. Kurulan deney seti Şekil 6.22'dekinin aynısıdır, tek fark işaret kaynakları birbirlerinin yerlerine kullanılmıştır. Bu düzenekte saat seğirmesi hesaplanacaktır. Giriş işareti frekansı 76.79882813MHz, saat frekansı 76.5MHz'dir.

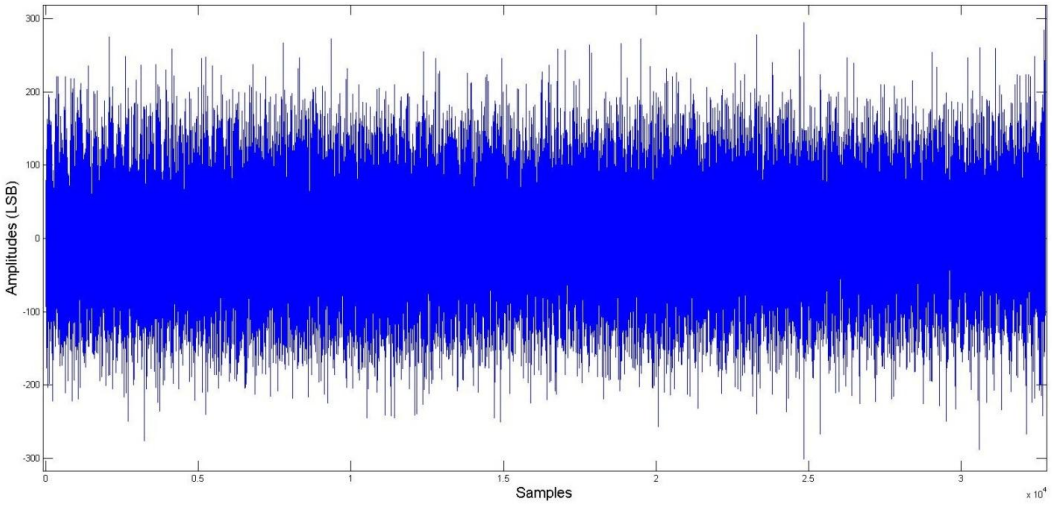
32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.11'de verilmektedir. Görüldüğü üzere saat seğirmesi için 9.47 ps RMS ile 12 ps RMS

arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 10.6 ps RMS olarak elde edilmiştir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 7.298731054094271e-013 (729fs) olarak elde edilmiştir.

Çizelge 6.11 : Giriş Agilent 33250A , Saat R&S SMA100A (2) Ön Panel olduğunda saat seğirme değerleri.

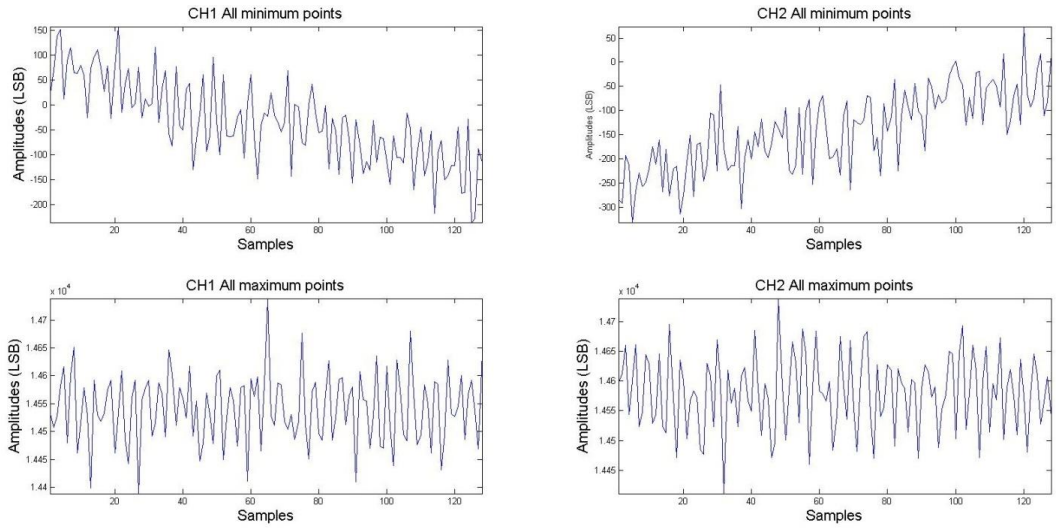
Giriş Agilent 33250A, Saat R&S (2) Saat Seğirmesi		
Ölçüm	**Seğirme RMS**	**Seğirme (ps)**
1	**1.13E-11**	**11.3ps**
2	**1.12E-11**	**11.2ps**
3	**1.01E-11**	**10.1ps**
4	**1.00E-11**	**10.00ps**
5	**9.92E-12**	**9.92ps**
6	**1.10E-11**	**11.0ps**
7	**9.63E-12**	**9.63ps**
8	**1.01E-11**	**10.1ps**
9	**1.02E-11**	**10.2ps**
10	**1.21E-11**	**12.1ps**
11	**1.07E-11**	**10.7ps**
12	**1.02E-11**	**10.2ps**
13	**1.06E-11**	**10.6ps**
14	**1.01E-11**	**10.1ps**
15	**1.09E-11**	**10.9ps**
16	**9.47E-12**	**9.47ps**
17	**1.20E-11**	**12.0ps**
18	**1.09E-11**	**10.9ps**
19	**9.79E-12**	**9.79ps**
20	**1.13E-11**	**11.3ps**
Toplam RMS	**1.06E-11**	**10.6ps**

ADC1(n)-ADC2(n-1)) farklarından FFT/iFFT algoritması yardımıyla bir gürültü deseni elde edilmiştir. Elde edilen gürültü deseni Şekil 6.29'de görülebilir.



Şekil 6.29 : 6.1.9 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni.

Son olarak faz düzeltmesi yapılmadan önce birinci ve ikinci kanalın maksimum ve sıfır geçiş noktalarını gösteren toplu grafikler Şekil 6.30'de görülmektedir. İdealde maksimum ve minimum(sıfır geçiş noktaları) noktalarının bir saat işareti periyodu farkla birbirlerini izlemesi beklenir. İdealden uzaklaşmalar bu grafikler üzerinden de anlaşılabilmektedir.

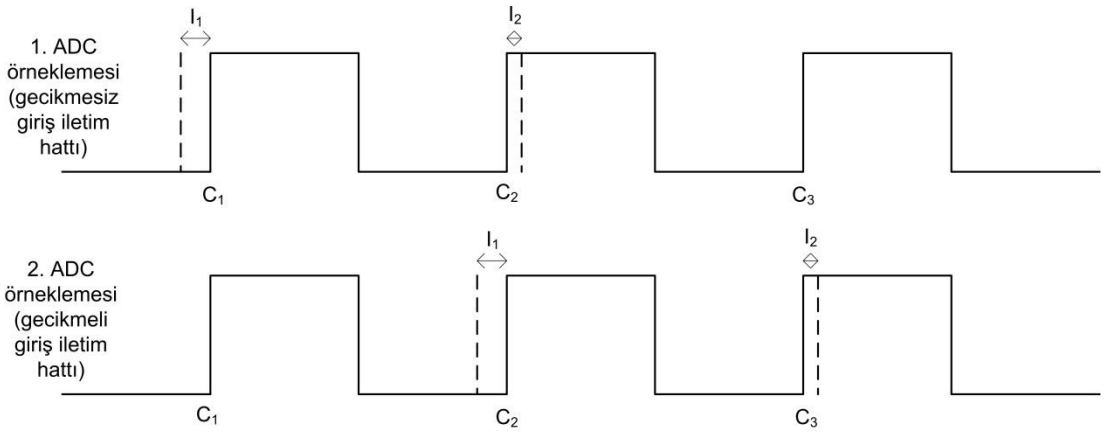


Şekil 6.30 : 6.1.9 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı.

Burada 400fs civarında değerler elde etmemiz gerekiyodu. Bu sebepten bu ölçümlerde hata vardır. Tüm istatistiksel işlemler giriş işareti üzerinde uygulandığı için giriş işaretinin faz gürültüsünün yüksek olmasının hesaplamaları etkilediği düşünülmektedir. Zira bu durumun tersi olduğu durumda 6.1.8'de, yani giriş

işaretinin düşük faz gürültülü saat işaretinin yüksek faz gürültüsü olduğu durumda, giriş düşük seğirmeli olarak ölçülebilmişti. Bu ölçümde iki ADC girişi farklı zamanlarda aynı noktalardan örneklemektedir ancak iletim hattındaki gecikme hataları ve saat işaretindeki seğirmeden ötürü örneklenen noktalar arasındaki zaman farkı oluştuğunda giriş değerleri saat işaretinin değerine göre çok daha fazla değişkenlik gösterdiğinden (çünkü giriş seğirmesi saat seğirmesine oranla çok daha büyük) ADC'nin örneklediği değerlerde girişteki seğirmenin etkisi ortadan kalkmamaktadır. Bu sebeple ölçülen seğirmede baskın olan giriş seğirmesinin etkisi görülmektedir.

Bu ölçümde yaşanan problemi engellemek için başka bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemin prensip şeması Şekil 6.22'dekinin aynısıdır. Burada giriş ve saat işaretleri aynı frekansta seçilmiştir. Böylece iki ADC gecikmiş girişleri aynı zamanda örnekleyecek ve önceden yaşanan problem bu durumda etkisini göstermeyecektir. İki ADC'nin girişlerine kare dalga şeklinde işaret uygulandığını kabul edersek yöntemi anlamak kolaylaşır. Şekil 6.31'de belirtilen durum resmedilmiştir.



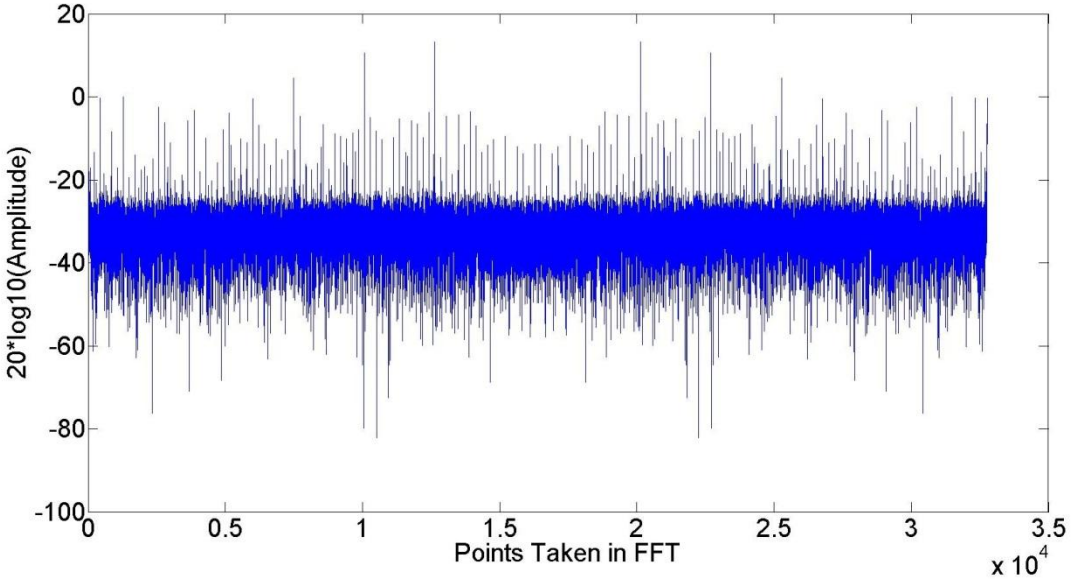
Şekil 6.31 : Çalışmayan 6.1.9 durumu için geliştirilen yeni yöntem.

1. ADC'nin ilk yükselen kenarındaki toplam seğirme I1 + C1
1. ADC'nin ikinci yükselen kenarındaki toplam seğirme I2 + C2
2. ADC'nin ikinci yükselen kenarındaki toplam seğirme I1 + C2
2. ADC'nin üçüncü yükselen kenarındaki toplam seğirme I2 + C3

Giriş seğirmesi için 1. ADC'nin ve 2. ADC'nin ikinci yükselen kenarları arasındaki farka bakılmalıdır. Bu fark (I2 + C2) - (I1 + C2) = I2 - I1 olur. (Saat seğirmesinin etkileri ortadan kalktı). Saat seğirmesi için 1. ADC'nin birinci yükselen kenarı ve 2. ADC'nin ikinci yükselen kenarları arasındaki farka bakılmalıdır. Bu fark

(I1 + C1) - (I1 + C2) = C1 - C2 olur. (Giriş seğirmesinin etkileri ortadan kalktı) Görüldüğü gibi iki ADC giriş ve saat işaretleri aynı frekansta olduğunda ortak girişi aynı zamanlarda örneklediklerinden girişteki ve saatteki seğirmeyi birbirlerinden bağımsız olarak ölçebilmektedir. Bu şekilde aynı düzenek için ölçüm yapıldığından 442fs (RMS) değerinde saat seğirmesi değeri ölçülmüştür. Yani giriş kaynağı faz gürültüsü yüksek için saat düşük seğirmeli olarak ölçülebilmiştir. Bu ölçümde kullanılan kod (son_yontem.m) EK G'de verilmiştir.

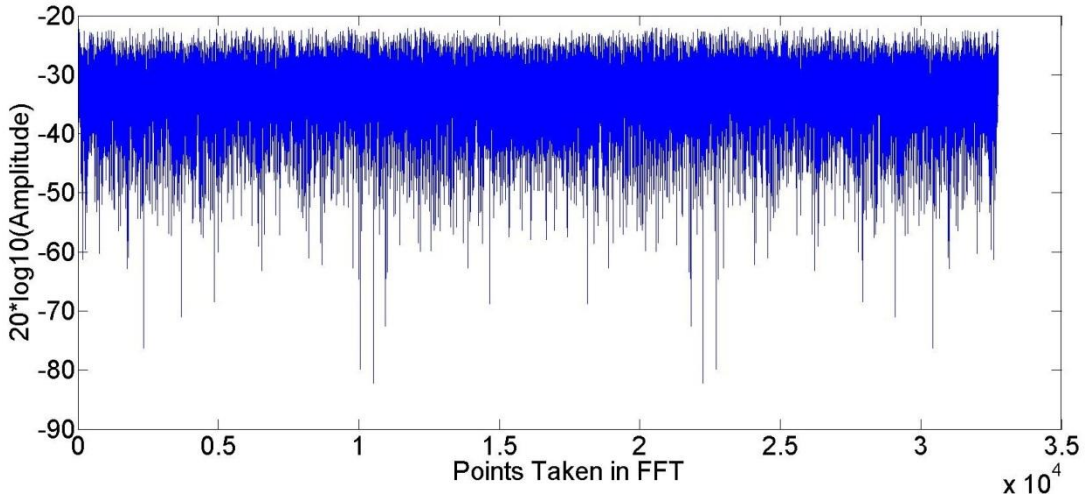
Bu yöntem uygulanırken bir problem daha yaşanmıştır. Giriş ve saat seğirmesi hesaplanırken iki ADC örnekleri arasındaki farklara bakılırken minimum yükselme eğimi noktalarındaki varyansın farksal işarette oldukça fazla olduğu görülmüştür. Bu fark yerine göre maksimum yükselme eğimi noktalarının varyansından fazla olmakta ve seğirme hesabı yapmayı imkansız kılmaktadır. Bu durumun sebebinin giriş işaretindeki genlik modülasyonu olduğu düşünülemktedir. Şekil 6.32'de giriş Agilent 33250A iken (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkının FFT sonucu görülmektedir. Burada deterministik AM (Genlik Modülasyonu, Amplitude Modulation) etkileri açıkça görülmektedir.



Şekil 6.32 : AM modülasyon etkilerini gidermeden önce ADC1(n)-ADC2(n-1) farkının FFT sonucu.

Bu etkileri engellemek için (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkına FFT dönüşümü uygulandıktan sonra belirli bir genlik seviyesinin üstündeki bileşenler sıfırlanarak AM modülasyonu etkileri ortadan kaldırılmıştır. Bu seviye -22dB olarak seçilmiştir. Düzeltme yapıldıktan sonra (ADC1(n)-ADC2(n-1)) farkının FFT sonucu Şekil

6.33'de görülmektedir. Burada deterministik genlik modülasyon etkilerinin ortadan kaktığı açıkça görülmektedir.



Şekil 6.33 : AM modülasyon etkilerini giderdikten sonra ADC1(n)-ADC2(n-1) farkının FFT sonucu.

6.1.10 (Giriş Agilent 33250A, saat R&S (2) ön panel) iken giriş seğirme hesaplama

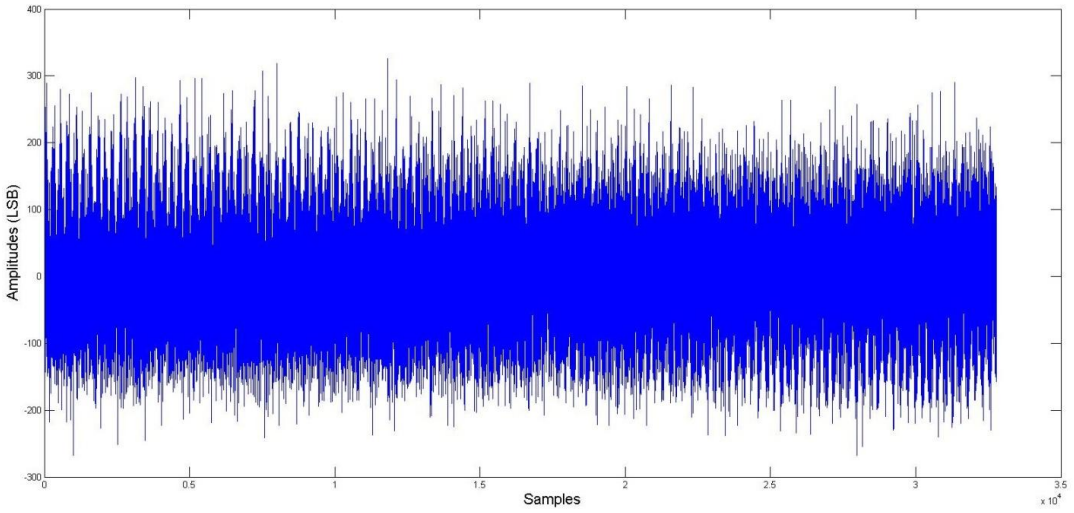
Burada giriş için Agilent 33250A, saat için R&S SMA100A ön panel kullanılmıştır. Kurulan deney seti Şekil 6.22'dekinin aynısıdır, tek fark işaret kaynakları birbirlerinin yerlerine kullanılmıştır. Bu düzenekte giriş seğirmesi hesaplanacaktır. Giriş işareti frekansı 76.5MHz, saat frekansı 76.20233463MHZ'dir.

32768 noktalı veri paketleri kullanılarak yapılan ölçüm sonuçları Çizelge 6.12'de verilmektedir. Görüldüğü üzere saat seğirmesi 10 ps RMS ile 11.4 ps RMS arasında değişen değerler elde edilmiş ve sonuçta bu değerlerin karelerinin ortalamalarının karekökü (RMS) 10.8 ps RMS olarak elde edilmiştir. Elde edilen 20 değerin standart sapması 3.980891859872614e-013 (398fs) olarak elde edilmiştir. Ölçülen 10.8ps (RMS) değerinde iki ADC'nin kendi iç seğirmeleri de etkildir. Daha önce farksal örnekleme metodu ile iki ADC'nin iç seğirmeleri 120fs ve 150fs olarak hesaplanmıştı. İç seğirmeler ölçülen seğirmelere göre çok düşük olduğundan ölçülen seğirmenin direk olarak Agilent 33250A seğirmesine eşit olduğu kabul edilebilir.

Çizelge 6.12 : Giriş Agilent 33250A , Saat R&S SMA100A (2) Ön Panel olduğunda giriş seğirme değerleri.

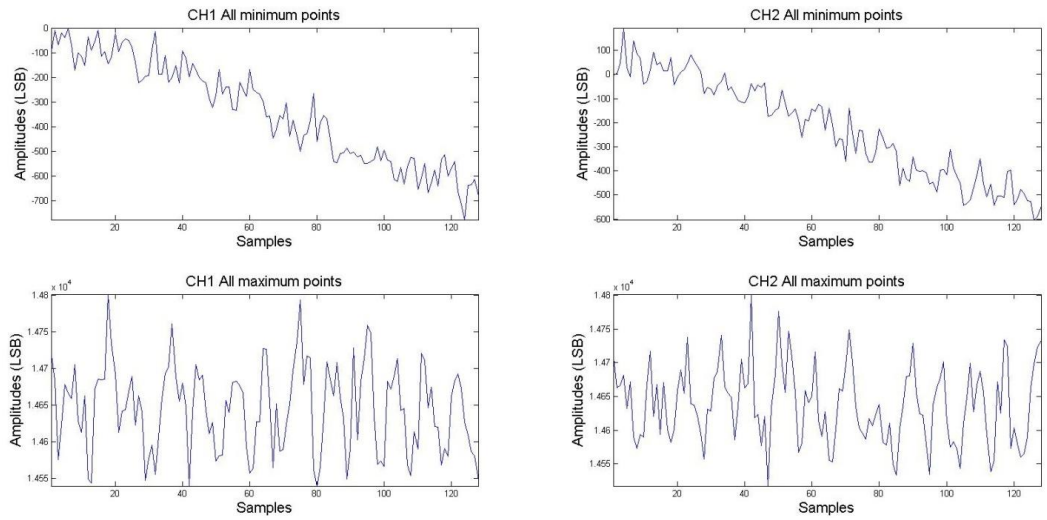
Giriş Agilent 33250A, Saat R&S (2) Ön Panel Giriş Seğirmesi		
Ölçüm	**Seğirme RMS**	**Seğirme (ps)**
1	**1.06E-11**	**10.6ps**
2	**1.06E-11**	**10.6ps**
3	**1.12E-11**	**11.2ps**
4	**1.05E-11**	**10.5ps**
5	**1.01E-11**	**10.1ps**
6	**1.13E-11**	**11.3ps**
7	**1.01E-11**	**10.1ps**
8	**1.11E-11**	**11.1ps**
9	**1.13E-11**	**11.3ps**
10	**1.09E-11**	**10.9ps**
11	**1.00E-11**	**10.0ps**
12	**1.06E-11**	**10.6ps**
13	**1.08E-11**	**10.8ps**
14	**1.14E-11**	**11.4ps**
15	**1.06E-11**	**10.6ps**
16	**1.06E-11**	**10.6ps**
17	**1.11E-11**	**11.1ps**
18	**1.05E-11**	**10.5ps**
19	**1.09E-11**	**10.9ps**
20	**1.07E-11**	**10.7ps**
Toplam RMS	**1.08E-12**	**10.8ps**

(ADC1(n)-ADC2(n)) farklarından FFT/iFFT algoritması yardımıyla bir gürültü deseni elde edilmiştir. Elde edilen gürültü deseni Şekil 6.34'da görülebilir.



Şekil 6.34 : 6.1.10 durumu için (ADC1(n)-ADC2(n)) farkından FFT/iFFT sonucu elde edilen gürültü deseni.

Son olarak faz düzeltmesi yapılmadan önce birinci ve ikinci kanalın maksimum ve sıfır geçiş noktalarını gösteren toplu grafikler Şekil 6.35'da görülmektedir. İdealde maksimum ve minimum(sıfır geçiş noktaları) noktalarının bir saat işareti periyodu farkla birbirlerini izlemesi beklenir. İdealden uzaklaşmalar bu grafikler üzerinden de anlaşılabilmektedir.



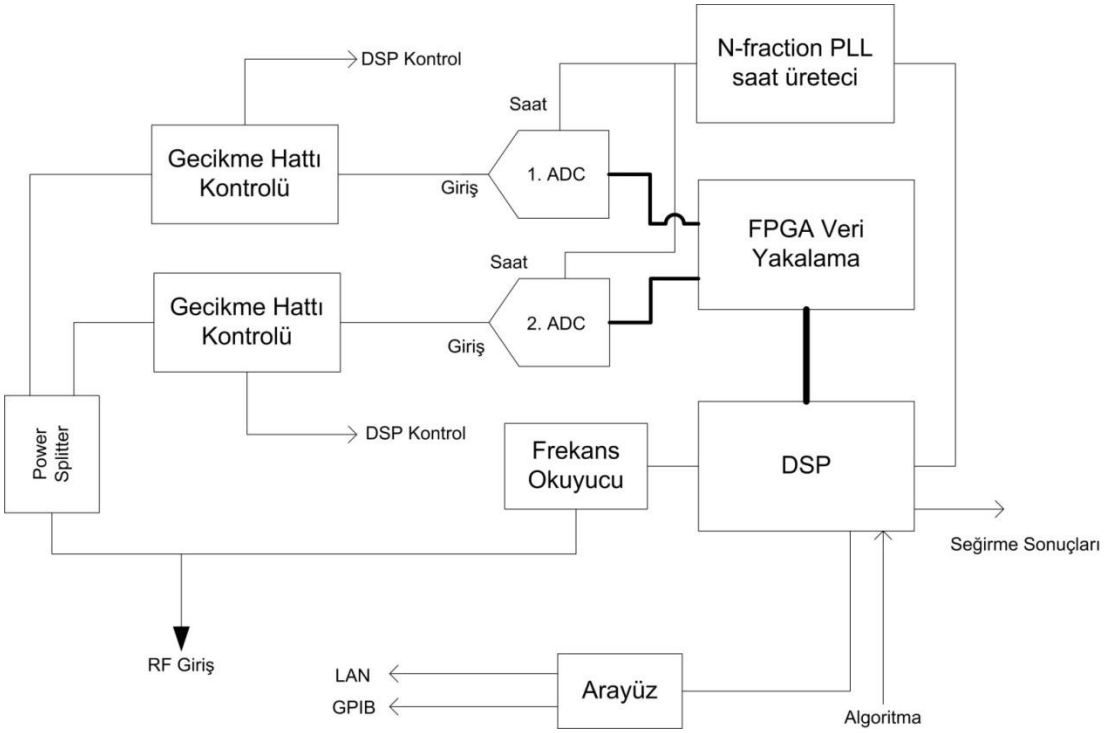
Şekil 6.35 : 6.1.10 durumu için birinci ve ikinci kanal maksimum ve minimum (sıfır geçiş) noktaları dağılımı.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada veri dönüştürücü sistemlerinin en önemli parametrelerinden olan seğirme gürültüsü detaylıca incelenmiştir. Bir sistemde mevcut olan toplam seğirmeyi ölçmek için çift FFT ve çift Histogram yöntemleri, ADC iç seğirmesini ölçmek için de farksal örnekleme yöntemi anlatılmış ve bu yöntemler ile sistemlerin toplam seğirme ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçümlerin korelasyonları için de farklı cihazlar ile doğrudan seğirme ölçme uygulamaları yapılmıştır. Seğirme ölçümü için spektrum analizörleri, osiloskoplar ve işaret analizörleri kullanılabilir. Yapılan deneyler sonucunda en gerçekçi sonuçların işaret analizörleri ile elde edildiği görülmüştür. Çalışmada Çift FFT ve Çift Histogram yöntemleri ile çok hassas seğirme ölçümleri yapılabilmiş ve bulunan sonuçlar Agilent E5052B analizörü ile çok yakın bir biçimde korele etmiştir. Bunun dışında bir veri dönüştürüc sisteminde girişteki ve saatteki seğirmeleri birbirlerinden bağımsız olarak ölçebilecek bir test düzeneği de önerilmiş ve önerilen yöntem ile ölçümler yapılmıştır. Bu şekildeki ölçümlerde çift FFT ve çift Histogram metodları kadar yüksek hassasiyet elde edilememiştir. Çok düşük faz gürültüsüne sahip Rohde&Schwarz SMA100A üretecinin seğirmesi çift FFT vve çift Histogram yöntemleri ile 100fs (RMS) civarında ölçülürken önerilen yeni yöntem ile 300fs (RMS) civarında seğirme sonuçları elde edilmiştir. Ayrıca giriş işareti olarak faz gürültüsü yüksek bir kaynak kullanıldığında saat işareti olarak kullanılan faz gürültüsü düşük kaynağın seğirmesi düzgün ölçülememiştir. Ancak yine de yapılan araştırmaların literature katkı sağlayacağı düşünülmektedir, çünkü 500fs (RMS) değerinin altında seğirme ölçümleri yapmak oldukça zordur.

Çalışmada 16 bit AD9268 ADC ve HSC-ADC-EVALCZ deneme kartları ile test düzeneği oluşturulmuştur. Çalışmanın iyileştirilmesi açısından bu donanımlar ayrıca tasarlanıp algoritme üzerine çalışamalar devame ttirilerek çok hassas seğirme ölçen bir sistem tasarlanabilr. Özellikle girişteki ve saatteki seğirmeleri birbirlerinden bağımsız olarak ölçebilen algoritma kullanılarak ucuz donanımlar ile hassas seğirme ölçümleri yapabilmek mümkün olacaktır. Hatta bu sistemler tasarlanacak yongalar

üzerine bile monte edilebilir (BIST). Tasarlanabilecek sistemin temsili şeması Şekil 7.1'de görülmektedir. Bu şekilde seğirme ölçümü yapabilecek bir ölçüm cihazı tasarlamak bu çalışmanın ilerideki hedefidir.



Şekil 7.1 : Seğirme Ölçümü için Tasarlanabilecek Düzenek

KAYNAKLAR

[1] **Cherubal, S. ve Chatterjee A.** (2001). A High Resolution Jitter Measurement Technique Using ADC Sampling. ITC International Test Conference, pp. 838-847

[2] **Sunter, S. ve Roy, A.** (2004). On-Chip Digital Jitter Measurement, from Megahert to GigaHertz, IEEE Design & Test of Computers, pp. 314-321

[3] **Langard, Y., Balat, J. ve Durand J.** (1994). An Improved Method of ADC Jitter Measurement, ITC International Test Conference, pp. 763-770

[4] **Huang, J. L. ve Cheng, K. T.** (2001). An On-Chip Short-Time Interval Measurement Technique for Testing High-Speed Communication Links, Proc. VLSI Test Symp. (VTS01), IEEE CS Press, pp. 380-385

[5] **Jenkins, K. A., Jose, A. P. ve Heidel D. F.** (2005). An On-Chip Jitter Measurement Curcuit with Sub-Picosecond Resolution, Proceedings of ESSCIRC, Grenoble, France, pp. 157-160

[6] **Wavecrest Corporation.** (t.y). DTS2079 Product Datasheet, 207900-03 REV A, pp. 11

[7] **Kester, W.** (2009). Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter, Analog Devices Application note MT-008 Tutorial, Rev.A, 10/08, WK

[8] **Burns, K., Kao D. T., Kuyel T.** (2001). Method and Apparatus to Measure Jitter, U.S Patent US6240130B1

[9] **Kester, W.** (2009). Aperture Time, Aperture Jitter, Aperture Delay Time – Removing the Confusion, Analog Devices Application note MT-007 Tutorial, Rev.A, 10/08, WK

[10] **Kester, W.** (2009). Taking the Mystery out of the Infamous Formula, "SNR = 6.02N + 1.76dB," and Why You Should Care, Analog Devices Application Note MT-001 Tutorial, Rev.A, 10/08, WK

[11] **Rohde&Schwarz.** (2010). SMA100A Product Datasheet, Version 06.00, pp. 11-23

[12] **Rohde&Schwarz.** (2011). FSU26 Product Datasheet, Version 15.00, pp. 4

[13] **Agilent Technologies.** (2012). Infiniium 90000-X Series Product Datasheet, Version 1.00, pp. 30

[14] **Agilent Technologies.** (2010). E5052B Signal Source Analyzer Product Datasheet, Version 1.00, pp. 5

[15] **Kuyel, T.** (2003). Method and System for Measuring Jitter, U.S Patent US6640193B2

[16] **Analog Devices.** (2009). AD9268 Product Datasheet, REV.A, pp. 6-23

[17] **Brannon, B**. (2004). Sampled Systems and the Effects of Clock Phase Noise and Jitter, Analog Devices Application note AN-756 , Rev.0
[18] **National Instruments**. (2006). Proper Termination for High-Speed Digital I/OApplications, Tutorial.

EKLER

EK A: ÇİFT FFT TEKNİĞİ MATLAB KODLARI

DualSNR_extjitter.m

```
% function []=DualSNR_extjitter(Input, SNR_dB)

% Bu programa giriş olarak Input ve SNR_dB olarak giriş genlik
seviyesi
% ve işaret gürültü oranı değerleri girilmesi gerekir. Program
girilen
% değerleri birbirlerinin ikili komninasyonları sayısında çift FFT
% algoritmasına sokarak toplam seğirme hesaplar.

% İşaretin tam skalanın ne kadar altında Input dB cinsiden o kadar
% girilmelidir. Eğer işaret tam skaladan 2dB aşağıda ise
Input=2'dir.
% SNR dB ise dB cinsinden işaret gürültü oranı değeridir.

size=numel(Input);      %Giriş dizini büyüklüğü
Freq1=100e6;            %1. ölçüm frekansı
Freq2=100e6;            %1. ölçüm frekansı
FS=10                   %Tam skala (dB)

for i=1:1:size
    Input_Level(i)=FS-Input(i);                          %Giriş
genliği belirleme
    SNR(i)=10^((SNR_dB(i))/20);                          %SNR
belirleme
    Vrms(i)= sqrt((10^(Input_Level(i)/10))/10)/sqrt(2);  %Gerilim
gürültüsü belirleme
    Noise(i)=Vrms(i)/SNR(i);
end


%Her biri ikili değer için çift FFT uygulama
for j=1:1:size-1
for i=1:1:size-j
Noise_diff(i,j)=((Noise(i))^2-(Noise(i+j))^2);
Amp_diff(i,j)=(((Vrms(i))^2*(Freq1)^2)-((Vrms(i+j))^2*(Freq2)^2));
Total_Jitter(i,j)= (1/(2*pi))*sqrt(Noise_diff(i,j)/Amp_diff(i,j)) ;
end
end

%Elde edilen sonuçların RMS değerini hesaplama
Total_Sum=sum(sum(Total_Jitter.^2));
Total_Measures=(size-1)^2-((size-1)*(size-2)/2);
Total_RMS_Jitter=sqrt(Total_Sum/Total_Measures)
```

EK B: UYUMLU (COHERENT) FREKANS HESAPLAMAK VE SEĞİRME ÖLÇÜMÜ İÇİN KULLANILAN MATLAB KODLARI

coherent_freq_jitter.m

```
% Bu program istenilen sayıda sinüs periyodu ve periyot başına nokta
% sayısına karşılık saat işaretine göre giriş işaretinin ne olması
% gerektiğini bulur.

NumberofCycles=64*2;                        %Sinüs Periyot sayısı
PointsPerPeriod=256;                        %Periyot başına nokta
sayısı
size=NumberofCycles*PointsPerPeriod;        %Verinin toplam nokta
sayısı

Fs =80e6;;        %Sampling frequency
T = 1/Fs;         %Sampling period
Coherent_Frequency=(Fs/size)*(size+NumberofCycles)


% Bu program istenilen sayıda sinüs periyodu ve periyot başına nokta
% sayısına karşılık giriş işaretine göre saat işaretinin ne olması
% gerektiğini bulur. Bu kod çalıştırıldığında üstteki kod iptal
edilmelidir.

% NumberofCycles=64*2;                        %Sinüs Periyot sayısı
% PointsPerPeriod=256;                        %Periyot başına nokta
sayısı
% size=NumberofCycles*PointsPerPeriod;        %Verinin toplam nokta
sayısı


% Coherent_Frequency=94e6;                                  %Input
Frequency
% Fs=(Coherent_Frequency/(size+NumberofCycles))*size    %Coherent
cloc
```

find_coh_freq.m

```
% Bu kod girilen saat işaretine ve alınan FFT'nin nokta sayısına
göre
% uyumlu giriş frekansını hesaplar. Tahmini girilen giriş frekansına
en
% yakın asal sayıda sinüs periyodu oluşturacak şekilde giriş
frekansını hesaplar


ClockFreq=80e6;                     %Saat Frekansı
NumberOfSamples=16384;              %FFT  nokta sayısı
Freq=100e6;                         %Tahmini Giriş Frekansı
CohCycle=floor(Freq/(ClockFreq/NumberOfSamples));       %Tam periyot
sinüs bulma
while 1
    CohCycle=CohCycle+1;
```

```
    if isprime(CohCycle), break, end                    %En yakın
asal sayısı bulma
end
CohCycle=CohCycle
CoherentFrequency=CohCycle*(ClockFreq/NumberOfSamples)  %Uyumlu
Giriş Frekansı
```

find_mean.m

```
%
 Bu kod girilen verinin ortalamasını hesaplar.

function [Mean]=find_mean(dataset)

size=numel(dataset);                                    %Veri uzunluğu

%Calculating sum of data set
total_dataset=0;                                        %Initialing sum
by zero
for i=1:1:size
    total_dataset=dataset(i)+total_dataset;             %Sum of maximum
points
end

%Computing mean of maximum point samples

Mean= (total_dataset/size);                             %Mean of maximum
point samples
end
```

find_variance.m

```
% Bu kod girilen datanın varyansını hesaplar.
% Kodun çalılabilmesi için find_mean fonksiyonun aynı dizinden
bulunması
% gerekir.

function [Variance]=find_variance(dataset)

size=numel(dataset);                        %Veri uzunluğu
var_total=0;                                %Initialing sum by zero
mean=find_mean(dataset);
for i=1:1:size
   var_total=(dataset(i)-mean)^2 + var_total;  %Variance sum
end

Variance=var_total/size;                        %Variance of maximum
points
end
```

jitter_from_spectrum.m

```
function []=jitter_from_spectrum()

Fcarrier=80e6;                  %Carrier Frequency(Hz)
Freq1=3e3;                      %First Offset Frequency(Hz)
Freq2=300e3;                    %Second Offset Frequency(Hz)
Freq3=3e6;                      %Third Offset Frequency(Hz)
Freq4=300e6;                    %Fourth Offset Frequency(Hz)
PN1=-96.12;                     %First point Phase Noise(dBc/Hz)
PN2=-132.93;                    %Second point Phase Noise(dBc/Hz)
PN3=-135.82;                    %Third point Phase Noise(dBc/Hz)
PN4=-152.73;                    %Fourth point Phase Noise(dBc/Hz)

A1=((PN1+PN2)/2)+(10*log10(Freq2-Freq1));
%Area of first trapezoid (dBc)

A2=((PN2+PN3)/2)+(10*log10(Freq3-Freq2));
%Area of second trapezoid (dBc)

A3=((PN3+PN4)/2)+(10*log10(Freq4-Freq3));
%Area of third trapezoid (dBc)

Jitter1=sqrt(2*(10^(A1/10)))/(2*pi*Fcarrier)
%Jitter of first part (rms seconds)

Jitter2=sqrt(2*(10^(A2/10)))/(2*pi*Fcarrier)
%Jitter of second part (rms seconds)

Jitter3=sqrt(2*(10^(A3/10)))/(2*pi*Fcarrier)
%Jitter of third part (rms seconds)

Total_Jitter= sqrt(((Jitter1)^2)+((Jitter2)^2)+((Jitter3)^2))
%Total Jitter (rms seconds)
```

EK C: ÇİFT HİSTOGRAM TEKNİĞİ 1. YÖNTEM MATLAB KODLARI

dhcu_var_find_import.m

```
%Bu program dhcu_var_find fonksiyonu yardımıyla çift Histogram
metodu ile
%toplam seğirme hesaplar. Bu kod deney setinden alınan csv
dosyalarını
%okuyarak her bir değeri bir sütun halinde matrise yazar. Bundan
sonra 5
%adet maksimum yükselme eğimi noktası ve 5 adet minimum yükselme
eğimi
%noktası yardımıyla 25 adet toplam seğirme hesaplar. Sonra da bu
değerlerin
%RMS değerini hesaplayarak toplam seğirmeyi belirler.

MidPoint=2^15;      %Ortak işaret Common Mode

%Verilen ayrı ayrı okunması
output_min1=csvread('output_min1.csv',1,1)-MidPoint;
output_min2=csvread('output_min2.csv',1,1)-MidPoint;
output_min3=csvread('output_min3.csv',1,1)-MidPoint;
output_min4=csvread('output_min4.csv',1,1)-MidPoint;
output_min5=csvread('output_min5.csv',1,1)-MidPoint;

%Verilen ayrı ayrı okunması
output_max1=csvread('output_max1.csv',1,1)-MidPoint;
output_max2=csvread('output_max2.csv',1,1)-MidPoint;
output_max3=csvread('output_max3.csv',1,1)-MidPoint;
output_max4=csvread('output_max4.csv',1,1)-MidPoint;
output_max5=csvread('output_max5.csv',1,1)-MidPoint;

%Okunan verilerin birleştirilerek matris oluşturulması
output_max=cat(2,output_max1,
output_max2,output_max3,output_max4,output_max5);
output_min=cat(2,output_min1,
output_min2,output_min3,output_min4,output_min5);
count=1;                                              %Başlangıç
Durumu


%Her ikili gruba Çift Histogram algoritmasının uygulanması
uygulanması
for i=1:1:5
    for j=1:1:5
        External_Jitter(j,i)=dhcu_var_find(output_max(:,j+i-
count),output_min(:,j));
        count=count+1;
    end
    count=1;
end

%Tüm değerlerin RMS değerlerinin hesaplanması
External_Sum=sum(sum(External_Jitter.^2));
Total_Measures=5*5;
Total_RMS_Jitter=sqrt(External_Sum/Total_Measures)
```

dhcu_var_find.m

```
%Bu fonksiyon çift Histogram algoritması yardımıyla toplam seğirme
değeri
%hesaplar. Bu kodun çalılabilmesi için find_mean ve find_variance
%fonksiyonları aynı dizinde bulunmalıdır.

function [External_Jitter]=dhcu_var_find(output_max,output_min)

Input_Freq=160e6;                   %Giriş Frekansı

Avg_min=find_mean(output_min);      %Maksimum yükselme eğimi
noktalarının ortalaması
Avg_max=find_mean(output_max);      %Minimum yükselme eğimi
noktalarının ortalaması

LSB=2/(2^16);                       %LSB değeri

var_max=find_variance(output_max);    %Minimum yükselme eğimi
noktalarının varyansı
var_min=find_variance(output_min);    %Maksimum yükselme eğimi
noktalarının varyansı

External_Jitter=sqrt(var_min-var_max)/(2*pi*(Avg_max)*Input_Freq);
%Toplam Seğirme

end
```

EK D: ÇİFT HİSTOGRAM TEKNİĞİ 2. YÖNTEM MATLAB KODLARI

initiliaze.m

```
%Bu program ardışıl değerler almaya başalamadan bir kez
çalıştırılmalıdır.
%Amaç tüm değişkneleri sıfırlayarak count değişkenine 0 olarak ilk
değer
%atamaktır.

clear all               %Clear all contents
count=0;                %Initiliazing
```

import_dhcu.m

```
%Bu program deney setinden gelen csv dosyasını okur ve değişken
olarak
%kaydeder. Daha sonra dhcu_method2_find fonksiyonu yardımıyla toplam
%seğirme değerlerini hesaplar. Daha sonra bunları bir dizine yazarak
%kaydeder.

clear ch1
%Import CSV files
ch1=csvread('dhcu_dataset.csv',1,1);

size=length(ch1);                                          %Total
number of points
X=0:1:(size-1);                                            %Generating
sample numbers for plots
X=transpose(X);                                            %Making
coloumn matrix

%Export Results
[Jitter_RMS,Freq,AllMaxMean]=dhcu_method2_find(X,ch1)

count=count+1;                                           %Incrementing
results index
Results(count)=Jitter_RMS;                               %Writing
results to an array
Maxmeans(count)=AllMaxMean;                              %Writing
results to an array
```

dhcu_method2_find.m

```
%Bu fonksiyon veri olarak girilen sinüs işaretinin maksimum ve
minimum
%yükselme eğimi noktalarını her periyotta tespit ederek bu
noktaların
%varyanslarını hesaplar. Varyanslardan hareketle de toplam seğirme
değeri
%çift Histogram metodu ile elde edilir. Kodun çalışabilmesi içinn
find_mean
%ve find_variance fonksiyonları aynı dizinde bulunmalıdır.

function
[Jitter_RMS,Coherent_Frequency,ch1_allmax_mean]=dhcu_method2_find(X,
ch1)
```

```
size=length(ch1);       %Total number of points
X=0:1:(size-1);         %Generating sample index array
X=transpose(X);         %Making coloumn matrix

NumberofCycles=64*2;    %Number of cycles of aliased sine wave
PointsPerPeriod=256;    %Number of point per period of aliased sine
wave

Fs =76.5e6;;                %Sampling frequency
Coherent_Frequency=(Fs/size)*(size+NumberofCycles)

mean1=find_mean(ch1);       %Mean of channel 1 datas

%Offset adjustments
for i=1:1:size
    ch1(i)=ch1(i)-(mean1);           %Offset adjustment of channel 1
end

for i=1:1:size
    ch1_min(i)=abs(ch1(i)-0);        %Absolute value of channel 1
end

%Making columng matrix
ch1_min=transpose(ch1_min);         %Making columng matrix

%Finding maximum and minimum points index

max_ch1=max(ch1);                       %Channel 1 maximum point
[max_ch1_index]=find(ch1==max_ch1,1);  %Channel 1 maximum point
maxplace_ch1= mod(max_ch1_index,PointsPerPeriod);
%First local maximum point
start_max=(PointsPerPeriod-1)- maxplace_ch1;
%Finding shifting value from local maximum

min_ch1=min(ch1_min);
%Channel 1 minimum point
[min_ch1_index]=find(ch1_min==min_ch1,1);
%Channel 1 minimum point
minplace_ch1=mod(min_ch1_index,PointsPerPeriod);
%First local minimum point

start_min=(PointsPerPeriod-1)- minplace_ch1;
%Finding shifting value from local minimum

for i=0:1:(NumberofCycles-1)
ch1_allmax(i+1)=ch1(maxplace_ch1+PointsPerPeriod*i);
%All maximum points for ch1, for plotting use only
ch12_index(i+1)=maxplace_ch1+PointsPerPeriod*i;
%Array indexes of maximum points
end

for i=0:1:(NumberofCycles-1)
ch1_allmin(i+1)=ch1(minplace_ch1+PointsPerPeriod*i);
%All minimum points for ch1, for plotting use only
end

%Mean of all minimum points
ch1_allmin_mean=find_mean(ch1_allmin);   %Mean of channel 1 minimums
```

```
%Mean of all maximum points
ch1_allmax_mean=find_mean(ch1_allmax);   %Mean of channel 1 maximums


%Taking minimum point maximum slew-rate samples
for i=(PointsPerPeriod-1):PointsPerPeriod:(size-1)
    min_points((i+1)/PointsPerPeriod)=ch1(i-start_min);
%Min points of difference array
end

minpoints_mean= find_mean(min_points);   %Mean of minimum point
samples
var_minpoints=find_variance(min_points); %Variance of minimum points
std_minpoints=sqrt(var_minpoints);%Standard deviation of minimum
points


%Taking maximum point minimum slew-rate samples
for i=(PointsPerPeriod-1):PointsPerPeriod:(size-1)
    max_points((i+1)/PointsPerPeriod)=ch1(i-start_max);
%Max points of difference array
end

maxpoints_mean= find_mean(max_points);  %Mean of minimum point
samples
var_maxpoints=find_variance(max_points);%Variance of minimum points
std_maxpoints=sqrt(var_maxpoints) %Standard deviation of maximum
points


var_total=var_minpoints-var_maxpoints;      %Normal variance
std_total=sqrt(var_total);        %Standard deviation of total
variance


%Computing clock jitter and observing variables
Jitter_RMS=std_total/(2*pi*Coherent_Frequency*ch1_allmax_mean)
%Jitter Calculation
```

dhcu_rms_find.m

```
%Bu kod import_dhcu kodu tarafından hesaplanıp Results dizinine
atılan
%sonuçları ayrı bir csv dosyasına yazarak ölçümlerin RMS değerlerini
%hesaplar.

%Export Results
csvwrite('rohde_800_ext_dhcu.csv',Results',1,1);
%Writing results to csv

ArraySize=length(Results);
%Computing Array Size
total_square=0;
%Initiliazing variable

for i=1:1:ArraySize
```

```
total_square=((Results(i))^2)+total_square;            %Finding sum
of the squares of samples
end

total_square_mean=total_square/ArraySize;
%Finding mean of sum of the squares of samples
Total_Jitter_RMS=sqrt(total_square_mean)
%Finding total RMS Jitter
Ext_Jitter=sqrt((Total_Jitter_RMS)^2-
(Internal_Jitter)^2)*sqrt(2)*pi*Amp*Freq;  %Total Jitter
```

EK E: FARKSAL ÖRNEKLEME TEKNİĞİ MATLAB KODLARI

amp_detect.m

```
%Bu fonksiyon girilen verinin genlik değerini tahmin eder.
Fonksşyoni girilen verideki
%her periyodu ayrı ayrı inceleyerek maksimum noktaları örnekler ve
bu
%noktaların ortalamasını alara işaretin genliğini tahmin eder.

function [ch1_allmax_mean]=amp_detect(ch1)

size=length(ch1);          %Total number of points

NumberofCycles=64*2;       %Number of cycles of aliased sine wave
PointsPerPeriod=256;       %Number of point per period of aliased
sine wave

mean1=find_mean(ch1);      %Mean of channel 1 datas

%Finding maximum and minimum points index

max_ch1=max(ch1);                              %Channel 1 maximum
point
[max_ch1_index]=find(ch1==max_ch1,1);          %Channel 1 maximum
point
maxplace_ch1= mod(max_ch1_index,PointsPerPeriod);
%First local maximum point
start_max=(PointsPerPeriod-1)- maxplace_ch1;
%Finding shifting value from local maximum


for i=0:1:(NumberofCycles-1)
ch1_allmax(i+1)=ch1(maxplace_ch1+PointsPerPeriod*i);
%All maximum points for ch1, for plotting use only
ch12_index(i+1)=maxplace_ch1+PointsPerPeriod*i;
%Array indexes of maximum points
end

 %Mean of all maximum points
ch1_allmax_mean=find_mean(ch1_allmax);    %Mean of channel 1 maximums

% %Channel 1 Maximum points plotting
% figure (10);
% plot3(1)=stem(ch12_index,ch1_allmax,'MarkerSize',4,'LineWidth',1);
% grid on
% hold on
% plot3(2)=plot(X,ch1,'MarkerSize',1,'LineWidth',1);
% set(plot3(1),'Marker','o','Color',[0.847058823529412
0.16078431372549 0]);
% set(plot3(2),'Marker','o');
% legend('ch1_maxpoints','ch1')
```

tds_var_find_import.m

```
%Bu program tds_var_find fonksiyonu yardımıyla çift Histogram metodu
ile
%iç seğirme hesaplar. Bu kod deney setinden alınan csv dosyalarını
%okuyarak her bir değeri bir sütun halinde matrise yazar. Bundan
sonra 5
%adet maksimum yükselme eğimi noktası ve 5 adet minimum yükselme
eğimi
%noktası yardımıyla 25 adet toplam seğirme hesaplar. Sonra da bu
değerlerin
%RMS değerini hesaplayarak toplam seğirmeyi belirler. Toplam seğirme
%belirlenirken işaretin genliği amp_detecet fonksiyonu yardımıyla
%hesaplanır ve programa aktarılır.

MinPoint=2^15; %Ortak işaret Common Mode

%Verilen ayrı ayrı okunması
output_min1=csvread('output_min1.csv',1,1)-MinPoint;
output_min2=csvread('output_min2.csv',1,1)-MinPoint;
output_min3=csvread('output_min3.csv',1,1)-MinPoint;
output_min4=csvread('output_min4.csv',1,1)-MinPoint;
output_min5=csvread('output_min5.csv',1,1)-MinPoint;

%Verilen ayrı ayrı okunması
output_max1=csvread('output_max1.csv',1,1)-MinPoint;
output_max2=csvread('output_max2.csv',1,1)-MinPoint;
output_max3=csvread('output_max3.csv',1,1)-MinPoint;
output_max4=csvread('output_max4.csv',1,1)-MinPoint;
output_max5=csvread('output_max5.csv',1,1)-MinPoint;

%Verilen ayrı ayrı okunması
Amp_max=csvread('Amp_max.csv',1,1)-MinPoint;
Amp_min=csvread('Amp_min.csv',1,1)-MinPoint;

%Okunan verilerin birleştirilerek matris oluşturulması
output_max=cat(2,output_max1,
output_max2,output_max3,output_max4,output_max5);
output_min=cat(2,output_min1,
output_min2,output_min3,output_min4,output_min5);
count=1;        %Başlangıç Durumu

%Genlik tahmini
Maxmean=amp_detect(Amp_max);
Minmean=amp_detect(Amp_min);

%Her ikili gruba Çift Histogram algoritmasının uygulanması
uygulanması
for i=1:1:5
    for j=1:1:5
        Internal_Jitter(j,i)=tds_find(output_max(:,j+i-
count),output_min(:,j),Maxmean,Minmean);
        count=count+1;
    end
    count=1;
end


%Tüm değerlerin RMS değerlerinin hesaplanması
```

```
Internal_Sum=sum(sum(Internal_Jitter.^2));
Total_Measures=5*5;
Total_RMS_Jitter=sqrt(Internal_Sum/Total_Measures)
```

tds_var_find.m

```
%Bu fonksiyon çift Histogram algoritması yardımıyla iç seğirme
değeri
%hesaplar. Bu kodun çalılabilmesi için find_mean ve find_variance
%fonksiyonları aynı dizinde bulunmalıdır.

function
[Internal_Jitter]=tds_var_find(output_max,output_min,Amp_max,Amp_min
)

LSB=2/(2^16);

Freq_min=94e6;            %Frekans Değerleri
Freq_max=94e6;

Avg_min=find_mean(output_min);
%Maksimum yükselme eğimi noktalarının ortalaması
Avg_max=find_mean(output_max);
%Minimum yükselme eğimi noktalarının ortalaması

var_max=find_variance(output_max);
%Minimum yükselme eğimi noktalarının varyansı
var_min=find_variance(output_min);
%Maksimum yükselme eğimi noktalarının varyansı

teta_min=asin(Avg_min/Amp_min);
%Maksimum yükselme eğimi noktalarının eğim açısı
teta_max=asin(Avg_max/Amp_max);
%Minimum yükselme eğimi noktalarının  eğim açısı


meas_value=((Freq_min*Amp_min*cos(teta_min))^2)-
((Freq_max*Amp_max*cos(teta_max))^2);

Internal_Jitter=sqrt((var_min-var_max)/meas_value)/(2*pi);
%İç Seğirme Hesaplama

end
```

EK F: BAĞIMSIZ GİRİŞ SEĞİRME ÖLÇME MATLAB KODLARI

initiliaze.m

```
%Bu program ardışıl değerler almaya başalamadan bir kez
çalıştırılmalıdır.
%Amaç tüm değişkneleri sıfırlayarak count değişkenine 0 olarak ilk
değer
%atamaktır.

clear all               %Clear all contents
count=0;                %Initiliazing
```

import_inputjitter_csv.m

```
%Bu program deney setinden gelen csv dosyasını okur ve değişken
olarak
%kaydeder. Daha sonra inputjitter_calc_1 fonksiyonu yardımıyla giriş
%seğirme değerlerini hesaplar. Daha sonra bunları bir dizine yazarak
%kaydeder.

clear ch1 ch2 clock_jitter_rms                %Clear pre-contents
%Import CSV files
ch1=csvread('ch1_clockdelay.csv',1,1);
%Read channel 1 data via csv file
ch2=csvread('ch2_clockdelay.csv',1,1);
%Read channel 2 data via csv file
size=length(ch1);                    %Total number of points
X=0:1:(size-1);                      %Generating sample numbers for
plots
X=transpose(X);                      %Making coloumn matrix

%Export Results
[Jitter_RMS, Jitter_RMS_maxcancel]=inputjitter_calc_1(X,ch1,ch2);
%Calling inputdelay_jitter function


count=count+1;                          %Incrementing results index
Results(count)=Jitter_RMS;              %Writing results to an array
Results_maxcancel(count)=Jitter_RMS_maxcancel;
%Writing results to an array
```

inputjitter_calc_1.m

```
%Bu fonksiyon veri olarak girilen sinüs işaretlerini birbirlerinden
çıkardıktan sonra
%genlik, offset ve faz düzeltmesi yapar. Daha sonra elde edilen
gürültü
%deseninden maksimum ve münimum yükselme eğimi noktalarını tespit
ederek bu
%değerlerden varyans ve giriş seğirmesi hesaplar. Ayrıca birçok ara
noktanın
%görülebilemsi için kodda plot komutları da bulunmaktadır.
%Kodun çalışabilmesi için find_mean ve find_variance fonksiyonları
%aynı dizinde bulunmalıdır.


function [Jitter_RMS,
Jitter_RMS_maxcancel]=inputjitter_calc_1(X,ch1,ch2)

size=length(ch1);          %Total number of points
X=0:1:(size-1);            %Generating sample index array
X=transpose(X);            %Making coloumn matrix

NumberofCycles=64*2;       %Number of cycles of aliased sine wave
PointsPerPeriod=256;       %Number of point per period of aliased
sine wave

Coherent_Frequency=76.5e6;                  %Coherent Input Frequency
Fs=(Coherent_Frequency/(size+NumberofCycles))*size  %Clock Frequency
NFFT = size;                                        %FFT size

mean1=find_mean(ch1);                %Mean of channel 1 datas
mean2=find_mean(ch2);                %Mean of channel 2 datas

%Offset adjustments
for i=1:1:size
    ch1(i)=ch1(i)-(mean1);            %Offset adjustment of channel 1
    ch2(i)=ch2(i)-(mean2);            %Offset adjustment of channel 2
end

for i=1:1:size
    ch1_min(i)=abs(ch1(i)-0);         %Absolute value of channel 1
    ch2_min(i)=abs(ch2(i)-0);         %Absolute value of channel 2
end

%Making columng matrix
ch1_min=transpose(ch1_min);          %Making columng matrix
ch2_min=transpose(ch2_min);          %Making columng matrix

%Finding maximum and minimum points index

max_ch1=max(ch1);                              %Channel 1 maximum point
[max_ch1_index]=find(ch1==max_ch1,1);          %Channel 1 maximum point
maxplace_ch1= mod(max_ch1_index,PointsPerPeriod);
%First local maximum point

start_max=(PointsPerPeriod-1)- maxplace_ch1;
%Finding shifting value from local maximum
```

```
max_ch2=max(ch2);                              %Channel 2 maximum point
[max_ch2_index]=find(ch2==max_ch2,1);          %Channel 2 maximum point
maxplace_ch2= mod(max_ch2_index,PointsPerPeriod);
%First local maximum point

min_ch1=min(ch1_min);                            %Channel 1 minimum
point
[min_ch1_index]=find(ch1_min==min_ch1,1);        %Channel 1 minimum
point
minplace_ch1=mod(min_ch1_index,PointsPerPeriod);
%First local minimum point
start_min=(PointsPerPeriod-1)- minplace_ch1;
%Finding shifting value from local minimum

min_ch2=min(ch2_min);                           %Channel 2 minimum point
[min_ch2_index]=find(ch2_min==min_ch2,1);       %Channel 2 minimum point
minplace_ch2=mod(min_ch2_index,PointsPerPeriod);
%First local minimum point

%Gain error adjustments

for i=1:1:size
    ch1(i)=ch1(i)*(max_ch2/max_ch1);           %Automatic gain
adjustment
end


% for i=0:1:(NumberofCycles-1)
% ch1_allmax(i+1)=ch1(maxplace_ch1+PointsPerPeriod*i);
%All maximum points for ch1, for plotting use only
% ch2_allmax(i+1)=ch2(maxplace_ch2+PointsPerPeriod*i);
%All maximum points for ch2, for plotting use only
% ch12_index(i+1)=maxplace_ch1+PointsPerPeriod*i;
%Array indexes of maximum points
% end


for i=0:1:(NumberofCycles-1)
ch1_allmin(i+1)=ch1(minplace_ch1+PointsPerPeriod*i);
%All minimum points for ch1, for plotting use only
ch2_allmin(i+1)=ch2(minplace_ch2+PointsPerPeriod*i);
%All minimum points for ch2, for plotting use only
end


ch1_packs=zeros(PointsPerPeriod,NumberofCycles);
%Generating data matrices
ch2_packs=zeros(PointsPerPeriod,NumberofCycles);
%Generating data matrices

for i=1:1:NumberofCycles
    for j=1:1:PointsPerPeriod
        ch1_packs(j,i)=ch1((i-1)*PointsPerPeriod+j);
%Dividing data points to columns
        ch2_packs(j,i)=ch2((i-1)*PointsPerPeriod+j);
%Dividing data points to columns
    end
end
```

```
for i=1:1:NumberofCycles
    ch1_allmax(i)=max(ch1_packs(:,i));
%All maximum points of channel 1

[max_indexes_ch1(i)]=find(ch1_packs(:,i)==max(ch1_packs(:,i)),1);
%Max point indexes
    ch2_allmax(i)=max(ch2_packs(:,i));
%All maximum points of channel 2

[max_indexes_ch2(i)]=find(ch2_packs(:,i)==max(ch2_packs(:,i)),1);
%Max. point indexes
end

diff_max=max_indexes_ch2-max_indexes_ch1;
%Max. points index variations


% figure (110);
% plot(max_indexes_ch1);
% title('CH1 All maximum points indexes');
%
% figure(111);
% plot(max_indexes_ch2);
% title('CH2 All maximum points indexes');
%
% figure(112);
% plot(diff_max);
% title('CH1 and CH2 max indexes difference');


% Plotting all minimum points of ch1 and ch2

% figure (100);
% plot(ch1_allmin);
% title('CH1 All minimum points');
%
% figure(101);
% plot(ch2_allmin);
% title('CH2 All minimum points');
%
%
% figure (102);
% plot(ch1_allmax);
% title('CH1 All maximum points');
%
% figure(103);
% plot(ch2_allmax);
% title('CH2 All maximum points');




%Mean of all minimum points

ch1_allmin_mean=find_mean(ch1_allmin);    %Mean of channel 1 minimums
ch2_allmin_mean=find_mean(ch2_allmin);    %Mean of channel 2 minimums

%Mean of all maximum points
```

```
ch1_allmax_mean=find_mean(ch1_allmax);   %Mean of channel 1 maximums
ch2_allmax_mean=find_mean(ch2_allmax);   %Mean of channel 2 maximums


% %Channel 1 Maximum points plotting
% figure (10);
% plot3(1)=stem(ch12_index,ch1_allmax,'MarkerSize',4,'LineWidth',1);
% grid on
% hold on
% plot3(2)=plot(X,ch1,'MarkerSize',1,'LineWidth',1);
% set(plot3(1),'Marker','o','Color',[0.847058823529412
0.16078431372549 0]);
% set(plot3(2),'Marker','o');
% legend('ch1_maxpoints','ch1')
%
% %Channel 2 Maximum points plotting
% figure(11);
% plot4(1)=stem(ch12_index,ch2_allmax,'MarkerSize',4,'LineWidth',1);
% hold on
% grid on
% plot4(2)=plot(X,ch2,'MarkerSize',1,'LineWidth',1);
% set(plot4(1),'Marker','o','Color',[0.847058823529412
0.16078431372549 0]);
% set(plot4(2),'Marker','o');
% legend('ch2_maxpoints','ch2')


%%Plotting two channels
%figure(3);
%plot1(1)=plot(X,ch1,'MarkerSize',4,'LineWidth',1);
%hold on
%grid on
%plot1(2)=plot(X,ch2,'MarkerSize',4,'LineWidth',1);
%set(plot1(1),'Marker','o','Color',[0.847058823529412
0.16078431372549 0]);
%set(plot1(2),'Marker','o');
%legend('ch1','ch2')


%Phase error elimination by FFT/iFFT
chson=ch2-ch1;           %Difference array of ch1 and ch2, ideally
zero
chson_fft = fft(chson,NFFT)/NFFT;   %NFFT point FFT algorithm
% figure(1);
% plot(abs(chson_fft));              %Absolute value of FFT plot

%Finding fundemental points indexes
funds=max(abs(chson_fft));              %Maximum points of FFF
result

[funds_index]=find(abs(chson_fft)==funds,2);
%Finding maximum points indexes

%Making fundemental magnitudes zero
chson_fft(funds_index(1))=0+0i;
%Making first fundemental magnitude zero
chson_fft(funds_index(2))=0+0i;               %
Making second fundemental magnitude zero

%Inverse FFT of array of removed fundementals
```

```
chson_ifft=ifft(chson_fft,NFFT)*NFFT;          %Inverse FFT algorith

%Plotting diffence array (all calibrations done)

% figure(2);
% plot(real(chson_ifft));

%Taking minimum point maximum slew-rate samples
for i=(PointsPerPeriod-1):PointsPerPeriod:(size-1)
    min_points((i+1)/PointsPerPeriod)=real(chson_ifft(i-start_min));
%Min points of difference array
end

minpoints_mean= find_mean(min_points);
%Mean of minimum point samples
var_minpoints=find_variance(min_points);
%Variance of minimum points
std_minpoints=sqrt(var_minpoints);
%Standard deviation of minimum points


%Taking maximum point maximum slew-rate samples
for i=(PointsPerPeriod-1):PointsPerPeriod:(size-1)
    max_points((i+1)/PointsPerPeriod)=real(chson_ifft(i-start_max));
%Max points of difference array
end

maxpoints_mean= find_mean(max_points);    %Mean of minimum point
samples
var_maxpoints=find_variance(max_points); %Variance of minimum points
std_maxpoints=sqrt(var_maxpoints);
%Standard deviation of maximum points

%Plotting deviations

% figure (104);
% plot(max_points);
% title('Maximum Points Deviations');
%
% figure(105);
% plot(min_points);
% title('Minimum Points Deviations');



%Computing total variance and standard deviation

var_maxcancel=(find_variance(ch1_allmax)+find_variance(ch2_allmax))/
2;
var_total_maxcancel=var_minpoints-var_maxcancel;
%Total variance affecting jitter
var_total=var_minpoints-var_maxpoints;     %Normal variance
std_total=sqrt(var_total);
%Standard deviation of total variance
std_total_maxcancel=sqrt(var_total_maxcancel);
%Standard deviation of total variance


%Computing clock jitter and observing variables
```

```
Jitter_RMS=std_total/(2*pi*Coherent_Frequency*ch1_allmax_mean)
%Jitter Calculation
Jitter_RMS_maxcancel=std_total_maxcancel/(2*pi*Coherent_Frequency*ch
1_allmax_mean)    %Jitter Calculation
```

rms_20samples_calc.m

```
%Bu kod import_inputjitter_csv kodu tarafından hesaplanıp Results
dizinine atılan
%sonuçları ayrı bir csv dosyasına yazarak ölçümlerin RMS değerlerini
%hesaplar.

%Export Results
csvwrite('inputagilent_clockrs2_ijiiter1.csv',Results',1,1);
%Writing results to csv
csvwrite('inputagilent_clockrs2_ijiiter2.csv',Results_maxcancel',1,2
);    %Writing results to csv
ArraySize=length(Results)
%Computing Array Size
total_square=0;
%Initiliazing variable
total_square_maxcancel=0;
%Initiliazing variable

for i=1:1:ArraySize
    total_square=((Results(i))^2)+total_square;
%Finding sum of the squares of samples

total_square_maxcancel=((Results_maxcancel(i))^2)+total_square_maxca
ncel;                    %Finding sum of the squares of samples
end

total_square_mean=total_square/ArraySize;
%Finding mean of sum of the squares of samples
total_square_mean_maxcancel=total_square_maxcancel/ArraySize;
%Finding mean of sum of the squares of samples
Total_Jitter_RMS=sqrt(total_square_mean)
%Finding total RMS Jitter
Total_Jitter_RMS_maxcancel=sqrt(total_square_mean_maxcancel)
%Finding total RMS Jitter
```

EK G: BAĞIMSIZ SAAT SEĞİRME ÖLÇME MATLAB KODLARI

initiliaze.m

```
%Bu program ardışıl değerler almaya başalamadan bir kez
çalıştırılmalıdır.
%Amaç tüm değişkneleri sıfırlayarak count değişkenine 0 olarak ilk
değer
%atamaktır.

clear all               %Clear all contents
count=0;                %Initiliazing
```

import_clockjitter_csv.m

```
%Bu program deney setinden gelen csv dosyasını okur ve değişken
olarak
%kaydeder. Daha sonra clockjitter_calc_1 fonksiyonu yardımıyla saat
%seğirme değerlerini hesaplar. Daha sonra bunları bir dizine yazarak
%kaydeder.

clear ch1 ch2 clock_jitter_rms                    %Clear pre-
contents
%Import CSV files
ch1=csvread('ch1_clockdelay.csv',1,1);
%Read channel 1 data via csv file
ch2=csvread('ch2_clockdelay.csv',1,1);
%Read channel 2 data via csv file
size=length(ch1);                                 %Total number of
points
X=0:1:(size-1);                                   %Generating sample
numbers for plots
X=transpose(X);                                   %Making coloumn
matrix

%Export Results
[Jitter_RMS, Jitter_RMS_maxcancel]=clockjitter_calc_1(X,ch1,ch2);
%Calling clock_jitter_justcalc function


count=count+1;                                %Incrementing results
index
Results(count)=Jitter_RMS;                    %Writing results to an
array
Results_maxcancel(count)=Jitter_RMS_maxcancel;
%Writing results to an array
```

clockjitter_calc_1.m

```
%Bu fonksiyon veri olarak girilen sinüs işaretlerini birbirlerinden
çıkardıktan sonra
%genlik, offset ve faz düzeltmesi yapar. Daha sonra elde edilen
gürültü
%deseninden maksimum ve münimum yükselme eğimi noktalarını tespit
ederek bu
%değerlerden varyans ve saat seğirmesi hesaplar. Ayrıca birçok ara
noktanın
%görülebilemsi için kodda plot komutları da bulunmaktadır.
%Kodun çalışabilmesi için find_mean ve find_variance fonksiyonları
%aynı dizinde bulunmalıdır.

function [Jitter_RMS,
Jitter_RMS_maxcancel]=clockjitter_calc_1(X,ch1,ch2)

size=length(ch1);          %Total number of points
X=0:1:(size-1);            %Generating sample index array
X=transpose(X);            %Making coloumn matrix

NumberofCycles=64*2;       %Number of cycles of aliased sine wave
PointsPerPeriod=256;       %Number of point per period of aliased
sine wave

Fs=76.5e6;                %Coherent Input Frequency
Coherent_Frequency=(Fs/size)*(size+NumberofCycles)  %Clock Frequency
NFFT = size;                                        %FFT size

mean1=find_mean(ch1);        %Mean of channel 1 datas
mean2=find_mean(ch2);        %Mean of channel 2 datas

%Offset adjustments
for i=1:1:size
    ch1(i)=ch1(i)-(mean1);           %Offset adjustment of channel 1
    ch2(i)=ch2(i)-(mean2);           %Offset adjustment of channel 2
end

for i=1:1:size
    ch1_min(i)=abs(ch1(i)-0);        %Absolute value of channel 1
    ch2_min(i)=abs(ch2(i)-0);        %Absolute value of channel 2
end

%Making columng matrix
ch1_min=transpose(ch1_min);         %Making columng matrix
ch2_min=transpose(ch2_min);         %Making columng matrix

%Finding maximum and minimum points index

max_ch1=max(ch1);                           %Channel 1 maximum point
[max_ch1_index]=find(ch1==max_ch1,1);       %Channel 1 maximum point
maxplace_ch1= mod(max_ch1_index,PointsPerPeriod);
%First local maximum point
start_max=(PointsPerPeriod-1)- maxplace_ch1;
%Finding shifting value from local maximum

max_ch2=max(ch2);                           %Channel 2 maximum point
```

```
[max_ch2_index]=find(ch2==max_ch2,1);     %Channel 2 maximum point
maxplace_ch2= mod(max_ch2_index,PointsPerPeriod);
%First local maximum point

min_ch1=min(ch1_min);                      %Channel 1 minimum point
[min_ch1_index]=find(ch1_min==min_ch1,1);  %Channel 1 minimum point
minplace_ch1=mod(min_ch1_index,PointsPerPeriod);
%First local minimum point
start_min=(PointsPerPeriod-1)- minplace_ch1;
%Finding shifting value from local minimum

min_ch2=min(ch2_min);                      %Channel 2 minimum point
[min_ch2_index]=find(ch2_min==min_ch2,1); %Channel 2 minimum point
minplace_ch2=mod(min_ch2_index,PointsPerPeriod);
%First local minimum point

%Gain error adjustments

for i=1:1:size
    ch1(i)=ch1(i)*(max_ch2/max_ch1);     %Automatic gain adjustment
end

%Shifting elemens of non-delayed channel
for i=1:1:(size-1)
    ch2_yeni_t(i)=ch2(i+1);     %Shifting all elements indexes by 1
end

ch2_yeni_t(size)=ch1(size);     %Last array element adjustment

%Making columng matrix
ch2_yeni=transpose(ch2_yeni_t); %Making columng matrix

% for i=0:1:(NumberofCycles-1)
% ch1_allmax(i+1)=ch1(maxplace_ch1+PointsPerPeriod*i);
%All maximum points for ch1, for plotting use only
% ch2_allmax(i+1)=ch2(maxplace_ch2+PointsPerPeriod*i);
%All maximum points for ch2, for plotting use only
% ch12_index(i+1)=maxplace_ch1+PointsPerPeriod*i;
%Array indexes of maximum points
% end

for i=0:1:(NumberofCycles-1)
ch1_allmin(i+1)=ch1(minplace_ch1+PointsPerPeriod*i);
%All minimum points for ch1, for plotting use only
ch2_allmin(i+1)=ch2(minplace_ch2+PointsPerPeriod*i);
%All minimum points for ch2, for plotting use only
end

ch1_packs=zeros(PointsPerPeriod,NumberofCycles);
%Generating data matrices
ch2_packs=zeros(PointsPerPeriod,NumberofCycles);        %
Generating data matrices

for i=1:1:NumberofCycles
    for j=1:1:PointsPerPeriod
        ch1_packs(j,i)=ch1((i-1)*PointsPerPeriod+j);
%Dividing data points to columns
        ch2_packs(j,i)=ch2((i-1)*PointsPerPeriod+j);
%Dividing data points to columns
```

```
    end
end

for i=1:1:NumberofCycles
    ch1_allmax(i)=max(ch1_packs(:,i));
%All maximum points of channel 1

[max_indexes_ch1(i)]=find(ch1_packs(:,i)==max(ch1_packs(:,i)),1);
%Max point indexes
    ch2_allmax(i)=max(ch2_packs(:,i));
%All maximum points of channel 2

[max_indexes_ch2(i)]=find(ch2_packs(:,i)==max(ch2_packs(:,i)),1);
%Max point indexes
end

diff_max=max_indexes_ch2-max_indexes_ch1;
%Max. points index variations

% figure (110);
% plot(max_indexes_ch1);
% title('CH1 All maximum points indexes');
%
% figure(111);
% plot(max_indexes_ch2);
% title('CH2 All maximum points indexes');
%
% figure(112);
% plot(diff_max);
% title('CH1 and CH2 max indexes difference');

% Plotting all minimum points of ch1 and ch2

% figure (100);
% plot(ch1_allmin);
% title('CH1 All minimum points');
%
% figure(101);
% plot(ch2_allmin);
% title('CH2 All minimum points');
%
%
% figure (102);
% plot(ch1_allmax);
% title('CH1 All maximum points');
%
% figure(103);
% plot(ch2_allmax);
% title('CH2 All maximum points');


%Mean of all minimum points
ch1_allmin_mean=find_mean(ch1_allmin);    %Mean of channel 1 minimums
ch2_allmin_mean=find_mean(ch2_allmin);    %Mean of channel 2 minimums

%Mean of all maximum points
ch1_allmax_mean=find_mean(ch1_allmax);    %Mean of channel 1 maximums
ch2_allmax_mean=find_mean(ch2_allmax);    %Mean of channel 2 maximums
```

```
% %Channel 1 Maximum points plotting
% figure (10);
% plot3(1)=stem(ch12_index,ch1_allmax,'MarkerSize',4,'LineWidth',1);
% grid on
% hold on
% plot3(2)=plot(X,ch1,'MarkerSize',1,'LineWidth',1);
% set(plot3(1),'Marker','o','Color',[0.847058823529412
0.16078431372549 0]);
% set(plot3(2),'Marker','o');
% legend('ch1_maxpoints','ch1')
%
% %Channel 2 Maximum points plotting
% figure(11);
% plot4(1)=stem(ch12_index,ch2_allmax,'MarkerSize',4,'LineWidth',1);
% hold on
% grid on
% plot4(2)=plot(X,ch2,'MarkerSize',1,'LineWidth',1);
% set(plot4(1),'Marker','o','Color',[0.847058823529412
0.16078431372549 0]);
% set(plot4(2),'Marker','o');
% legend('ch2_maxpoints','ch2')


%%Plotting two channels
%figure(3);
%plot1(1)=plot(X,ch1,'MarkerSize',4,'LineWidth',1);
%hold on
%grid on
%plot1(2)=plot(X,ch2,'MarkerSize',4,'LineWidth',1);
%set(plot1(1),'Marker','o','Color',[0.847058823529412
0.16078431372549 0]);
%set(plot1(2),'Marker','o');
%legend('ch1','ch2')


%Phase error elimination by FFT/iFFT
chson=ch2_yeni-ch1;     %Difference array of ch1 and ch2, ideally
zero
chson_fft = fft(chson,NFFT)/NFFT;    %NFFT point FFT algorithm
% figure(1);
% plot(abs(chson_fft));              %Absolute value of FFT plot

%Finding fundemental points indexes
funds=max(abs(chson_fft));           %Maximum points of FFF result
[funds_index]=find(abs(chson_fft)==funds,2);
%Finding maximum points indexes

%Making fundemental magnitudes zero
chson_fft(funds_index(1))=0+0i;
%Making first fundemental magnitude zero
chson_fft(funds_index(2))=0+0i;
%Making second fundemental magnitude zero

%Inverse FFT of array of removed fundementals
chson_ifft=ifft(chson_fft,NFFT)*NFFT;         %Inverse FFT algorith

%Plotting diffence array (all calibrations done)
```

```
% figure(2);
% plot(real(chson_ifft));

%Taking minimum point maximum slew-rate samples
for i=(PointsPerPeriod-1):PointsPerPeriod:(size-1)
    min_points((i+1)/PointsPerPeriod)=real(chson_ifft(i-start_min));
%Min points of difference array
end

minpoints_mean= find_mean(min_points);   %Mean of minimum point
samples
var_minpoints=find_variance(min_points); %Variance of minimum points
std_minpoints=sqrt(var_minpoints);
%Standard deviation of minimum points



%Taking maximum point maximum slew-rate samples
for i=(PointsPerPeriod-1):PointsPerPeriod:(size-1)
    max_points((i+1)/PointsPerPeriod)=real(chson_ifft(i-start_max));
%Max points of difference array
end

maxpoints_mean= find_mean(max_points);  %Mean of minimum point
samples
var_maxpoints=find_variance(max_points);%Variance of minimum points
std_maxpoints=sqrt(var_maxpoints);      %Standard deviation of
maximum points

%Plotting deviations

% figure (104);
% plot(max_points);
% title('Maximum Points Deviations');
%
% figure(105);
% plot(min_points);
% title('Minimum Points Deviations');






%Computing total variance and standard deviation

var_maxcancel=(find_variance(ch1_allmax)+find_variance(ch2_allmax))/
2;
var_total_maxcancel=var_minpoints-var_maxcancel;
%Total variance affecting jitter
var_total=var_minpoints-var_maxpoints;      %Normal variance
std_total=sqrt(var_total);       %Standard deviation of total
variance
std_total_maxcancel=sqrt(var_total_maxcancel);
%Standard deviation of total variance

%Computing clock jitter and observing variables
Jitter_RMS=std_total/(2*pi*Coherent_Frequency*ch1_allmax_mean)
%Jitter Calculation
```

```
Jitter_RMS_maxcancel=std_total_maxcancel/(2*pi*Coherent_Frequency*ch
1_allmax_mean)    %Jitter Calculation
```

rms_20samples_calc.m

```
%Bu kod import_clockjitter_csv kodu tarafından hesaplanıp Results
dizinine atılan
%sonuçları ayrı bir csv dosyasına yazarak ölçümlerin RMS değerlerini
%hesaplar.

%Export Results
csvwrite('inputagilent_clockrs2_ijiiter1.csv',Results',1,1);
%Writing results to csv
csvwrite('inputagilent_clockrs2_ijiiter2.csv',Results_maxcancel',1,2
);   %Writing results to csv
ArraySize=length(Results)
%Computing Array Size
total_square=0;
%Initiliazing variable
total_square_maxcancel=0;
%Initiliazing variable

for i=1:1:ArraySize
    total_square=((Results(i))^2)+total_square;
%Finding sum of the squares of samples

total_square_maxcancel=((Results_maxcancel(i))^2)+total_square_maxca
ncel;   %Finding sum of the squares of samples
end

total_square_mean=total_square/ArraySize;
%Finding mean of sum of the squares of samples
total_square_mean_maxcancel=total_square_maxcancel/ArraySize;
%Finding mean of sum of the squares of samples
Total_Jitter_RMS=sqrt(total_square_mean)
%Finding total RMS Jitter
Total_Jitter_RMS_maxcancel=sqrt(total_square_mean_maxcancel)
%Finding total RMS Jitter
```

son_yontem.m

```
MidPoint=2^15;          %Ortak işaret Common Mode
Freq=76.5e6;            %Input and Clock Frequency
NFFT=32768;             %FFT point
Noise_Threshold=-22;    %Noise Threshold value in terms of dB

%Verilen ayrı ayrı okunması
output_min1adc=csvread('output_min1_1adc.csv',1,1)-MidPoint;
output_min2adc=csvread('output_min1_2adc.csv',1,1)-MidPoint;



%Verilen ayrı ayrı okunması
output_max1adc=csvread('output_max1_1adc.csv',1,1)-MidPoint;
output_max2adc=csvread('output_max1_2adc.csv',1,1)-MidPoint;

size=length(output_min1adc);        %Total number of points
X=0:1:(size-1);                     %Generating sample index array
X=transpose(X);                     %Making coloumn matrix
```

```
output_max1adc=output_max1adc-find_mean(output_min1adc);
%Offset correction
output_max2adc=output_max2adc-find_mean(output_min2adc);
%Offset correction
output_min1adc=output_min1adc-find_mean(output_min1adc);
%Offset correction
output_min2adc=output_min2adc-find_mean(output_min2adc);
%Offset correction
Corrected_Gain= find_mean(output_max2adc)/find_mean(output_max1adc);
%Gain Correction

output_max1adc=output_max1adc*Corrected_Gain;
% output_min1adc=output_min1adc*Corrected_Gain;

Amp=(find_mean(output_max1adc)+find_mean(output_max2adc))/2;
%Finding amplitude

%Taking ADCs differences
fark_input_min=output_min2adc-output_min1adc;
fark_input_max=output_max2adc-output_max1adc;

fark_clock_min=zeros(32768,1);
fark_clock_max=zeros(32768,1);

for i=1:1:(size-1)
    fark_clock_min(i)=output_min2adc(i)-output_min1adc(i+1);
    fark_clock_max(i)=output_max2adc(i)-output_max1adc(i+1);
end

fark_clock_max(32768)=0;

fark_clock_max_fft = fft(fark_clock_max,NFFT)/NFFT;    %NFFT point
FFT algorithm
fark_input_max_fft = fft(fark_input_max,NFFT)/NFFT;    %NFFT point
FFT algorithm

figure(9);
plot(20*log10(abs(fark_clock_max_fft))); %Absolute value of FFT plot

%Eliminating AM modulation effects
for i=1:1:(size)
    if abs(fark_clock_max_fft(i)) > 10^(Noise_Threshold/20);
    fark_clock_max_fft(i)=0+0i;
    end
    if abs(fark_input_max_fft(i)) > 10^(Noise_Threshold/20);
    fark_input_max_fft(i)=0+0i;
    end
end

% Inverse FFT of array of removed fundementals
fark_clock_max=ifft(fark_clock_max_fft,NFFT)*NFFT;         %Inverse
FFT algorith
fark_input_max=ifft(fark_input_max_fft,NFFT)*NFFT;         %Inverse
FFT algorith
```

```
%Variance computation
var_clock_min=find_variance(fark_clock_min);
var_input_min=find_variance(fark_input_min);
var_clock_max=find_variance(fark_clock_max);
var_input_max=find_variance(fark_input_max);

% std_clock=sqrt(var_clock_min);
% std_input=sqrt(var_input_min)


%Standard deviation computation
std_clock=sqrt(var_clock_min)-sqrt(var_clock_max)
std_input=sqrt(var_input_min)-sqrt(var_input_max);

%Jitter Computation
Jitter_Clock=std_clock/(2*pi*Freq*Amp)
Jitter_Input=std_input/(2*pi*Freq*Amp)
```

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Emre Çetin

Doğum Yeri ve Tarihi: EDİRNE / 06.02.1986

Adres: Hamidiye Mah. Yeşil Sok. Yıldızsaraylar Sitesi 4. Blok Daire:19
Çekmeköy /İSTANBUL

E-Posta: cetinemre@itu.edu.tr, emrecetin86@gmail.com

Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği

İstanbul Teknik Üniversitesi Kontrol Mühendisliği

Mesleki Deneyim ve Ödüller:

Ekim 2011'den bu yana Fentek Mühendislik'te AR-GE mühendisi olarak çalışmaktadır.

Yayın ve Patent Listesi:

"RGB Renk Algılayıcısı Tasarımı" , İTÜ Kontrol Müh. Bitirme Tezi, Emre Çetin. Bu tez TOK09 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısında bildiri olarak sunulmuş ve kabul edilmiştir. Tezin sunumu 15 Kasım 2009'da yapılmıştır.

"Akıllı Pil Şarj Aleti Tasarımı", İTÜ Elektronik Müh. Bitirme Tezi, Emre Çetin

TEZDEN ÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

"A Comparison of pipeline ADC based Jitter measurement techniques", Emre Çetin, Türker Küyel (Hazırlanıyor)

"Hundred femto-second jitter measurement using a dual channel ADC with imprecise clock stimulus", Emre Çetin, Türker Küyel (Hazırlanıyor)