

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

DOKTORA

**JOSEPHSON GERİLİM STANDARTLARI KULLANILARAK
SAYISAL METROLOJİNİN İYİLEŞTİRİLMESİ**

TEZGÜL COŞKUN ÖZTÜRK

KOCAELİ 2020

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

JOSEPHSON GERİLİM STANDARTLARI KULLANILARAK
SAYISAL METROLOJİNİN İYİLEŞTİRİLMESİ

TEZGÜL COŞKUN ÖZTÜRK

Prof.Dr. Sarp ERTÜRK
Danışman, Kocaeli Üniv.

.....

Prof.Dr. Ali TANGEL
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.

.....

Prof.Dr. Nevcihan DURU
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.

.....

Doç.Dr. Ali BOZBEY
Jüri Üyesi, TOBB Üniv.

.....

Dr.Öğr.Üyesi Muhammet Hilmi NİŞANCI
Jüri Üyesi, Sakarya Üniv.

.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 06.02.2020

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Müh. ABD doktora programı kapsamında, Prof. Dr. Sarp ERTÜRK danışmanlığında, TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü Gerilim Laboratuvarında yürütülen çalışmaları anlatmaktadır.

Bu çalışmaların bir kısmı Gerilim Labotatuvarının stratejik planlarıyla aynı doğrultuda olan, Avrupa Metroloji Birliği (EURAMET) kapsamında sırasıyla EMRP 2013 ve EMPIR 2015 araştırma programları altında yürütülen Q-Wave (EMRP JRP SIB59) ve QuADC (EMPIR JRP 15SIB04) adlı araştırma projeleri altında gerçekleştirilmiştir.

Bu teze hazırlık aşamasında yazılan ve sonrasında SIB59 RMG01 kodu ile anılan araştırma ile, EURAMET tarafından fonlanan, Araştırmacı Dolaşım Hibesi (Researcher Mobility Grant) kazanılmıştır. Bu araştırma kapsamında PTB (Almanya Metroloji Enstitüsü) Laboratuvarında 3^{1/2} ay konuk araştırmacı olarak çalışılmıştır. Bu çalışma esnasında edinilen bilgiler ve kurulan iş birlikleri tez çalışmasının yapılabilmesinde önemli olmuştur.

Bu çalışmada kullanılan cihaz altyapısı ve sarf malzemeler TÜBİTAK UME tarafından sağlanmıştır. Süperiletken tümdevreler ise PTB (Almanya Metroloji Enstitüsü) tarafından Q-Wave ve QuADC projelerindeki iş birliği çerçevesinde ödünç verilmiştir.

Bu çalışmaların yapılması için gerekli alt yapıyı sağlayan ve güvenen TÜBİTAK UME yönetimine, doktora tezinin Josephson Gerilim Standartları olmasını öneren eski Laboratuvar Sorumlum Saliha TURHAN'a, bu çalışmaların devamı için gerekli kaynakları yöneten ve çalışmaları destekleyen Laboratuvar Sorumlum Mehedin ARİFOVİÇ'e teşekkürlerimi sunarım.

Doktora programına kabul ederek bu çalışmaların yürütülmesine fırsat veren tez danışmanım Prof. Dr. Sarp ERTÜRK'e, bu tez çalışması esnasında tez izleme komitesinde yer alan, olumlu eleştiri ve yönlendirmeleriyle çalışmaları zenginleştiren Prof Dr. Ali TANGEL'e ve Prof Dr. Nevcihan DURU'ya teşekkürlerimi sunarım.

PJGS süperiletken tümdevrelerini taşıyıcıların üzerine yerleştirerek ödünç veren PTB'den Ralf BEHR'e ve ekibine, JAWS süperiletken tümdevrelerini uygun taşıyıcıların üzerine yerleştirerek ödünç veren Oliver KIELER'e, ve SIB59 RMG01 kodlu araştırmaya fırsat veren Q-Wave Projesinin yürütücüsü Johannes Kohlmann'a ve her birine sorulan teknik sorulara verdikleri samimi cevapları için teşekkür ederim.

Bütün bunların yanı sıra uzun bir aradan sonra tekrar akademik çalışmalara dönmemdeki teşvikleri ve destekleri nedeniyle annem Gülizar COŞKUN'a ve eşim Oktay ÖZTÜRK'e, mesai süresini aşan uzun çalışmalarım boyunca, çocuklarımla ilgilenerek beni destekleyen başta annem ve eşim olmak üzere tüm aile büyüklerime,

benim yokluğumdaki olgunlukları nedeniyle sevgili oğullarım Gökalp ÖZTÜRK ve Gökberk ÖZTÜRK'e teşekkür ederim.

Şubat 2020

Tezgül COŞKUN ÖZTÜRK



İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vii
TABLolar DİZİNİ	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xii
ÖZET.....	xiv
ABSTRACT.....	xv
GİRİŞ	1
1. GENEL BİLGİLER	5
1.1 Josephson Gerilim Standartları ve Tarihçesi	5
1.1.1. Süperiletkenlik ve Josephson Etkisi	5
1.1.1.1. Süperiletkenlik	5
1.1.1.2. Josephson Etkisi.....	8
1.2. Josephson Etkisinin Elektriksel Metrolojide Kullanımı	12
1.2.1. Hassas karşılaştırmalar	15
1.2.1.1. 4,2 K’de iki JGS: Teori pratikte geçerli mi.....	15
1.2.1.2. 300 K’de JGS ve SI gerilimini temsil eden gerilim standartları	16
1.2.2. JGS ± 10 V’ta gerilim ölçeğini oluşturur:	17
1.2.2.1. Kuantum oran standardı	18
1.2.3. K_{J-90} değeri SI’ı temsil eder/ K_J değeri SI’ı gerçekleştirir	18
1.3. Geleneksel (Conventional) Josephson Gerilim Standardı	19
1.4. Pogramlanabilir Josephson Gerilim Standardı (PJGS).....	22
1.4.1. PJGS Sistemi	22
1.4.2. Hassas ölçümler	27
1.4.2.1. İki PJGS karşılaştırması (DC).....	27
1.4.2.2. Termal Transfer Aygıtların kalibrasyonu:	29
1.4.2.3. ADC karakterizasyonu	32
1.4.2.4. Empedans ölçümleri.....	33
1.4.2.5. Gerilim-bölücü kalibrasyonları	34
1.4.3. Kuantum voltmetre	34
1.4.3.1. PJGS’nin frekansını artırma teknikleri	36
1.4.5. PJGS spektrumunu temizleme teknikleri.....	37
1.5. Darbe İle Sürülen Josephson Gerilim Standardı.....	38
1.5.1. JAWS Sistemindeki son gelişmeler.....	42
1.5.1.1. Süperiletken JAWS tümdevresi:	42
1.5.1.2. Yığın eklemlerle dizilerdeki eklem yoğunluğunu artırma	44
1.5.1.3. JAWS için darbe desen üreteçleri (DDÜ).....	45
1.5.1.5. JAWS ile sentezlenebilecek işaretlerin frekans aralığı	48
1.5.1.6. JAWS çipi üzerindeki filtrelerin önemi	48

1.5.1.7.	Tüm eklemlere eşit mikrodalga güç dağıtımı.....	49
1.5.1.8.	Sigma delta modülasyonla sayısal kod üretme	50
1.5.2.	JAWS Dizilerinin foto-optik diyotlarla sürülmesi.....	51
1.5.3.	JAWS ile hassas ölçümler	52
1.5.3.1.	JAWS ile TTS/MJTC kalibrasyonu	53
1.5.3.2.	İki JAWS karşılaştırması.....	56
1.5.3.3.	PJGS ve JAWS karşılaştırması	57
1.5.3.4.	JAWS ile empedans köprüleri.....	58
1.5.3.5.	Elektronik devre elemanlarının kalibrasyonu	58
1.5.3.6.	Gerilim-bölücü kalibrasyonları	59
1.5.4.	JAWS ile kuantum voltmetre.....	60
1.6.	Birleşik Josephson Gerilim Standardı.....	60
1.7.	Sayısal Metroloji İçin Josephson Gerilim Standartları	62
2.	SAYISAL TEKNİKLERLE GERİLİM ÖLÇME.....	64
2.1.	28 Bitlik ADC ile Sayısal Metroloji'den Yararlanarak Gerilim Ölçen Sistem	64
2.1.1.	İşaret işleme prensipleri ve sisteme etkileri.....	65
2.1.1.1.	Zamanda ayırık işaret	65
2.1.1.2.	Genlikte ayırık işaret	66
2.1.1.3.	İntegral-alma / örnekle-tut.....	67
2.1.1.4.	Pencereleme veya RMS hesaplama veya eğri-uydurma	67
2.1.2.	IADC'nin çalışma prensibi	69
2.1.2.1.	İntegral alma prensibi.....	69
2.1.2.2.	IADC'nin bant genişliği.....	70
2.1.2.3.	IADC'nin hassas zaman tabanı	71
2.1.2.4.	28 Bitlik ADC'nin zamanlama işaretinin dışarıya alınması	72
2.1.2.5.	ADC'nin statik ve dinamik kazanç davranışı.....	72
2.1.3.	Yazılım	73
2.1.3.1.	Grafik ara-yüz	73
2.1.3.2.	3458A'yı programlama algoritması	74
2.1.3.3.	3458A'dan örnek okuma.....	75
2.1.3.4.	İşaret parametrelerini hesaplama ve hesaplama yöntemine bağlı belirsizlik değerlendirmesi.....	76
2.1.4.	Sistemin uluslararası karşılaştırma ile testi ve ölçüm sonuçları.....	87
2.2.	Sigma-Delta ADC ile Gerilim Ölçen Sistem	91
2.2.1.	İşaret işleme prensipleri ve sisteme etkileri.....	91
2.2.1.1.	Zamanda ayırık işaret	91
2.2.1.2.	Genlikte ayırık işaret	92
2.2.1.3.	Örnekle-tut	92
2.2.1.4.	Pencereleme veya RMS hesaplama veya eğri-uydurma	93
2.2.2.	Sigma-Delta ADC'nin çalışma prensibi	93
2.2.2.1.	Sigma-Delta ADC mimarisi.....	94
2.2.2.2.	Sayısal filtrelemenin etkisi.....	95
2.2.3.	Yazılım	95

2.2.4	Sistem ile alınan ölçümler	95
3.	UME'DE KURULAN PROGRAMLANABİLİR JOSEPHSON GERİLİM STANDARDI.....	100
3.1.	PJGS Kurulumu	100
3.1.1.	PJGS'nin parçaları	100
3.1.2.	Prop yapımı.....	102
3.1.2.1.	Yüksek frekans iletim hattı	102
3.1.2.2.	Düşük frekans iletim hattı	107
3.1.3.	Mikro-dalga kaynak (Milimetre-dalga sentezleyici)	108
3.1.4.	Öngerilimleme elektronığı.....	111
3.1.5.	Optik transeiver sistemi	113
3.1.6.	DAC'ların kalibrasyonu ve kalibrasyon programı	114
3.1.7.	Josephson tümdevresinin istenen kuantum gerilimine programlanması.....	116
3.1.7.1.	Kritik akımın ölçülmesi.....	118
3.1.7.2.	Optimum frekans ve gücün bulunması	118
3.1.7.3.	Eklem dizilerinin I_{n_ideal} akımlarının ve akım marjilerinin ölçülmesi.....	120
3.1.7.4.	Kuantalama algoritması	122
3.1.7.5.	DAC gerilimlerini hesaplayan algoritma	122
3.1.7.6.	Öngerilimleme DAC'larının programlanması	122
3.2.	Kurulan PJGS ile Alınan Ölçüm Sonuçları	125
3.2.1.	Statik ADC karakterizasyonu ve PJGS gerilim adımlarının testi	125
3.2.1.1.	Ölçümlerin alınması.....	125
3.2.1.2.	Ölçümlere ait model fonksiyonların elde edilmesi ve belirsizlik değerlendirilmesi.....	129
3.2.2.	Yarıiletken gerilim standardı kalibrasyonu	134
3.2.2.1.	Ölçümlerin alınması.....	135
3.2.2.2.	Ölçüme ait model fonksiyonun elde edilmesi ve belirsizlik değerlendirilmesi	136
3.2.2.	IADC'nin dinamik kalibrasyonu	140
3.2.2.1.	Ölçümlerin alınması.....	140
3.2.2.2.	Kaçak devre elemanlarının ve gürültünün ölçüm sonucuna etkisi.....	146
3.2.2.3.	Ölçülen spektrumun değerlendirilmesi ve dinamik kazancın tahmini.....	148
3.2.2.4.	Statik ve dinamik IADC kazançları için belirsizlik değerlendirmesi ve kuantum standartlarına izlenebilirlik oluşturma.....	151
3.2.2.5.	Sonuç.....	153
3.2.3.	Sigma-Delta ADC'nin dinamik kalibrasyonu	154
3.2.3.1.	Ölçümlerin alınması.....	154
3.2.3.2.	Kaçak devre elemanlarının ve gürültünün ölçüm sonucuna etkisi.....	160
3.2.3.3.	Ölçülen spektrumun değerlendirilmesi ve dinamik kazancın tahmini.....	162
3.2.3.4.	Sonuç.....	163

3.2.4. Kuantum voltmetre ile ultra-kararlı DAC'ın dinamik kalibrasyonu.....	163
3.2.4.1. Kuantum voltmetre sistemi	164
3.2.4.2. Ölçümlerin alınması	166
3.2.4.3. Ölçüm sonuçlarının değerlendirilmesi	168
3.2.4.4. Sonuç.....	169
4. UME'DE KURULAN DARBE İLE SÜRÜLEN JOSEPHSON GERİLİM STANDARDI.....	172
4.1. Ödünç Alınan Süper İletken Tümdevre ve Taşıyıcısı.....	172
4.2. Prop Boyunca İşaret İletim Sistemi	173
4.2.1. Yüksek frekans iletim hattı.....	173
4.2.2. Düşük frekans iletim hattı.....	174
4.2.3. İletim hatlarının izolasyonu	174
4.3. Süperiletken Tümdevreyi Sürme Elektronik ve Senkronizasyonu	175
4.4. Sistemin Yazılımları	175
4.4.1. Darbe desen üreticinin kontrolü:.....	175
4.4.2. İşaret üreteçlerinin kontrolü:.....	175
4.4.3. Sigma-Delta kod üretme	176
4.4.4. JAWS çıkışını ölçmede kullanılan ölçüm sistemlerinin kontrolü	176
4.5. JAWS Sisteminin Testi	178
4.6. JAWS Sistemi ile Alınan Ölçümler	180
4.6.1. IADC'nin JAWS ile kalibrasyonu	180
4.6.2. Sigma-Delta ADC'nin JAWS ile kalibrasyonu	182
4.7. Sonuç ve Gelecek Dönem Çalışmaları	182
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	186
KAYNAKLAR	188
EKLER.....	200
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	245
ÖZGEÇMİŞ	247

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1. 1.	Yıllara bağlı olarak ülkeler arasındaki yaklaşık bağlı gerilim farkı	5
Şekil 1. 2.	Bazı malzemeler için sıcaklığa bağlı kritik manyetik alan	6
Şekil 1. 3.	Kritik manyetik alan (B_c) kritik süper akım (I_c) ilişkisi	6
Şekil 1. 4.	Akı Tuzaklanması	7
Şekil 1. 5.	Elektron Çiftleri	7
Şekil 1. 6.	a) tünel eklemi, b) noktasal kontakt, c) mikroköprü	8
Şekil 1. 7.	Eklemün ön-gerilimlenmesi	9
Şekil 1. 8.	AC ve DC Josephson Etkileri: a) zayıfça sönümlenmiş J_E , b) sönümlenmiş J_E , c) özet	10
Şekil 1. 9.	Josephson eklemünün elektriksel modeli	11
Şekil 1. 10.	Süper-iletken tünelleme olayının mekanik modeli	12
Şekil 1. 11.	Eklemün kararlı çalışma bölgesi	12
Şekil 1. 12.	Özdeş olmayan eklemeler	14
Şekil 1. 13.	4,2 K'de iki JVS Karşılaştırması	15
Şekil 1. 14.	K _{J-90} 'nın belirlenmesi için yürütülen karşılaştırmanın sonucu	18
Şekil 1. 15.	Geleneksel JGS Tümdevresinde JE yerleşimi	20
Şekil 1. 16.	Geleneksel JGS 10 V Tümdevresi	20
Şekil 1. 17.	Geleneksel JGS Sistemi Şematik	20
Şekil 1. 18.	Geleneksel JGS Sistemi fotoğrafı	21
Şekil 1. 19.	Geleneksel JGS'da İstenen Adımın Seçilmesi	22
Şekil 1. 20.	Programlanabilir JGS Şeması	24
Şekil 1. 21.	Mikrodalga Gücün Seçimi	24
Şekil 1. 22.	Optimum Frekans Seçimi	25
Şekil 1. 23.	Josephson Gerilim Standartlarının Karşılaştırılmasında DC Hızlı Terslemenin Etkisi	28
Şekil 1. 24.	PJGS ile Ölçüm Belirsizliğinin Düşürülmesi	29
Şekil 1. 25.	PJGS ile MJTC Kalibrasyon Düzenegi ve FRDC kalibrasyon sonucu	30
Şekil 1. 26.	Transientleri azaltan PJGS düzenegi	31
Şekil 1. 27.	Transientlerin etkisi nedeniyle PJGS ile doğrudan sentez kuantum değildir	32
Şekil 1. 28.	PJGS ile Transientleri kompanze eden AC-DC transfer kalibrasyonu	32
Şekil 1. 29.	3458A'ile RMS değer ölçüm belirsizliği	33
Şekil 1. 30.	JGS ile Empedans Köprüleri Ölçüm Düzenegi	33
Şekil 1. 31.	Geleneksel ve PJGS'li köprülerle Direnç ve Kapasitans Oranları	34
Şekil 1. 32.	3458'in giriş filtresi oturma zamanını arttırmaktadır	35
Şekil 1. 33.	Kuantum Voltmetre Prensipleri	35
Şekil 1. 34.	Kuantum Voltmetre ile PJGS kalibrasyonu	36

Şekil 1. 35.	PJGS Dalga Formu ve Spektrumu (Basamak yaklaşımli sinüs ile Sigma delta modüleli sinüsün spektrumları)	37
Şekil 1. 36.	Darbe ve Sinüs (CW) ile Sürmede 1.Shapiro Marjinleri	38
Şekil 1. 37.	Darbe ile Sürülen JGS ile Spektrum İyileştiriliyor	40
Şekil 1. 38.	Darbe ile Sürelen JGS'nin Çalışma Prensibi (soldaki sistem PTB ve sağdaki sistem NIST).....	40
Şekil 1. 39.	Josephson Kuantalayıcısının Spektruma Etkisi	41
Şekil 1. 40.	TTS (FLUKE 792) ile Çalışma Marjinleri	42
Şekil 1. 41.	Tek bir JAWS dizisinin sürülmesi	43
Şekil 1. 42.	Seri Bağlı Yığın Eklemler.....	44
Şekil 1. 43.	NIST'in JAWS dizilerini sürme elektronığı	46
Şekil 1. 44.	PTB'nin kullandığı Darbe Desen Üretici	47
Şekil 1. 45.	JAWS Dizilerinin Seri Bağlanması Üstte PTB, Altta NIST 1 V ve 2V	48
Şekil 1. 46.	Sigma Delta Modülatör.....	51
Şekil 1. 47.	JAWS dizilerini optik darbelerle sürme (Q_Wave Projesi ile gelinen aşama)	52
Şekil 1. 48.	Optik darbelerle JAWS dizilerinin sürülmesi.....	52
Şekil 1. 49.	6 mVrms'de TTS kalibrasyonu (geleneksel ve kuantum sistemlerinin karşılaştırması)	53
Şekil 1. 50.	100 mVrms'de TTS karşılaştırması	54
Şekil 1. 51.	JAWS ile TTS kalibrasyonu Karşılaştırması: Kablonun Etkisi ve Çözümü	54
Şekil 1. 52.	Kuantum İşaretin İlerlediği Transmisyon Hattı	55
Şekil 1. 53.	Kısa kablo kullanılarak JAWS ile TTS kalibrasyonu karşılaştırması	56
Şekil 1. 54.	1 MHz'de 4,2 K'de İki JAWS Karşılaştırması.....	56
Şekil 1.55.	PJGS ve JAWS Karşılaştırması	57
Şekil 1. 56.	Termal Transfer Standartlar ve Kuantum voltmetre kullanarak JAWS çıkışının karşılaştırması.....	58
Şekil 1. 57.	JAWS ile Empedans Köprüleri.....	59
Şekil 1. 58.	Elektronik devre elemanlarının kalibrasyonu	59
Şekil 1. 59.	JAWS ile Delta Sigma Kuantum Voltmetre	60
Şekil 1. 60.	Birleşik JGS Sisteminin Kuantum Voltmetre ile Ölçüm Stratejisi	61
Şekil 1. 61.	Birleşik Josephson Gerilim Standadının 'İsegtrim' Bağımlılığı (SIB59 RMG01 Araştırması ile Elde Edilen Sonuçlar).....	62
Şekil 1. 62.	JAWS ve PJGS'nin kullanım alanları	63
Şekil 2. 1.	28 Bitlik ADC ile Örneklemeli Ölçümler Alan Sistem (Üstte senkron, altta asenkron ölçüm düzeneği).....	65
Şekil 2. 2.	IADC'nin Transfer Fonksiyonu	67
Şekil 2. 3.	3458A'nın Analog Devrelerinin Transfer Fonksiyonları	70
Şekil 2. 4.	Yazılımın Kullanıcı/Operatör Arayüzü	74
Şekil 2. 5.	3458'den Örnek Okuma Algoritması	77
Şekil 2. 6.	Aivon DAC Mimarisi	83
Şekil 2. 7.	W1 Dalga türü için TÜBİTAK UME'de alınan ölçüm Sonuçları	89
Şekil 2. 8.	W1 Dalga Formu için Karşılaştırma Ölçümü Sonuçları.....	90

Şekil 2. 9.	W1 Dalga Formlarının Ölçümünde RMS Formülü Kullanıldığında Belirsizlik Kaynaklarının Toplam Belirsizliğe Katkısı (Kapsama aralığı %68).....	90
Şekil 2. 10.	Aşırı Örneklemenin İşaret/Kuantalama -Gürültü Oranına Etkisi	93
Şekil 2. 11.	Birinci Dereceden Sigma-Delta ADC Mimarisi	94
Şekil 2. 12.	Sigma-Delta ADC'nin Karakterizasyonu İçin Ölçüm Düzeneği.....	97
Şekil 2. 13.	50 kS/s Örnekleme Frekansında ADC'nin Kazancı, Faz-farkı ve SINAD Ölçüm Sonuçları	98
Şekil 2. 14.	50 kS/s Örnekleme Frekansında ADC'nin Kazanç Kararlılığı.....	99
Şekil 3. 1.	Ödünç alınan süperiletken tümdevre ve taşıyıcısı	100
Şekil 3. 2.	Programlanabilir Josephson Gerilim Standardı Sistemi	102
Şekil 3. 3.	Dalga Kılavuzu	104
Şekil 3. 4.	Prop Zayıflatma Ölçümleri İçin Ölçüm Düzeneği.....	105
Şekil 3. 5.	Prop Ölçümleri.....	106
Şekil 3. 6.	İzolasyon Direnci Ölçüm Düzeneği.....	107
Şekil 3. 7.	Prop Fotoğrafları.....	108
Şekil 3. 8.	MMDS'nin Muayene Kabul Ölçümleri İçin Ölçüm Düzeneği	110
Şekil 3. 9.	MMDS'nin Muayene Kabul Ölçüm Sonuçları.....	111
Şekil 3. 10.	Proba Monte Edilmiş Mikrodalga Kaynak	111
Şekil 3. 11.	Josephson Eklem Dizilerini Öngerilileme Elektronikleri	112
Şekil 3. 12.	Optik Transceiver Sistemi	114
Şekil 3. 13.	Jitter Ölçüm Düzeneği	114
Şekil 3. 14.	DAC Kalibrasyon Düzeneği	115
Şekil 3. 15.	DAC Kalibrasyonu Arayüzü.....	116
Şekil 3. 16.	Josephson SİT'i ve Öngerilileme DAC'larının Bağlantı Şeması.....	117
Şekil 3. 17.	Yazılımla Kritik Akım Ölçümü	118
Şekil 3. 18.	Optimum Mikrodalga Frekans ve Güç Ölçümü	119
Şekil 3. 19.	I_{n_ideal} Akımlarının Belirlenmesi	120
Şekil 3. 20.	Segmentlerin Shapiro Adımlarını Bulan Algoritma	123
Şekil 3. 21.	Öngerilileme DAC'larının Gerilimlerini Hesaplayan Algoritma	124
Şekil 3. 22.	3458'in Statik Kazanç Ölçümü ve Marjin Kontrolü Yapan Arayüzü.....	127
Şekil 3. 23.	ADC'nin Statik Kazanç Kalibrasyonu	128
Şekil 3. 24.	Voltmetrenin Toplam Doğrusalsızlık Ölçüm Sonuçları	128
Şekil 3. 25.	Marjin Kontrolü	128
Şekil 3. 26.	IADC'nin Statik Kalibrasyonu İçin Hazırlanan Yazılımın Arayüzü.....	129
Şekil 3. 27.	Statik IADC/Voltmetre Kalibrasyonu Devre Şeması	130
Şekil 3. 28.	Statik Kazancın $I_{segtrim}$ Bağımlılığı	131
Şekil 3. 29.	Statik Kazancın Zamana Bağlı Değişimi.....	134
Şekil 3. 30.	Josephson Gerilim Standardı ile Yarı İletken Gerilim Standardının Karşılaştırılması.....	135
Şekil 3. 31.	JGS ile Y.İ. GS Karşılaştırmaya Ölçümünün Devre Şeması Gösterimi	137
Şekil 3. 32.	V_{UUT} Ölçüm Sonucunun $I_{segtrim}$ 'e Bağımlılığı	138
Şekil 3. 33.	Ölçüm Sonucunun Karşılaştırması	138

Şekil 3. 34.	Gerilim Standardının İç Direncinin Belirlenmesi.....	139
Şekil 3. 35.	Dinamik Kalibrasyon İçin Rastgele Dalgaların Seçimi.....	141
Şekil 3. 36.	Gecikmenin Statik-Dinamik Kazanç Farkına Etkisi.....	142
Şekil 3. 37.	İntegrasyon Süresinin Dinamik Kazanç Etkisi.....	143
Şekil 3. 38.	İşaret Frekansının Dinamik Kazanç Etkisi.....	144
Şekil 3. 39.	Küçük İntegrasyon Sürelerinde Gecikmenin Etkisi.....	144
Şekil 3. 40.	Küçük İntegrasyon Sürelerinde Kazancın Frekans Bağımlılığı.....	145
Şekil 3. 41.	IADC'nin Dinamik Ölçümleri İçin Ölçüm Devresi.....	147
Şekil 3. 42.	IADC'nin PJGS ile Kalibrasyonunda Frekansa Bağlı Olarak TJoseph ve Zin_{eq}	147
Şekil 3. 43.	IADC Örneklerinin fft'si ile Elde Edilen Spektrum.....	148
Şekil 3. 44.	Ölçümlerdeki Bozulma ve Gürültünün Miktarı.....	150
Şekil 3. 45.	İki Farklı Örnekleme Oranı İçin Jitter'den Kaynaklanan Belirsizlik.....	152
Şekil 3. 46.	Sigma Delta ADC'nin PJGS ile Kalibrasyon Düzeneği.....	155
Şekil 3. 47.	PJGS ile Dinamik ADC Kalibrasyonu İçin Geliştirilen Arayüz.....	155
Şekil 3. 48.	Sigma-Delta ADC ile Örneklenen PJGS Çıkışı.....	156
Şekil 3. 49.	Sigma-Delta ADC Kazancının Frekans Bağımlılığı.....	157
Şekil 3. 50.	Sigma-Delta ADC'nin Zamana Bağlı Kazanç Kalibrasyonu.....	159
Şekil 3. 51.	Ölçülen Toplam Doğrusalsızlık (INL) Hataları ve SINAD.....	160
Şekil 3. 52.	Sigma-Delta ADC'nin PJGS ile Kalibrasyonunda Frekansa Bağlı Olarak TJoseph ve Zin_{eq}	161
Şekil 3. 53.	Sigma Delta ADC Örneklerinden ve Kuantum Örneklerden Hesaplanan Spektrumlar ve Kazanç.....	162
Şekil 3. 54.	Kurulan Kuantum Voltmetre ile DAC'ın Bağlantı Şeması.....	165
Şekil 3. 55.	Kurulan Kuantum Voltmetre ile DAC'in Ölçüm Esnasındaki Fotoğrafı.....	165
Şekil 3. 56.	Ölçüm Sisteminin Elektrik Devre Şeması ve İşaretleri.....	166
Şekil 3. 57.	Kuantum Voltmetre Yazılımının 62,5 Hz Ölçümü Esnasında Ürettiği İstatistik Sonuçlar.....	169
Şekil 3. 58.	Kuantum Voltmetre ile Elde Edilen Örnekler Üzerinden Hesaplanan Spektrum.....	170
Şekil 3. 59.	Kuantum Voltmetre ile Alınan Ölçümler ve Bu Ölçümlerin Kurulu AC Gerilim Ölçüm Teknikleriyle Karşılaştırılması.....	171
Şekil 4. 1.	Yapıştırıldığı PCB'den Kopan Tümdevre.....	173
Şekil 4. 2.	UME'de Üretilen Probenin Farklı Kısımlar.....	174
Şekil 4. 3.	Sigma-Delta Kod Üretme Akış Diyagramı.....	177
Şekil 4.4.	SNS Yapılı JE'lerinin IV Eğrilerini Test Etmek İçin Kurulan Sistem ve JE Eklemlerinin IV Eğrileri.....	179
Şekil 4. 5.	AC İşaretlerin Üretilmesi Esnasında JAWS Sisteminin Fotoğrafı.....	180
Şekil 4. 6.	UME'de Kurulan Sistem ve PTB'den Ödünç Alınan Tümdevreye Bağlantısı.....	181
Şekil 4. 7.	JAWS ile Kalibrasyon Sonrasında IADC'nin Frekansa ve İntegrasyon Süresine Bağlı Hataları.....	183
Şekil 4. 8.	IADC'nin Dinamik Kazanç Hatası ve AC-DC Fark ve AC Gerilim Kalibrasyon Belirsizlikleri.....	184

TABLolar DİZİNİ

Tablo 1. 1.	Geleneksel JGS ve ikincil standartlarla oda şartlarında kalibrasyon.....	17
Tablo 2. 1.	İntegrasyon Süresine Bağlı Çözünürlük Belirsizliği	66
Tablo 2. 2.	İADC'nin Model Fonksiyonu Bileşenleri.....	69
Tablo 2. 3.	DAC Örnekleme Frekansları	82
Tablo 3. 1.	LeCroy DAC Kalibrasyon Programı Çıktısı Örneği.....	116
Tablo 3. 2.	DAC'ların Kararlılık Ölçümlerine Örnek	116
Tablo 3. 3.	Ölçülen I_{n_ideal} Akımlarına Örnek	121
Tablo 3. 4.	PJGS ile Gerilim Ölçer Kalibrasyonu Belirsizlik Bütçesi.....	132
Tablo 3. 5.	Süper İletken Gerilim Standardı ile Yarı İletken Gerilim Standardının Karşılaştırılması.....	138
Tablo 3. 6.	Ti 800 μ s ve fm 100 Hz İçin Belirsizliğin Değerlendirilmesi ve Literatürdeki Benzer Ölçümlerin Belirsizliği ile Karşılaştırılması	152
Tablo 4.1.	27.08.2019-02.09.2019 Tarihlerindeki Çalıştırmada DC Marjinler	179
Tablo 4. 2.	JAWS ile Sigma-Delta ADC Ölçüm Sonuçları	184

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

β_c	:	McCumber Katsayısı
K_J	:	Josephson sabiti (GHz/V)
K_{J-90}	:	Josephson sabitinin 1990 yılında kabul edilen değeri (GHz/V)
E	:	Elektron yükü (C)
h	:	Plank sabiti (J.s)
$\Delta\nu_{Cs}$:	Cs (sezyum-133) atomunun iki enerji seviyesi arasındaki geçişinde yayılan fotonun aşırı ince geçiş frekansı (Hz)

Kısaltmalar

ADC	:	Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog to Digital Converter)
AIST	:	Japonya İleri Teknolojiler Araştırma Enstitüsü
ENOB	:	Effective Number of Bits (Etkin Bit Sayısı)
CEM	:	İspanya Metroloji Enstitüsü
CCEM	:	Consultative Committee for Electricity and Magnetism (Elektrik ve Manyetizma Danışma Komitesi)
CGPM	:	Ölçüler ve Tartılar Genel Konferansı
CMC	:	Capacity of Measurement Capability (Ölçüm Yeteneğinin Kapasitesi)
CW	:	Continuous Wave (Sürekli Dalga)
DINT	:	Double Integer (32 Bitlik Tamsayı)
DAC	:	Sayısal Analog Dönüştürücü (Digital to Analog Converter)
DDÜ	:	Darbe Desen Üretici
GJGS	:	Geleneksel Josephson Gerilim Standardı
IADC	:	İntegral Alma prensibiyle çalışan ADC (Integrating Analog to Digital Converter)
INL	:	Integral Nonlinearity (Toplam Doğrusalsızlık)
INRIM	:	İtalya Metroloji Enstitüsü
JAWS	:	Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer (Josephson Rastgele Dalga Sentezleyici)
JE	:	Josephson Ekleme
JGS	:	Josephson Gerilim Standartları
MD	:	Mikro Dalga
METAS	:	İsviçre Metroloji Enstitüsü
NIST	:	Amerika Birleşik Devletleri Metroloji Enstitüsü
MJTC	:	Multy Junction Thermal Converter (Çok eklemlili ısı çevirici)
MMDS	:	MiliMetre Dalga Sentezleyici
MMWS	:	MilliMeter Wave Synthesizer (MiliMetre Dalga Sentezleyici)
NMIA	:	Avustralya Metroloji Enstitüsü
NPLC	:	Number of Power Line Cycles (Şebeke Beslemesinin Frekansı)

NRZ	:	Non Return Zero (Sıfıra Dönmeyen)
NRC	:	Kanada Metroloji Enstitüsü
NTF	:	Noise Transfer Function (Gürültü Aktarım Fonksiyonu)
PCB	:	Printed Circuit Board (Baskı Devre)
PJGS	:	Programlanabilir Josephson Gerilim Standardı
PJVS	:	Programmable Josephson Voltage Standard
PMJTC	:	Planner Multy Junction Thermal Converter (Düzlemsel Çok Eklemlili Isıl Çevirici)
PTB	:	Almanya Metroloji Enstitüsü
RZ	:	Return Zero (Sıfıra Dönen)
SİT	:	Süper İletken Tümdevre
SI	:	Uluslararası birim sistemi
SINAD	:	Signal to Noise and Distortion (İşaret Gürültü ve Bozulma Oranı)
SNS	:	Süperiletken Normal-metal Süperiletken
SP	:	İsveç Metroloji Enstitüsü
STF	:	Signal Transfer Function (İşaret Aktarma Fonksiyonu)
TTS	:	Termal Transfer Standart
VSL	:	Hollanda Metroloji Enstitüsü
VTT	:	Finlandiya Metroloji Enstitüsü

JOSEPHSON GERİLİM STANDARTLARI KULLANILARAK SAYISAL METROLOJİNİN İYİLEŞTİRİLMESİ

ÖZET

Bu tezin amacı gelişen sayısal metrolojinin kalbi olan DAC ve ADC'lerin kalibrasyonlarını yeni nesil Josephson Gerilim standartları kullanarak iyileştirmektir. Tezin ilk bölümünde Josephson etkisi ve bu etkiyi kullanan geleneksel ve yeni nesil Josephson Gerilim Standartları tanıtılmıştır. Josephson Gerilim Standartlarının tarihesi ve elektriksel metrolojideki kullanım alanları literatür taranarak ortaya konulmuştur. Tezin ikinci bölümünde sayısal teknikler kullanarak gerilim ölçmek üzere geliştirilen sistemler tanıtılmıştır. Sistemlerden biri uluslararası karşılaştırma ölçümlerinde kullanılmış ve karşılaştırma ölçümleri ayrıntılı belirsizlik analizi ile birlikte sunulmuştur.

Tezin üçüncü bölümünde Programlanabilir Josephson Gerilim Standardı olarak bilinen standardın kurulumu, programlanması ve kullanımı ayrıntılarıyla anlatılmıştır. Kurulan standartla üretilen gerilimlerin kuantum durumunu araştırmakta kullanılan ve standardın bir parçası olan ADC statik koşullarda ölçülmüş, bu ölçüme ait ayrıntılı belirsizlik analizi verilmiştir. Kurulan standardın çıkışı yarıiletken gerilim standardı ile karşılaştırılarak test edilmiştir. Bu testin sonuçları ve belirsizlik analizi sunulmuştur. Sistemdeki ADC dinamik koşullarda da kurulan standartla karakterize edilmiştir. Ölçüm sonuçları ve bu ölçüme ait belirsizlik ayrıntılarıyla değerlendirilmiştir. Yüksek Hızlı “Sigma-Delta” ADC'nin kazancı da kurulan standart kullanılarak farklı tarihlerde ölçülmüş ve ölçüm sonuçları sunulmuştur. ADC'lerin yanı sıra tezin ikinci bölümünde bahsi geçen karşılaştırmada transfer cihazı olarak kullanılan ultra kararlı DACın benzeri bir cihaz da kurulan standart ile ölçülmüştür. Bu ölçümle kurulu AC gerilim metrolojisinin iyileştirilebildiği gösterilmiştir.

Tezin Dördüncü bölümünde Josephson Rastgele Dalga Üretici olarak adlandırılan sistemin kurulumu anlatılmıştır. Kurulan sistemle tezin ikinci bölümünde geliştirilen sistemler ölçülmüş ve ölçüm sonuçları sunulmuştur.

Bu tez çalışmasıyla, DAC ve ADC'lerin kurulu AC gerilim metrolojisi yerine yeni nesil JGS ile kalibre edildiğinde daha düşük belirsizliklerin elde edilebileceği gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: ADC, DAC, Gerilim Metrolojisi, Josephson Gerilim Standartları, Sayısal Metroloji.

IMPROVING DIGITAL METROLOGY BY USING JOSEPHSON VOLTAGE STANDARDS

ABSTRACT

The aim of this thesis is to improve the calibration of the DAC and ADCs, which are the heart of the developing digital metrology, by using new generation Josephson Voltage standards.

In the first part of the thesis, the Josephson effect, traditional and new generation Josephson Voltage Standards that use this effect are introduced. The history of the Josephson Voltage Standards and their usage in electrical metrology are presented by searching the literature.

In the second part of the thesis, Developed Systems that measure voltage using digital techniques are introduced. The developed system was used in international comparison and comparison measurements were presented with detailed uncertainty analysis.

In the third part of the thesis, the installation, programming and usage of the standard known as Programmable Josephson Voltage Standard is explained in detail. ADC, which is used to investigate the quantum state of the generated voltages, and which is part of the standard, is characterized in static conditions, detailed uncertainty analysis of this characterization is given. The output of the installed standard was also compared with a semiconductor voltage standard. The results of this comparison and uncertainty analysis is presented. The gain of the ADC which is the part of the system is characterized by the established standard under dynamic conditions. The measurement results and the uncertainty of this measurement were evaluated in detail. The gain of the High-Speed ADC was also measured and measurement results were presented. An ultra-stable DAC similar to the used as a transfer device in the international comparison in the second part of the thesis, was also measured with the standard developed. With this measurement, it has been shown that the installed AC voltage metrology can be improved

In the fourth part of the thesis, the installation of the system called Josephson Arbitrary Waveform Generator is explained. The systems developed in the second part of the thesis were measured with this system and measurement results were presented.

With this thesis, it has been shown that lower uncertainties can be achieved when DACs and ADCs are calibrated with the new generation JGSs instead of the conventional AC voltage metrology.

Key Words: ADC, DAC, Voltage Metrology, Josephson Voltage Standards, Digital Metrology.

GİRİŞ

Sayısal Metroloji, günümüzde birçok fiziksel büyüklüğün ölçümünde kullanılmaktadır ve enstrumantasyon sektörünün tercihidir. Sayısal metrolojinin kalbi DAC ve ADC'lerdir. Sayısal metrolojiden yararlanarak ölçülecek fiziksel büyüklüklerin doğruluğu DAC ve ADC'lerin doğruluğundan daha iyi olamaz.

Josephson Gerilim Standartları (JGS), Josephson etkisinin gerilim metrolojisinde kullanıldığı son 50 yıldan beri sürekli geliştirilmektedir. Şu anda, bu standartlarla 0-1 V 100 kHz, 0-10 V 1 kHz aralığında, rast gele dalga formlarına sahip işaretler üretilmektedir. Yüksek çözünürlüklü DAC ve ADC'leri bu aralıkta doğrudan kuantum standartlarıyla kalibrasyonu için, bu standartları kurmak, kalibrasyon prosedürlerini tanımlayarak sayısal metrolojiyi iyileştirmek, böylelikle yeni SI birim sistemine doğrudan izlenebilir kılmak bu tezin konusudur.

Bu tezde 'Genel Bilgiler' bölümünde JGS'lerinin son 60 yıllık gelişimi ve elektriksel metrolojideki artan önemi tanıtılmıştır.

"Sayısal Tekniklerle Gerilim Ölçümü" bölümünde UME'de bulunan örnekleyici cihazlara dayanan ve bu tezin hazırlık sürecinde kurulan Sayısal Ölçüm Sistemleri tanıtılmıştır.

"UME'de Kurulan Programlanabilir Josephson Gerilim Standardı (PJGS)" Bölümünde UME'de kurulan PJGS Standardı ve bu standart kullanılarak gerçekleştirilen ADC ve DAC ölçümleri sunulmuştur.

"UME'de Kurulan Darbe ile Sürülen Josephson Gerilim Standardı" Bölümünde UME'de Kurulan JAWS (Josephson Arbitrary Waveform Generator) Sistemi ve bu sistemle alınan ADC ölçümleri tanıtılmıştır.

"Sonuç ve Öneriler" Bölümünde bu tez süresince elde edilen sonuçlar özetlenmiş ve gelecekte JGS ve sayısal ölçümlerin iyileştirilmesi için yapılması gerekenlere değinilmiştir.

Ölçüler ve Tartılar Genel Konferansı (CGPM) 1875 yılında Metre Antlaşmasıyla kurulan uluslararası bir organizasyondur. Eski SI birim sistemi 1960'ta düzenlenen, CGPM'de kabul edilmiştir. (B. N. Taylor 1991) birim sisteminin amacını aşağıdaki şekilde tanımlamıştır:

“SI birim sistemi uluslararası bir ve eş olan birim sistemini bulmaya çalışır”.

Amper (A) eski SI'da tanımlı 7 temel birimden elektriğe ait olan tek birimdir. Eski SI birim sisteminde Amper şu şekilde tanımlanmıştır:

“Ampere, sonsuz uzunlukta, ihmal edilebilir dairesel kesitte, tam vakum içine yerleştirilmiş birbirinden 1 metre uzaklıkta, iki paralel iletkenin içinden akan ve iletkenlerde, $2 \cdot 10^{-7}$ N/m kuvvet oluşturan sabit akımdır, (9. CGPM, 1948)”.

Gerilim, SI'da tanımlı temel bir birim değildir. Eski SI'da bir iletkenin iki noktası arasındaki akımın 1 A, gücün ise 1 W olduğu durumdaki gerilim düşümüne 1 V denilmiştir. SI geriliminin gerçekleşmesi bu nedenle amper ve gerilimi, uzunluk, kuvvet ve güç gibi mekaniksel büyüklüklere bağlar. Akım ve Gerilimin eski SI'e göre gerçekleştirilmesi (realizasyonu) 10^{-5} (10 ppm (parts per million)) mertebesinde belirsizliklerle/tekrarlanabilirliklerle mümkün olmuştur.

Modern cihazlar 0,4 ppm (parts per million) belirsizlikle gerilim ölçümüne ihtiyaç duymuştur. Bu ihtiyacı karşılamak için metrologlar 0,001 ppm tekrarlanabilirliğe sahip gerilim standartları geliştirmişlerdir. Bu standartlar gerilimi, 20 Mayıs 2019 tarihine kadar SI birim sistemine göre gerçekleştirememiş ancak onu temsil etmişlerdir. Bu standartlar SI geriliminin realizasyonunu hatırlayan standartlar oldukları için temsil sözcüğü ile ifade edilmiştir.

1972 yılından önce SI “Voltun” temsili Weston hücreleri bankalarına değer atanarak gerçekleştirilmiştir. Bu elektrokimyasal aygıtlardaki kayma ve taşıma problemleri gerilim birliğini $1 \mu\text{V}/\text{V}$ (ppm) civarında sınırlamıştır. Josephson etkisinin bulunması ile bu birlik hızla artmıştır (Bknz. Şekil 1. 1).

20 Mayıs 2019 tarihi itibarıyla yeni SI birim sisteminin kullanımına başlanmıştır. Yeni SI birim sisteminde akım aşağıdaki ifade ile tanımlanmıştır:

“ Amper, ‘A’ sembolü ile gösterilen elektrik akımını ifade eden bir SI birimidir. Amper, birim elektrik yükünün (e) sabit değeri $1,602\ 176\ 634 \times 10^{-19}$ C alınarak

tanımlanır. Burada C birimi (A×s)'ye eşit olup saniye $\Delta\nu_{cs}$ (9 192 631 770 Hz) olarak tanımlanır”

Böylelikle elektron yükü sabiti belirlenmiştir. Akımın tanımına göre gerçekleştirilmesi elektron sayan aygıtların çok düşük frekanslarda çalıştırılabilmesi nedeniyle hala yüksek belirsizlikle mümkündür.

Yeni SI birim sisteminde tanımlanan bir diğer sabit de Plank sabitidir (6,626 070 15 $\times 10^{-34}$). Josephson sabiti elektron yükü ve plank sabitine bağlıdır. 20 Mayıs 2019'dan sonra, yeni SI 'da tanımlı bu sabitler kullanılarak gerilim gerçekleştirildiği için Josephson Gerilim standartları SI'ı temsil eden yerine gerçekleştiren standartlar olmaktadır.

AC Gerilim, ısı-enerji transfer aygıtları kullanılarak DC gerilim metrolojisine bağlanmaktadır. Bir direnç ve bu direncin üzerine yerleştirilmiş sıcaklık sezicisinden (ısı-çift) oluşan bu aygıtlarla AC gerilimin etkin değeri ölçülmektedir.

Elektriksel işaret veri dönüştürücülerle sayısallaştırıldığında, elde edilen sayısal verilerden işaretin etkin değeri, tepe değeri, harmonik bileşenleri hesaplanabilmektedir. Hassas tümdevre üretim teknolojisindeki gelişmeler veri dönüştürücülere, örnekleme hızı ve doğrulukta, kademe atlatmıştır. Ancak sadece işaretin RMS değerini belirleyen kurulu AC gerilim metrolojisi, sayısal metrolojinin ihtiyaçlarını karşılayamamaktadır.

Sayısal metroloji enstrumantasyon sektöründe seçilen yöntemdir. Günümüzde şebekeye bağlanan lineer olmayan yükler giderek artmaktadır. Bu yüklerin sebep olduğu harmonikleri ölçen ve sönmöleyen sistemler DAC ve ADC'leri kullanılmaktadırlar. Dinamik kuvvet, tork ve basınç ölçümleri sensör çıkışının sayısallaştırılması ve ölçüm parametrelerinin elde edilmesine dayanır.

Günümüzde kullanılan teknikler AC ve DC metrolojiye iki ayrı disiplinmiş gibi davranmaktadır. Isıl gerilim dönüştürücüler harmonikli işaretlerin genliğini doğru ölçemez çünkü AC-DC farklar harmoniksiz işaretler için tanımlanır ve ancak işaret yeterince saf olduğu zaman anlamlıdır. 1 kHz ve 100 kHz frekanslarında iki harmoniği içeren bir işaretin ısı-enerji transfer aygıtları kullanılarak genliği belirlenmek istendiğinde,

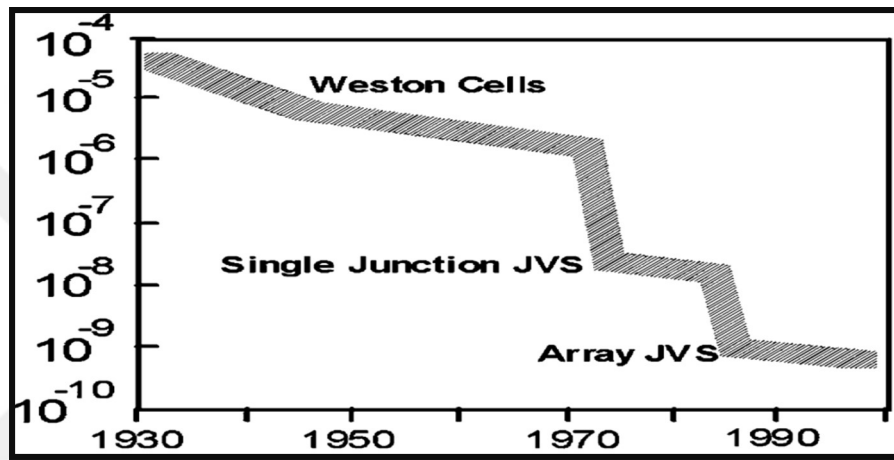
aygıtın 1 kHz ve 100 kHz için belirlenen AC-DC fark değerlerinden hangisinin kullanılacağı sorusu akla gelmektedir: Bu sorunun cevabı belirsizdir.

AC metroloji, Kuantum metrolojisinden doğrudan yararlanamamaktadır. AC gerilim ölçümlerinde sayısal teknikler kullanarak yüksek doğruluklu ADC ve DAC kalibrasyonlarının gerçekleştirilmesi, AC Gerilim Metrolojisinin doğrudan yeni SI'a bağlanması bu tezin ve Gerilim Metrolojisinin amaçlarındandır.



1. GENEL BİLGİLER

Şekil 1. 1.'de gösterilen grafikte gerilim birliğinin tarihçesi DC Gerilim için verilmiştir. Bu şekilde yatay ekseninde tarih dikey ekseninde ise laboratuvarlar arasındaki karşılaştırmaların bağlı belirsizliği verilmiştir. (Benz ve Hamilton 2004). Bu şekilden de görüldüğü gibi Josephson Gerilim standartları gerilim birliğinde çığır atlatmıştır.



Şekil 1. 1. Yıllara bağlı olarak ülkeler arasındaki yaklaşık bağlı gerilim farkı

1.1 . Josephson Gerilim Standartları ve Tarihçesi

Josephson eşitliği normal iletkenlerde bulunan tünelleme akımlarının süper iletkenlerdeki süper akımda da olup olmadığı sorusunun cevabı aranırken bulunmuştur. Josephson Gerilim standartlarının tasarımında ve kullanımında süperiletkenlik fiziğinin bazı ilkeleri çok önemlidir. Josephson etkisini ve bu etkiye dayanan gerilim standartlarını incelemeden önce kısaca bu bilgiler aşağıdaki gibi verilmiştir.

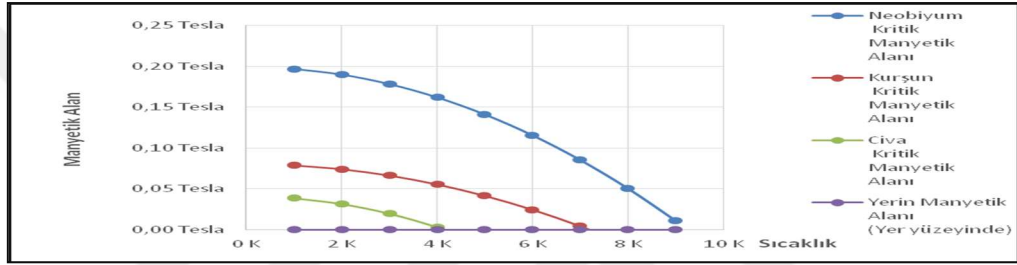
1.1.1. Süperiletkenlik ve Josephson Etkisi

1.1.1.1. Süperiletkenlik

1908 yılında Hollandalı Fizikçi Heike Kamerlingh Onnes kaynama sıcaklığı 4,2 K olan Helyumu sıvılaştırarak metallerin düşük sıcaklıklardaki öz dirençlerini ölçmeye

başlamıştır. 4,2 K'den sonra cıvanın öz direncinin ölçülemeyecek seviyelere düştüğünü fark etmiştir. Onnes bu olayı kusursuz iletken anlamına gelen “aşırı-iletken” olarak adlandırmıştır (Serway 1996).

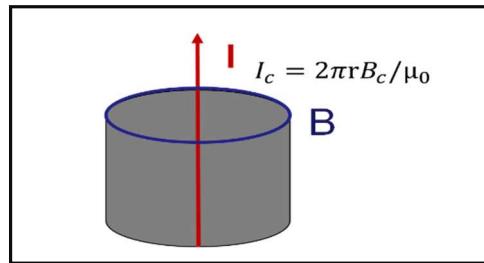
1933'de W Hans Meissner ve Robert Ochsenfold süperiletkenlerin manyetik özelliklerini incelemişler ve manyetik alan altında süperiletkenliğin kaldırılabilirliğini keşfetmişlerdir. Süperiletkenliğin kaldırıldığı manyetik alan şiddetine kritik manyetik alan denilmektedir. Sıcaklığa bağlı olarak süperiletkenliğin kritik manyetik alan şiddeti farklı malzemeler için Şekil 1. 2'deki grafikte verilmiştir. Bu ilişki deneysel sonuçlardan yararlanarak (1. 1) Eşitliği ile ifade edilmiştir. (Serway 1996)



Şekil 1. 2. Bazı malzemeler için sıcaklığa bağlı kritik manyetik alan

$$B_c(T) = B_c(0) \cdot \left(1 - \left(\frac{T}{T_c}\right)^2\right) \quad (1. 1)$$

Süper iletken içinde akan akım süper iletkenin dış yüzeyinde bir manyetik alana neden olur. Bu manyetik alan kritik manyetik alan büyüklüğünü aştığında süper iletkenlik durumundan normal iletkenlik durumuna geçilir. Süperiletkenliği ortadan kaldıran bu akım değerine kritik akım denir.

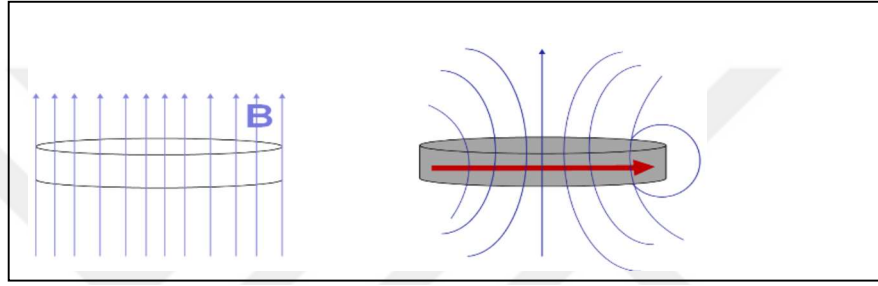


Şekil 1. 3. Kritik manyetik alan (B_c) kritik süper akım (I_c) ilişkisi

Süperiletkenin içindeki/ortasındaki manyetik alan sıfırdır. Yüzeyde oluşan manyetik alan B_c kritik akımının altında olduğu sürece, manyetik alan şiddeti iletkenin içine doğru eksponansiyel olarak azalmaktadır. Manyetik alanın süperiletkenin dışından

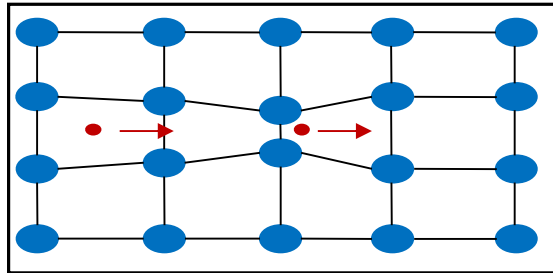
içine doğru nüfuz ettiği ince kalınlığa nüfuz derinliği denilmektedir. Nüfuz derinliğinin de sıcaklık bağımlılığı olduğu bulunmuştur.

Manyetik alan altında bulunan bir iletken halka süperiletkenlik sıcaklıklarına kadar soğutulduğunda, özdirencin sıfır olması nedeniyle halkada bir süper akımın indüklendiği görülmüştür. Bu akım, akıma sebep olan manyetik alan kaldırıldığında dahi hiçbir dirençle karşılaşmadığı için akmaya devam eder ve sonsuza kadar akacağı öngörülmüştür. Bu duruma akı tuzaklanması denilmektedir (trap flux). Bu olay Şekil 1. 4’de gösterilmiştir.



Şekil 1. 4. Akı Tuzaklanması

1957 yılında Süper iletkenliğin fiziksel doğası BCS (Teoriyi açıklayan J. Bardeen, L.N. Cooper, J. R. Schrieffer’in adlarıyla anılmaktadır) teorisi ile açıklanmıştır (Bardee, Cooper ve Schrieffer 1957). Bu teori süper akımın elektron çiftleri başka bir deyişle «Cooper Çiftleri» ile ilerlediğini söylemiştir. Düşük sıcaklıklarda çekirdeklerin titreşimleri azalmaktadır. Örgünün, zıt yüklü olsalar bile elektronların birbirini çekmesine olanak tanıdığını söyleyen bu mekanizma Şekil 1. 5’deki gibi açıklanmıştır. Şekil 1. 5’deki kırmızı noktalar ile elektronlar gösterilmiştir (Serway 1996).

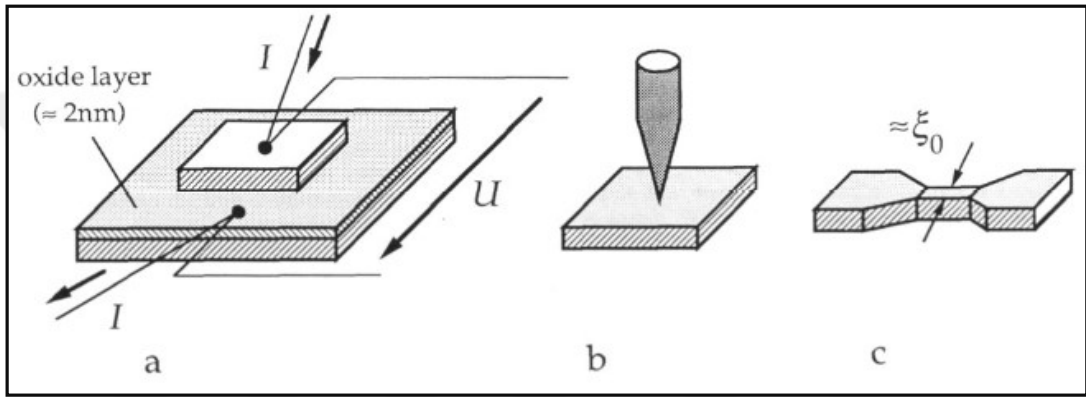


Şekil 1. 5. Elektron Çiftleri

1.1.1.2. Josephson Etkisi

1962 Yılında B. Josephson, iki süperiletken arasındaki ince bir yalıtkan bariyerden elektron çiftleri tünellendiğinde oluşacak etkileri öngörmüştür (Josephson 1962). Eşitlik(1. 2)'de verilen Josephson Eşitliği ile bu eklemden akan süper akımı ifade etmiştir. Bu etki Şekil 1. 6'da verilen üç farklı eklem türünde de görülmektedir. Bu şekil (Pöpel 1992)'den alınmıştır.

$$I=I_c \sin\left(\frac{4 \times \pi \times e}{h} \int V \cdot dt\right) \quad (1.2)$$

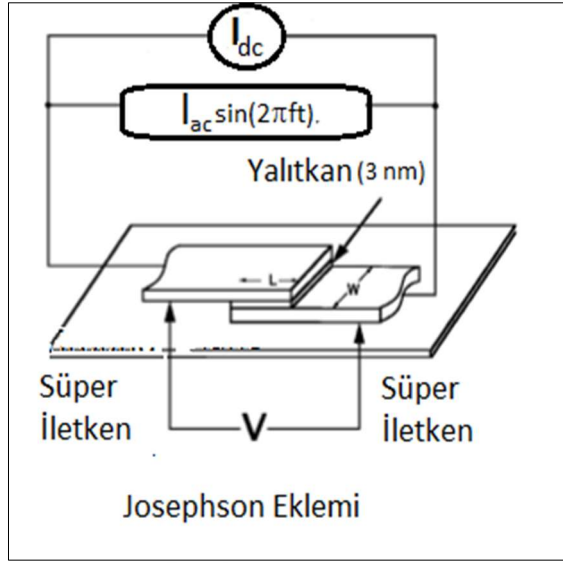


Şekil 1. 6. a) tünel eklemi, b) noktasal kontakt, c) mikroköprü

Eşitlik (1. 2)'de verilen denklem göz önüne alınarak iki önemli etki öngörülmüştür:

DC bir süper akım, eklem üzerinde herhangi bir gerilim düşümü olmadan yalıtkanı geçebilir ($V=0$) durumu. Bu durumda geçebilecek maksimum süper akım eklem için kritik akımı kadardır. Buna Josephson etkisi denir ve ilk kez 1963 yılında Anderson ve Rowell tarafından gözlemlenmiştir (Anderson ve Rowell 1963). Eklem V gerilimi uygulandığında veya akım artırıldığında, normal akım oluşur fakat aynı zamanda f_j frekansında ac süper akımı da oluşur. Eklem üzerindeki dc gerilim ' V ' ise oluşan süper akımın frekansı (1. 3) Eşitliği ile verilir. Bu eşitlikte ' e ' elektron yükü ve ' h ' plank sabitidir. Bu etkiye DC Josephson etkisi denir.

$$f_j = \frac{2 \times e}{h} V \quad (1.3)$$

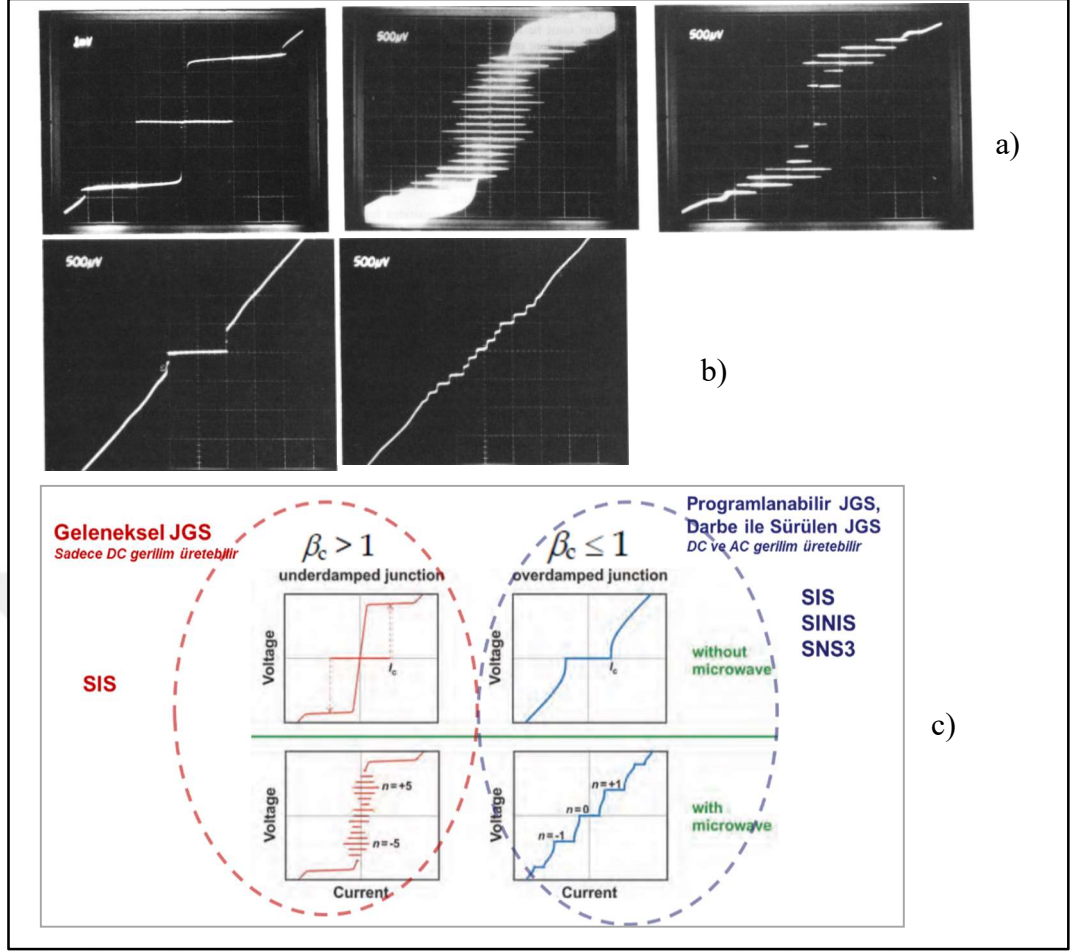


Şekil 1. 7.Eklemin ön-gerilimlenmesi

Bu ac süper akım, Şekil 1. 7 'deki gibi ekleme uygulanan harici f frekanslı bir gerilim/akımla modüle edilmiştir. Bu durumda süper akımın n.f (n tam sayı katlarında) bileşenleri ve uygulanan ac akımın genliğine ve fazına bağlı olarak da dc bileşenleri oluştuğu gözlenmiştir. Sıfır dirençli bu bölgelerin akım eksenindeki genişliği uygulanan AC akımın genliğine (mikrodalganın gücüne) bağlı olduğu ve gerilim adımlarının değerinin (1. 4) eşitliğine eşit olduğu gözlenmiştir. (1. 4) Eşitliği ile ifade edilen etkiye AC Josephson etkisi denilmiştir ve bu sabit gerilim adımları bu adımları ilk kez gözlemleyen Shapiro'nun adıyla anılmıştır. (Shapiro 1963) . Şekil 1. 7 (Benz ve Hamilton 2004)'den alınmıştır.

$$V_n = \frac{n \times h \times f}{2 \times e} \quad (1. 4)$$

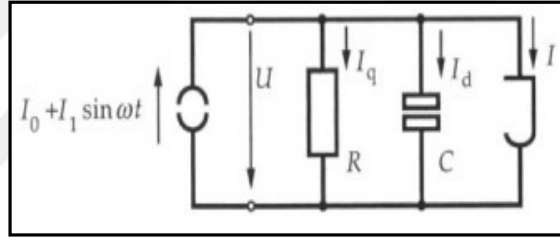
Josephson eklemlerinin iki etkisinin de deneysel gösterimi Şekil 1. 8'de, iki farklı eklem türü için gösterilmiştir. (Pöpel 1992)'de Şekil 1. 8 a)'da, en soldaki şekilde bias akımı sıfırdan kritik akımı (I_c) değerine kadar arttırılırsa gerilim düşümü oluşmadan süperakım görülür. Uygulanan akım I_c akımından daha da arttırılırsa süperiletken durumundan normal iletkenlik durumuna geçer ve akım daha da fazla arttırılırsa eklem normal direnç değerine ulaşır. Bu akım noktasından başlayarak akım azaltıldığında ise histerisis gözlenir. Sıcaklık ve ideal olmayan eklemler nedeniyle küçük sızıntı akımları DC karakteristiğinin, akımın geri anahtarlandığı kısımda görülür. Eklem, harici mikrodalgalarla uyarıldığında kritik akımın bu bölgesinde üst üste sabit gerilim adımları görülür.



Şekil 1. 8. AC ve DC Josephson Etkileri: a) zayıfça sönümlenmiş JE , b) sönümlenmiş JE , c) özet

Geleneksel JGS (Josephson Gerilim Standartları) eklemlerinin histerik davranışı yüksek ve osilasyonları ($\pm n.f$) zayıfça sönümlenmiştir ve göreceli olarak yüksek kapasitansa sahiptirler. Bu tür eklemlerin büyük avantajı gerilim adımları sıfır akım civarında olur ve genişçe üst üste otururlar böylelikle her bir eklem için ayrı bir akım kaynağı kullanmaya gerek kalmaz. Bu özellikle eklemlerin elektriksel parametreleri arasında büyük farklılıkların olduğu durumlarda gereklidir. Şekil 1. 8’de (Pöpel 1992), zayıfça sönümlenmiş’den alınan üç fotoğraftan ortadaki ile sağdaki arasındaki fark uygulanan mikrodalga güç seviyesinden kaynaklanmaktadır. Sağdaki fotoğrafta güç daha fazladır. Adım genişliği bu nedenle uygulanan ac gerilimin genliğine (mikrodalga gücüne) bağlıdır. 70 GHz harici mikrodalga frekansında iki adım arasındaki fark en az $\sim 145 \mu V$ ’tur. Şekil 1. 8’de (Kohlmann ve Behr 2011)’da verilen grafik çiziminde solda kapasitif eklemin, (kırmızı grafik) I-V eğrisi histerik olan ve sağda ise (mavi grafik) I-V eğrisi akımın tek fonksiyonu olan eğriler gösterilmiştir.

Süperiletken eklemdeki tünellemenin tam bir kuantum mekanik tanımı ilk kez (Werthamer N. R. 1966) tarafından geliştirilmiştir. Bu tanım Şekil 1. 9’da verilen basit devre modeli ile açıklanmıştır. Bu devre modeli ilk kez (Stewart 1968) ve (McCumber 1968) tarafından kullanılmıştır. Burada ‘J’ ile gösterilen ideal Josephson eklemine, ‘C’ kapasitif akımları ve ‘R’ de normal iletkenlik akımlarını temsil etmektedir. Bu modelde L ve W boyunca (Şekil 1. 7) akımın uniform olduğu kabul edilmiştir ($I_c=J_c.W.L$). Bu modeldeki R sabit değildir. Tünelleme eğrisi süperiletkenlik bastırılarak ölçülmüş ve bu eğri eklemün süperiletken DC karakteristiğini hesaplamak için kullanılmış ve McCumber ve Stewart tarafından hesaplanan sonuçlar arasında uyum olduğu görülmüştür (Scott 1970). Şekil 1. 9’da verilen devrede düğüme gelen ve düğümden çıkan akımlar eşitlendiğinde (1. 5) Eşitliği elde edilmiştir. Engeli aşan elektron çiftleri arasındaki faz farkı ϕ ve eklem üzerindeki gerilim düşümü arasındaki ilişki (1. 6) eşitliği ile verilmiştir. Şekil 1. 9 (McCumber 1968)’den alınmıştır.

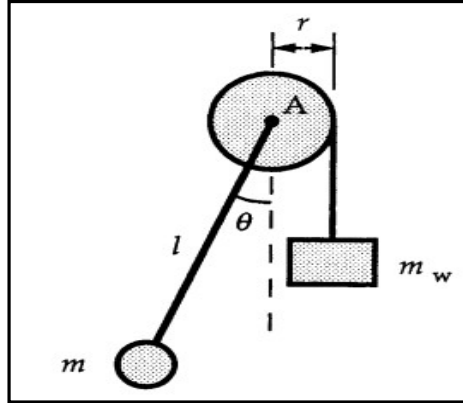


Şekil 1. 9. Josephson eklemünün elektriksel modeli

$$I_0 + I_1 \sin(\omega t) = I_c \sin\left(\frac{4\pi \times e}{h} \int V dt\right) + \frac{V}{R} + C \frac{dV}{dt} \quad (1. 5)$$

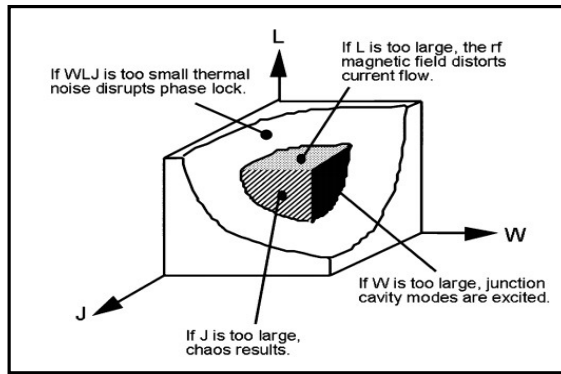
$$V = \frac{h}{2e} \frac{d\phi}{dt} \quad (1. 6)$$

Kararlı gerilim adımlarının üretimini anlamak için ilk kez Barone ve Paterno (Barone ve Paterno 1982) tarafından önerilen Şekil 1. 10’daki mekanik analogi kullanılmıştır. Eşitlik (1. 6)’daki faz farkı ϕ sarkacın düşey eksenine ile yaptığı θ açısına denk gelmektedir. θ açısının osilasyonu ile aşağı yukarı hareket eden m_w kütlelerinin hareketi arasında kararlı bir hareketin olması için bazı koşulların sağlanması gerektiği ve bu denklemin yapı olarak Eşitlik (1. 5)’de verilen denklemin yapısına benzediği bulunmuştur.



Şekil 1. 10. Süper-iletken tünelleme olayının mekanik modeli

Kautz tünel eklemlerdeki kaotik davranışı 1981-1985 yılları arasında incelemiş ve bunları (L. Kautz 1989)'te özetlemiştir. Bu çalışmaların sonucunda: Verilen çalışma frekansı ve eklem materyalleri için, eklem tasarımının sadece eklem kritik akım yoğunluğu J_c 'nin, L uzunluğunun ve W genişliğinin seçimini içereceği, faz kilitleme kararlılığını gösteren sabit gerilim adımları için bu üç parametrenin seçilmesi gerektiği anlaşılmıştır. Elde edilen kararlı osilasyon kriterlerinin özeti Şekil 1. 11'deki grafikte verilmiştir.



Şekil 1. 11. Eklem kararlı çalışma bölgesi

1.2. Josephson Etkisinin Elektriksel Metrolojide Kullanımı

AC Josephson etkisinin bulunmasından ve deneysel başarısından sonra, frekans gerilim ilişkisinin geçerliliğini ispatlamak için deneyler gerçekleştirilmiştir. (Clarke 1968,)’de $2e/h$ için uyumun 10^{-8} mertebesinde olduğu, (Parker, ve diğerleri 1969)'de ise frekans gerilim oranının Josephson eklem geometrisinden manyetik alandan ve mikrodalga gücünden bağımsız olduğunu göstermiştir. Daha sonraki deneylerde ve

teorik incelemelerde, bu frekans gerilim oranını etkileyen kaynaklar varsa da etkilerinin çok küçük olacağı öngörülmüştür.

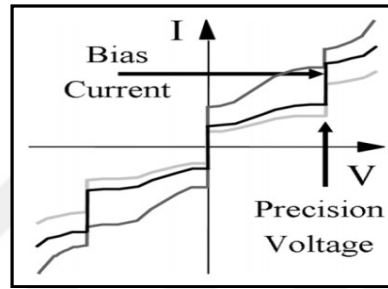
Bu gelişmelerden sonra birçok ulusal standartlar/metroloji laboratuvarları (metroloji enstitüleri) $2e/h$ 'ı ölçebilen sistemler inşa etmişlerdir. 1972'de CCE tarafından (Comite Consultatif d'Electricite) $2e/h = 483594,0$ GHz/V kabul etme kararı alınmıştır (Terrien 1973). Josephson sabiti olarak adlandırılan bu oran 1990 yılında $2e/h=483597,9$ GHz/V değerine düzeltilmiştir (Taylor B. N., 1989) ve K_J_{90} ile gösterilmiştir.

Eğer $2e/h$ 'ın kabul edilen değeri alınırsa Josephson gerilimi sadece sezyum atomik saatine izlenebilir 10^{-13} bağıl belirsizliğindeki f mikrodalga frekansına ve n (tam sayı) adım sayısına bağlıdır.

1968'de üretilen ilk JVS tek Josephson eklemi içermekteymiş (noktasal kontaklı tünel eklemler). Bu standartla 5 mV'a kadar gerilimler üretilebilmiştir (Petley 1983). Bu mertebedeki gerilimleri Weston standartlarıyla karşılaştırmak için gerilim bölücüler kullanmak gerekmiş ki bu ölçüm belirsizliğini arttırmıştır. Gerilim bölücülerini yapmak ve kalibre etmek oldukça karmaşıktır.

Josephson etkisi keşfedilmeden önce sıcaklık değişimlerine ve diğer çevresel koşullara çok duyarlı olan Weston hücreleri grubu, gerilimi muhafaza etmek için ulusal laboratuvalarda kullanılmıştır. Bu pil gruplarının ortalama değerinin yeterince kararlı olduğu düşünülmüştür. Uluslararası karşılaştırmalarla bu grupların 1ppm/yıl (Melchert 1978) civarında kaydığını tespit edilmiştir. AC Josephson etkisinin metrolojide kullanılmasıyla Weston hücrelerinin gerçek gerilim kaymalarına karar vermek mümkün olmuştur (Melchert 1985). Bu kaymalar 150 nV/yıl mertebesinde ve kaymaları tespit eden ölçümler $40 \cdot 10^{-9}$ belirsizlikle 4,2 K sıcaklığında gerilim bölücü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu deneylerde Josephson gerilimlerini Weston gerilimleriyle karşılaştırmak için SQUID kullanılmıştır. Tek eklemli JVS'lerin doğruluğunu artırmak için seri olarak bir çok eklemi birleştirmek düşünülmüştür. Josephson geriliminin artması, bölücülerin tasarımını ve kalibrasyonunu basitleştirecektir ve ölçüm esnasında sürekli kayan termal gerilimlerin etkisini azaltacaktır.

Josephson gerilimlerinin seri bağlanmasıyla oluşan zorluk Şekil 1. 12'de gösterilmiştir. Kapasitif olmayan (Şekil 1. 8., mavi grafik) eklemleri seri bağlayarak daha yüksek gerilimlere ulaşmak için eklemlerin özdeş DC bias parametrelerine sahip olması gerekir. Tek bir 'bias' akım kaynağı kullanılarak biaslanan özdeş olmayan eklemlerdeki elektriksel karakteristiklerin sebep olduğu uygunsuz durum Şekil 1. 12'deki grafikte gösterilmiştir. Bu şekil (Benz ve Hamilton 2004)'den alınmıştır. Noktasal bir eklem (C küçük) herhangi bir histerisiz göstermez ve mikrodalgalarla uyarıldığı zaman gerilim adımları oluşur.



Şekil 1. 12. Özdeş olmayan eklemler

Bu eklemlerde DC I bias öyle seçilmelidir ki eklemin resistif bölgede olmadığından emin olunmalıdır. Eklemler homojen değil ise her bir eklem bağımsız ayarlanabilen DC bias akımlarına sahip olmalıdır. Bütün bu zorluklarına rağmen (Endo, Koyanagi ve Nakamura 1983) 20 adet eklemi eş zamanlı çalıştırabilmiştir ve 100 mV'a kadar Josephson gerilimlerini üretmiştir.

1977 yılında Levinson (Levinson, ve diğerleri 1977) 'biaslanmamış' eklemlerden oluşan JGS için Josephson eklem dizisi önermiştir. Bu eklemlerde $\beta_c = 4\pi e I_c R^2 C / h > 100$ alınırsa Şekil 1. 8'deki gibi, sıfır geçişli kararlı kuantum gerilim adımları gözlenebilir. Böylelikle binlerce eklem seri olarak bağlanabilecek ve doğrudan Weston pillerinin çıkışlarıyla kalibre edilebilecekti. Kautz (Kautz R. L. 1980) deneysel olarak bu sıfır geçişli adımları ispatlamış ve Castabile (Kautz ve Costabile 1981) ile birlikte 1981'lerin başında 100 eklemlilik 20 GHz frekansında çalışan ve maksimum 27 mV üreten diziyi raporlamış. 1984 yılında (Niemeyer, Hinken ve Kautz 1984) Niemeyer, 34 mV'a kadar sıfır geçişli adımları 70 GHz altında elde etmiş ve aynı yıl PTB (Almanya) ve NIST (Amerika) eş zamanlı olarak 1,2 V değerine kadar kuantalanmış gerilim adımlarını üretebildiklerini göstermişlerdir. En son 1985

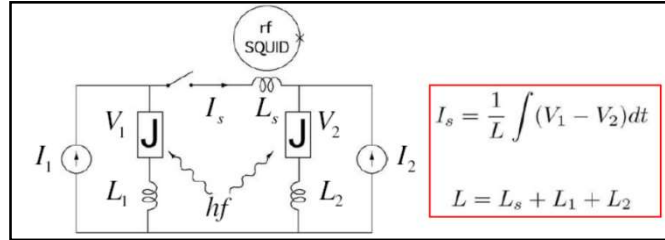
(Niemeyer, Grimm, ve diğeri 1985), (Hamilton, ve diğeri 1985) yılında her iki laboratuvar 1 V seviyesinde çalışan pratik JGS standartlarını üretmişlerdir.

Bu tarihten sonraki gelişmeler Josephson gerilimini arttırmak ve farklı malzemelerle eklemlerin ömrünü ve üretim verimliliğini arttırmak üzere yoğunlaşmıştır. Geleneksel JGS olarak bilinen sıfır geçişli eklemlerden oluşan bu standartlar dünyanın farklı 50 laboratuvarında mevcuttur ve Şekil 1. 1'de gösterilen gerilim birliğindeki sıçramalar bu JGS standartlarıyla sağlanmıştır.

1.2.1. Hassas karşılaştırmalar

1.2.1.1.4,2 K'de iki JGS: Teori pratikte geçerli mi

4,2 K'de iki Josephson karşılaştırması mikrodalga ile uyarılmış iki tünel eklemnin sabit gerilim adımlarını sıvı helyum sıcaklığında kuantum girişim aygıtı ile (SQUID) karşılaştırarak gerçekleştirilmiştir (Braken T. D. 1972), (Tsai J. S. 1983), (Macfarlane 1973). Bu karşılaştırmalar (1. 4) Eşitliğinin varlığını göstermek için gerçekleştirilmiştir. En hassas ölçüm, indium mikrobridge (Şekil 1. 6) ile Nb/Cu/Nb eklemi arasında, Tsai tarafından 1983'te yapılmıştır ve 2.10^{-21} V'tan daha küçük bir ortalama fark raporlanmıştır.



Şekil 1. 13.4,2 K'de iki JVS Karşılaştırması

İki Josephson dizisi standartları arasındaki yüksek doğrulukta karşılaştırma 1986 yılında Niemeyer tarafından raporlanmıştır. Aynı 70 GHz mikrodalga kaynakla sürülen iki dizi aynı gerilim adımlarına ayarlanmışlardır ve bir dizinin akım biası 20 μ A değiştirilmiştir adımdaki kilitli faz durumu kaybedilmeden 7.10^{-13} V ölçüm belirsizliğinden daha büyük bir değişim gözlenmemiştir. Kullanılan Cesium saatinin kısa dönem kararlılığı 10^{-12} mertebesindedir. 1 yıl sonra Kautz ve Lloyd iki Josephson dizisi arasındaki farkı 2.10^{-17} V ölçmüştür. 1 V seviyesindeki bu deneyde Josephson devresinin belirsizliğini frekans ölçme belirsizliği ile sınırlı olduğu kanıtlanmıştır.

1.2.1.2.300 K'de JGS ve SI gerilimini temsil eden gerilim standartları

Oda şartlarındaki kalibrasyonda nanovoltmetrenin gürültüsü, termal gerilimler ölçüm belirsizliğini arttırmaktadır. 4,2 K'deki temel bilim deneylerinin yanında Josephson dizisi standartlarının metrolojideki temel amacı Weston hücreleri ve Zener gerilimleri gibi ikincil standartları kalibre etmek olmuştur. Bu nedenle Josephson gerilimi 4,2 K sıcaklığından oda sıcaklığına aktarılmıştır ve ikincil standartlarla elektronik nanovoltmetreler aracılığıyla karşılaştırılmıştır.

Oda şartlarındaki ölçümlerde Tablo 1. 1'de özetlenen ilave belirsizlikler oluşmuştur (Pöpel 1992). Zamanla değişen termal gerilimler Josephson geriliminin ve ikincil standardın yönü değiştirilerek kompanze edilebilmiştir. Bu tersleme işlemi ile nanovoltmetrenin ofsetinden kaynaklanan hatalar da bertaraf edilebilmiştir. Tersleme işleminin sıklığı nanovoltmetrenin ofsetinden ve termal emf kaymalarından kaynaklanan belirsizlikleri düşürmektedir. Bazı dizilerde ölü eklemler bulunabilmiştir. Ölü eklemlerin mikrodalgayı doğrulttuğu bilinmektedir. Tersleme işlemiyle ölü eklemler nedeniyle çip üstündeki kuantum olmayan gerilimler de ortadan kaldırılabilmektedir. Burada önemli olan nokta ters yönlü iki ölçüm arasında mikrodalganın gücünün değiştirilmemesi olmuştur.

Gürültü analizi: Tablo 1. 1'de gösterildiği gibi en büyük belirsizlikler ikincil standardın gürültüsünden kaynaklanmıştır. İkinci en büyük belirsizlik bileşeni de ikincil standartla Josephson gerilimi arasındaki farkı ölçen nanovoltmetrenin gürültüsünden kaynaklanmıştır. Sonuç olarak bir Weston pilinin $1,4 \cdot 10^{-9}$ büyüklüğündeki bağıl belirsizlikle kalibre edilebileceği gösterilmiştir. Zener referans standartlarının gürültü seviyesi en iyi zener referansı ile $6,2 \cdot 10^{-9}$ @ 1 V' ve $5 \cdot 10^{-9}$ @ 10 V olmuştur.

Tablo 1. 1'de verilen belirsizlik bütçesindeki ölçüm bileşenlerinin bütçeyi nasıl etkilediği açık değildir. Tablo 1. 1'de, nanovoltmetre ofset akımlarının etkisi 10 V zenerler için 0,0 nV/V iken 1 V zenerler için ise 0,3 nV/V. Bu tezde, Bölüm 3'de bu ölçüme ait model fonksiyon oluşturularak belirsizlik bileşenlerinin katkısını gösteren açık belirsizlik analizi gerçekleştirilerek sunulmuştur.

Tablo 1. 1. Geleneksel JGS ve ikincil standartlarla oda şartlarında kalibrasyon

	Relative uncertainty in 10^{-10}			
	Weston cell 1,018 V	Zener reference 1 V	9 Weston cells 9,162 V	Zener reference 10 V
Thermal voltage drift of the wires (6 min)	1	1	0,11	0,1
Offset current drift of the nanovoltmeter (6 min)	1,5	3	1,5	0
Thermal voltage drift of the switches	4	4	0,44	0,4
Isolation resistances of wires and switches	1	2	9	0
Isolation resistance of the nanovoltmeter	0,1	0,2	0,9	0
Noise of the Weston cell (rms value)	10	–	11	–
Noise of the Zener reference (rms value)	–	60	–	50
Noise of the nanovoltmeter (bandwidth 0,1 Hz)	8,4	12	2,8	0,3
Stability of frequency (6 min)	0,65	0,65	0,65	0,65
Total relative uncertainty (1σ)	14	62	15	50

1.2.1.3. 300 K’de iki JGS standardı:

Oda şartlarında birbirinden bağımsız iki Josephson standardını karşılaştırmak böyle bir standardın pratik uygulamasının limitleri hakkında bilgi vereceği düşünülmüştür. PTB’de klystron ve gunn osilatör kullanılarak iki deney yapılmıştır (Pöpel 1992). Klystron kullanıldığında belirsizlik 0,4 nV ölçülmüştür. Bu da o zaman için en üst limit olmuştur.

1.2.2. JGS ± 10 V’ta gerilim ölçęini oluşturur:

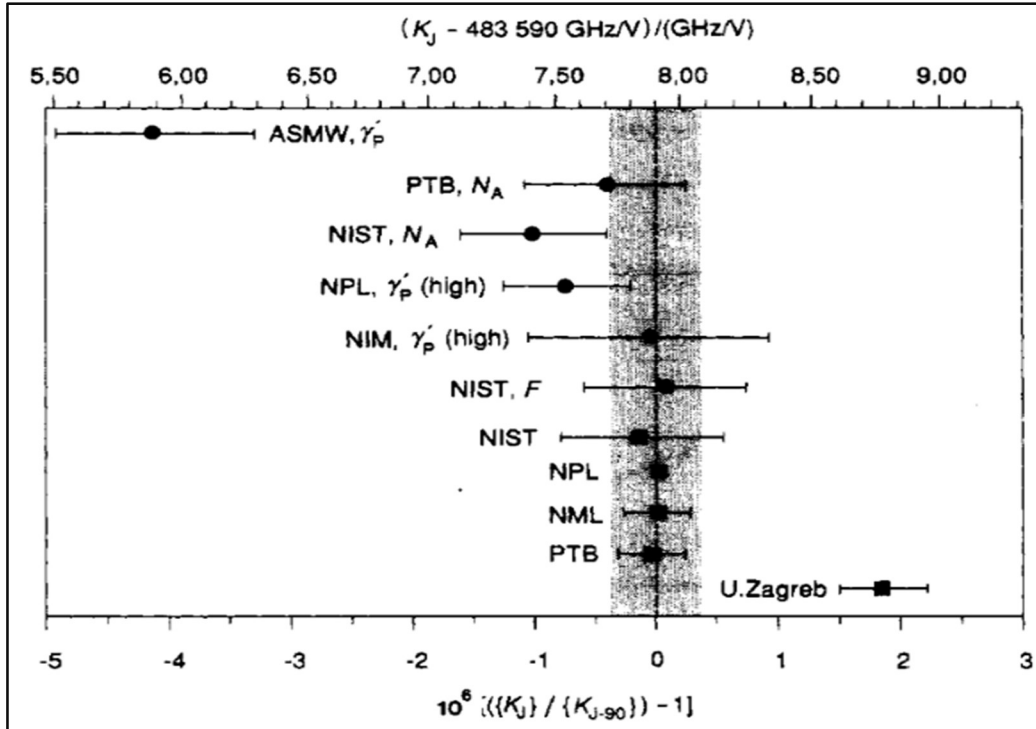
Dijital voltmetreler/ADC’ler gerilimleri -10 V ile + 10 V arasında 8,5 dijite böler. Bu voltmetreler birer zener referans içerir ve ölçüm belirsizliği ve doğrusallıktan fark bilindiğinde transfer standardı olarak kullanılabilceği düşünülmüştür. Josephson Gerilim standardı -10 V ile + 10 V aralığında gerilim ölçęini kuantum doğrusuluğunda oluşturur. Doğrusallıktan sapmayı tespit etmek için, bu aralıkta rastgele Josephson gerilimleri üretilmiş (V_J) ve dijital voltmetre (V_A) ile ölçülmüştür. $(V_J - V_A)/10$ V, farkı -0,07 - 0,12 ppm arasında değiştiiği ve bu değerin üreticinin belirttiği spesifikasyonların içinde olduğu raporlanmıştır. (Pöpel 1992), (Goetze, ve diğerleri 1989), (Popel, Grimm ve Meier 1991).

1.2.2.1. Kuantum oran standardı

Kuantum oran standardı için ilave pedler içeren 1 V Josephson dizileri Kohlman (Kohlmann, et al., 1992) tarafından gerçekleştirilmiştir. Josephson potansiyometreler olarak çalışan bu standartlar 1:1 ve 1:10 arasındaki gerilim oranlarını $2 \cdot 10^{-21}$ belirsizlikle belirlemişlerdir (Tsai J. S. 1983). Bu standartlarla direnç oranı dirençlerin termal gürültüsüne ve sıfır sezicilerin sıfır noktası kararlılığına (ofset kaymalarına) bağlı olmuştur.

1.2.3. K_{J-90} değeri SI'ı temsil eder/ K_J değeri SI'ı gerçekleştirir

Giriş Bölümünde kısaca SI birim sistemi ve gerilim metrolojisi tanıtılmıştır. Eski SI'e göre gerilim gerçekleştirildiğinde, tekrarlanabilirlik belirsizlikleri yüksek olduğu için 1990 yılında K_{J-90} sabitine SI'ı temsil etmek üzere değer atanmıştır. Bu değer atama işlemi öncesinde uluslararası bir karşılaştırma yürütülmüş bu karşılaştırmayla K_{J-90} 'nın değeri 0,4 ppm belirsizlikle SI'da tanımlı; uzunluk, kütle ve saniye birimlerine izlenebilir olan değeri belirlenmiştir. Bu karşılaştırmadan hemen önce PTB'de 10 V JGS üretilmiştir. PTB'nin 'Voltage Balance Deney (Sienknecht 1986)' düzeneğinde kullanılan gerilim standardı karşılaştırma öncesinde Geleneksel JGS ile kalibre edilmiştir (Pöpel 1992). K_{J-90} karşılaştırmasının sonuçları Şekil 1. 14'de verilmiştir.



Şekil 1. 14. K_{J-90} 'nın belirlenmesi için yürütülen karşılaştırmanın sonucu

K_{J-90} 'nın belirlenmesindeki 0,4 ppm'lik belirsizliğe rağmen gerilim ölçümlerindeki birlik Şekil 1. 1'deki gibi iyileşmiştir ve her enstitünün ölçebilme yeteneklerini gösteren CMC'lerdeki (Capability of Measurement Capacity) elektriksel ölçümlerin belirsizlikleri iyileşmiştir.

20 Mayıs 2019 tarihi itibarıyla K_J sabitinin daha düşük belirsizlikle belirlenmiş yeni değeri kullanıma alınmıştır ($K_J=483597,848416984$ GHz/V) (CCEM 2017). Bu değer bir dizi ölçüm sonucunda büyüklüğü belirlenen plank sabiti ve elektron yükünün değerleri kullanılarak elde edilmiştir (Fletcher ve G.Rietveld 2014). 20 Mayıs 2019 tarihinde yeni birim sisteminin yürürlüğe girmesi ile birlikte, artık K_J sabiti SI birim istemini temsil etmek yerine doğrudan gerçekleştirmek için kullanılmaktadır.

CMC'lerdeki gerilim büyüklükleri 20 Mayıs 2019 tarihindeki bu değişimden etkilenmeyecektir çünkü, CMC'lerde nadiren K_J 'nin mutlak değerinin kullanıldığı elektriksel ölçümler vardır (Fletcher ve G.Rietveld 2014).

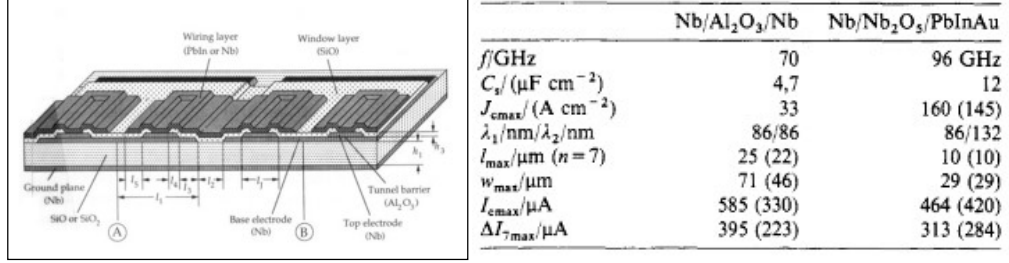
1.3. Geleneksel (Conventional) Josephson Gerilim Standardı

1984'de NIST ve PTB, aralarındaki ortak bir çalışmayla eklem kararlılığı ve mikrodalga dağılımı problemlerini çözmüşler ve Levinson'ın fikirlerine dayalı büyük Josephson eklem dizilerini üretmişlerdir (Niemeyer, Hinken ve Kautz 1984), (Niemeyer, Grimm, ve diğerleri 1985), (Hamilton, ve diğerleri 1985). Süperiletken tümdevre teknolojisindeki gelişmeler özellikle "süper iletken bilgisayar" tümdevresindeki gelişmeler kısa sürede daha büyük JE dizilerinin üretilebilmesini mümkün kılmıştır.

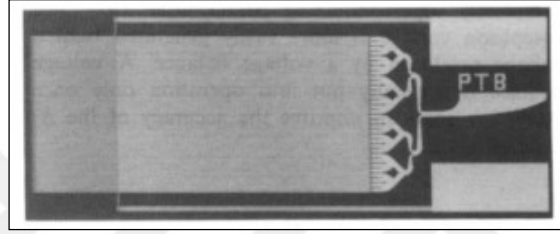
Bu bölümde kısaca Geleneksel JGS Sistemi tanıtılacaktır. Bir sonraki bölümde ise bu standardın kararlılık problemlerini çözen ve kuantum doğruluğunun Sayısal Metrolojiye uygulanmasını mümkün kılan yeni nesil JGS'ları tanıtılacaktır.

Geleneksel JGS sisteminde kullanılan eklem parametreleri ve Mikrodalga Dağıtım (MD) mimarisi, tümdevrenin yapısı hakkında fikir vermesi açısından Şekil 1. 15'de ve Şekil 1. 16'de verilmiştir (Pöpel 1992). Şekil 1. 16'de tümdevre üzerinde; anten ve mikrodalga dağıtım mimarisi ve onu izleyen DC bloklar görülmektedir. Mikrodalga yansımaları önlemek için eklem dizilerinin sonuna yerleştirilmiş yükler de

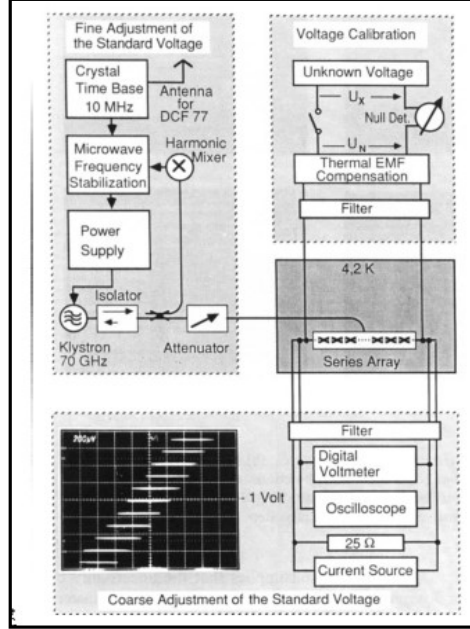
görülmektedir. Tüm dizi tek akım kaynağı ile öngerilimlendiği için tümdevrenin sadece iki giriş/çıkış pedi vardır.



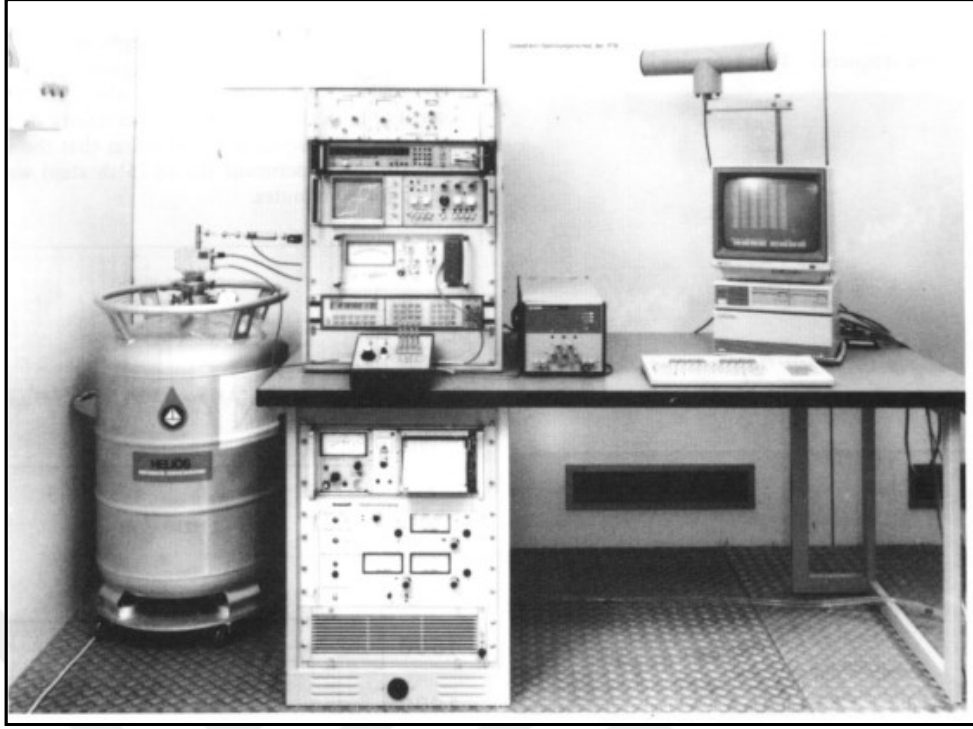
Şekil 1. 15. Geleneksel JGS Tümdevresinde JE yerleşimi



Şekil 1. 16. Geleneksel JGS 10 V Tümdevresi



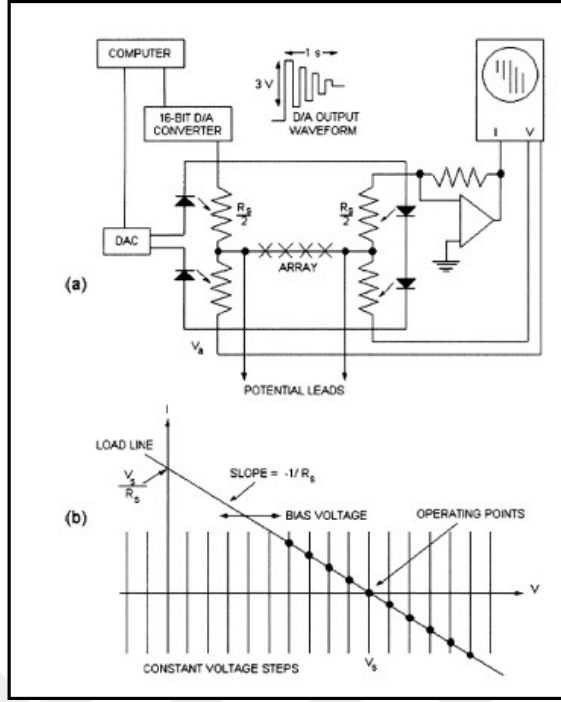
Şekil 1. 17. Geleneksel JGS Sistemi Şematik



Şekil 1. 18. Geleneksel JGS Sistemi fotoğrafı

Şekil 1. 17’de gösterilen adımları seçmek mikrodalga güç ve akım kaynağından uygulanan üçgen dalganın akımını ayarlayarak bazen de gerilim darbeleri uygulayarak gerçekleştirilmekteymiş. Bazen biri pozitif diğeri negatif olan iki adımın seçilmesi dk’ları aşmaktaymış. Elde edilen kararlı adımlardan sonra Şekil 1. 17’de gösterilen JE’leri dizisine paralel olan direnç devreden çıkarılmaktaymış. Şekil 1. 17 ve Şekil 1. 18’de PTB’nin Geleneksel JGS sistemi gösterilmiştir.

Sıfır geçişli adımlardan uygun olanını seçmek için NIST tarafından gerçekleştirilen elektronik ve bu elektroniğin çalışma prensibi Şekil 1. 19’de gösterilmiştir. Bu elektronikte birkaç saniye içinde bir gerilim adımından diğere geçilebilmekteymiş. Şekil 1. 19 b)’de gösterilen I-V eğrisi osilasyonların nasıl sönümlendiğini ve adım atlamalarının ($\pm 145 \mu V$) ile nasıl sınırlandırıldığını göstermektedir.



Şekil 1. 19. Geleneksel JGS'da İstenen Adımın Seçilmesi

Sıfır geçişli adımlar geleneksel JGS sistemlerini mümkün kılan teknoloji olmuştur ancak bu teknolojinin doğal ama istenmeyen iki özelliği vardır:

- 1-Bu standartlarla istenen gerilimi seçmek zordur.
- 2-Gürültü, adımlar arasında rastgele geçişlere neden olmaktadır.

1989 – 2004 yıllarında bu konuda çalışan metrologların en büyük uğraşı bu dezavantajın üstesinden gelmek olmuştur.

Özdeş eklem üretme teknolojisindeki gelişmeler, PJGS için JE dizilerinin üretilmesinde yardımcı olmuştur. PJGS kararlı adımların seçilebilmesini mümkün kılmış ve rastgele dalgaların kuantum doğruluğunda üretilebilmesini sağlamıştır.

1.4. Programlanabilir Josephson Gerilim Standardı (PJGS)

1.4.1. PJGS Sistemi

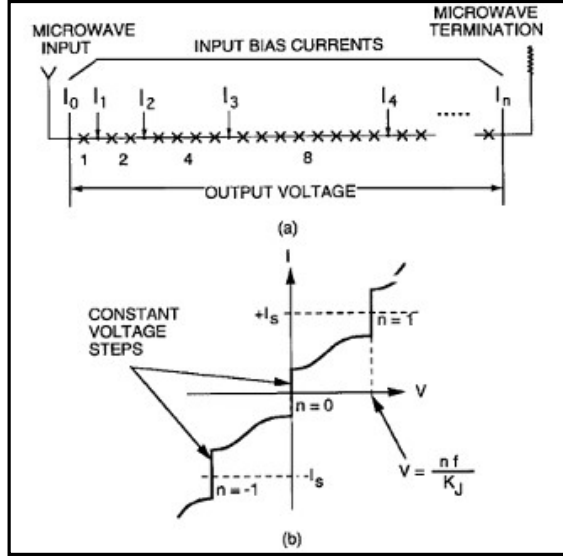
Kararlı ve programlanabilir DC gerilimler üreterek geleneksel JGS'nin problemlerini ortadan kaldıran, sayısal metroloji için yeni uygulamaları da mümkün kılan, yeni bir JGS Hamilton tarafından geliştirilmiştir (Hamilton, C. A.; Burroughs, C. J.; Kautz, R. L.; 1995). Bu yeni JGS'nin anahtarı, düşük kapasitanslı doyumda JE'leri kullanmak

olmuştur (bknz. Şekil 1. 12). Bu eklemler, akımın tek fonksiyonudur. Bu eklemler Şekil 1. 8'deki gibi β_C 'yi 1'den küçük seçerek üretilmiştir.

(Hamilton, C. A.; Burroughs, C. J.; Kautz, R. L.; 1995)'da önerilen yeni standart, SIS (Super-conductor, Insulator, Super-conductor) eklemlerinin harici olarak şöntlenmesiyle elde edilmiş. Bu standardın DC gerilim adımları birkaç yüz μA genişliğindeymiş ve 2048 eklemde oluşmaktaymış. Çıkış gerilimi ise 300 mV'muş.

1980'lerde pratik olmayan bu tasarımın (Şekil 1. 12'deki problem) günümüzde gerçekleştirilebiliyor olmasının iki nedeni olmuştur: Birincisi eklem teknolojisi ilerlemiştir. Kautz (R. Kautz 1995) tarafından teorik hesaplamaları yapılan ve (S. P. Benz Oct. 1995), (Sachse, ve diğerleri 1997,), (Schulze, Behr ve Müller, ve diğerleri 1998), (Yamamori, Itoh, ve diğerleri 2001) tarafından üretilen Normal iletken bariyerlerden oluşan binlerce eklem kritik akımı 1 mA ve üzerinde ve de kritik akımı ve eklem direnci birbirinden sadece %2-3 farklı olacak şekilde imal edilebilmiştir. İkinci neden de daha iyi mikrodalga tasarımla, eşit güçteki mikrodalga güç aynı anda daha çok eklem uygulanabilir olmuş (S. P. Benz, C. A. Hamilton, ve diğerleri 1997).

Şekil 1. 20'da, devre şeması verilen dizinin her bir bölümü (segmenti), $n=0, -1, ve +1$ olacak şekilde $-I_s, 0, +I_s$ akımları uygulanarak seçilebilir. $-I_s$ ve $+I_s$ akımlarının adımın orta noktasına gelecek şekilde seçilmesi önemlidir. Dizinin iki ucundaki toplam gerilim her bir bölümün/segmentin geriliminin aritmetik toplamıdır. M dizindeki toplam eklem sayısıdır. Eklemler ikinin katlarında guruplara ayrılmıştır. Bu nedenle "Binary divided" olarak da adlandırılırlar. Bütün dizi $-M$ ve $+M$ arasındaki bir tam sayı seçilerek $M.n.f/K_J$ aralığındaki değerlere ayarlanabilir.

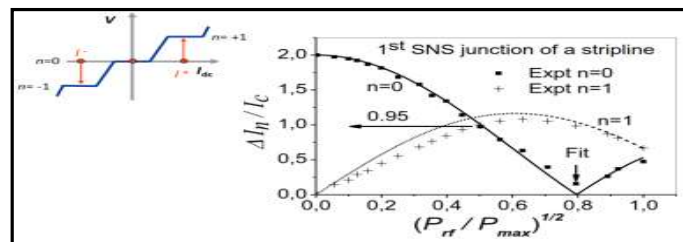


Şekil 1. 20. Programlanabilir JGS Şeması

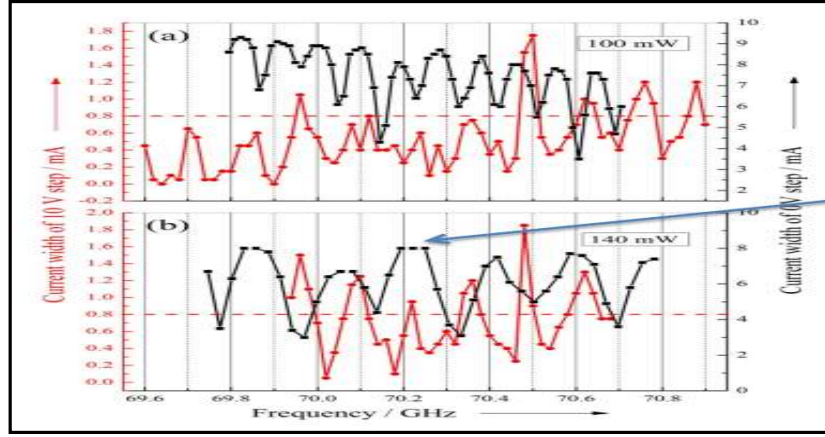
Akım değiştirilerek programlandıkları için bu standartların yaygın adı “Programable Josephson Voltage Standard (PJVS)” olarak literatüre geçmiştir. PJGS’nin hızlı adım değiştirme zamanı ve doğal adım kararlılığı, bu standardı geleneksel JGS’ye üstün kılmıştır.

Osilasyonları sönümlenmiş bu eklemlere uygulanacak mikrodalga güç, diziyeye uygulanan mikrodalğanın güç ve frekansı taranarak $n=0$ ve $n=\pm 1$ adımlarının akım eksenindeki genişlikleri birbirine mümkün olduğunca eşit olacak şekilde seçilir (Şekil 1. 21). (Şekil 1. 21)’de verilen grafik, (1. 5) Eşitliği ile verilen denklemin çözülmesi ile elde edilmiştir.

Seçilen frekanstaki ve komşu frekanslardaki adım genişliğinin çok değişmemesi pratik bazı uygulamalar için önemlidir. Sonuç olarak, Shapiro adımlarının genişlikleri, uygulanan mikrodalğanın frekans ve gücü taranarak ölçülür ve bu ölçüm sonucuna göre seçilir. (R. Behr 2015)’den alınan Şekil 1. 21 ve Şekil 1. 22’de bu durum gösterilmiştir.



Şekil 1. 21. Mikrodalga Gücün Seçimi



Şekil 1. 22. Optimum Frekans Seçimi

PJGS süperiletken tüm devrelerindeki gelişmeler kısaca aşağıdaki gibi olmuştur:

NIST, Neobium paladyum gold normal metal bariyerlerinden oluşan PJGS tümdevresini/çipini üretmiştir (S. P. Benz, C. A. Hamilton, ve diğerleri 1997). Bu çipteki eklemleri eş düzlemsel 50 Ω 'luk dalga kılavuzuna yerleştirmişlerdir. Bu şekilde 30000'nin üzerinde eklemleri olan çipler üretilmiştir. Bu dizideki Shapiro adımlarının adım genişliği 1 mA'in üzerindeymiş ve çipler +1,-1 ve Shapiro adımları arasında programlanabilmiştir. Benz ve ekibi çıkış geriliminin programlanmasını ve otomasyonunu sağlamak için özel bir bias ve ölçüm elektroniği geliştirmiş, (S. P. Benz, C. A. Hamilton, ve diğerleri 1997)'de aşağıdaki gibi bu konunun önemini vurgulamıştır:

“Histerik olmayan eklemlerin adım gerilimlerinin sıkça düz kalıp kalmadığı kontrol edilmelidir. Yüksek doğruluklu gerilim, eğer adım düz değilse geçerli değildir. Geleneksel JGS'dakinin aksine bu diziler sürekli bias akımı altındadır ve gerilim uçları arasında akan akım kuantum olmayan gerilim düşümlerine neden olabilmektedir. Geleneksel JGS'de düz olmayan adımlar söz konusu değildir çünkü kuantum adımına ayarlandıktan sonra diziden akım akmaz (Şekil 1. 19). Adım gerilimlerinin düz kalıp kalmadığı ölçüm esnasında, I_s akımı, \pm birkaç yüz μ A değiştirilerek kontrol edilebilir. Ölçümlerin otomasyonu bu nedenle de önemlidir.”

NIST'in bu ilk PJGS sistemi birincil dc gerilim ölçümlerini de içeren bir dizi uygulamada kullanılmış. Bu uygulamalardan bazıları: NIST (Jeanneret, Rüfenacht ve Burroughs 2001) ve METAS'daki Watt Balance (Beer, ve diğerleri 2003) deneyleri Fransa'daki metroloji üçgeni deneyi olmuştur (Geneves ve F. 1995).

(S. P. Benz, C. A. Hamilton, ve diğerleri 1997)'deki 1 V çipi 16 GHz'de çalışmaktaymış ve 10 V'a ulaşması için 300 000'nin üzerinde eklemin çipe entegre

edilmesi gerekmektedir. Bunun için NIST'e yığın eklemeler olarak adlandırılan daha yoğun eklemeler üretme teknolojileri araştırılmış. Yığın Josephson dizileri konusuna ileride değinilecektir.

Başka metroloji laboratuvarları PJGS programlarını daha yüksek gerilimlere (Kohlmann, Schulze, ve diğerleri 2001) ve daha yüksek sıcaklıklarda çalışmaya odaklanışlardır (Shoji, ve diğerleri 2003). Daha yüksek frekanslarda çalışarak eklemeler yoğunluğunu azaltmak ve daha yüksek karakteristik gerilimlerine ($146 \mu\text{V} @ 70 \text{ GHz}$) ulaşmak için PTB (Almanya Metroloji Enstitüsü) SINIS eklemelerini denemiş. (Schulze, Behr ve Müller, ve diğerleri 1998), (Behr, Funck, ve diğerleri 2003) SINIS eklemelerinde eklemelerin normal durum direnci (Bknz Şekil 1. 9) ile kritik akımının çarpımı istenen karakteristik gerilime eşit olmaktadır. Eklemeler, karakteristik gerilimi üreten frekansta çalıştırıldığında Shapiro adımlarının genişliği ve kararlılığı optimum olmaktadır. SINIS eklemeleriyle ilk 10 V'luk çip (Schulze, Behr ve Kohlmann, ve diğerleri 2000) üretilmiştir. Ancak bu eklemelerin (SINIS Süperiletken Yalıtkan Normal_metal Yalıtkan Süper_iletken) üretim verimliliği düşükmüş, çünkü yalıtkan bariyer çok inceymiş ve kısa devre edilmemiş eklemeler olan bir dizi üretmek zormuş (Mueller, ve diğerleri 2009).

1983 (Hertel, ve diğerleri 1983) yılında metalle yalıtkan arasındaki konsantrasyonda, yalıtkan metal katmak önerilmiş NbSi (Nb %11.5) ve 2006 yılında JGS eklemelerinde denenmiştir SNS (Süperiletken Normal_Metal Süperiletken) eklemelerle 1 V ve 10 V PJGS çipleri PTB tarafından üretilmiş ve bu tasarımda geleneksel JGS şerit dalga kılavuzu (stripline) yapısı kullanılmıştır(bknz. Şekil 1. 15).

KRISS (Kore) ile PTB(Almanya) arasındaki bir iş-birliği ile çip içindeki eklemeler gruplarının nereye yerleştirileceği problemi çözülmüş (Kim K-T 2006). Problemin, $I_s = \pm 1$ ve $I_s = 0$ (bknz. Şekil 1. 20) konumundaki iki eklemelerin farklı miktarda mikrodalga güç tüketiyor olmasından kaynaklanmakta olduğu bulunmuş. SNS ve SINIS dizileri için mikrodalga stripline yapısı SIS ile aynı iken, öngerilimlenmemiş SNS ve SINIS eklemeleri öngerilimlenmemiş SIS'lerden çok daha fazla güç tüketmekteymiş. Programlanabilir JGS çipinin bütün olası öngerilimleme desenlerinde çalışıyor olması gerekmektedir. Aktif ve aktif olmayan eklemeler arasındaki etkileşimden kaynaklanan kendi kendine osilasyon etkileri de istenmeyen bir durummuş. Aynı şerit

hattaki öngerilimlenmemiş eklemlerin birbirini tetiklememesi için eklemlerin yüksele sönümlenmesi düşünülmüş. Bu etki (Kim K-T 2006) tarafından çalışılmış ve görsel olarak gösterilmiş. Bunun sonucu olarak şerit hattaki eklem dizilerinin yeri belirlenmiş ve her bir şerit hatta en çok 150 eklem yerleştirilmiş.

NIST (Amerika)'de Nb_xSi_{1-x} bariyerli eklemlerinden oluşan 15 GHz'de çalışan dizilerle 10 V gerilimine ulaşmıştır. NIST, geleneksel JGS MD iletim hattını değiştirerek, PJGS çiplerinde konik eş-düzlemsel dalga kılavuzu ve üçlü yığın eklemler kullanmıştır (Dresselhaus ve Elsbury 2009).

Farklı tip eklemler, AIST (Japonya (Yamamori, Ishizaki ve Shoji, ve diğerleri 2006)) tarafından denenmiş ve 20 V'a ulaşmışlardır (Yamamori, Yamada ve Sasaki 2008). INRIM (İtalya) ise SNIS eklemleriyle 1 V PJGS çipi üretmiştir (Lacquaniti, ve diğerleri 2011).

Bir yandan farklı çip mimarileri denenirken bir yandan da metrologlar üretilen çiplerle ölçüm düzenekleri geliştirmişler. PJGS'nın elektriksel metrolojide kullanıldığı bazı alanlar aşağıdadır ve bu alanlar genişlemektedir. PJGS standardının elektriksel metrolojide kullanıldığı ve literatüre geçen alanlar kısaca ilerleyen bölümlerde anlatılmıştır.

1.4.2. Hassas ölçümler

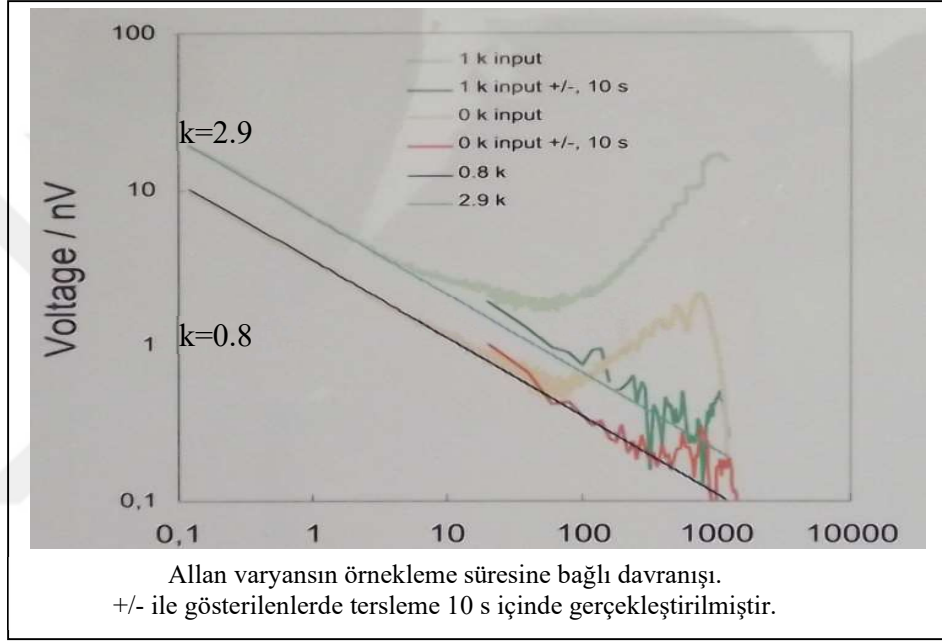
1.4.2.1. İki PJGS karşılaştırması (DC)

İki PJGS karşılaştırmasının, iki geleneksel JGS karşılaştırmasına üstünlüğü pozitif ve negatif adımlar arasındaki hızlı geçiş olmuştur. Ölçüm devresindeki ısıl gerilimler ve nanovoltmetre ofsetleri zamanla kayarlar. Bu kaymalar nedeniyle iki Josephson karşılaştırmasının belirsizliği, tersleme yeterine sık yapılmadığında birkaç nanovoltun altına düşürülemez. Terslemenin etkisi Şekil 1. 23 de PTB'deki posterde gösterildiği gibi analiz edilmiştir (Behr ve Katkov 2005). Bu analize göre nanovoltmetre okumasını (V_{fark}) beyaz gürültü (ϵ), titreşim (flicker) (ϕ) gürültüsü ve zamana bağlı kaymayı içeren genel bir davranışı Eşitlik (1. 7)'de verilmiştir.

$$V_{nanovoltmetre}(t) = V_{fark} + k_0 t + k_1 \cdot \epsilon(t) + k_2 \phi(t) \quad (1. 7)$$

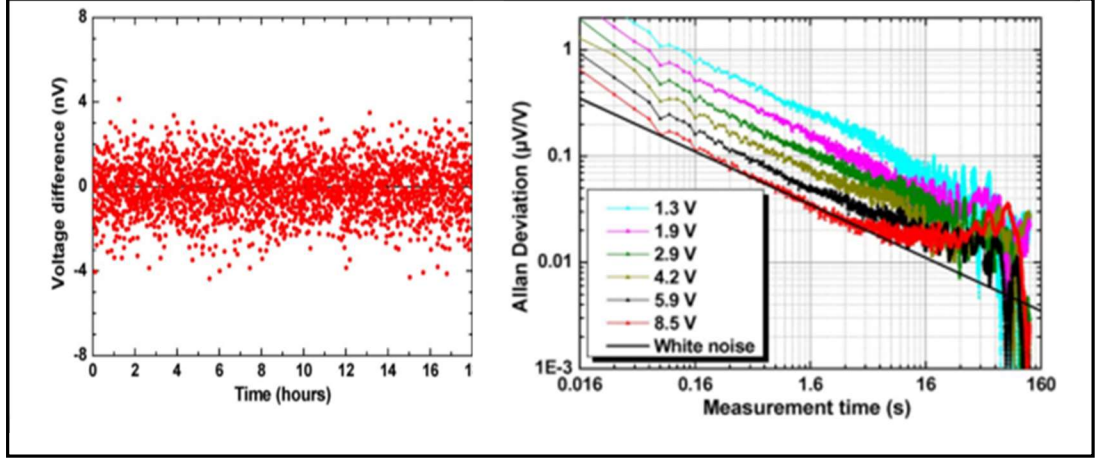
Nanovoltmetre ile alınan örnekler üzerinde Eşitlik (1. 7) kullanılarak yapılan Allan Varyans analizinin örnekleme süresine ‘ τ ’ya bağlı olarak Eşitlik(1. 8)’deki gibi davrandığı teorik olarak elde edilmiş. Terslemenin 10 s içinde yapıldığı durum için hesaplamalar, zamanla kayma ve titreşim gürültüsünden kaynaklanan etkilerin 10 nV’tan 0.5 nV’un altına düşürülebileceğini göstermiştir (Behr ve Katkov 2005).

$$\sigma(\tau) = \left(\frac{k_0^2 \cdot \tau^2}{2} + \frac{k_1^2}{2 \cdot \tau} + 2 \cdot \ln 2 \cdot k_2^2 \right)^{0,5} \quad (1. 8)$$



Şekil 1. 23. Josephson Gerilim Standartlarının Karşılaştırılmasında DC Hızlı Terslemenin Etkisi

İki PJGS karşılaştırması otomasyonla çok hızlı yapılabilmiş ve bu şekilde literatüre geçen en iyi ölçüm PTB’de (L. Palafox, R. Behr, ve diğerleri 2009) tarafından raporlanmıştır. 10 V karşılaştırmasında maksimum ± 4 nV olan fark geriliminin ortalaması 5 pV/V’tur ve ± 3 pV/V büyüklüğündeki A tipi belirsizlikle belirlenmiştir. Bu ölçümün ölçüm sonucu (L. Palafox, R. Behr, ve diğerleri 2009) ‘de gösterilmiştir.



Şekil 1. 24. PJGS ile Ölçüm Belirsizliğinin Düşürülmesi

1.4.2.2. Termal Transfer Aygıtların kalibrasyonu:

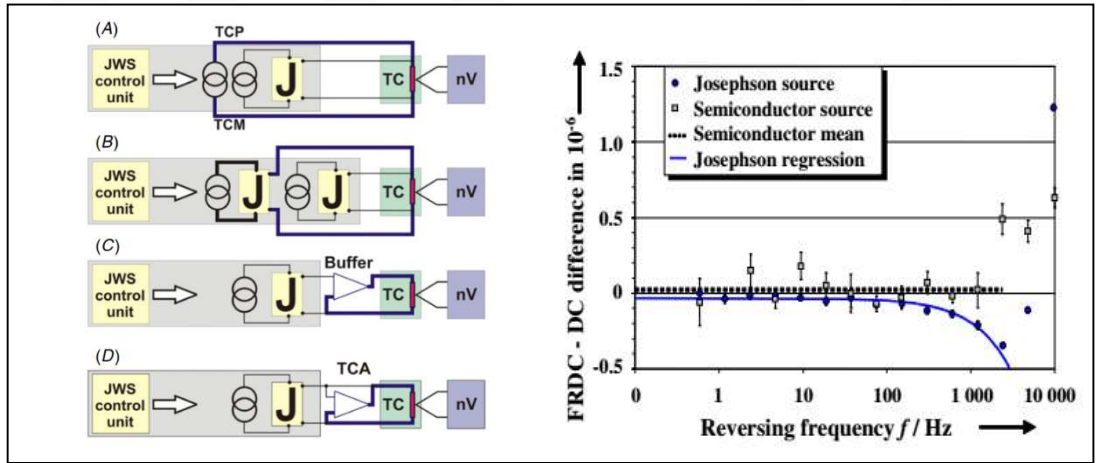
AC gerilim metrolojisi, yüksek doğrulukla bilinen DC gerilimin ısıtma etkisinin, değeri belirlenmek istenen ac gerilimin ısıtma etkisiyle karşılaştırılması suretiyle gerçekleştirilir. Başka bir deyişle AC Gerilim kalibrasyonu, DC ve AC'nin etkin değerleri karşılaştırılarak gerçekleştirilir. Karşılaştırma işlemi için, ısı transfer aygıtları kullanılır. Bu aygıtlar, ne kadar ideal tasarlanırlarsa tasarlanırlar DC ve AC'de aynı davranmazlar. Bu aygıtların frekansa bağlı AC-DC farkları belirlenerek bu fark, ölçüm sonuçlarından düzeltilir.

Şekil 1. 19'deki şematik PJGS tümdevresinde, uygun adımlar hızlı bir ardışıklıkla seçilerek sinüs üretilebilir. Teoride bu sinüsün hesaplanabilir bir rms değeri vardır. Bu değer, TVC'lerin ac-dc farklarını düşük frekanslar için belirlemede kullanılması düşünülmüştür. Bu tür bir ölçüme dair ilk deneme Hamilton tarafından yapılmıştır (Hamilton, C. A.; Burroughs, C. J.; Kautz, R. L.; 1995) ancak bir basamaktan diğerine geçiş esnasında oluşan gerilimin geçici belirsizlikleri nedeniyle tekrarlanabilir ölçüm sonuçları alınmamıştır.

Isıl transfer aygıtlarındaki Thomson ve Peltier etkilerinden kaynaklanan AC-DC farklar, frekansa bağlı olmayan AC-DC farklardır. Bu tür ac-dc farkların ölçümlerinde yarı iletken referans kaynak kullanılmaktaymış. Bu ölçümler için pozitif ve negatif değerlerin birbirine eşit olması önemlidir. PJGS'nin çıkışı, hızla ($n=\pm 1$) pozitif ve negatif değeri değiştirilerek kuantum doğruluğunda bir kaynakla bu hataların belirlenmesine çalışılmıştır. PJGS'nin DC Hızlı Terslemede (Fast Reverse DC) kullanımı ilk kez

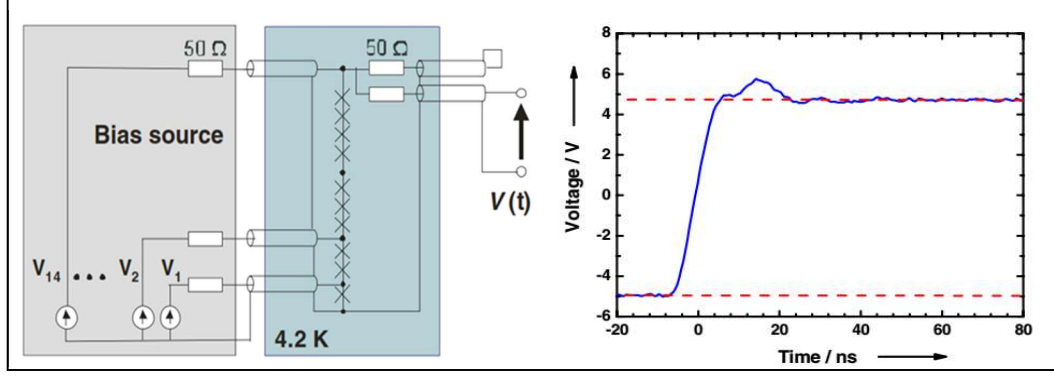
(Burroughs, C. J.; Benz, S. P.; Harvey, T. E.; Sasaki, H. 2000) tarafından önerilmiştir. Bu ölçümlerde transientlerin etkisi ihmal edilebilir. (Funck, Behr ve Klonz 2001) tarafından gerçekleştirilen bu ölçümlerle üretilen ısı-enerji aygıtlarının performanslarının çok daha iyi olduğu ispatlanmıştır. (Kohlmann, Behr ve Funck 2003)'den alınan ölçüm sonucu Şekil 1. 25'de verilmiştir.

Kısa adı PMJTC (Planar Multy Junction Thermal Converter) olarak adlandırılan bu aygıtların giriş empedansları 90Ω ile $1,5 \text{ k}\Omega$ arasında değişmektedir. PMJTC ile yapılacak ölçümler bu nedenle zordur, çünkü akacak akım için ilave akım yolu oluşturmak gerekir. Şekil 1. 25'de verilen devre şemalarında koyu renkli çizgiyle bu akım yolu gösterilmiştir. Şekil 1. 25'deki düzeneklerden önce A ve B denenmiş ve bu akımın genliği PJGS'yi istenen adımda tutmak için ayarlanmıştır (Behr, Williams, ve diğerleri 2005), (Djordjevic S 2010). Daha sonra Avustralya metroloji enstitüsünden C (Budovsky ve Hagen 2010) ve D (Budovsky, ve diğerleri 2012) düzenekleri önerilmiştir ve Avustralya, PTB(Almanya) ve LNE(Fransa) (Seron, ve diğerleri 2012) tarafından kullanılmıştır. Bu düzenekler (R. Behr, O. Kieler ve J. Kohlmann, ve diğerleri 2012)'den alınmıştır.



Şekil 1. 25. PJGS ile MJTC Kalibrasyon Düzenegi ve FRDC kalibrasyon sonucu

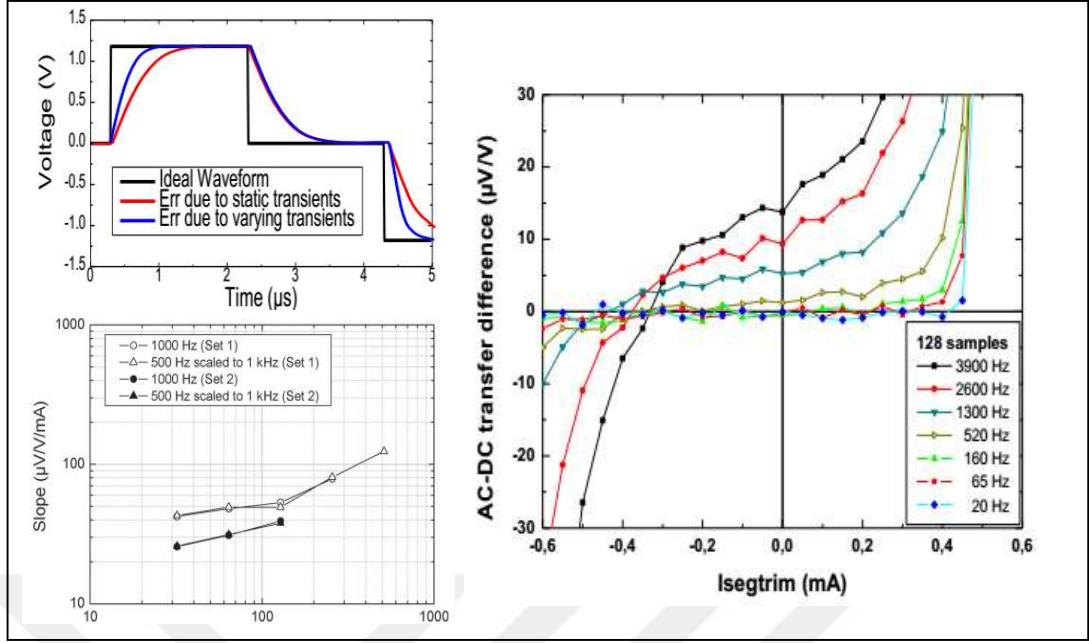
Transientlerin etkisini azaltmak için NPL (İngiltere) (J. Williams, D. Henderson, ve diğerleri 2007) tarafından Şekil 1. 26'de verilen düzenek önerilmiştir. Bu düzenekte kullanılan kabloların karakteristik empedansı, kullanılan gerilim kaynaklarının çıkış direncine eşittir. Yansımalarından kaynaklanan salınımları (bu etkiyi Williams ringing olarak adlandırmıştır) azaltmak için Williams 50 ohm üzerinden çıkış kablosu ile eşit uzunluktaki kabloyu kısa devre etmektedir.



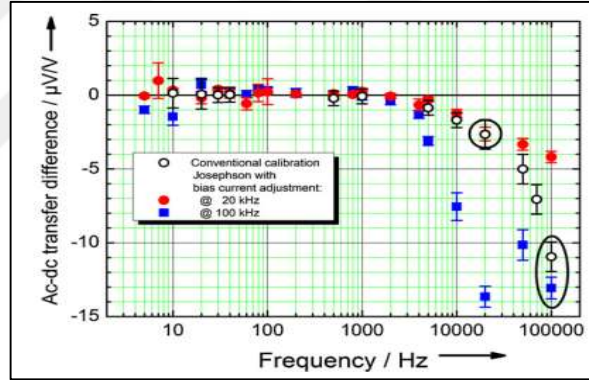
Şekil 1. 26. Transientleri azaltan PJGS düzeneği

Behr, Williams tarafından önerilen ve yansımaları azaltan bu devre şeması ve 5 ns yükselme zamanına sahip olan ve 100 ns oturma zamanları olan elektronik kullanıldığında bile AC/DC transfer ölçümlerindeki belirsizliklerin azalmadığını raporlamıştır (R. Behr, O. Kieler ve J. Kohlmann, ve diğerleri 2012). NIST (Burroughs, Rufenacht, ve diğerleri 2008) ve PTB (J. Lee, ve diğerleri 2009) tarafından bağımsız olarak AC işaretin rms değerinin kuantalanmasının bir sınırı olduğu, bu sınırın $2 \mu\text{V/V}/(\text{mA.kHz})$ olduğu (bkz. Şekil 1. 27) , bu parametrenin de 0'ıncı ve 1'inci Shapiro adımının genişliğine, uygulanan mikrodalganın gücüne, frekansına ve helyumun seviyesine bağlı olduğu raporlanmıştır.

Buna karşın I_s akımının özel bir ayarı için yükselen transientler ile düşen transientlerin birbirini kompanse edebileceği anlaşılmıştır ((Eklund, ve diğerleri 2011), (Seron, ve diğerleri 2012)). 20 kHz ve 100 kHz'de kalibre edilen bir PMJTC ile I_s akımları ayarlanmış ve Şekil 1. 28'deki ölçüm sonucu elde edilmiştir (R. Behr, O. Kieler ve J. Kohlmann, ve diğerleri 2012). PJGS ile TVC'lerin AC DC fark kalibrasyonu 1 ppm ve 0,1 ppm (1kHz ve 100 kHz)'dir. AC-DC transfer standartlarının kalibrasyonuna dayanan bu tür bir JGS AC gerilimler için doğru kuantum standart değildir.



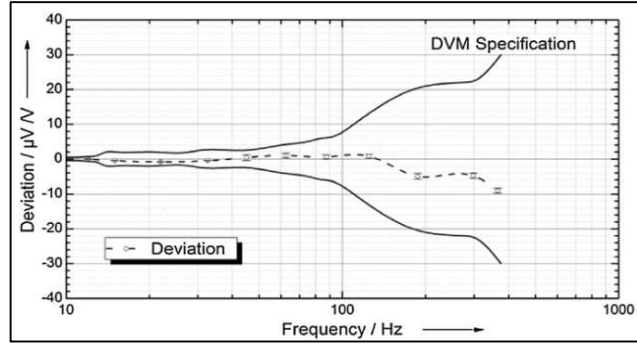
Şekil 1. 27. Transientlerin etkisi nedeniyle PJGS ile doğrudan sentez kuantum değildir



Şekil 1. 28. PJGS ile Transientleri kompanze eden AC-DC transfer kalibrasyonu

1.4.2.3. ADC karakterizasyonu

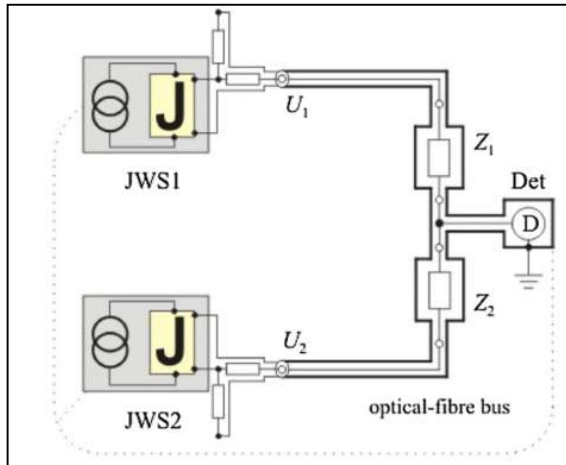
İlk Dinamik ADC Karakterizasyonu Ihlenfeld tarafından raporlanmıştır (Ihlenfeld, Mohns, ve diğerleri 2005). Bu çalışmada, Şekil 1. 29’de gösterilen grafikte, örneklemeli voltmetre ile RMS hesaplama belirsizliklerinin doğrulandığı açıkça görülmüştür. Bunun üzerine, birincil güç ölçüm kalibrasyonu düzeneğine bu şekilde DVM kalibrasyonu entegre edilmiştir ve Palafox tarafından raporlanmıştır (L. Palafox, R. Behr, ve diğerleri 2009) (Palafox, ve diğerleri 2007).



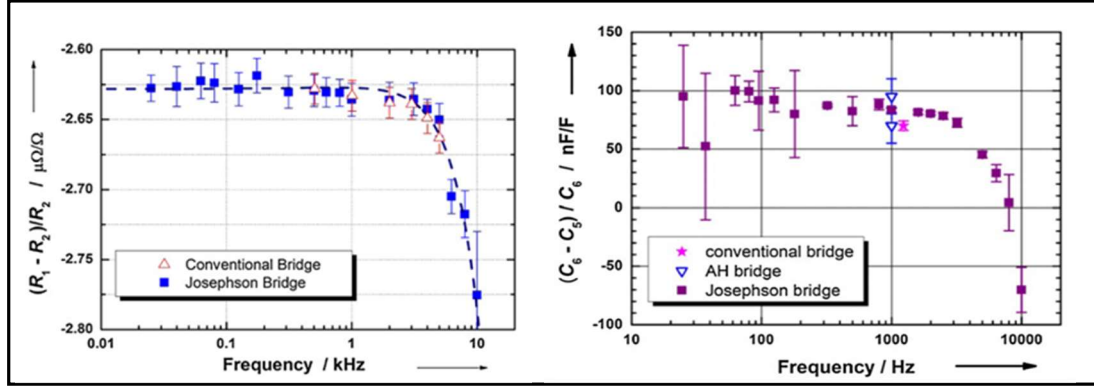
Şekil 1. 29. 3458A'ile RMS değer ölçüm belirsizliği

1.4.2.4. Empedans ölçümleri

Geleneksel JGS'ları da dirençler arasındaki oranı ölçmek için kullanılmıştır (Warnecke, ve diğerleri 1987) ve $30 \text{ n}\Omega/\Omega$ büyüklüğünde direnç oranı belirsizlikleri elde edilmiştir. Geleneksel JGS yerine PJGS kullanıldığında direnç oranı belirsizlikleri $<5 \text{ n}\Omega/\Omega$ değerine düşürülmüştür (Behr, Funck, ve diğerleri 2003). PJGS ile kurulan köprülerle AC gerilim oranı da ölçülebilmektedir. Bu düzenek Şekil 1. 30'de gösterilmiştir ve ilk kez (Lee J 2010) 'de tanıtılmıştır. Bu şekil (R. Behr, O. Kieler ve J. Kohlmann, ve diğerleri 2012)'den alınmıştır. Bu düzenek kullanılarak gerçekleştirilen $10 \text{ k}\Omega$ direnç ve 100 pF kapasitör ölçümleri geleneksel ve Josephson Köprüleriyle karşılaştırmalı olarak Şekil 1. 31'de gösterilmiştir.



Şekil 1. 30. JGS ile Empedans Köprüleri Ölçüm Düzenegi



Şekil 1. 31. Geleneksel ve PJGS'li köprülerle Direnç ve Kapasitans Oranları

Şekil 1. 30'de verilen sistemin kurulması maliyetlidir. Tek bir PJVS sistemi kullanılarak empedans köprüleri geliştirmek de denenmiştir ancak tek çiple istenen çözünürlük elde edilememiştir. Şekil 1. 31 ile verilen ölçüm sonuçları tek PJVS'li empedans köprülerinde henüz elde edilememiştir ancak ilk araştırmalar ümit vaat etmektedir. (Raso, ve diğerleri 2016). VTT (Finlandiya), SP (İsveç), CEM (İspanya) ve PTB (Almanya) enstitülerinin PJVS ile kurulmuş empedans köprüleri vardır.

1.4.2.5. Gerilim-bölücü kalibrasyonları

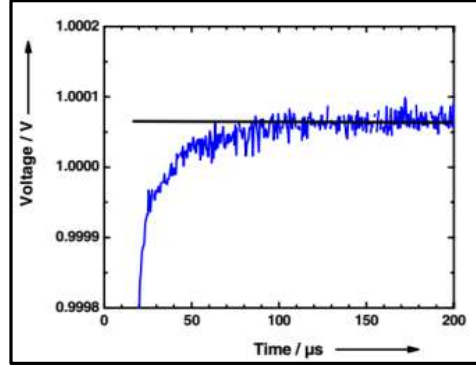
AC PJGS ile kuantum voltmetre prensibi kullanılarak İndüktif Gerilim Bölücü Kalibrasyonu (IVD) ilk kez (Hsu, ve diğerleri 2016) 'de araştırılmıştır.

1.4.3 Kuantum voltmetre

Bir önceki bölümde tartışmalar, transientler nedeniyle PJGS ile doğrudan sentezin kuantum doğruluğunda olamayacağını göstermektedir. (Behr, Palafox, ve diğerleri 2007) tarafından önerilen örnekleme metodlarıyla PJGS'yi birleştirmek bu bölümde tartışılacaktır.

Ihlenfeld, çok kullanılan örnekleme voltmetrenin (3458A) en büyük hatalarının referansından ve kazancından kaynaklandığını raporlamıştır (K. W. Ihlenfeld 2001). Bu hataları azaltmak için örnekleme voltmetre, ölçülecek periyodik işaretlerle PJGS arasında sıfır sezici gibi kullanılabilir. Özel bir tetikleme şeması ile kuantum adımın tam ortasında örnekler alınabilir. Transientlerin ölçümlere etkisi bu şekilde bertaraf edilebilir ancak, bu transientler örnekleme voltmetrenin giriş filtresini şarj ettiği için oturma zamanını arttırmaktadır. Şekil 1. 32'de bu durum gösterilmiştir. Bu şekil, bu

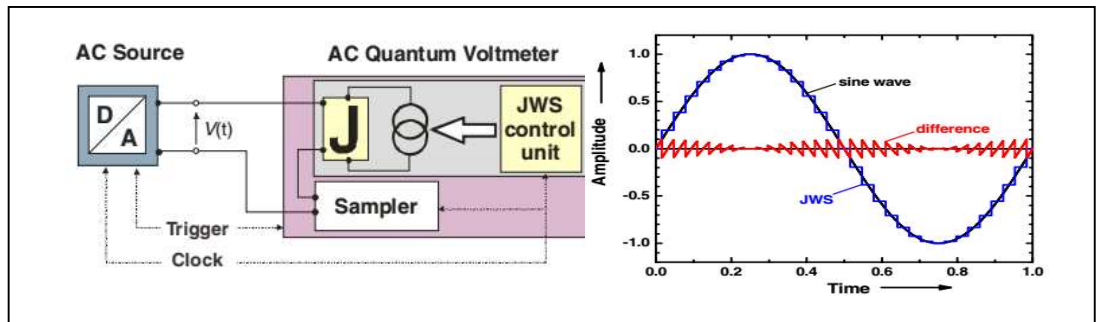
voltmetre ile 1 V ölçüm bölgesinde adım 0 V'dan 1 V'e sıçradığında oluşan durumu göstermektedir.



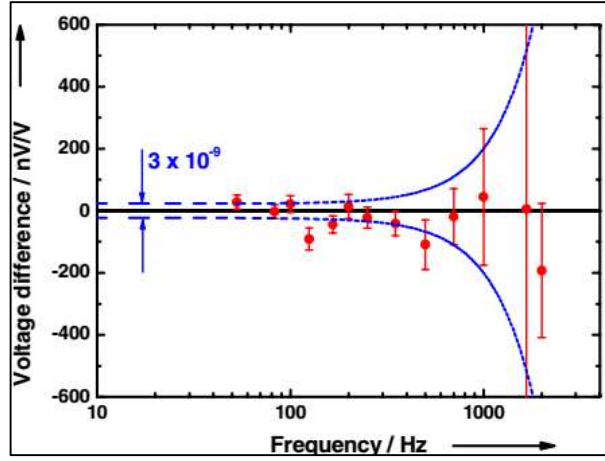
Şekil 1. 32. 3458'in giriş filtresi oturma zamanını arttırmaktadır

Şekil 1. 26'de gösterildiği gibi PJGS'nin adım geçişleri 100 ns'den küçük olsa da, ADC'nin oturma zamanı Şekil 1. 32'de 60-80 μ s olmaktadır. Benzer etkiler PTB (Ihlenfeld, Mohns, ve diğerleri 2005), NIST (Rufenacht, Burroughs ve and Benz 2008) ve VSL (H. E. van den Brom, ve diğerleri 2009) tarafından gözlenmiştir.

AC kuantum voltmetre prensibini göstermek için 10 V seviyesinde karşılaştırma gerçekleştirilmiştir. Bu karşılaştırmada Şekil 1. 33'deki düzenekte AC gerilim kaynağı yerine başka bir PJGS kullanılmıştır. Mikrodalga frekanslar ve her bir dizideki öngerilimlenmiş eklemler seçilerek adımlar arasındaki farkın 100 nV'tan az olması sağlanmıştır. Bu ölçümlere ait sonuç Şekil 1. 34'da verilmiştir (R. Behr, O. Kieler ve J. Kohlmann, ve diğerleri 2012). Kuantum Voltmetre düzenegi ise Şekil 1. 33'da verilmiştir. Şekil 1. 34'daki ölçümde kullanılan örnekleyci 3458A'dır. Görüldüğü gibi burada 400 Hz altındaki ölçüm sonuçlarında ölçümün belirsizliği 3 nV/V'tur. Daha yüksek frekanslarda ise belirsizlik artmaktadır.



Şekil 1. 33. Kuantum Voltmetre Prensibi



Şekil 1. 34. Kuantum Voltmetre ile PJGS kalibrasyonu

Şekil 1. 34'deki ölçümde 4 basamaklı sinüs kullanılmıştır. Daha fazla basamak yaklaşımlı sinüs dalgaları kullanılarak da başarılı ölçümler gösterilmiştir (Rufenacht, Burroughs ve and Benz 2008), (Kim, ve diğerleri 2010), (J. M. Williams, ve diğerleri 2011). Bu ölçümlerde basamak sayısı fazla olduğu için frekans 100 Hz ile sınırlanmıştır ve belirsizlik 1 V'ta 10^8 mertebesinde olmuştur.

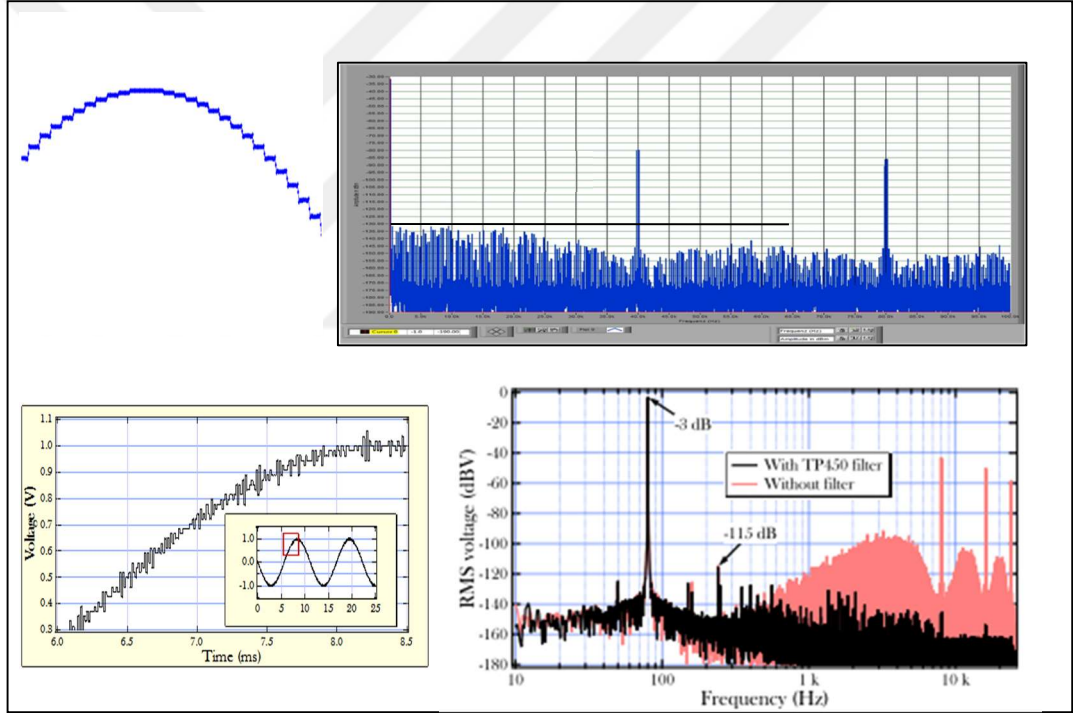
PTB ticari bir kuantum voltmetreyi PTB Supracon işbirliği ile gerçekleştirmiştir. Bu kuantum voltmetrenin akım kaynakları (Her bir I_s akımını uygulayan) ticari olarak satılan yüksek hızlı DAC'lar kullanılarak oluşturulmuştur. Kullanılan örnekleyici integrasyon alan voltmetre yerine, Şekil 1. 32'de gösterilen uzun oturma zamanı nedeniyle, 10 MS/s örnekleme hızına sahip Sigma-Delta ADC kartı ile değiştirilmiştir (J. Lee, ve diğerleri 2013).

1.4.3.1. PJGS'nın frekansını arttırma teknikleri

Transientleri nedeniyle PJGS sistemi ile sentezlenen işaretlerin kuantum doğruluğunda olamayacağı daha önce tartışılmıştı (Bknz. Şekil 1. 27). Ancak kuantum voltmetre prensibi ile kHz altı frekanslarda başarılı sonuçlar elde edilebilmiştir. Bazı metroloji enstitüleri, kuantum voltmetre ile sayısal teknikler kullanarak periyodik işaretler için frekansın arttırılabileceğini göstermişlerdir. Bu tekniklerle 100 kHz frekansına kadar işaretlerin ölçülebilmesi planlanmaktadır. Frekansın arttırılabildiğinin gösterilmesine karşın bu teknikle belirlenen işaretin RMS değer belirsizliği hala kurulu AC gerilim metrolojisi ile yarışmamaktadır (Ihlenfeld ve Landim 2016).

1.4.5. PJGS spektrumunu temizleme teknikleri

ADC'lerin dinamik kalibrasyonları için spektrumu temiz referans işaretler gereklidir. PJGS sistemi ile üretilen işaretler ideal işaretlerin basamak yaklaşımıdır. Bu nedenle doğal olarak spektrumları temiz değildir. Spektrum kirliliğinin iki nedeni vardır birincisi örneklemeden kaynaklanmaktadır diğeri ise kuantalama gürültüsünden. Kuantalamadan kaynaklanan hataları azaltmak için ideal işareti sigma-delta modülasyonu ile sayısallaştırmak ve JGS çıkışını filtrelemek önerilmiştir. Bu amaçla bir filtre üretilmiş ve spektrumun saflaştırılabildiği gösterilmiştir. Ancak hala bu sistemin transienleri ve etkilerine dair metrolojik bir ölçüm gerçekleştirilmemiştir (Bergsten, ve diğerleri 2015).



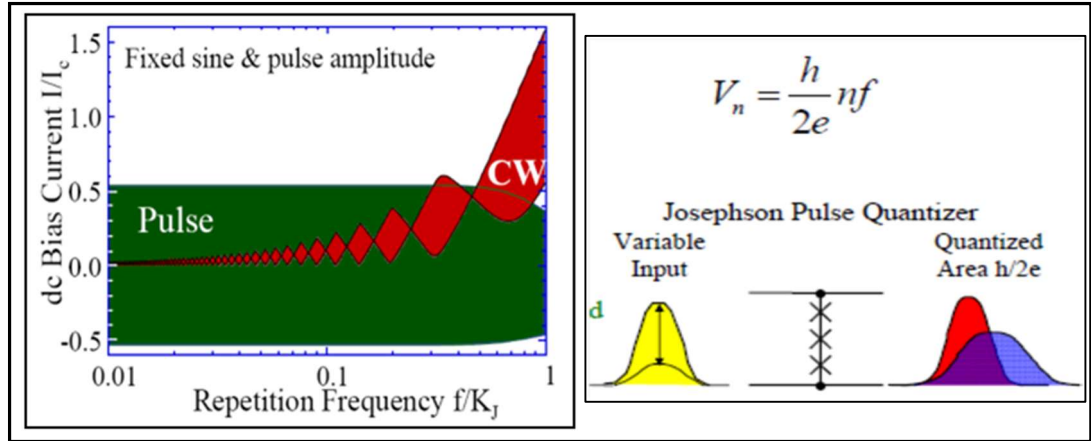
Şekil 1. 35. PJGS Dalga Formu ve Spektrumu (Basamak yaklaşımli sinüs ile Sigma delta modüleli sinüsün spektrumları)

PJGS sisteminin çıkış spektrumunu saflaştırmak ve transienlerden kaynaklanan etkileri kuantum doğruluğunda düzeltmek için yeni bir sistem daha önerilmiştir. Birleşik Josephson Sistemi olarak adlandırılan bu sistem daha sonra tartışılacaktır.

1.5. Darbe İle Sürülen Josephson Gerilim Standardı

Oldukça kullanışlı olmalarına rağmen PJGS'nin AC işaretlerin sentezinde iyi olmadığı görülmüştür, çünkü adımlar arasındaki, kuantum olmayan tanımlanamamış geçişler yüksek frekanslarda kabul edilemeyecek seviyede belirsizlik getirmiştir (Bknz. Şekil 1. 27). JE dizilerinin darbelerle sürüldüğü başka uygulamalarda ise bu problem çözülebilmektedir.

PJGS'deki JE dizisinin. n. Shapiro adımını değiştirerek programlamanın nasıl olacağı önceki bölümlerde tartışılmıştır. Metrologlar $V=hf/K_j$ eşitliğinden görüldüğü gibi aynı sonucun f değiştirilerek de elde edilebileceğini düşünmüşler. Ancak maalesef mikrodalganın sinüs olduğu durumda (Continuous Wave), adım genişlikleri diğer bir deyişle akım marjini, frekans azaldıkça sıfıra yaklaştığı simülasyonlarla bulunmuştur. Bunun anlamı: Gerilimi, frekansın sadece küçük bir aralığında değiştirmek mümkündür. Buna karşın eğer mikrodalga kaynak sinüs yerine darbe uygulayan bir kaynak olursa adım genişliklerinin darbenin tekrarlanma frekansından bağımsız olduğu keşfedilmiştir. Bu fikrin, teorisi (Monaco 1990) 'de açıklanarak ilk kez önerilmiştir, (Benz ve Hamilton 1996)'de ise ilk pratik uygulaması gösterilmiştir.



Şekil 1. 36. Darbe ve Sinüs (CW) ile Sürmede 1.Shapiro Marjinleri

Şekil 1. 36'de, n=1 adımı için akım marjini simülasyonu gösterilmiştir (Benz ve Hamilton 1996). Bu şekilde gösterilen simülasyonlarla, eklemlerin darbe ile sürüldüğü durum için öngerilimleme akımının (dc akım bias range) geniş ve sıfırın çevresinde simetrik olduğu ve darbelerin tekrarlanma frekansından bağımsız olduğu bulunmuştur. Akım darbelerinin genliği ve süresi eklemlerin çalışma aralığını belirlemiş ancak

darbenin sıklığı çalışma aralığını etkilememiştir. Ancak sürekli dalgalarla sürüldüğünde sonuç farklı olmuştur (Şekil 1. 36'deki kırmızı alan).

Darbenin yönü terslenerek JE dizisi, hem pozitif hem negatif gerilimler üretebilmiştir. Bu fikre dayanan bir programlanabilir gerilim kaynağı geniş bantlı transmisyon hattı boyunca yayılan N eklemenden oluşan bir diziden oluşturulmuştur. Darbe treni, dizinin iki ucunda zamanda ortalaması $N.f/K_J \cdot 90$ 'ye eşit olan gerilimi üretilmesini sağlamıştır. Örneğin $f_{\text{CLOCK}} = 10$ GHz ve 10 bitlik darbelerden oluşan 11111000001111100000 desen 1 GHz'lik bir kare dalga üretir. Bu durumda $f = 1$ GHz'dir ve dizinin iki ucunda oluşan gerilim $V_{J\text{-DC}} = N \cdot 1\text{GHz} / K_J$ olmaktadır.

Daha genel bir eşitlik DC gerilimler için (1. 9) Eşitliliği ile, AC gerilimler için ise (1. 10) Eşitliğe ile verilmiştir. Burada M dizideki eklem sayısı, n kuantum seviyesi (Shapiro adıdır).

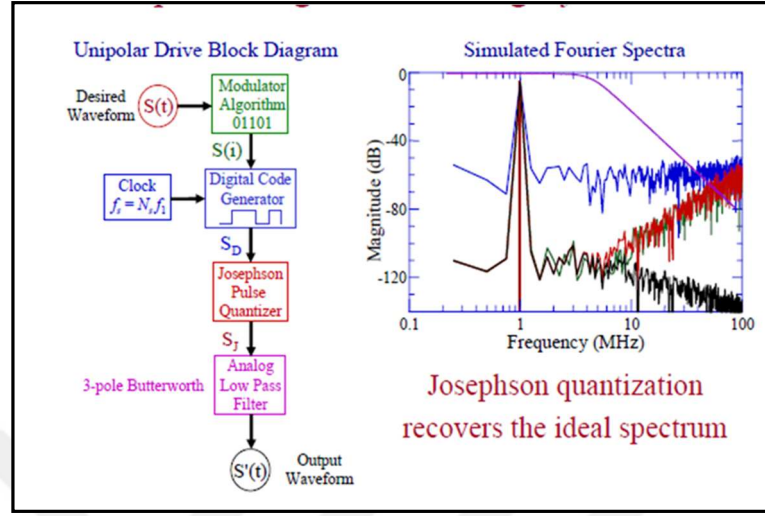
$$V_{\text{DC}} = M \cdot n \cdot \frac{h}{2e} \cdot f_p \quad (1. 9)$$

$$V_{\text{AC}} = M \cdot n \cdot \frac{h}{2e} \cdot f_p(t) \quad (1. 10)$$

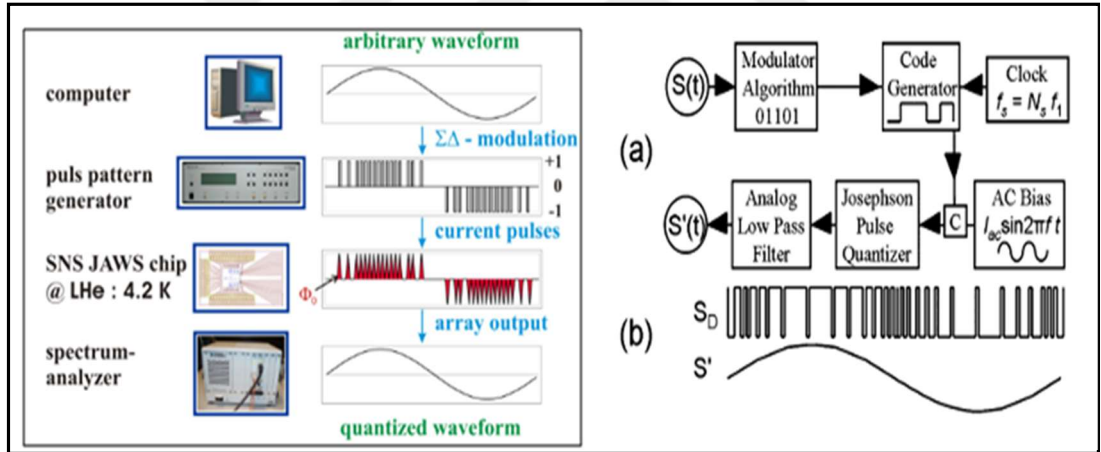
Şekil 1. 37'de verilen şemadaki bloklar kuantalanmış Josephson darbelerinden f_1 frekanslı doğru bir işaret üretmekte kullanılmış işlem basamaklarını göstermektedir. Buradaki modülasyon algoritması bloğu ile f_s örnekleme frekansında $S(t)$ giriş işareti sayısallaştırılmıştır. Algoritma genellikle ikinci dereceden sigma-delta modülatördür. Tekrarlanabilir dalgalar için modülatör tarafından üretilen kod sadece bir kez hesaplanmış ve sayısal kod, jeneratörün hafızasında saklanmıştır. Sayısal kod jeneratörü f_s , örnekleme frekansında anahtarlandığında düşük frekanslı spektral bileşenleri, orijinal işarete yaklaşan işaretler üretir. Josephson eklemlerinin fiziği bu darbenin kuantalanmasına izin verir. Her bir darbenin gerçek değeri $h/2e$ ile ifade edilir ($h/2e = 1/K_J = 2,067834$ mVps).

Şekil 1. 38 'da PTB'de ve NIST'de kullanılan sistemler verilmiştir. Bu iki sistem arasındaki farkın temel sebebi, kullanılan darbe desen jeneratörlerinin yapısı olmuştur.. PTB'nin kullandığı üreteç pozitif ve negatif darbeler üretebilirken NIST'in kullandığı üreteç sadece tek yönlü darbeler üretmektedir. Negatif darbelerin de

üretilebilmesi için NIST darbe üretici ile sinüsoidal işareti birleştirmektedir. PTB'nin DD üretici RZ modunda çalışırken NIST'in DD üretici NRZ modunda çalışmaktadır.



Şekil 1. 37. Darbe ile Sürülen JGS ile Spektrum İyileştiriliyor



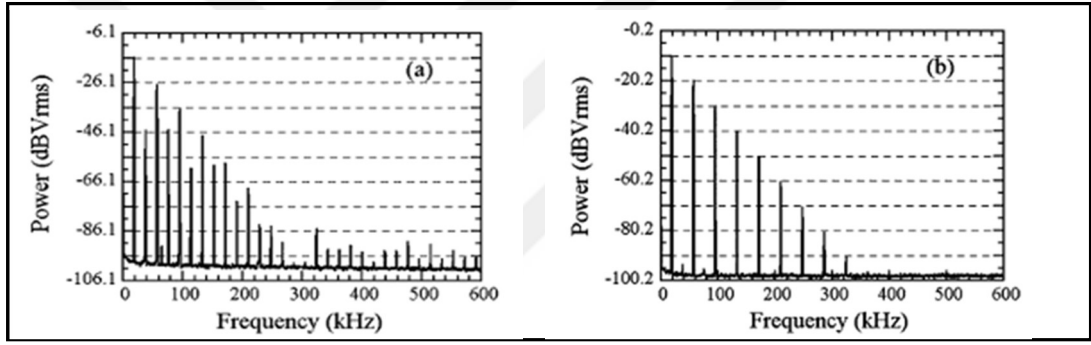
Şekil 1. 38. Darbe ile Sürelen JGS'nin Çalışma Prensibi (soldaki sistem PTB ve sağdaki sistem NIST)

Teorik olarak ve deneysel olarak gösterilmiştir ki darbeleri kuantalamak 60 dB büyüklüğündeki gürültünün azalmasını sağlamıştır (S. P. Benz, C. A. Hamilton, ve diğerleri 1998). Bu durum Şekil 1. 37'de gösterilmiştir. Şekil 1. 37'deki mavi renkle gösterilmiş frekanstaki işaret, kuantum akılarıyla kuantalanarak siyah ile gösterilmiş spektruma iyileştirilmiştir.

f_s/f_1 oranı büyük olduğunda dizinin üzerindeki gerilimin geçiş bandındaki bileşeni hemen hemen giriş işaretine eşit olmuştur. Kuantalanmış darbelerle dijital kodun

bilgisi ile örnekleme frekansı ve dizideki eklem sayısı çıkış işaretinin rms değerini ve spektrumunu tam olarak hesaplamak mümkün olmuştur. Darbe ile sürülen Josephson Standardının hem DC gerilim standardı hem de AC gerilim standardı olabileceği görülmüştür.

Hassas dalga sentezi için Josephson kuantalayıcısının önemi Şekil 1. 39'de gösterilmiştir (Benz ve Hamilton 2004). Burada sayısal bir kod, analog dalga üretmek için seçilmiştir. Kodda çift harmonikler yoktur ve tek harmonikler 19'ar dB azalacak şekilde seçilmiştir. DDÜ çıkışında doğrusallıktan sapmalar çıkış işaretinde önemli bir bozulmaya yol açmış ve çift tonların doğru olmayan üretimi Şekil 1. 39 a)'de gösterilmiştir. Buna karşın Şekil 1. 39 b)'de işaret Josephson kuantalayıcısı ile kuantalanmıştır ve istenen spektrum üretilebilmiştir.



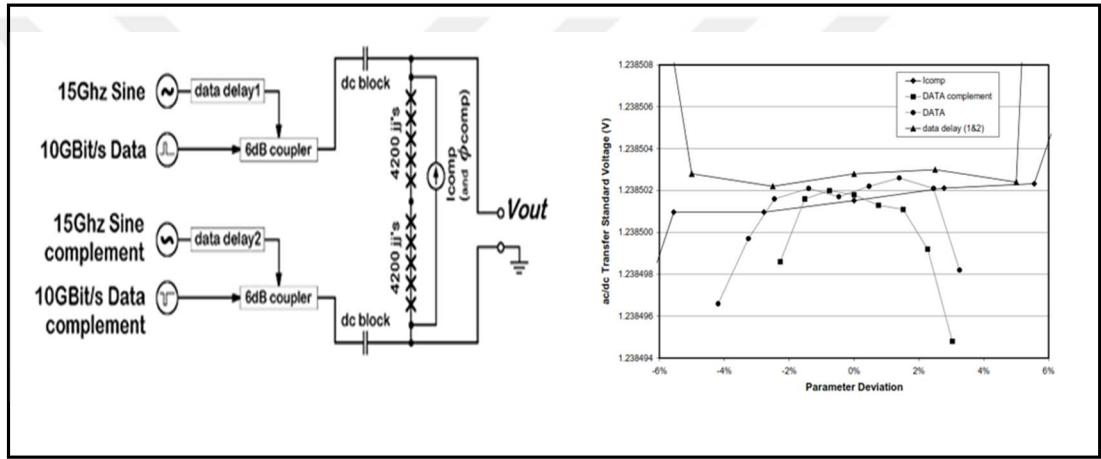
Şekil 1. 39. Josephson Kuantalayıcısının Spektruma Etkisi

Pratik bir AC JGS standardını üretmek için bir çok zorluğun üstesinden gelinmiştir. NIST'in çalışmaları daha çok, çıkış gerilimini yüksek seviyelere çekmek için yoğunlaşmıştır. Süperiletken tümdevre üretimindeki gelişmeler 242 mV genliğinde -93 dBc saflığında gerilimlerin 3,3 kHz ve 33 kHz de üretilmesini ve bu büyüklükteki gerilimler ile ilk kez metrolojik ölçümlerin yapılmasını mümkün kılmıştır (Burroughs, Webber, ve diğerleri 2003).

Doğal sabitlere bağlanan ac ve dc bir gerilim standardının tanımını gerçekleştirmek için her bir öngerilimleme parametresinin değişimi ile çıkış geriliminin değişmeyeceği bir 'bias' parametresi aralığı araştırılmıştır. Bu aralık, çalışma-marjini/adım-genişliği olarak adlandırılmıştır. AC JGS hassas ölçümler için kullanıldığında, bu marjinlerin varlığının her çalıştırmada ispatlanması istenmiştir. Her bir öngerilimleme parametresinin çıkış gerilimini 10^{-7} mertebesinde değiştirmedeği bir aralığı aranmıştır.

Böyle bir düz aralık TTS kullanılarak AC JGS için de bulunmuştur (Burroughs, Webber, ve diğerleri 2003). Bu ölçüm sonucu ve ölçümde kullanılan AC JGS Şekil 1. 40'da verilmiştir (Burroughs, Webber, ve diğerleri 2003). 193 mV'a ve 2,8 kHz'de çalışma marjinlerinde düz bir bölge Şekil 1. 40'daki gibi elde edilmiştir. Bu, ac sistem geliştirmek yolunda önemli bir adım olmuştur.

Darbe ile sürülen JGS standardı Şekil 1. 39'de görüldüğü gibi bir Spektrum Programlayıcı olarak çalışmaktadır. Bu sistem ile rastgele kuantum dalgalar sentezlenebildiği için JAWS (Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer) olarak da anılmaktadır.



Şekil 1. 40. TTS (FLUKE 792) ile Çalışma Marjinleri

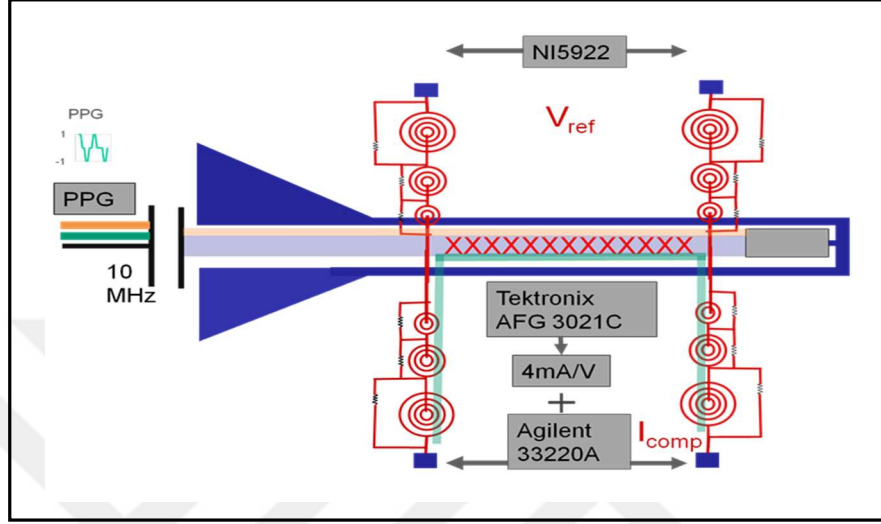
1.5.1. JAWS Sistemindeki son gelişmeler

1.5.1.1. Süperiletken JAWS tümdevresi:

Süperiletken tümdevre 50 Ω 'luk transmisyon hattı boyunca dağılmış eklemlerden üretilmiştir. Hat boyunca birçok dalga boyu yayılır. Yansımaları önlemek için diziler, sonlandırıcı bir direnç ile sonlandırılmıştır. (Daha sonra bahsedilecek olan yığın dizilerle 50 Ω 'luk sonlandırıcının kullanılmaması planlanmıştır ancak henüz 50 Ω empedansına sahip yığın dizi üretilmemiştir).

50 Ω 'luk sonlandırıcının kullanılması düşük frekanslarda ortak mod hatalarına sebep olmuştur. Bu hataları ortadan kaldırmak için darbe üreticinin, çıkışına DC bloklar yerleştirilmiştir. Josephson eklemlerinden DC bloklarla filtrelenen bu düşük frekanslar ilave işaret üretici ile tekrar diziye uygulanmıştır. Bu düşük frekans kompanzasyon

teknikiği ilk kez (Benz, Burroughs ve Dresselhaus 2001) tarafından önerilmiş ve kullanılmıştır. Çip üstünde kompanzasyon akımı ve çıkış gerilimi için iki ayrı yol üretilmiştir ve süper iletken filtreler aracılığıyla bu iki hat da filtrelenmiştir. Tek JAWS süperiletken dizisini sürme prensibi Şekil 1. 41’da özetlenmiştir.



Şekil 1. 41. Tek bir JAWS dizisinin sürülmesi

Şekil 1. 41’da iki adet farklı tür rastgele dalga üretici gösterilmiştir. Bu ve benzeri ticari üreteçler bu kompanzasyon akımlarını sağlamak için kullanılabilir. Bu üreteçlerin gerilim çıkışı, izoleli transkondüktans yükselteç aracılığıyla akıma dönüştürülmektedir. Şekil 1. 41’da transkondüktans yükselteç kazanç değeriyle temsil edilmiştir.

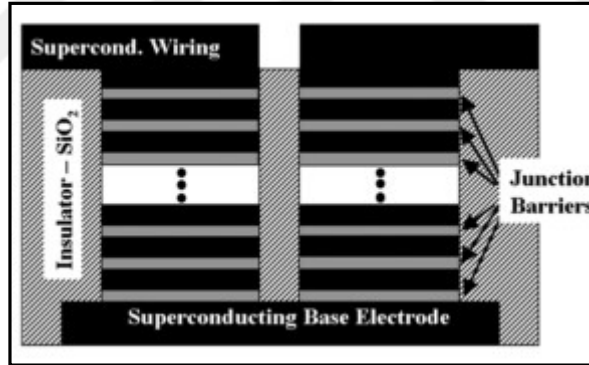
Josephson dizisini darbe ile sürme tekniği ilk kez (Benz ve Hamilton 1996)’de gösterildiğinde kullanılan çip, 512 adet eklem içermekteymiş. 512 adet Josephson Eklemi ve 250 MHz darbe tekrarlanma frekansı ile elde edilebilen maksimum gerilim $265 \mu V$ olmuştur. Bu gerilimi arttırmak için, Eşitlik (1. 9)’da görüldüğü gibi, eklem sayısını, ve/veya darbe sıklığını ve/veya Shapiro adımını arttırmak gerekmektedir.

Darbeler DC’den 30 GHz frekanslarına kadar ulaşan frekans bileşenleri içermektedir. Bütün eklemlerin özdeş çalıştırılabilmesi için tüm frekans bileşenlerinin tamamı her bir ekleme ulaşmalıdır.

1.5.1.2. Yığın eklemlerle dizilerdeki eklem yoğunluğunu artırma

(Benz, Burroughs ve Dresselhaus 2001)'de, Şekil 1. 41'de gösterildiği gibi, yüksek frekanslı ve düşük frekanslı yolları ayırmadan önce, ortak mod hatalarının önüne geçmek için yığın eklemler kullanılmaktaymış. Yığın eklemler seri bağlandığında çok daha uzun olmuştur. Şekil 1. 42'de yığın eklem mimarisi gösterilmiştir (Benz ve Hamilton 2004). NIST (Amerika), yığın diziler için nano boyutta eklemler üretmek ile ilgilenmiştir (Benz ve Hamilton 2004). Yığın dizi bütün eklemlerin en yüksek sürme frekansının dalga uzunluğunun $1/8 - 1/4$ arasındaki uzunluğa yerleştiği dizidir. NIST'in amacı transmisyon hattının toplam empedansı 50Ω 'a eşit bir yığın dizi üretmekmiş. Böyle bir dizi çok verimli olacaktır çünkü, mikrodalga gücün çoğu 50Ω sonlandırma direnci üzerinde tüketilmeyecektir.

Yığın dizilerde aşılması gereken zorluk eklemlerin birbirine çok yakın yerleştirilmesi olmuştur. 16 GHz sürme frekansına optimize edilmiş eklemlerle 13500 seri eklem gerekmektedir. Bu eklemler arasındaki maksimum mesafe ise 120 nm olmalıydı.



Şekil 1. 42. Seri Bağlı Yığın Eklem Mimarisi

Josephson eklemının elektriksel karakteristiği bariyer kalınlığına bağlıdır. Yeterli homojenlikte yığın eklemler üretmek için yığın bariyer kalınlığının 20 – 30 nm boyutunda kontrolü gerekmektedir. Yığın diziler üretmekte en başarılı yaklaşım eklemleri dik bir doğrultuda Şekil 1. 42'de gösterildiği gibi yerleştirmekmiş. Yığın diziler, eklemlerin süperiletken katlarla ardışık olarak yerleştirildiği bir dizi bariyeri içermektedir. Yan yana yığınlar süperiletken base ve bağlama elektrotlarıyla seri diziler üretmek için seri olarak bağlanmışlar.

ALIST (Japonya) 2002 yılında ilk yığın diziyi PJGS standartları için üretmiştir. (Yamamori, Ishizaki ve Itoh, ve diğerleri 2002). NIST ise yığın diziler üretmek için normal metal bariyerlerini araştırmıştır ve bariyer malzemesi olarak Nb ile kuru aşındırılabilen MoSi₂'yi incelemiştir. (Chong, ve diğerleri 2003). En nihayetinde NIST, 1 V'luk JAWS çipini, de 10 V PJGS çipini Nb_xSi_{1-x} bariyerlerinden oluşan yığın eklemelerle üretmiştir (Baek, Dresselhaus ve Benz 2006), . NIST 1 V_{rms} 'a ulaşmayı, ikili yığın eklemeleri kullanarak, bir dizi başına en çok 6400 Josephson eklemi sığdırarak başarmıştır. (S. P. Benz 2015)

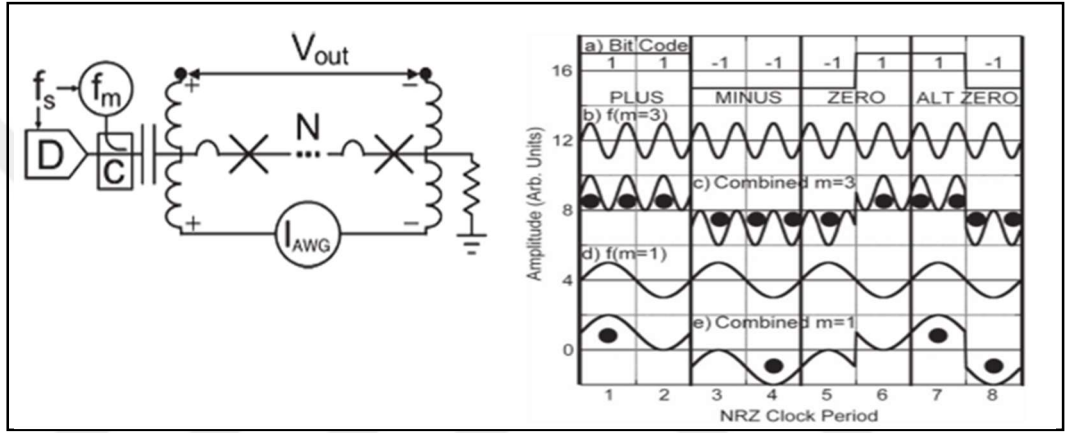
NIST tarafından JAWS sisteminin ilk başarıları gösterildikten sonra, PTB'de JAWS sistemi için Josephson eklemelerinden oluşan süperiletken tümdevreler üretmeye başlamıştır. İlk üretilen dizi 512 yığın SINIS eklemi içermekteymiş. PTB aşamalı olarak eklem türünü ve eklemelerde kullandığı bariyer malzemelerini değiştirerek (Hf_xTi_x, Nb_xSi_x) yığın eklemelerin boyutunu küçültmek ve üretim verimliliğini arttırmak için çalışmıştır (Kohlmann ve Behr 2011). PTB'de NIST ile aynı yıl içinde 1 V JAWS standardını üretmiştir (Kielar, Behr ve Wendisch, ve diğerleri 2015). PTB 1 V_{rms}'a ulaşmayı, üçlü yığın eklemeleri kullanarak, bir dizi başına en çok 9000 Josephson eklemi sığdırarak başarmıştır.

1.5.1.3. JAWS için darbe desen üreteçleri (DDÜ)

(1. 9) ve (1. 10) Eşitliklerinden görüldüğü gibi JAWS çıkış işaretini arttırmanın yolu, eklemelerin karakteristik frekansını ve bununla birlikte darbe desen jeneratörlerinin frekansını arttırmaktır. NIST tarafından tanıtılan ilk JAWS standardında (Benz ve Hamilton 1996), darbe desen jeneratörü 250 MHz büyüklüğündeymiş, darbe desen jeneratörü iki seviyeli (1,0) ve NRZ modunda çalışmaktaymış. Böyle bir desen jeneratörüyle üretilebilecek kuantum işaretler de tek yönlüymüş. DDÜ'lerini geliştirmek için birçok metroloji enstitüsü yürüttükleri ortak projelerde çalışmıştır (L. Palafox 2004). Aşağıda 1 V_{rms} JAWS işaretini üretmeyi başaran DDÜ'leri kısaca tanıtılacaktır.

NIST, Bir yandan tek diziyeye yerleştirdiği eklem sayısını arttırmaya diğer taraftan da çift yönlü kuantum dalgalar üretecek şekilde öngerilimleme elektronini geliştirmeye yoğunlaşmıştır. Bu çalışmaların sonucunda Şekil 1. 41'da verilen kompanzasyon tekniği ve Şekil 1. 38 da (sağ taraf) verilen, darbe desen jeneratörü çıkışının sinüs

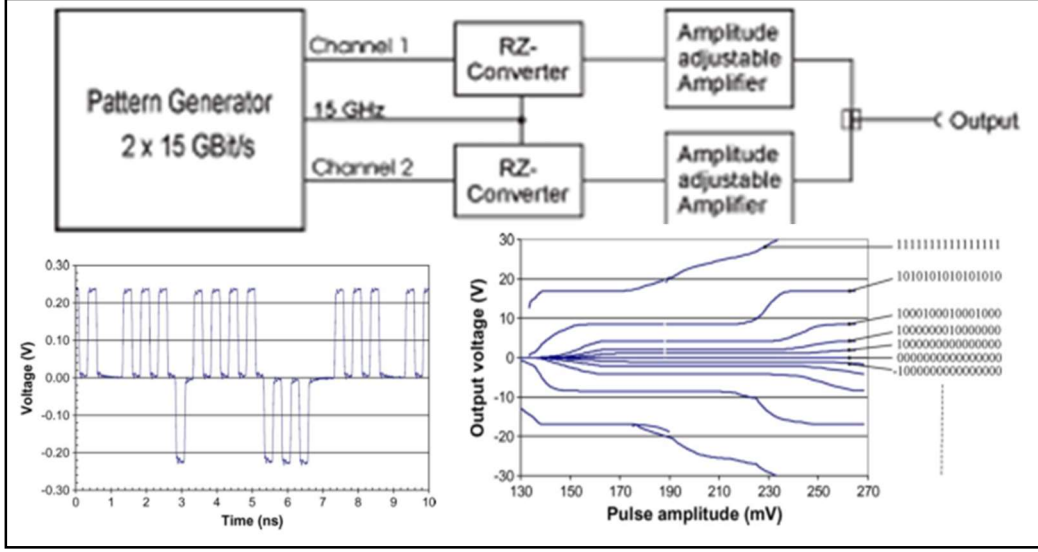
işaretlerle birleştirildiği öngerilimleme tekniği bulunmuştur. Bu tekniği daha da geliştirilerek iki JAWS dizisini aynı anda sürebilen tek bir cihaz haline getirmişlerdir. Bu cihaz, FPGA üzerinde gerçekleştirilmiş 32 Gb'lik bir SDRAM, 4:1'lik bir MUX ve düşük frekanslı kompanzasyon akımı için iki adet DAC'tan oluşturulmuş. Cihaz içinde 10 GHz - 15 GHz arasında frekansı değiştirilebilen bir mikrodalga kaynak bulunmaktaymış, ve bu kaynak harici 10 MHz'lik zamanlama işaretinin fazına kilitlenebilmekteymiş. Cihazın çalışma prensibi Şekil 1. 43'de özetlenmiştir (Benz ve Waltman 2014).



Şekil 1. 43. NIST'in JAWS dizilerini sürme elektronigi

Hollanda Metroloji Enstitüsü ticari olarak satılan, diferansiyel çıkışlı, NRZ bir DDÜ'ni, cihaz üreticisi ile birlikte modifiye etmiştir (H. E. van den Brom, ve diğerleri 2008). Üç seviyeli, RZ kod üretebilen bu üreteç ticari olarak da satılmaktadır. Şekil 1. 38'da sol tarafta görülen bu sistem, bias elektronigini oldukça basitleştirmiştir. Şekil 1. 44'de PTB'nin kullandığı DD üretici ve bu üreteçle alınan ölçümler gösterilmiştir (H. E. van den Brom, ve diğerleri 2008).

Yukarıda anlatılan darbe desen üreteçleri pahalıdır ve kanal sayısı arttıkça 100 k€'yu aşan fiyatları olmuştur. QuADC Projesinde, lazeri, ışığın parlaklığını modüle eden modülatörleri ve hızlı foto-diyotları birlikte kullanan düşük maliyetli DDÜ üretmek önerilmiştir (Nissila, ve diğerleri 2018).



Şekil 1. 44. PTB'nin kullandığı Darbe Desen Üretici

1.5.1.4. Çiplerin seri bağlanması

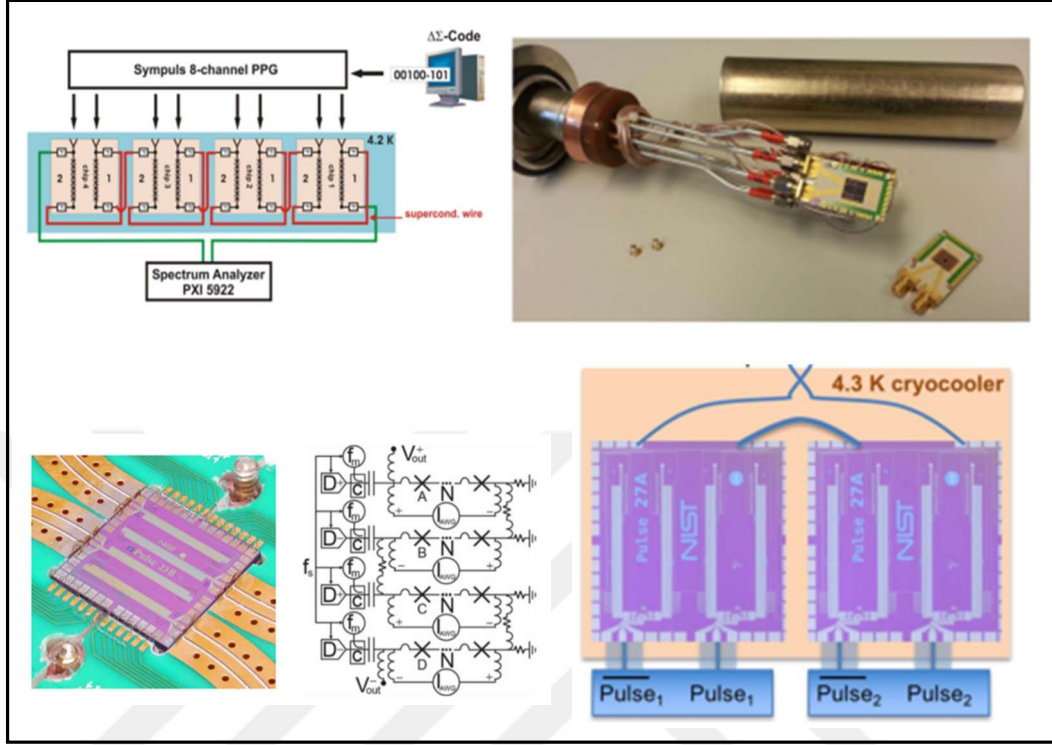
PTB bir diziye en çok 9000 eklem sığdırabilmiş ve bu eklemleri $n=1$. Şapiro adımıyla çalıştırmıştır. Kullanılan darbe desen üreticinin frekansı 15 GHz'dir. Bu durumda tek bir dizi ile üretilebilecek tek yönlü maksimum gerilim 279 mV olmaktadır (Kieler, Behr ve Wendisch, ve diğerleri 2015).

NIST bir diziye en çok 6400 eklem sığdırabilmiş ve bu tümdevreyi $n=2$. Şapiro adımıyla çalıştırmıştır. Kullanılan DDÜ'ni 14,4 GHz'de çalıştırılmıştır. Bu durumda tek bir dizi ile üretilebilecek tek yönlü maksimum gerilim 381 mV olmaktadır (S. P. Benz 2015).

NIST de PTB de yoğunlaştırılmış eklemli (yığın) dizileriyle 1 V_{rms}'e ulaşamamışlardır. Ancak Şekil 1. 40'daki düzenekte gösterildiği gibi iki dizi, birbirinin eşleniği olacak şekilde programlandığında ve seri bağlandığında, çıkış gerilimi ikiye katlanabilmiştir. Bu şekilde seri bağlama artırılabilir. PTB 1 V_{rms}'e, 3 adet 9000 eklemlik ve 4 adet 15 000 eklemlik ve 1 adet 6000 eklemlik dizileri aynı anda ve senkron çalıştırarak elde etmiştir. PTB bu 1 V_{rms} sistemi için (H. E. van den Brom, ve diğerleri 2008)'deki DDÜ'ni geliştirerek 8 kanallı ürettirmiştir (Bknz Şekil 1. 45).

NIST'de dizileri seri bağlayarak 4 adet 6400 eklemlik diziyi senkron çalıştırmıştır. NIST, 1 V_{rms}'e sistemini geliştirdikten sonra, 1 V çipine çok işe yarayan geniş bantlı bir mikrodalga bölücü yerleştirmiştir. Bu mikrodalga bölücü sayesinde, tek DDÜ

kanalından aynı anda iki diziyi biaslamıştır. Böylelikle seri bağladığı dizi sayısını arttıran NIST 2 Vrms çıkışı olan sistemi geliştirmiştir.



Şekil 1. 45. JAWS Dizilerinin Seri Bağlanması Üstte PTB, Altta NIST 1 V ve 2V

1.5.1.5. JAWS ile sentezlenebilecek işaretlerin frekans aralığı

Teorik olarak JAWS sistemiyle DC'den MHz frekanslarına kadar işaretler sentezlenebilmektedir. DC işaretlerin sentezi için sayısal kodun zamanla değişmemesi yeterlidir. AC periyodik işaretlerin sentezinde ise en düşük frekans, DDÜ'nin hafızası ile sınırlıdır. NIST sisteminde üretilen DDÜ ile 1 Hz'lik işaretler sentezlenebilmekteymiş. Darbe tekrar frekansının düşürülmesi ile daha düşük frekanslı işaretler sentezlemek mümkündür ancak bu durumda genlik de azalacaktır. Q-Wave projesi ile VSL(Hollanda) ve PTB iş birliği sonucunda düşük frekansları elde etmek için darbe tekrarını arttıran ilave elektroniklerle bu problem çözülmüştür. Bu elektroniklerle birlikte PTB'nin JAWS sisteminin alt frekansı, 2 Hz'e kadar düşürülmüştür.

1.5.1.6. JAWS çipi üzerindeki filtrelerin önemi

Şekil 1. 37'de gösterilen mor blok ve grafikteki mor çizim, sırayla, çip üstündeki filtrelerin işaret akışındaki yerini ve işarete etkisini göstermektedir. Grafikten de

görüldüğü gibi bu filtreler, sigma delta modülasyonun yüksek frekanslara ittiği kuantalama gürültüsünü kuantalanmış işareten süzmektedir.

2006 yılına kadar bu filtreler Nb spiral bobinler olarak tasarlanmıştır. DDÜ'lerinin frekansı arttıkça bu filtrelerin, çip üstündeki kaçak kapasitanslarla rezonansa girdiği ve rezonansın da JAWS çiplerinin bazı frekanslarda çalışma aralığını (marjinlerini) küçülttüğü keşfedilmiştir (Watanabe M. 2006). Watanabe, çalışmasında her bir spiral bobini uygun bir dirençle şöntleyerek rezonansların sönümlendiğini göstermiş ve yeni çok aşamalı filtreler tasarlamıştır (Watanabe M. 2006).

Bu filtreler, yüksek frekanslarda çalışma marjinleri problemini çözmüştür ve PTB tarafından da kullanılmıştır. PTB'de 2014 yılında Q-Wave projesi ile 1 Vrms üretme probleminin çözümü için çiplerin seri bağlanması planlanmıştır. Her bir dizinin seri bağlanması sonucunda üretilen çıkış işaretinin bozulmaksızın çalışması için her bir filtre 1 MHz ve altındaki işaretler için işaretin fazını ve genliğini ihmal edilebilir büyüklükte değiştirmeliymiş.

Bu her bir filtrenin işareti hangi mertebede etkilediği, Spice ve Matlab simülasyonlarıyla araştırılmış ve planlanan SIB 59 RMG01 (Tezgül COŞKUN ÖZTÜRK,2014) araştırması kapsamında, rapor halinde PTB ile paylaşılmıştır. Ek-A'da verilen bu rapor, filtrelerin 1 MHz ve altındaki işaretlerin sentezinde, işarete etkisinin ihmal edilebilir olduğunu göstermektedir.

1.5.1.7. Tüm eklemlere eşit mikrodalga güç dağıtımı

Her bir eklem için aynı kuantum akısını yayabilmesi için her bir ekleme yaklaşık olarak aynı MD gücün ulaşması gerekir. Seri bağlı her bir eklem için direnci birkaç mΩ mertebesindeymiş. 1000'lerce eklem için seri bağlandığı düşünüldüğünde dizinin son eklemine ulaşan güç ile ilk eklemine ulaşan güç aynı olamamıştır. NIST'in 10 V PJGS sistemi de 15 GHz frekansında çalışacak şekilde üretilmiştir. Bu nedenle PJGS mikrodalga dağıtım mimarisi geleneksel Josephson standardından farklıdır. Bunun sonucu olarak NIST, aynı çıkış gerilimine ulaşmak için daha çok ekleme eşit mikrodalga güç ulaştırma problemiyle karşı karşıya kalmıştır. NIST, bu durumu iyileştirmek için değişken empedanslı bir transmisyon hattı tasarlamıştır. Bu transmisyon hattının empedansı dizinin başından sonuna doğru azalmaktadır. Bu

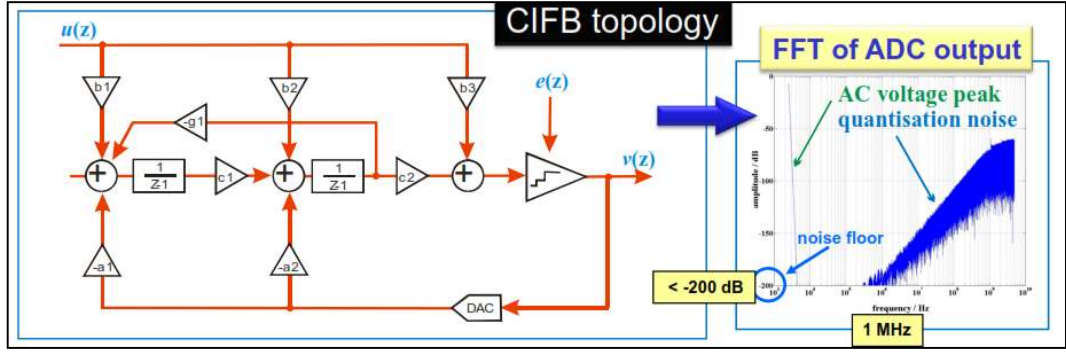
transmisyon hattıyla bir diziye sığdırılabilecek eklem sayısı arttırılmıştır (Dresselhaus ve Elsbury 2009).

NIST ve PTB'ye ait JAWS sistemlerinde bu transmisyon hattı mimarisi kullanılmıştır. PTB bu transmisyon hattının sonunda, yansımaları önlemek için yine 50 Ω büyüklüğünde yük kullanmış iken (Kielers, Behr ve Wendisch, ve diğerleri 2015), NIST eklemelerin direnci ile birlikte toplam empedans 50 Ω 'a eşit olacak şekilde sonlandırma yükünü azaltmıştır (S. P. Benz 2015).

1.5.1.8. Sigma delta modülasyonla sayısal kod üretme

İdeal işareti temsil eden 1, 0, -1 üç seviyeli kodun üretimi uygun algoritma ile yapılmadığı takdirde istenen saflıkta ve kuantum doğruluğunda işaretler elde edilememiştir. Genellikle 2. Dereceden bir sigma delta modülatör istenen SNR oranını elde etmek için tercih edilmiştir. Daha düşük dereceli modülatör ile bant içindeki SNR yüksek olmakta, derece arttıkça da modülatör kararlılığı bozularak istenen işaretler üretilmemektedir. Sigma Delta modülatörün işaret ve kuantalama gürültüsü için iki ayrı transfer fonksiyonu vardır. Modülatör parametreleri, işaretin transfer fonksiyonu 1'e eşit olacak şekilde seçilir. Modülatörün derecesi ise yüksek geçiren bir filtre gibi davranan kuantalama gürültüsü transfer fonksiyonunun derecesidir.

Modülatörün kararlı çalışması için kod tam gerilim için hesaplanmaz çünkü algoritma kararlı kod üretemez. Şekil 1. 40'da verilen ölçümde tam gerilim için marjinler gözlenememiştir. Modülatör girişine uygulanacak gerilim tam gerilimin en fazla %0,95'i olacak şekilde seçilmiştir. Algoritmada dikkat edilmesi gereken bir diğer nokta da Şekil 1. 43'de verilen kodda tesadüfen oluştuğu gibi, DDÜ'nin üretebileceğinden daha sık darbelerin oluşması ve bu darbelerin üretilmemesi nedeniyle (Benz ve Waltman 2014) istenen kuantum işaretin üretilmemesi olmuştur. Kod, bilgisayar ortamında hesaplanarak DDÜ'nin hafızasına yüklenmiştir. Şekil 1. 46'de çoğunlukla kullanılan bir sigma delta mimarisi verilmiştir.



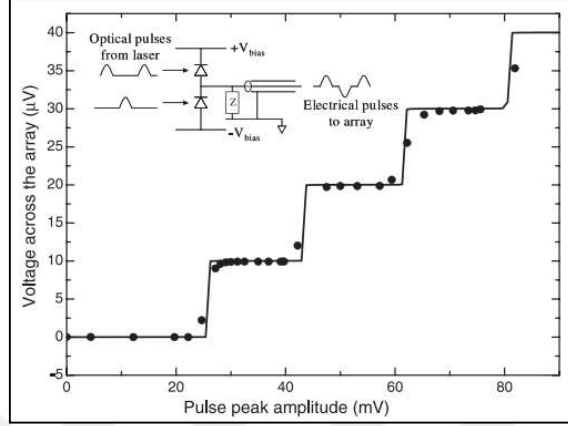
Şekil 1. 46. Sigma Delta Modülör

1.5.2. JAWS Dizilerinin foto-optik diyotlarla sürülmesi

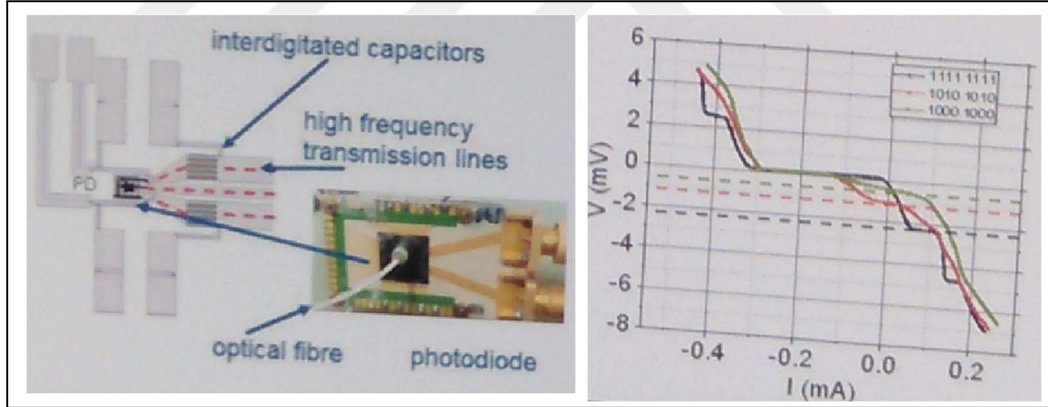
NIST tarafından, JAWS sisteminin başarısı gösterildikten sonra (Bknz. Şekil 1. 39, Şekil 1. 40) Avrupa metroloji enstitüleri EURAMET tarafından fonlanan bir araştırmayla (JAWS 2004-2006), JAWS sistemi için farklı öngerilimleme (biaslama) teknikleri geliştirmişlerdir (L. Palafox 2004), (Williams, T.J.B.M.Janssen, ve diğerleri 2004). Bu biaslama tekniklerinden biri de lazerden gönderilen optik darbelerin diziyeye yakın yerleştirilen foto diyotlarla elektrik darbelerine dönüştürülerek diziyeye uygulanması olmuştur. O zamanlarda, ticari DDÜ'lerinin RZ, ve çift yönlü darbeler uygulayamama problemlerine bir çözüm olarak önerilen bu tekniğin, DDÜ'li sistemlerle karşılaştırıldığında bir çok avantaja sahip olacağı öngörülmüştür. Şekil 1. 48'deki grafiğin içinde, JAWS dizilerini optik darbelerle sürme prensibi gösterilmiştir (Williams, T.J.B.M.Janssen, ve diğerleri 2004). Bu düzenekle toprak döngüleri (ortak mod) hatalarının ortadan kaldırılması ve ayrıca lazerlerle DDÜ'lerinin erişemediği yüksek darbe tekrarlanma frekanslarına ulaşabilmesi hedeflenmiştir. Darbelerin, oda şartlarından kriyojenik ortama koaksiyel kablolar yerine fiber optik kablolar ile taşınmasının, sıcaklık iletimi ve iletilen darbelerin kalitesi açısından avantajları olacağı öngörülmüştür.

Bu avantajları nedeniyle AIST (Japonya), kriyojenik soğutucuda çalışan, foto diyotların soğutucu içine yerleştirildiği, kompleks bir JAWS sistemini geliştirmiştir. Japonya bu şekilde 480 SNS eklemine çalıştırmıştır (Urano, ve diğerleri 2010). EURAMET bünyesindeki çok ortaklı proje (Q-Wave, 2013-2016) ile NPL (İngiltere), PTB (Almanya) ve JV (Norveç) sıvı helyumda çalışan benzer bir çalışma yürütmüşlerdir (Ireland, Henderson, ve diğerleri 2014), (J. Kohlmann, R. Behr ve O. Kieler, ve diğerleri 2014). Q-Wave projesi ile fiberoptik kablo ve fotodiyot çipe monte

edilmiş ve 100 adet eklemler mV genliklerinde çıkış elde etmişlerdir (Bknz. Şekil 1. 47). Bu çalışmalara QuADC (2016-2019) projesi ile devam edilmiştir. Bu projenin sonucunda kryojenik ortamda çalışan JAWS çipine yakın fotodiyotlarla tek yönlü (DC ofsetli) kuantum dalgalar üretilebilmiştir (Kieler, ve diğerleri 2019).



Şekil 1. 48. Optik darbelerle JAWS dizilerinin sürülmesi



Şekil 1. 47. JAWS dizilerini optik darbelerle sürme (Q_Wave Projesi ile gelinen aşama)

1.5.3. JAWS ile hassas ölçümler

Termal Transfer Standartlarının (TTS) kalibrasyonu, referans alınan bir diğer TTS ile aynı düzende karşılaştırılarak gerçekleştirilir. Böylelikle gerilim kaynağının iki farklı ölçüm arasındaki kararsızlığı, ölçüm sonucunu etkilemez.

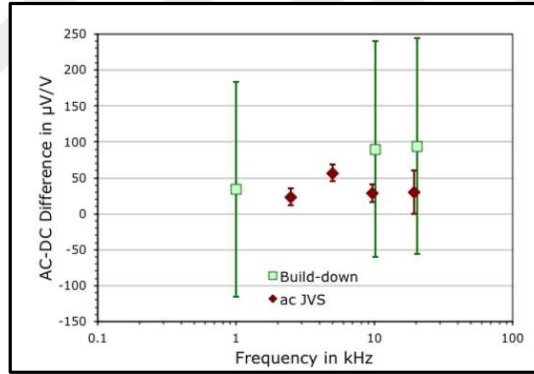
JAWS sisteminin doğruluğunun tespiti için yapılan ilk karşılaştırmalardan biri, bu şekilde kalibre edilen bir TTS kullanılarak, Şekil 1. 40'daki gibi gerçekleştirilmiştir. Bu ölçüm düzeninde, geleneksel yöntemle kalibre edilen elektronik yapı TTS

doğrudan kuantum geriliminin çıkışına bağlanmıştır. TTS ölçümlerinde birincil standart olarak kullanılan MJTC (Multy Junction Thermal Converter), giriş empedansının küçük olması nedeniyle bu ölçümde tercih edilmemiştir, onun yerine elektronik yapılı TTS kullanılmıştır.

1.5.3.1. JAWS ile TTS/MJTC kalibrasyonu

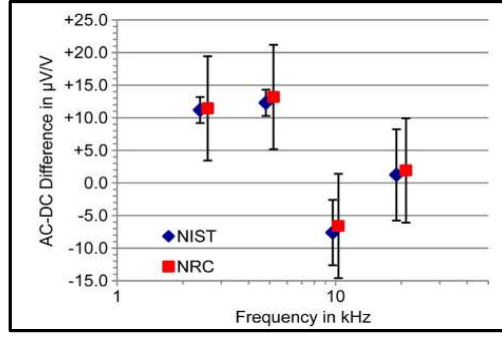
NMIA'a (Avustralya) AIST'den aldığı bir çip (@100 mV) ve kendisinin ürettiği bir yükselteç ile, TTS kalibrasyonu için yeni bir kalibrasyon düzeneği geliştirmiştir. (Budovsky, I.; H., Sasaki; Coogan, P. 2003)'de, 2 kHz'e kadar, geleneksel TTS kalibrasyon sistemi ile, JAWS'a dayalı yeni kalibrasyon sistemi arasında 0,36 $\mu\text{V/V}$ 'luk (2 sigma) belirsizlikle uyum olduğunu göstermiştir.

JAWS sisteminin AC metrolojide kullanılması düşük ac gerilimlerde AC-DC transfer kalibrasyonunu iyileştirmiştir. Bu iyileşme, Şekil 1. 49'de verilen karşılaştırma sonuçlarıyla gösterilmiştir (Lipe ve Kinard 2012).



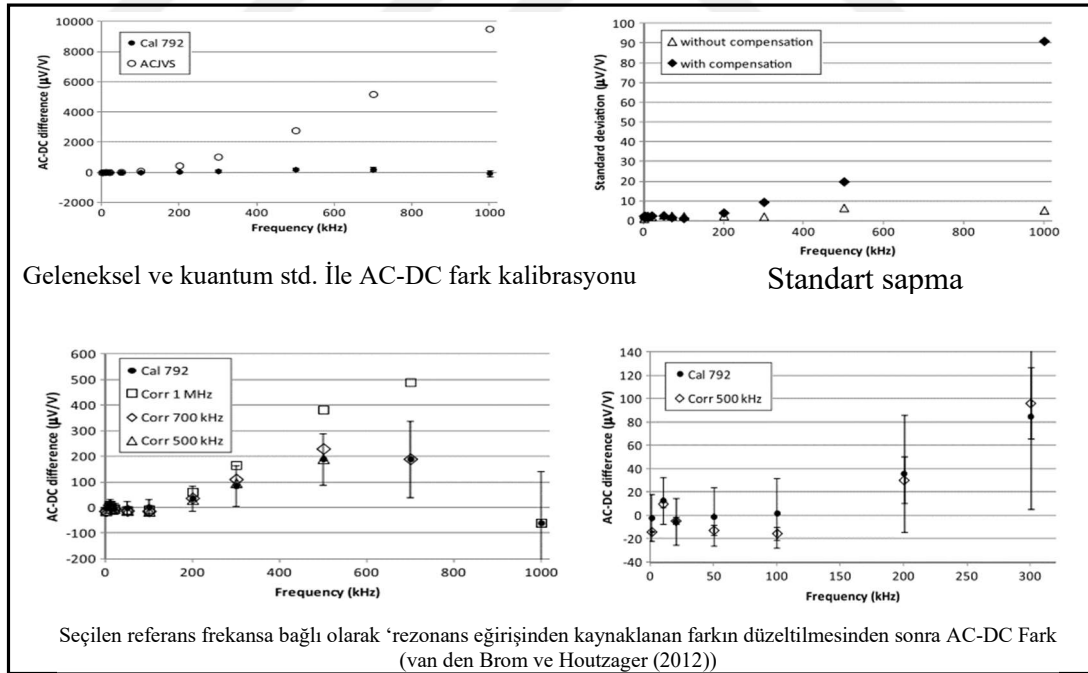
Şekil 1. 49. 6 mVrms'de TTS kalibrasyonu (geleneksel ve kuantum sistemlerinin karşılaştırması)

2012 yılı itibarıyla VSL (Hollanda), NIST (Amerika), KRISS (Kore), NRC (Kanada) ve NMIA (Avustralya), PTB (Almanya), AIST (Japonya) gibi ülkeler JAWS sistemlerine sahiptir ve 10 kHz frekanslarına kadar geleneksel TTS kalibrasyonlarıyla kuantum kalibrasyonları arasında uyumun olduğu bu enstitüler tarafından gösterilmiştir (Lipe ve Kinard 2012). (Lipe, Kinard ve Waltrip, ve diğerleri 2010), (Filipski, van den Brom ve Houtzager 2011, Sep.). Şekil 1. 50'da böyle bir karşılaştırmaya ait sonuç gösterilmiştir (Lipe ve Kinard 2012).



Şekil 1. 50. 100 mVrms'de TTS karşılaştırması

10 kHz ve üzerinde iki yöntem arasındaki fark artmaktadır. Bu fark, kriyojenik sıcaklıklardaki kuantum gerilimini oda şartlarına taşıyan kablodan kaynaklanmaktadır. 100 kHz ve üzerinde hızlıca artan bu fark frekansa bağlı olarak Şekil 1. 51'de sol üst köşede gösterilmiştir (van den Brom ve Houtzager (2012)). Bu frekanslarda standart sapmanın, ölçülen AC-DC farka göre oldukça küçük olması sistematik bir hatanın olduğunu göstermektedir (Bknz. Şekil 1. 51 sağ üst köşe). Ayrıca bu sistematik hatanın karesel olarak arttığı yine sol üst köşedeki ölçüm sonucundan anlaşılmaktadır.

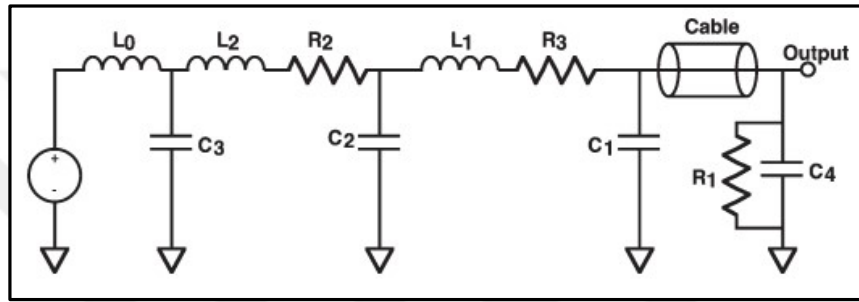


Şekil 1. 51. JAWS ile TTS kalibrasyonu Karşılaştırması: Kablonun Etkisi ve Çözümü

Şekil 1. 52'de JAWS sisteminin, kriyojenik kuantum çıkışından sonra, filtreler ve kablolar üzerinden işaretin ilerlediği yolun transmisyon hattı verilmiştir (Lipe ve

Kinard 2012). Bu hattın yüksek frekanslarda 10 MHz’de bir rezonansa sahip olduğu ölçülmüştür (van den Brom ve Houtzager (2012)).

Modellenen devre elemanlarıyla rezonans eğrisini Şekil 1. 52’de verilen devre elemanlarıyla parametrik olarak hesaplamak ve TTS’ın kalibre edildiği bir frekans değeri için çözmek, çözüm sonuçlarını diğer frekanslarda da kullanmak (van den Brom ve Houtzager (2012))’de önerilen çözümdür. Bu yöntem kullanılarak Şekil 1. 51’de üstte verilen ölçüm sonuçları düzeltilerek Şekil 1. 51 altta verilen düzeltilmiş ölçüm sonuçları elde edilmiştir.



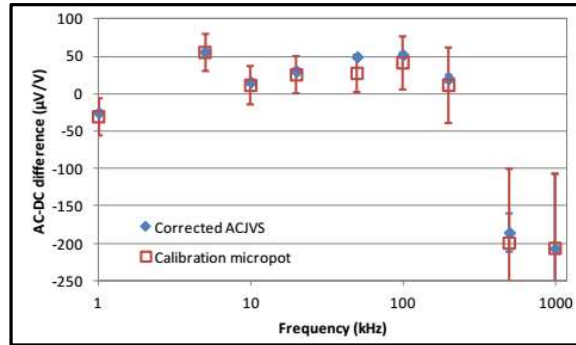
Şekil 1. 52. Kuantum İşaretin İlerlediği Transmisyon Hattı

Kablo etkisini çözenin başka bir yöntemi de Şekil 1. 52’deki transmisyon hattı parametrelerinin ölçülmesidir. Bu parametreler sıvı helyum seviyesine bağlıdır ve her zaman sınırlı bir yaklaşıklıkla belirlenebilmektedir. Bu da belirsizliği arttırmaktadır (NIST ve NRC).

(van den Brom ve Houtzager (2012))’de hatanın, frekansa bağlı olarak eksponansiyel davranışı nedeniyle, kablonun rezonans etkisinden kaynaklandığı düşünülmüş ve bu hataya bağlı bir çözüm üretilmiştir. (van den Brom, Zhao ve Houtzager 2016)’da ise hatanın, hat üzerindeki yansılardan kaynaklanan duran dalgaların neden olduğu önerilmiş, ölçüm sonuçlarının da hesaplamalarla uyumlu olduğu raporlanmıştır.

Kabloyu kısaltmanın hataları azaltacağı öngörülmüştür (van den Brom ve Houtzager (2012)). PTB ve VSL işbirliği ile küçük bir soğutucuda ölçümler tekrarlanmıştır. Soğutucunun küçük olması nedeniyle kablo da kısadır. Şekil 1. 53’de alınan ölçümlerle kablo hatalarının azaltıldığı (van den Brom, Kieler, ve diğerleri 2016) gösterilmiştir. Karşılaştırma düşük gerilimlerde yapılmıştır çünkü kompanzasyon akımları uygulandığında hatalar artmıştır. Bu da kompanzasyon akımlarının yansımaları arttırdığını göstermektedir. Şekil 1. 53’de de rezonanstan kaynaklanan

hata düzeltmeleri kullanılmıştır bunun yanı sıra ölçüm sonuçlarının duran dalga oranı parametresiyle uyumlu olduğu raporlamıştır (van den Brom, Kieler, ve diğerleri 2016).

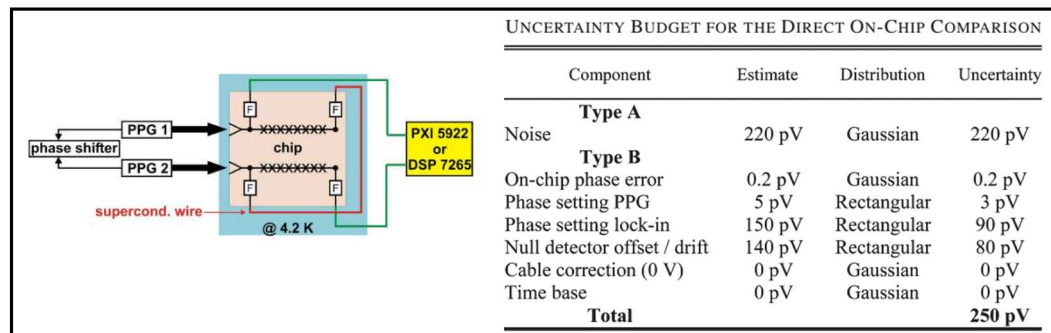


Şekil 1. 53. Kısa kablo kullanılarak JAWS ile TTS kalibrasyonu karşılaştırması

Kablo etkisinin her iki çözüm yönteminde de başka bir metrolojik ölçüme bağlı olması nedeniyle, yüksek frekanslarda JAWS sistemi kuantumdur denilememiştir. QuADC projesi ile bu problemin çözülmesi hedeflenmiştir. Bu projede İsviçre Metroloji enstitüsü tarafından önerilen kompanzasyon tekniği ile, kablo hataları 50 kHz’de birkaç ppm’lik hatalara kadar düşürülmüştür.

1.5.3.2. İki JAWS karşılaştırması

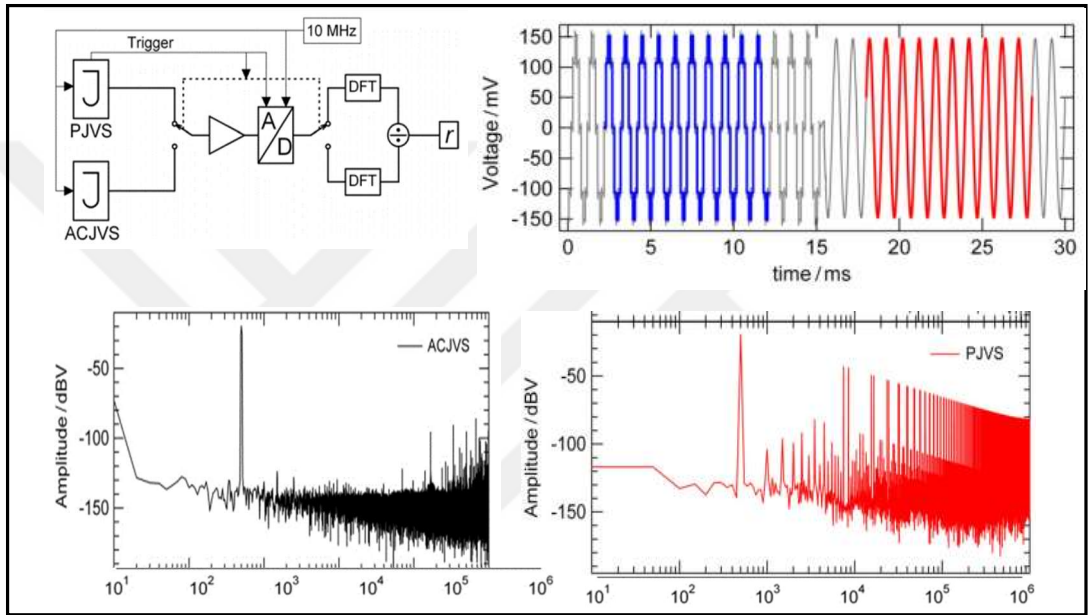
2013 yılında, PTB iki JAWS çipini kriyojenik ortamda karşılaştırmıştır. Karşılaştırmacı olarak yüksek çözünürlüklü, yüksek hızlı bir ADC ve Lock-in Amplifier kullanılmıştır. İki JAWS çipinden 3,75 kHz’lik ve 180° faz farklı olarak kuantum dalgalar üretmiştir. Şekil 1. 54’de bu ölçüm düzeneği ve belirsizlik bütçesi verilmiştir. 250 pV (1sigma) belirsizliği JAWS sisteminin kuantum olduğunu göstermektedir (Kieler, Behr ve Schlessner, ve diğerleri 2013).



Şekil 1. 54. 1 MHz’de 4,2 K’de İki JAWS Karşılaştırması

1.5.3.3. PJGS ve JAWS karşılaştırması

Oda Şartlarında PJGS ve JAWS karşılaştırması METAS (İsviçre) ve VSL (Hollanda) işbirliği ile gerçekleştirilmiştir. Yüksek çözünürlüklü yüksek hızlı ADC, ardışık olarak JAWS ve PJGS çıkışını ölçecek şekilde anahtarlanmıştır. Şekil 1. 55’de ölçüm düzeneği ile bu ölçüme ait işaretler zaman ve frekans eksenlerinde gösterilmiştir (Jeanneret, Rufenacht ve Overney 2011). Bu karşılaştırmayla iki sistem arasındaki fark $(-0,18 \pm 0,26) \mu\text{V/V}$ ölçülmüştür. (Jeanneret, Rufenacht ve Overney 2011).

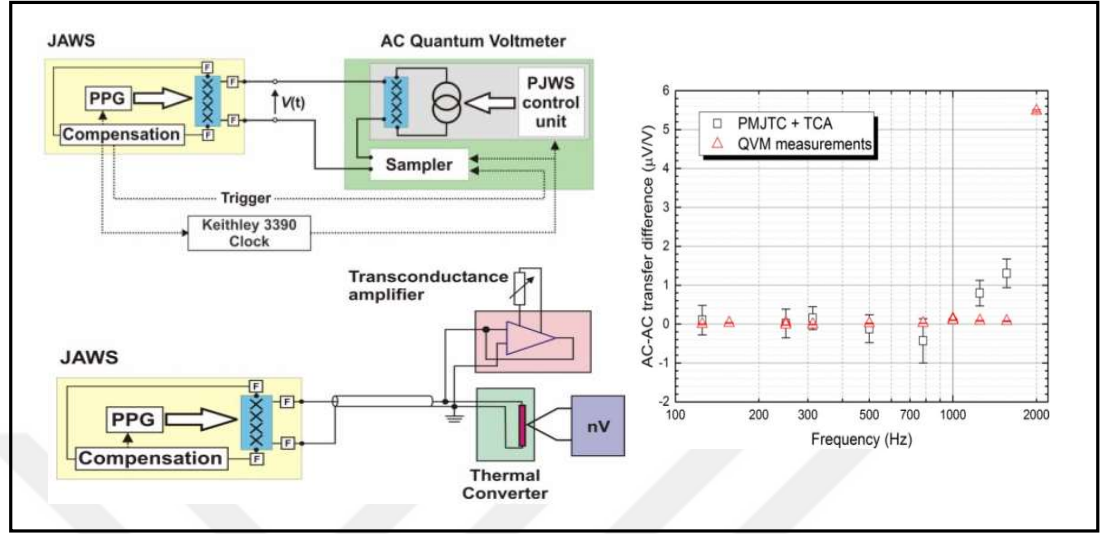


Şekil 1.55. PJGS ve JAWS Karşılaştırması

Bir diğer karşılaştırma da 1 V JAWS işareti üretildikten sonra 2015 yılında gerçekleştirilmiştir. Bu karşılaştırma ile ölçülen fark $1\text{V}@250\text{ Hz}$ için, 12 nV/V 'tur (1 sigma) ve ölçüm sonuçlarıyla uyumludur (R. Behr, O. Kieler, ve diğerleri 2015). Bu karşılaştırmada ölçüm belirsizliği düşürülmüştür çünkü (Jeanneret, Rufenacht ve Overney 2011)'dekinin aksine hızlı ADC fark ölçer olarak kullanılmıştır. 250 Hz'de gerçekleştirilen bu karşılaştırmada belirsizlik analizi 20 nV/V iken 1 kHz'de iki sistem arasındaki fark $1\text{ }\mu\text{V/V}$ olmaktadır.

NMIA tarafından üretilen transkondüktans yükselteç kullanılarak bu farkın sebebi incelenmiştir (L. Palafox, ve diğerleri 2016). Şekil 1. 56'de JAWS ve PJVS'yi doğrudan karşılaştıran ölçüm düzeneği ve kontrol için kurulan ölçüm düzenekleri gösterilmiştir. Şekil 1. 56'de kullanılan transkondüktans yükselteç ölçüm sonucuna

birinci dereceden bir belirsizlik getirmemiştir. Bu nedenle böyle bir transkondüktans kullanılarak JGS standartlarıyla MJTC'ler karşılaştırılmıştır.



Şekil 1.56. Termal Transfer Standartlar ve Kuantum voltmetre kullanarak JAWS çıkışının karşılaştırması

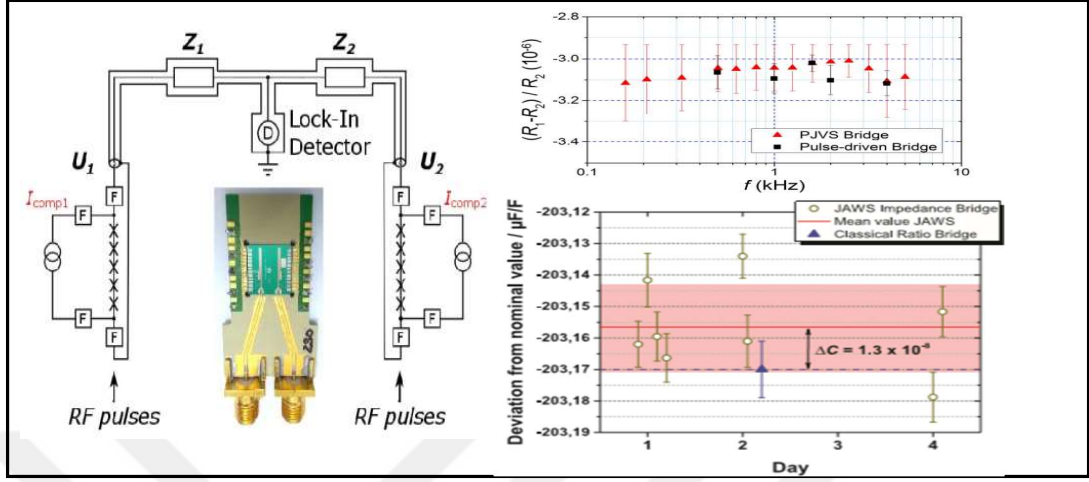
1.5.3.4. JAWS ile empedans köprüleri

JAWS Sistemi ile de empedans köprüleri gerçekleştirilmiş ve başarılı ölçüm sonuçları raporlanmıştır. Şekil 1.57'de temsili ölçüm düzeneği ve ölçüm sonuçları sunulmuştur (Bauer, Behr, ve diğerleri 2016). JAWS empedans köprülerinin PJGS empedans köprülerine göre avantajı benzer empedansların yanı sıra 90° faz farklı empedansların da bu köprülerle düşük belirsizlikle ölçülebilmesidir. PJGS ile üretilen basamak yaklaşımlı sinüsün spektrumu Şekil 1.35'de gösterildiği saf değildir. JAWS empedans köprüleriyle Kuantum Hall direnci kullanılarak kapasitans ölçümleri de gerçekleştirilebilmiştir (Bauer, Behr, ve diğerleri 2017) (Bknz. Şekil 1.57 sağ alt köşe).

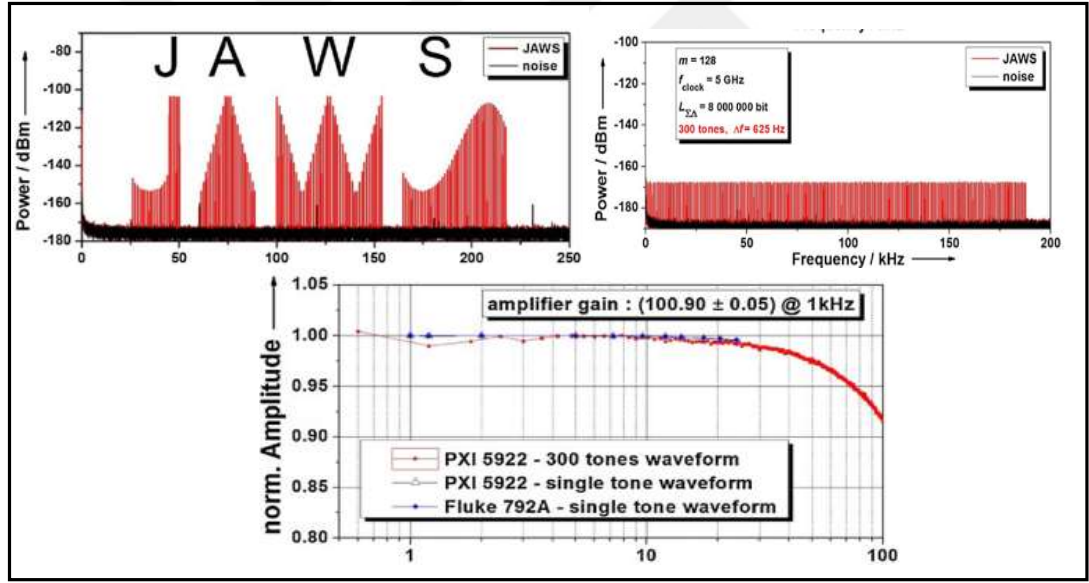
1.5.3.5. Elektronik devre elemanlarının kalibrasyonu

JAWS standardı bir spektrum programlayıcı olarak çalışmaktadır. İstenen özellikteki spektruma sahip işaret üretilmekte ve tek bir ölçümle devre elemanın frekans cevabı belirlenebilmektedir. JAWS sisteminin bu yeteneği Şekil 1.58'de gösterilmiştir (Kieler, ve diğerleri 2010). Özellikle ADC, yükselteç ve buffer gibi elektronik devre elemanlarının modellenmesinde çok düşük gürültülü saf işaretler üretebildiği için

JAWS ile kalibrasyon hayati öneme sahiptir. JAWS'ın referans olarak kullanıldığı bu tür uygulamalar raporlanmıştır (Sıra, Kieler ve Behr 2018), (Kunli Zhou 2019).



Şekil 1. 57. JAWS ile Empedans Köprüleri



Şekil 1. 58. Elektronik devre elemanlarının kalibrasyonu

1.5.3.6. Gerilim-bölücü kalibrasyonları

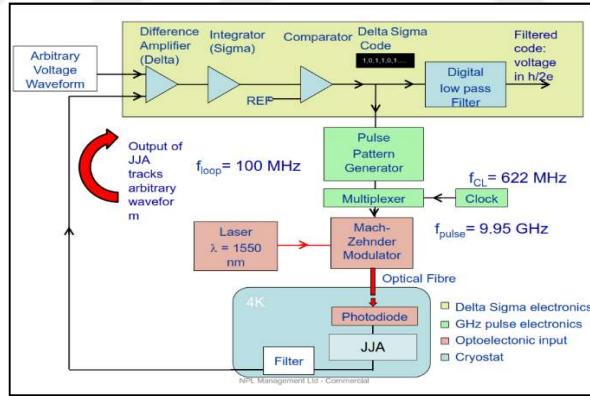
JAWS Sistemi QuADC projesinde İVD kalibrasyonlarında kullanılmıştır. Bu tür kalibrasyonlar için biri bölücünün girişinde diğeri ise çıkışında olmak üzere iki adet JAWS sistemi kullanılmıştır. Bölücün çıkışında kullanılan JAWS sistemi ile birlikte kaynağa-kilitlenen yükselteç (Lock-in Amp.) fark ölçer olarak kullanılmıştır. Başarılı ölçüm sonuçları raporlanmıştır (Herick, ve diğeri 2018).

1.5.4. JAWS ile kuantum voltmetre

Q_Wave (2013-2016) ve QuADC (2016-2019) projeleri ile Şekil 1. 59'de verilen JAWS'a dayalı kuantum voltmetrenin gerçekleştirilmesine başlanmıştır.

Böyle bir voltmetrenin iki büyük avantajı olacağı düşünülmüştür. Öncelikle ölçülecek işaretlerle kuantum işaretinin senkronizasyonu gerekmeyeceği öngörülmüştür. Böylelikle asenkron ölçümlere de kuantum doğruluğunda izlenebilirlik sağlanması planlanmıştır. PJGS'ye dayalı kuantum voltmetre ile transienler nedeniyle yüksek frekanslara izlenebilirlik aktarılamamaktadır. JAWS kablosundaki yansımaların azaltılmasıyla bu mimari ile 100 kHz frekansına kadar izlenebilirlik aktarılması planlanmaktadır. QuADC projesi ile kablo etkisinin 1 ppm belirsizlikle çözülmesi planlanmış ve proje sonunda $2 \mu\text{V/V}@ 50 \text{ kHz}$ sonucuna ulaşılmıştır.

Şekil 1. 59'de verilen Sigma delta döngüsü JAWS optik darbelerle sürüldüğünde basittir. Bu nedenle bu mimariye sahip bir kuantum voltmetre için öncelikle JAWS'ın opto elektronik darbelerle sürme problemi çözülmüştür (Ireland, Williams, ve diğerleri 2018).



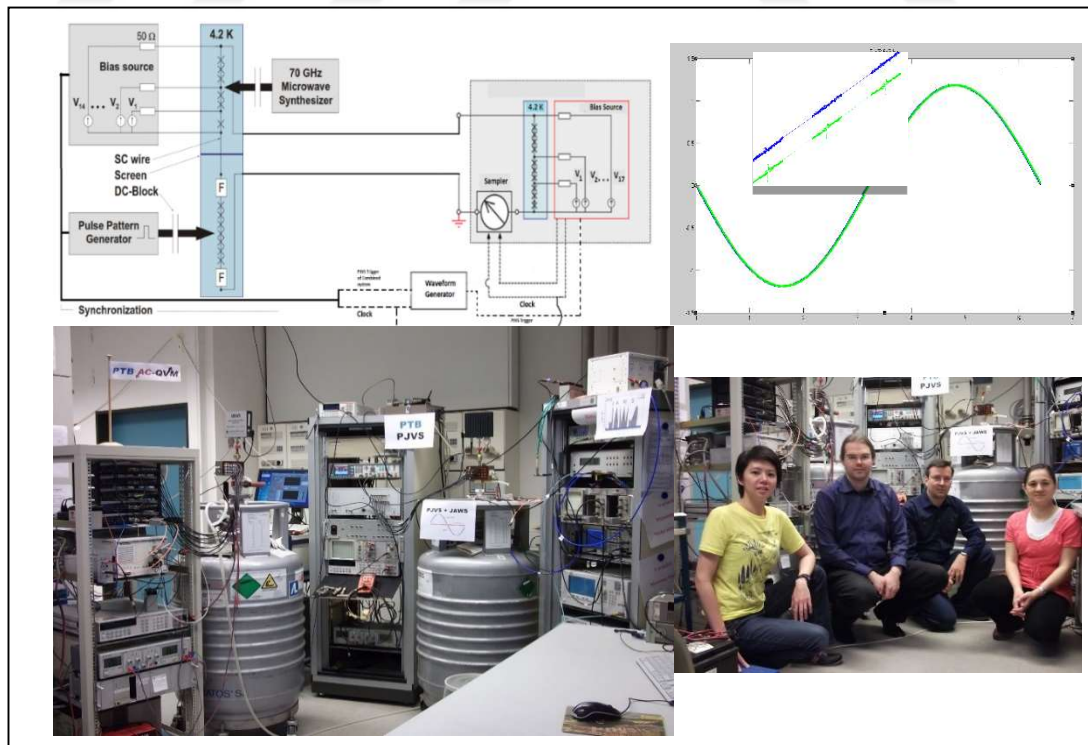
Şekil 1. 59. JAWS ile Delta Sigma Kuantum Voltmetre

1.6. Birleşik Josephson Gerilim Standardı

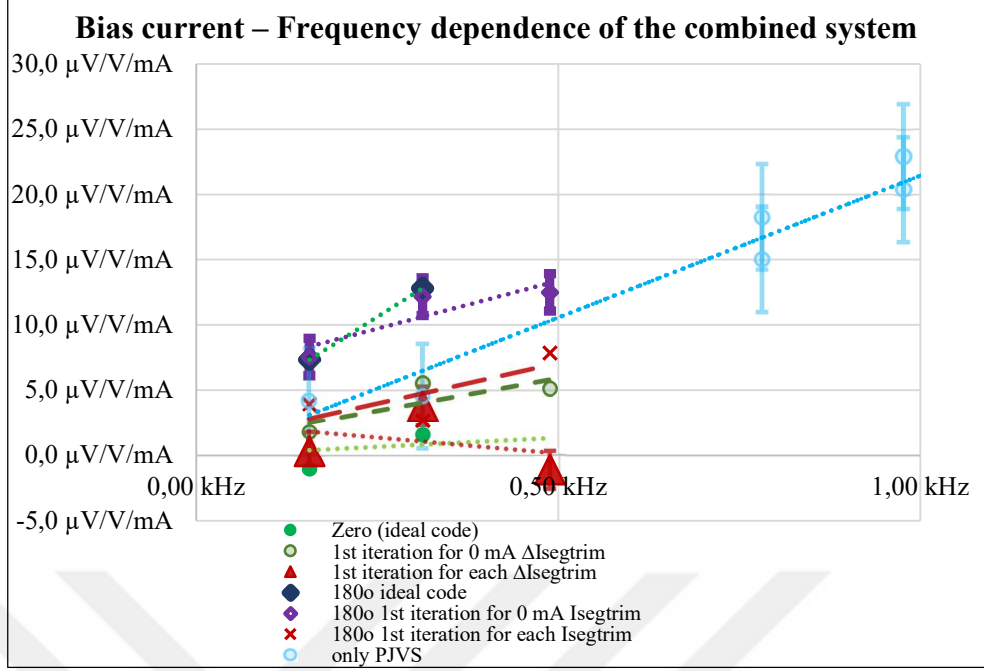
Sadece PJGS tarafından oluşturulan işaretin spektrumunun temiz olmadığı önceki bölümlerde tartışılmıştır. PJGS çıkışını küçük genlikli bir JAWS ile temizlemek fikri araştırılmıştır. Bu şekilde çalıştırılan birleşik JGS'nin çıkışının yarıiletken DAC'lardan daha kararlı olduğu, ancak çıkış işaretinin kararlı olmasına rağmen teorik

değerinden bir farkı olduğu ölçülmüştür (R. Behr, O. Kieler ve D. Schleußler, ve diğerleri 2013).

Bu sistematik hatanın analizi için hata kaynakları tanımlanmış (Coşkun Öztürk, Kohlmann, ve diğerleri 2014) ve transientlerden kaynaklanan hata kuantum voltmetre ile Şekil 1. 60'daki gibi araştırılmıştır. Kuantum voltmetrenin fazı kaydırılarak birleşik sistemdeki PJGS'nin bir adımdan diğer adıma geçişleri ölçülmüştür. Şekil 1. 60'da yeşil ölçüm 180° fazı kaydırılmış ölçümdür ve bu ölçümde birleşik JGS'nin transientlerinin RMS değeri araştırılmıştır. Bu araştırma ile elde edilen sonuçlar Şekil 1. 61'da sunulmuştur. Bu grafikte birinci iterasyon olarak adlandırılan ölçümler ideal JAWS koduyla çalıştırılan sistemin transientlerinin ölçülmesi sonrasında, bu ölçüme dayanarak üretilen yeni kod ile çalıştırılan birleşik JGS'ye ait ölçümlerdir. Birinci iterasyonla 0° ve 180° ölçümlerinin I_{segtrim} bağımlılığının olamaması (grafikteki eğimlerin 0 olması) beklenen sonuçtur ancak birinci iterasyon ölçümleri kuantum standartlarla gerçekleştirilemediği için istenen sonuçların elde edilemediği düşünülmüştür. Bu araştırmanın süresinin sınırlı olması nedeniyle daha doğru JAWS kodunu üretmek için denemeler gerçekleştirilememiştir.



Şekil 1. 60. Birleşik JGS Sisteminin Kuantum Voltmetre ile Ölçüm Stratejisi

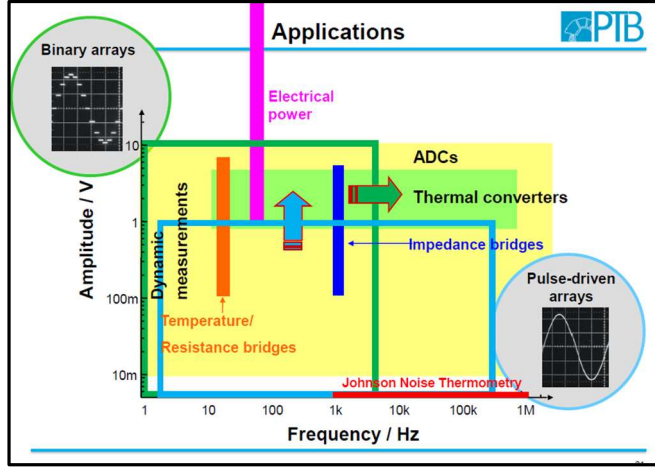


Şekil 1. 61. Birleşik Josephson Gerilim Standadının ' $I_{segtrim}$ ' Bağımlılığı (SIB59 RMG01 Araştırması ile Elde Edilen Sonuçlar)

1.7. Sayısal Metroloji İçin Josephson Gerilim Standartları

Yüksek doğrulukla genliği bilinen, ADC ile senkron çalışabilen referans işaretler ADC'lerin statik ve frekansa bağlı dinamik kazançlarını ölçmek için gereklidir. 16-bitlik ENOB parametresi olan bir ADC'nin karakterizasyonu için, spectrum saflığı 98 dBc olan referans işaretlere ihtiyaç duyulur. Şu anda pazarda 32 bit çözünürlüğe sahip ADC'ler bulunmaktadır. Referans işaretin çıkış seviyesi en azından ADC'nin tam ölçüm bölgesine eşit olmalı (1 V - 10 V). Bütün bu işaretler Süperiletken Kuantum DAC'larla Şekil 1. 62'deki frekans-gerilim aralığında üretilebilmektedir.

Şekil 1. 62'de JAWS ve PJGS işaretlerinin metrolojideki kullanım alanları gösterilmiştir. Bu kullanım alanları her geçen gün yaygınlaşmaktadır.



Şekil 1. 62. JAWS ve PJGS'nin kullanım alanları

2. SAYISAL TEKNİKLERLE GERİLİM ÖLÇME

Sayısal tekniklerle gerilim üretme (COŞKUN 2004)'de incelenmiştir. Bu bölümde ise sayısal tekniklerle gerilim ölçme prensipleri incelendi. Öncelikle Geliştirilen Sayısal Tekniklerle Gerilim Ölçen Sistemler tanıtıldı. Bu sistemlerle alınan sayısal örneklerden işaret/dalga genlik parametrelerinin elde edilmesi yöntemleri ve bu yöntemlere bağlı ayrıntılı belirsizlik analizi verildi. Bu sistemlerden biri Q-Wave (J. Kohlmann, R. Behr ve O. Kieler, ve diğerleri 2014) Projesi kapsamında uluslararası bir karşılaştırmada kullanıldı (J. a. Nissila 2016). Bu karşılaştırmının sonuçları ise (Sira, ve diğerleri 2018)'da ve Ek-B'de paylaşıldı.

Özellikle IADC ile çalışan sistem 0 -10 Hz Frekans aralığında UME'de birincil sistem olduğu için daha ayrıntılı raporlandı. Sayısal tekniklerle gerçekleştirilen gerilim ölçümlerinin IADC ve Sigma-Delta ADC 3. Bölümde anlatıldığı gibi PJGS ile kalibre edildiğinde iyileştirilebileceği gösterildi.

2.1. 28 Bitlik ADC ile Sayısal Metroloji'den Yararlanarak Gerilim Ölçen Sistem

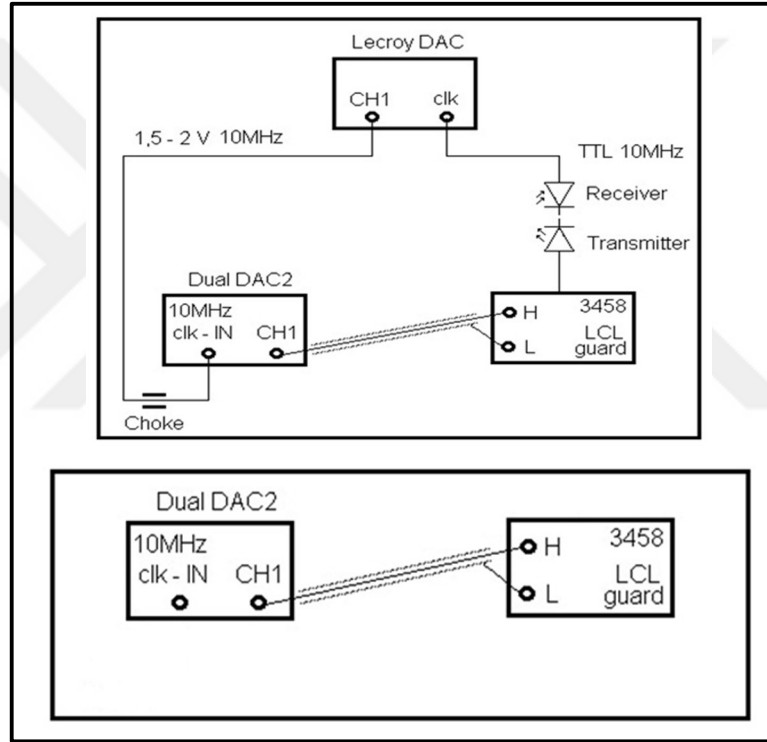
Kurulan sistemin merkezinde, metroloji pazarında 25 senedir var olan bir multimetre bulunmaktadır. Bu multimetrenin kalbi 28 bitlik, integral alma prensibi ile çalışan bir ADC'dir (İntegral alan ADC; İADC). Bu ADC'nin zamanlama işareti (clock) karardır ve kalibre edilerek yüksek doğrulukta düzeltilebilmektedir. Kullanılan ADC, düşük örnekleme frekanslarında yüksek çözünürlüğe ve doğrusallığa sahiptir. ADC'nin referans gerilimi de karardır ve yüksek doğrulukta düzeltilebilmektedir. Bu özellikleri nedeniyle bu ADC birçok metrolojik uygulama için ideal olmaktadır. İlk kez Hewlett Packard firması tarafından üretilerek pazara sunulan bu ADC, daha sonra farklı firmalar tarafından üretilmiş ve yıllardır gerilim (W. Ihlenfeld 2001 August), güç ve empedans metrolojisinde kullanılmaktadır.

Bütün bu yeteneklerine rağmen, cihaz doğru programlanmadığında, bu cihaz ile kendisinden beklenen hassasiyette örnekleme ölçümleri alınamamaktadır. Cihazı doğru programlamak ve alınan örnekleri doğru değerlendirmek cihazın çalışma

prensibini ve sayısal işaret işleme prensiplerini göz önünde bulundurarak mümkün olmaktadır.

Kurulan sistem bu ADC'nin yanı sıra tetikleme ve zamanlama işaretlerinin dağıtımı için optik-elektrik transceiverlardan, cihazı programlayan ve ölçümleri değerlendiren yazılımlardan oluşmaktadır. Sistemin ölçüm düzenekleri Şekil 2. 1'de gösterilmiştir.

Bir işaretin sayısallaştırılması ile ilgili matematiksel alt yapı (COŞKUN 2004)'de grafikler ve denklemlerle ifade edilmiştir. Burada genel hatlarıyla bu prensipler özetlenerek geliştirilen sistemle ilişkileri verilecektir.



Şekil 2. 1. 28 Bitlik ADC ile Örneklemeli Ölçümler Alan Sistem (Üstte senkron, altta asenkron ölçüm düzeni)

2.1.1. İşaret işleme prensipleri ve sisteme etkileri

2.1.1.1. Zamanda ayırık işaret

Sürekli zamanlı bir işareti örneklemek, o işareti zamanda kesikli hale getirmektir. Bu işlemin matematiksel ifadesi işareti drag-delta fonksiyonuyla çarpmaya karşılık gelmektedir. Zamanda iki işareti çarpma işlemi, frekansta bu işaretlerin Fourier dönüşümlerinin konvolüsyonu işlemine karşılık gelmektedir. İşaret işleminin bu doğal etkisi nedeniyle örneklenen işaretin frekans spektrumu sonsuz bileşen içerir ve eğer

örneklenen işaretin frekans bileşenleri, örnekleme frekansının yarısından fazla ise katlanma (aliasing) gürültüsü/etkisi ile karşı karşıya kalınır. Katlanma gürültüsü örnekleme ölçümlerinde çoğunlukla istenmeyen bir durumdur çünkü temel banttaki işareti bozmaktadır. Buna rağmen, bazı durumlarda, yeterince saf yüksek frekanslı işaretlerin ölçümünde katlanma gürültüsünden/etkisinden yararlanılmaktadır.

3458A 10 MHz'lik TTL zamanlama işaretine sahiptir. Zamanlama işaretinin çözünürlüğü 100 ns'dir. Örnekleme frekansının periyodu 100 ns'nin katlarında seçilmediğinde Örnekleme periyodunda (T_a) 50 ns büyüklüğünde hatalar oluşacaktır. Örnekleme periyodu (T_a) 100 ns'nin tam katlarında seçildiğinde T_a belirsizliği zamanlama işaretinin jitteri olmaktadır. Belirsizlik bütçesi değerlendirilirken örnekleme periyodunun jitteri 5 ns alınmasına karşın sayıcı ile bu değer 500 ps'den küçük ölçülmüştür. Bu ölçüm, kullanılan sayıcı ve voltmetre zamanlama işaretinin bileşik jitter ölçümüdür, 3458'in zamanlama işaretinin gerçek jitter ölçümünü yansıtmamaktadır, ancak bu değer belirsizlik hedeflerini karşılamaktadır.

2.1.1.2. Genlikte ayrık işaret

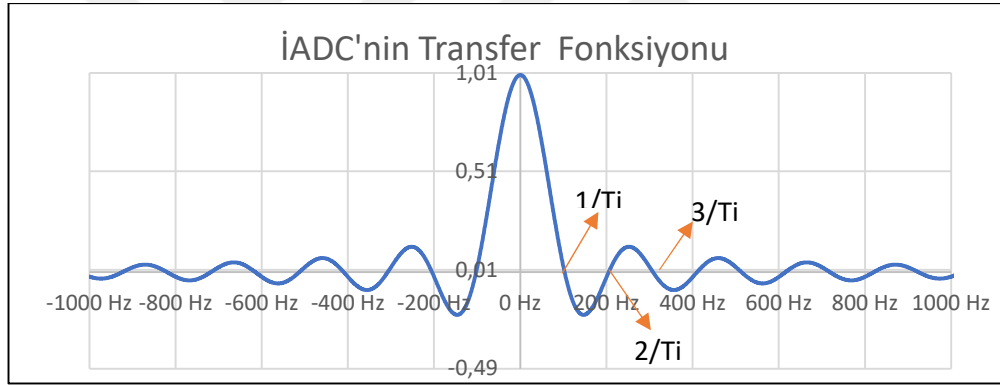
Genlikte sürekli analog işaretler sayısal olarak belirli uzunluklardaki sayılarla temsil edilmektedir. Bu işlem kuantalama gürültüsü adı verilen bir gürültüye neden olmaktadır. 3458A integral alma prensibiyle çalışan bir ADC'dir. İntegrasyon süresinin (T_i) kısalması veri çözünürlüğünün kısalmasına ve dolayısıyla kuantalama gürültüsünün artmasına neden olmaktadır. 3458A'nın integrasyon süresine bağlı kuantalama, başka bir deyiş ile çözünürlük hatası Tablo 2. 1'de, cihazın integrasyon süresine bağlı olarak, ölçüm bölgesine bağlı olarak verilmiştir (K. W. Ihlenfeld 2001). Örnekleme oranının yüksek olduğu ölçümlerde doğal olarak integrasyon süresi de kısalmaktadır. Örnekleme oranının artması ile (Eşitlik (2. 1)'de $u_{sn}(t)$) ile temsil edilen kuantalama gürültüsü de artmaktadır.

Tablo 2. 1. İntegrasyon Süresine Bağlı Çözünürlük Belirsizliği

T_i	$u(\delta_{RES}) [\mu V/V]$
$T_i \geq 600 \mu s$	$5 \times 10^5 \times 10^{-[0.2229 \ln(T_i) + 7.7449]}$
$100 \mu s \leq T_i < 600 \mu s$	$5 \times 10^5 \times 10^{-[0.473 \ln(T_i) + 9.5932]}$
$10 \mu s \leq T_i < 100 \mu s$	$5 \times 10^5 \times 10^{-[0.5502 \ln(T_i) + 10.85]}$

2.1.1.3. İntegral-alma / örnekle-tut

2.1.1’de anlatıldığı gibi drag-delta fonksiyonuyla çarpılarak zamanda ayırık ve 2.1.2’de anlatıldığı gibi kuantalanarak genlikte ayırık hale getirilen işaret matematiksel olarak, zarfı analog işareti takip eden ayırık genlikli drag-delta fonksiyonudur. Sayısal işaretin matematiksel olarak bu şekilde temsil edilmesi, fiziksel olarak eksiktir. İntegrali alınan işareti T_i süresince, tek bir değerle temsil etmek, matematiksel olarak işareti zamanda T_i süreli birim darbe fonksiyonuyla konvüle etmeye karşılık gelmektedir. Bu işlemin frekanstaki karşılığı ise işaretin birim darbe fonksiyonunun Fourier dönüşümü olan $\text{sinc}(\pi.f.T_i).e^{j\pi f T_i}$ fonksiyonuyla çarpımıdır. Bu işlem (COŞKUN 2004)’de grafiklerle açıklanmıştır. Frekans domeninde sinc fonksiyonuyla çarpılan işaretin genliği azalmaktadır. İntegral alma işleminin transfer fonksiyonu nedeniyle oluşan bu hata yüksek doğrulukla (T_i ’yi belirleme belirsizliğinde) düzeltilebilmektedir.



Şekil 2. 2. İADC'nin Transfer Fonksiyonu

3458A’nın integrasyon süresi 100 ns’lik adımlarla değiştirilebilmektedir. İntegrasyon süresi 100 ns’nin tam katlarında olmadığına 50 ns büyüklüğünde integrasyon süresi hataları/jitteri olacaktır.

2.1.1.4. Pencereleme veya RMS hesaplama veya eğri-uydurma

Voltmetrenin hafızasına kayıt edilen örneklerden işaret parametrelerini hesaplamının en yaygın yöntemi örneklerin ayırık zamanlı Fourier dönüşümünü almaktır. Bu dönüşüm, işareti temsil eden belirli sayıdaki örnek ile gerçekleştirilmektedir. Bir işareti sonlu sayıda örnek ile temsil etme işlemi işareti zamanda, örnek alma süresi uzunluğunda birim darbe fonksiyonuyla çarpmaya karşılık gelmektedir. Bu işlemin frekanstaki karşılığı işareti, pencere fonksiyonunun Fourier dönüşümü olan

$\text{sinc}(\pi \cdot f \cdot (N \cdot M \cdot T_a)) \cdot e^{j\pi f T_a N M}$ fonksiyonuyla konvüle etmektir. Bu işlem, pencereleme olarak adlandırılmaktadır. Burada M periyot sayısını N ise bir periyottaki örneklerin sayısını temsil etmektedir.

Pencere fonksiyonunun uzunluğu ölçülen işaretin periyodunun tam katlarında olmadığına, sonsuz frekans bileşenine sahip sinc fonksiyonunun yan bantları düzeltilmesi zor hatalara sebep olur. Başka bir ifade ile örnek alma işlemi, ölçülen işaret ile senkron değil ise pencereleme etkisinden kaynaklanan hatalar kaçınılmazdır.

Benzer etki, RMS hesaplama formülünde de geçerlidir. Senkronizasyon sağlanmadığında örneklerin karelerinin ortalamasının karekökü işaretin RMS değerini temsil etmeyecektir. (Swerlein 1991)'de bu hatayı azaltmak için, 3458A'nın frekans ölçme fonksiyonundan faydalanılmıştır. Giriş işaretinin frekansı ölçülerek, otomatik olarak örnekleme frekansı ölçülen bu frekansın tam sayı katı olacak şekilde belirlenmiştir.

Asenkron ölçümlerde pencereleme etkisini azaltmak için ölçüm süresini arttırma ve birim darbe fonksiyonundan farklı çeşitli pencere fonksiyonları tercih edilmektedir (IEEE 1057 2017). Bu pencereler, ölçülecek işaretin karakteristiğine göre değişiklik göstermektedir ve ancak belli bir seviyeye kadar hatayı azaltmaktadır. Bu nedenle bizim sistemimizde asenkron ölçümler için eğri uydurma algoritmaları tercih edilmiştir.

Eğri uydurma algoritmalarında pencereleme etkisi söz konusu değildir. (IEEE 1057 2017)'de tarif edildiği gibi 3 parametrelili sinüs uydurma algoritmasının kullanımı kolaydır. İşaretin frekansı doğru belirlendiğinde, bu algoritma harmonikli işaretlerde dahi, işaret parametrelerini (genlik, faz ve ofset) yüksek doğrulukta (en az 1 nV/V) bulmaktadır. 3 parametrelili sinüs uydurma algoritmasını kullanırken, 3458A'nın zamanlama işareti ile örneklenen işaretin frekansı tercihen ribidyum/sezyum osilatör referanslı bir sayıcı ile belirlenmelidir.

Kurulan sistemde asenkron ölçümler için eğri uydurma algoritmaları geliştirilerek kullanılmıştır. Geliştirilen yazılımların komut satırları EK B'de verildi. Pencereleme etkisinden kaynaklanacak hataları azaltmak amacıyla, mümkün olan durumlarda tamamen senkron bir ölçüm için, 3458A'nın 10 MHz büyüklüğündeki zamanlama

işareti elektro-optik transceiver'lar aracılığıyla cihaz dışına alındı. Optik-elektrik transceiverler, bir sonraki bölümde anlatılacağı gibi düşük jitter özellikleri gösterecek şekilde üretildi.

2.1.2. İADC'nin çalışma prensibi

İntegral alma prensibi ile çalışan ADC'nin kalbini; sıcaklık kontrollü kararlı referans zener gerilimi, integral alma devresi ve kararlı osilatörü ile sayıcıları oluşturmaktadır.

2.1.2.1. İntegral alma prensibi

İntegral alan devrenin basitçe opamp'lı bir integratör olduğunu düşünebiliriz. İntegratörün kapasitansı girişine uygulanan işarete şarj olduğunda devre bir tetikleme işareti üretmektedir. Bu devreye, öncelikle değeri bilinen dahili referans zener gerilimi uygulanmakta, sayıcıların belirli bir integrasyon süresince saydıkları değer kayıt edilmektedir. Ardından değeri ölçülecek gerilim uygulanmakta ve yine sayıcıların değeri kayıt edilmektedir. Sayıcıların iki ölçümdeki oranı ile değeri bilinmeyen gerilim belirlenmektedir. Böylelikle integral alan devrenin devre parametrelerinin ölçüm doğruluğuna etkileri bertaraf edilmektedir. İntegral alma işlemi (2. 1) eşitliği ile tanımlanmaktadır. Bu eşitlikte kullanılan semboller Tablo 2. 2'de tanımlandı.

Tablo 2. 2. İADC'nin Model Fonksiyonu Bileşenleri

i	Bileşen q_i	Tanımı	Olasılık D. Fonksiyonu	Belirsizlik	Örnekler arasında bağımlılık?
1	T_i	İntegrasyon süresi			
2	δ_{JT_i}	İntegrasyon süresindeki jitteri	dikdörtgen	5 ns	yok
3	T_a	Örnekleme periyodunu			
4	δ_{JT_a}	Örnekleme periyodundaki jitteri	dikdörtgen	5 ns	yok
5	T_o	Ölçülen işaretin periyodunu			
6	δ_{JT_o}	Örnekleme periyodundaki jitteri	dikdörtgen	5 ns	yok
7	δ_{REF}	Referans gerilimin kalibrasyonundan gelen bağıl düzeltmesi	normal	0,5 $\mu V/V$	Var
8	δ_G	Bağıl kazanç düzeltmesini	dikdörtgen	0,5 $\mu V/V$	Var
9	δ_{LIN}	Ölçüm bölgesine bağıl olan doğrusallık düzeltmesini	dikdörtgen	Tablo 2. 1	Yok
10	δ_{RES}	Ölçüm bölgesine bağıl olan çözünürlük düzeltmesini	dikdörtgen		Yok
11	$v_i(t)$	$\sin\left(2 \times \pi \times \frac{t}{T_o}\right) + \sin\left(2 \times \pi \times k \times \frac{t}{T_o}\right) \dots\dots$	normal		Yok
12	$v_{sn}(t)$	Kuantalama gürültüsü	normal		Yok
13	$v_s(t)$	ADC girişindeki işaretin gürültüsü	normal		Yok

İdeal durumda: $\delta_{REF} = \delta_G = \delta_{LIN} = \delta_{RES} = \delta_{JT_i} = \delta_{JT_a} = \delta_{JT_o} = 0$ olmalıdır.

$$x[n] = \frac{1}{(T_i + \delta_{JT_i})} \left(1 + \delta_{REF} + \delta_G + \frac{\delta_{LIN} + \delta_{RES}}{|x[n]|} U_{FS} \right) \cdot \int_{v.T_a + \delta_{JT_a}}^{v.T_a + \delta_{JT_a} + T_i + \delta_{JT_i}} [v_i(t) + v_s(t)] \cdot dt + v_{sn}(t) \quad (2.1)$$

2.1.2.2. IADC'nin bant genişliği

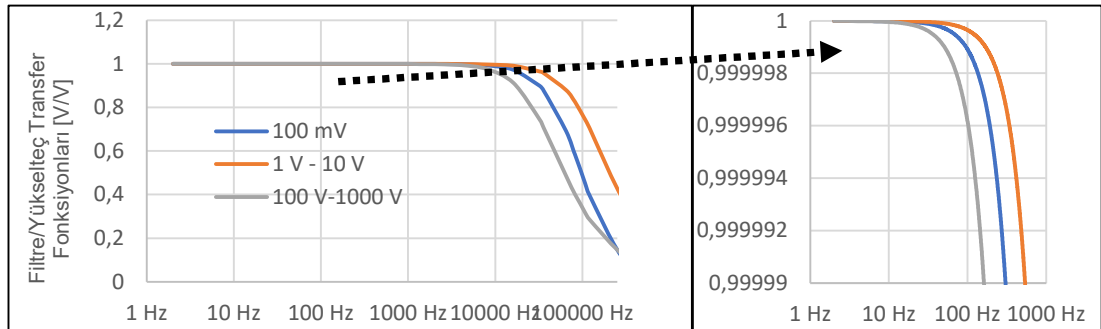
Bu ADC ile örnekleme ölçümler almada işaretin izleyebileceği, kullanıcı seçimli, iki farklı donanım yolu vardır (Agilent Technologies 2000). Bu yollardan biri DC Gerilim ölçümlerinde de kullanılan, 150 kHz frekans bandına sahip diğerine göre ölçüm doğruluğu daha yüksek olan yoldur. İkinci yol ise bant genişliği 12 MHz olan, işaret ADC'ye uygulanmadan önce işaretin bir Örnekle-Tut devresinden geçtiği yoldur.

Oluşturulan sistemde her iki yoldan birini seçmek mümkün olmakla birlikte bu tezde verilen ölçümlerde DC Gerilim ölçümlerinde kullanılan yol kullanıldı. Bu yol üstünde bulunan ve cihazın ölçüm bölgesi ile değişen filtrelerin/yükselteçlerin transfer fonksiyonu eşitlikleri 100 mV, 1 V - 10 V, 100 V -1000 V ölçüm bölgeleri için sırayla (2. 2), (2. 3) ve (2. 4) numaralı eşitliklerde verildi (Swerlein 1991). Ölçülen işaretlerin frekansına ve ölçüm bölgesine bağlı olarak bu filtrelerin hataları ölçüm sonuçlarından düzeltilmektedir. Şekil 2. 3'de bu filtrelerin transfer fonksiyonları gösterildi.

$$\sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{f}{120 \text{ kHz}}\right)^2} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{82 \text{ kHz}}\right)^2}} \quad (2.2)$$

$$\sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{f}{120 \text{ kHz}}\right)^2}} \quad (2.3)$$

$$\sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{f}{36 \text{ kHz}}\right)^2}} \quad (2.4)$$



Şekil 2. 3. 3458A'nın Analog Devrelerinin Transfer Fonksiyonları

2.1.2.3.IADC'nin hassas zaman tabanı

ADC'nin doğrusal davranışı, 10 MHz değerindeki kararlı osilatörüne bağlıdır. Zaman tabanını belirleyen osilatör frekansının 10 MHz olması nedeniyle, ADC'nin zaman çözünürlüğü 100 ns'dir. ADC programlanırken Bölüm "2.1.1.1. Zamanda ayırık işaret"de anlatıldığı gibi örnekleme frekansı ve de Bölüm "2.1.1.3. İntegral-alma / örnekle-tut" anlatıldığı gibi integrasyon zamanı 100 ns'nin katlarında belirlendi. Yazılan program girilen integrasyon süresini ve örnekleme zamanını 100 ns'nin katı olacak şekilde düzelterek seçmektedir. Bunun yanı sıra asenkron ölçümlerde kullanılan kristalin %0,01 olan doğruluğu da dikkate alındı.

Zamana bağlı hataların (kristalin %0,01 toleransı) önlenmesi için (Swerlein 1991)'de cihazın frekans ölçme yeteneği kullanılmış. Bunun için genliği ölçülecek işaretin önce frekansı ölçülmüş, örnekleme zamanı ve integrasyon zamanı otomatik olarak bu ölçüme bağlı olarak belirlenmiştir. Bu yöntemle zaman tabanının doğruluğundan kaynaklanan hatalar belirli bir seviyeye kadar düzeltilmektedir: Ölçülecek işaretin periyodu her zaman 100 ns katı olamayabilmektedir.

(Swerlein 1991)'de örnekleme oranı düşüktür ve işaretin sadece RMS değerini RMS formülünü uygulayarak hesaplamaktadır. RMS formülünü uygulama işlemini, yine 3458A'nın "MATH" fonksiyonunu kullanarak gerçekleştirmekte, her bir örneğin genlik değerini ve zamanını operatöre vermemektedir. Bu nedenle (Swerlein 1991)'de verilen algoritmaların çıktısına, eğri uydurma algoritmaları ve fft uygulanmamaktadır. (Swerlein 1991) Algoritması bu haliyle kullanıldığında yoğun harmonikli işaretlerin RMS değerini de hatalı ölçülebilmektedir. Bu hataları düzeltmek için kurulan sistemde her bir örneğin zamanı ve örneklenen değeri çiftler halinde birlikte kayıt edildi. Her bir örneğin zamanını 10 MHz kristalin frekansından kaynaklanan hatayı düzelterek kayıt etmek için seçenekler eklendi.

Cihazın dahili 10 MHz zamanlama işareti kullanılarak tam bir senkronizasyonun sağlandığı durumda herhangi bir düzeltmeye gerek olmadığı için, bu ölçüm düzeneğinde zaman verisi düzeltilmeden kayıt edildi. Bu durum birinci seçenektir. Multimetrenin 10 MHz ölçüm sonucunun kullanıcıya sorulması, ve 3458A'nın zaman tabanının kalibrasyon verileri ile düzeltilmesi yazılımın asenkron ölçümlerde kullanılan diğer iki seçeneğidir.

3458A'nın 10 MHz çıkışının elektro-optik transceiver'lar aracılığıyla cihaz dışına alınması ve böylelikle doğrudan ölçülebilmesi sadece birkaç metroloji enstitüsünde gerçekleştirilebilen bir modifikasyondur. Bu nedenle zamanla kayma ihtimali olsa da, 3458A'nın zaman tabanını kalibrasyon verisi ile düzeltme, modifiye edilmemiş 3458A ile asenkron ölüm düzeneği için kullanıldı. 3458A'nın frekans ölçme ayar kalibrasyonu, 100 kHz frekans ölçümünün gerçek değerden sapması bir saklayıcıda tutularak gerçekleştirilir (Agilent Technologies 2001).

2.1.2.4. 28 Bitlik ADC'nin zamanlama işaretinin dışarıya alınması

IADC'nin 10 MHz'lik zamanlama/saat işaretine normal koşullarda cihazın dışındaki bir konnektörle ulaşılamaz. Cihazın içi açılarak ve cihazın içine aşağıda tanımlandığı gibi optik bir verici ve fiber optik kablo yerleştirilerek zamanlama işareti cihaz dışına alındı:

U131 parça numaralı 7F112 model numaralı tümdevrenin; 9. Pininden 10 MHz, 16. pininden +5 V ve 8. pininden GND.

İlk modifikasyonda cihazın lineeritesi etkilendi ve ikinci modifikasyonla cihaz başarılı bir şekilde çalıştırıldı. İlk modifikasyonda koaksiyel kablonun dış iletkeni ekran olarak kullanıldı ve optik vericiye zamanlama işareti iki ayrı koaksiyel kablo kullanılarak götürüldü. Ayrıca analog devrelerin üzerinden koaksiyel kabloların izolasyon malzemesi temas ederek işaret taşındı. İkinci modifikasyonda saat işaretinin uçları tek bir koaksiyel kablo ile taşındı ve cihaz içindeki kablo her yönden teflonla sarıldı.

2.1.2.5. ADC'nin statik ve dinamik kazanç davranışı

Genellikle ADC'lerin genlik seviyesi ve işaret değişim hızıyla kazanç ve doğrusallıklarının değişeceği bilinir ancak daha hassas ADC'lerin üretilmesi ile, ADC'lerin ADC mimarisine bağlı yerel ısınmalardan da etkilendiği ortaya çıkmıştır (IEC-60748-4-3 2006). Yerel ısınmalar işaretin harmonik içeriğinden etkilenmektedir. ADC/DAC'lerin daha büyük doğrulukla kazanç ve doğrusallıklarının belirlenmesi, ADC'nin, gerçekte kullanılacağı işaretlerle kalibrasyonu metrolojide kullanılan bir yöntemdir.

2.1.3. Yazılım

Yazılan yazılım ile, 3458A ile yüksek doğrulukla ölçümlerin alınabilmesi hedeflendi. Bunun yanı sıra TÜBİTAK UME'deki farklı uygulamalarda da ihtiyaç duyulan farklı tetikleme seçeneklerinin seçilebilmesi için seçenekler eklendi. Yazılım, istenen miktardaki örneği toplamakta ve bir ölçüm dosyasına zaman bilgisi ve genlik bilgisi olacak şekilde kayıt etmektedir. Her bir bağımsız ölçüme ait genlik (RMS) bilgisini, ölçümler arası RMS ortalamayı, ölçümlerin Allan varyansını, fft ile hesaplanan frekans spektrumunu grafiksel olarak göstermektedir. Yazılımın "LabWindows" kullanarak yazılan komut satırları Ek-B'de verildi.

2.1.3.1. Grafik ara-yüz

Grafik ara yüz aracılığıyla ADC'nin iki ölçüm yolundan biri 'Function' menüsü ile seçilebilmektedir. 'Start Source' komutuyla ölçümü başlatan olay seçilebilmektedir. Ölçüm, program tarafından veya harici bir tetikleme işareti ile başlatılabilmektedir. Bu tezde anlatılan ölçümlerde ölçüm program tarafından başlatılmıştır.

Örnek alma tetikleme işareti multimetrenin dahili zamanlayıcısı olabileceği gibi harici bir işaret olarak da seçilebilmektedir. Bu durumda örnekleme periyodunun jitteri 50 ns alınmalıdır.

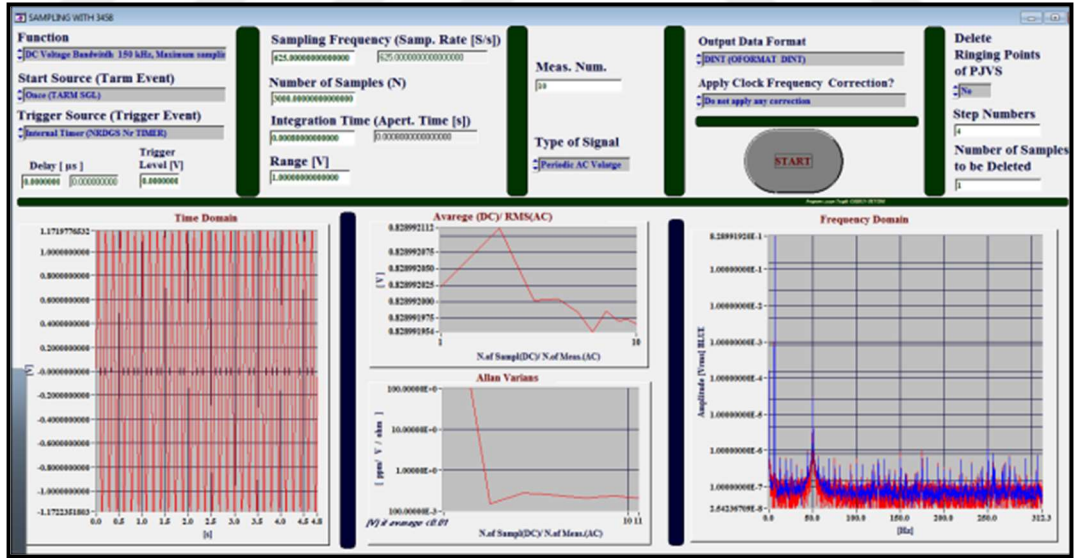
Her ölçüm öncesinde işarete gecikme verilebilmektedir. AC işaretler için tetikleme seviyesi tanımlanabilmektedir. Örnekleme frekansı, örnek sayısı, integrasyon süresi, cihazın ölçüm bölgesi gibi parametreler kullanıcı tarafında grafik arayüz aracılığıyla seçilebilmektedir. İşaret türü DC seçildiğinde program, işaretleri doğrudan örneklemede, AC seçildiğinde ise bir tetikleme seviyesi değişimi beklemektedir.

ADC'nin içindeki hafızanın formatı, ADC tarafından dönüştürülen işaretin kayıt zamanını etkilemektedir. Kullanıcı tarafından bu format belirlenebilmektedir. Dönüşüm zamanı en kısa olan format DINT formatıdır. Bu format ile ADC'nin dönüştürdüğü sayı ile ADC'nin çıkış hafızasına kayıt edilen sayı aynı olmaktadır. Bu durumda ADC'den okunan veriyi anlamlı bir sayıya dönüştürme işlemi programcıya bırakılmaktadır. Yazılan program bu işlemi de yapabilmektedir.

Zamanlama işaretini doğrultmak, sinüs uydurma algoritmalarının uygulanacağı asenkron ölçümler için önemlidir.

ADC'nin dinamik kalibrasyonunun, PJGS ile düşük frekanslarda yapılması planlanmaktadır. PJGS işaretinin bir kuantum platosundan diğer kuantum platosuna geçişi esnasında alınan örnekler, ADC kalibrasyonunun hatalı yapılmasına sebep olacaktır bu nedenle daha kayıt alma esnasında, geçici durumda alınan örnekler kayıtlardan silinebilmektedir. Yazılan program, PJGS'nin adım sayısı, silinecek örnek sayısı girildiğinde bu geçici durumda alınan örnekleri silinebilmektedir. Programın bu opsiyonunun kullanılabilmesi için ölçümü başlatma tetikleme işareti PJGS'den uygulanmalıdır.

Grafik arayüz aracılığıyla gerekli parametreler seçildiğinde ve tuşlandığında 'BAŞLAT' butonuna basılarak program başlatılmaktadır. Ara yüzdeki mesajlarla, 3458A GPIB adresi, örneklerin kayıt edileceği dosya bilgileri istenmekte ve her bir ölçüm, ardışık numaralı dosyalar halinde kayıt edilmektedir. Şekil 2. 4'de grafik arayüz verildi.



Şekil 2. 4. Yazılımın Kullanıcı/Operatör Arayüzü

2.1.3.2.3458A'yı programlama algoritması

3458A'yı istenen özellikteki ölçümü gerçekleştirmek üzere örnek almak için programlayan bir alt program çalışmaktadır. Bu alt programın giriş parametreleri grafik ara-yüzde seçilen girdilerdir. Aşağıda sırayla 3458'e gönderilen komutlardan

oluşan bu işlem basamakları verildi. 3458'in komut seti (Agilent Technologies 2000)'den alındı ve EK B'de aşağıdaki işlemleri yapan LabVindows yazılımı paylaşıldı.

- 1-Seçilen fonksiyonu ayarla
- 2-Cihazın otomatik ofset düzeltme fonksiyonunu ölçümden önce bir kez olacak şekilde ayarla
- 3-Örnek alma işlemini durdur
- 4-Cihazın hafızasındaki boş hafıza alanını sor,
- 5-Boş alan istenen miktarda örneği kayıt etmek için uygun mu sorgula
- 6-Eğer 3458A'nın hafızasında yeterli miktarda boş alan yoksa alınacak örnek sayısını 3458A'nın hafızasına uygun olacak şekilde yenile
- 7-İşaret DC mi AC mi sorgula
- 8-Eğer işaret AC ise seviye geçişli tetiklemeyi aktif et
- 9-Eğer harici işaret ile ölçümü başlatma seçilmiş ise (TARM EXT) 'EXT TRIG' girişinden tetiklemeyi aktif et.
- 10-Her yeni örneği alma olayını grafik arayüzden seçilen aşağıdaki parametrelerden biri olacak şekilde ayarla
(TIMER, EXT, LEVEL, AUTO, SYN)
- 11-Seçilen integrasyon zamanını ayarla (APER...)
- 12-Dahili hafızanın formatını aşağıdakilerden biri olacak şekilde ayarla:
(ASCII, SINT, DINT)
- 13-Şebeke filtresini aktif et
- 14-Cihaza hafıza formatı ile ilgili katsayı bilgisini sor
- 15-Katsayı bilgisini bir işarete at
- 16-ADC integrasyon işlemini bitirdiğinde çıkış üret (EXT OUT çıkışını aktif et)
- 17-Ölçümü belirlenen gecikme kadar beklet
- 18-Ölçümü başlatma kaynağını grafik arayüzden seçilen aşağıdaki parametrelerden biri olacak şekilde seç: (TARM SGL, TARM AUTO, TARM SYN)

2.1.3.3.3458A'dan örnek okuma

Bu çalışmadaki örneklerde kullanılan IADC'nin dahili hafızası en çok 128 kByte örnek saklayabilmektedir. Her bir örneğin 32 bit uzunluğunda (double) olması durumunda cihaz hafızasında saklanabilecek yüksek doğruluklu maksimum örnek sayısı 32788 örnek olmaktadır. Bu miktarda büyük veriler LabWindows programıyla hafıza yönetme ('calloc') gibi fonksiyonlarıyla yapılabilmektedir.

Şekil 2. 5'de örnek okuma algoritmasının akış diyagramı verildi. Burada verilen akış diyagramı ile elde edilen genlik ve zaman verisi genlik parametrelerini hesaplama algoritmalarında (RMS formülü, FFT ve eğri uydurma) için kullanıldı (Bknz. Ek-B).

2.1.3.4. İşaret parametrelerini hesaplama ve hesaplama yöntemine bağlı belirsizlik değerlendirmesi

2.1.3.4.1. Asenkron ölçümler

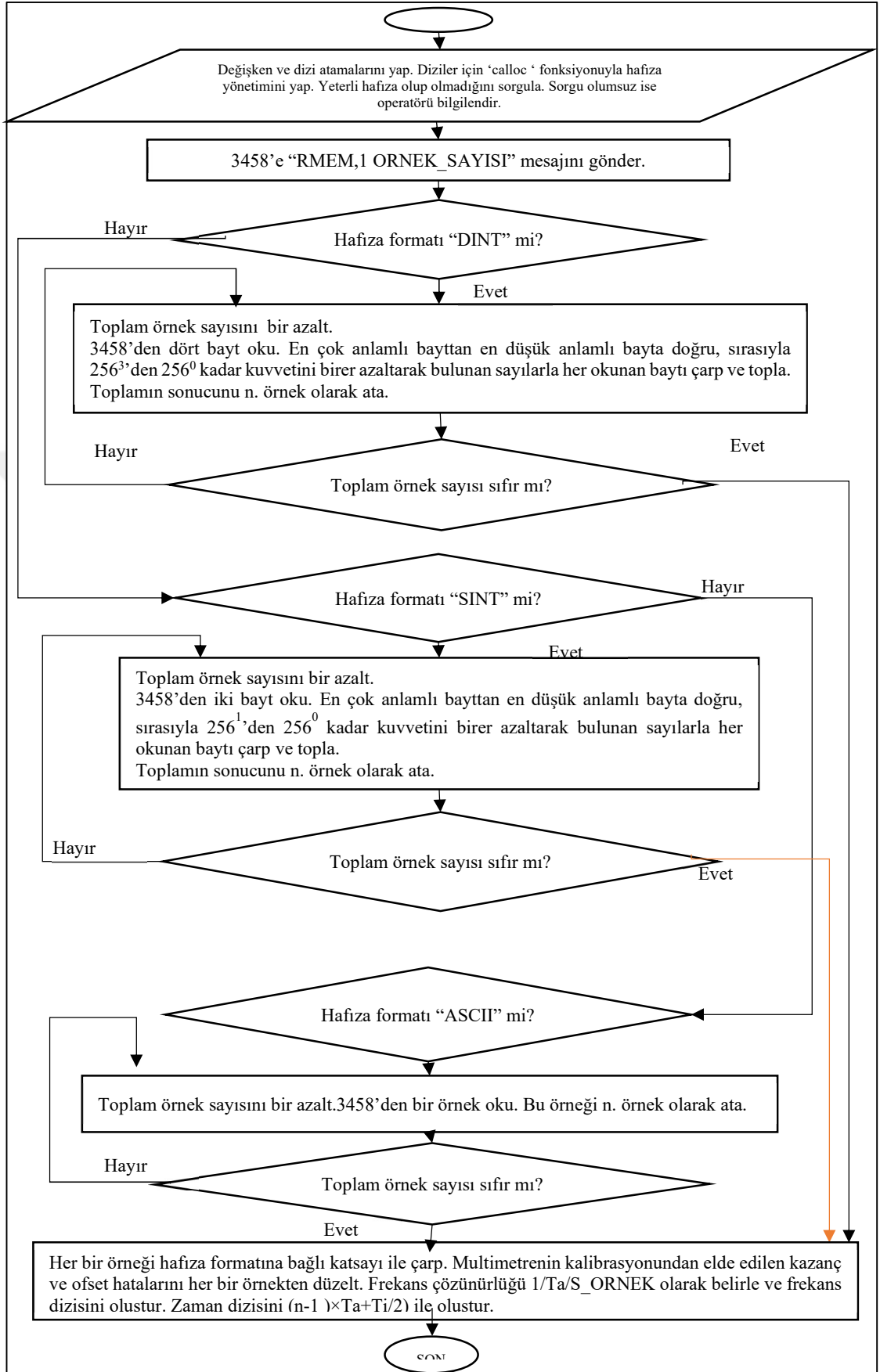
Asenkron ölçümler işaretin üretildiği frekansla işaretin örneklendiği frekansın birbirinin tam katı olamadığı ölçümlerdir. Bu durumda “2.1.1.4. Pencereleme veya RMS hesaplama veya eğri-uydurma” Bölümünde anlatıldığı gibi, eğri uydurma dışındaki, yöntemlerle düzeltilemeyen hatalar oluşacaktır. Şekil 2. 1.’da alta verilen ölçüm sisteminde, ölçüm asenkronudur. Sistemde verilen ADC’nin zamanlama işareti, fabrika çıkışında dışarıda değildir. Pek az metroloji enstitüsü tarafından bu tezde “2.1.2.4. 28 Bitlik ADC’nin zamanlama işaretinin dışarıya alınması” anlatılan modifikasyon gerçekleştirilmiştir. Bu nedenle asenkron ölçümler için şöyle bir deneme yapıldı: 1-İADC’nin zaman doğruluğu alınan her örnek için düzeltilerek kayıt edildi, 2-tanımlanan eğri uydurma algoritmalarıyla işaretin genliği yüksek doğrulukta tahmin edilebildi (J. a. Nissila 2016), (Sira, ve diğerleri 2018).

Eğri uydurma: Asenkron ölçümlerde işaret parametreleri yüksek doğrulukta, eğri uydurarak hesaplanabilmektedir. (IEEE 1057 2017)’de iki adet eğri uydurma algoritması tanımlanmıştır. Bunlar frekansın bilindiği durumdaki 3 parametrelilik sinüs-fit (sinüs uydurma) algoritması, diğeri de frekansın bilinmediği durumdaki 4 parametrelilik sinüs-fit algoritmalarıdır. 4 parametrelilik sinüs fit algoritması harmoniksiz ve yeterince saf işaretlerde frekansı doğru olarak bulabilmektedir. Frekans bilindiğinde ise 3 parametrelilik sinüs uydurma harmonikli işaretlerde dahi doğru sonuç vermektedir.

3 parametrelilik sinüs uydurma: “2.1.3. Yazılım” başlıklı bölüm altında ayrıntılarıyla anlatıldığı gibi veriler ölçüm dosyalarına iki sütun halinde kayıt edildi: Sütunlardan ilki, ADC’nin örnek almaya başlama zamanını sıfır kabul ederek örneğin zamanını, ikincisi ise örneğin gerilimidir. Birinci sütuna kayıt edilen t_n , ikinci sütuna kayıt edilen ve $x[n]$, n tam sayı olmak üzere örneklerini sinüsoidal bir eğriye uyduruldu ve (2. 5) Eşitliği yazıldı ve uydurduğumuz eğrideki hatanın toplam gücü de (2. 6) Eşitliği ile ifade edildi.

$$x[n]=A_0 \cos(2\pi f_0 t_n) + B_0 \sin(2\pi f_0 t_n) + C_0 \quad (2. 5)$$

$$\sum_{n=1}^{M.N} \{x[n]-A_0 \cos(2\pi f_0 t_n) - B_0 \cdot \sin(2\pi f_0 t_n) - C_0\}^2 \approx P_{Hata} \quad (2. 6)$$



Şekil 2. 5. 3458'den Örnek Okuma Algoritması

Hatanın gücü ile orantılı olan (2. 6)'de verilen P_{Hata} terimini minimum yapan A_0 , B_0 ve C_0 terimlerinin bulunması ile sinüsoidal eğri uydurma problemi çözülmüş oldu. Burada f_0 önceden bilinmektedir.

Matlab ortamında yazılan algoritma ile, aşağıdaki matematiksel temele dayanarak bu problem çözüldü. Öncelikle yukarıdaki eşitlikler matris formunda tanımlandı. Matrislerde verilen t_n sembolü ile, veri dosyasının birinci sütununa eklenen $t[n]$ zamanları gösterildi.

$$D_0 = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_0 t_1) & \sin(2\pi f_0 t_1) & 1 \\ \cos(2\pi f_0 t_2) & \sin(2\pi f_0 t_2) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi f_0 t_{M.N}) & \sin(2\pi f_0 t_{M.N}) & 1 \end{bmatrix}; \quad x = \begin{bmatrix} x[1] \\ x[2] \\ \vdots \\ x[M.N] \end{bmatrix}; \quad S = \begin{bmatrix} A_0 \\ B_0 \\ C_0 \end{bmatrix}$$

(2. 6) eşitliği matris formunda yazıldığında (2. 7) eşitliği elde edildi. $P(\text{Hata})$ terimini minimum yapan 'S' matrisi, $P(\text{Hata})$ fonksiyonunun türevini sıfıra eşitlenmesiyle bulunur ve böylelikle Eşitlik (2. 8) elde edildi.

$$(x - D_0 S)^T (x - D_0 S) \quad (2. 7)$$

$$S = (D_0^T \cdot D_0)^{-1} \cdot (D_0^T \cdot x) \quad (2. 8)$$

A_0 , B_0 ve C_0 katsayıları bulunduğunda $x[n]$ örnekleri aşağıdaki eşitliklerle sinoisodal fonksiyonun genliğini (A), ofsetini (C) ve fazını \emptyset temsil etmektedir.

$$A = \sqrt{A_0^2 + B_0^2}; \quad \emptyset = -\tan^{-1}(B_0/A_0); \quad C = C_0 \quad (2. 9)$$

Bu şekilde frekansı bilinen herhangi bir işaretin parametreleri, $x[n]$ ve $t[n]$ örneklerinden elde edilebilir. İşaretteki gürültü ise uydurulan sinoisodal işaretlerin tümü $x[n]$ örneklerinden çıkarıldığında kalan $r[n]$ (residu) örneklerinin RMS'i alınarak eşitlik (2. 10)'deki gibi bulunabilir. Tezin 3. Bölümünde anlatılan IADC SINAD ölçümlerindeki gürültü ve bozulma terimi için de (2. 10) Eşitliği kullanıldı.

$$\epsilon_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M r[n]^2} \quad (2. 10)$$

İşaret parametrelerinin tahmininden kaynaklanan belirsizlik numerik metodlar kullanılarak hesaplandı. Bu hesaplama için Matlab ile rastgele sayılar üretildi ve $t[n]$

ve $x[n]$ büyüklüklerinin belirsizliği ile normalize edildi. $t[n]$ için jitter belirsizliği alınırken, $x[n]$ için Eşitlik (2. 1) ve Eşitlik (2. 12) kullanılarak elde edilmiş olan belirsizlikler kullanıldı. Bu sayılarla normalize edilen gürültüler $x[n]$ büyüklükleriyle toplanarak sahte gürültülü örnekler elde edildi. Bu sahte gürültülü örneklerle hesaplanan A, C ve \emptyset 'nin dağılımlarından belirsizlikler tahmin edildi. EK B'de bu işlemleri yapan MATLAB ortamında yazılan komut satırları verildi.

4 parametrelili sinüs uydurma: Birçok metrolojik uygulama için üç parametrelili sinüs uydurma algoritması doğru çalışırken bazı durumlarda işaretin frekansı bilinemeyebilir. Bu durumda A_0 , B_0 ve C_0 katsayılarının yanı sıra frekans parametresini de bulan 4 Parametrelili sinüs uydurma algoritması kullanılabilir. Bu algoritmanın doğru çalışabilmesi için en az 5 periyot büyüklüğünde bir veri kullanılmalıdır. Bu algoritma alınan asenkron ölçümlerde denendi. Tahmin ettiği frekans ve genlik bilgisi ölçülen kaynağın frekans ve genlik kararlılığı içindedir. Bu tezdeki ölçümlerde bu algoritma sadece kontrol amaçlı kullanıldı.

2.1.3.4.2. Senkron Ölçümler

Senkron ölçümler tam senkron ve yarı senkron olmak üzere ikiye ayrılır. Tam senkron ölçümde işaret üretme ve işaret ölçme aynı zamanlama işareti ile yapılır. Bu durumda örnekleme frekansı örneklenen işaretin tam katı olur. Böyle bir ölçümde işaret de çoğunlukla sayısal tekniklerle üretilmektedir. Yarı senkron ise işaret üretme sayısal olmayabilir ancak harici bir tetikleme işareti ölçülmek istenen bu işaret ile senkron olabilir. Yarı senkron ölçümde çoğunlukla, İADC harici örnekleme olayı ile (NSAMPLE N, EXT) tetiklenir. Bu durumda en çok 5 ns olması gereken her bir örneğin jitteri 50 ns (ADC nin zaman çözünürlüğü/duyarlılığı veya saat gecikmesi) olarak belirsizlik hesaplamalarında değerlendirilmelidir.

RMS Hesabı ile Örneklerin Değerlendirilmesi ve Belirsizlik Hesabı:

Eşitlik (2. 11)'de RMS formülü verildi. Eşitlik (2. 1) ile İADC'nin transfer fonksiyonu verildi. (2. 11) numaralı eşitlikte verilen her bir $x[n]$ örneği (2. 1)'deki transfer fonksiyonundan geçtikten sonra elde edildi.

$$V_{rms_D} = \sqrt{\frac{1}{M.N} \sum_{n=1}^{M.N} x[n]^2} \quad (2. 11)$$

RMS hesabı ile işaretin sadece etkin değeri hesaplanabilmektedir ve (Swerlein 1991)'de işaretin sadece bu parametresi ile ilgilenilmiştir. Bu makalede tanımlanan ölçüm, tam senkron değildir ve makalenin başlığından da anlaşılacağı gibi 10 $\mu\text{V}/\text{V}$ doğruluğunda bir ölçüm öngörmektedir.

İADC ile tam senkron bir ölçüm alındığında ve ölçüm sonucu RMS formülü ile değerlendirildiğinde şebeke frekanslarının altında ve bu frekansa yakın frekanslarda, 10 $\mu\text{V}/\text{V}$ 'ten daha düşük (1 $\mu\text{V}/\text{V}$ altında) belirsizliklerin (7 V_{rms} için) elde edilebileceği (K. W. Ihlenfeld 2001)'de çok detaylı bir belirsizlik analizi ile matematiksel olarak gösterildi. Bu belirsizlikler 1 V ve üzerindeki gerilimler için geçerlidir. 1 V ve altındaki genliklerde gürültü nedeniyle bağlı belirsizlik daha yüksektir. Aşağıdaki çalışmalarla (K. W. Ihlenfeld 2001)'deki belirsizlik analizi yaklaşımı ile bu ölçümdeki gürültü türleri ve genlik ölçümündeki belirsizlik katkıları irdelendi.

Bu çalışmada yapılan analizde; (2. 1)'de verilen model fonksiyonun her bir bileşenin (q_i), belirsizliğe katkısı ($u_i(x[n])$) değerlendirilerek, $x[n]$ örneklerinin belirsizliği belirlendi. Burada u_i fonksiyonuyla standart (kapsama aralığı %68) olan belirsizlikler temsil edildi. (2. 12) - (2. 20) eşitliklerinde bu işlemler tanımlandı.

$$u_i(x[n]) = \frac{\partial x[n]}{\partial q_i} \Delta q_i = \frac{\partial x[n]}{\partial q_i} u(q_i) \quad ; i=1,2,\dots,11 \quad (2. 12)$$

$$u_{12}(x[n]) = \frac{\partial x[n]}{\partial \vartheta_s(t)} u(\vartheta_s(t)) = \frac{\partial \left\{ \frac{1}{T_i + \delta J T_i} \int_{n.T_a + \delta J T_a}^{n.T_a + \delta J T_a + T_i + \delta J T_i} \vartheta_s(t). dt \right\}}{\partial \vartheta_s(t)} u(\vartheta_s(t)) \quad (2. 13)$$

$$u_{13}(x[n]) = \frac{\partial x[n]}{\partial \vartheta_{sn}(t)} u(\vartheta_{sn}(t)) = \frac{\partial x[n]}{\partial \vartheta_{sn}(t)} (\vartheta_{sn}(t)) \quad (2. 14)$$

Eşitlik (2. 13)'te $v_s(t)$ ile kaynağın her çeşit gürültüsü temsil edildi. Eşitlik (2. 14)'de IADC'nin kuantalama gürültüsü $v_{sn}(t)$ ile temsil edildi. Gürültünün çoktan tanımlı zamana bağlı bir fonksiyonu yoktur. Bu nedenle $u_{12}(x[n])$ ve $u_{13}(x[n])$ belirsizlik bileşenleri, tanımlı olasılık dağılım fonksiyonlarıyla ve spektral güç yoğunluğu fonksiyonlarıyla değerlendirildi. Bu değerlendirme için gürültünün gücü hesaplandı ve belirsizliğin varyansı olarak değerlendirildi.

Kaynağın çıkışında 4 çeşit gürültünün olması değerlendirildi.: Bunlar beyaz gürültü, titreşim (flicker) gürültüsü, DAC çıkışının INL (integral nonlinearity) hatası ve DAC çıkışının DNL (differential nonlinearity) hatasıdır.

Frekans spektrumu boyunca uniform bir dağılıma sahip olan gürültü beyaz gürültü olarak adlandırılmaktadır. Beyaz gürültü kaynaklarından biri, sıcaklık gürültüsüdür. DAC çıkış direncine ve, DAC'ın bant genişliği ile birlikte IADC'nin bant genişliğine bağlıdır ($\sqrt{4.k.T.R.B}$). Bu gürültünün spektral güç yoğunluğu ($4.k.T.R [V^2/Hz]$)'dir. DAC çıkış direnci, Ek-B'de anlatıldığı gibi $78 \text{ m}\Omega$ ölçüldü. DAC ve ADC'nin çıkış ve giriş filtrelerinin katsayıları ideal kabul edildiğinde ve birleşik bant genişliği, IADC'nin örnekleme frekansının yarısı, alındığında beyaz gürültünün ihmal edilebilir düzeyde olduğu bulundu ($<2 \text{ nV}$).

Bir diğer beyaz gürültü kaynağı da devre elemanlarından akan akımın oluşturduğu gürültüdür. Akım gürültüsünün spektrum yoğunluğu: ($2.e.I_{DC} A^2/Hz$) ile tanımlanmıştır (Fish 1993).

Akım bir dirençten veya yarıiletken bir devre elemanından geçtiğinde, düşük frekans gürültüsü veya titreşim 'flicker' olarak adlandırılan gürültülerle karşılaşmaktadır. Analog gösterge iğnelerinin titreşmesi nedeniyle bu gürültü bu şekilde adlandırılmıştır. Bu gürültünün spektral yoğunluk fonksiyonu 0 Hz'e yaklaştıkça artmaktadır. Bu nedenle bu gürültünün bir diğer adı da $1/f$ gürültüsüdür. $1/f$ gürültüsünün spektral güç yoğunluğu fonksiyonu ($S_f(f)=KF/f^\alpha \text{ V}^2/Hz$) olarak tanımlanmıştır. Burada KF katsayısı 1 Hz'deki spektral yoğunluğa eşittir α ise yaygın olarak 1 alınmaktadır (Fish 1993). Bu doğal gürültüler spektral güç yoğunluğu fonksiyonlarıyla temsil edilirler ve bir elektronik elemanda hem beyaz/sıcaklık gürültüsünün hem de $1/f$ gürültüsünün birlikte olması öngörülür.

Doğal gürültüler nedeniyle toplam spektral güç yoğunluğu (2. 15) eşitliği ile tanımlandı. Beyaz gürültü ve titreşim gürültüsü deneysel olarak da ölçülmekte ve ölçümün tekrarlanabilirliği içinde yer almaktadır. Ancak teorik olarak başka bir etkinin olup olmadığını değerlendirmek için, en kötü durum için $KF 1 (\mu V)^2$, $S_n=(120 \text{ nV})^2/Hz$ katsayıları alınarak (2. 15) eşitliği ile bu gürültüler değerlendirildi.

$$S(f) = \frac{KF}{f} + S_n \rightarrow u^2_{\text{intrinsic}} = \int_{1/(M.N.Ta)}^{1/(2Ta)} S(f).df \quad (2.15)$$

“2.1.4. Sistemin uluslararası karşılaştırma ile testi ve ölçüm sonuçları” bölümünde verilen ölçümlerde L=16 bitlik bir DAC kullanıldı. DAC çıkışındaki lineersizlikler nedeniyle de gürültü oluşmaktadır. Bu gürültüden kaynaklanan belirsizlik, istatistik yöntemler kullanılarak belirlendi.

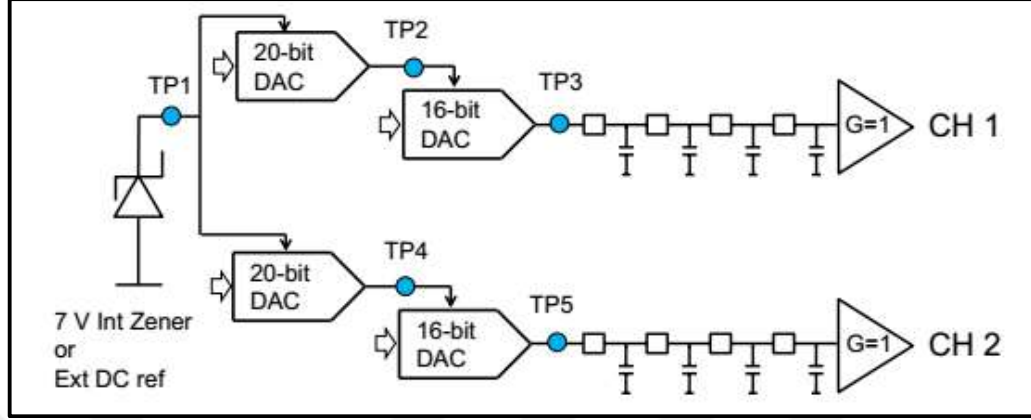
Kuantalama gürültüsünün maksimum hatası, kuanta seviyesinin (ΔV) yarısı olmaktadır. Bu hatanın olasılığı ise, DAC ile üretilen işarete bağımlı olsa da, en kötü durum için uniform, dikdörtgen dağıldığı varsayıldı. Bu durumda hatanın gücü ile orantılı olan karesel beklendik değeri $\frac{\Delta V^2}{12}$, olmakta ve bu hatanın DAC spektrumu boyunca beyaz gürültü gibi davrandığı kabul edilmektedir (COŞKUN 2004). IADC'nin spektrumu ise çok daha küçüktür. DAC çıkışında 1 bitlik INL hatası ve 0,5 bitlik DNL hatası öngörüldü. Aşağıdaki eşitliklerde V_{FS} , DAC'nin tam skala gerilimidir (Full Scale). Şekil 2. 6'da ölçümlerde kullanılan DAC'ın mimarisi verildi (Nissila, ve diğerleri 2016). Bu mimaride DAC'ın genliği 20 bitlik ilave bir DAC'la kontrol edilmektedir. Bu durumda $V_{FS} = 2 \cdot V_{RMS} \cdot \sqrt{2}$ olmaktadır. Örneklenen periyot sayısı M ile, periyot başına örnek sayısı ise N ile, DAC örnekleme frekansı f_{s_DAC} ile gösterildi. DAC örnekleme frekansları her bir dalga formu için aşağıdaki tabloda verildi.

Tablo 2. 3. DAC Örnekleme Frekansları

Dalga Şekli	f_{s_DAC}
W1; sinüs; 6,25 Hz	100 kHz
W1; sinüs; 62,5 Hz	100 kHz
W1; sinüs; 400 Hz	5 MHz
W1; sinüs; 2000 Hz	5 MHz
W3	5 MHz
W4	5 MHz

$$\Delta V = \frac{V_{FS}}{2^{L-0,5}} \rightarrow u^2_{q_DNL} = \int_{1/(M.N.Ta)}^{1/(2Ta)} \left(\frac{\Delta V^2}{12} \right) \frac{2}{f_{s_DAC}} = \int_{1/(M.N.Ta)}^{1/(2Ta)} \left(\frac{V_{FS}}{\sqrt{12^2 \cdot 2^{L-0,5}}} \right)^2 \frac{2}{f_{s_DAC}} df \quad (2.16)$$

$$\Delta V = \frac{V_{FS}}{2^{L-1}} \rightarrow u_{q_INL}^2 = \int_{1/(M.N.Ta)}^{1/(2Ta)} \left(\frac{\Delta V^2}{12} \right) \frac{2}{f_{s_DAC}} = \int_{1/(M.N.Ta)}^{1/(2Ta)} \left(\frac{V_{FS}}{\sqrt{12} \cdot 2^{L-1}} \right)^2 \frac{2}{f_{s_DAC}} df \quad (2.17)$$



Şekil 2. 6. Aivon DAC Mimarisi

$$\{u_{12}(x[n])\}^2 = u_{12}^2 = u_{intrinsic}^2 + u_{q_DNL}^2 + u_{q_INL}^2 \quad (2.18)$$

IADC'nin kuantalama gürültüsü $v_{sn}(t)$, (2. 1)'de verildi. Bu bileşenin $x[n]$ belirsizliğine katkısı:

$u_{13}(x[n]) = \frac{\partial x[n]}{\partial \vartheta_{sn}(t)} u(\vartheta_{sn}(t)) = \frac{\partial x[n]}{\partial \vartheta_{sn}(t)} (\vartheta_{sn}(t))$ ise bu bileşene de (2. 16) ve (2. 17)'daki gibi istatistik yöntemlerle davranılabilir. Ancak bu ADC'nin çözünürlüğü de integrasyon süresine bağlıdır. Bu belirsizlik bileşeninin değerlendirilmesinde (K. W. Ihlenfeld 2001) raporunda verilen (2. 19) Eşitliği kullanıldı. Bu eşitlikte V_{FS} ADC'nin 'tam skala' gerilimidir.

$$u_{13}^2 = \left\{ 0,9 \cdot \sqrt{\frac{0,001}{T_i/[s]}} V_{FS} \right\}^2 [(\mu V)^2] \quad (2.19)$$

Her bir $x[n]$ örneğinin belirsizliği, q_i bileşenlerinin belirsizlikleri kullanılarak (2. 20) kullanılarak hesaplandı.

$$u(x[n]) = \sqrt{\sum_{i=1}^{13} \{u_i(x[n])\}^2} \quad (2.20)$$

ADC'nin transfer fonksiyonunda verilen, ADC'nin referansı ve kazancı nedeniyle her bir örnek birbiriyle bağımlıdır. Bu durumda $x[n]$ örneklerinin belirsizlikleri hesaplanırken bu bağımlılık da aşağıdaki şekilde dikkate alındı. İki örneğin bileşik kovaryansı $u(x[n], x[k]) = u(x_n, x_k)$ sembolüyle gösterilsin:

$$u(x_n, x_k) = \frac{\partial x[n]}{\partial \delta_G} \frac{\partial x[k]}{\partial \delta_G} \cdot (u(\delta_G))^2 + \frac{\partial x[n]}{\partial \delta_{REF}} \frac{\partial x[k]}{\partial \delta_{REF}} \cdot (u(\delta_{REF}))^2 \quad (2. 21)$$

Daha sonra da (2. 11) eşitliği dikkate alınarak, her bir $x[n]$ değeri belirsizliğinin V_{rms} belirsizliğine katkısı (2. 22) ve (2. 23) eşitlikleri kullanılarak hesaplandı. Burada N bir periyottaki örnek sayısıdır.

$$u_n(V_{rms_D}) = \frac{\partial V_{rms_D}}{\partial x[n]} \cdot u(x[n]) \quad (2. 22)$$

kovaryanslar 0 kabul edildiğinde:

$$u(V_{rms_D}) = \sqrt{\sum_{n=1}^N \{u_n(V_{rms_D})\}^2} \quad (2. 23)$$

kovaryanslar dahil edildiğinde

$$u(V_{rms_D}) = \sqrt{\sum_{n=1}^N \{u_n(V_{rms_D})\}^2 + 2 \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{k=n+1}^N \frac{\partial V_{rms_D}}{\partial x[n]} \cdot \frac{\partial V_{rms_D}}{\partial x[k]} u(x_n, x_k)} \quad (2. 24)$$

Birden fazla periyodun ortalaması (2. 25) eşitliği, ortalama RMS değer belirsizliği ise (2. 26) ve (2. 27), ile bulundu.

$$\overline{V_{rms_D}} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M V_{rms_D} \quad (2. 25)$$

$$u^2(\overline{V_{rms_D}}) = \frac{1}{M} u^2(V_{rms_D}) + 2 \cdot \sum_{n=1}^M \sum_{k=n+1}^{M-1} \frac{u^2(\text{Kovaryans})}{M^2} \quad (2. 26)$$

$$u^2(\text{Kovaryans}) = \left(\frac{\partial V_{rms_D}}{\partial \delta_{REF}} \right)^2 \cdot u^2(\delta_{REF}) + \left(\frac{\partial V_{rms_D}}{\partial \delta_G} \right)^2 \cdot u^2(\delta_G) \quad (2. 27)$$

Sayısal verilerden elde edilen V_{rms_D} değerinden İADC'nin integral alma işlemi nedeniyle transfer fonksiyonu (Şekil 2. 2) ve analog devrelerin (filtre ve yükselteçlerin) etkisi (Şekil 2. 3) düzeltilmelidir. Bu düzeltmenin anlamlı olması için işaretin saf olması önemlidir. Yoğun harmonikli işaretlerde her bir frekanstaki düzeltme farklı olacağı için işaretin RMS değeri yüksek doğrulukta belirlenmemiş olacaktır. (2. 28)'de verilen f_{CV} (2. 2)-(2. 4) denklemlerinde verilen kesim frekanslarıdır. Bu değer belirsizliği ölçülmemiştir ancak (K. W. Ihlenfeld 2001)'de belirtildiği gibi 45 kHz alınmıştır. T_i 100 ns'lik adımlarla belirlendi. Bu nedenle (2. 29) Eşitliğindeki $u(T_i)$ hatası en çok 50 ns ve dikdörtgen dağılımlı olacak şekilde alındı.

$$V_{RMS} = \frac{\overline{V_{rms_D}}}{\text{Sinc}(\pi \cdot f \cdot T_i)} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{CV}}\right)^2} \quad (2. 28)$$

$$u^2(V_{RMS}) = u^2\left(\overline{V_{rms_D}}\right) + u_{T_i}^2(V_{RMS}) + \frac{\left(10^6 \cdot \overline{V_{rms_D}}\right)^2}{T_0^4 \cdot f_{CV}^6 \left[1 + \left(\frac{1}{T_0 f_{CV}}\right)^2\right]} \cdot u^2(f_{CV}) \quad (2. 29)$$

Bölüm “2.1.4.Sistemin uluslararası karşılaştırma ile testi ve ölçüm sonuçları” da verilen ölçümlerde örnekleme oranı 10 seçildi. Başka bir ifade ile örnekleme frekansı işaret frekansının 10 katı olacak şekilde seçildi. Periyot başına alınan örnek sayısı da N=10 oldu. Analizin basitliği için (2. 11) - (2. 24) Eşitlikleri bir periyot için (M=1) hesaplandı. M parametresi kullanıcı seçimli yapılarak (2. 25) - (2. 27) eşitlikleri de hesaplandı. Son olarak (2. 28) eşitliğindeki düzeltmeler hesaplandı ve bu düzeltmelerin belirsizliği değerlendirilerek toplam belirsizlik bütçesi ‘Exel’ kullanılarak hesaplandı.

FFT ile örneklerin değerlendirilmesi ve belirsizlik hesabı :

(2. 11) Eşitliğinde tanımlanan RMS değer ile işaretin sadece etkin değeri hesaplanabilmektedir. (2. 11) Eşitliği, AC gerilimin PMJTC’in 10 Hz ve altındaki işaretlerin ölçümündeki kararsızlığı nedeniyle yükselen belirsizlik sorunu çözülmekte ancak işaretin hamonik bileşenleri ve fazı hakkında herhangi bir bilgi edinilememektedir. Tam senkron ölçümlerde pencereleme etkisinden bir belirsizlik kaynaklanmamaktadır çünkü, pencere fonksiyonunun frekanstaki sıfır geçişleri ölçülen işaretin tam katıdır. Bu nedenle yıllarca metrologlar Ayrık Fourier Dönüşümünü hem güç metrolojisinde hem de empedans metrolojisinde kullanmışlardır. Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT) ile işaret parametrelerinin elde edilmesi ve belirsizlik bütçesinin hesabı bu başlık altında verilecektir.

DFT ile işaretin fazı da belirlendiği için Şekil 2. 2’da verilen transfer fonksiyonu (2. 30)’deki gibi genliği ve fazıyla değerlendirilmelidir. Ölçüm dosyasına kayıt edilen $x[n]$ örnekleri ile Ayrık Fourier dönüşümünü alan formül ile birlikte (2. 31) eşitliğinde verildi. Bu eşitlikteki $X[k]$ karmaşık bir sayıdır ve belirsizlik analizinin basitliği için (K. W. Ihlenfeld 2001)’de verilen denklemler kullanılarak, $\text{Re}(X[k])$ ve $\text{Im}(X[k])$ ya iki ayrı büyüklük gibi davranıldı ve eşitlik (2. 32) ve (2. 33)’deki gibi hesaplandı.

$$\left| \text{sinc} \left(\frac{\pi \cdot T_i \cdot k}{n \cdot T_a} \right) \right| \cdot e^{j \frac{\pi \cdot T_i \cdot k}{n \cdot T_a}} \quad (2.30)$$

$$X[k] = \frac{2}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \frac{x[n]}{\left| \text{sinc} \left(\frac{\pi \cdot T_i \cdot k}{n \cdot T_a} \right) \right|} e^{-j 2 \pi \cdot f_k \cdot n \cdot T_a} e^{-j \frac{\pi \cdot T_i \cdot k}{n \cdot T_a}}, \quad K = M \cdot N \quad (2.31)$$

$$\text{Re}(X[k]) = \frac{2}{K} \sum_{n=0}^{K-1} x[n] \cdot \{F_1(k, n) \cdot F_3(k, n) - F_2(k, n) \cdot F_4(k, n)\} \quad (2.32)$$

$$\text{Im}(X[k]) = \frac{2}{K} \sum_{n=0}^{K-1} x[n] \cdot \{F_1(k, n) \cdot F_4(k, n) + F_2(k, n) \cdot F_3(k, n)\} \quad (2.33)$$

$$F_1(k, n) = \cos \left(\frac{2 \pi \cdot k \cdot n}{K} \right); \quad F_2(k, n) = -\sin \left(\frac{2 \pi \cdot k \cdot n}{K} \right)$$

$$F_3(k, n) = \frac{-2 \pi \cdot k \cdot T_i \cdot \cos \left(\frac{2 \cdot k \cdot \pi \cdot T_i}{K \cdot T_a} \right) \sin \left(\frac{2 \cdot k \cdot \pi \cdot T_i}{K \cdot T_a} \right)}{K \cdot T_a \cdot \left(\cos \left(\frac{2 \cdot k \cdot \pi \cdot T_i}{K \cdot T_a} \right) - 1 \right)}; \quad F_4(k, n) = \frac{2 \pi \cdot k \cdot T_i \cdot \sin \left(\frac{2 \cdot k \cdot \pi \cdot T_i}{K \cdot T_a} \right) \sin \left(\frac{2 \cdot k \cdot \pi \cdot T_i}{K \cdot T_a} \right)}{K \cdot T_a \cdot \left(\cos \left(\frac{2 \cdot k \cdot \pi \cdot T_i}{K \cdot T_a} \right) - 1 \right)}$$

DFT ile belirsizliklerin değerlendirilmesinde de, her bir $u(x[n])$ belirsizliği, (2. 12)-(2. 20) eşitlikleri kullanılarak bir önceki bölümde anlatıldığı gibi hesaplandı.

Daha sonra $X[k]$ 'ların reel ve imajiner kısımlarının duyarlılık katsayıları ayrı ayrı her bir $x[n]$ değeri için (2. 34)'deki gibi belirlendi. Duyarlılık katsayısı ve $u(x[n])$ belirsizlikleri birleştirilerek $\text{Re}(X[k])$ ve $\text{Im}(X[k])$ 'bileşenlerinin belirsizlikleri ayrı ayrı (2. 35) ve (2. 36) Eşitlikleri ile belirlendi.

$$C_{\text{Re}}(n, k) = \frac{\partial \text{Re}(X[k])}{\partial x[n]}, \quad C_{\text{Im}}(n, k) = \frac{\partial \text{Im}(X[k])}{\partial x[n]} \quad (2.34)$$

$$u^2(\text{Re}(X[k])) = \sum_{n=1}^K \{C_{\text{Re}}(n, k) \cdot u(x[n])\}^2 + u^2(\text{Re}_z, \text{Re}_y) + \int_f^{f+\frac{1}{M \cdot N \cdot T_a}} S(f) \quad (2.35)$$

$$u^2(\text{Im}(X[k])) = \sum_{n=1}^K \{C_{\text{Im}}(n, k) \cdot u(x[n])\}^2 + u^2(\text{Im}_z, \text{Im}_y) + \int_f^{f+\frac{1}{M \cdot N \cdot T_a}} S(f) \quad (2.36)$$

IADC'nin kazancı ve referansı nedeniyle her bir $x[n]$ değeri bağımlı olduğu için (2. 35) ve (2. 36)'daki $x[n]$ değerleri arasındaki kovaryanslar da (2. 37) ve (2. 38) eşitlikleriyle belirsizlik hesabına dahil edildi.

$$u^2(\text{Re}_z, \text{Re}_y) = 2 \cdot \sum_{y=1}^{K-1} \sum_{z=y+1}^K \frac{\partial \text{Re}(X[k])}{\partial x[z]} \cdot \frac{\partial x[z]}{\partial \delta_{\text{REF}}} \cdot \frac{\partial \text{Re}(X[k])}{\partial x[y]} \cdot \frac{\partial x[y]}{\partial \delta_{\text{REF}}} u^2(\delta_{\text{REF}}) +$$

$$+ 2 \sum_{y=1}^{K-1} \sum_{z=y+1}^K \frac{\partial \text{Re}(X[k])}{\partial x[z]} \cdot \frac{\partial x[z]}{\partial \delta_G} \cdot \frac{\partial \text{Re}(X[k])}{\partial x[y]} \cdot \frac{\partial x[y]}{\partial \delta_G} u^2(\delta_G) \quad (2.37)$$

$$u^2(\text{Im}_z, \text{Im}_y) = 2 \cdot \sum_{y=1}^{K-1} \sum_{z=y+1}^K \frac{\partial \text{Im}(X[k])}{\partial x[z]} \cdot \frac{\partial x[z]}{\partial \delta_{\text{REF}}} \cdot \frac{\partial \text{Im}(X[k])}{\partial x[y]} \cdot \frac{\partial x[y]}{\partial \delta_{\text{REF}}} u^2(\delta_{\text{REF}}) +$$

$$+ 2 \sum_{y=1}^{K-1} \sum_{z=y+1}^K \frac{\partial \text{Im}(X[k])}{\partial x[z]} \cdot \frac{\partial x[z]}{\partial \delta_G} \cdot \frac{\partial \text{Im}(X[k])}{\partial x[y]} \cdot \frac{\partial x[y]}{\partial \delta_G} u^2(\delta_G) \quad (2.38)$$

(2. 15)-(2. 17) eşitliklerinde gürültü her bir $x[n]$ değeri belirsizliği belirlenirken dikkate alındı. DFT hesaplanırken de spektral çizgilerdeki belirsizlik (2. 35) ve (2. 36) numaralı eşitliklerde verilen $S(f)$ gürültüsü ile gösterilerek dikkate alındı. Gürültünün açısı yoktur bu nedenle en kötü durum için her ikisine de dahil edildi. (2. 15) - (2. 17) eşitlikleri bir spektral çizgisinin bant genişliği olan $\frac{1}{M.N.T_a}$ alınarak çözüldü ve (2. 35) ve (2. 36) eşitliklerine böyle dahil edildi. $X[k]$ değerinin imajiner ve reel kısmından yararlanarak işaretin RMS değeri (2. 39) eşitliği kullanılarak elde edildi.

$$V_{rms_D}(k) = \sqrt{(\text{Re}(X[k]))^2 + (\text{Im}(X[k]))^2} \quad (2. 39)$$

$$u(V_{rms_D}(k)) = \sqrt{\left(\frac{\partial V_{rms_D}(k)}{\partial \text{Re}(X[k])}\right)^2 \cdot u^2(\text{Re}(X[k])) + \left(\frac{\partial V_{rms_D}(k)}{\partial \text{Im}(X[k])}\right)^2 \cdot u^2(\text{Im}(X[k])) + 2\left(\frac{\partial V_{rms_D}(k)}{\partial \text{Re}(X[k])}\right)\left(\frac{\partial V_{rms_D}(k)}{\partial \text{Im}(X[k])}\right) \cdot u_{kov.}(\text{Re,Im})} \quad (2. 40)$$

$$u_{kov.}(\text{Re,Im}) = \frac{\partial \text{Re}(X[k])}{\partial \delta_{REF}} \frac{\text{Im}(X[k])}{\partial \delta_{REF}} u^2(\delta_{REF}) + \frac{\partial \text{Re}(X[k])}{\partial \delta_G} \frac{\text{Im}(X[k])}{\partial \delta_G} u^2(\delta_G) \quad (2. 41)$$

Yine birden fazla periyodun ortalaması ve belirsizliği (2. 25) - (2. 27) denklemleri ile verilen eşitliklerdeki analogi ile hesaplandı. İşaretin geçtiği yolun filtre ve yükselteçler nedeniyle transfer fonksiyonu (2. 28)'deki denklemdeki gibi düzeltildi. Ancak bu eşitlikteki sinc düzeltmesi DFT değerlendirilirken dikkate alınmadı çünkü (2. 30) eşitliği ile bu değer çoktan düzeltilmişti.

Eşitliklerdeki k ($k=0,1,2,\dots,K-1$) değiştirilerek işaretin harmonikleri hakkında bilgi edinildi. Yine faz spektrumu da (2. 42) eşitliği ile belirlendi.

$$\tan^{-1} \frac{\text{Im}(X[k])}{\text{Re}(X[k])} \quad (2. 42)$$

2.1.4. Sistemin uluslararası karşılaştırma ile testi ve ölçüm sonuçları

Bu bölümde verilen sistem ile TÜBİTAK UME'den başka dört farklı ülkenin Ulusal Metroloji Enstitüsü'nün de katıldığı karşılaştırmada ölçümleri alındı. Ölçüm sonuçları ve ölçüme dair bilgiler Ek-B'de verilen "D.3.3.6 Q_Wave Comparison, Measurements of TÜBİTAK UME by Sampling Techniques" adlı raporda paylaşıldı.

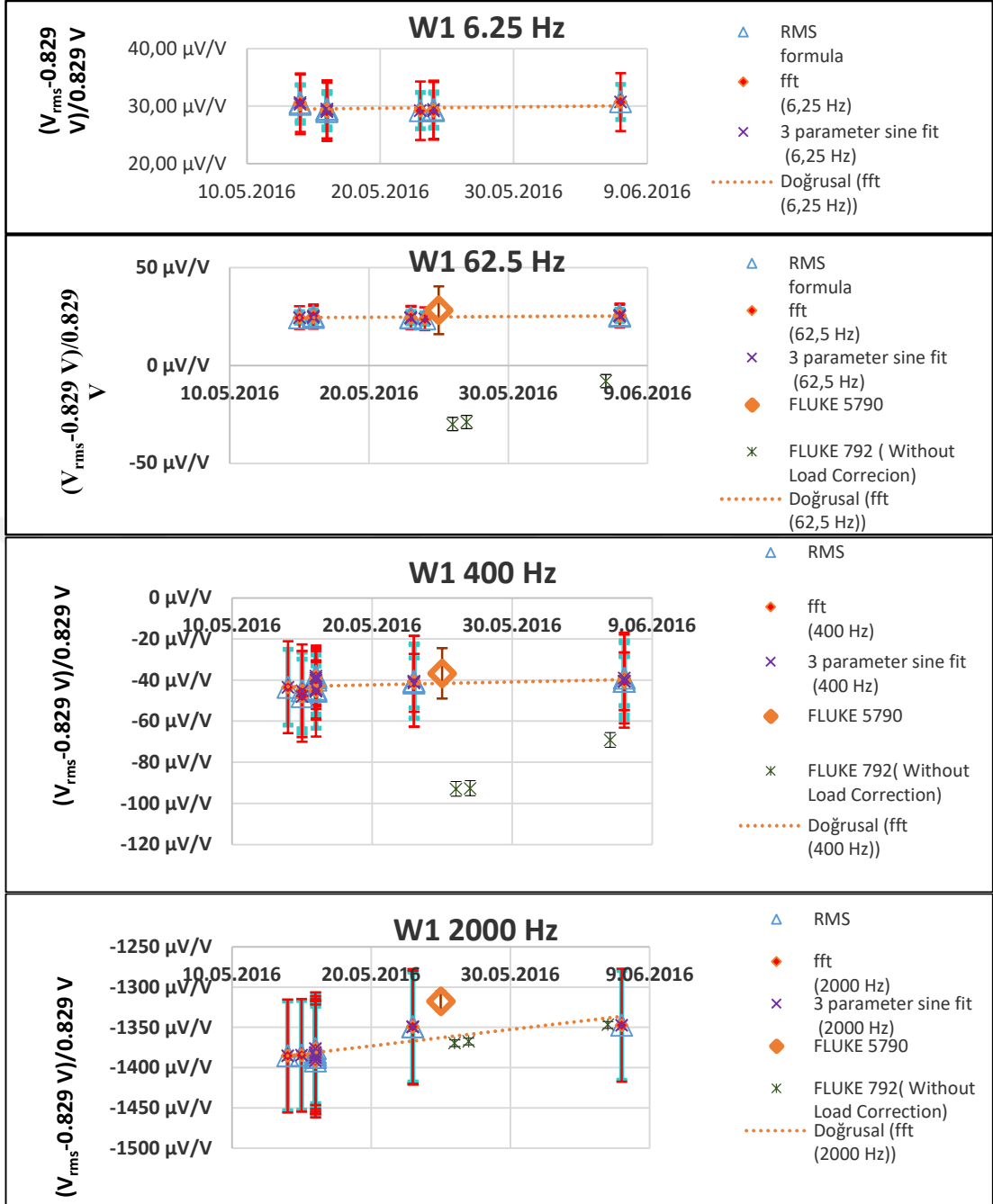
Bu raporda da anlatıldığı gibi, bu karşılaştırmada 3 farklı dalga şekli ölçüldü. Bu dalga şekillerinden W1 diye adlandırılan dalga şekli sinüsdür. Bu dalga şekline sahip üç farklı

frekansta ölçüm alındı. Bu frekanslar 6,25 Hz; 62,5 Hz; 400 Hz ve 2000 Hz'dir. W2 diye adlandırılan dalga şekli harmonikli işaretler içerir. Bu dalga formunun seçilmesinin sebebi katılımcıların küçük harmonikli işaretlerin genliğini hangi doğrulukta ölçebildiğini denetlenmektedir. W3 diye adlandırılan dalga şekli yoğun harmonikler içerir ve yoğun harmonikli dalgaların hangi doğrulukta ölçülebildiği denetlenmek istendiği için seçilmiştir. W3 birbirine eşit genlikte 500 Hz'in 5. Harmoniğine kadar olan harmonikleri içermektedir.

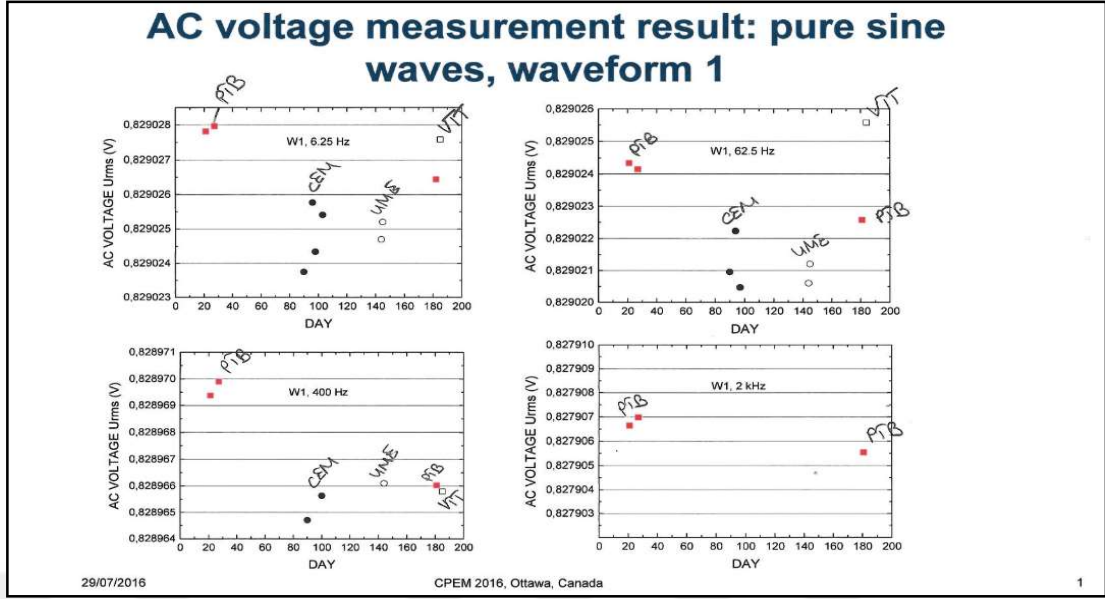
Bu karşılaştırmada TÜBİTAK UME tarafından hem senkron hem asenkron ölçüm düzenekleri W1 dalga şekillerini ölçmek için uygulandı. W2 ve W3 dalga şekillerinin ölçümü için ise sadece senkron ölçüm düzenekleri kullanıldı. W2 ve W3 dalgalarının belirsizlik analizi için Eşitlik (2. 1)'de verilen $\theta_i(t)$, matematiksel olarak bu dalga formuna uygun olarak seçildi ve duyarlılık katsayıları öyle hesaplandı.

Şekil 2. 7'da verilen grafiklerde TÜBİTAK UME'de W1 dalga formu için alınan ölçüm sonuçları özetlendi. Bu ölçümlerde kurulu AC Gerilim Metrolojisi ile alınan ölçümler de gösterildi. FLUKE 5790 işaretçisi ile işaretlenen ölçüm, ölçüm belirsizliği 13 $\mu\text{V}/\text{V}$ olan yüksek empedanslı bir Termal Transfer Standarttır (TTS). Düşük belirsizliğe sahip FLUKE 792 ile (Elektronik yapı TTS) işaretlenen ölçüm sonuçları örneklemeli ölçümlerle örtüşmedi. Bunun sebebi FLUKE 792'nin iç direncinin düşük olması ve aynı zamanda DAC'ın iç direncinin sıfır olmamasıdır. Ek-B'de gösterildiği gibi DAC'ın iç direnci ölçüldü ve yüklemekten kaynaklanan hata düzeltilmeye çalışıldı ancak sonuçlar yine de örtüşmedi. Şekil 2. 8'de W1 dalga formu için karşılaştırmaya katılan diğer enstitülerin ölçüm sonuçlarıyla birlikte UME'nin ölçüm sonuçları da gösterildi. Bu ölçümlerde PTB pilot laboratuvarıdır ve kuantum voltmetre ile ölçüm aldı. TÜBİTAK UME'nin ölçüm sonuçlarının belirsizlikler dahilinde pilot laboratuvarın ölçüm sonuçlarıyla örtüştüğü Şekil 2. 8'de gösterildi((Nissila, ve diğerleri 2016) Bildiri sunuşundan).

W2 ve W3 dalgalarının ölçüm sonuçları (Sira, ve diğerleri 2018) ve Ek-B'de verildi. Beyan edilen belirsizlikler içinde bu dalga formlarının genlik ölçümlerininin de örtüştüğü (Sira, ve diğerleri 2018) 'de gösterildi. Ancak bu dalgaların ölçüm belirsizliği iyileştirilebilirdir.

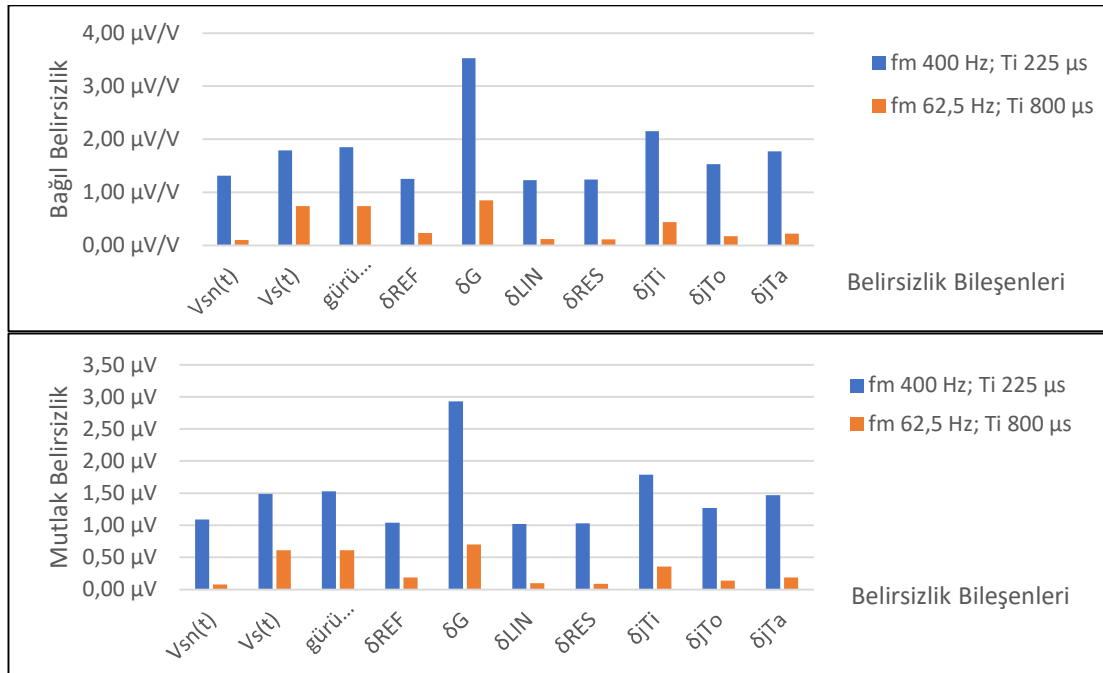


Şekil 2. 7. W1 Dalga türü için TÜBİTAK UME’de alınan ölçüm Sonuçları



Şekil 2. 8. W1 Dalga Formu için Karşılaştırma Ölçümü Sonuçları

Şekil 2. 9'da, iki farklı frekanstaki W1 dalga formlarının ölçümü için, Tablo 2. 2'de verilen belirsizlik bileşenlerinin katkısı, (2. 1) - (2. 30) Eşitlikleri kullanılarak hesaplandı ve gösterildi. Buradan frekans arttıkça belirsizliğin arttığı (mavi sütunlar) görülmektedir. Bir sonraki bölümde kurulan PJGS standardı ile IADC'nin kazancı dinamik koşullarda karakterize edildi ve özellikle bu bileşenden gelen belirsizliğin Şekil 2. 9'da öngörülenden daha küçük olduğu gösterildi.



Şekil 2. 9. W1 Dalga Formlarının Ölçümünde RMS Formülü Kullanıldığında Belirsizlik Kaynaklarının Toplam Belirsizliğe Katkısı (Kapsama aralığı %68)

2.2. Sigma-Delta ADC ile Gerilim Ölçen Sistem

Şekil 2. 9’de gösterildiği gibi frekansın artmasıyla IADC’nin belirsizlikleri artmaktadır. Yüksek frekanslarda kullanılmak üzere Sigma Delta Modülasyon prensibi ile çalışan bir ADC enstrümantasyon pazarına sunulmuştur (National Instruments 2020). Bölüm 2.1’de anlatılan ilkeler göz önüne alınarak bu ADC ile de gerilim ölçmek üzere yazılım ve sistem kurulmuştur. Bu sistem tez hacmini aştığı için ayrıntılarıyla burada raporlanmamıştır.

Bu ADC daha çok haberleşme ve uygulamaları için geliştirilmiştir. Üretici firma tarafından beyan edilen genlik toleransları, metrolojik olarak kullanılmayacak kadar geniştir. Sigma-Delta prensibi ile çalışmasının sonucu olarak bu ADC’nin düz bir frekans cevabı yoktur. Ancak çeşitli ölçümler bu cihazın frekans cevabının üretici firma beyanından çok daha kararlı olduğunu göstermiştir. Bu nedenle özellikle yüksek frekanslı güç ölçümleri ve gerilim ölçümlerinde kullanılmak üzere frekans cevabının kararlılığı, gürültüsü gibi özellikleri araştırılmıştır.

Bu başlık altında Sigma-Delta ADC’nin çalışma prensibi kısaca tanıtılarak, Bu ADC’nin geleneksel standartlar kullanılarak gerçekleştirilen ölçümleri sunulmuştur.

2.2.1. İşaret işleme prensipleri ve sisteme etkileri

2.2.1.1. Zamanda ayrık işaret

IADC’nin aksine Sigma-Delta ADC’nin örnekleme işareti önceden belirlenmiş sabit frekanslar olabilmektedir ($60 \text{ MHz}/n$, $1200 \geq n \geq 4$). Bu frekanslardan en çok kullanılanları 50 kHz, 100 kHz, 500 kHz, 1 MHz ve 10 MHz’dir. Gerçekte bu frekanslar normalize edilmiş örnekleme frekanslarıdır. Üretici firma tarafından resmi olarak açıklanmamakla birlikte gerçek örnekleme frekansının en az 60 MHz gibi yüksek bir frekans olduğu ve yukarıda bahsi geçen örnekleme frekanslarının desimasyon ve sayısal filtreleme işlemleri sonrasındaki örnekleme frekansları olduğu bilinmektedir.

Zamanlama işaretinin jitteri çok düşüktür ($<5 \text{ ps}$) (National Instruments 2020). Tam senkron bir ölçüm düzeneğinde belirsizlik değerlendirilirken bu değer örnekleme işaretinin jitteri olarak alınmalıdır. Tam senkron bir ölçüm düzeneği sağlanmadığında zamanlama işaretinin jitter parametresi 400 ps alınmalıdır.

Gerçek örnekleme frekansının 60 MHz ve üzerinde olması hem kuantalama gürültüsünün etkisini azaltmıştır hem de ADC'nin bant genişliğini başka bir deyişle katlanma gürültüsü olmadan ölçülebilecek maksimum işaret frekansını arttırmıştır.

Bu ADC ile senkron ölçümler iki şekilde alınabilmektedir. Bunlardan birincisi Şekil 2. 12'da gösterildiği ADC kartı üzerindeki 'CLK' girişini kullanarak diğeri de PXI şasesindeki 10 MHz referans 'CLK' girişini kullanarak. Bu tezde ADC kartı üzerindeki 'CLK' girişi kullanılmıştır. Bu girişe uygulanacak zamanlama işaretinin frekansı 1 MHz - 20 MHz aralığında 1 MHz'lik adımlarla seçilebilmektedir (National Instruments 2020)

2.2.1.2. Genlikte ayırık işaret

Sigma-Delta ADC'nin çalışma prensibi ile ilgili ayrıntılar (kuantalayıcısının bit sayısı, sigma delta mimarisi...) üretici firma tarafından ayrıntılarıyla paylaşılmamıştır. Bunun yerine üretici firma, normalize edilmiş örnekleme oranına bağlı bit sayısı bilgisi paylaşmıştır. ADC, 50 kHz örnekleme frekansında 24 bit çözünürlüğüne sahip iken 10 MHz örnekleme frekansında ise 18 bit çözünürlüğe sahiptir.

Buna rağmen yüksek çözünürlüklü ADC'lerin uygulanan dinamik işarete bağlı olarak çözünürlüğünün değişebildiği bilinmektedir. Frekansa bağlı olarak ölçülen ENOB (Effective Number of Bits, Etkin Bit Sayısı) parametresi bu durumda önemli olmaktadır. ENOB parametresi ile SINAD (Signal to Noise and Distortion, İşaretin Gürültü ve Bozulmalara Oranı) parametresi arasındaki ilişki (IEEE1057 2017) Standardında tanımlanmıştır.

2.2.1.3. Örnekle-tut

Sigma Delta ADC'nin gerçek örnekleme frekansının 60 MHz'de olduğu anlatılmıştı. Burada kullanılan örnekle tut devresinin tutma zamanı da en çok 17 ns büyüklüğünde olmalıdır. Örnekle-tut devresi de frekansta Şekil 2. 2'deki gibi davranmaktadır. Şekil 2. 2'de verilen transfer fonksiyonundaki T_i parametresi 17 ns'den küçük alınmalıdır. T_i 17 ns alındığında 100 kHz frekansındaki bir işaretin ölçülmesi esnasındaki genlik hatası/düzeltilmesi $5 \mu V/V$ 'tan küçük olmaktadır, 10 kHz frekansındaki bir işaretin ölçülmesinde ise $50 nV/V$ olmaktadır. Dolayısıyla örnekle-tut devresinin etkisi

ADC'nin diğer sistematik hatalarının yanında ihmal edilebilir. Bu etki bu bölümde sunulan ölçümlerde dikkate alınmadı.

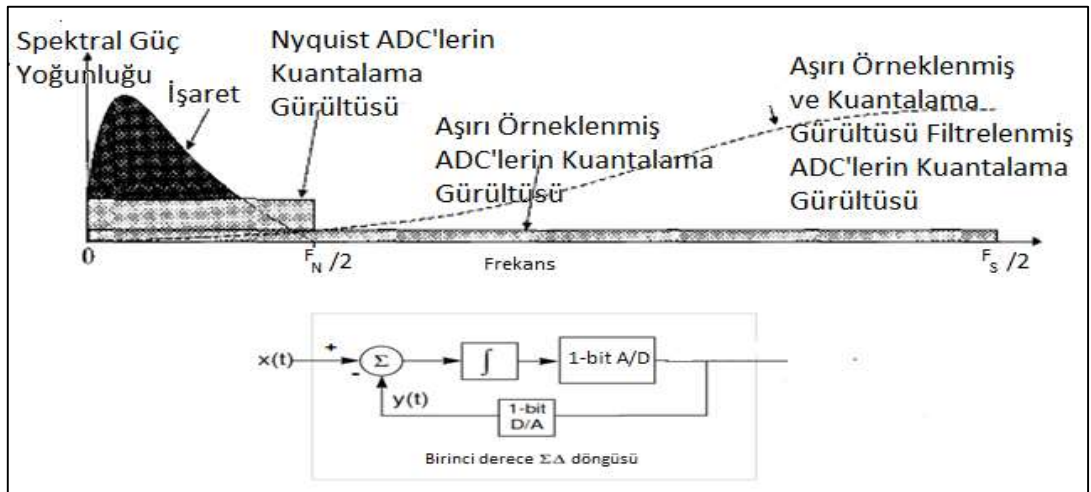
2.2.1.4. Pencereleme veya RMS hesaplama veya eğri-uydurma

“2.1.1.4. Pencereleme veya RMS hesaplama veya eğri-uydurma” Bölümünde anlatılanlar ADC türünden bağımsızdır ve bu ADC için de geçerlidir.

2.2.2. Sigma-Delta ADC'nin çalışma prensibi

Kuantalama gürültüsü, örnekleme teknikleri ile işaret üretiminde ve ölçümünde doğal bir gürültüdür. Doğrusal kuantalamada, kuantalama gürültüsü, tüm bant üzerine 0 Hz'den örnekleme frekansının yarısına yayılan beyaz gürültüdür. Bu gürültüyü azaltmanın yolu ADC/DAC'ın çözünürlüğünü artırmanın yanı sıra aşırı örnekleme ve bant dışı içeriğin filtrelenmesidir. Aynı çözünürlüğe sahip biri Nyquist frekanslarında diğeri de aşırı örneklenmiş iki ADC'nin spektral güç yoğunluğu Şekil 2. 10'da gösterildi.

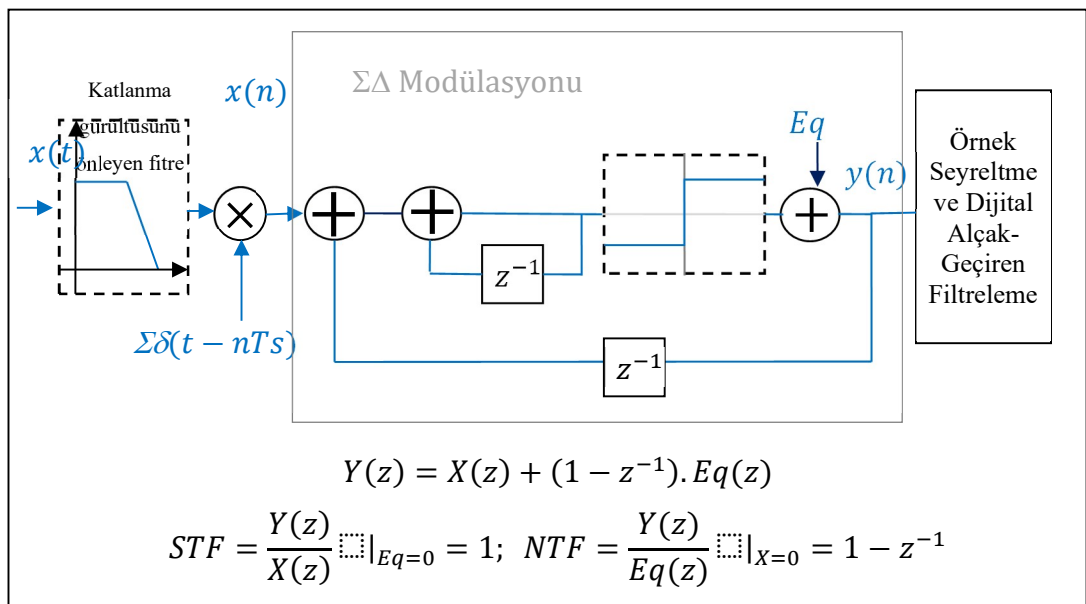
Sayılaştırılan işaretin işaret-kuantalama gürültüsü oranını arttırmak için bit sayısını veya örnekleme oranını arttırmanın gerektiği açıkça görülmektedir. Doğrusal kuantalamayı kullanan geleneksel ADC'de yüksek bitlere ulaşmak için tam olarak eşleşen elektronik elemanların sayısını arttırmak gerekir bu da üretim açısından zordur. Doğrusal kuantalama yerine, gürültü şekillendiren kuantalama 1 bit kuantalayıcı/ADC ve 1 bit DAC kullanılarak gerçekleştirilir. Bu mimari Şekil 2. 10'da gösterildi. Böyle bir mimaride daha az elektronik eleman tam olarak birbirine eşleştirilmelidir.



Şekil 2. 10. Aşırı Örneklemenin İşaret/Kuantalama -Gürültü Oranına Etkisi

2.2.2.1. Sigma-Delta ADC mimarisi

Şekil 2. 11’de Sigma Delta ADC Mimarisi verildi. Her ADC’de olduğu gibi bu ADC’de katlanma gürültüsünü önlemek amacıyla bir analog alçak geçiren filtre kullanılır. İşaret analog işlenerek modülatörün çıkışında örneklenebileceği gibi Şekil 2. 11’deki gibi, modülatörden önce sayısallaştırılarak tamamen sayısal tekniklerle de işlenebilir. Böyle bir mimaride gürültü ve işaretin kendisi için iki ayrı yol vardır. Gürültü Aktarım Fonksiyonu (NTF) ve İşaret Aktarım Fonksiyonu (STF) z domeninde analiz edilerek Şekil 2. 11’de verildi. Görüldüğü gibi STF’nin değeri 1 iken NTF yüksek geçiren bir filtre gibi davranarak kuantalama gürültüsünü yüksek frekanslara itmektedir. Gürültü transfer fonksiyonu Şekil 2. 10’da kesikli çizgilerle gösterildi . Bu fonksiyon bant içindeki gürültüyü daha da azaltırken yüksek frekanslardaki kuantalama gürültüsünü yükseltmektedir. Modülatörü takip eden bir alçak geçiren filtrelemeyle, kuantalama gürültüsü bant içindeki işareten filtrelenerek işaret kuantalama gürültüsü arttırılabilir. Sigma-Delta ADC’nin derecesinin artması NTF’nin derecesinin artması demektir ki bundaki amaç bant içindeki kuantalama gürültüsünü mümkün olduğunca azaltmaktır. Derecenin artması mimariyi karmaşık hale getirirken hızlı değişen işaretlerde ADC’nin ‘ringing’ diye adlandırılan oturma zamanının arttırmakta hatta tahmin edilemez davranışına (saturasyon) sebep olabilmektedir. Modülatörün çıkışındaki bir bitlik yüksek veri miktarı örnek seyreltme işlemine tabii tutulur ve daha sonra sayısal alçak geçiren filtreden geçirilir.



Şekil 2. 11. Birinci Dereceden Sigma-Delta ADC Mimarisi

2.2.2.2.Sayısal filtrelemenin etkisi

ADC'nin frekans yanıtı, dönüştürücünün teknik özellik sayfalarında kabaca verilmiştir (National Instruments 2020). Böyle bir kaba analiz metrolojik uygulamalarda kullanmak için yeterli değildir ve ayrıca ölçülerek karakterize edilmektedir (Rietveld 2011). Düz frekans tepkisini etkileyen ana hata kaynakları giriş aşamasında kullanılan alçak geçiren filtre, modülatörde kullanılan integratör (Arpaia, ve diğerleri 1998), ve sayısal filtrelerdir. İntegratör ve giriş filtresinden kaynaklanan hatalar elektronik elemanlara bağlıdır ve her bir ADC'de farklı olabilir. Sayısal filtremeden kaynaklanan hatalar mimariye bağlıdır ve katsayılar bilindiğinde ölçüm sonuçlarından düzeltilir (Rietveld 2011).

Sistemde kullanılan Sigma-Delta ADC'nin çıkış katındaki sayısal alçak geçiren filtreleri kullanıcı seçimidir ve üretici tarafından filtrelerin frekans cevabı düşük hassasiyetle beyan edilmiştir (National Instruments 2020). Bu tezdeki çalışmalarda '48 tab' standart filtre seçildi. Sigma-Delta ADC'lerin frekans yanıtı genellikle, bilinen genlik ve frekans doğruluklarına sahip işaretler uygulanarak test edilir (Arpaia, ve diğerleri 1998). Böyle bir test sonucunda sayısal filtrenin katsayıları uydurulabilir ve bir düzeltme filtresi tasarlanabilir. Böyle bir çalışma (Rietveld 2011) 'de yapılmıştır. Bu filtre bir örnekleme oranı için ölçülmüştür ve bu ölçümle tespit edilen düzeltme filtresinin katsayıları diğer örnekleme oranları için de uygulanmıştır.

2.2.3 Yazılım

Yazılım NI2922'nin üreticisi tarafından sağlanan LabView ortamında yazılmış, kullanıcı tarafından değiştirilebilir programlama ara-yüzleriyle gerçekleştirildi. Bu yazılımlarda ADC'nin kart üzerindeki zamanlama işaretini (CLK) kullanmak üzere değişiklikler yapıldı. Bu yazılım burada ayrıntılarıyla raporlanmadı.

2.2.4 Sistem ile alınan ölçümler

Öncelikle geleneksel standartlar kullanılarak bu ADC'nin kazancı, gürültüsü ve iki kanalı arasındaki faz farkı araştırılmıştır. Şekil 2. 12'da bütün bu parametrelerinin ölçüldüğü ölçüm düzeneği verildi.

Bu düzenekte 'FLUKE 5720A' model numaralı kalibratör gerilim kaynağı olarak kullanıldı. Bu kalibratör metroloji dünyasında genliği en kararlı gerilim üretici olarak

kullanılmaktadır. Bu gerilim kaynağının AC gerilim üretici bir RC osilatördür ve bu osilatör cihazın arkasındaki bir terminale uygulanan harici bir frekansa senkron edilebilmektedir. Tam senkron bir ölçüm, devre parametrelerinin analizinde ‘FFT’ nin kullanılmasına olanak tanır. Birçok uygulama geliştirme yazılımında da ‘FFT’ kütüphaneleri mevcuttur. Bu nedenle tam senkron ölçüm tercih edildi. Bu senkronizasyon ‘ArbStudio 1104’ model numaralı işaret üreticiden hem ADC’ye hem de kalibratöre Şekil 2. 12’deki gibi uygulandı. Bu şekildeki ‘Datron 4808’ model numaralı gerilim kaynağı kalibratöre istenen saflıkta referans frekans uygulamak için kullanıldı. Bu ölçüm düzeneğindeki referans cihaz, gerilim ölçme belirsizliği en az 13 $\mu\text{V/V}$ olan termal transfer standarttır (FLUKE 5790). ADC ile ölçülen işaretin RMS değeri termal transfer standart ile ölçülen RMS değere oranlanarak ADC’nin kazancı belirlendi. Ölçümlerin tamamı bilgisayar kontrolünde gerçekleştirildi.

Bu düzenek ile alınan kazanç ölçüm sonuçları her bir örnekleme oranı için belirlendi. Ölçüm sonuçlarına bir örnek Şekil 2. 13’da 50 kHz örnekleme frekansı (50 kSample/s) için gösterildi. Bu şekildeki yeşil kesikli çizgi ile gösterilen aralık gerilim ölçme belirsizliğinden kaynaklanan belirsizliktir.

ENOB ve NAD (Noise and Distortion) arasındaki ilişki (2. 43) Eşitliğinde verildi. ENOB parametresi genlik ve frekansa bağımlıdır. Bu parametre (IEEE1057 2017)’deki gibi DC ve AC işaretler için bulunabilir. AC işaretler için ADC girişlerine sinüs uygulayarak, ADC ile alınan örneklere sinüs uydurarak, uydurulan örnekleri örneklenen örneklerden çıkararak ve kalan RMS hatayı kullanarak hesaplanabilir.

$$\text{ENOB} = \log_2 \left(\frac{\text{ADC'nin Ölçüm Bölgesi}}{\text{NAD} \sqrt{12}} \right) ; \text{NAD} = \sqrt{\frac{1}{M} \left(\sum_{n=1}^M (x[n] - x'[n])^2 \right)}$$

M: Örnek Sayısı; x[n]: ADC ile alınan örnekler; x'[n] :Uydurulan Örnekler

(2. 43)

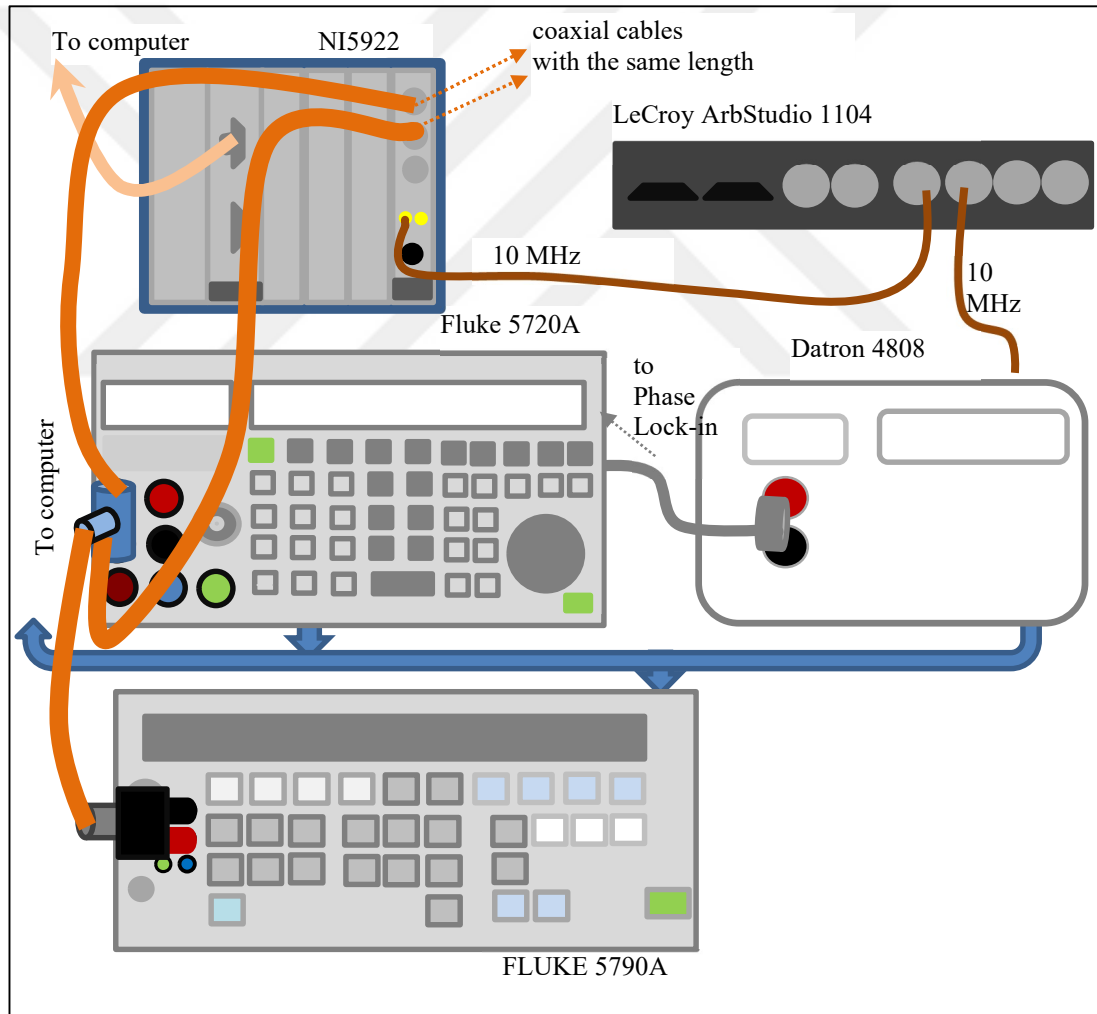
Ölçümde kullanılan kalibratörün toplam harmonik bozulması (Total Harmonic Distortion) üretici tarafından uygulanan işarete bağlı olarak dB cinsinden beyan edilmiştir (COŞKUN 2004). ADC ile alınan ölçümlerin saflığı kalibratörden uygulanandan daha saf olamaz. Bu nedenle, (2. 44) Eşitliği kullanılarak bulunan ve Şekil 2. 13’de grafik halinde gösterilen işaret gürültü ve bozulma oranı (SINAD) parametresi (National Instruments 2020)’de beyan edilenden kötü ölçüldü.

$$\text{SINAD}=20\times\log_{10}\left(\frac{\text{İşaretin etkin değeri}}{\text{NAD}}\right) \quad (2.44)$$

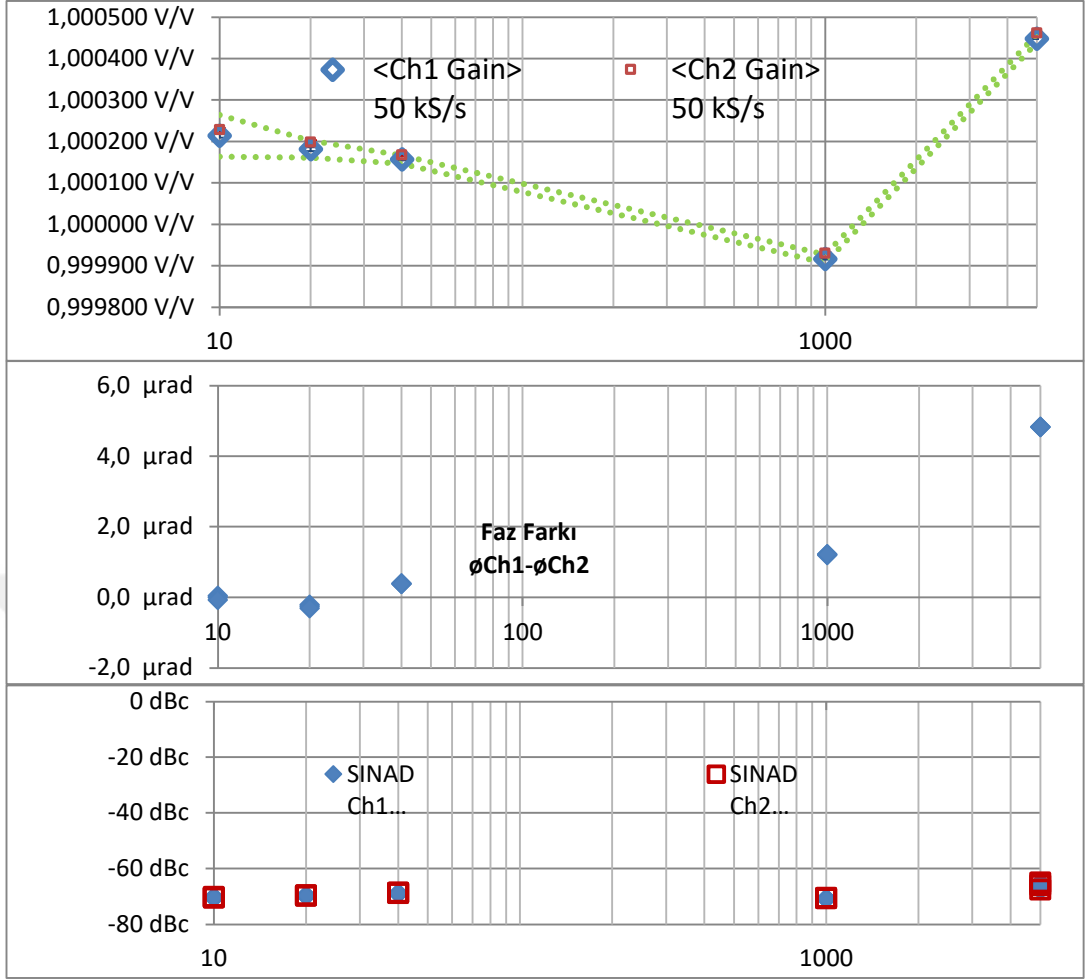
Bu ölçüm sonuçları ADC'nin üretici firma beyanlarından fazladır ancak kalibratörün

Toplam Harmonik Bozulma parametresi ile uyumludur. Genliği çok kararlı olan bu kalibratör Sigma-Delta ADC'nin ENOB ve SINAD parametrelerini ölçmede yetersizdir.

Kanallar arasındaki faz farkı da 'FFT' kullanılarak belirlendi. Faz farkı frekansa bağlı olarak doğrusal davrandığı ve oldukça küçük olduğu görüldü. Şekil 2. 13'de frekans eksenini logaritmiktir.



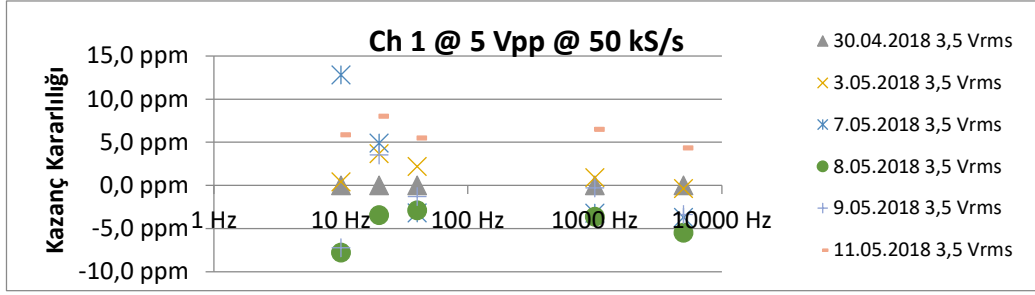
Şekil 2. 12. Sigma-Delta ADC'nin Karakterizasyonu İçin Ölçüm Düzenegi



Şekil 2. 13. 50 kS/s Örnekleme Frekansında ADC'nin Kazancı, Faz-farkı ve SINAD Ölçüm Sonuçları

Bu ADC ile aynı modeldeki bir ADC'nin kazancı PJGS ile SIB59 RMG01 kodlu araştırma kapsamında PTB'de 4 MS/s, 5 MS/s ve 10 MS/s örnekleme oranları için ölçüldü. PJGS sistemi ile tek bir (156,25 Hz) frekanstaki kazancının gün içinde ne kadar değiştiği belirlenmek istendi ve 5 $\mu\text{V/V}$ 'tan küçük olduğu görüldü. Şekil 2. 14'de gösterildiği gibi UME'deki ADC'nin kazancının uzun dönem kararlılığı da yaklaşık 10 günlük bir periyot için belirlendi ve 10 $\mu\text{V/V}$ civarında olduğu görüldü. 10 Hz ve 20 Hz frekansında ADC kazancının kararsızlığı düşük frekanslarda FLUKE 5790 ve FLUKE 5720'nin kararsızlıklarından kaynaklanmaktadır.

3. Bölümde PJGS ile aynı ADC'nin kazancı ve gürültüsü belirlenmeye çalışıldı. 3. Bölümde alınan ölçüm sonuçları ve 4. Bölümde ile alınan ölçüm sonuçlarıyla yeşil kesikli çizgilerle gösterilen belirsizliğin iyileştirilebildiği gösterildi.



Şekil 2. 14. 50 kS/s Örnekleme Frekansında ADC'nin Kazanç Kararlılığı



3. UME'DE KURULAN PROGRAMLANABİLİR JOSEPHSON GERİLİM STANDARDI

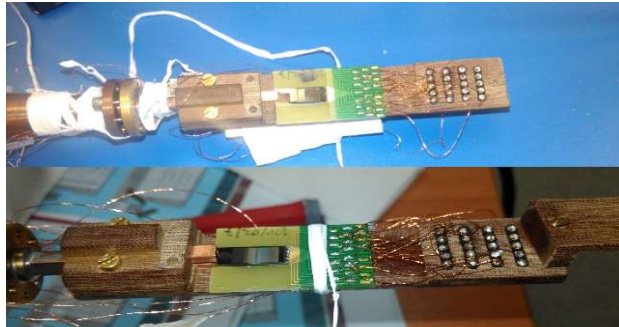
3.1. PJGS Kurulumu

3.1.1. PJGS'nin parçaları

PJGS sisteminin kalbi, sönmülmüş Josephson eklemlerinden ve mikrodalga dağıtım mimarisinden oluşan süperiletken tümdevredir. Bu tümdevrenin mikrodalga dağıtım mimarisi Şekil 1.15'de verildiği gibi, Şekil 1.16'daki tümdevre ile aynıdır. Josephson eklemleri SNS eklemlerinden oluşmuştur.

Bu tez çalışması esnasında kritik akımı 6 mA ve 3 mA olan iki farklı tümdevre ile çalışıldı. Tümdevreler Q-Wave ve QuADC projeleriyle, bu projedeki çalışmalarda kullanılmak üzere PTB'den ödünç alındı. Çipin süperiletkeni Nb'dur. Nb'un süperiletkenlik sıcaklığı 9,2 K'dir. Son alınan çipte çipin hemen arkasında 50 Ω 'luk bir ısıtıcı direnç bulunmaktadır. Çip üstünde 14 tane, bağımsız olarak öngerilimlenebilen JE dizisi mevcuttur.

9,2 K ve altındaki sıcaklık ortamı, sıvı helyum ile sağlandı. Helyum gazının sıvılaştığı sıcaklık 4,2 K'dir. Sıvı helyum, dewar adı verilen bir kap içine doldurtuldu. Bu kap, dış katmanı vakum olan ve iç katmanında sıvı helyum bulunan iç içe geçmiş kaplardan oluşan bir termostur.



Şekil 3. 1.Ödünç alınan süperiletken tümdevre ve taşıyıcısı

Şekil 3. 1’de gösterilen çip ve taşıyıcı sıvı helyuma prop adı verilen bir araçla daldırıldı. Proben görevi çipi sıvı helyuma daldırmanın yanı sıra mikrodalgayı ve Şekil 1.20’de gösterilen $\pm I_s$ akımlarını çipe iletmektir.

Mikrodalga kaynak, Şekil 1.7’de gösterilen yüksek frekanslı AC işareti JE’lerine uygulamaktadır. Çipin kararlı çalışabilmesi için ihtiyaç duyulan mikrodalga güç en çok 50 mW büyüklüğündedir.

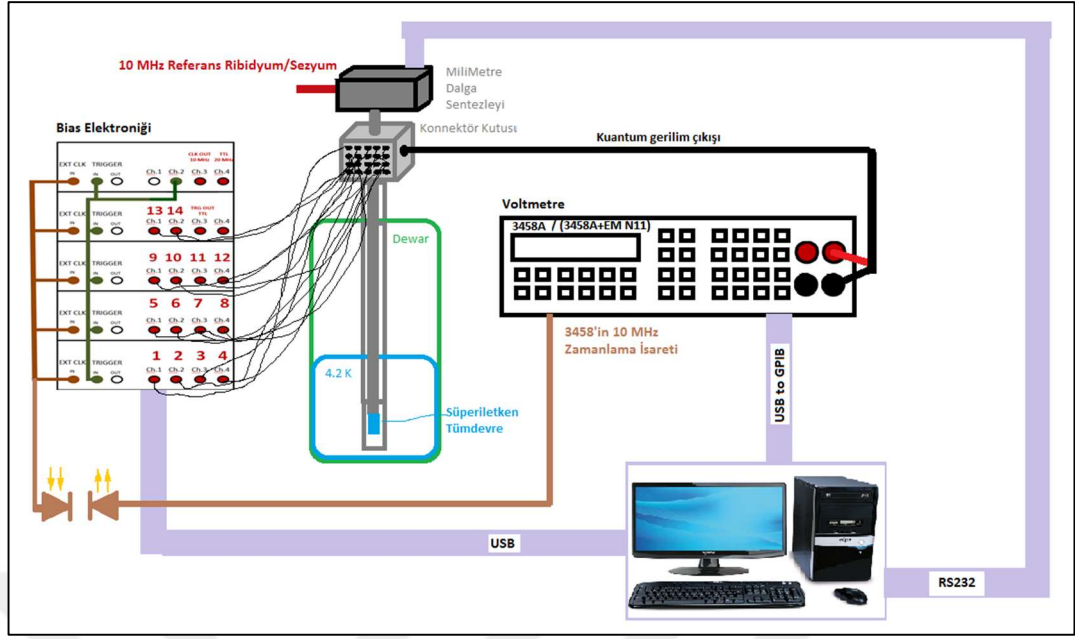
Mikrodalga kaynağın fazını kilitlemek ve böylelikle frekans doğruluğunu arttırmak için, kararlılığı yüksek ribidyum veya sezyum osilatör kullanıldı.

Çipin harici manyetik alanlardan etkilenerek süper iletkenliğinin etkilenmemesi için manyetik ekran kullanıldı. Bu manyetik ekran üretildikten sonra özel olarak uygun sıcaklık altında tavlansak düşük sıcaklıklardaki manyetik ekranlama yeteneği artırıldı.

Şekil 1.7’deki dc akım, bias elektroniği ile sağlandı. Bias elektroniği birer rastgele dalga üretici gibi çalışan DAC’lardan oluşturuldu. Şekil 1.20’de gösterilen her bir $\pm I_s$ akımları bias elektroniğini oluşturan gerilim çıkışlı DAC’lar aracılığıyla sağlandı.

JGS devresine akının takılmaması ve kaçak akımların kuantum gerilimini etkilememesi için, JGS geriliminin “floating”, topraktan bağımsız, çalıştırılması gereklidir. Bu nedenle senkronizasyon işaretleri optik “transmitter” aracılığıyla optik işarete ve daha sonra da optik “receiver” aracılığıyla tekrar elektrikselle işarete dönüştürüldü. Bu işlem ürettirilen optik transceiver sistemi ile gerçekleştirildi.

Bunların yanı sıra sistemde, sistemin kuantum adımında olup olmadığını kontrol eden 28 bitlik bir multimetre (voltmetre) kullanıldı. DAC’ların istenen kuantum gerilimlerine göre değişen gerilimlerini hesaplayan ve gerilim bilgisini DAC’lara yükleyen, multimetreden ölçüm verisini alan bilgisayar ve geliştirilen yazılımlar da sistemin bir parçasıdır. Bilgisayar ile DAC ve multimetrenin haberleşmesi için ise uzak mesafe bilgisayar haberleşmesi için üretilmiş optik ‘hub’lar kullanıldı.



Şekil 3. 2. Programlanabilir Josephson Gerilim Standardı Sistemi

3.1.2. Prop yapımı

Probun görevi çipi sıvı helyuma daldırmanın yanı sıra, oda sıcaklığındaki ortam ile süperiletkenlik sıcaklığı arasında yaklaşık 1 m uzaklığındaki bir mesafeye mikrodalgayı ve düşük frekans elektriksel işaretlerini iletme. Ödünç aldığımız tümdevrenin çalıştığı mikrodalga, 68-76 GHz frekanslarındadır. Bu tümdevre ile en çok birkaç kHz bandında AC işaretler sentezlenebilmektedir.

3.1.2.1. Yüksek frekans iletim hattı

68-76 GHz frekanslarındaki mikrodalga iletimi için 'Oversized' dairesel dalga kılavuzu kullanıldı. 'Oversized' dalga kılavuzu, dalga kılavuzu boyutları dalga boyundan çok daha büyük olan dalga kılavuzudur. Böyle bir dalga kılavuzunun kullanılmasının sebebi, dikdörtgen dalga kılavuzu ile karşılaştırıldığında, mikrodalgayı çok daha az zayıflatmasıdır. Ancak mikrodalga kaynağın çıkışı ve mikrodalgayı çipe yayan anten E bantlı dikdörtgen dalga kılavuzudur. Dikdörtgen dalga kılavuzu ile dairesel dalga kılavuzu arasındaki geçişi sağlayan eleman dönüştürücü diye adlandırdığımız konik bir antendir.

PJGS sistemi için üretilen dönüştürücüler, 1998 yılında satın alınan geleneksel JGS sisteminin yedek parçalarından olan dönüştürücüler örnek alınarak üretilmiştir. Orijinal dönüştürücüler, istenen pürüzsüzlüğü elde etmek için elektrolizle kalıp üstüne bakır

toplanarak üretilmiş. Dönüştürücüleri, bu teknoloji ile Türkiye’de üretirmek mümkün olmadığı için, propta kullanılan dönüştürücüler yerli bir firma tarafından mekanik aşındırma ve tel erozyonla üretildi. Bu dönüştürücüler prop yapımı için hayati olan parçalardır (T. Coşkun Öztürk, S. Ertürk, ve diğerleri 2019).

Dalga kılavuzu için mıknatıslanmayan, yüzey pürüzlülüğü düşük olan çekme yöntemiyle üretilmiş çelik boru kullanıldı. Şekil 3. 3’de prop içinde yer alan dalga kılavuzu hattı gösterildi. Şekil 3. 3’de görülen izolatör, 1 inch’lik dalga kılavuzlarından, ikisinin arasına teflon vidalarla ince teflon plaka yerleştirilerek, toprak döngülerini engellemek için üretildi.

Şekil 3. 4’de dalga kılavuzunun üretimi esnasında, sırasıyla; dönüştürücü, çelik boru ve dönüştürücüden oluşan dalga kılavuzunun zayıflatma ölçümlerinin alındığı düzenekler verildi. Bu düzenekteki ölçümlerle UME’de üretilen dönüştürücüler PTB’de üretilenlerle kıyaslandı ve uygun dönüştürücülerin üretilebildiği görüldü. Zayıflatma, Şekil 3. 4’de tanımlandığı gibi ölçülen $P_{\text{çıkış}}$ ve $P_{\text{giriş}}$ güçleri kullanılarak (3. 1) Eşitliği ile bulundu.

$$A_{\text{prop}} = 10 \times \log \left(\frac{P_{\text{çıkış}}}{P_{\text{giriş}}} \right) \quad (3. 1)$$

Şekil 3. 5.’de üretilen probun zayıflatması üstte ve satın alınan mikrodalga kaynak kullanıldığında çipe iletilebilecek olan maksimum mikrodalga güç de altta gösterildi. Bu ölçüm sonuçları, prop ve mikrodalga kaynaktan oluşan sistemin süperiletken tümdevreyi çalıştırmak için uygun olduğunu gösterdi.

Şekil 3. 5.’de zayıflatmanın frekansa bağlı olarak dalgalanmalar göstermesinin sebebi JE eklemlerine kadar olan mikrodalga iletim hattındaki 10 MHz frekans bandında, 10 MHz’lik aralıklarla rezonansların oluşmasıdır. Bu rezonans frekanslarının prop sıcaklık dağılımına bağlı olarak değiştiği gözlenmiştir. Prop tarafından soğurulan mikrodalga güç de prop sıcaklık dağılımı ile değişmektedir. Prop boyunca sıcaklık dağılımı ise sıvı helyum seviyesinin değişmesi ile değişmektedir.

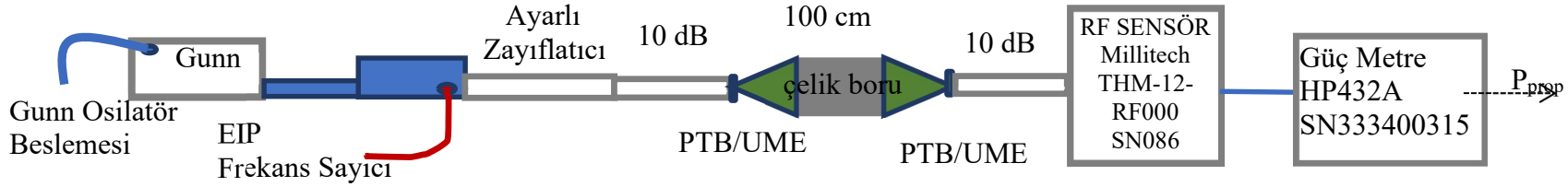


Şekil 3. 3. Dalga Kılavuzu



Ölçüm Prosedürü

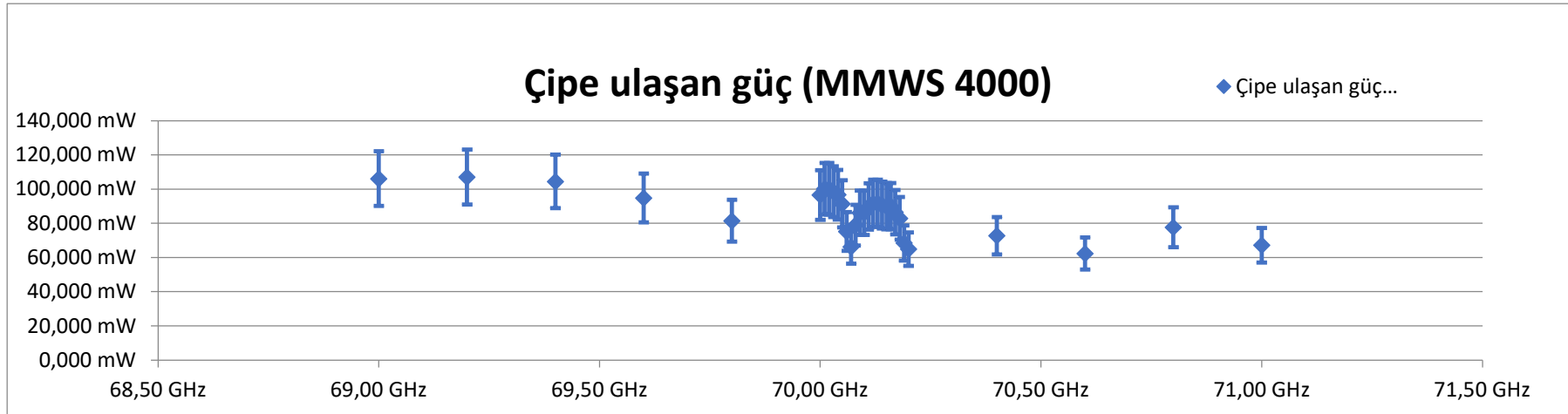
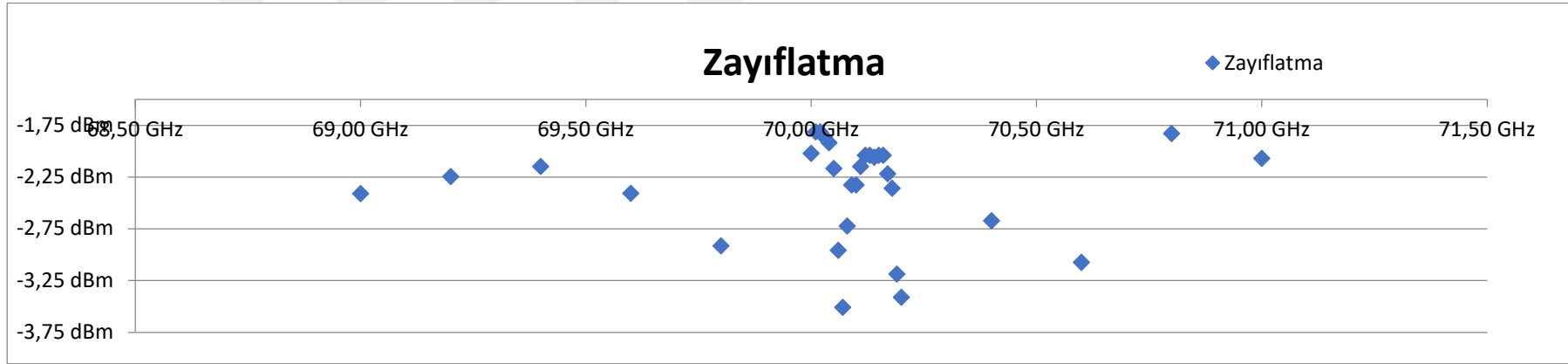
- 1-Ölçüm düzeneği kurulur.
- 2-Güç metrenin "RANGE" anahtarı 'COARSE_ZERO' konumuna alınır. Tornavida ile sıfırlama ayarı yapılır. Sonra en küçük kademeye (0,01) alınarak "FINE ZERO" anahtarı kısa bir süre basılı tutulur. Daha sonra "RANGE" anahtarı ölçüm alınacak güce uygun kademeye (örneğin 10 mW) kademesine alınır.
- 3- Güç Sensörü (Thermistor mount) ölçüm noktasına bağlanır ve girişine mikrodalga güç uygulanır.
- 4-Okunan güç kaydedilir.



Ölçüm Prosedürü

- 1-Ölçüm düzeneği kurulur
- 2-Güç metrenin "RANGE" anahtarı 'COARSE_ZERO' konumuna alınır. Tornavida ile sıfırlama ayarı yapılır. Sonra en küçük kademeye (0,01) alınarak "FINE ZERO" anahtarı kısa bir süre basılı tutulur. Daha sonra "RANGE" anahtarı ölçüm alınacak güce uygun kademeye (örneğin 10 mW) kademesine alınır.
- 3-Güç Sensörü (Thermistor mount) ölçüm noktasına bağlanır ve girişine mikrodalga güç uygulanır.
- 4-Göstergede Maksimum güç görülünceye kadar dönüştürücülerden biri 360° döndürülür.

Şekil 3. 4. Prop Zayıflatma Ölçümleri İçin Ölçüm Düzeneği



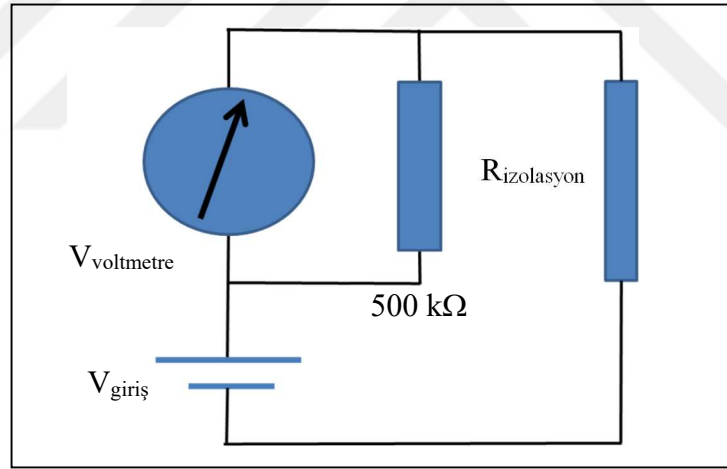
Şekil 3. 5. Prop Ölçümleri

3.1.2.2. Düşük frekans iletim hattı

Prop üstündeki düşük frekans akım ve gerilim iletimi indüktif etkileri azaltacak şekilde birbirine bükülmüş iki telli iletim hatlarıyla gerçekleştirildi. İki telli iletim hattın üretimi için bobin teli araştırıldı. Büküldüğü halde izolasyon malzemesi zedelenmeyen bobin teli kullanıldı. IEC60317-51 standardına göre üretilmiş bir bobin telinin uygun olduğu izolasyon dirençleri ölçülerek bulundu.

Şekil 3. 6.'de izolasyon dirençlerinin ölçümünde kullanılan ölçüm düzeneğinin prensip şeması verildi. Bu şemadaki voltmetrorenin iç direnci 10 MΩ'dan yüksektir. Bu voltmetro, toprağa doğru olan kaçakları önlemek için batarya ile çalıştırıldı. $V_{giriş}$ gerilimi IEC60317-51 standardında verilen maksimum dayanım gerilimini aşmayacak şekilde 500 V seçildi. Eşitlik (3. 2) kullanılarak izolasyon direnci belirlendi.

$$R_{izolasyon} = \frac{V_{giriş} - V_{voltmetro}}{\frac{V_{voltmetro}}{500 \text{ k}\Omega}} \quad (3. 2)$$

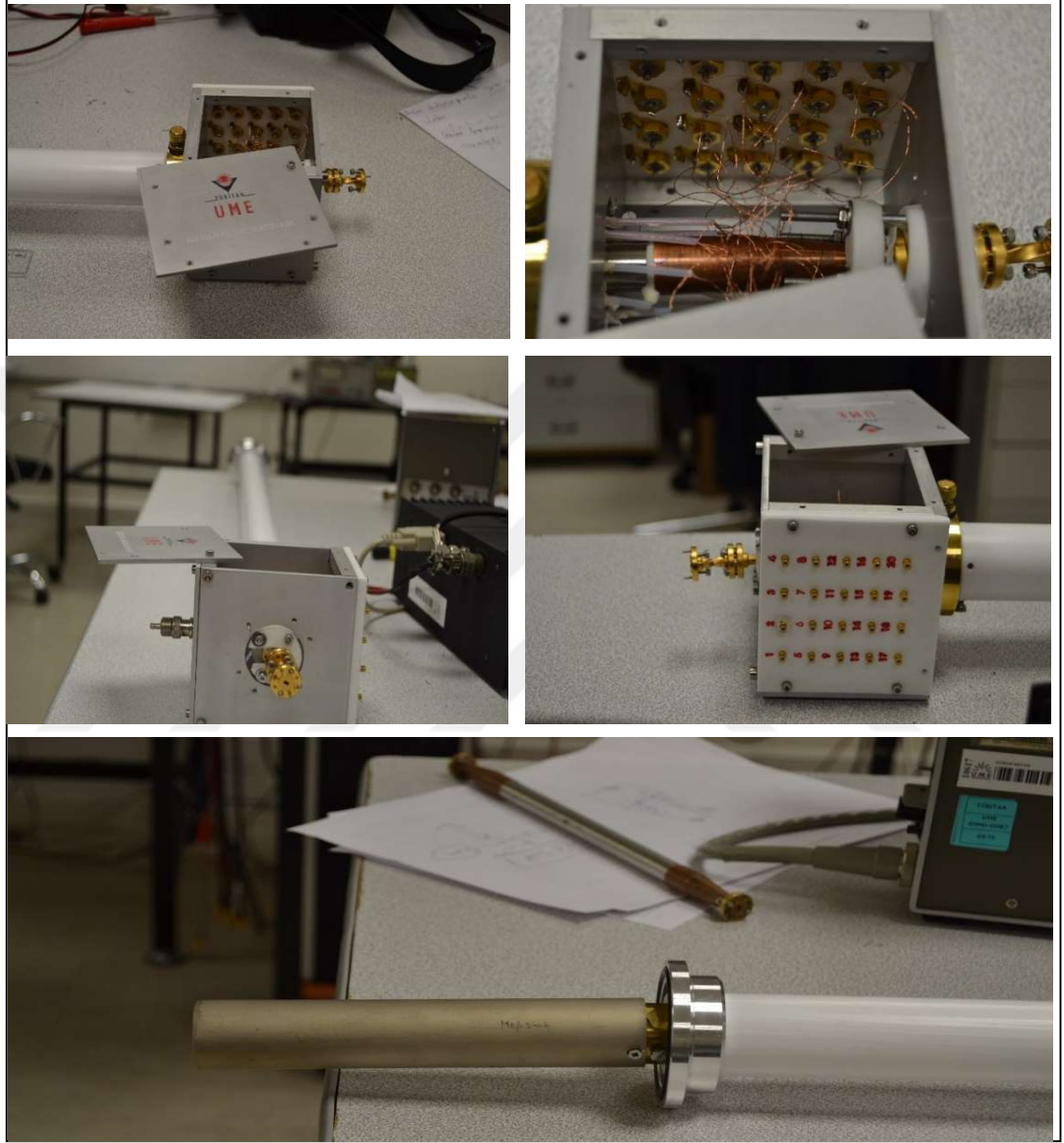


Şekil 3. 6. İzolasyon Direnci Ölçüm Düzeneği

Her bir kanal için +/- I_s akımlarını taşıyan iki telli iletim hatları çekildi. Prop, kullanıma alınmadan, SİT proba takılmadan önce bütün hatların birbirine göre izolasyon direnci ölçüldü. Bir kanala ait iki tel arasında, kanallar arasında, kanallarla prop gövdesi arasında ve çıkış gerilimi hattı arasındaki izolasyon direncinin 500 GΩ'dan büyük olması sağlandı.

Prop üstünde her bir kanal için SMB konektörler kullanıldı. Bu konektörlerin seçilmesinin sebebi kolayca takılıp çıkarılabilmeleri ve bant genişliklerinin 4 GHz

mertebeinde olmasdır. Konnektörler Şekil 3. 7’de görüldüğü gibi teflondan üretilmiş kapağı monte edildi. İki telli iletim hatlarından frekansı en çok 40 kHz mertebelerinde olan işaretlerin iletilmesi planlandı.



Şekil 3. 7. Prop Fotoğrafları

3.1.3. Mikro-dalga kaynak (Milimetre-dalga sentezleyici)

Josephson eklemleri dizisine Şekil 1.7’deki yüksek frekanslı AC işaretleri uygulamak için mikrodalga kaynak kullanıldı. Dizinin 0. ve +/-1. adımlarının akım marjınleri (genişliğı) mikrodalga güce bağılı olarak değışmektedir ve marjınlerle güç arasında doğrusal bir ilişki yoktur. Bu ilişki, Josephson denkleminin bessel fonksiyonlarıyla çözüümü ile açıklanmaktadır. Çipe ulaşan mikrodalga güç ve frekans ayarı, deneysel

olarak mikrodalga güç ve frekansın değiştirilmesi ve akım marjilerinin ölçülmesi ile bulundu. Geleneksel JGS sistemindeki gibi mikrodalga güç uygulayan bir Gunn osilatör ve frekans sayıcı merkezli bir PLL döngüsü ile ayarlı zayıflatıcı (Bknz. Şekil 3. 4) PJGS sisteminin uygun marjinlerde çalıştırılabilmesini zorlaştırmaktadır. Bu nedenlerle birçok enstitüdeki gibi hem GJGS hem de PJGS sistemlerinde (Behr, Schubert ve May June 2004)'deki gibi Milimetre Dalga Sentezleyicileri (MMDS) tercih edilmektedir.

Milimetredalga Sentezleyicinin merkez frekansının, 70 GHz olması ve ± 1 GHz'lik bir bant genişliğinin olması istendi. Bunun sebebi: Süperiletken tümdevre içindeki dalga kılavuzlarının ve Josephson eklemelerinin 68 GHz - 76 GHz aralığında kararlı çalışması ve ticari olarak satılan 10 V'luk tümdevrelerin, içindeki mevcut eklem sayısı ile 69 GHz frekansından büyük frekanslarda ((1. 4) numaralı eşitliğe Bknz.) 10 V ve üzerindeki gerilimlerin üretilebilmesidir.

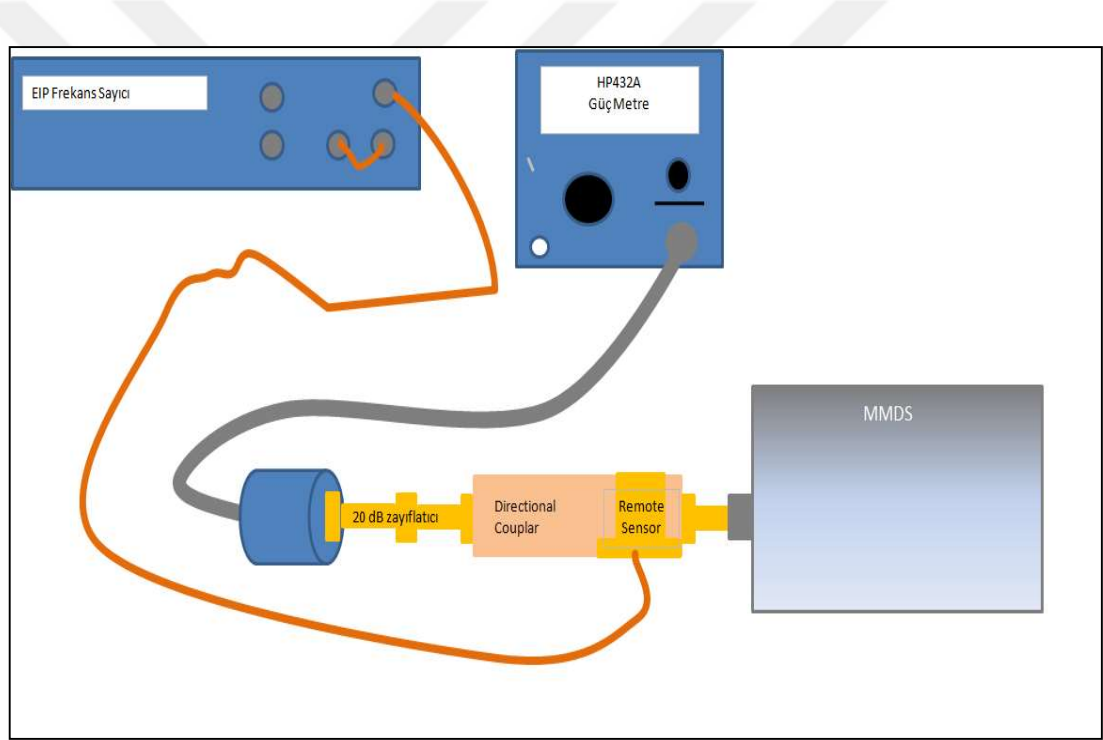
PJGS sistemleri, ısı çeviricilerin düşük frekanslarda kalibrasyonunda kullanılmaktadır. Bu kalibrasyon için Josephson gerilimi yüksek çözünürlükte istenen gerilime ayarlanabilmelidir. Bu ayarlama işlemi (1. 4) eşitliğinde verilen denklemdeki f frekansı değiştirilerek gerçekleştirilmektedir. Bu tür ölçümlerde AC/DC farkın yüksek doğrulukta belirlenebilmesi için frekansın en az 4 kHz çözünürlüğe sahip olması gerektiği öngörüldü.

(1. 4) eşitliğinden görüldüğü gibi, AC Josephson etkisi ile üretilen Josephson gerilim adımlarının kararlılığı ve doğruluğu mikrodalğanın frekansına bağlıdır. Metrolojik olarak en düşük belirsizlikle üretilen büyüklük zamandır. Ribidyum ve/veya sezyum saatler, uzun ve kısa dönem kararlılığı bağli olarak 10^{-12} mertebelerinden daha kararlı osilatörlerdir.

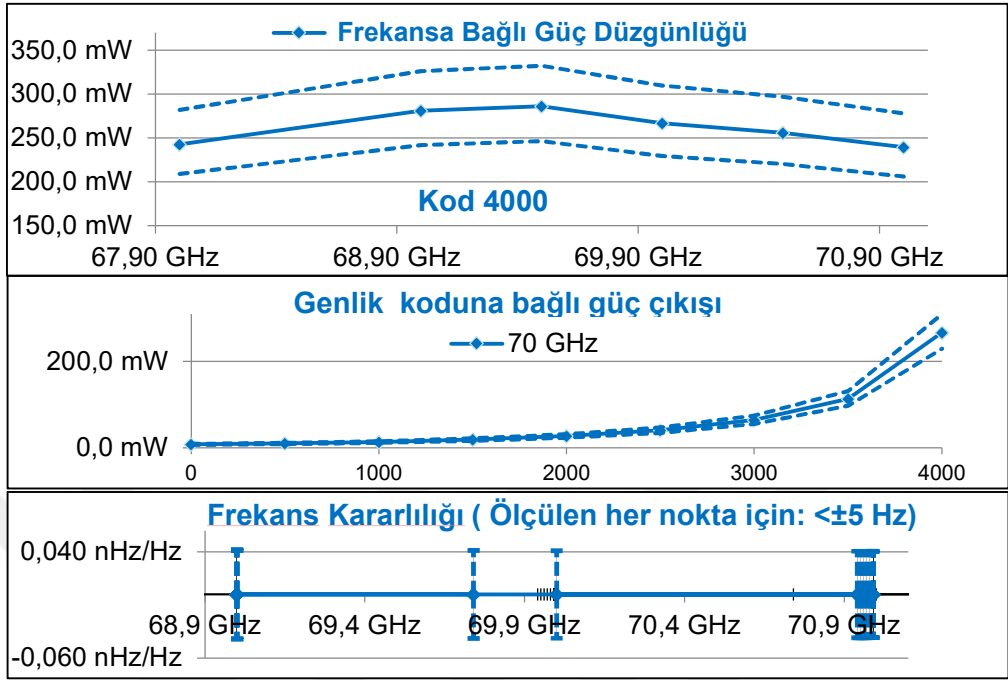
Mikrodalğanın frekansını da yüksek kararlılıkta üretmek için Milimetre dalga sentezleyicinin harici 10 MHz'lik ribidyum/sezyum osilatörün fazına kilitlenebilme yeteneğinin olması istendi. Frekans kararlılığının bir diğer ölçüsü de faz gürültüsüdür. Osilatör karakterizasyonunda kullanılan bu parametre, frekans doğruluğu ve kararlılığının yanı sıra teknik gereklilik olarak belirlendi (Bknz. Ek-C) Şekil 3. 5.'de prop zayıflatmasının 2 dB civarında olduğu görüldü. Çipin en az 100 mW büyüklüğündeki mikrodalga güç ile çalıştığı varsayılarak mikrodalga gücün 160 mW

(~22 dBm) ve üzerinde olması planlandı. Bu çalışmada kullanılan 1 V'luk SNS çipi en çok 40 mW büyüklüğündeki mikrodalga güç ile çalıştırılırken, TÜBİTAK UME'de satın alınan 10 V çipleri de en çok 50 mW büyüklüğündeki mikrodalga güç ile çalıştırılmaktadır. TÜBİTAK UME'ye biri yerli biri Almanya'da üretilmiş iki adet mikrodalga kaynak satın alındı. Şekil 3. 5'de verilen ölçümler, bir Alman firması (Julicher squid) tarafından üretilen sentezleyiciyle alındı.

Şekil 3. 9.'daki ölçümler ise Türkiye'de TÜBİTAK MAM tarafından üretilen Milimetre Dalga Sentezleyici (MMDS) ile alındı. Şekil 3. 10.'da fotoğrafı verilen bu sentezleyicinin gücü Almanya'da üretilen sentezleyicinin gücünün iki katıdır (Ünal, ve diğerleri 2016).



Şekil 3. 8. MMDS'nin Muayene Kabul Ölçümleri İçin Ölçüm Düzenegi



Şekil 3. 9. MMDS'nin Muayene Kabul Ölçüm Sonuçları



Şekil 3. 10. Proba Monte Edilmiş Mikrodalga Kaynak

3.1.4. Öngerilimleme elektroniği

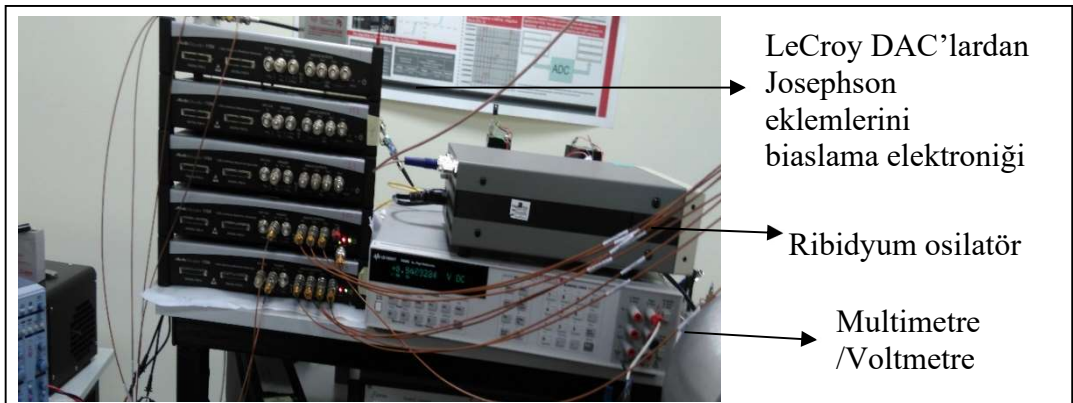
NIST ve PTB'nin PJGS'lerinde kullanılan akım kaynakları, ticari olarak satılan rastgele gerilim üreteçlerinden oluşturuldu (Kim, ve diğerleri 2010), (J. Lee, ve diğerleri 2013). Her bir rastgele gerilim üretici DAC'lardan oluştuğu için kısaca 'öngerilimleme DAC'ı olarak bu tezde adlandırıldı. DAC'lar için kullanılacak iki farklı bağlantı şeması vardır. Biri Şekil 1.26'daki gibi her bir kanalın düşük potansiyelli uçları dizinin düşük potansiyelli ucunda kısa devre edilerek, diğeri de her

bir DAC'ı seri bağlayarak (Malettras, ve diğerleri 2007). Bu çalışmada satın alınan DAC'lar, senkron çalıştırdıklarında donanımsal olarak, Şekil 1.26'de gösterildiği şekilde bağlanırlar (Kriyojenik ortamdaki 50 Ω 'luk dirençler hariç). Piyasadaki mevcut PJGS çipleri düşünülerek ihtiyaç duyulan kanal sayısı ise 22 olarak belirlenmiştir.

22 kanallı rastgele dalga üretici, herhangi bir şekle sahip işaretleri, her bir kanal için tahsis edilmiş hafızaları kullanarak eşzamanlı olarak üretebilmelidir. Her bir kanal 50 Ω yükü 12 V_{pk-pk} geriliminde besleyebilecek güçte olmalıdır. Her kanalın örnekleme oranı en az 1 GS/s olmalı her örnek de en az 16 bit çözünürlükle üretilebilmelidir. Bu durumda DAC çözünürlüğü 1 mV'tur ve 50 Ω çıkış empedansı ile birlikte bu gerilim çözünürlüğü 20 μ A'lik akım çözünürlüğüne karşılık gelmektedir.

22 kanal da birbiriyle senkron ve harici tetikleme ve zamanlama işaretleri ile çalıştırılabilir. Her kanal için ayrılan hafıza da en az 2 Mpts/Kanal olmalıdır. Dalga üretimi yazılım ile kontrol edilebilir. Yazılım kontrolü optik olarak yalıtılmış PC aracılığıyla sağlanmalıdır.

Yukarıda anlatılan teknik gereklilikler Ek-C'de verildiği gibi belirlendi ve bu özellikleri taşıyan LeCroy Firmasının ürettiği ArbStudio 1104 model numaralı DAC sistemi optik 'hub' ile birlikte satın alındı. Şekil 3. 11'de satın alınan DAC sistemi gösterildi.



Şekil 3. 11. Josephson Eklemlerini Öngerilimleme Elektronikleri

3.1.5. Optik transceiver sistemi

Optik dönüştürücülerin kalbi Avago firmasına ait 820 nm dalga boylu sensörlerdir. Bu sensörler, 32 MBd hızındaki haberleşme ve sanayi uygulamaları için geliştirilmiştir (A. Technologies. Online).

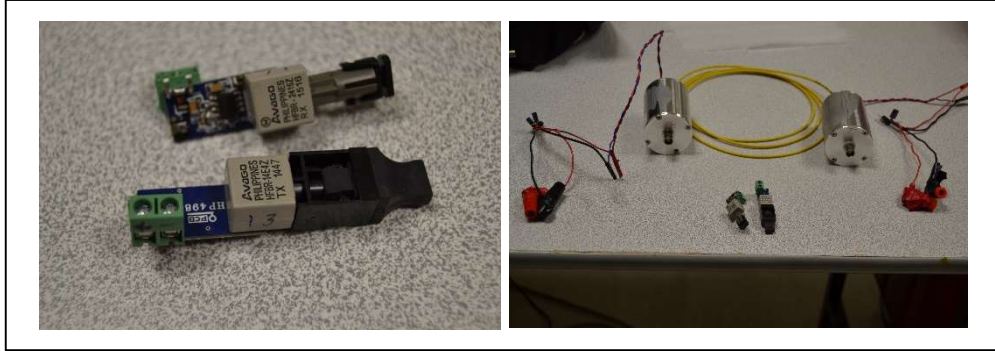
Tarafımızdan sağlanan elektronik elemanlar ve devre şeması ile yerli bir firmaya ürettirildi. PCB FR4 tipi malzeme ile 1,6 mm ve 3 katlı olarak tasarlandı. Transmitter ve Receiver kartları izolasyon amacıyla ayrı PCB'lerde ürettirildi. Devre çalışma frekansı en az 500 MHz olarak belirtildi. Tasarım bu değerlere uygun 'Ground' ve 'via' mesafesi gözetilerek gerçekleştirildi.

Üretilen dönüştürücülerde, en çok 20 MHz frekansına sahip zamanlama işaretlerinin yürütülmesi planlandı. Zamanlama işaretinin kararlılığı önemlidir ve üretilen dönüştürücülerin jitter parametresi optik transceiver sisteminin muayene kabul parametresi olarak belirlendi. Jitter ölçümü iki şekilde gerçekleştirildi. Öncelikle 20 MHz'lik işaretin frekans kararlılığı, işaret transceiver sisteminden geçirilerek frekans sayıcı ile ölçüldü. Frekans kararlılığı ppm altında ölçüldü. Frekans belirsizliğinin ppm altında olması AC gerilim ölçümleri için yeterlidir.

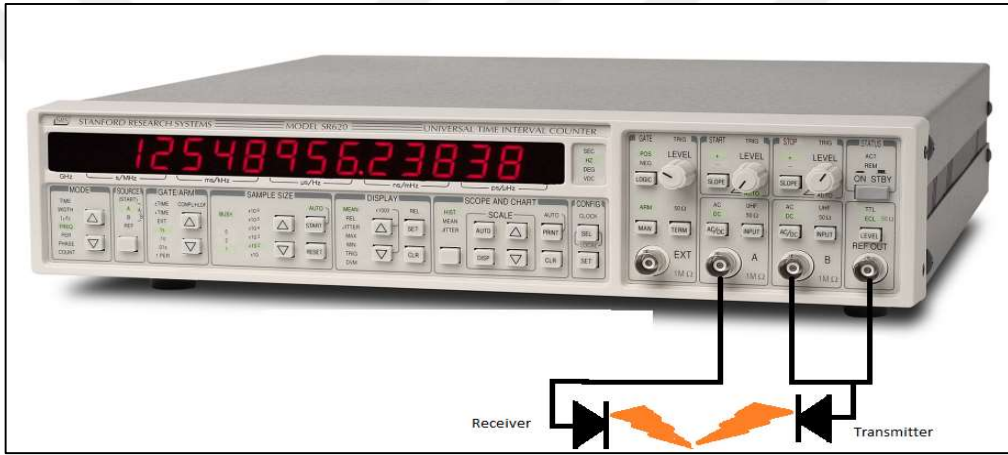
Daha hassas bir ölçüm SR620 model numaralı sayıcı kullanılarak gerçekleştirildi. Bu sayıcının iki kanalına yine sayıcı tarafından üretilen 1 kHz'lik işaret eşit uzunluktaki kablolar ile uygulandı. İki kanal arasındaki gecikmenin standart sapması kablo ve ağırlıklı olarak sayıcının devrelerinden kaynaklanan jitterdir. Sayıcının kendi devrelerinden kaynaklanan jitter 15 ps'den küçük ölçüldü. Daha sonra kanallardan birine 1 kHz'lik işaret Şekil 3. 12. 'de görülen transceiver sistemi üzerinden geçirilerek uygulandı. Bu durumda jitter 150 ps'de küçük ölçüldü. (3. 3) Eşitliği kullanılarak transceiver sisteminin jitteri yaklaşık olarak 149 ps olarak belirlendi. Bu ölçüme ait ölçüm düzeneği Şekil 3. 13'de verildi.

Dönüştürücüler alüminyum kutuların içine monte edildi. Kutularla dönüştürücüler arasındaki izolasyon, 500 GΩ'dan daha yüksektir. Bu mertebedeki izolasyon, izolasyonlu BNC konnektörler aracılığıyla sağlandı. Konnektörlerin izolasyon direnci Şekil 3. 6'daki ölçüm düzeneği ile belirlendi.

$$150 \text{ ps} = \sqrt{15 \text{ ps}^2 + t_{j_transceiver}^2} \quad (3.3)$$



Şekil 3. 12. Optik Transceiver Sistemi



Şekil 3. 13. Jitter Ölçüm Düzenegi

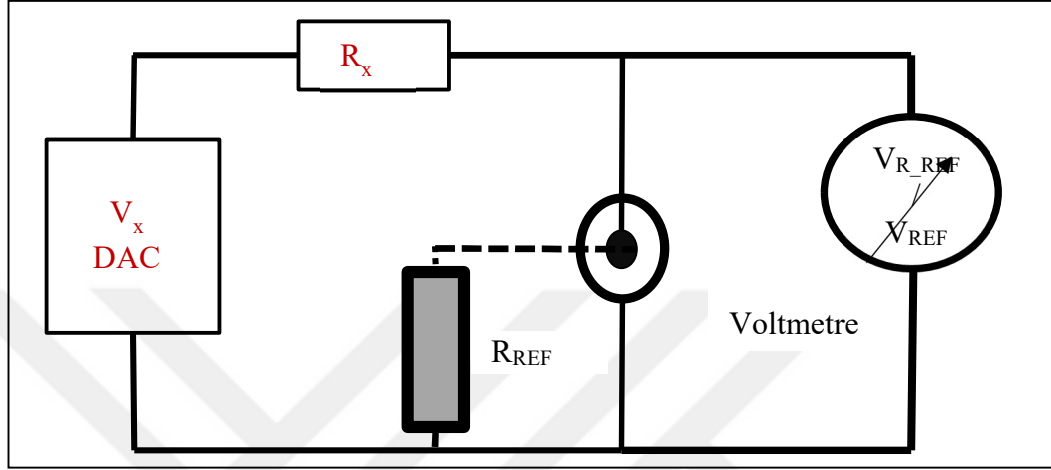
3.1.6. DAC'ların kalibrasyonu ve kalibrasyon programı

DAC çözünürlüğü 1 Mv'tur ve 50 Ω çıkış empedansı ile birlikte bu gerilim çözünürlüğü 20 μA 'lık akım çözünürlüğüne karşılık gelmektedir. Bunun anlamı, DAC çıkış akımının 20 μA 'lık adımlarla ayarlanabileceğidir. DAC çıkışlarının doğruluğu üretici firma tarafından '%0,25 of range' olarak belirtilmiştir. 12 V ölçüm bölgesi ile bu doğruluk 30 Mv'a karşılık gelmektedir. 30 mV, 600 μA büyüklüğünde bir akım belirsizliğine karşılık gelmektedir.

DAC'ların tekrarlı kalibrasyonu ile DAC ofsetlerinin kararlılığının 500 μV 'tan küçük olduğu, DAC kazanç kararlılığının ise 300 ppm'den çok daha iyi olduğu ölçüldü. Bu şekilde, akım kararlılığı en kötü ~100 μA olmaktadır ve kalibrasyon yoluyla 600

μA 'den daha hassas ayarlanabilir olduğu görülmektedir. DAC'ların kalibrasyonu özellikle kritik akımın küçük olduğu çiplerde daha önemli olmaktadır.

DAC'ların kalibrasyonu için Şekil 3. 14 verilen ölçüm düzeneği ile yarı otomatik olarak aşağıdaki işlemleri yapan bir yazılım yazıldı.



Şekil 3. 14. DAC Kalibrasyon Düzeneği

1-Harici bir R_{REF} (1 kohm veya 50 ohm) multimetre ile kalibre edildi.

2-Sırasıyla her bir kanal için aşağıdakiler tekrar edildi:

2-a) DAC'ın çıkışı, bütün uygulama aralığını kapsayacak şekilde 10-20 noktadan oluşan bir rampaya ayarlandı. R_{REF} bağlı değilken V_x gerilimleri ölçüldü ve V_{REF} ile gösterildi. Bu durumda voltmetrenin giriş empedansı $10 G\Omega$ ve üzerindedir ve DAC çıkışındaki 50Ω mertebesindeki R_x direncinin yükleme etkisi ihmal edilebilir düzeydedir. $V_x = V_{REF}$ eşitliğinden yararlanarak, DAC'ın kazancı ve ofseti belirlendi. $(m \cdot V_{set} + n)$. V_{set} DAC çıkışının ayarlandığı gerilimdir. 'm' kazanç ve 'n' de ofsettir.

$$V_{REF} = m \cdot V_{set} + n \quad (3.4)$$

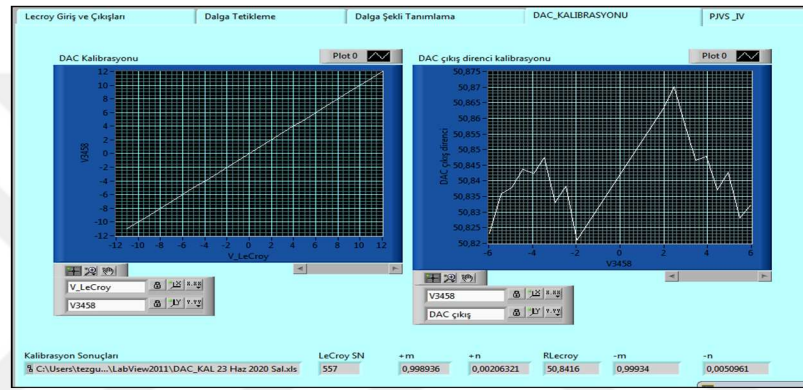
2-b) R_{REF} voltmetrenin girişine bağlandı. 2-a adımındaki ölçümler tekrarlandı, bu ölçümler V_{R_REF} ile gösterildi.

2-c) Bu iki ölçüm sonucundan ve (3. 5) Eşitliğinden yararlanarak her bir nokta için R_x ölçüldü. Bu eşitlikteki V_x terimi 2-a adımında ölçülen m ve n'den yararlanarak, $(m \cdot V_{set} + n)$ fomülü kullanılarak tespit edildi.

$$V_x \frac{R_{REF}}{R_{REF} + R_x} = V_{R_REF} \quad (3.5)$$

2-d) DAC kazancı ofseti ve çıkış direnci DAC seri numarası ve kanal numarası ile birlikte excel dosyasına kayıt edildi. Bu dosya otomatik olarak DAC'ları kuantum adımlar üretmek için programlayan program tarafından çağırıldı.

DAC kalibrasyon programının arayüzü ve çıktısı sırasıyla Şekil 3. 15. ve Tablo 3. 1 de verildi. Tablo 3. 2'de DAC kararlılık ölçümlerinin değerlendirildiği örnek verildi. Pozitif ve negatif yöndeki ofsetlerinin birbirine eşit olmadığı görüldü. Bu nedenle pozitif ve negatif değerler için ayrı kazanç (m) ve ofset (n)'ler hesaplandı. Ofsetlerin yanı sıra, pozitif ve negatif polaritede kazançların da birbirinden farklı olduğu görüldü



Şekil 3. 15. DAC Kalibrasyonu Arayüzü

Tablo 3. 1. LeCroy DAC Kalibrasyon Programı Çıktısı Örneği

n. kanal	LeCroy SN	LeCroy Kanal	m+ (V/V)	n+ (V)	R _x (Ω)	m- (V/V)	n- (V)
1	552	0	0,999102	0,000235	50,78187	0,999335	0,001495
2	552	1	0,999624	0,000294	50,79358	0,999857	0,001603
3	552	2	0,999519	0,00058	50,82728	0,999562	0,000637
4	552	3	0,999131	0,000199	50,80209	0,999425	0,001937

Tablo 3. 2. DAC'ların Kararlılık Ölçümlerine Örnek

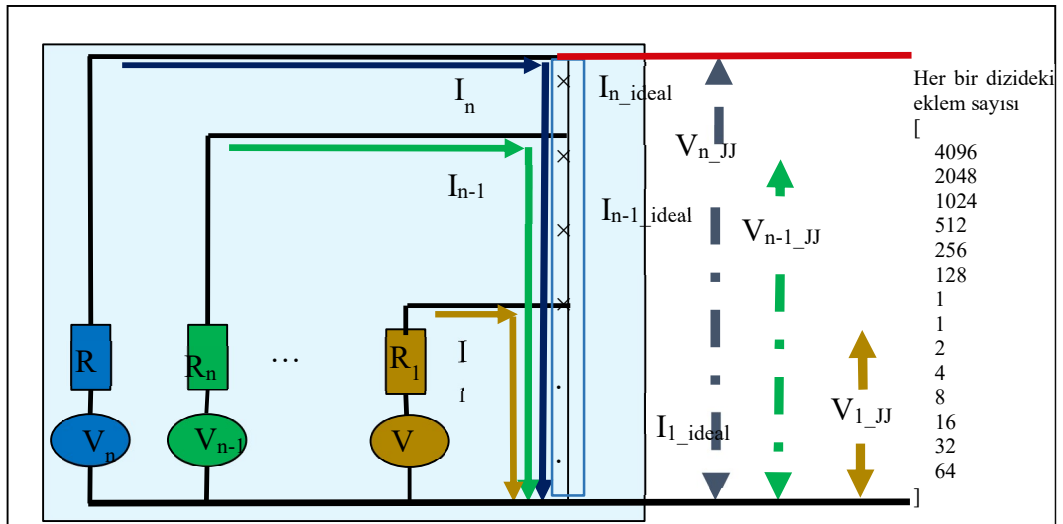
Ölçüm Sayısı	Kanal	m+ (V/V)	n+ (V)	R _x (Ω)	m- (V/V)	n- (V/V)	$\frac{m^+ - \bar{m}^+}{m^+}$	$n^+ - \bar{n}^+$	$\frac{R_x - \bar{R}_x}{R_x}$	$\frac{m^- - \bar{m}^-}{m^-}$	$n^- - \bar{n}^-$
1	0	0,99910	0,00024	50,7819	0,99934	0,00150	-12 ppm	76 μV	-0,1 %	-11 ppm	86 μV
2	0	0,99911	0,00034	50,7692	0,99936	0,00169	-4 ppm	176 μV	-1,3 %	17 ppm	282 μV
3	0	0,99926	-0,00035	50,7948	0,99949	0,00092	147 ppm	-509 μV	1,2 %	146 ppm	-490 μV
4	0	0,99909	0,00014	50,7872	0,99929	0,00127	-28 ppm	-24 μV	0,5 %	-53 ppm	-143 μV
5	0	0,99908	0,00028	50,7840	0,99931	0,00144	-31 ppm	119 μV	0,1 %	-40 ppm	30 μV
6	0	0,99904	0,00032	50,7788	0,99929	0,00164	-72 ppm	162 μV	-0,4 %	-59 ppm	236 μV

3.1.7. Josephson tümdevresinin istenen kuantum gerilimine programlanması

Şekil 3. 16.'de Josephson SİT'i ve öngerilimleme DAC'larının bağlantı şeması verildi. Bu şekilde gösterilen I_{n_ideal} akımları, Şekil 1.20'deki $\pm I_s$ akımlarına karşılık

gelmektedir. Başka bir deyişle I_{n_ideal} akımları ± 1 . Shapiro gerilim adımlarının akım aralıklarının (marjinlerinin) orta noktalarıdır. Bu noktalar, tümdevredeki her eklem dizisinin birbirinden bağımsız olarak ön-gerilimlenmesi ve akım aralıklarının ('marjinlerinin') orta noktasının ölçülmesi ile tespit edildi. Bu başlık altında PJGS sisteminin kuantum gerilimlerini üretecek şekilde hazırlanması için izlenen adımlar anlatıldı.

Akım marjini, mikrodalga frekansına ve çipe ulaşan mikrodalga güce bağlıdır. Çipe ulaşan mikrodalga güç, sıvı helyum seviyesinin değişmesi ile değişir. Helyum seviyesindeki ciddi bir azalmanın sonucunda I_{n_ideal} ölçümlerinin tekrarlanması gerekir. Akı takılması (trap flux) PJGS sistemlerinde çok sık karşılaşılan sorundur ve bu sorundan kurtulmak için çipin ısıtılması gerekir. Isıtma işlemi probun daldırılıp çıkarılması şeklinde olabileceği gibi çipin hemen arkasına yerleştirilmiş bir ısıtıcı dirençle de gerçekleştirilebilir. Isıtma işleminin ısıtıcı dirençle gerçekleştirilmesi durumunda helyum seviyesi daha az değişir ve bir kez ölçülen I_{n_ideal} akımları çok daha uzun süre geçerli olur. Sistemin I_{n_ideal} akımlarda çalıştırılması, bias elektroniğinin kararsızlıkları nedeniyle kuantum geriliminden sapmamak ve bir adımdan diğerine geçiş süresinin (transientlerin) küçük olması açısından önemlidir (J. Lee, ve diğerleri 2009).



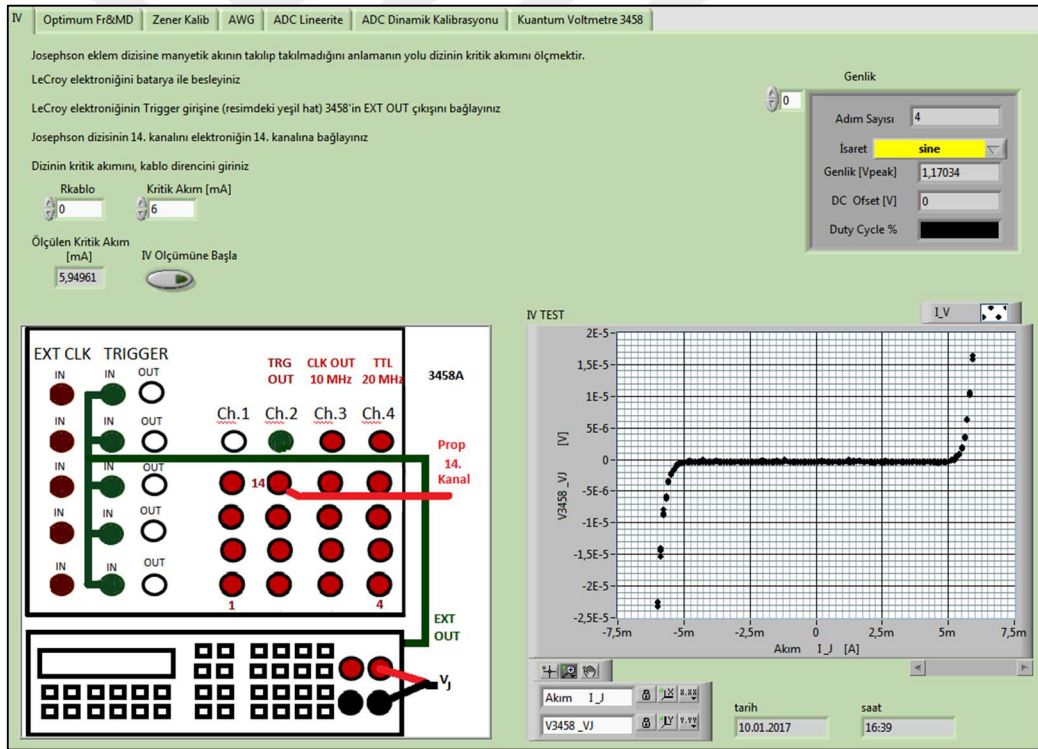
Şekil 3. 16. Josephson SİT'i ve Öngerilimleme DAC'larının Bağlantı Şeması

3.1.7.1. Kritik akımın ölçülmesi

Josephson süperiletken tümdevresinin sıvı helyuma daldırılmasından sonra kritik akım (I_c) ölçülür. Kritik akım, mikrodalga güç uygulanmadan ölçülür.

Kritik akım ölçümü, bütün diziyi gören kanal ve o kanala ait DAC kullanılarak gerçekleştirildi. (Bknz. Şekil 1.8). Kritik akım ölçümü, kuantum gerilimi 0 V'a ayarlanarak ve idealde 0 mA olması gereken I_{n_ideal} akımını 0,2 μA 'lık adımlarla $\pm I_c$ kadar ötelenerek gerçekleştirildi. Kritik akımın teorik değere eşit ve veya yakın olması tümdevre üzerinde akımın takılmadığını gösterir.

Şekil 3. 17.'de kritik akım ölçümü için yazılan yazılımın arayüzü verildi. Bu arayüzde istenen bağlantı yapılır, çipin ideal kritik akımı ve R_{kablo} direncinin girilmesi ile kritik akım otomatik olarak ölçülür.

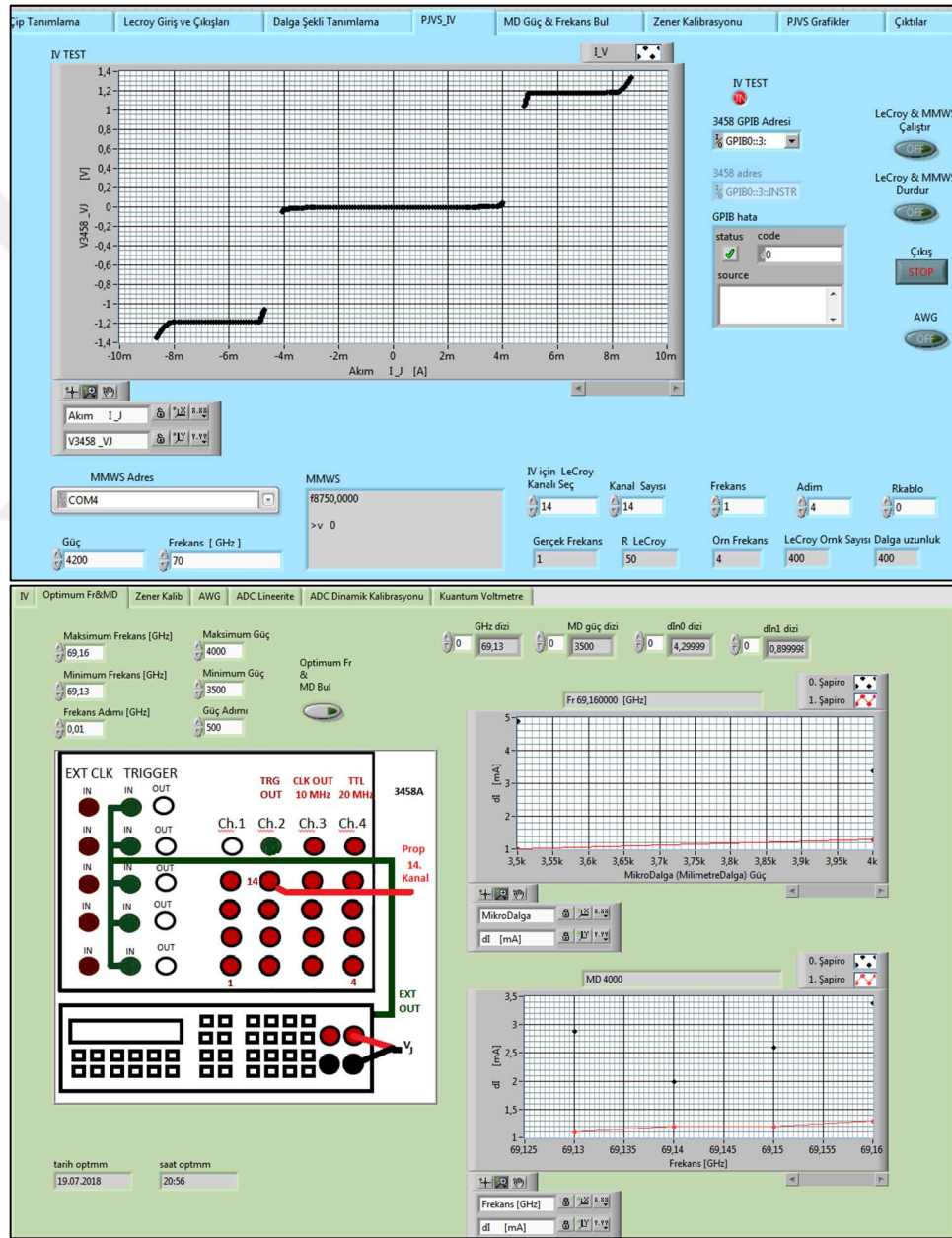


Şekil 3. 17. Yazılımla Kritik Akım Ölçümü

3.1.7.2. Optimum frekans ve gücün bulunması

Optimum frekans ve güç kombinasyonunu bulmak için, Şekil 3. 17'da verilen bağlantının yanı sıra sisteme MMDS de bağlandı. Bütün dizideki eklemlerle üretilebilecek maksimum genlikteki 4 örnekli sinüs işaretini üretecek şekilde 14.

Kanalın DAC'ı ayarlandı ve tahmini I_{n_ideal} akımları $\pm I_c/2$ kadar itere edilerek I_V eğrisi gözlemlendi. Aynı şekilde yazılım kontrolünde frekans ve mikrodalga güç de itere edildi. I_V eğrileri birçok mikrodalga güç ve frekans ayarı için gözlemlendi. Yine yazılım kontrolünde ölçülen ± 1 .ci Shapiro ve 0. Shapiro adım genişlikleri hem bir excel dosyasına kayıt edildi hem de grafik olarak Şekil 3. 18'de gösterildiği gibi çizdirildi. Bölüm 1.2.4.1'de Şekil 1.21, Şekil 1.22'de verilen grafikler kullanılarak anlatılan ilkeler göz önüne alınarak optimum frekans ve güç seçildi.



Şekil 3. 18. Optimum Mikrodalga Frekans ve Güç Ölçümü

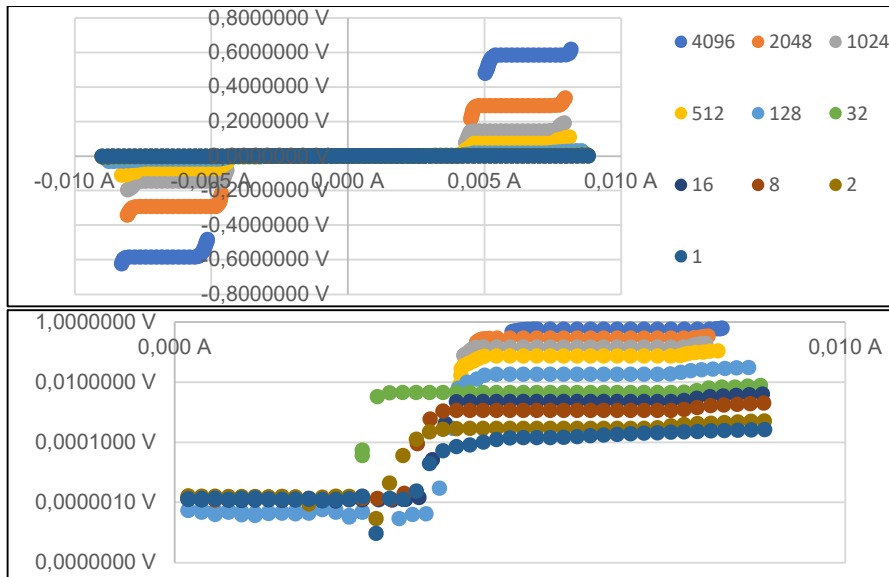
3.1.7.3. Eklem dizilerinin I_{n_ideal} akımlarının ve akım marjlerinin ölçülmesi

Optimum mikrodalga ve frekansının bulunmasından sonra I_{n_ideal} akımları her bir eklem dizisi için şu şekilde ölçüldü:

1'ci kanal haricindeki kanallar için, PJGS iki kanallı olacak şekilde ayarlandı. Bunun anlamı birinci kanal haricindeki ölçümlerde sadece iki öngerilimleme DAC'ı kullanıldı. Birinci kanal içinse tek DAC kullanıldı. Seçilen kanal için (n. kanal), ölçülen optimum mikrodalga ve ölçülen optimum frekans değerleri kullanılarak, kuantum geriliminin genliği, n. dizi ± 1 . Shapiro adımında, (n-1)'ci dizi ise her zaman 0. Shapiro adımında olacak şekilde 4 örnekli sinüs uygulamak üzere programlandı.

Tahmini I_{n_ideal} akımları kritik akım kadar ötelendi. Öteleme işlemi $0,2 \mu A$ 'lık adımlarla $(I_{n_ideal}-I_c/2)$ den $(I_{n_ideal}+I_c/2)$ aralığında gerçekleştirildi. Bu şekilde hızlıca her bir Josephson dizisinin (segment, kanal) I-V eğrisi elde edildi ve gerçek I_{n_ideal} akımları bulundu. Şekil 3. 19.'de ve Tablo 3. 3'de her bir dizi için I_{n_ideal} akımlarının ölçümüne bir örnek verildi. I-V eğrilerindeki akımların (I) ölçümünde yazılım tarafından, n. DAC kanal gerilimi ve direnci (V_{LeCroy_n} , R_{LeCroy_n}) ve voltmetrenin (V_{3458}) ölçümü kullanılarak (3. 6) eşitliği ile hesaplandı.

$$I = \frac{V_{LeCroy_n} - V_{3458}}{R_{LeCroy_n} + R_{Kablo}} \quad (3. 6)$$



Şekil 3. 19. I_{n_ideal} Akımlarının Belirlenmesi

Tablo 3. 3. Ölçülen I_{n_ideal} Akımlarına Örnek

Kanal	JE Sayısı	I_{n_ideal+} (A)	dI_{n+} (A)	I_{n_ideal-} (A)	dI_{n-} (A)
1	64	0,00593	0,001	-0,00604	0,001
2	32	0,00584	0,001	-0,00589	0,001
3	16	0,00614	0,001	-0,00616	0,001
4	8	0,00583	0,001	-0,00621	0,001
5	4	0,0058	0,001	-0,00607	0,001
6	2	0,00602	0,001	-0,00633	0,001
7	1	0,00504	0,001	-0,00552	0,001
8	1	0,00639	0,001	-0,00662	0,001
9	128	0,00591	0,001	-0,00615	0,001
10	256	0,00582	0,001	-0,00603	0,001
11	512	0,00604	0,001	-0,00622	0,001
12	1024	0,00606	0,001	-0,00621	0,001
13	2048	0,00605	0,001	-0,00623	0,001
14	4096	0,00641	0,001	-0,0065	0,001

Tablo 3. 3.'de I_{n_ideal} akımları verildi. Bir metin dosyasına bu şekilde kayıt edilen I_{n_ideal} akımları DAC'ları programlayan yazılım tarafından otomatik olarak çağırıldı.

Şekil 3. 16'de her bir DAC, farklı renkte gösterildi ve o DAC'tan çıkan akımlar DAC'la aynı renkte işaretlendi. Her bir kanaldan görülen kuantum gerilimi de yine o kanala ait DAC ile aynı renkte işaretlendi. Bu durumda en yüksek anlamlı n. kanalın akımı Eşitlik (3. 7)'de verildi. n. kanalı takip eden kanalların akımı ise (3. 8) Eşitliği ile verildi.

$$I_n = I_{n_ideal} \quad (3. 7)$$

$$I_{n-1_ideal} = I_{n_ideal} + I_{n-1} \text{ Eşitliğinden, } I_{n-1} = I_{n-1_ideal} - I_{n_ideal} \quad (3. 8)$$

Başka bir deyişle (n-1)'ci DAC akımı, o kanala ait eklem dizisi ile bir sonraki n.DAC'ın eklem dizisinin I_{n_ideal} akımları arasındaki farka eşittir. Şekil 3. 16'de verilen şemada, her bir Josephson eklemının +1'ci Shapiro adımında programlandığını düşünelim :Tablo 3. 3'de verildiği gibi (n=14 için) $I_{n_ideal} = 6,41$ mA ve $I_{n-1_ideal} = 6,05$ mA ölçülmüş olsun, bu durumda $I_{n-1} = 0,36$ mA olmalıdır. Shapiro adımlarını sağlayan akımların kaçak olmadan, Şekil 3. 16'de gösterildiği yönlerde akabilmesi için DAC gerilimi de (3. 9) Eşitliği ile belirlendi.

$$V_n = I_n R_n + V_{n_JJ} \quad (3. 9)$$

3.1.7.4. Kuantalama algoritması

Kuantalama algoritması önce ‘Matlab’ sonra da ‘LabView’ uygulama geliştirme programlarıyla yazıldı. Her iki programda da Şekil 3. 20’deki akış şeması ile verilen algoritma kullanıldı. Şekil 3. 20’de diyagramla anlatılan algoritma; verilen kanal sayısı, kanal konfigürasyonu (JE dizilerinin bağlantısı) ve mikrodalga frekansı için, sayı değişkeni ile verilen istenen herhangi bir gerilimi en yakın gerilime kuantalayan kanal Shapiro (Şapiro) adımlarını bulmaktadır ve ‘Kanal’ adlı değişkene $[1,1,\dots,1,0]$ veya $[-1,-1,\dots,-1,0]$ şeklinde atamaktadır. Bu algoritmada yeşil ile gösterilen bloktaki sınırlama çip ile sadece 1. Shapiro adımlarını sürmek için yazıldı. Daha yüksek Shapiro adımları bu yeşil bloklardaki ‘1’ değiştirilerek elde edilebilir.

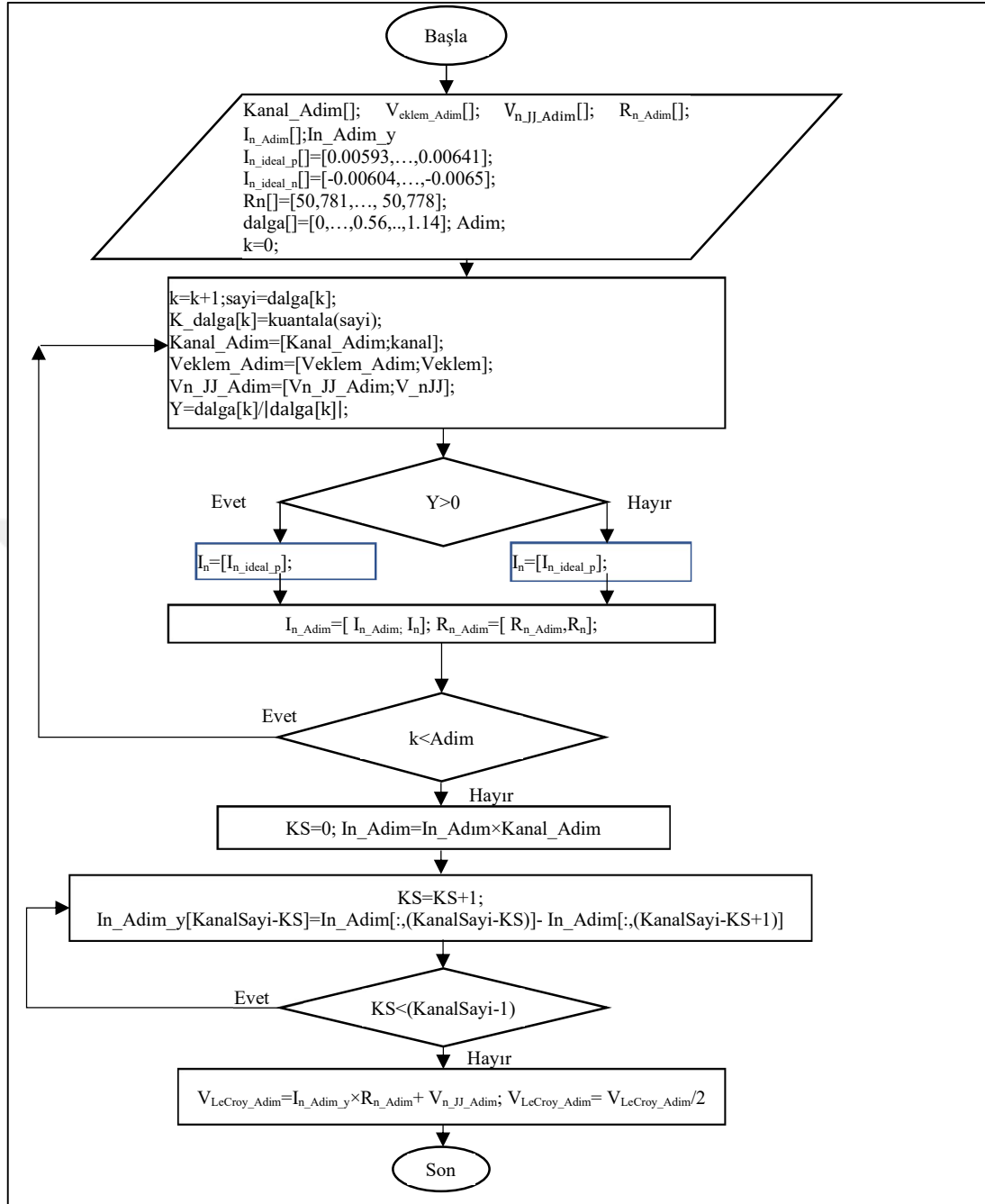
3.1.7.5. DAC gerilimlerini hesaplayan algoritma

Herhangi bir dalga formu için DAC gerilimlerini hesaplayan program da hem ‘LabView’ hem de ‘Matlab’ kullanılarak yazıldı. Şekil 3. 21’de verilen algoritma kuantalama algoritmasının çıktılarını kullanarak eşitlik (3. 8) ve (3. 9)’da verilen hesaplamaları gerçekleştirmek üzere oluşturuldu.

3.1.7.6. Öngerilimleme DAC’larının programlanması

Öngerilimleme elektroniği, LeCroy firması tarafından satın alınan dört kanallı, her bir kanalı birbirinden bağımsız çalışan, ArbStudio 1104 model numaralı, Rastgele Dalga Üreteçleri kullanılarak gerçekleştirildi. Her bir kanal, gerilim çıkışlı bir DAC’tır. Bu üreteçlerin arka panellerinde bulunan senkronizasyon kabloları ile birbirine bağlanarak kanal sayısı 32’ye kadar çıkartılabilmektedir. Bu senkronizasyon kablosu ile her bir DAC’ın düşük potansiyelli ucu kendi aralarında kısa devre edilmektedir.

DAC’ların çıkış empedansı 50Ω seçildi. Bu dahili dirençler Şekil 3. 16’deki R_n dirençleri olacak şekilde kullanıldı. Kullanılan süperiletken tümdevrede 14 tane birbirinden bağımsız Josephson eklem dizisi mevcuttur. İlk 4 rastgele dalga üretici ile (DAC ile), 14 tane birbirinden bağımsız DAC Şekil 3. 16.’daki 14 tane bağımsız JE’leri dizilerinin uygun Shapiro adımıyla biaslanması için kullanıldı. 15. Kanaldan periyot başına tetikleme işareti, 16. Kanaldan ise ölçüm başına tetikleme işareti üretildi. Her bir DAC, yazılımla Rastgele Dalga Üreteci modunda başlatıldı. Rastgele kuantalanmış dalgalar üretmek üzere DAC’lar aşağıdaki gibi programlandı:



Şekil 3. 21. Öngerilileme DAC'larının Gerilimlerini Hesaplayan Algoritma

1-Rastgele üretilen dalganın parametreleri: dalga şekli, genlik, adım sayısı yazılan arayüzle seçildi ve Şekil 3. 21’de verilen ‘dalga’ değişkeni oluşturuldu.

2-Her bir adım Şekil 3. 20’de verilen kuantalama algoritması ile kuantalandı.

3-Her bir kuantum adımı için Şekil 3. 21’deki algoritma ile verilen 14 tane DAC’ın gerilimleri hesaplandı. Her bir DAC’a ait gerilimler, her bir adım için o kanala ait dizilerde tutuldu ve art arda o kanal adıyla bir dosyaya kayıt edildi.

5-DAC gerilimleri, üreteçlerdeki her bir bağımsız DAC'ın hafızasına her bir adım, 4 adımlı DC bir dalga olacak şekilde, kayıt edildi.

Her bir harici tetikleme darbesinde DAC gerilimleri hafızadaki bir sonraki gerilim değerine güncellenerek dizinin iki ucunda istenen kuantum adımlar üretildi.

Tetikleme işareti ilave 5. bir üreteç tarafından üretildi. Tetikleme işaretinin frekansı işaretin frekansının adım sayısı kadar katına eşitlendi. Ayrıca bu 5. üreteçten 20 MHz ve 10 MHz frekanslarında zamanlama işaretleri de üretildi.

3.2. Kurulan PJGS ile Alınan Ölçüm Sonuçları

3.2.1. Statik ADC karakterizasyonu ve PJGS gerilim adımlarının testi

Kurulan PJGS Sistemi şematik olarak Şekil 3. 2'de gösterildi. Prop, sıvı helyuma daldırıldıktan ve I_{n_ideal} ("Genel Bilgiler" Bölümündeki $\pm I_s$) akımlarının belirlenmesinden sonra sistem kullanıma hazırdır. Gerilim çıkışının bütün adımlar için kuantum seviyede olup olmadığı hızlıca sistemdeki voltmetre kullanılarak kontrol edildi. Özellikle PJGS için bunun neden gerekli olduğu Bölüm 1.2.4.1'de (S. P. Benz, C. A. Hamilton, ve diğerleri 1997)'den alınan alıntı ile açıklandı. Bu kontrolle birlikte ADC/voltmetre, statik olarak karakterize edilmiş oldu.

3.2.1.1. Ölçümlerin alınması

Statik kalibrasyon için integrasyon süresi 20 NPLC (number of power line cycles), yani 400 ms seçildi. Statik kalibrasyon için Şekil 3. 2'de kahverengi hat ile gösterilen, 3458'in 10 MHz zamanlama işareti bağlanmadı. Çünkü voltmetre ölçümünü tamamladıktan sonra, yazılım kontrolünde bir sonraki adıma geçildi başka bir deyişle DAC'ın yazılım ile tetiklenmesi fonksiyonu kullanıldı.

Şekil 3. 22 a)'da soldaki grafikte 64 adımlı üçgen bir dalganın uygulandığı ve sağdaki grafikte 'bias' akımının I_{n_ideal} akımlarından ne kadar değiştirildiği ($I_{segtrim}$) gösterildi. Birçok makalede (Seron, ve diğerleri 2012)'de I_{n_ideal} akımlarından fark akımı $I_{segtrim}$ sembolü ile gösterildiği için burada da bu şekilde adlandırıldı. Yazılan PJGS programına $I_{segtrim}$ akımlarının iterasyonu için iki adet ilave kontrol eklendi. Bunlar iterasyon sayısı ve iterasyon adımdır ($I_{iterasyon}$). DAC'lara ait V_n gerilimleri hesaplanmadan önce, 'k.' iterasyon için I_{n_ideal} akımları:

$$I_{n_ideal_yeni} = I_{n_ideal} - \left(\frac{\text{iterasyon_sayısı}}{2} \cdot k \cdot I_{iterasyon} \right) \quad (3.10)$$

(3.10) Eşitliği ile yeniden hesaplandı. $I_{segtrim}$ akımları, ADC ile ölçülen V_{3458} gerilimi ve Eşitlik (3.10) ve (3.9) kullanılarak hesaplanan V_n gerilimi, Tablo 3.3'ten alınan I_{n_ideal} akımları Tablo 3.1'den alınan R_n direnci Eşitlik (3.11)'deki gibi kullanılarak hesaplandı.

$$I_{segtrim} = \frac{V_n - V_{3458}}{R_n} - I_{n_ideal} \quad (3.11)$$

Şekil 3.22 b) ve Şekil 3.22 c)'de geliştirilen arayüzde 'Fark' butonuna basıldığı durum gösterildi. Giriş çıkış fonksiyonu doğrusal olan bir voltmetre/ADC'de, fark işareti ($V_{kuantum} - V_{3458}$), giriş işaretinin zarfını takip etmelidir. Ayrıca $I_{segtrim}$ grafiğinde ölçülen $I_{segtrim}$ akımları arasındaki fark μA 'den daha küçük olmalıdır. Başka bir deyişle bütün ölçüm sonuçları önceden belirlenen $I_{segtrim}$ akımlarında olmalıdır.

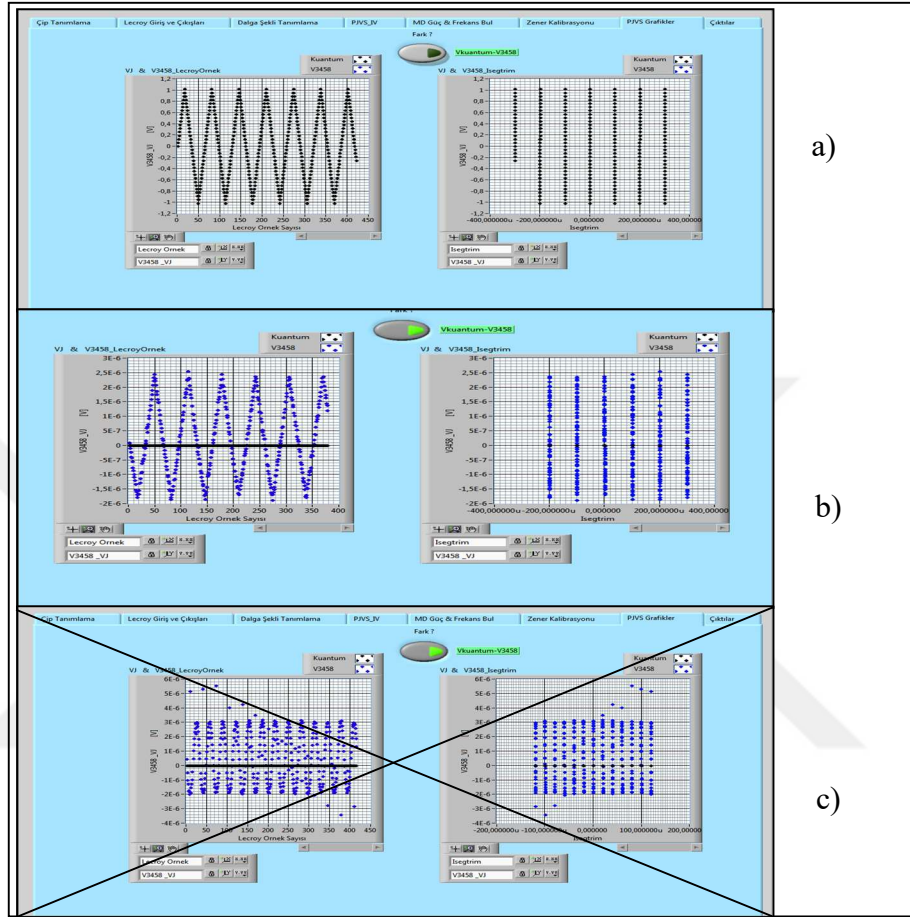
Şekil 3.22 b)'de ölçümlerin kuantum adımlarında olduğu, ancak Şekil 3.22 c)'de bazı adımların kuantum olmadığı durum gösterildi. Yazılan bu ara-yüzle daha ölçüm esnasında sistemde bir problemin olup olmadığı denetlenebileceği ve SİT'e bir akının takılıp takılmadığı gözlenebileceği gösterildi.

Şekil 3.22'deki gibi bir kuantum dalga, her periyotta farklı bir $I_{segtrim}$ ile üretildi ve ADC ile ölçüldü. Her bir periyot için uydurulan doğrusal eğrilerin kazançları değişen $I_{segtrim}$ akımları için Şekil 3.23'de verildi. $I_{segtrim}$ değişimi ile kazanç arasında korelasyonunun olmayışı PJGS sisteminin doğru çalıştığını, kuantum doğruluğunda olduğunu göstermektedir.

İntegral alma prensibi ile çalışan voltmetrenin kazancı; 64 adımlı, 32 adımlı 20 adımlı, 10 adımlı ve 8 adımlı sinüs ve üçgen formundaki dalgalarla karakterize edildi. Voltmetrenin kazancının adım sayısından ve dalga formundan etkilenmediği görüldü. Voltmetre kazancı en çok $35(nV/V)/(V/V)$ (kapsama aralığı%95) olan kararlılık belirsizliği (A tipi belirsizlik) ile belirlendi.

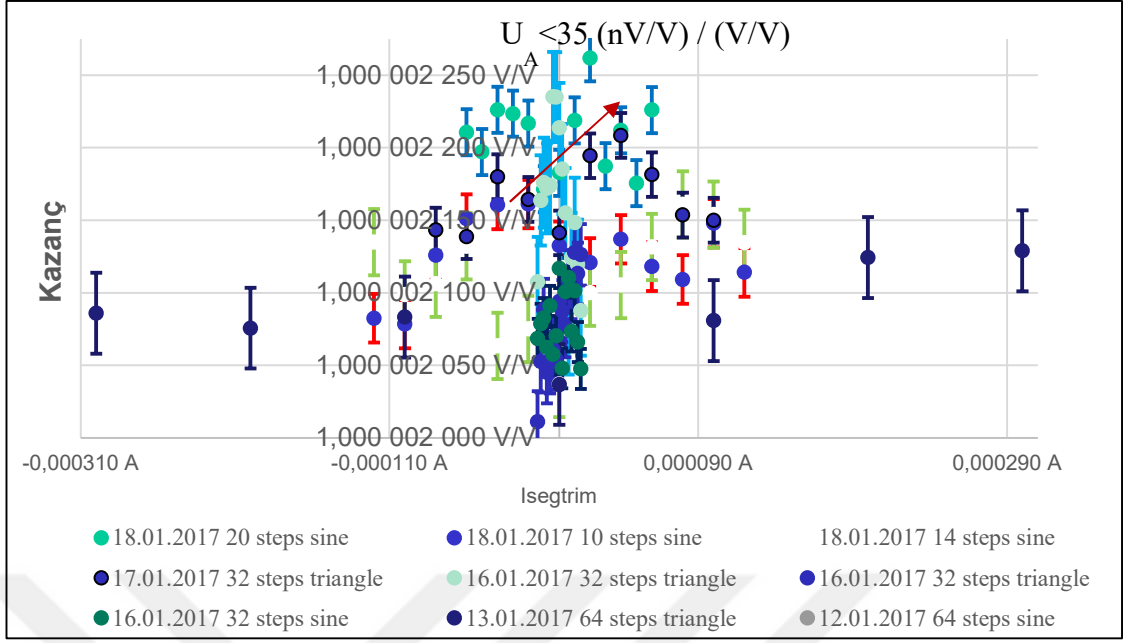
Bir ADC'nin INL hatası, ADC ile alınan ölçüm sonuçlarının, yine bu ölçüm sonuçları kullanılarak uydurulan doğrusal eğriden maksimum sapması şeklinde tanımlanır. Her bir periyot için bulunan INL hataları Şekil 3.24'deki gibi ölçüldü. INL hatası, voltmetrenin 1 V ölçüm bölgesi için bulundu, çünkü PJGS çipi ile en çok 1,3 V

büyükliğindeki kuantum gerilimler üretilebildi. Ancak yazılım, 26 kanallı bir SİT'i sadece PJGS yazılımının ara yüzündeki kanal sayısı ve konfigürasyonu değiştirilerek kolayca 11'V a kadar kuantum adımlar üretmeye ayarlanabilecek şekilde geliştirildi.

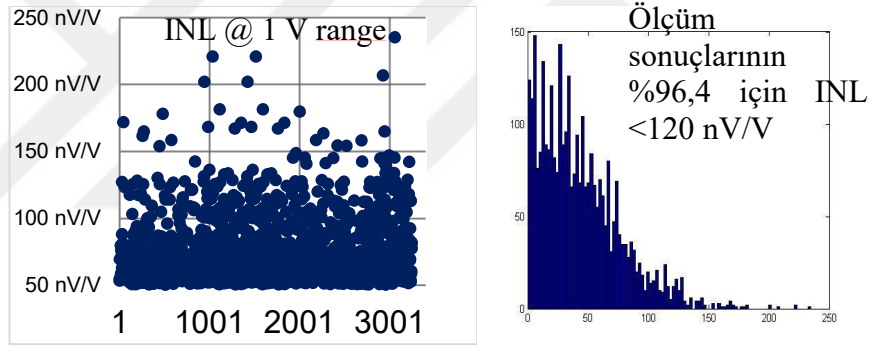


Şekil 3. 22. 3458'in Statik Kazanç Ölçümü ve Marjin Kontrolü Yapan Ara-yüzü

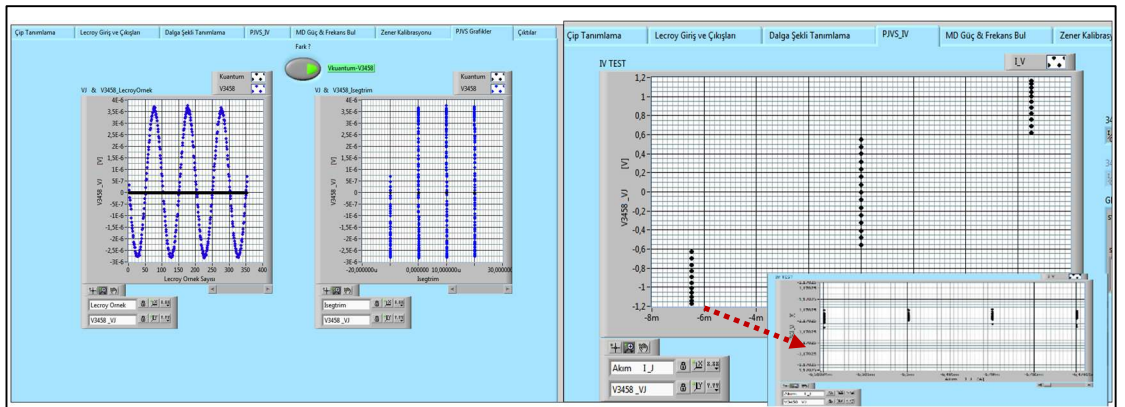
Şekil 3. 25'da ölçümün devam ettiği esnada ve Şekil 3. 26'de ölçüm tamamlandıktan sonra olmak üzere Marjin kontrolünün nasıl gerçekleştirildiği gösterildi. Şekil 3. 26'de verilen ara-yüz, ADC kazanç ölçümünün istatistiksel sonuçlarını da verecek şekilde tasarlandı.



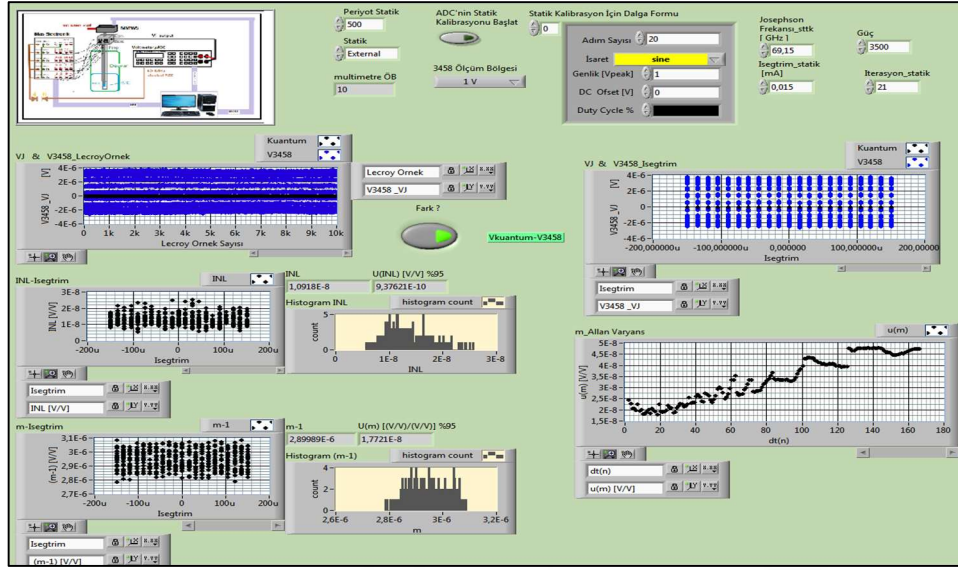
Şekil 3. 23. ADC'nin Statik Kazanç Kalibrasyonu



Şekil 3. 24. Voltmetrenin Toplam Doğrusalsızlık Ölçüm Sonuçları



Şekil 3. 25. Marjin Kontrolü



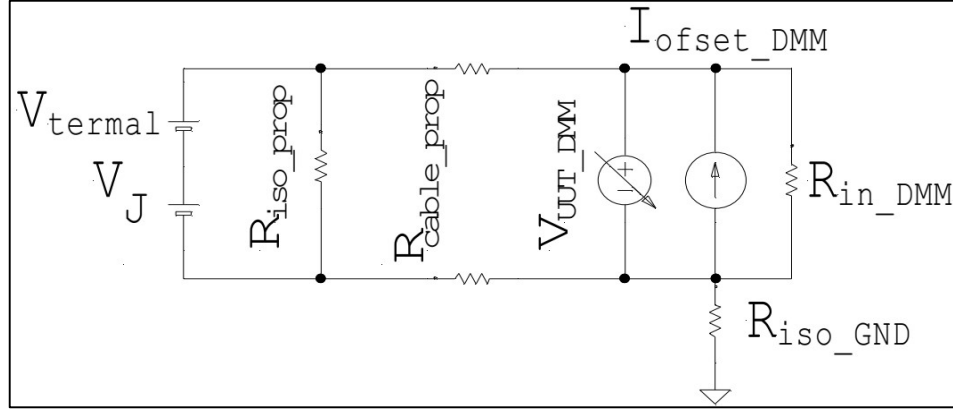
Şekil 3. 26.IADC'nin Statik Kalibrasyonu İçin Hazırlanan Yazılımın Arayüzü

3.2.1.2.Ölçümlere ait model fonksiyonların elde edilmesi ve belirsizlik değerlendirilmesi

3.2.1.2.1.Gerilim Ölçümü

Eşitlik (3. 12)-(3. 20)'den yararlanarak, kazanç ölçümünün model fonksiyonu elde edildi. Bu ölçüme ait ölçüm devresindeki artık devre parametrelerinden gelen etkileri incelemek için Şekil 3. 27.'deki devre şeması oluşturuldu ve ölçümün model fonksiyonunu elde etmekte kullanıldı. Bu devrede kuantum gerilimi V_j sembolü ile gösterilen gerilim kaynağıdır. Oda sıcaklığı ile süperiletkenlik sıcaklığı arasındaki sıcaklık farkı ve farklı türdeki metallerin bağlanması nedeniyle oluşan kararsız ısı gerilimleri V_{termal} sembolü ile gösterilen gerilim kaynağı ile temsil edildi. Prop boyunca ve çıkış kablolarındaki izolasyon direnci $R_{\text{iso_prop}}$ ve kablo direnci $R_{\text{cable_prop}}$ sembolleriyle Şekil 3. 27'deki gibi gösterildi. Voltmetre, ideal voltmetre $V_{\text{UUT_DMM}}$ ve artık devre parametrelerinden oluşturuldu. Voltmetrenin ofset akımları $I_{\text{offset_DMM}}$ sembolü ile gösterilen bir akım kaynağıyla, Voltmetrenin iç direnci de $R_{\text{in_DMM}}$ sembolü ile gösterilen bir direnç ile gösterildi. Voltmetre şebeke gerilimi ile beslendi. Toprağa doğru olan izolasyon direnci de $R_{\text{iso-GND}}$ sembolü ile gösterilen bir direnç ile gösterildi. Josephson gerilimi topraktan bağımsız çalıştırıldığı için bu direnç model fonksiyonu etkilemedi. Devre analizi yöntemleri kullanılarak voltmetre terminallerine

uygulan V_{UUT_DMM} gerilimi bu devre parametrelerine bağı olarak Eşitlik (3. 12)'deki gibi elde edildi.



Şekil 3. 27. Statik IADC/Voltmetre Kalibrasyonu Devre Şeması

$$V_{UUT_DMM} = V_J \frac{R_{inDMM}}{R_{cable_prop} + R_{inDMM}} + V_{termal} \frac{R_{inDMM}}{R_{cable_prop} + R_{inDMM}} + I_{offset} \frac{R_{inDMM} R_{cable_prop}}{R_{cable_prop} + R_{inDMM}} \quad (3. 12)$$

V_{UUT_i} , IADC'nin gösterdiği değer olmak üzere Eşitlik (3. 12) kullanılarak, IADC'nin hatası Eşitlik (3. 13)'deki gibi yazılabilir. Bu eşitlikteki ϵ_{DMM} ile voltmetrenin gürültüsü temsil edildi. Eşitlik (3. 13)'deki $m_{Isegtrim}$, kuantum geriliminin $I_{segtrim}$ bağımlılığını temsil etmek için kullanıldı.

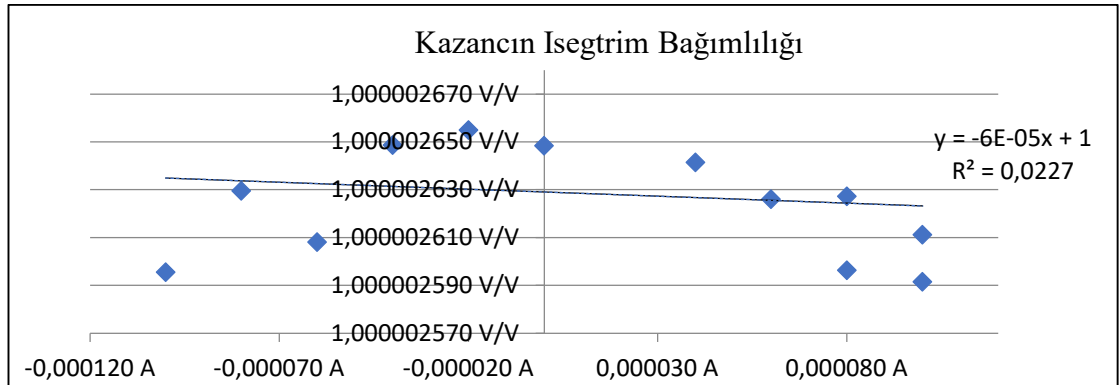
$$\Delta E = V_{UUT_i} - \left\{ V_J \frac{R_{inDMM}}{R_{cable_prop} + R_{inDMM}} + V_{termal} \frac{R_{inDMM}}{R_{cable_prop} + R_{inDMM}} + I_{offset} \frac{R_{inDMM} R_{cable_prop}}{R_{cable_prop} + R_{inDMM}} + \epsilon_{DMM} + m_{Isegtrim} \cdot I_{segtrim} \right\} \quad (3. 13)$$

(3. 13) Eşitliğinde görüldüğü gibi, 350 nV büyüklüklerinde olabilen V_{termal} gerilimi doğrudan multimetre hatasını belirlememize engeldir. V_{termal} gerilimi farklı sıcaklıklardaki iki metalin bir noktada birleştirilmesinden kaynaklanmaktadır. $V_{termal} = S \cdot \Delta T$, ve burada $\Delta T = 296^\circ C$, ve Bakır-Bakır bağlantısı için bile, S katsayısının $0,2 \mu V/^\circ C$ olması öngörülmektedir. V_{termal} etkisini bertaraf etmek için, yaygın olarak iki ayrı ölçüm alınmaktadır. Ölçümlerden birinde $V_J = 0$, Shapiro adımı $n = 0$, ayarlanarak uygulanmaktadır. Bu durumda (3. 13) eşitliği ile verilen IADC hatası, termal gerilimleri ve ADC'nin ofsetini göstermektedir. İkinci ölçümde ise V_J gerilimi N tane eklem $n = +1$ veya $n = -1$ adımına ayarlanarak asıl istenen ölçüm alınmaktadır.

İki ölçüm arasındaki sürenin kısa olması durumunda termal gerilimler ve multimetrenin ofset akımları nedeniyle oluşan gerilimler iki ölçümde de aynı olacaktır. Ofsetleri bertaraf edilmiş gerçek ölçümün sonucu ikinci ölçüm ile birinci ölçüm arasındaki farka eşittir. Bu durumda (3. 13) eşitliği yeniden aşağıdaki gibi yazıldı:

$$\Delta E = V_{UUT_i} - V_{UUT_{i,0}} - \left\{ V_J \frac{R_{inDMM}}{R_{cableprop} + R_{inDMM}} + \delta V_{thermal} \frac{R_{inDMM}}{R_{cableprop} + R_{inDMM}} + \delta I_{offset} \frac{R_{inDMM} R_{cableprop}}{R_{cableprop} + R_{inDMM}} + \epsilon_{DMM} + m_{I_{segtrim}} \cdot I_{segtrim} \right\} \quad (3. 14)$$

(3. 14) Eşitliğinde ϵ_{DMM} ; $m_{I_{segtrim}} \cdot I_{segtrim}$ parametreleri olduğu gibi (3. 13) Eşitliğinden kopyalandı çünkü bu parametrelerin, sıfırdan farklı bir karesel beklendik değeri vardır. $m_{I_{segtrim}}$, kuantum adımının $I_{segtrim}$ bağımlılığını gösterir. Tablo 1. 1.'de verilen belirsizlik bütçesi, Geleneksel Josephson Gerilim Standardı ile alınan ölçüm için verilmiştir. Geleneksel JGS sisteminde eklemlerden geçen akım sıfırdır. Ancak PJGS sisteminde eklemlerden geçen akım sıfır değildir. Bu nedenle kuantum geriliminin akım bağımlılığı her ölçüm için $I_{segtrim}$ değiştirilerek test edildi. Şekil 3. 28'de benzer bir ölçüm kazanç için verildi (Şekil 3. 32.'de de benzer bir ölçüm gerilim için verildi). Yine bu ölçümün üzerinde de regresyon denklemi ve regresyon sabiti gösterildi. $R^2=r^2$



Şekil 3. 28. Statik Kazancın $I_{segtrim}$ Bağımlılığı

Regresyon sabiti değeri kullanılarak (3. 15) eşitliğindeki gibi istatistikte bilinen t testi uygulandı. $t_{hesap} < t_{tablo}$ olduğu için kuantum gerilimi ile $I_{segtrim}$ arasında veya kazanç ile $I_{segtrim}$ arasında bir korelasyonun olmadığına hükmedildi. Eğer bu ölçümde bir korelasyonun var olduğu tespit edilseydi çok küçük olan $m_{I_{segtrim}}$ ile $I_{segtrim}$ akımları belirsizlik hesaplamalarında değerlendirilecekti.

Her ne kadar da iki büyüklük arasında bir bağımlılığın olmadığı t testi ile ispatlanmış olsa da Tablo 3. 4’da, eğimin %10’u bağımlılık sabiti $m_{I_{segtrim}}$ ’in belirsizliği olarak alındı. IADC’nin PJGS ile kalibrasyonu için belirsizlik bütçesi Tablo 3. 4’da verildi.

$$t_{hesap} = \frac{r}{\sqrt{\frac{1-r^2}{n-2}}} = \frac{\sqrt{0,0092}}{\sqrt{\frac{1-0,0092}{12-2}}} \cong 0,305 < t_{12;0,05} = 1,782 \quad (3. 15)$$

Tablo 3. 4. PJGS ile Gerilim Ölçer Kalibrasyonu Belirsizlik Bütçesi

Belirsizlik Bileşenleri (Xi)	Model Fonksiyon undaki Sembolü	Tahmini Değeri (Xi)	Standart Belirsizlik u(Xi)	Olasılık Dağılım Fonksiyonu	Duyarlılık Katsayısı	Belirsizlik Katkısı u(yi)
Josephson Sabiti	K_J	483597,84841698 4 GHz/V				
±1. Shapiro adımındaki eklem sayısı	N	7034				
Shapiro adımının değeri	n	1				
Mikro Dalga Frekans	f	70,00000000 GHz	< 0,000000010 GHz	Normal	0,014545142 V/GHz	< 0,1 nV
Josephson Gerilimi	V_J	1,01816003 V	< 0,1 nV	Normal	-1,00 Ω/Ω	< 0,1 nV
DMM ile ölçülen gerilim	$\frac{V_{UUT_i} - V_{UUT_0}}{V_{UUT_0}}$	1,01815992 V	< 10,0 nV	Dikdörtgen	1	< 10,0 nV
Teller ve anahtar bloktaki termal gerilim (@30 saniye) (sıfırlama işleminden sonraki ölçüm)	δV_{termal}	0,00000000 V	< 0,6 nV	Dikdörtgen	-1,00 Ω/Ω	< 0,6 nV
Nanovoltmetrenin ofset akımı (@30 saniye)	δI_{offset}	0,00000 A	< 0,03000 nA	Dikdörtgen	~ 4 Ω	< 0,1 nV
Fark ölçerin iç direnci ve bağlantısı boyunca izolasyon dirençleri	R_{in_DMM}	~ $\infty \Omega$	> 10 G Ω	Dikdörtgen	0,00 V/V	< 0,0 nV
Gerilim ölçerin gürültüsü (Bant Genişliği 0,25 Hz)	ϵ_{DMM}	0 nV	< 0,0 nV	Normal	1	< 0,0 nV
Prop boyunca kablo direnci	R_{cable_prop}	0 Ω	< 4 Ω	Dikdörtgen	0,02 nV/ Ω	< 0,1 nV
Her bir kanalın I_{n_ideal} akımlarından farkı	$I_{segtrim}$	0,00000 nA	< 120,0 μ A	Normal	0,000007 V/A	< 0,0 nV
Ölçüm sonucunun $I_{segtrim}$ bağımlılığı	$m_{I_{segtrim}}$	0,00000 (V/V)/A	0,00001 (V/V)/A	Dikdörtgen	0,00012 A	< 0,0 nV
.Sonuç, Voltmetre Hatası	ΔE	-0,000000108 V	Birleşik standart belirsizlik (1σ)			< 10 nV
Genişletilmiş Belirsizlik						< 20 nV
Genişletilmiş bağıl belirsizlik						< 20,0 nV/V

3.2.1.2.2. Kazanç Ölçümü

Ardışık olarak PJGS’den uygulanan rast gele dalga formlarından, IADC’nin statik kazancı m_{400ms} ’i gösteren model fonksiyon aşağıdaki şekilde oluşturulabilir:

$$V_{UUT_i}[k] = m_{400ms} \cdot V_{UUT_{DMM}}[k] + n_{400ms} \quad (3. 16)$$

Eşitlik (3. 16)’de verilen m_{400ms} ve n_{400ms} , $V_{UUT_{DMM}}$ katsayıları ile ölçülen gerilimlerden V_{UUT_i} oluşan hatanın gücü Eşitlik (3. 17)’de sunuldu.

$$P_{hata} = \sum_{k=1}^N \{ m_{400ms} \cdot V_{UUT_{DMM}}[k] + n_{400ms} - V_{UUT_i}[k] \}^2 \quad (3. 17)$$

P_{hata} terimini minimum yapan m_{400ms} ve n_{400ms} katsayıları (3. 18) numaralarıyla verilen eşitliklerdeki analogi kullanılarak çözülebilir:

Matrisler aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$D_0 = \begin{bmatrix} V_{UUT_DMM}[1] & 1 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ V_{UUT_DMM}[N] & 1 \end{bmatrix}; \quad x = \begin{bmatrix} V_{UUT_i}[1] \\ \cdot \\ \cdot \\ V_{UUT_i}[N] \end{bmatrix}; \quad s = \begin{bmatrix} m_{400ms} \\ n_{400ms} \end{bmatrix}$$

$$s = (D_0^T \cdot D_0)^{-1} \cdot D_0^T \cdot x \quad (3. 18)$$

Basitlik için $V_{UUT_DMM} = V_R$; $V_{UUT_i} = V_i$ olacak şekilde gösterim değişiklikleri yapıldığında,

(3. 18) eşitliğinden yararlanarak m_{400ms} aşağıdaki gibi tanımlandı.

$$m_{400ms} = \frac{\sum_{n=1}^N (V_R[n] - \bar{V}_R) \cdot (V_i[n] - \bar{V}_i)}{\sum_{n=1}^N (V_R[n] - \bar{V}_R)^2} \quad (3. 19)$$

(3. 19) eşitliğinden görüldüğü gibi $V_{UUT_DMM} = V_R$ teriminin, $V_{thermal}$, ve I_{offset} parametrelerinden kaynaklanan etkiler, ardışık örnekler arasındaki süre kısa olduğunda IADC kazancını etkilememektedir. Statik kalibrasyonda her bir dalga formu periyodu için bir adet m_{400ms} hesaplandı. Bir periyotta ki örnek sayısının arttığı durumda, ölçümün kararlılığının hafifçe arttığı görüldü. 4,8,10,20 örneklilerde dalgalarda kazanç ölçümü, 100 örneklilerde dalgalara göre daha karardır.

Kazanç ölçümüne devre parametrelerinin etkisini anlamak için aşağıdaki tanımlamaları yapalım:

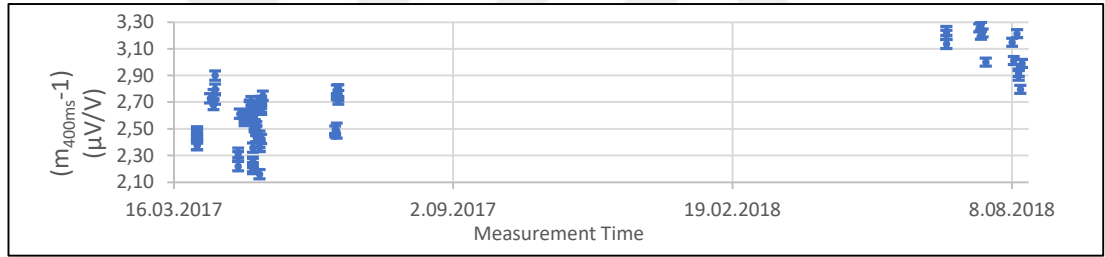
$$V_R[n] - \bar{V}_R = K \cdot V_J[n] - K \cdot \bar{V}_J + K \cdot \delta V_{thermal} + K \cdot \delta I_{offset} \cdot R_{cable_prop} ; \quad K = \frac{R_{in_DMM}}{R_{in_DMM} + R_{cable_prop}} \sim 1$$

R_{cable_prop} , R_{in_DMM} 'e göre yeterince küçük olduğunda (3. 19) eşitliğinin IADC kazanç ölçümünün ADC'nin iç direncinden ve artık devre parametrelerinden etkilenmediği görüldü.

$$m_{400ms} = \frac{K \cdot \sum_{n=1}^N (V_J[n] - \bar{V}_J + \delta V_{thermal} + \delta I_{offset} \cdot R_{cable_prop}) \cdot (V_i[n] - \bar{V}_i)}{K^2 \cdot \sum_{n=1}^N (V_J[n] - \bar{V}_J + \delta V_{thermal} + \delta I_{offset} \cdot R_{cable_prop})^2} \quad (3. 20)$$

Bu model fonksiyon değerlendirilerek Tablo 3. 4'da gösterildiği gibi ölçüme ait belirsizlik bütçesini oluşturmak değişkenlerin çokluğu nedeniyle zordur. Bunun yerine bu denklemdeki her bir belirsizlik bileşenine Tablo 3. 4'de verilen rastgele belirsizlikler atandı. 200 000 örnekli rastgele değişkenlerle (3. 20) Eşitliği 4 örnekli ve 20 örnekli sinüs için m_{400ms} 'Matlab'a hesaplatıldı. Bu sayısal simülasyonla ' m_{400ms} 'in belirsizliğinin ölçümün A tipi belirsizliğinden çok daha küçük olduğu belirlendi (Bknz. Ek-D).

Sonuç olarak ADC'nin kısa dönem kararlılığı statik kazanç ölçümünün en büyük belirsizlik bileşenidir. İstatistiksel sonuçlar (arayüzdeki histogramlar) da marjin kontrolünde bir gösterge olarak kullanıldı. PJGS her çalıştırıldığında yukarıda anlatıldığı gibi marjin kontrolü yapıldı ve IADC'nin kazancı Şekil 3. 26'de verilen arayüzle ölçüldü. Bu ölçümlerden yararlanarak Şekil 3. 29.'de verilen grafikte ADC'nin uzun dönem kararlılığı gösterildi.



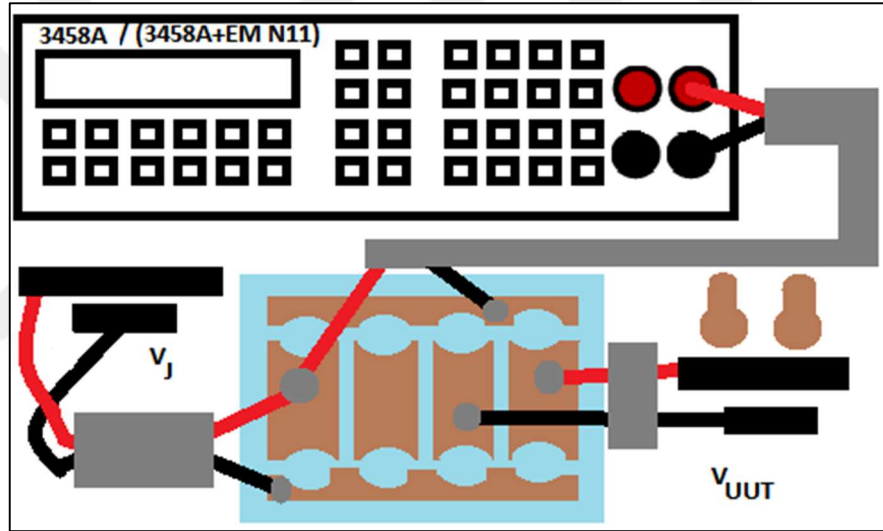
Şekil 3. 29. Statik Kazancın Zamana Bağlı Değişimi

3.2.2. Yarıiletken gerilim standardı kalibrasyonu

TÜBİTAK UME'de yarıiletken gerilim standartları Geleneksel Josephson Gerilim (GJGS) Standardına izlenebilir. Kurulan PJGS sistemini başka bir Josephson sistemi ile doğrudan karşılaştırmak yerine yarıiletken gerilim standartları aracılığıyla karşılaştırmak ölçüm düzeneğinin basitliği ve ölçümün maliyeti açısından tercih edildi. Bunun için biri süperiletken diğeri de yarıiletken olan iki standart, termal blok üzerinde birbirine bağlanarak karşılaştırıldı.

3.2.2.1. Ölçümlerin alınması

Termal blok bakır külçeden yapılmış bir anahtar görevini görmektedir ve Şekil 3. 30.de kahve renkli olarak gösterildi. Bakırın tercih edilmesinin sebebi sıcaklık iletkenliğinin yüksek olmasıdır. Yaklaşık 5 cm kalınlığında külçelerden olmasının başka bir deyişle kütlesinin büyük olmasının nedeni ise ani sıcaklık değişimlerine engel olmak içindir. Yine bakır külçelerden yapılmış silindirler aracılığıyla termal blok üzerinde V_{UUT} sembolüyle gösterilen yarı iletken gerilim standardı terslendi. V_J sembolü ile gösterilen kuantum geriliminin terslenmesi ise I_{n_ideal} akımları program tarafından değiştirilerek gerçekleştirildi. Bir önceki bölümde anlatılan nedenlerle termal ve voltmetre ofsetlerini ölçüme getireceği hataları bertaraf etmek veya en aza indirmek gereklidir.



Şekil 3. 30. Josephson Gerilim Standardı ile Yarı İletken Gerilim Standardının Karşılaştırılması

Bu ölçüm için voltmetrenin integrasyon süresi 20 NPLC olarak ayarlandı. 20 örnekli simetrik kare dalga, genliği yarı iletken gerilim standardının son kalibrasyon değerine kuantalanmış olarak üretildi. Bunda amaç iki gerilim standardı arasındaki fark gerilimini minimuma indirerek, voltmetre kazancını belirleme belirsizliğinin ve kazancın kararlılığının etkisini küçültmektir. İki standardın düşük potansiyelleri (siyah kablolar) blok üzerinde silindirlere biriyile kısa devre edildi. Diğer silindir ise V_{UUT} 'in yüksek potansiyeli ile voltmetrenin düşük potansiyelini kısa devre etmek için kullanıldı. 10 ölçümden sonra programın, mesajla tersleme uyarısında bulunması sağlandı. Bu mesajda operatörün, silindirlerin yerini V_{UUT} 'i tersleyecek şekilde değiştirilerek tersleme işlemini gerçekleştirmesi istendi. Terslemenin amacı ısı

gerilimleri ve fark ölçer olarak kullanılan voltmetrorenin ofsetlerini ölçüm sonuçlarından bertaraf etmektedir. Bu işlem Eşitlik (3. 21)(3. 22)(3. 23)'de ayrıntılarıyla açıklandı.

3.2.2.2. Ölçüme ait model fonksiyonun elde edilmesi ve belirsizlik değerlendirilmesi

Simetrik kare dalğanın pozitif potansiyelden negatif potansiyele hızlıca geçişi ölçümün, ofset (δV_{offset}) ve termal gerilimlerinin (δV_{termal}) kaymalarından etkilenmemesi açısından Geleneksel Josephson Sistemlerine göre daha üstündür.

20 örnekli simetrik kare dalğanın ilk 10 örneği için (3. 21) eşitliği geçerli iken sonraki 10 örnek için (3. 22) Eşitliği geçerlidir.

$$V_{\text{UUT}}^+ = V_J^+ - V_{\text{DMM}}^+ = V_J^+ - V_{\text{fark}} - V_{\text{termal}} - V_{\text{offset}} \quad (3. 21)$$

$$V_{\text{UUT}}^- = V_J^- - V_{\text{DMM}}^- = V_J^- + V_{\text{fark}} - V_{\text{termal}} - V_{\text{offset}} \quad (3. 22)$$

Ancak ofsetlerden ve termal gerilimlerden arınmış gerçek sonuç aşağıdaki eşitlikle bulundu.

$$V_{\text{UUT}} = \frac{V_{\text{UUT}}^+ - V_{\text{UUT}}^-}{2} = \frac{V_J^+ - V_J^- - 2 \times V_{\text{fark}} + \delta V_{\text{termal}} + \delta V_{\text{offset}}}{2};$$

$V_J^+ = -V_J^-$; δV_{termal} , δV_{offset} : gerilim kaymaları (3. 23)

Tersleme işleminin daha ayrıntılı gösterimi ve devredeki diğer artık parametrelerin belirsizliğe etkisini daha iyi değerlendirmek için Şekil 3. 31.'de bu ölçüme ait devre şeması verildi. Tablo 1.1'de (Pöpel 1992) tarafından verilen belirsizlik bileşenlerini Şekil 3. 31.'da verilen devre şeması ile açıklamak mümkündür bu nedenle ölçüme ait kaçak devre elemanlarını da içeren bu devre oluşturuldu.

Eşitlik (3. 23), yarı iletken gerilim standardı V_{UUT} 'in iç direnci $R_{\text{in_UUT}}$ 'in sıfır olduğu durumda geçerlidir. Karşılaştırma, standardın 1,018 V değerinde gerçekleştirildiği için iç direnci sıfırdan farklıdır. Şekil 3. 31.'da verilen iki devrede süperpozisyon devre teorisini kullanarak yukarıda verilen (3. 21) ve (3. 22) eşitliklerini yeniden yazalım:

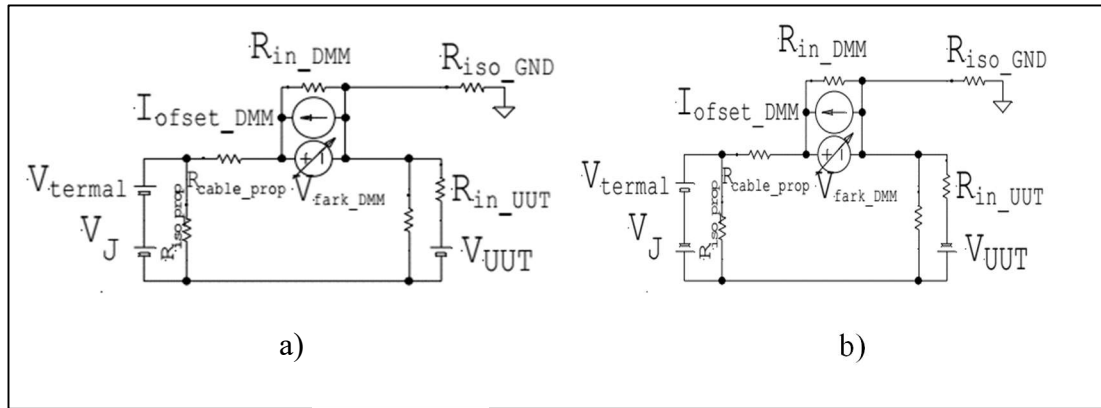
$$V_{\text{UUT}}^+ = V_J^+ + \left\{ (V_{\text{termal}} - V_{\text{fark}}) + I_{\text{offset}} \cdot \frac{R_{\text{iso_DMM_cable}}}{R_{\text{iso_DMM_cable}} + R_{\text{in_UUT}}} \cdot R_{\text{in_UUT}} \right\} \cdot \frac{R_{\text{in_DMM}} + R_{\text{in_UUT}}}{R_{\text{in_DMM}} + 2 \cdot R_{\text{in_UUT}}} \quad (3. 24)$$

$$V_{\text{UUT}}^- = V_J^- + \left\{ (V_{\text{termal}} - V_{\text{fark}}) + I_{\text{offset}} \cdot \frac{R_{\text{iso_DMM_cable}}}{R_{\text{iso_DMM_cable}} + R_{\text{in_UUT}}} \cdot R_{\text{in_UUT}} \right\} \cdot \frac{R_{\text{in_DMM}} + R_{\text{in_UUT}}}{R_{\text{in_DMM}} + 2 \cdot R_{\text{in_UUT}}} \quad (3. 25)$$

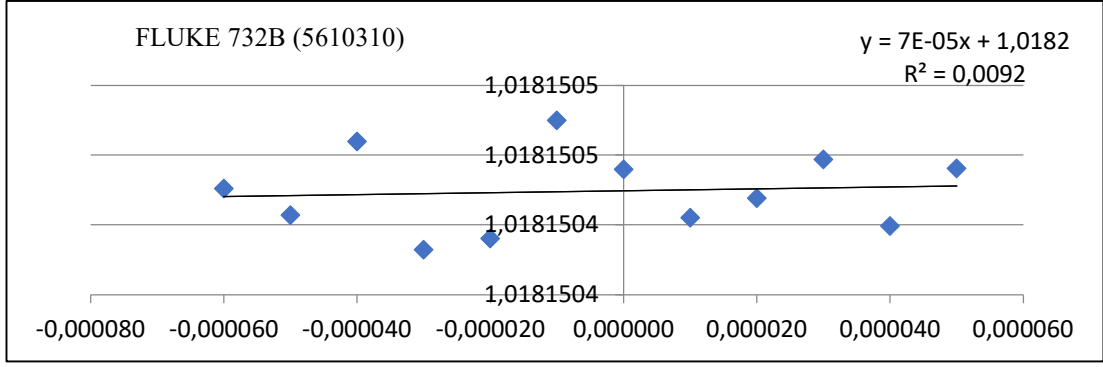
Tablo 1.1 'de verilen belirsizlikler GJGS'nın kullanıldığı durum için geçerlidir. Ancak PJGS kullanıldığında, bu bileşenlere ilaveten, ölçüm sonucunun I_{segrim} bağımlılığı da değerlendirilmelidir. Bu nedenle sonucun akım bağımlılığı parametresi I_{segrim} değiştirilerek Şekil 3. 32'deki gibi ölçüldü ve belirsizlik bütçesine eklendi. Yarı iletken gerilim standardının ve fark ölçerin gürültülerini de dahil ederek daha kapsamlı bir model fonksiyon aşağıdaki eşitlikteki gibi yazıldı.

$$V_{\text{UUT}} = \frac{V_{\text{UUT}}^+ - V_{\text{UUT}}^-}{2} = \frac{n \cdot N \cdot f}{K_{J90}} + \left\{ \delta V_{\text{termal}} + V_{\text{fark}} + \epsilon_{\text{DMM}} + \delta I_{\text{offset}} \cdot \frac{R_{\text{isoDMMcable}}}{R_{\text{isoDMMcable}} + R_{\text{inUUT}}} \cdot R_{\text{in_UUT}} \right\} \cdot \frac{R_{\text{in_DMM}} + R_{\text{in_UUT}}}{R_{\text{in_DMM}} + 2 \cdot R_{\text{in_UUT}}} + \epsilon_{\text{zener}} + m_{I_{\text{segrim}}} \cdot I_{\text{segrim}} \quad (3. 26)$$

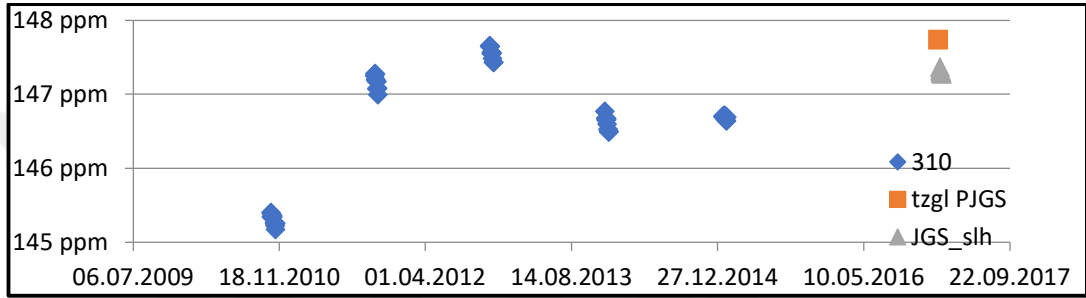
(3. 26) eşitliği ile model fonksiyondaki semboller Şekil 3. 31.'de ve Tablo 3. 5.'de ayrıntılarıyla açıklandı. Tablo 3. 5'de (GUM 2016) 'a göre ölçümün belirsizliği model fonksiyona uygun olarak hesaplandı. 5610310 seri numaralı yarı iletken gerilim standardının anma değeri olan 1,018 V'tan farkı yıllara göre Şekil 3. 33.'da verildi. Bu şekilden de görüldüğü gibi önceki senelerde alınan ölçümlerde 10 günlük bir periyotta standardın kararlılığı incelendi ve her bir ölçüm sonucu mavi renkli işaretleyici ile gösterildi. Kırmızı renkli işaretleyici ile Şekil 3. 32.'de verilen ölçümün sonucu ve yaklaşık bir hafta sonra yeşil ile Geleneksel Josephson Gerilim Standardı ile alınan ölçümün sonucu verildi. Ölçüm sonuçları cihazın kısa dönem kararlılıklarının içindedir. Bu ölçüme ait bilgisayar marifetiyle alınan veriler Ek-D'de verildi.



Şekil 3. 31. JGS ile Y.İ. GS Karşılaştırma Ölçümünün Devre Şeması Gösterimi



Şekil 3. 32. V_{UUT} Ölçüm Sonucunun $I_{segtrim}$ 'e Bağımlılığı

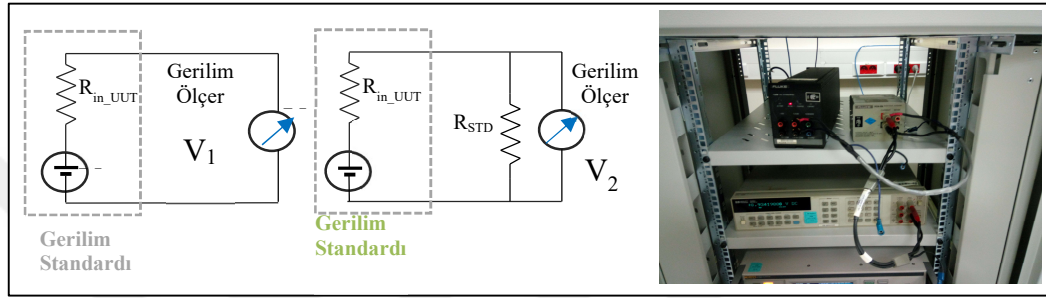


Şekil 3. 33. Ölçüm Sonucunun Karşılaştırması

Tablo 3. 5. Süper İletken Gerilim Standardı ile Yarı İletken Gerilim Standardının Karşılaştırılması

Belirsizlik Bileşenleri (Xi)	Model Fonksiyonundaki Sembolü	Tahmini Değeri (Xi)	Standart Belirsizlik u(Xi)	Olasılık Dağılım Fonksiyonu	Duyarlılık Katsayısı	Belirsizlik Katkısı u(yi)
Josephson Sabiti	K_J	483597,85 GHz/V				
± 1 . Shapiro adımındaki eklem sayısı	N	7034				
Shapiro adımının değeri	n	1				
Mikro Dalga Frekans	f	70,00000000 GHz	<0,000000010 GHz	Normal	0,014545143 V/GHz	< 0,1 nV
DMM ile ölçülen fark gerilimi	V_{fark}	9481 nV	< 10,0 nV	Dikdörtgen	1	<0,2 nV
Teller ve anahtar bloktaki termal gerilim kaymaları (@30 saniye)	δV_{termal}	0 nV	< 0,1 nV	Dikdörtgen	1	< 0,1 nV
Nanovoltmetrenin ofset akımı kaymaları (@30 saniye)	δI_{ofset}	0,00000 nA	< 0,015 nA	Dikdörtgen	~ 1000 Ω	< 15 nV
Fark ölçerin iç direnci	R_{in_DMM}	> 10 G Ω	~0,010 G Ω	Dikdörtgen	0,00 V/ Ω	< 0,0 nV
Nanovoltmetre bağlantısı boyunca izolasyon dirençleri	$R_{iso_DMM_cable}$	> 1000 G Ω	~0,010 G Ω	Dikdörtgen	0,00 V/ Ω	< 0,0 nV
Yarı iletken gerilim standardının iç direnci	R_{in_VUUT}	~ 1000 Ω	~ 0,015 Ω	Dikdörtgen	0,00 V/ Ω	< 0,0 nV
Prop çıkış kablolarının direnci	R_{cable_prop}	~ 4 Ω	~ 0,015 Ω	Dikdörtgen	0,00 V/ Ω	< 0,0 nV
Yarı iletken gerilim standardının gürültüsü	E_{zener}	0 nV	< 6,0 nV	Normal	1	< 6,0 nV
Nanovoltmetrenin gürültüsü (Bant Genişliği 0,25 Hz)	ϵ_{DMM}	0 nV	< 2,0 nV	Normal	1	< 2,0 nV
Her bir kanalın I_n ideal akımlarından farkı	$I_{segtrim}$	0,00000 nA	< 120,0 μ A	Normal	0,000007 V/A	< 0,8 nV
Ölçüm sonucunun Isegtrim bağımlılığı	$m_{Isegtrim}$	0,00007 V/A	0,0000 V/A	Dikdörtgen	0,00012 A	< 0,0 nV
Ölçüm Sonucu	VUUT	1,018150441 V	Birleşik standart belirsizlik (1 σ)			16,3 nV
Genişletilmiş Belirsizlik						< 33 nV
Genişletilmiş bağıl belirsizlik						< 32 nV/V

Şekil 3. 31’da, R_{in_UUT} sembolü ile gösterilen devre elemanı kalibre edilen yarı iletken gerilim standardının iç direncidir. Yarı iletken gerilim standartlarının ‘10 V’ çıkışlarının iç direnci 0Ω ’a yakın iken ‘1,018 V’ çıkışlarının iç direnci $1 k\Omega$ civarındadır. Bu artık devre parametresi, değeri kabaca bilinen $1 k\Omega - 10 k\Omega$ arasında değişen bir direnç kullanılarak, Şekil 3. 34’de gösterilen iki ölçüm sonucundan Eşitlik (3. 27) ile kolayca elde edilebilir. Eşitlik (3. 26)’den görüleceği gibi δI_{offset} akımının etkisi gerilim standardının iç direnci ile orantılı olarak artacaktır.



Şekil 3. 34. Gerilim Standardının İç Direncinin Belirlenmesi

$$R_{in_UUT} = R_{STD} \frac{(V_1 - V_2)}{V_2} \quad (3. 27)$$

Şekil 3. 32’de verilen ölçümlerin A tipi belirsizliğinin $10 nV$ civarında olduğu hesaplandı (Bknz Ek-D). Bu belirsizlik (Pöpel 1992)’de verilen toplam belirsizlikten biraz daha fazla bulundu. Bu farkın nedeni araştırıldı: Gerilim ölçerin (voltmetrenin) Ioffset kararlılığı $1 k\Omega$ direnç kullanılarak ölçüldü. Bu direnç voltmetre girişlerine paralel bağlandı. Her on ölçüm için gerilim ortalaması alındı ve birbirini takip eden ortalama ölçüm çiftleri birbirinden çıkarıldı. Sonuç $1 k\Omega$ ’ya bölündü ve ofset akım kararlılığının $15 pA$ olduğu bulundu. Bunlara ek olarak nanovoltmetre bant genişliği (Pöpel 1992)’te verileden biraz daha fazladır. Ölçüm devresinin giriş direnci ve bant genişliği dikkate alındığında, DVM’nin gürültüsüne bağlı olarak verilen belirsizliğin (Pöpel 1992)’den daha büyük olduğu tahmin edildi. Yarıiletken Gerilim Standardının gürültüsünün (Pöpel 1992) ile aynı olduğu varsayıldı. Herhangi bir kazanç düzeltmesi uygulanmadığından, V_{diff} belirsizliğinin $20 \mu V/V$ olduğu varsayıldı. Daha iyi belirsizlik, EM N11 veya Keithley 2182 / HP34420 olan nanovoltmetreler kullanılarak elde edilebilir. Benzer cihazların (Pöpel 1992)’de de kullanıldığı tahmin edilmektedir. Elde edilen belirsizlik, Yarıiletken Gerilim Standardının haftalık kararlılığından daha iyi olduğu için bu ölçüm için elde edilen belirsizlik yeterlidir.

3.2.2. IADC'nin dinamik kalibrasyonu

Şekil 3. 2'deki sistem kullanılarak IADC'nin dinamik kalibrasyonu gerçekleştirildi. Dinamik ADC karakterizasyonu çoğunlukla durağan olmayan koşullar altında bir ADC'nin kazancı anlamına gelmektedir (60748-4-3, 2006). (Espel, Poletaeff ve Bounouh 2009)'deki ölçümler, farklı örnekleme koşullarının tek tonlu uyarın altında bile IADC'nin kazanç hatasının etkilediğini göstermiştir. Sonuç olarak, IADC'nin dinamik koşullar altında karakterizasyonu, bu ADC AC işaretlerin karakterizasyonunda kullanılacağı zaman önemlidir. Bu bölümde, geleneksel standartlar yerine PJGS kullanılarak (Espel, Poletaeff ve Bounouh 2009)'deki ile benzer örnekleme koşulları altındaki kazanç değişimi araştırıldı.

Yüksek hassasiyetli (çözünürlüklü) ADC'lerin kazancı, frekans içeriğine bağlıdır (IEC-60748-4-3 2006). Sinüsün basamak yaklaşımının spektrumu saf değildir ve bu kirliliğin hem frekansı hem de genliği, adım sayısına bağlıdır. Örnekleme frekansının (f_s) başka bir deyişle basamak sayısının etkisini anlamak için ölçümler alındı. Kuantum işaretinin frekansı ise (f_m frekansı) 1 Hz'den 500 Hz'ye değiştirildi. İntegrasyon süresi, (K. W. Ihlenfeld 2001)'te verilen üç integrasyon zamanı (T_i) aralığını ve Q-Wave karşılaştırmasında (J. a. Nissila 2016) daha önce kullanılan T_i parametrelerini kapsayacak şekilde seçildi (Bknz. Ek-B).

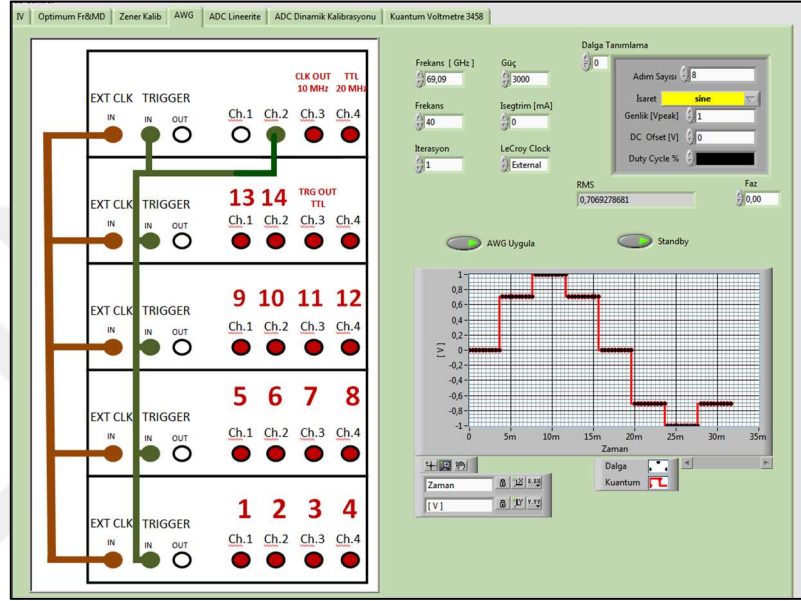
Statik kazanç ile dinamik kazanç arasındaki fark, belirli koşullar için karakterize edildiğinde, bu fark değeri kararlı ise düzeltme için kullanılabilir. Bu motivasyon ile kazanç farkı farklı örnekleme koşulları için aşağıdaki gibi incelendi.

3.2.2.1. Ölçümlerin alınması

Her bir dinamik kalibrasyon öncesinde Şekil 3. 2'de verilen tetikleme işaretlerini dağıtan DAC kapatılarak ADC'nin statik kalibrasyonu ve marjın kontrolü önceki bölümde anlatıldığı gibi yapıldı. Üretilen dalganın kuantum olduğundan emin olunduktan sonra 5. DAC da açılarak Kuantum dalga uygulandı. Her dinamik ölçüm sonrasında marjın kontrolü tekrarlandı. Kauntum Dalgaların Seçimi için Şekil 3. 35 verilen grafik arayüz tasarlanarak kullanıma alındı.

Bazı ölçümlerde PJGS'den tetikleme işareti alınarak ölçüm başlatıldı, bazılarında ise işaret seviyesindeki değişimle ölçüm başlatıldı her iki durumda da ölçüm sonucunda

bir değişiklik gözlenmedi. Ölçüm sisteminin basitliği için çoğu ölçümde seviye tetiklemeli ölçüm başlatma tercih edildi. IADC, seviye tetiklemeli durumda kullanıldığında gecikmesi en çok 700 ns olarak beyan edilmiştir (Agilent Technologies 2000). Be gecikme, 20 kHz frekans ve altındaki basamak değişim hızlarında, ölçümleri etkilememektedir. Bu ölçümlerde faz belirlenmediği için, seviye tetikleme ile ölçümü başlatma, ölçüme herhangi bir olumsuzluk getirmedi.



Şekil 3. 35. Dinamik Kalibrasyon İçin Rastgele Dalgaların Seçimi

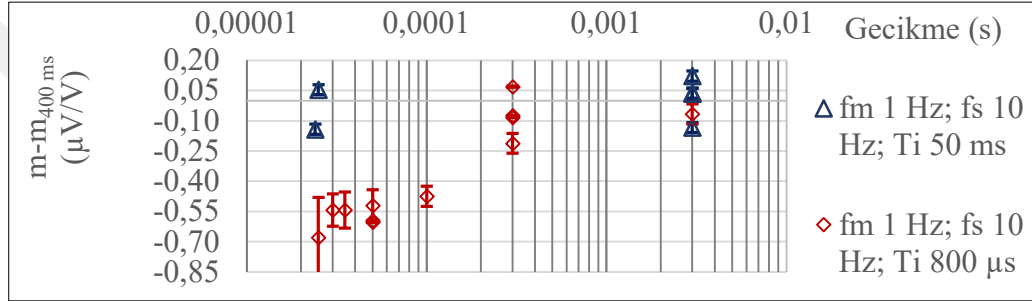
Normalde ofsetten kurtulmak için kullanılan IADC'nin otomatik sıfırlama işlevi (AZERO), dinamik kazanç ölçümlerinde kapatıldı, ancak bu işlev her ölçümden önce bir kez etkinleştirildi. “3.2.1. Statik ADC karakterizasyonu” Bölümünde, periyot başına kazanç belirlemenin yavaş değişen ofset gerilimlerine karşı bağışıklığı olduğu gösterildi.

Tetiklemeden sonra 100 ns'nin katları olan gecikme, alınan ölçümlerin kuantum adımında olmasını sağlamak için verildi. Gecikmeden sonra, her kuantum adımı başına bir ölçüm alındı.

Gecikmenin etkisini anlamak için dinamik kazanç m, PJGS'den 1 Hz frekansında 10 adımlı sinüs işareti ürettilererek ve tetiklemeden sonra farklı gecikmeler eklenerek ölçüldü. Ölçümler Dewar içindeki farklı helyum yüksekliklerinde farklı günlerde

gerçekleştirildi. Helyum yüksekliğinin akım marjınlarını etkilediği ve marjınların de bir adımdan diğesine geçiş süresini etkilediği bilinmektedir (J. Lee, ve diğeri 2009).

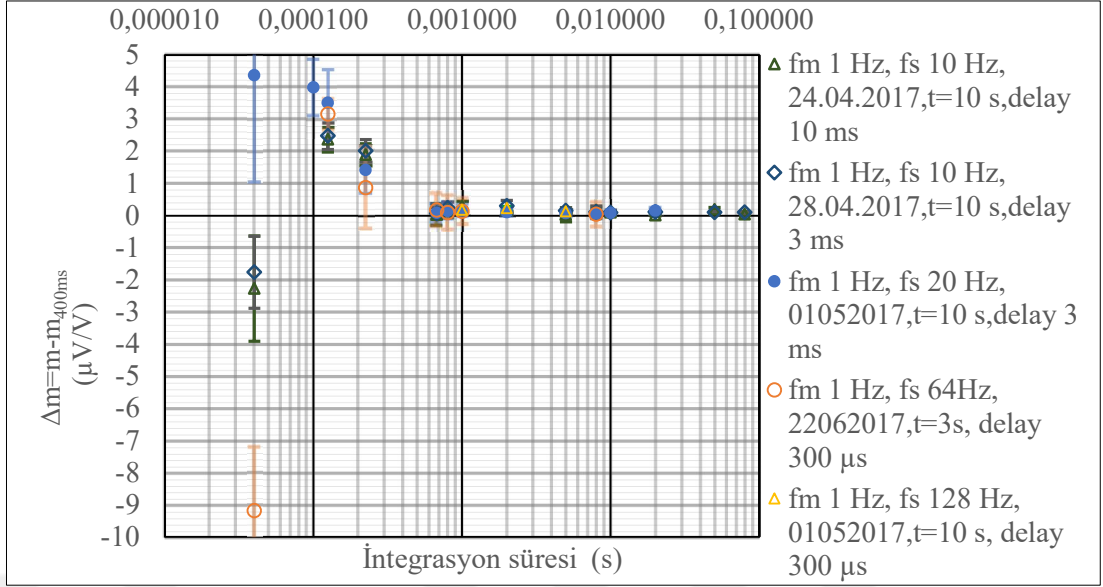
Elde edilen ölçümler, Şekil 3. 36'da sunuldu. Şekil 3. 36'da görülen ölçümler, 30 periyottan oluşan dinamik ortalama kazanç ile statik kazancın farkı alınarak hesaplandı. Yaklaşık 30 periyodun Allan varyansının çoğunlukla minimum değeri gösterdiği gözlemlendi. 30 Periyodun Allan varyansı, Şekil 3. 36'de hata çubukları olarak gösterilen A tipi belirsizliktir. Şekil 3. 36'da verilen sonuçlar, küçük integrasyon süreleri ve büyük integrasyon süreleri için 300 μ s'lik gecikmenin ADC'nin kısa süreli statik kararlılığı içinde sonuç verdiğini belirtmektedir (Bknz. Şekil 3. 29).



Şekil 3. 36. Gecikmenin Statik-Dinamik Kazanç Farkına Etkisi

Şekil 3. 37'de ADC'nin integrasyon zamanının etkisini araştırmak için elde edilen ölçüm sonuçları sunuldu. Bu ölçümler için gecikme süresi en az 300 μ s seçildi. PJGS sistemi tarafından periyod başına farklı adımlarla 1 Hz'lik bir işaret (fm: 1 Hz) üretildi, bunun sonucunda ölçümler IADC'nin farklı örnekleme frekansları (fs) ile gerçekleştirildi. Kazanç, farklı integrasyon süreleri için ölçüldü ve statik kazançtan dinamik kazancın farkı Şekil 3. 37'de sunuldu.

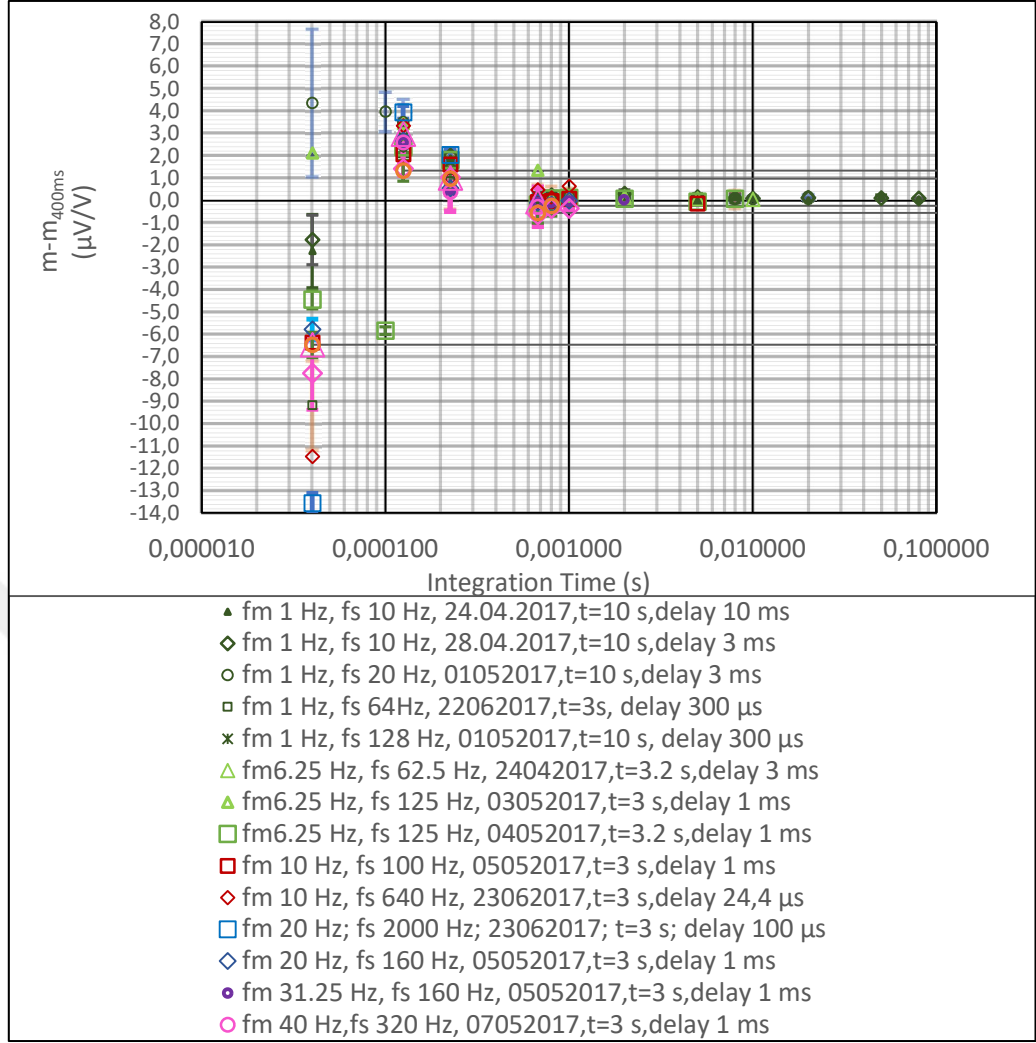
Şekil 3. 37'de, referans olarak yarı iletkenlere dayanan geleneksel gerilim standartları kullanılarak alınan ölçümlerle benzer sonuçlar elde edildi (Espel, Poletaeff ve Bounouh 2009), 100 Hz'den düşük örnekleme frekansları için). Sadece 40 μ s integrasyon süresindeki ölçümler (Espel, Poletaeff ve Bounouh 2009) ile uyuşmadığı gözlemlendi. İntegrasyon süresi 40 μ s olduğunda dinamik kazancın statik kazançtan farkının, farklı örnekleme koşullarına göre Şekil 3. 37'deki gibi sabit olmadığı görüldü.



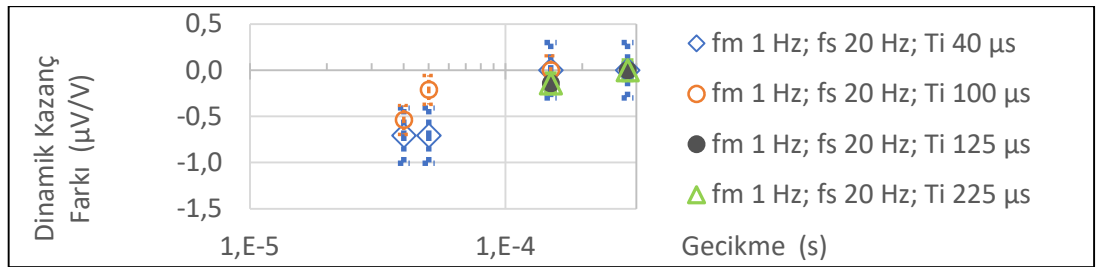
Şekil 3. 37. İntegrasyon Süresinin Dinamik Kazanca Etkisi

İşaret frekansının örnekleme ölçümlerine etkisini araştırmak için PJGS standardının frekansı değiştirildi. 2,2 kHz'den düşük örnekleme frekansları için ölçüm sonuçları Şekil 3. 38'de farklı örnekleme oranları (fs / fm) için sunuldu. Şekil 3. 38'de görülen hata çubukları 3 s'lik ölçüm aralıkları için 2σ (%95 kapsama aralığı), A tipi belirsizliğidir. Özellikle 1 ms'den daha uzun integrasyon zamanlarında Δm ile frekans arasında güçlü bir tekrarlanabilirlik vardır. Daha yüksek frekansların ölçüldüğü 1 ms'den az integrasyon sürelerinde, frekansa bağlı tekrarlanabilirlik daha zayıftır. Bu integrasyon süreleri için daha yüksek fm ve fs frekanslarında daha fazla ölçüm alındı.

İşaret frekansının artırılması, gecikmelerin kısaltılmasını gerektirir. İlk olarak, küçük integrasyon süreleri için gecikmenin etkisi incelendi. Bu inceleme için, PJGS'den 1 Hz frekansında işaret uygulandı ve IADC ile farklı gecikme süreleri verilerek örneklendi. 300 μs gecikme için tespit edilen kazanç ile daha küçük gecikmeler arasındaki kazancın farkı Şekil 3. 39'da gösterildi. Şekilde görülen hata çubukları, 3 sn ölçüm aralıklarında elde edilen Allan Varyanslardır (1 σ tip A belirsizliği). Şekil 3. 39'daki ölçümler, kazanç farkının küçük integrasyon zamanlarındaki küçük gecikmelerden etkilendiğini göstermektedir. Bunun nedeni, IADC'nin iç devrelerinin küçük integrasyon zamanlarındaki geniş bantlı transfer fonksiyonu ile ilişkili olabilir.

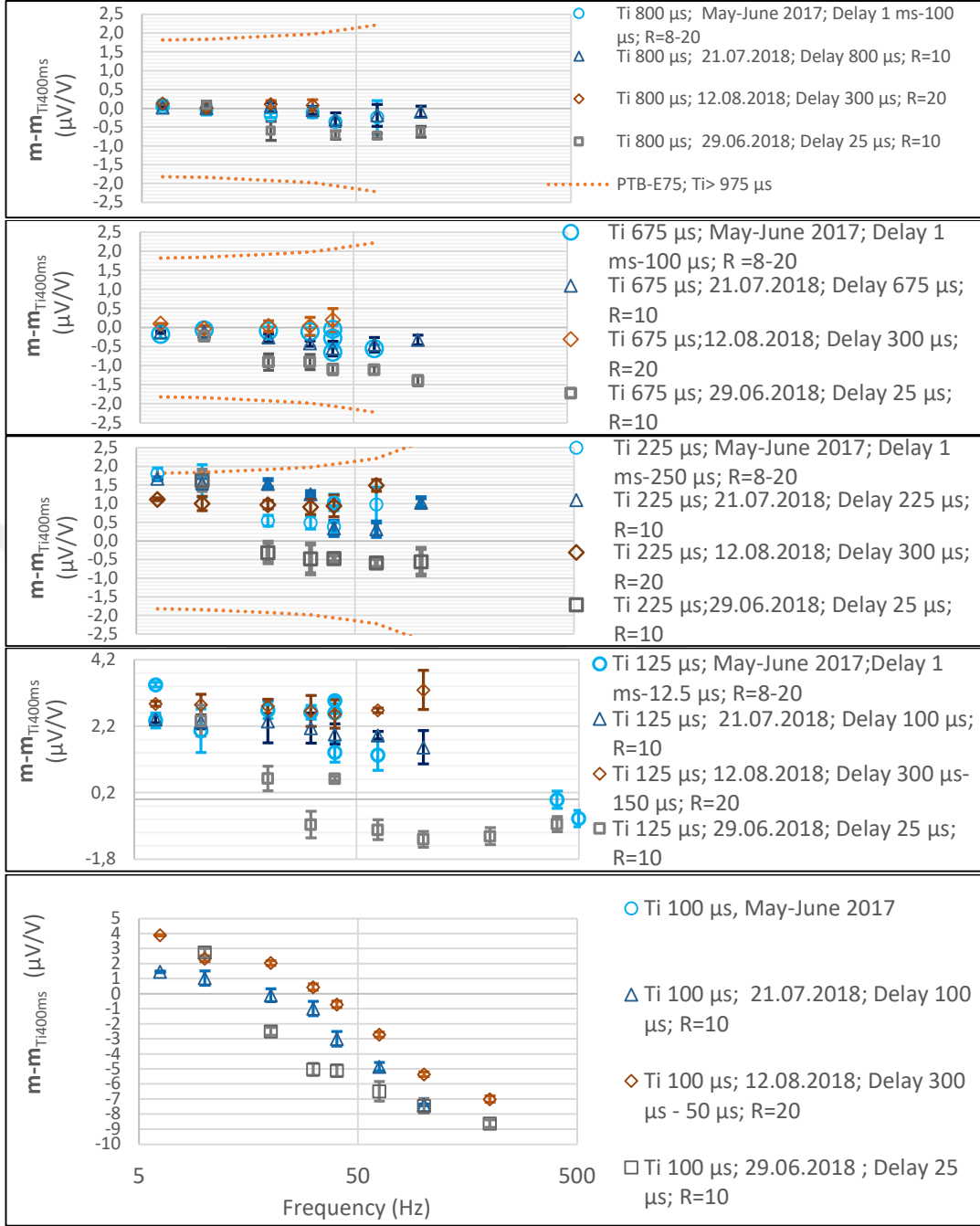


Şekil 3. 38. İşaret Frekansının Dinamik Kazanç Etkisi



Şekil 3. 39. Küçük İntegrasyon Sürelerinde Gecikmenin Etkisi

Farklı integrasyon süreleri için kazanç farkının (Δm) frekans bağımlılığı Şekil 3. 40'da gösterildi. Her integrasyon süresi farklı grafiklerde gösterildi. Bu grafiklerde etiketlerdeki R,örnekleme oranıdır ($R=fs/fm$). Ayrıca, gecikmeler ve ölçüm süreleri de verilen etiketlerde gösterildi.



Şekil 3. 40. Küçük İntegrasyon Sürelerinde Kazancın Frekans Bağımlılığı

Grafiklerde sunulan ölçümler, küçük integrasyon zamanları için, integrasyon süresi sabitken, örnekleme oranı ve zaman içindeki kaymaların aksine gecikmelerin, dinamik ve statik kazanç arasındaki farkı etkilediğini gösterdi. Grafiklerde gösterilen turuncu renkli kesikli çizgiler, daha önce (K. W. Ihlenfeld 2001)'te, daha uzun integrasyon süreleri (975 μs 'den uzun) ve 1 Vrms için hesaplanan 2 σ (%95 kapsama aralığı) belirsizlikleridir.

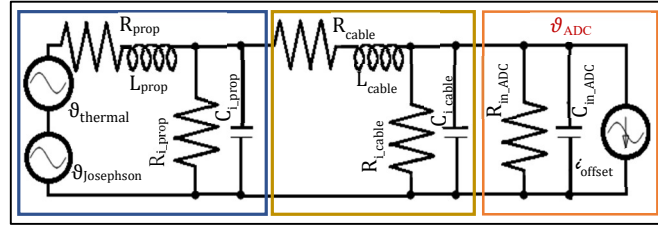
3.2.2.2. Kaçak devre elemanlarının ve gürültünün ölçüm sonucuna etkisi

Ölçüm düzeneğinden kaynaklanan belirsizlikleri daha iyi tahmin etmek için eşdeğer ölçüm devresi ve gürültü kaynakları değerlendirildi. Şekil 3. 41'deki gibi ölçüm düzeneğinin eşdeğer elektrik devresi oluşturuldu. Mavi dikdörtgen içinde verilen devre elemanlarıyla, Josephson devresi temsil edildi. R_{i_prop} ve C_{i_prop} prop boyunca izolasyon direnci ve kapasitans, L_{prop} ve R_{prop} ise prop boyunca seri indüktans ve direnç, $\vartheta_{thermal}$ ise gerilim çıkışındaki termal gürültüdür. Kahverengi dikdörtgen ile PJGS ile ADC arasındaki kablonun iletim hattı temsil edildi. Burada R_{i_cable} ve C_{i_cable} kablonun izolasyon direnci ve kapasitansı, L_{cable} ve R_{cable} seri indüktans ve kablonun direncidir. Turuncu dikdörtgen ADC'nin eşdeğer giriş devresidir. R_{in_ADC} ve C_{in_ADC} , ADC'nin giriş direnci ve sığasıdır. i_{offset} , ADC'nin ofset akımlarını temsil eden bir akım kaynağıdır.

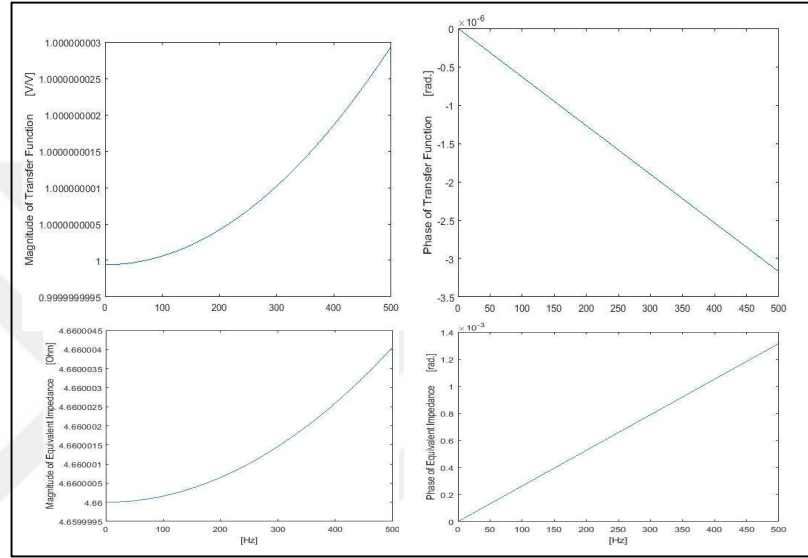
İki telli iletim hatlarının kapasitans ve indüktans parametreleri, içine yerleştirilmiş empedans analizör seçeneği olan faz kilitlemeli yükselteç kullanılarak, en az %10 doğrulukla ölçüldü. ADC'nin devre parametreleri (Rietveld 2004)'de olduğu gibi tahmin edildi. Her iki iletim hattının izolasyon dirençleri "3.1.2.2.Düşük frekans iletim hattı"de açıklanan yöntem kullanılarak ölçüldü. İletim hatlarının seri dirençleri bir multimetre kullanılarak ölçüldü. ADC'nin terminallerindeki giriş gerilimi, ADC'nin giriş düğümü, Şekil 3. 41'de gösterildiği gibi ϑ_{ADC} ile gösterildi. Eşitlik (3. 28)'de T_{Joseph} ile gösterilen transfer fonksiyonu, ϑ_{Joseph} ve ϑ_{ADC} ile gösterilen kuantum gerilimi arasındaki ilişkidir. İdeal durumda T_{Joseph} 'ın değeri 1 V/V'dir. Aynı transfer fonksiyonu, yavaşça değişen termal gürültü olan $\vartheta_{thermal}$ için de geçerlidir. Ayrıca, ADC'lerin giriş ofset akımları, eşdeğer empedans Z_{in_eq} ile orantılı olarak ϑ_{ADC} gerilimini etkilemektedir. Bu etki (Rietveld 2004)'de tarif edildiği gibi 'pompalama akımlarını' da içeren i_{offset} ile gösterildi. Bu ilişkiler (3. 28)'deki Eşitlikle tanımlandı.

$$\vartheta_{ADC} = \vartheta_{Joseph} \cdot T_{Joseph} + \vartheta_{thermal} \cdot T_{thermal} + i_{offset} \cdot Z_{in_eq} \quad (3. 28)$$

T_{Joseph} transfer fonksiyonu ve eşdeğer empedans Z_{in_eq} , devre teoremleri kullanılarak hesaplandı ve Şekil 3. 42'deki grafikte frekansa bağlı olarak sunuldu. Bu grafikleri hesaplamak için kullanılan denklemler ve değişkenler Ek-D'de verildi.



Şekil 3. 41. IADC'nin Dinamik Ölçümleri İçin Ölçüm Devresi



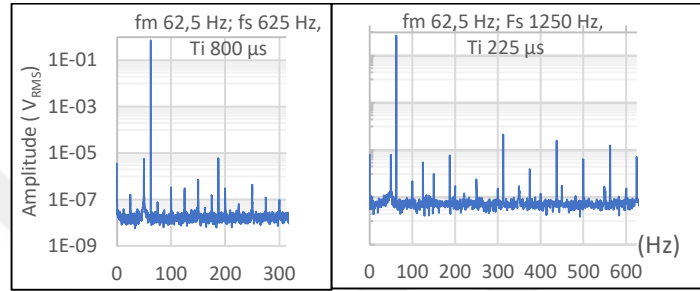
Şekil 3. 42. IADC'nin PJGS ile Kalibrasyonunda Frekansa Bağlı Olarak T_{Joseph} ve Z_{in_eq}

Şekil 3. 42'de sunulan sonuçlar, transfer fonksiyonunun (T_{Joseph}), ilgilenilen frekans bandı için, etkisinin $0.02 \mu V/V$ 'den daha az olduğunu gösterdi. (Rietveld 2004) dikkate alındığında i_{offset} 15 pA alınabilir. Hesaplanan Z_{in_eq} dikkate alındığında, i_{offset} 'in etkisi 1 Hz frekansının altında ~ 100 pV'dir. $\vartheta_{thermal}$ genliğinin, 1 Hz altındaki frekanslarda ve 300 nV civarında olması beklenir.

Gürültülerin bu genlikleri ve Persaval teoremi göz önüne alındığında, gürültülerin teorik değer genliği üzerindeki etkisi, sonuçlar örneklere RMS formülü uygulanırken bulunduğu neredeyse ihmal edilebilir ve fft uygulanırken ise çok daha azdır. Oda sıcaklıklarında hesaplanan Z_{in_eq} için termal gürültü, 1 Hz bant genişliği için 0,2 nV ve 5000 Hz bant genişliği için 40 nV'tur.

3.2.2.3.Ölçülen spektrumun değerlendirilmesi ve dinamik kazancın tahmini

PJGS ile alınan IADC'nin örneklerinden spektrum hesaplandı ve Şekil 3. 43'te görüldüğü gibi harmonik bozulma ve diğer kirliliklerden oluşan saf olmayan bir spektrum elde edildi. Spektrum kirliliklerinin genlikleri, sabit örnekleme oranı için fm frekansından bağımsız olarak hemen hemen aynı harmoniklerde olduğu görüldü. Bunun teorik arka planını anlamak için başlangıçta PJGS'nin referans frekans spektrumu tahmin edildi.



Şekil 3. 43.IADC Örneklerinin fft'si ile Elde Edilen Spektrum

Basamak yaklaşımı sinüslerin tahmini için geleneksel yaklaşım, saf sinüslerin örneklenmesine ve örnekle ve tut devresinin transfer fonksiyonunun uygulanmasına dayanır (COŞKUN 2004). Böyle bir yaklaşım, kuantalamanın doğrusal olduğunu ve gürültüsünün spektrum boyunca eşit olarak yayıldığını varsayar. SİT'yi çalıştırırken, tek eklemli segmentleri ± 1 Shapiro'da sadece bir eklem ile çalıştırmak zordur. Bu nedenle, algoritmanın yardımıyla bu eklem ± 1 Shapiro adımlarında kullanılmadı ve dinamik ölçümler için kuantalama adımı (ΔV_{step}) $292 \mu\text{V}$ civarında oldu. Sonuç olarak, RMS formülü kullanılarak hesaplanan etkin değer belirsizliği, açıklanan örnekleme durumu için (3. 29) 'da verildiği gibi bu yaklaşım kullanılarak yaklaşık $80 \mu\text{V}$ 'dur. Bu varsayım çok fazla kuantalama hatası getirir.

$$V_{\text{quantization}} \cong \sqrt{\frac{(\Delta V_{\text{step}})^2}{12} \cdot \frac{f_s - 2 \cdot f_m}{f_s}} \quad (3. 29)$$

PJGS spektrumu ayrıca (3. 30) 'de verilen denklem kullanılarak, basamak yaklaşımı sinüsün adımlarını oluşturan basamakların spektrumlarının toplamıyla da tahmin edilebilir. Referans spektrumun bu şekilde tahmini aynı zamanda adım adım yaklaşan rastgele şekilli dalgaların referans spektrumunu tahmin etme fırsatı verir. $V_j(n)$ n'inci

kuantum gerilim adımıdır, k bir tamsayıdır ve f_{cut} ölçüm sisteminin bant genişliğidir, T_s örnekleme frekansının periyodudur. f_{cut} frekansı ve k ideal durumda sonsuzdur.

$$V_J(f) = \sum_{n=1}^{step} \sum_{f=-f_{cut}}^{f_{cut}} V_j(n) \cdot e^{-j\pi f(2n-1)T_s} \cdot \text{sinc}(\pi f T_s) \cdot \delta(f - k \cdot f_m) \quad (3. 30)$$

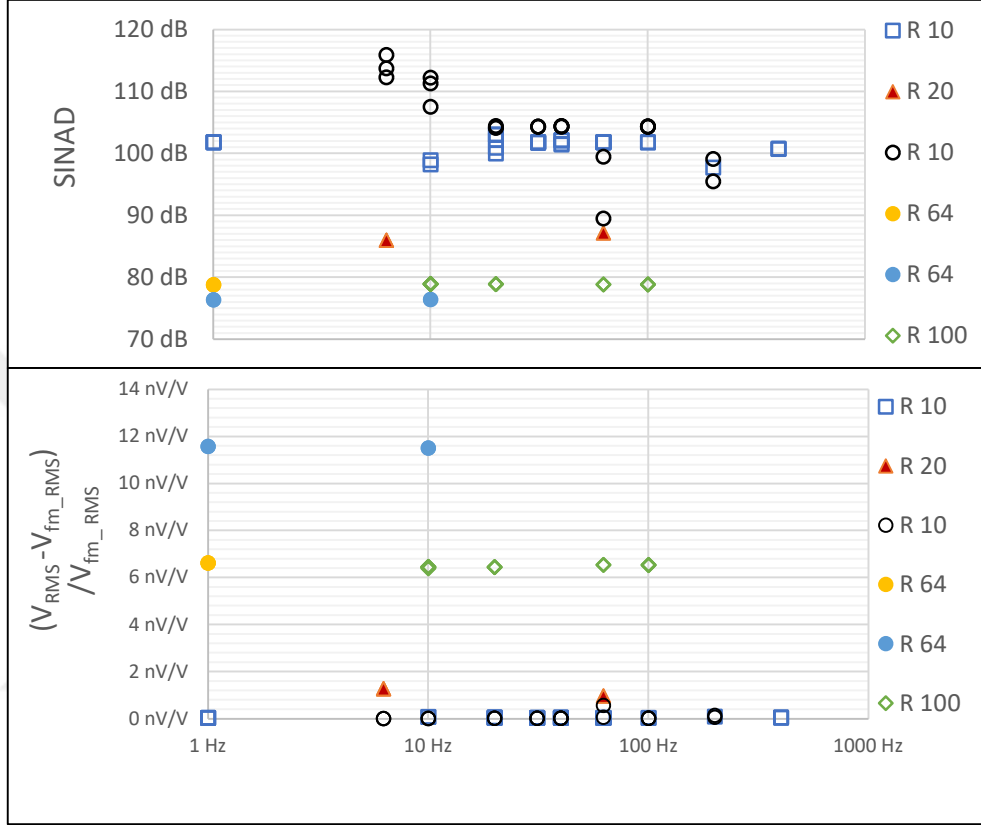
PJGS'nin spektral içeriği, (3. 30)'den anlaşılacağı gibi saf değildir. PJGS çıkışı katlanma gürültüsünü önleyen filtre (anti aliasing) ile filtrelendiğinde ve bu filtreden en az iki kat daha hızlı örnekleme frekansına sahip geniş bant ADC ile örneklendiğinde, (3. 30)'de verilen spektrum gözlemlenir. Ancak, örnekleme frekansının, yukarıda açıklanan ölçüm prosedüründeki gibi PJGS'nin örnekleme frekansına eşit olduğu IADC kazanç kalibrasyonunda durum böyle değildir.

Başka bir yaklaşım kuantum örneklerine ve multimetreden elde edilen örneklere fft uygulanmasıdır ve bu yaklaşım (Ihlenfeld, Mohns, ve diğerleri 2005) ile aynıdır. Bu yaklaşımda, PJGS'nin örnekle ve tut davranışı ile benzer şekilde davranan ADC'nin integrasyonu davranışı nedeniyle herhangi bir düzeltme uygulamak gerekli değildir. Bu yaklaşım dinamik kazanç hesaplamaları için bu çalışmalarda da kullanıldı.

Şekil 3. 43'te görüldüğü gibi, bazı spektrum çizgileri ana frekansa bağlıdır. Ayrıca bu spektrum çizgileri, (3. 30)'de tanımlanan spektrum içeriğini içermez. Ayrıca, saf sinüslerin kullanıldığı (Nissila, ve diğerleri 2016) 'te yapılan karşılaştırmada, aynı IADC kullanılarak alınan ölçümlerde f_s frekansı f_m 'den 10 kat büyük seçildi ve 2. harmonik bozulma çizgisinin genliği çok küçüktür ve tek harmonikler ihmal edilebilir düzeydedir. Bütün bunlar bize, IADC'nin PJGS ile elde edilen ölçümlerde, tek harmoniklerde gözlemlenen harmonik bozulmayı üretmediğini göstermektedir. Safsızlıkların nedeni esas olarak PJGS'nin kuantizasyon gürültüsü, (K. W. Ihlenfeld 2001)'te simüle edildiği gibi olabilir.

Her türlü kirlilik miktarı, IADC ile alınan sinüs örneklerine f_m frekansında üç parametrelili sinüs uydurma ve SINAD ölçümleri için (IEEE1057 2017)'de açıklandığı gibi, uydurulan parametrelerle hesaplanan sinüsün ölçülen örneklerden çıkarılmasıyla hesaplandı (Eşitlik (2. 43) ve (2. 44) 'deki gibi). IADC örneklerinden fft/sinüs-uydurma ile genlikler hesaplandığında safsızlıklardan gelen toplam belirsizlik Şekil 3. 44'de alttaki grafikte gösterildi. Bir önceki paragrafta tartışıldığı gibi spektrum safsızlıkları örnekleme oranına bağlı olarak değiştiği için, Şekil 3. 44'de farklı

örnekleme oranları için hesaplandı. Bu şekilde ‘ V_{RMS} ’ RMS formülü ile hesaplanmaktadır ve V_{fm_RMS} 3 parametrelili sinüs uydurma algoritması ile uydurulan sinüs dalgasının etkin değeridir. Şekil 3. 44, kirliliklerin ölçülen spektrumdaki genliğe olan etkisinin ihmal edilebilir olduğunu gösterdi.



Şekil 3. 44. Ölçümlerdeki Bozulma ve Gürültünün Miktarı

IADC örneklerinden hesaplanan RMS değer ile, kuantum örneklerinden hesaplanan RMS değer oranlandığında, (3. 20) Eşitliği ile tanımlanan kazanç uydurma ile aynı sonuç elde edildi. Sonuçlara ADC'nin girişindeki filtresinden kaynaklanan herhangi bir düzeltme uygulanmadı, bunun yerine giriş filtresini de içeren düzeltme ölçülmeye/belirlenmeye çalışıldı. Temel frekansın ölçülen spektral içeriğinin temelde kuantum spektral içeriğiyle oranlanması mümkündür ve (3. 20)'de tanımlananla aynı sonuçları verir. Dinamik kazanç m (3. 31) 'de olduğu gibi tanımlanabilir. (3. 31)'deki \mathcal{S}_{ADC_S} , ADC'nin örneklerinin DFT veya RMS formülü veya sinüs uydurma kullanılarak değerlendirilmesinden elde edilen AC gerilimdir. \mathcal{S}_{ADC} 'nin değerlendirilmesinde de kuantum örneklere \mathcal{S}_{ADC_S} ile aynı yöntem uygulanarak elde edilmelidir.

$$m = \frac{\vartheta_{ADC_S}}{\vartheta_{ADC}} = \frac{\vartheta_{ADC_S}}{\vartheta_{Joseph. T_{Joseph.} + \vartheta_{thermal} T_{thermal} + i_{offset} Z_{in_eq}}} \quad (3. 31)$$

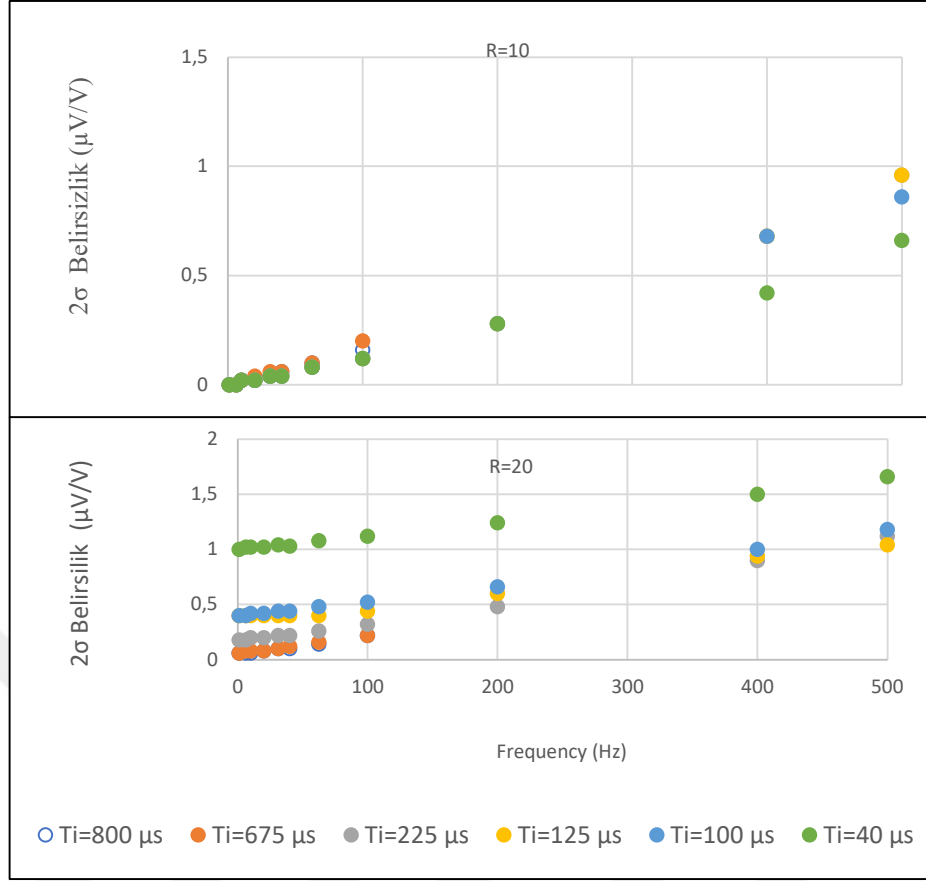
3.2.2.4. Statik ve dinamik IADC kazançları için belirsizlik değerlendirmesi ve kuantum standartlarına izlenebilirlik oluşturma

PJGS'nin üstünlüğü, gürültü bağışıklığı ve bir kuantum adımdan diğerine hızlı geçişidir. Bu PJGS'nin doğasıdır. PJGS ile statik kazanç belirlendiğinde (3. 20)'den anlaşılabilir gibi, kullanılan ADC'nin ofset akımlarından ve sistemin termal gerilimlerinden kaynaklanan belirsizlik katkısını azaltır.

(K. W. Ihlenfeld 2001)'deki model fonksiyonlar, (3. 31)' de verilen ϑ_{ADC_S} 'nin belirsizliklerini hesaplamak için kullanıldı. Şekil 3. 2'de verilen Alıcı-verici sisteminin sonundaki titreşim (jitteri) ~ 300 ps olarak ölçüldü ve bu bölümdeki hesaplamalarda 500 ps olduğu varsayıldı. (W. G. Ihlenfeld 2001)'de kullanılan yarı iletken DAC'nin gürültü kaynaklarının, bu bölümde ve (3. 28)'deki denklemde tartışıldığı gibi ihmal edilebilir büyüklüktedir. (W. G. Ihlenfeld 2001) ve (Ihlenfeld, Mohns, ve diğerleri 2005)'de tanımlanan δ_{REF} , δ_{LIN} , δ_G , δ_{RES} belirsizliklerinin PJGS ile karakterize edilen genlikle ilgili belirsizlikler olduğu için bu değerlendirmede 0 olduğu varsayıldı. İdeal sinüs uyararı altında çoğunlukla 1 periyot için, zamanlama titremesinden (jitter) kaynaklanan 2σ belirsizlikleri hesaplanarak Şekil 3. 45'te gösterildi. Bu belirsizlikler, Şekil 3. 38'de gösterilen ölçümlerin Allan Varyansı alınarak hesaplanan A tipi belirsizlikler ile uyumludur ve düşük frekanslarda daha da küçüktür.

Bu bölümde yapılan çalışmalar ile belirsizlikleri değerlendirmek için bir örnek Tablo 3. 6'de $T_i = 800 \mu s$ için 100 Hz frekansında verildi. Sonuç olarak, “3.2.1. Statik ADC karakterizasyonu” ve “3.2.2. IADC'nin dinamik kalibrasyonu” bölümlerinde tanımlandığı gibi kalibre edilen IADC ile ölçülen herhangi bir dalga formu, Eşitlik (3. 32) kullanılarak yeni SI ile ilişkilendirildi. Bu eşitlikte ϑ_{UUT} kalibre edilen gerilim kaynağının AC gerilimidir. Böyle bir ölçüme ait belirsizlik de Tablo 3. 6'daki gibi tahmin edildi.

$$\vartheta_{UUT} = \frac{\vartheta_{ADC_S}}{m} = \frac{\vartheta_{ADC_S}}{m_{400ms} + \Delta m} \quad (3. 32)$$



Şekil 3. 45. İki Farklı Örnekleme Oranı İçin Jitter'den Kaynaklanan Belirsizlik

Tablo 3. 6. T_i 800 μ s ve fm 100 Hz İçin Belirsizliğin Değerlendirilmesi ve Literatürdeki Benzer Ölçümlerin Belirsizliği ile Karşılaştırılması

Sembol	Belirsizlik Değerlendirmesi		Literatür		
	Belirsizlik Katkısı	Toplam Belirsizlik	(Pöpel 1992)	(K. W. Ihlenfeld 2001)	(Espel, Poletaeff ve Bounouh 2009)
V_{UUT_i} (INL type A)		120 nV	1 μ V	0.5 μ V	
m_{400ms}		<35 nV/V			
$T_{josephson}$ (@100 Hz)	<2 nV/V				
$v_{thermal}$ (@100 Hz)	0 nV/V				
i_{Offset} (@100 Hz)	0 nV/V				
v_{ADC_s} (type A)	<250 nV/V				
impurities in frequency spectrum	<20 nV/V				
jitter	220 nV/V				
Gecikme/oturma zamanı	750 nV/V				
v_{ADC_s}		<821 nV/V		2.7 μ V/V	<2 μ V/V
m (@100 Hz; T_i 800 μ s)		<821 nV/V			
Δm		<822 nV/V			

3.2.2.5.Sonuç

Bu bölümde PJGS dinamik ADC kalibrasyonunda kullanıldı. Kaçak devre elemanları ve gürültüleri içeren ölçümlerin model fonksiyonları elde edildi. Ölçümlerin belirsizlikleri elde edilen model fonksiyonlar aracılığıyla değerlendirildi. Daha önce (Pöpel 1992), (Espel, Poletaeff ve Bounouh 2009) ve (K. W. Ihlenfeld 2001) 'de ölçülen IADC'nin statik ve dinamik karakterizasyon belirsizlikleri, Tablo 3. 6'da kıyaslandı ve referans olarak PJGS kullanıldığında bu belirsizliklerin iyileştirilebildiği gösterildi. Ödünç alınan ve kullanılan SİT 1 V'tur. Verilen bağıl belirsizlikler 1 V'de bile literatürdekilerden daha azdır ve 10 V SİT ile daha da az olması beklenir.

Statik ve dinamik kazanç arasındaki fark olan kazanç farkı Δm parametresi kuantum doğruluk ile uzun bir süre için ölçüldü. Şekil 3. 40'daki grafiklerde sunulan ölçümler, küçük integrasyon zamanlarında dinamik ve statik kazanç arasındaki farkı, örnekleme oranı ve zamana bağlı kararlılığın yerine, gecikmelerin etkilediğini gösterdi. Şekil 3. 40'da sunulan ölçüm sonuçları ve Tablo 3. 6'daki sonuçlar integrasyon süresi 800 μs olduğunda 100 Hz'e kadar belirsizliğin ppm altı seviyelerine kadar düşürülebildiğini, gösterdi.

Ayrıca, bu IADC için 4 ve 4'ten fazla örnekli sinüs dalgaları için aynı kazanç sonuçlarının elde edildiği Şekil 3. 23'de gösterildi. Bütün bu çalışmalar, ADC'nin bu çalışmada açıklandığı gibi Δm parametresi için karakterize edildiği, daha sonra statik kazancın JGS yerine yarı-iletken referans standardı kullanılarak ölçüldüğü durumda, 100 Hz'e kadar SI'A izlenebilirliğin ppm altı belirsizliklerde 0.7 Vrms için bile sağlanabileceğini gösterdi.

Ağır harmoniklerin kazanç üzerindeki etkisini anlamak için, PJGS tarafından üretilen ağır harmoniklere sahip dalga formları bu bölümde tarif edildiği gibi ölçülebilir. Ayrıca, benzer bir araştırma Josephson Rastgele Dalga Sentezleyici (JAWS) kullanılarak da yapılabilir.

IADC'nin iç devrelerinin oturma süresinin etkisini, başka bir deyişle, Tablo 3. 6'da verilen gecikme parametresinin etkisini tahmin etmek için, PJVS ve JAWS kullanılarak elde edilen kazançlar karşılaştırılabilir.

3.2.3. Sigma-Delta ADC'nin dinamik kalibrasyonu

Bu tezin ikinci bölümünde tanıtılan Sigma-Delta ADC, "3.2.4. Kuantum voltmetre ile ultra-kararlı DAC'ın dinamik kalibrasyonu" başlığı altında verilen sistemin bir parçasıdır ve kuantum voltmetrede kullanılmadan önce kazancı kullanılacağı frekans için belirlenmektedir. Ayrıca bu ADC, yüksek frekanslı güç ölçümlerinde kullanılmaktadır ve yüksek frekanslı gerilim ve akım ölçümlerinde de kullanılması planlanmaktadır (17RPT03 DIG-AC (Euromet tarih yok)).

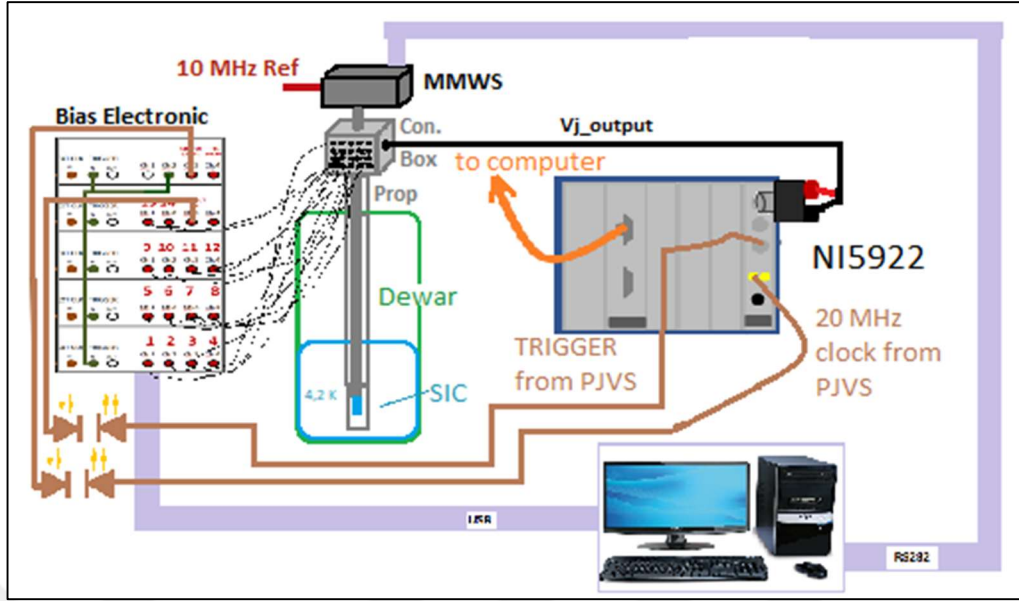
Bu bölümde de hem kuantum voltmetre için hem de bu tezin ikinci bölümünde alınan kazanç ve gürültü (SINAD) ölçümlerini PJGS kullanarak sınamak için PJGS ile alınan kazanç ve gürültü ölçümlerinin nasıl alındığı anlatıldı ve bu ölçümler verildi.

3.2.3.1. Ölçümlerin alınması

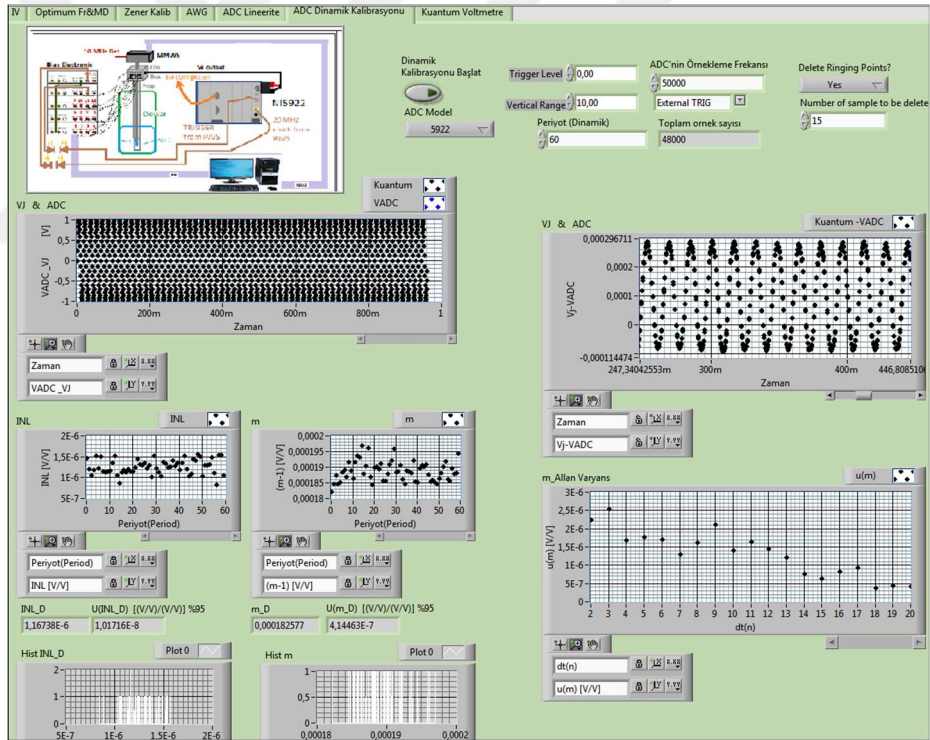
Şekil 3. 46'de ölçümlerin alındığı ölçüm düzeneği verildi. Bu ölçümlerde ADC batarya ile çalıştırıldı. PJGS elektroniğinden üretilen 20 MHz zamanlama işareti ve tetikleme işareti elektro-optik alıcı-verici sistemi aracılığıyla ADC'ye uygulandı. Laboratuvarda kullanılan ADC'nin bulunduğu PXI şasesi bilgisayar ile optik bağlantı aracılığıyla (NI PXIe-8375) haberleşmektedir. Böylelikle hem PJGS hem de ADC tamamen topraktan bağımsız çalıştırıldı.

ADC'nin dahili sıcaklığının genlik doğruluğunu etkilediği bilindiği için (G.Rietveld 2011) ADC kullanılmadan önce en az 24 saat boyunca çalıştırıldı ve ölçümler alınmadan en az yarım saat öncesinde de batarya ile çalıştırıldı.

Tezin ikinci bölümünde LabView ortamında geliştirilen yazılım PJGS programında alt-program olarak çağırıldı. PJGS programında dinamik ADC kalibrasyonu için Şekil 3. 47'de verilen ara-yüz geliştirildi. Bu ara-yüzde görüldüğü gibi ölçümü başlatmak için PJGS'den periyot başına üretilen tetikleme işareti kullanıldı ve tetikleme kaynağı olarak da ADC'nin harici tetikleme girişi seçildi. Gerektiğinde seviye tetiklemeli ölçüm de başlatabilmek için bu kontrol kullanıcının kontrolüne bırakıldı. Örneklem frekansı, ADC'nin ölçüm bölgesi, örneklenecek periyot sayısı ve PJGS'nin kuantum olmayan adım geçişlerindeki kuantum basamaklarının her iki tarafından da silinmesi gereken örnek sayısı bilgisi operatör tarafından girilmesi gereken diğer kontroller olarak belirlendi.



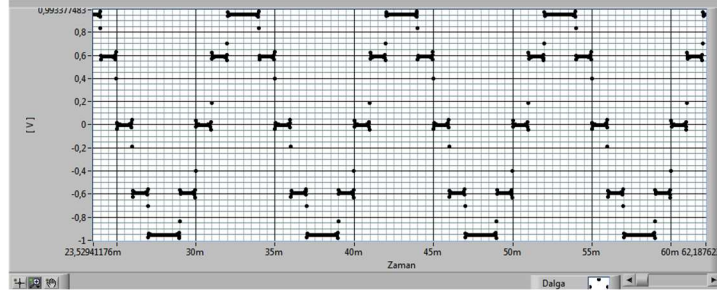
Şekil 3. 46. Sigma Delta ADC'nin PJGS ile Kalibrasyon Düzeniği



Şekil 3. 47. PJGS ile Dinamik ADC Kalibrasyonu İçin Geliştirilen Arayüz

Şekil 3. 48'da PJGS ile üretilen ve Sigma Delta ADC ile örneklenen 10 adımlı bir sinüsün genlik-zaman grafiği gösterildi. Bu grafikte transientler hem PJGS nin basamak yaklaşımlı davranışı hem de ADC'nin ikinci bölümde anlatılan çalışma prensibinden kaynaklanmaktadır. Basamağın her iki tarafından silinecek örnek sayısı

örnekleme frekansına bağlıdır. Silinecek veri süresi 10 adımlı sinüs için 300 μ s ile 240 μ s arasında değiştirildi. 20 ve daha çok adımlı sinüslerde en az 20 μ s seçildi.



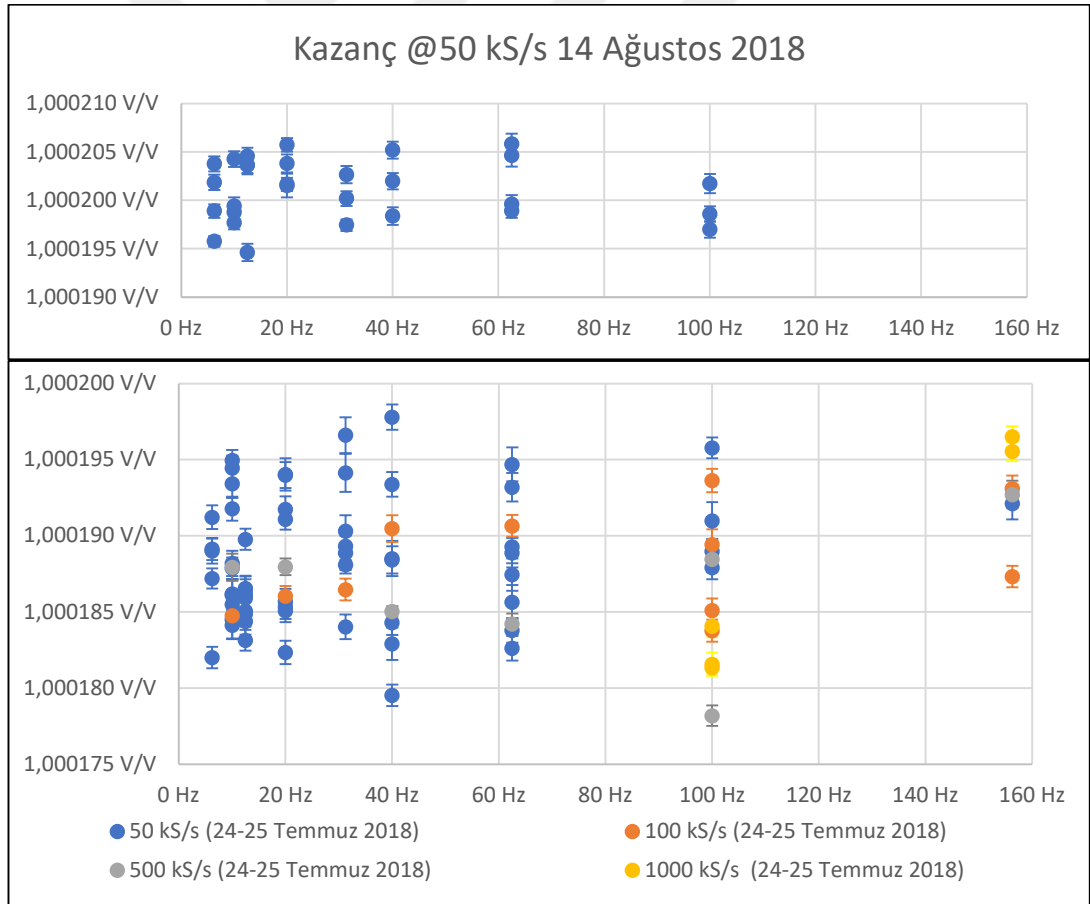
Şekil 3. 48. Sigma-Delta ADC ile Örneklenen PJGS Çıkışı

Yazılım, PJGS'nin ürettiği kuantum gerilimleri ADC'nin örnekleme frekansında interpolate etmek üzere hazırlandı. Kuantum doğrulukta olmadığı için silinen ADC örneklerine karşılık gelen ADC'nin zaman verisi ve kuantum gerilim bilgisi de yazılım marifetiyle silindi. Yazılım, silinmiş örneklerden oluşan zaman, kuantum örnek, ADC örnek verilerini daha sonraki işaret parametreleri analizleri için ölçüm saati, frekans bilgisi ve örnekleme frekans bilgisi ile birlikte bir text dosyasına kayıt edecek şekilde geliştirildi. Bunun yanı sıra (3. 20)' eşitliği kullanılarak elde edilen kazanç ve INL ölçümlerinin histogramı da ara-yüzünde gösterildi. Bu histogramları oluşturmakta kullanılan hesaplanan kazanç ve INL; işaret frekansı, örnekleme oranı ve saat verisi ile birlikte kayıt edildi. Kaç periyot üzerinden ortalama almak gerektiğini tespit edebilmek için kazancın Allan Varyans'ı da yazılıma hesaplatılarak ara yüzde gösterildi.

Her bir ölçüm Bölüm "3.2.1. Statik ADC karakterizasyonu ve PJGS gerilim adımlarının testi"de anlatıldığı gibi IADC ile marjin kontrolü yapıldıktan sonra alındı. Bunun yanı sıra üretilen kuantum dalgada her periyotta I_{segtrim} değiştirildi. Toplam I_{segtrim} değişiminin en az 100 μ A olması sağlandı. Periyot ile kazanç ve INL arasında bir korelasyonun olup olmadığını gözlemlemek için periyot-sayısı -kazanç ve periyot-sayısı-INL eğrileri de ara-yüzde gösterildi. Bunların yanı sıra her ölçümden sonra IADC ile statik ADC karakterizasyonu çalıştırılarak marjinler kontrol edildi. Her bağlantı değişikliği öncesinde PJGS'nin MD kaynağı kapatıldı, öngerilimleme elektronüğünün gerilimleri sıfırlanarak kapatıldı. Böylelikle SİT'de istenmeyen bir

akının tuzaklanmasının önlenmesi, tuzaklanan bir akı tespit edilirse de ölçümlerin değerlendirilmeye alınmaması sağlandı.

Şekil 3. 49’da PJGS ile kalibre edilen Sigma Delta ADC kazancının frekans bağımlılığı sadece 50 kHz örnekleme oranı için üstte ve farklı örnekleme oranları için altta ölçüm tarihi ile birlikte gösterildi. Üstteki grafikte ADC’nin kısa dönem (8 saat) kararlılığının SIB59 RMG01 araştırması esnasında aynı model başka bir ADC’nin ölçümü ile uyumlu olduğu görüldü. Alttaki grafikte ise tüm ölçümlerin alınması iki güne yayılmıştır. Bu ölçümlerde 2. Bölümdeki ölçümlerin aksine bir frekans bağımlılığı gözlenmemiştir (Bknz. Şekil 2. 13). İkinci bölümdeki ölçümlerle bu bölümdeki ölçümler arasındaki temel fark ölçülebilen frekanslardır. PJGS ile ancak düşük frekanslarda ölçüm yapılabilmektedir. Çakışan frekanslarda ise (10 Hz, 20 Hz ve kısmen 40 Hz) her iki ölçümün kazançları belirsizlikleri kapsamında örtüştü.



Şekil 3. 49. Sigma-Delta ADC Kazancının Frekans Bağımlılığı

Örnekleme oranına bağlı kazanç ölçümleri çeşitli frekanslar için Haziran 2017 – Ağustos 2018 tarihleri arasında üç kez çalıştırılan PJGS ile alındı. 50 kHz örnekleme

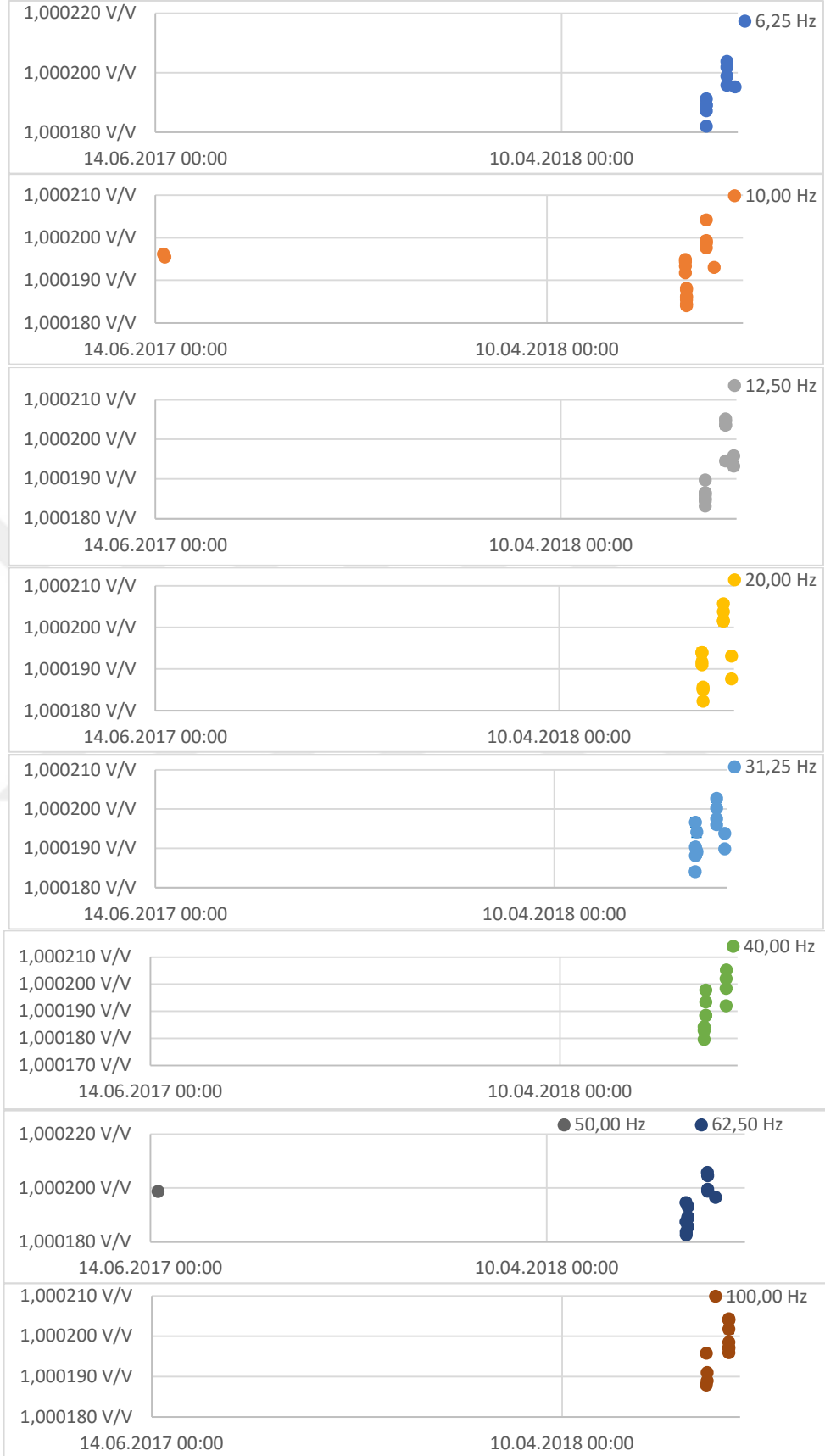
frekansı (50 kS/s) için alınan ölçümler Şekil 3. 50’de zamana ve frekansa bağlı olarak verildi. ADC’nin verilen örnekleme oranı için uzun dönem kararlılığının da bu tezin ikinci bölümündeki ölçümlerle uyumlu olduğu görüldü.

Bu grafiklerdeki kazanç ölçümü yazılım kontrolünde Eşitlik (3. 20) kullanılarak hesaplandı. Ölçüm esnasından kayıt edilen ADC ve kuantum örneklerinden RMS ve sinüs-uydurma algoritmalarıyla elde edilen sonuçlara Eşitlik (3. 31) uygulanarak da kazanç hesaplandı. Her üç şekilde hesaplanan kazançların birkaç nV/V farkla birbirine eşit olduğu görüldü.

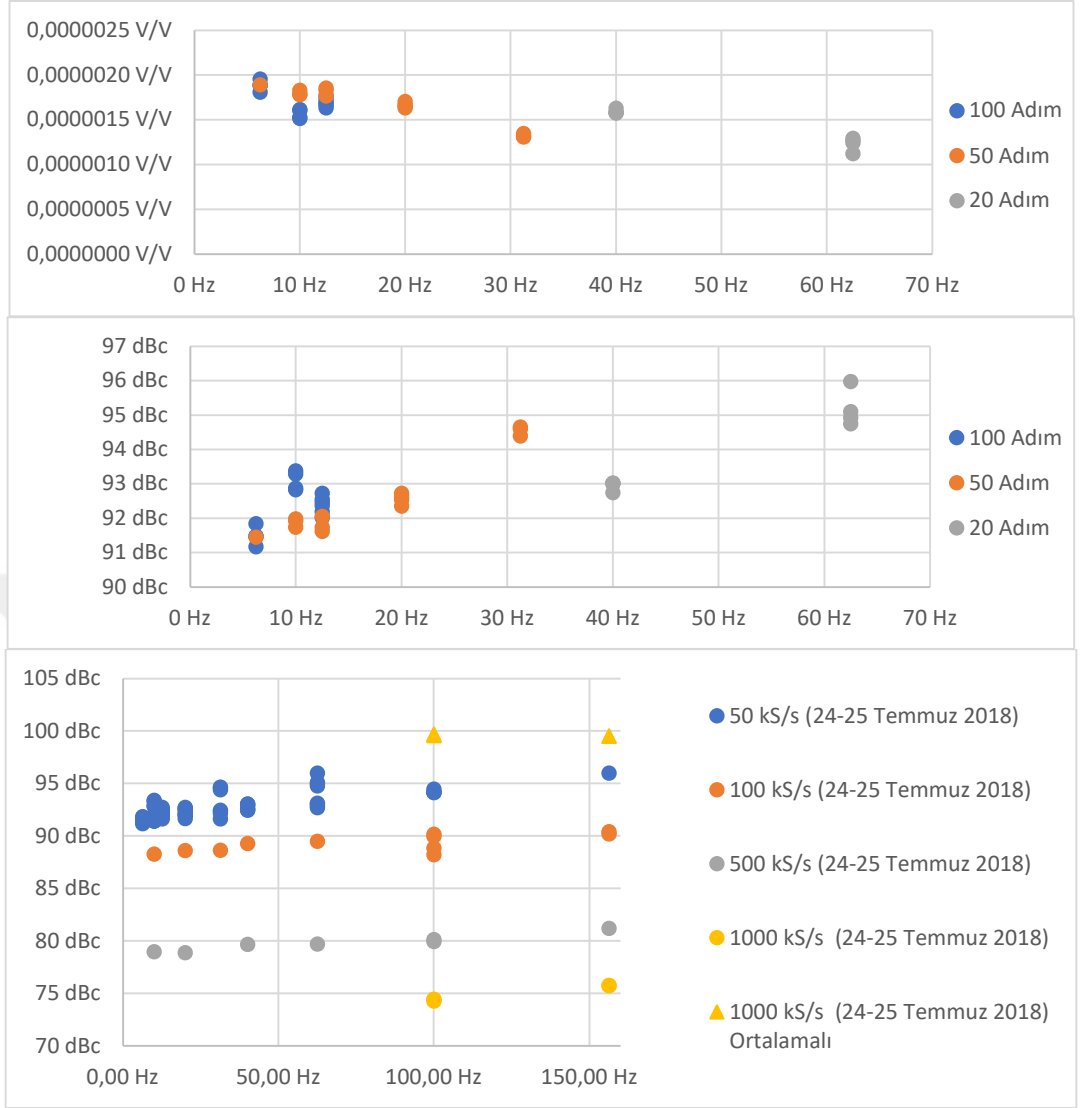
PJGS ile ADC’lerin INL hatası AC işaretler için daha önce araştırılmıştı (Overney, ve diğerleri 2011). UME’de alınan ölçümlerde de bu parametre ölçüm bölgesine bağlı olarak verildi. Kuantum voltmetre ölçümlerinde ADC’nin 10 Vpp ölçüm bölgesi kullanıldı. Bu nedenle kazanç ve INL ölçümleri de 10 Vpp ölçüm bölgesi için yapıldı ve Şekil 3. 50 ve Şekil 3. 51 ‘de bu ölçümler verildi.

Şekil 3. 51’de en üstte 50 kHz örnekleme frekansı için ölçüm bölgesine bağlı (INL/10 V) olan INL hataları ‘V/V’ birimi ile gösterildi. Bu INL hataları PJGS programının dinamik ADC kalibrasyonu ara-yüzünde gösterilen programın otomatik çıktısıdır. Bu çıktıdan yararlanarak işaret-gürültü ve bozulma oranı (SINAD) hesaplanarak alttaki grafikte gösterildi. PJGS’nin basamak sayısı bu şekillerdeki göstergeler kadar değiştirilerek basamak sayısı ile SINAD arasında bir ilişki olup olmadığı araştırıldı. SINAD ölçümlerinin basamak sayısından etkilenmediği görüldü. Örnekleme frekansı en alttaki şekildeki göstergedeki gibi değiştirildi ve INL hatasının örnekleme frekansına bağlı olduğu görüldü ayrıca frekansın artmasıyla da birkaç dB’lik bir iyileşme görüldü.

SINAD ölçümleri (National Instruments 2020)’de verilenlerden kötü ölçüldü çünkü PJGS’nin genlik seviyesi 1 V ile sınırlıdır. 50 kHz örnekleme frekansındaki INL hataları daha önce benzer sistemle (Overney, ve diğerleri 2011)’de ölçülen ile aynıdır ancak daha yüksek örnekleme frekanslarındaki INL hataları (overney)’den kötüdür. Bunun nedeni bu tezdeki çalışmada INL hataları her bir periyot için bulunurken (Overney, ve diğerleri 2011)’de yaklaşık 100 ms’ye karşılık gelen periyotların ortalamalarının INL hatasının bulunmasıdır.



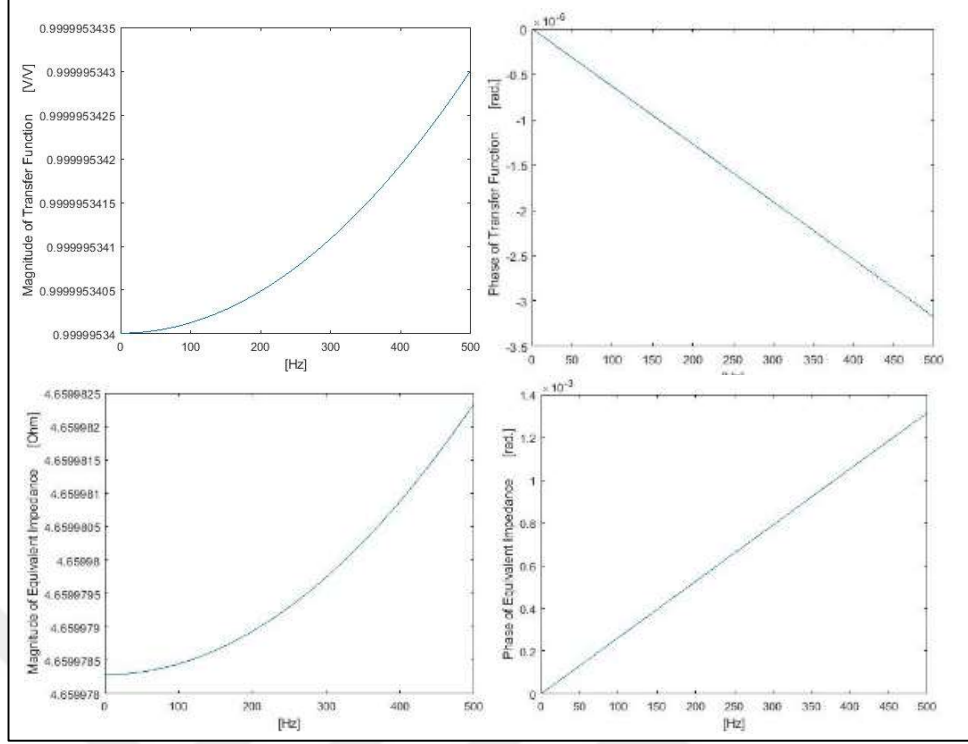
Şekil 3. 50.Sigma-Delta ADC'nin Zamana Bağlı Kazanç Kalibrasyonu



Şekil 3. 51. Ölçülen Toplam Doğrusalsızlık (INL) Hataları ve SINAD

3.2.3.2. Kaçak devre elemanlarının ve gürültünün ölçüm sonucuna etkisi

IADC'nin dinamik kalibrasyonundaki kaçak devre elemanlarının değerlendirildiği Şekil 3. 41'de verilen devre şeması Sigma-Delta ADC için de geçerlidir. Bu devredeki IADC'nin giriş empedansı kapasitesi ve ofset akımlarının değerleri Sigma-Delta ADC için farklıdır ve değiştirilmelidir. ($R_{in_ADC} = 1 \text{ M}\Omega$, $C_{in_ADC} = 40 \text{ pF}$). Bu değişiklikler yapılarak elde edilen transfer fonksiyonu ve eşdeğer empedansının frekansa göre değişimi Şekil 3. 52'de verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü gibi T_{Joseph} 'nin kazanç etkisi, Sigma-Delta ADC'nin düşük empedansı nedeniyle daha fazladır (Bknz. Ek-D).

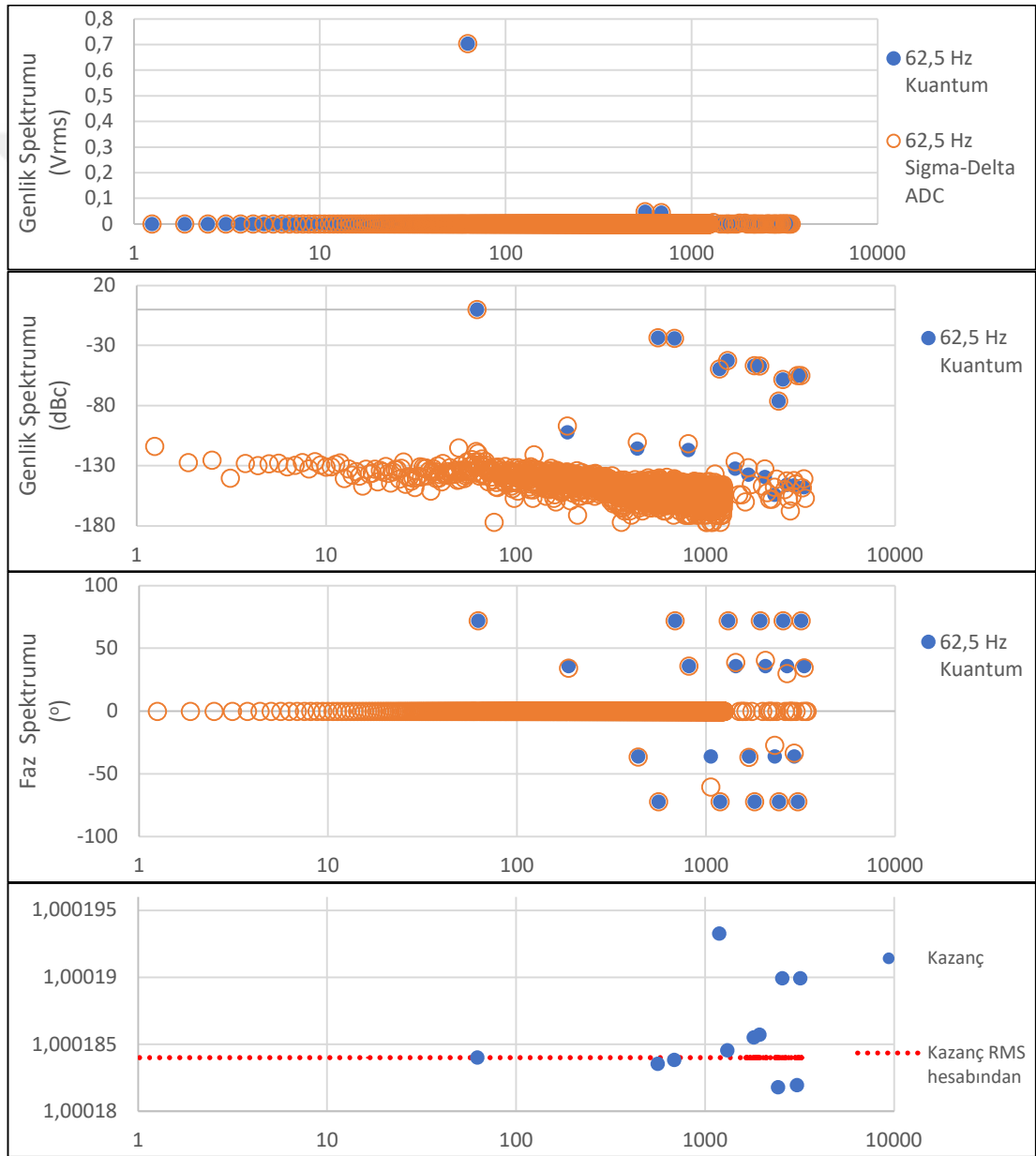


Şekil 3. 52. Sigma-Delta ADC'nin PJGS ile Kalibrasyonunda Frekansa Bağlı Olarak T_{Joseph} ve Z_{in_eq}

IADC'nin dinamik kalibrasyonundaki gürültüler Sigma-Delta ADC kalibrasyonunda da vardır ve ölçülen genliğe etkileri bir önceki bölümde tartışıldığı gibidir. Sigma-Delta ADC'nin örnekleme frekansı en az 50 kHz olduğunda Beyaz gürültü için bant genişliği 25 kHz olmaktadır bu da 200 nV büyüklüğünde beyaz gürültüye karşılık gelmektedir. Şekil 3. 52'deki etkilerle karşılaştırıldığında 50 kS/s hızında örnek toplandığında beyaz gürültünün etkisi oldukça küçük kalmaktadır. Örnekleme frekansı 500 kHz olduğunda bu gürültünün büyüklüğü 2 μ V olmaktadır. Örnekleme frekansındaki artış ile INL ve SINAD'ın arttığı Şekil 3. 51 'deki ölçümde de görüldü. Yine aynı şekilde ortalama alarak beyaz gürültünün önemli bir ölçüde azaltılabildiği de, ki bu beyaz gürültünün doğasıdır, gösterildi. 1 MS/s örnekleme frekansında alınan ham veriler, her bir adımda alınan örneklerin ortalaması ve 20'er periyodun ortalaması alınarak elde edilen INL'den yararlanarak hesaplanan SINAD ölçümleri Şekil 3. 51'de gösterildi. Ortalama alınarak bulunan SINAD ölçümleri, (National Instruments 2020)'de verilenlerle karşılaştırıldığında, test genliğinin daha küçük olmasına rağmen, daha iyidir.

3.2.3.3.Ölçülen spektrumun değerlendirilmesi ve dinamik kazancın tahmini

Şekil 3. 46'deki ölçüm düzeneği tam senkron bir ölçüm olmasına karşın 'DFT' veya 'FFT' algoritmaları spektrumun değerlendirilmesinde kullanılmadı çünkü silinen kuantum olmayan örnekler nedeniyle bütün örnekler eşit zaman aralıklı değildi. Spektrumun değerlendirilmesinde 3 parametrelili sinüs uydurma algoritması kullanıldı. Ardışık olarak uydurulan frekanslardan spektrum tahmin edildi. Frekans çözünürlüğü olarak 'örnekleme-frekansı/toplam_örnek_sayısı' seçildi.



Şekil 3. 53. Sigma Delta ADC Örneklerinden ve Kuantum Örneklerden Hesaplanan Spektrumlar ve Kazanç

Şekil 3. 53'de ADC örneklerinden ve interpolate edilen kuantum örneklerden hesaplanan spektrumlar gösterildi. Bu hesaplamada ilk önce frekans çözünürlüğünün 2000 katına kadar olan spektral bileşenler bulundu. Daha sonra, bu taranan frekansları içermeyen, 10 adımlı bir kuantum dalga referans olarak kullanıldığı için kuantum dalga örnekleme frekansı olan 625 Hz'in katlarının (en çok 5×625) çevresinde, Eşitlik (3. 30) da öngörülen spektrum tekrarları da araştırıldı. Kuantum dalganın üçüncü ve beşinci harmonikleri grafikte görüldüğü gibi sıfır değildir. Bunun nedeni kuantalama hatasıdır ancak grafikten de görüldüğü gibi bu kuantalama hatasının genliği -100 dBc büyüklüğündedir.

İki spektrumun çizgilerinin (3. 31)'deki gibi oranlanmasıyla elde edilen kazancın (3. 20) Eşitliği ile elde edilen kazanç ile temel frekans olan 62,5 Hz'de uyumlu olduğu görüldü. Çok düşük genlikli olan kuantalama hatalarından kaynaklanan spektrum çizgilerinden elde edilen kazanç ölçümleri rastgele değişim gösterdi ancak görece daha yüksek genlikli olan (-20 dBc) spektrum tekrarlarının oranlanmasıyla elde edilen kazanç da Şekil 3. 53'de gösterildi.

SINAD ölçümleri için (2. 43) ve (2. 44) ile verilen yaklaşımı kullanmak pratik değildir çünkü referans işaretin bütün spektral çizgilerdeki bileşenlerini dikkate almak gereklidir. Bunun yerine örneklerden elde edilen RMS değer ölçülen INL hatasına oranlanarak SINAD Şekil 3. 51'deki gibi belirlendi. Özellikle ortalama alınarak hesaplanan INL ve SINAD'ın üretici firma beyanından daha iyi olduğu görüldü.

3.2.3.4. Sonuç

PJGS ile Sigma-Delta ADC karakterizasyonu gerçekleştirildi. ADC'nin kararlılık ölçümlerinin ikinci bölümdeki ölçümlerle uyumlu olduğu görüldü. Ölçülen frekansa bağlı INL hatası ile ADC'nin SINAD ve ENOB parametrelerinin, düşük frekanslarda PJGS ile daha yüksek doğrulukla test edilebileceği gösterildi.

3.2.4. Kuantum voltmetre ile ultra-kararlı DAC'ın dinamik kalibrasyonu

Kurulu AC gerilim metrolojisi DC gerilim Metrolojisi kadar Kuantum doğruluktan yararlanamamaktadır. AC-DC transfer standartları en düşük $3 \mu\text{V}/\text{V}$ belirsizlikle kalibre edilebilmelerine rağmen AC gerilim kaynakları en düşük $11 \mu\text{V}/\text{V}$ belirsizlikle kalibre edilmektedir (Online:UME tarih yok). AC-DC transfer standartlarının

izlenebilirliğini AC gerilim büyüklüğüne aktarma işleminden kaynaklanan ilave belirsizlik kaynakları AC gerilim kaynaklarının belirsizliğini arttırmaktadır. Belirsizlik kaynaklarından biri de yükleme etkileridir.

Yükleme etkilerini, PJGS ile birlikte örnekleme hızı yüksek bir ADC'nin birleşiminden oluşan kuantum voltmetre ile ihmal edilebilecek düzeye indiren ve ayrıca doğrudan AC gerilimi yeni SI (CCEM 2017) sistemine bağlayan sistem (Behr, Palafox, ve diğerleri 2007)'de önerilmiş ve (Rufenacht, Burroughs ve and Benz 2008), (J. Lee, ve diğerleri 2013), (Kim, ve diğerleri 2010)'de gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde öncelikle, (Behr, Palafox, ve diğerleri 2007)'deki ile aynı prensipte çalışan ve TÜBİTAK UME'de kurulan sistem tanıtıldı ve bu sistemle kalibre edilen kararlı DAC'ın ölçüm sonuçları sunuldu.

3.2.4.1. Kuantum voltmetre sistemi

Kuantum Voltmetre, PJGS Sistemi ile onunla eşzamanlı çalıştırılan yüksek örnekleme hızına sahip bir ADC'den oluşturuldu. Şekil 3. 54'de Kuantum voltmetrenin bir DAC kalibrasyonu esnasındaki bağlantı şeması, Şekil 3. 55'de ise aynı kalibrasyon esnasında çekilen resmi verildi.

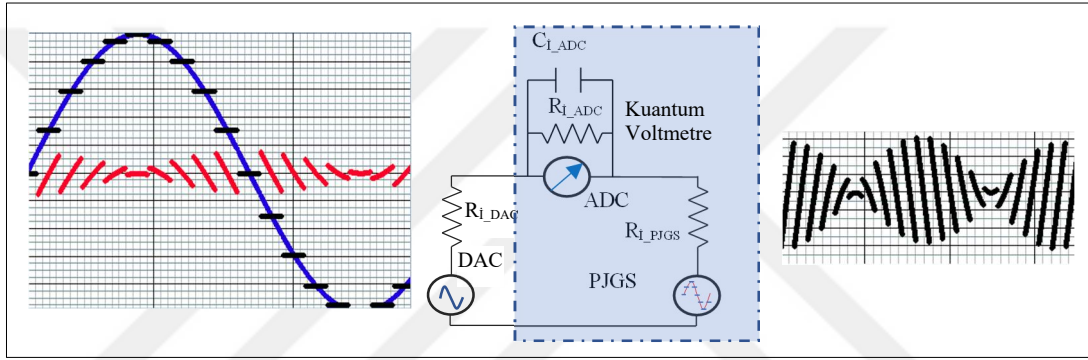
PJGS Sistemi kuantum voltmetreyi gerçekleştirebilmek için iki adet ilave işareti "3.1.7.6. Öngerilimleme DAC'larının programlanması" bölümünde anlatıldığı gibi üretmektedir. Bu işaretler 20 MHz frekansındaki zamanlama (Clock) ve ölçümleri başlatmak için tetikleme işaretidir. Sistemdeki ADC ve DAC'ların hepsi cihazlar arasındaki akım döngülerinden kaynaklanan gürültüleri önlemek için bağımsız akülerle beslendi.

Fark ölçümlerinde kullanılan hızlı ADC, PJGS elektroniği tarafından sağlanan 20 MHz harici zamanlama işareti ile çalıştırıldı. Üretilen kuantum adımı ile, ADC ile alınan fark ölçümlerini eşleştirebilmek için ölçümleri başlatma işaretine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu iki işaret de elektro-optik alıcı verici sistemi ile PJGS sisteminden ADC'ye iletildi.

Kuantum Voltmetreyle kalibre edilen kararlılığı yüksek DAC (J. a. Nissila 2016)'de anlatıldığı gibi DDS (Direct Digital Synthesis, Doğrudan Sayısal Sentez) prensibi ile çalışmaktadır. Bu DAC da harici zamanlama işareti ile çalıştırılabilmektedir ancak

3.2.4.2. Ölçümlerin alınması

Sistemin elektrik devre şeması Şekil 3. 56'deki gibi basitleştirilebilir. Üretilen kuantum işaret, ölçülecek işaretin değerine ve fazına ne kadar yakınsa bir fark ölçer olarak kullanılan ADC'nin ölçtüğü gerilim o kadar küçük olur. ADC'nin ölçtüğü gerilim ne kadar küçük ise fark ölçerin kazanç hatası ve kararlılığının ölçüm belirsizliğine etkisi o ölçüde düşük olur. Her iki gerilim üreticinin değerlerinin yakın olmasının getirdiği bir diğer fayda da ölçüm sisteminin kalibre edilen cihazdan akım çekmemesidir. Bu durum yüklem hatalarını ihmal edilebilecek düzeylere indirmektedir.



Şekil 3. 56. Ölçüm Sisteminin Elektrik Devre Şeması ve İşaretleri

Ölçümlerin alınmasının ilk adımı PJGS sistemini hazırlamaktır. Bu hazırlık işlemleri ayrıntılarıyla “3.1.7. Josephson tümdevresinin istenen kuantum gerilimine programlanması” ve 3.2.1. Statik ADC karakterizasyonu ve PJGS gerilim adımlarının testi’ Bölümlerinde verilmiştir ve ‘bias’ elektroninin kalibrasyonu, çipin soğutulması, her soğutmaya özgü olabilen uygun mikrodalga frekans ve gücün bulunması, bulunan optimum mikrodalga frekansına ve gücüne bağlı olarak değişen her bir eklem grubunun (segmentin) öngerilimleme (‘bias’) akımlarının bulunması ve bu akımların yazılıma girilmesinden oluşmaktadır.

PJGS Sistemi hazırlandıktan sonra kalibre edilecek DAC'ın genlik ve frekans bilgisinin yanı sıra kaç adımda kuantum referans işaretinin üretileceği PJGS yazılımına girilir. Adım sayısının artması fark ölçerin ölçeceği fark işaretini küçültürken daha çok gerilim adımın kuantum durumunda olup olmadığını kontrol etmeyi gerektirir. Bu tezdeki ölçümlerde adım sayısı 20 veya 32 olarak seçildi.

Sistemin bir parçası olan multimetrenin doğrusallık ölçümleri, PJGS yazılımının 'ADC Lineerite' adlı segmesinden '3.2.1. Statik ADC karakterizasyonu ve PJGS gerilim adımlarının testi' Bölümünde anlatıldığı gibi gerçekleştirildi. Bu işlemle her bir adımın kuantum olup olmadığı daha önce anlatıldığı gibi kontrol edildi. Statik koşullarda gerçekleştirilen bu ölçümlerde, her bir kuantum gerilim adımı için en az 400 μ A akım aralığı olup olmadığı kontrol edildi.

Daha sonra PJGS sistemi AC gerilim üretecek şekilde çalıştırıldı. Bu çalıştırma için PJGS sistemi içindeki dahili tetikleme işareti (PJGS elektroniğinde gösterilen yeşil hat) bağlandı. Yüksek hızlı Sigma-Delta ADC'ye PJGS'den dağıtılan zamanlama ve tetikleme işaretleri bağlandı. PJGS'nin çıkışı 28 bitlik voltmetreden sökülerek doğrudan yüksek hızlı ADC'nin girişine bağlandı. Yüksek hızlı ADC'nin de kazancı dinamik koşullarda bir önceki bölümde anlatıldığı gibi belirlendi. Bu kazanç belirleme işlemi esnasında ölçümün dinamik akım aralıklarının en az 100 μ A olup olmadığı da bir önceki bölümde anlatıldığı gibi kontrol edildi.

Daha sonra kalibre edilen DAC ile PJGS'nin, Şekil 3. 54'de gösterilen diferansiyel kutusu aracılığıyla, düşük potansiyelleri kısa devre edildi, yüksek potansiyelleri ise yüksek hızlı ADC'nin birinci kanalına uygulandı. Bütün bağlantılar öncesinde SİT üzerinde manyetik akı tuzaklamalarını önlemek için mikrodalga güç kapatıldı, bias elektroniği önce sıfır akıma ayarlandı sonra da kapatıldı.

Bütün bağlantılar tamamlandıktan sonra PJGS çalıştırıldı. Kalibre edilen DAC'ın fazı, fark ölçer minimum tepe-tepe gerilimini okuyuncaya kadar, ilave işaret üretici aracılığıyla kaydırıldı.

PJGS'nin bir kuantum adımdan diğerine geçişi esnasında, adımların sağında ve solunda kuantum olmayan geçici dalgalanmalar oluşmaktadır. Bu dalgalanmalar esnasında alınan örnekler, ölçüm sonucu hesaplanırken değerlendirmeye alınmamalıdır. Değerlendirmeye alınmayacak olan adımların sağdan ve soldan toplam süresi en az 40 μ s olarak belirlendi. Kuantum adımların sağından ve solundan silinecek örneklerin sayısına, bu süre ve ADC'nin örnekleme frekansı dikkate alınarak karar verildi ve bu sayı yazılıma girilerek ölçümler başlatıldı.

Kuantum olmayan örnekler yazılım tarafından silindi. Kalan örneklerin kazanç hataları düzeltildi. Kuantum voltmetre yazılımı, ölçülen işaretin etkin (RMS) değerini ve periyot sayısına bağlı olarak ölçülen RMS değerini istatistiklerini Şekil 3. 57'deki gibi ekranında gösterecek şekilde yazıldı. Bu arayüz çıktıların yanı sıra yazılım, zaman ve o zamana karşılık kuantum doğrulukla ölçülen işaretin örneğini çıktı dosyası olarak üretmektedir. Bu çıktı dosyası kullanılarak sayısallaştırılan işaretin, etkin değerinin yanı sıra, fazı ve harmoniği gibi başka dalga parametreleri de değerlendirilebilmektedir.

3.2.4.3. Ölçüm sonuçlarının değerlendirilmesi

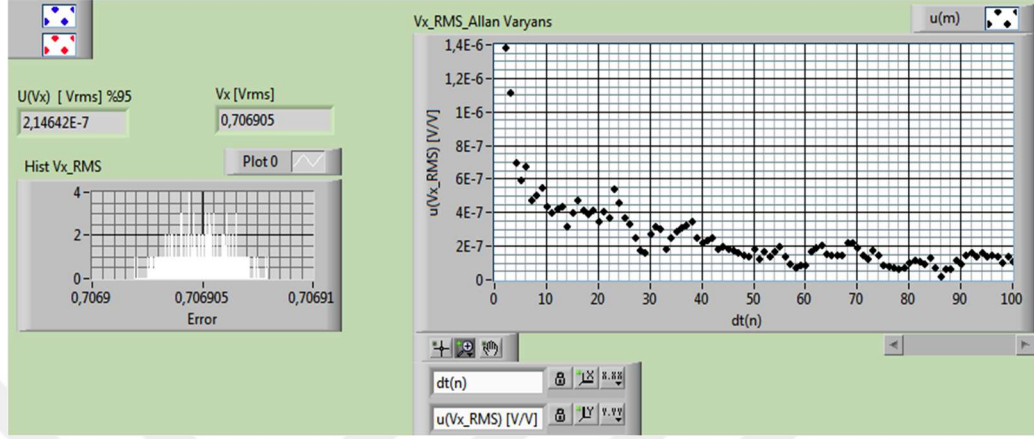
Şekil 3. 56'de mavi ile gösterilen sinüzoidal işaret DAC çıkışının kuantum voltmetre ile ölçülen değeridir (Eşitlik (3. 33)'de V_i). Bu işaret, her bir noktada kırmızı ile gösterilen ADC işareti ((Eşitlik (3. 33)'de V_{NI-i}) ile siyah ile gösterilen kuantum işaretle (Eşitlik (3. 33)'de $\frac{N_i \times f}{K_j}$) toplanarak elde edildi. Şekil 3. 56'in en sağında ADC ile elde edilen işaretin zamana bağlı oluşan deseni gösterildi. Bu desenin tepe değeri DAC'ın ürettiği işaretin eğiminin en büyük olduğu sıfır geçişlerinde oluşmaktadır. Bu desenin genliği PJGS'nin adım sayısı artırılarak, DAC'ın ürettiği işaretle PJGS'nin ürettiği işaret arasındaki faz ve genlik farkı azaltılarak daha da küçültülebilir. ADC ile ölçülen işaretin genliğinin azalması, yükleme hatalarını, ADC'nin kazancı ve kazancının kararlılığından kaynaklanan belirsizlikleri ihmal edilebilir seviyelere düşürmektedir.

$$V_i = \frac{N_i \times f}{K_j} + V_{NI-i} \quad (3. 33)$$

Kuantum Voltmetre ile DAC'ın, 6,25 Hz, 62,5 Hz, 400 Hz ve 625 Hz frekanslarında, referansının 0,141136 değerine ayarlandığı 0,707 Vrms anma genliğine sahip gerilimleri ölçüldü. Ölçümlerde kullanılan ile aynı modeldeki bir diğer DAC, (Sira, ve diğerleri 2018)'de raporlanan karşılaştırmada kullanıldı. Karşılaştırma esnasında DAC'ın kısa dönem kararlılığı 1 $\mu\text{V/V}$, uzun dönem kararlılığı ise (6 aylık) sırasıyla yukarıdaki ilk üç frekans için 2 $\mu\text{V/V}$, 2 $\mu\text{V/V}$ ve 4 $\mu\text{V/V}$ olarak ölçüldü (Sira, ve diğerleri 2018).

Önceden belirlenen periyot sayısı kadar ölçüm alındıktan sonra yazılım, periyot sayısına bağlı olarak RMS formülü kullanılarak hesaplanan RMS değerinin Allan

Varians'ını Şekil 3. 57'deki gibi ekranında göstermektedir. Ölçümün $1 \mu\text{V}/\text{V}$ altındaki bu A tipi belirsizliği kuantum voltmetrenin çalıştırılabildiğinin göstergelerinden biridir.



Şekil 3. 57. Kuantum Voltmetre Yazılımının 62,5 Hz Ölçümü Esnasında Ürettiği İstatistik Sonuçlar

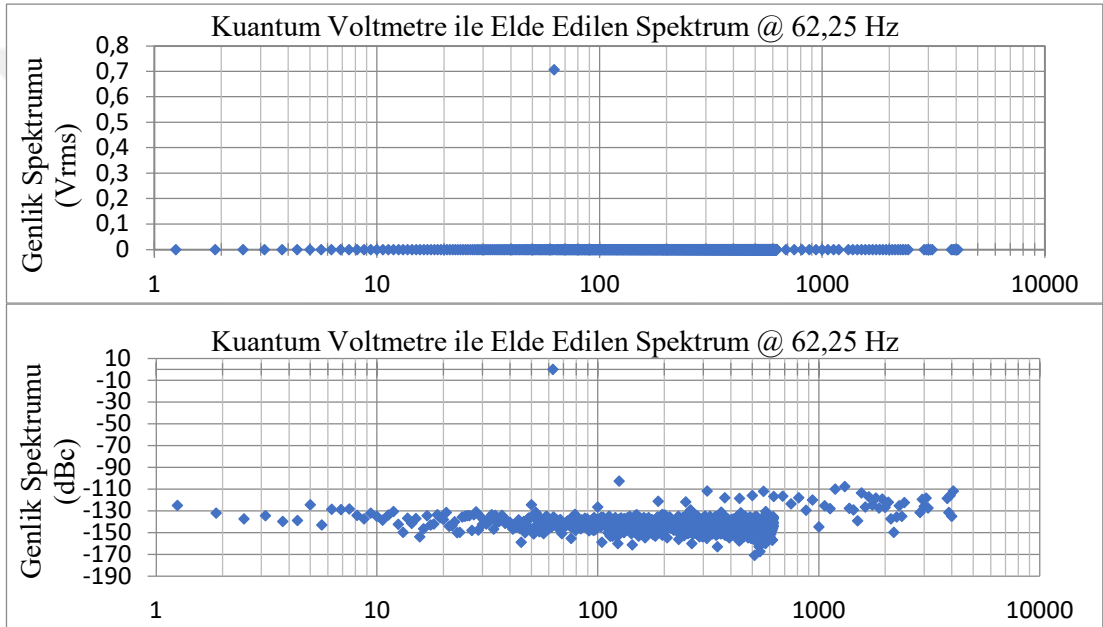
Şekil 3. 59'da Kuantum voltmetreyle farklı frekanslarda ve farklı tarihlerde alınan ölçümler özetlendi. Alınan ölçümler, ölçüm sonuçlarının AC kaynağın kısa dönem kararlılığı içinde olduğunu gösterdi. Ölçüm sonuçlarıyla aynı renkteki hata çubuklarıyla ölçüme ait A tipi belirsizlik gösterildi. Kırmızı renkli hata çubukları ile ise DAC'ın üretici tarafından beyan edilen kısa dönem kararlılığı gösterildi. 10 Hz üzerindeki işaretler aynı zamanda AC Ölçüm Standardı ile ölçüldü ve Şekil 3. 59'deki grafiklerde lacivert renkli işaretçilerle gösterildi. Lacivert renkli hata çubuklarıyla UME'nin CMC'lerde, bu ölçüm noktaları için, beyan ettiği gerilim belirsizlikleri gösterildi.

Eşitlik (3. 33) kullanılarak elde edilen ' V_i ' örnekleri ve Sigma delta ADC'nin zaman verisinden yararlanarak Bölüm "3.2.3. Sigma-Delta ADC'nin dinamik kalibrasyonu"de anlatıldığı gibi spektrum tahmin edildi ve Şekil 3. 58'da bu spektrum gösterildi. Bu şekilden görüldüğü gibi DAC'ın ikinci harmoniği SFDR aralığını belirlemektedir ve -100 dBc civarındadır.

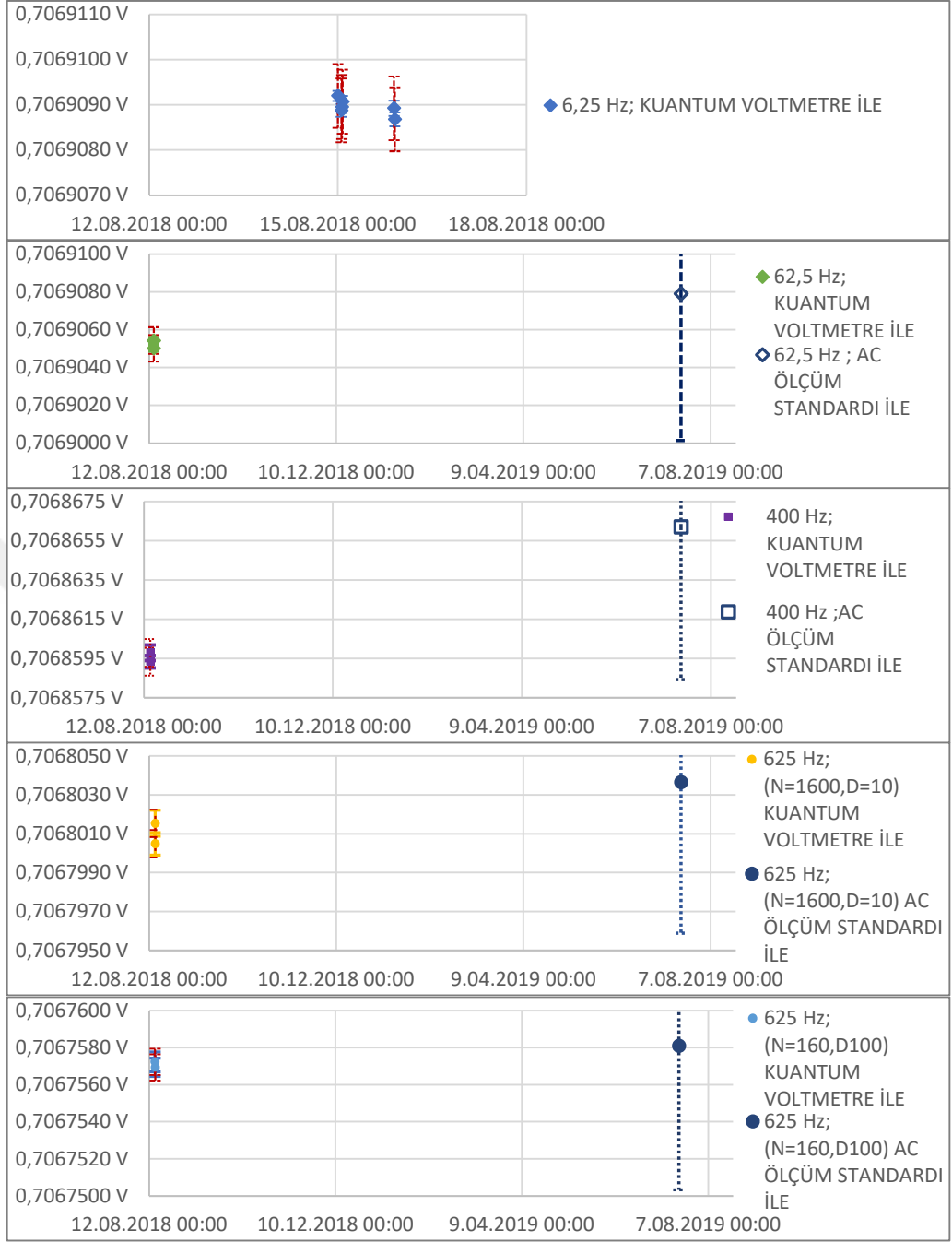
3.2.4.4. Sonuç

Bu bölümde AC gerilim ölçümlerini doğrudan yeni SI'a izlenebilir kılan UME'de kurulan kuantum voltmetre tanıtıldı. Kauntum voltmetrenin ölçüm devresi verilerek, fark ölçerin kazanç ve iç empedansının ölçüm sonucunu, TTS ile alınan ölçümlerin

aksine (Bknz. Şekil 2. 7) kaynağı nasıl etkilemediği gösterildi. Kurulan kauntum voltmetre ile ölçüm alma prosedürü ayrıntılarıyla anlatıldı. Kauntum voltmetreyle kararlılığı yüksek, başka bir deyişle A tipi ölçüm belirsizliği düşük ölçümlerin alınabileceği gösterildi. Ultra kararlı yarı iletken DAC'ın genliği, kurulan Kauntum Voltmetre ile 625 Hz'e kadar kalibre edildi ve DAC'ın ölçümleri AC Ölçüm Standardı ile de tekrarlandı. Alınan ölçümler sunularak ölçüm sonuçları karşılaştırıldı. Sonuçta ultra kararlı DAC'ların, kuantum voltmetreyle, daha düşük belirsizliklerle, doğrudan SI izlenebilir şekilde kalibre edilebileceği gösterildi. Ayrıca kuantum voltmetre ile ultra kararlı DAC'ın spektrumunun da Şekil 3. 58'deki gibi ölçülebileceği gösterildi.



Şekil 3. 58. Kuantum Voltmetre ile Elde Edilen Örnekler Üzerinden Hesaplanan Spektrum



Şekil 3. 59. Kuantum Voltmetre ile Alınan Ölçümler ve Bu Ölçümlerin Kurulu AC Gerilim Ölçüm Teknikleriyle Karşılaştırılması

4. UME'DE KURULAN DARBE İLE SÜRÜLEN JOSEPHSON GERİLİM STANDARDI

UME'de kurulan JAWS (Josephson Rastgele Dalga Sentezleyicisi) Sisteminin merkezinde, kendi JAWS sistemimizi kuruncaya kadar, QuADC projesi kapsamında Almanya Metroloji Enstitüsü (PTB) tarafından ödünç verilen taşıyıcı üzerindeki tümdevre vardır. Bu tümdevreyi sürmek için yine PTB'de kullanılan darbe desen üretici ile benzer özelliklerde DDÜ'ü ve yükselteçler satın alındı. Düşük frekans elektroniği için, PTB'den farklı olarak, UME'de mevcut bulunan ve batarya ile beslenebilen işaret üreteçleri kullanıldı. Buna bağlı olarak zamanlama ve tetikleme işaretlerinin dağıtımı için de bir önceki bölümde tanıtılan transceiver sistemleri kullanıldı.

4.1. Ödünç Alınan Süper İletken Tümdevre ve Taşıyıcısı

Ödünç alınan ilk tümdevrede birbirinden bağımsız iki Josephson Eklemi (JE) dizisi ve her bir dizide 4000 JE bulunmaktadır. Her bir dizinin kendi yüksek frekans hattı vardır. Bu tümdevre ile sistem 27.08.2019-02.09.2019 tarihleri arasında ilk kez DC'de hem kompanzasyonlu (Benz, Burroughs ve Dresselhaus 2001) hem de kompanzasyonsuz çalıştırıldı. AC'de ise, kompanzasyonsuz çalıştırıldı. Bu ön çalışma ile probun çalıştığı, kullanılmak istenen işaret üreteçlerinin de amaca uygun olduğu tespit edildi. Tümdevre ısıtıldıktan sonra, tümdevrenin yapıştırıldığı 'roger' PCB'den ayrıldığı ve ayrılan tümdevrenin mekanik hareketleri sonucunda, "bondinglerinin (çok ince teller ile yapılan bağlantı/kaynak)" koptuğu gözlemlendi (Bknz. Şekil 4. 1). Bunun üzerine yedek bir tümdevre proba takıldı. Yedek tümdevrede de 12000 JE'den oluşan iki ayrı dizi içermektedir ancak diziler izoleli değildir tümdevre üstünde süper iletken hatlarla birbirine seri bağlıdır.



Şekil 4. 1. Yapıştırıldığı PCB'den Kopan Tümdevre

4.2. Prop Boyunca İşaret İletim Sistemi

İşaret iletim sistemi, darbelerin düşük frekanslı işaretlerinin iletiildiği düşük frekans iletim hattından, darbelerin yüksek frekanslı bileşenlerinin iletiildiği yüksek frekans iletim hatlarından ve bir düşük frekans iletim hattı olan çıkış kablolarından oluşmaktadır.

4.2.1. Yüksek frekans iletim hattı

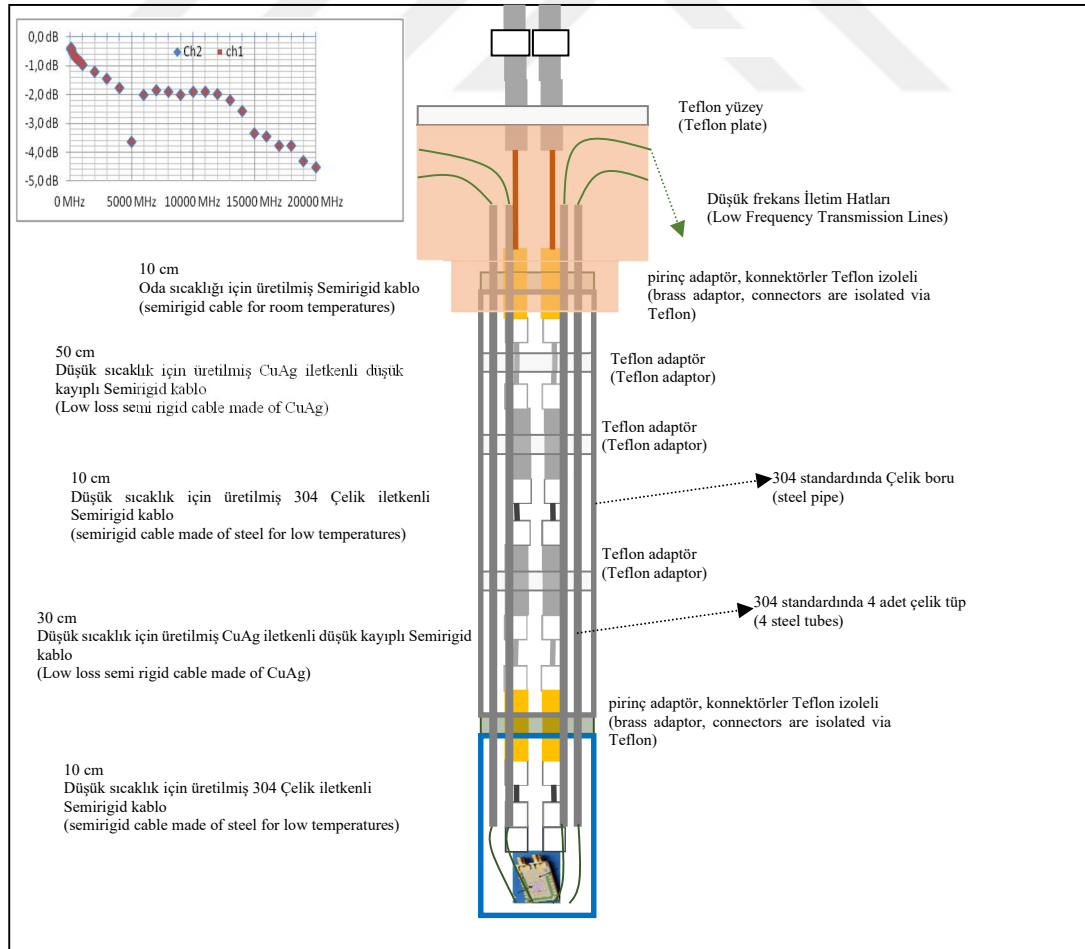
Yüksek frekans iletim hattında konnektörlü semirigid kablolar kullanıldı. Prop boyunca iki farklı tür semirigid kablo kullanıldı. Her iki tür kablonun da dış iletkeni çeliktir, kablolardan bir türünün iç iletkeni CuAg iken diğ erinin iç iletkeni de çeliktir. İki çift 10 cm uzunluğ unda çelik iç iletkenli kablo sıvı helyum tüketimini azaltacak şekilde Şekil 4. 2'de gösterildiği gibi yerleştirildi. Bu amaçla prop boyunca birden fazla konnektör ve bağlantı gerçekleştirildi. Buna rağmen yüksek frekans iletim hattındaki zayıflatma kabul edilebilir sınırlardadır. Şekil 4. 2'de Probun kısımlarını gösteren şema ve frekansa bağlı zayıflatmasını gösteren grafikler verildi. Probun zayıflatması MD Laboratuvarı tarafından ölçüldü. Sistemin sıvı helyum tüketim ortalamasının da 5 litre/günden küçük olduğu tahmin edildi.

4.2.2. Düşük frekans iletim hattı

Düşük frekans iletim hattı için 3. Bölümde de anlatıldığı gibi bükülmüş bakır bobin teli kullanıldı. Tel 100 µm çapındadır ve IEC60317-51 standardına göre üretilmiştir.

4.2.3. İletim hatlarının izolasyonu

JGS'lerin çalıştırılabilmesi için Joseohson geriliminin her yöne doğru oluşabilecek toprak döngülerinden korunması önemlidir. Prop boyunca izolasyon dirençleri: Semirigid kablunun dış iletkeni ile prop gövdesi arasında, düşük frekans iletim hatlarıyla prop gövdesi arasında ve bükülmüş çiftler arasında ölçüldü. Ölçüm düzeneği Bölüm 3'de verilen ile aynıdır. İzolasyon dirençleri bükülmüş kablo çiftleri arasında 500 GΩ iken prop gövdesine doğru TΩ mertebesindedir. Semirigid kablolarının prop gövdesinden elektriksel izolasyonu Şekil 4. 2'de gösterilen pirinç adaptörlerin üzerine teflon parçalar eklenerek gerçekleştirildi. Prop boyunca kullanılan teflon adaptörlerle semirigid kabloların birbirine teması önlenmiştir. Yüksek frekans iletim hattının DDÜ torağından izolasyonu ise 'inner outer' DC bloklar ile sağlandı.



Şekil 4. 2. UME'de Üretilen Probu'nun Farklı Kısımlar

4.3. Süperiletken Tümdevreyi Sürme Elektronikü ve Senkronizasyonu

Josephson eklemelerini darbelerle sürme (Benz ve Hamilton 1996)'da önerilmiş ve darbelerle sürmenin sebep olduğu ortak mod problemleri (Benz, Burroughs ve Dresselhaus 2001)'deki kompanzasyon teknikleriyle çözülmüştür. Bu çözüm doğrultusunda tümdevre sürme elektronikü darbe elektronikünün yanı sıra düşük frekanslı kompanzasyon elektronikünden oluşmaktadır.

UME'de kurulan Sistemde darbe elektronikü (Kieler, Scheller ve Kohlmann 2013)'dekine benzer tasarlandı. Kompanzasyon elektronikü ise LeCroy 1104 ArbStudio marka model numaralı (PJGS için kullanılan) işaret üreticilerinden oluşturuldu. Bu işaret üreticileri (Kieler, Scheller ve Kohlmann 2013)'deki işaret üreticilerinin aksine batarya ile çalıştırılabilmektedir. Tümdevrede sadece iki adet JE dizisi olduğu için (Kieler, Scheller ve Kohlmann 2013)'deki izoleli transkondüktans yükselteç olan ve PTB tarafından üretilen 'IV Box'ların kullanımına ihtiyaç olmayacağı öngörüldü. İzoleli transkondüktans yükselteçlerin kullanılmaması sebebi ile sistemin saati ve tetikleme işaretleri optik olarak izole edilerek işaret üreticilerine uygulandı. Bu amaçla 3. Bölümde anlatılan ve yerli firma ortaklığıyla üretilen transceiver sistemleri kullanıldı.

4.4. Sistemin Yazılımları

4.4.1. Darbe desen üreticinin kontrolü

Darbe Desen Üretici, 27 Ağustos-02 Eylüldeki çalıştırmada, üretici tarafından verilen ara-yüz kullanılarak kontrol edildi. Daha sonra ölçümlerin otomasyonuna izin verecek şekilde, Labview ile kontrolü sağlandı. Bunun için cihaz NI Visa'ya "USB RAW" cihaz olarak tanımlandı. LabView ile yazılan arayüzle Darbe Desen Üreticinin genliği, frekansı gibi özellikleri değiştirilebildi ancak doğru binary kodların yüklenemediği görüldü. Bu problem ileride çözümlenerek otomasyon iyileştirilecektir. Hızlı çözüm için tezde alınan ölçümlerde tekrar üreticinin ara-yüzünün kullanılmasına karar verildi.

4.4.2. İşaret üreticilerinin kontrolü

Bu cihazın kontrolü LabView ile sağlandı. Üretici firma tarafından sağlanan kontrol programında, JAWS kullanım amacına uygun değişiklikler yapıldı. Gelecekteki

uygulamalarda DDÜ'nün ve işaret üreteçlerinin kontrolü tek bir programda birleştirilecektir.

4.4.3. Sigma-Delta kod üretme

SIB59_RMG01 numaralı araştırma esnasındaki simülasyonlar için, sigma-delta kod üretildi. Ancak kodların kalitesi gerçek donanımla test edilmedi. Kodların DDÜ'nin anlayacağı dile de ölçümlerin alındığı esnada dönüştürülmedi. Bu nedenle PTB tarafından üretilen kodlar bu tez çalışmasındaki ölçümlerde kullanıldı. PTB'den alınan kodlar, DDÜ'nin üretici firma arayüzüyle yüklemeye uygundur.

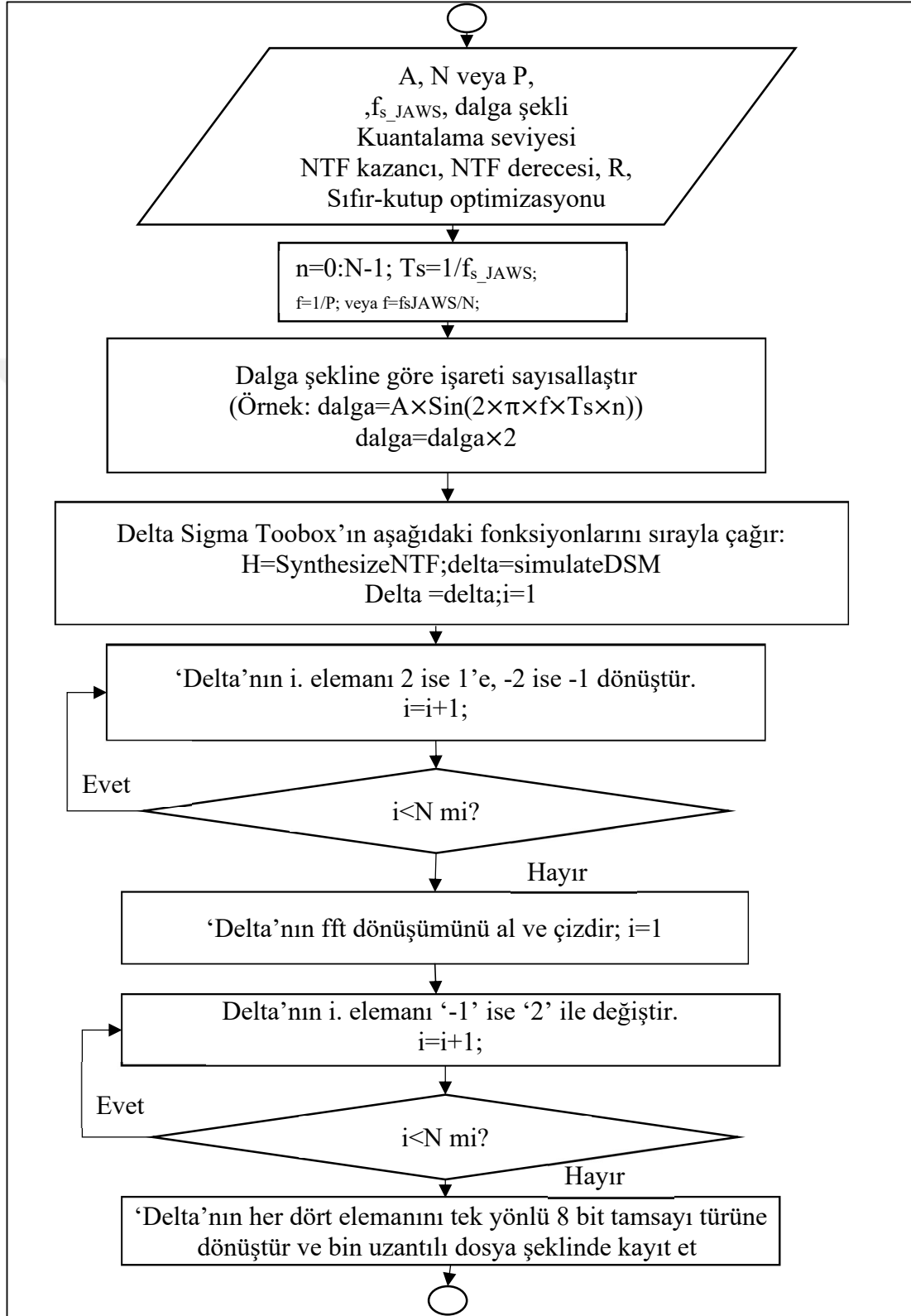
Ölçümler tamamlandıktan sonra MATLAB kullanılarak Sigma-Delta kod üretim programı tamamlandı ve JAWS çalıştırılmadan DDÜ ve Sigma-Delta ADC ile test edildi. Sigma-Delta kod üretiminde MATLAB'ın "Delta-Sigma Toolbox"ı kullanıldı.

Kod üretirken operatör tarafından belirlenmesi gereken parametreler şunlardır: DDÜ'nin darbe frekansı (f_{s_JAWS}), kod yoğunluğu (A), Kodun DDÜ'de kapladığı uzunluk (N) veya üretilmek istenen işaretin içerdiği en düşük frekans ($1/P$) veya en uzun periyot (P) ve ideal işaretin matematiksel gösterimi. Bu parametreler belirlendikten sonra ideal işaret f_{s_JAWS} örnekleme hızında ve N uzunluğunda sayısallaştırıldı. Daha sonra Sigma-Delta modülasyonunun gürültü aktarma fonksiyonu (NTF) "Delta-Sigma Toolbox"a hesaplatıldı. Bunun için NTF'nin derecesi iki, sonsuzdaki kazancı 1,5 ve aşırı örnekleme oranı ise en az 500 seçildi. NTF belirlenirken herhangi bir kutup-sıfır optimizasyonunun yapılmaması seçeneği seçildi. Sayısal işareti içeren vektör ikiye katlandı. Üretilen NTF, sayısal işareti içeren vektör ve Sigma-Delta kod kuantalama seviyesi ise üç seçilerek "Delta-Sigma Toolbox"a kod üretilirdi. Kod üretildikten sonra işaretin spektrumu kodun FFT dönüşümü çizdirilerek kontrol edildi. Bu kontrol, seçilen A ve koddaki frekans değişimi dolayısıyla hızlı genlik değişimlerinin dönüşümde bir saturasyona sebep olup olmadığını denetlemekte kullanıldı. Sigma-Delta kod üretme yazılımının algoritma akış diyagramı Şekil 4. 3'de verildi.

4.4.4. JAWS çıkışı ölçmede kullanılan ölçüm sistemlerinin kontrolü

Bu tez çalışması kapsamında JAWS çıkışı sadece iki farklı ADC ile ölçüldü. Delta Sigma ADC kontrolünde üretici firmanın kendi arayüzü olan "NI5922: NI-SCOPE"

kullanıldı. İntegral alan ADC kontrolünde ise Bölüm 2.1’de geliştirilen yazılım kullanıldı.



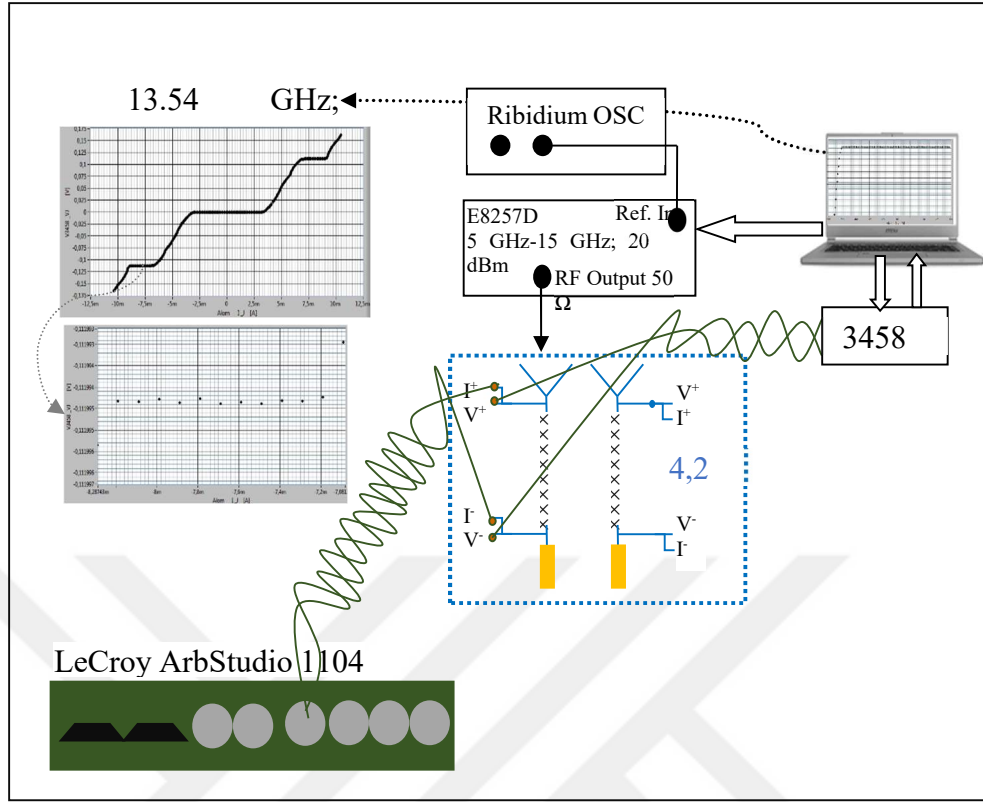
Şekil 4. 3. Sigma-Delta Kod Üretme Akış Diyagramı

4.5. JAWS Sisteminin Testi

27.08.2019-02.09.2019 tarihleri arasındaki çalıştırmada ödünç alınan ilk tümdevre Şekil 4. 2’de gösterilen proba takıldı ve Şekil 4.4.’de verilen düzenek kuruldu.

JAWS tümdevresinin IV eğrileri CW dalgalarla Bölüm 3.1’de anlatılan sistemle incelendi. Bu sisteme Yüksek frekanslı (20 GHz) ve yüksek güçlü (20 dBm) işaret üreticinin yazılımları ilave bir tür MMWS olarak eklendi. SNS eklemlerinden beklenen karakteristikler Şekil 4.4’deki gibi gözlemlendi. Bu eğriler birbirinden bağımsız her iki JE dizisinde de ayrı ayrı gözlemlendi. Bu deneyle JE dizilerinin beklendiği gibi çalıştırılabildiği, Prop zayıflatmasının da yüksek frekanslarda çalıştırma için uygun olduğu tespit edildi.

Daha sonra, DDÜ ile kompanzasyon elektroniği arasındaki senkronizasyonlar hariç, Şekil 4. 6’de verilen ölçüm sistemi kuruldu. 8, 16, 64 ve 128 dijitalik sabit darbe oranlı kodlar kullanılarak pozitif ve negatif DC gerilimler üretildi. Bu gerilimler Keysight 3458 ile ölçüldü. Darbe genliklerine, kompanzasyon akımlarına bağlı ölçüm sonuçları Tablo 4.1’de özetlendi. Bu tabloda ‘KOD’ sütununda DDÜ tarafından uygulanan darbe deseni verildi. ‘ f_{s_JAWS} ’ ile DDÜ’nin saat-frekansı/örnekleme-frekansı verildi. ‘ V_{JAWS} ’ sütununda DDÜ ve saat frekansı kullanılarak Eşitlik (1. 9) kullanılarak hesaplanan kuantum geriliminin değeri verildi. Uygulanan bu kuantum gerilimine karşı IADC’den ölçülen değer ‘ V_{3458} ’ başlıklı sütunda verildi. ‘ ΔV ’ sütununda IADC ile ölçülen gerilimin kuantum geriliminden farkı gösterildi. ‘ $V_{S,D,3458}$ ’ başlıklı sütunda o ölçüme ait standart sapma gösterildi. Her bir ölçüm için yaklaşık olarak 20’er örneğin ortalaması alındı. Görüldüğü gibi IADC’nin kuantum geriliminden farkları ölçümün kararlılığı (A tipi belirsizliği) içindedir. ‘ Δ_{PPG_POS} ’ ve ‘ Δ_{PPG_NEG} ’ ile IADC ölçümünün değişmediği DDÜ’nin pozitif ve negatif darbe genliklerinin değişimi gösterildi. ‘ ΔI_{comp} ’ başlıklı sütunda ise IADC ölçümünün değişmediği kompanzasyon akımının değişimi gösterildi. Şekil 4.4’de I-V eğrilerinde Shapiro adımlarının akım aralığının 1 mA’in üzerinde olduğu görülmektedir. Ancak ‘ ΔI_{comp} ’ akımı 84 μA ölçülmüştür. Bunun sebebi kayıtlı ölçümlerin alındığı esnada sıvı helyumun azalmış olmasıdır.

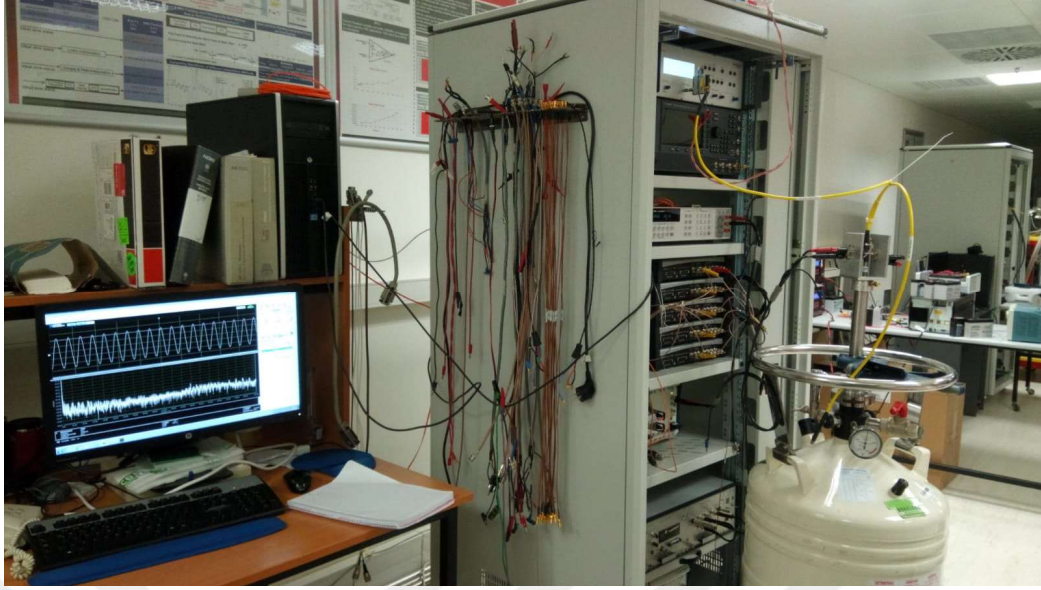


Şekil 4.4. SNS Yapılı JE'lerinin IV Eğrilerini Test Etmek İçin Kurulan Sistem ve JE Eklemlerinin IV Eğrileri

Sabit frekanslı kodların yanı sıra PTB tarafından sağlanan sigma delta kodlar kullanılarak Şekil 4. 5'de resimdeki gibi temiz spektrumlu sinüs işaretler geniş darbe genliği aralığı için ve kompanzasyon elektroniği kullanılmadan elde edilebildi.

Tablo 4.1. 27.08.2019-02.09.2019 Tarihlerindeki Çalıştırmada DC Marjinler

KOD	f_{e_JAWS}	JJ	V_{JAWS}	V_{3458}	ΔV	$V_{S.D.3458}$	Δ_{PPG_POS}	Δ_{PPG_NEG}	ΔI_{comp}	Tarih
2000	15 GHz	4000	7,754377 mV	-7,75490 mV	-0,5 nV	66 nV	300	70	-	29.08.2019
1000	15 GHz	4000	7,754377 mV	7,75385 mV	-0,5 nV	66 nV	300	500	-	29.08.2019
10000000	15 GHz	4000	3,877188 mV	3,87719 mV	0,0 nV	66 nV	100	-	-	30.08.2019
10001000	15 GHz	4000	7,754377 mV	7,75382 mV	-0,6 nV	60 nV				30.08.2019
2E+15	15 GHz	4000	0,969297 mV	-0,96987 mV	-0,6 nV	60 nV	-	30		30.08.2019
1E+15	15 GHz	4000	0,969297 mV	0,96904 mV	-0,3 nV	64 nV	30			30.08.2019
100000001000000	15 GHz	4000	1,938594 mV	1,93806 mV	-0,5 nV	58 nV	20			02.09.2019
200000002000000	15 GHz	4000	1,938594 mV	-1,93910 mV	-0,5 nV	58 nV		185		02.09.2019
1111	15 GHz	4000	62,035015 mV	62,03541 mV	0,4 nV	62 nV	-	-	0,084 mA	02.09.2019



Şekil 4. 5. AC İşaretlerin Üretilmesi Esnasında JAWS Sisteminin Fotoğrafi

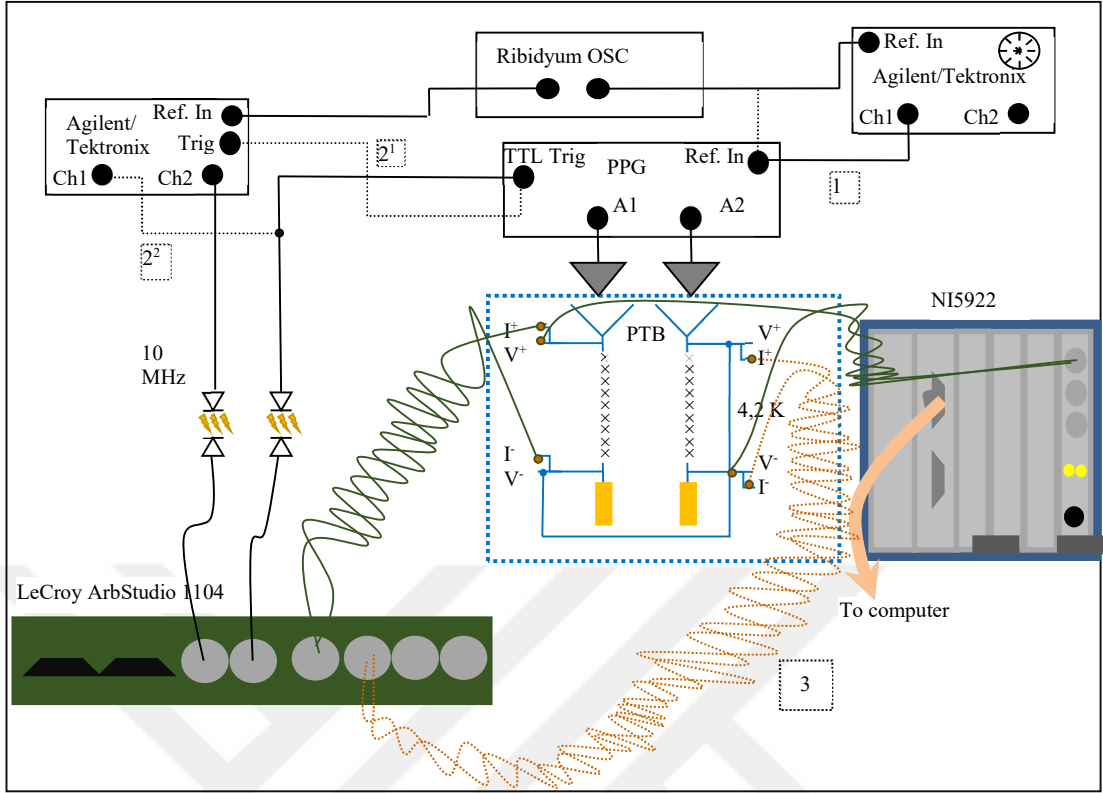
18.09.2019-24.09.2019 tarihleri arasındaki çalıştırmada JAWS sistemi 15 GHz örnekleme frekanslarında %30 yoğunluklu kodlarla çalıştırıldı. %40 Yoğunluklu kodlar ve bu değerden daha yoğun kodlarda sistem çalıştırılmadı. Örnekleme frekansı düşürülerek denemelere devam edildi. Spektrumun temiz olduğu aralıklarda Bölüm 2.1'deki sistemle ölçümler alındı. Spektrum 'NI5922: NI-SCOPE' kullanılarak kontrol edildi. Bu ölçümlerde 'deki metrolojik vasıfları bilinen IADC kullanıldı (T. Coşkun Öztürk, S. Ertürk, ve diğerleri 2019). Ayrıca sistemde kullanılan NI5922'nin de metrolojik vasıfları bu tezde 2. Bölümde ve 3. Bölümde verilen ölçümler sayesinde bilinmektedir.

4.6. JAWS Sistemi ile Alınan Ölçümler

Ölçümlerin alınmasında kullanılan düzenekler Şekil 4. 6'de verildi. Bu şekilde '3' ile işaretli bağlantı her iki diziyi de kompanzasyonlu çalıştırmak için planlandı ancak helyum dolumu bu bağlantıyı denemek için yeterli olamadı. Her iki dizi aynı anda kompanzasyonsuz olarak çalıştırıldı.

4.6.1. IADC'nin JAWS ile kalibrasyonu

Bu cihazla alınan ölçümler Şekil 4. 6'de 1' ile işaretli bağlantı aktif iken alındı. Ölçümlerde Bölüm 2.1'de anlatılan sistem kullanıldı. Bu ölçümlerde 3458 dahili zamanlama işareti ve dahili sayıcısı örnekleme zamanının üretmede kullanıldı.



Şekil 4. 6. UME'de Kurulan Sistem ve PTB'den Ödünç Alınan Tümdevreye Bağlılığı

Ölçümler senkron olmadığı için ölçüm datasını değerlendirmede üç parametrelili sinüs uydurma algoritması kullanıldı. Sinüs uydurma algoritmasının zaman verisi 3458'in zamanlama işareti düzeltilerek kullanıldı. Bu ölçümlerde JAWS sistemi ile 26,3192 mVrms değerinde kuantum gerilimler üretildi. Spektrumun temiz kaldığı, başka bir deyişle sistemin kuantum olduğu NI5922 ile denetlendi. Alınan ölçümler, Şekil 4. 7'da, IADC'nin hatasının uygulanan kuantum geriliminden farkı ($V_{3458} - V_{JAWS}$) gösterilerek özetlendi. Bu grafiklerden de görüldüğü gibi artan işaret frekansına ve küçülen integrasyon süresine rağmen hatanın nV mertebelerinde kaldığı görüldü. nV mertebesindeki bu hatalar IADC'nin kısa dönem gürültüsü içindedir.

Düşük gerilimlerde AC-DC Transfer ölçümleri ölçüm belirsizliği Şekil 1.49 ($150 \mu\text{V}/\text{V} @ 6 \text{ mV}$) ve Şekil 1.50'de ($7,5 \mu\text{V}/\text{V} @ 100 \text{ mV}$) gösterildiği gibi yüksektir. Bu aygıtlarla AC gerilim ölçüm belirsizliği, aktarma işlemi ve yükleme etkileri nedeniyle çok daha yüksektir. Yine AC-DC Transfer Standartlarıyla 40 Hz ve altında belirsizlikler daha da artmakta ve 10 Hz ve altındaki gerilimlerde ise bu aygıtlarla SI'a izlenebilir ölçümler yapılmamaktadır. UME'de AC-DC Transfer Aygıtlarının 26 mV 50 kHz frekans aralığı için kalibrasyon belirsizlikleri $19 \mu\text{V}/\text{V}$ 'tur (UME 2018). Aynı

gerilim ve frekans aralığı için AC gerilim kalibrasyon belirsizliği ise $80 \mu\text{V/V}$ 'tur (UME 2018).

Bölüm 3'de karakterize edilen IADC'nin DC kazanç hatası Şekil 3.30'da gösterildiği gibi yaklaşık olarak $3 \mu\text{V/V}$ 'tur. Bu ADC'nin düşük integrasyon süreleri için AC-DC kazanç farkı frekansa bağlı olarak Şekil 3.41'de verilmiştir. Bütün bu ölçümler değerlendirildiğinde bu ADC'nin toplam kazanç hatalarının $20 \mu\text{V/V}$ 'dan küçük olduğu değerlendirilebilir.

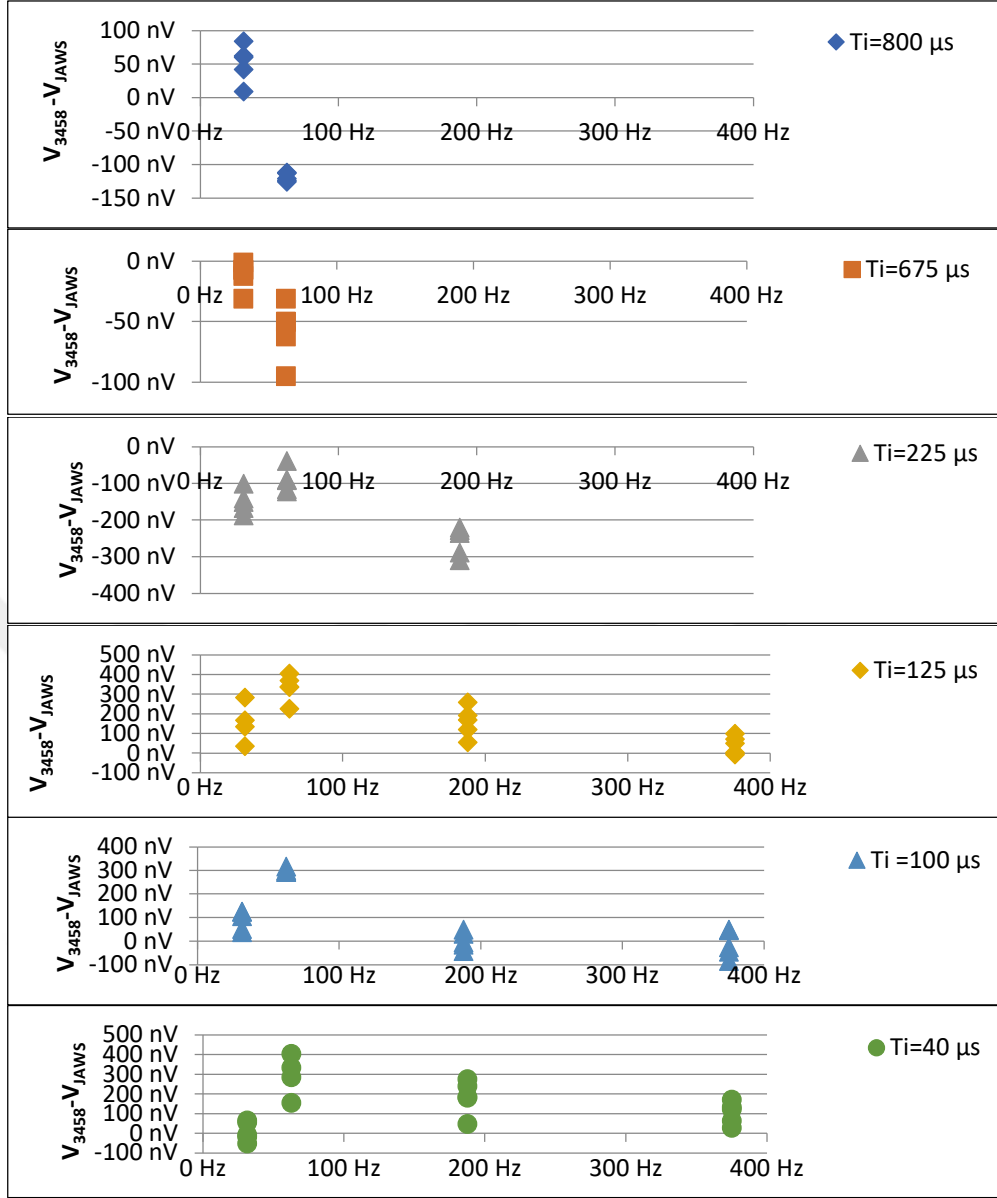
Şekil 4. 8'da IADC'nin JAWS ile kalibrasyonu sonrasında kazanç hataları $(\frac{V_{3458}}{V_{\text{JAWS}}} - 1)$ gösterildi. Aynı grafikte $26 \text{ mV}_{\text{rms}}$ genliği için kurulu AC Gerilim Metroloji ile kalibrasyon belirsizlikleri de gösterildi: Bu grafikteki mavi kesikli çizgilerle AC-DC Transfer standardı kalibrasyonu, kırmızı kesikli çizgilerle ise AC Gerilim kalibrasyonu için belirsizlikler verildi. Şekil 4. 8'den de görüldüğü gibi Bölüm 2'de geliştirilen ve Bölüm 3'de PJGS ile kalibre edilen sistemin JAWS ile kalibrasyonu sonrasındaki hatalarının da küçük olduğu görüldü. Bu mertebedeki genliklerde bile kurulu AC gerilim metrolojisinin belirsizliklerinden daha düşük hatalar tespit edilebildi.

4.6.2. Sigma-Delta ADC'nin JAWS ile kalibrasyonu

Kullanılan NI5922 farklı tarihlerde ve farklı örnekleme oranlarında Bölüm 2'de anlatıldığı gibi geleneksel standartlarla ve Bölüm 3'de anlatıldığı gibi PJGS ile kalibre edildi. JAWS kullanılarak yapılan ölçümler Tablo 4. 2'de özetlendi. Bu ölçümler senkronizasyon sağlanmadan ve "NI-SCOPE" kullanılarak gerçekleştirilebildi. Buna rağmen $31,25 \text{ Hz}$ 'de PJGS ile ve JAWS ile alınan ölçümlerin, NI5922'nin kısa dönem kararlılığı içinde olduğu görüldü.

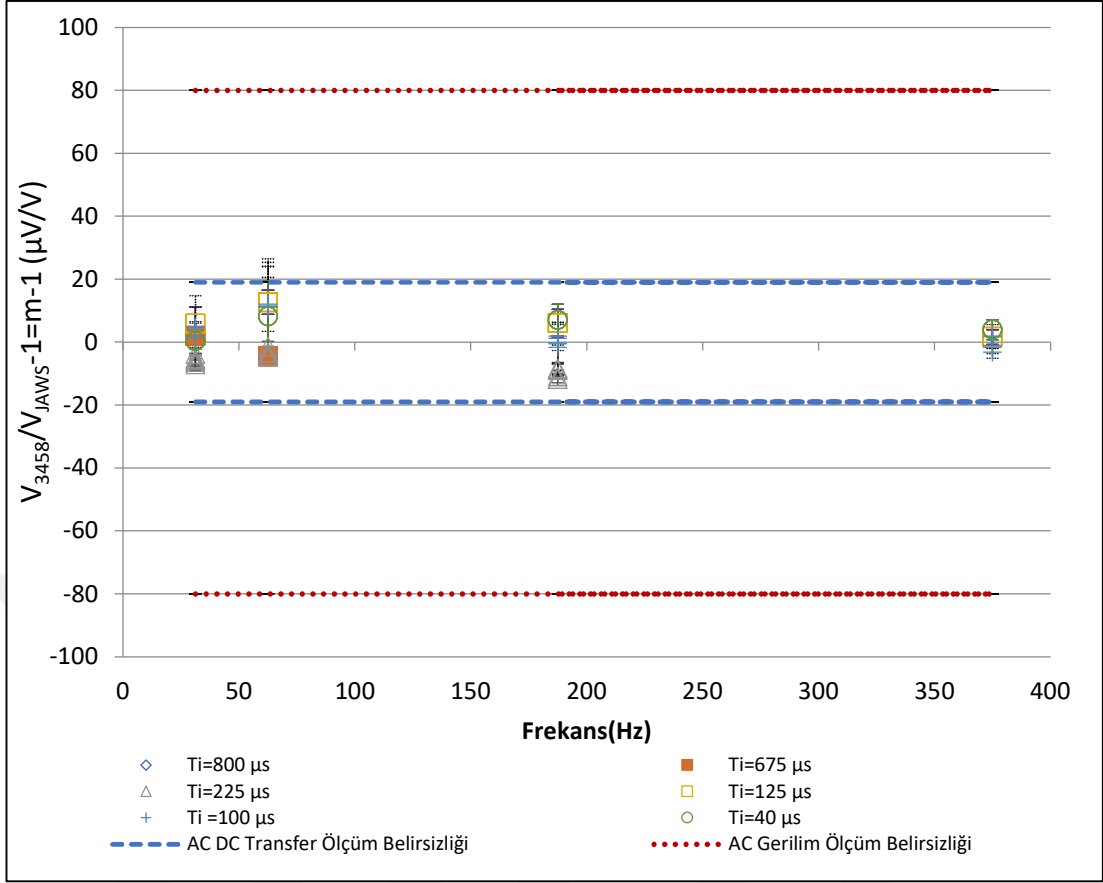
4.7. Sonuç ve Gelecek Dönem Çalışmaları

Bu sistemle metrolojik vasıflı ölçümler denendi. IADC ile alınan ölçümlerin Şekil 4. 7'da özetlendiği gibi cihazın kısa dönem kararsızlıkları içinde kaldığı, Şekil 4. 8'de gösterildiği gibi bağıl hatanın yeterince küçük olduğu gösterildi. Yine bu şekil üzerinde, ölçümün yapıldığı frekans ve genlik aralığı için, sayısal metroloji ile gerilim ölçümünün kurulu AC metrolojiden daha düşük belirsizlikleri olduğu, küçük genlikli AC gerilim ölçümlerinin iyileştirildiği gösterildi.



Şekil 4.7. JAWS ile Kalibrasyon Sonrasında IADC'nin Frekansa ve İntegrasyon Süresine Bağlı Hataları

Bölüm 3'deki gibi IADC karakterizasyonuna ait belirsizlik bileşenlerinden gecikme ve spektrum kirlilikleri, referans olarak JAWS sistemi kullanıldığında dikkate alınmayabilir. Bunun dışındaki belirsizlik bileşenleri JAWS ile karakterizasyonda da vardır ve etkileri daha önce üçüncü bölümde tartışıldığı gibidir. Ancak JAWS'ın marjin bağımlılığı her ölçüm için ve her bir parametre için değerlendirilmeli ve bunun için otomasyon geliştirilmelidir.



Şekil 4. 8. IADC'nin Dinamik Kazanç Hatası ve AC-DC Fark ve AC Gerilim Kalibrasyon Belirsizlikleri

Tablo 4. 2. JAWS ile Sigma-Delta ADC Ölçüm Sonuçları

Code	Tarih	f_m	$f_{s-NI5922}$	f_{s-JAWS}	V_{JAWS}	V_{NI5922}	G
%10@ch1	19.09.2019	31,25 Hz	50 kS/s	15 GHz	26,3192 mVrms	26,3245248	1,000202
%10@ch1	22.09.2019	1,875 kHz	50 kS/s	15 GHz	26,3192 mVrms	26,311 mVrms	0,999688
%10@ch2	22.09.2019	1,875 kHz	50 kS/s	15 GHz	26,3192 mVrms	26,311 mVrms	0,999688
%10@ch1+ch2	22.09.2019	1,875 kHz	50 kS/s	15 GHz	52,6384 mVrms	52,622 mVrms	0,999688
%20@ch2	22.09.2019	1,875 kHz	50 kS/s	15 GHz	52,6384 mVrms	52,621 mVrms	0,999669
%10@ch2	22.09.2019	1,875 kHz	100 kS/s	15 GHz	26,3192 mVrms	26,339 mVrms	1,000752

Sigma Delta ADC ile sınırlı sayıda ölçüm alınabildi ve bu ölçümler Tablo 4. 2'de özetlendi. Bu tabloda özetlendiği gibi JAWS kompanzasyonlu, kompanzasyonsuz her iki kanal aynı anda ve kanallar ayrı ayrı çalıştırıldığında da aynı kazanç ölçümleri elde edildi.

Kurulan sistem ve sistemle alınan ölçüm sonuçları sistemin amacına uygun olarak çalıştırılabildiğini gösterdi. Bundan sonraki aşamada, iki JE dizisinin eşzamanlı olarak

kompanzasyonlu çalıştırılması, sistemdeki cihazların kontrolünün tek bir arayüzden kontrol edildiği daha iyi bir otomasyon ve daha yoğun kodlar başka bir deyişle daha yüksek genliklerde sistemin çalıştırılması için çalışılacaktır.

Bu standartla bundan sonra, bu tezde alınmış olan ölçümlerin daha yüksek genliklerde tekrarlanmasına, Nanovoltmetre, Kaynağa Kilitlenen Yükselteç, Termal Transfer Standardı, Kararlılığı yüksek DAC ve gerilim bölücü kalibrasyonu gibi kalibrasyon ihtiyaçlarının bu sistemle karşılanmasına çalışılacaktır.



5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

AC metroloji, Quantum metrolojisinden doğrudan yararlanamamaktadır. AC gerilim ölçümlerinde sayısal teknikler kullanarak yüksek doğrulukla ADC ve DAC kalibrasyonlarının gerçekleştirilmesi, AC Gerilim Metrolojisinin doğrudan Kuantum Standartlarına bağlanması bu tezin ve Gerilim Metrolojisinin amaçlarındandır.

Bu tez çalışmasının ilk bölümünde Josephson Gerilim standartları ve bu standartların Elektrik Metrolojisindeki yeri literatür taranarak sunuldu.

Tezin ikinci bölümünde sayısal tekniklerle gerilim ölçme prensipleri özetlendi. Bu prensipleri kullanan ve bu tezin hazırlık aşamasında geliştirilen iki farklı tür ADC'ye dayanan ölçüm sistemleri tanıtıldı. Geliştirilen gerilim ölçüm sistemlerinden biri uluslararası karşılaştırmada sınıandı ve başarılı ölçüm sonuçları sunuldu.

Tezin üçüncü bölümünde PJGS Standardının kurulumu ayrıntılarıyla anlatıldı. Bu standartla statik ADC, Dinamik ADC, Kuantum voltmetre, Yarı-ilkten gerilim standardı ölçümleri için ölçüm otomasyonu geliştirildi. PJGS kullanılarak statik ADC kalibrasyonunun nasıl yapıldığı, yarı-iletken gerilim standardının nasıl kalibre edildiği, Dinamik IADC ve Sigma-Delta ADC kalibrasyonunun nasıl yapıldığı, kuantum voltmetre ile DAC kalibrasyonunun nasıl yapıldığı ayrıntılarıyla anlatıldı. Ölçümlerin otomasyonu ile uzun süre ve çok sayıda ölçüm almak mümkün oldu. Alınan ölçümlerle statik IADC, dinamik IADC, dinamik Sigma-Delta ADC'nin yanı sıra, ultra kararlı DAC genlik kalibrasyonlarının iyileştirildiği gösterildi. Yapılan kalibrasyonlara ait belirsizlikler değerlendirildi.

Tezin dördüncü bölümünde JAWS standardının kurulumu anlatıldı. İkinci bölümde geliştirilen sistemler JAWS ile ölçüldü ve ölçüm sonuçları sunuldu. Sunulan ölçümlerle, ölçümlerin yapıldığı frekans ve gerilim aralığı için, sayısal metroloji ile gerilim ölçümünün kurulu AC metrolojiden daha düşük belirsizlikleri olduğu, küçük genlikli AC gerilim ölçümlerinin sayısal metroloji ile iyileştirilebildiği gösterildi.

Bu aşamadan sonra JAWS ile, ölçümlerin daha yüksek genliklerde tekrarlanmasına, Nanovoltmetre, Kaynağa Kilitlenen Yükselteç, Termal Transfer Standardı, Kararlılığı Yüksek DAC ve gerilim bölücü kalibrasyonu gibi kalibrasyon ihtiyaçlarının bu sistemle karşılanmasına çalışılacaktır. Bu kalibrasyonların sağlıklı yapılabilmesi için marjin kontrolünü yapan otomasyon gerçekleştirilecektir.

Bu tezin “3.2. Kurulan PJGS ile Alınan Ölçüm Sonuçları” Bölümünde verilen dinamik ADC ve DAC ölçümlerinin harmonikli işaretler için de tekrarlanması ve harmonikli referans işaretler uygulandığında ADC kazancının değişip değişmediği, PJGS'nin harmonikli işaretleri üretmede ve ölçmedeki başarısı, kuantum voltmetrenin frekans aralığının 100 kHz'e kadar genişletilip genişletilemeyeceği de araştırma potansiyeli olan konulardır.

Uzun vadede ise JAWS tümdevresinin optik darbelerle sürülmesi ve JAWS'ı referans olarak kullanan kuantum voltmetrenin gerçekleştirilmesi planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

A. Technologies. *Inexpensive dc to 32 MBd fiberoptic solutions for industrial, medical, telecom, and proprietary data communication applications. [Online]*. Online. (erişildi: 2019).

Agilent Technologies. *3458A Multimeter Calibration Manual*. 3. Baskı. U.S.A.: Agilent Technologies, 2001.

—. *3458A Multimeter Users Guide*. 4. Baskı. Agilent Technologies, 2000.

Anderson, P., ve J. M. Rowell, "Probable Observation of the Josephson Superconducting Effect", *Phys. Rev. Lett*, 1963, **10** (230-232)

Arpaia, P., F. Cennamo, P. Daponte, ve H. Schumny, "Modeling and characterization of Sigma-Delta Analog to Digital Converters, IEEE *Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Minnesota (USA), 1998.

Baek, B., P. D. Dresselhaus, ve S. P. Benz, "Co-sputtered amorphous Nb_xSi barriers for Josephson-junction circuits", *IEEE Trans. Appl.Supercond.* Dec.2006, **4** (16), (1966–1970)

Bardee, J., L.N. Cooper, ve J.R. Schrieffer. *Phys. Rev.*1957, 108

Barone, A., ve G. Paterno. *Physics and Applications of the Josephson Effect*. New York: John Wiley and Sons, 1982.

Bauer, S., R. Behr, T. Hagen, O. Kieler, L. Palafox, ve J. Schurr, "Implementation of an Impedance Bridge Based on Pulse-Driven Josephson Arrays for Arbitrary Impedance Ratios and Phase Angles" *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Ottawa, 2016

Bauer, S., ve diğerleri, "A novel two-terminal-pair pulse-driven Josephson impedance bridge linking a 10 nF capacitance standard to the quantized Hall resistance" *Metrologia*, 15 Şubat 2017, (152-160)

Beer, W., ve diğerleri. «Status of the METAS watt balance experiment.» *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 52, no. Apr. (2003): 626–630.

Behr, R. *Josephson Basics*. ACQ-PRO meeting, Braunschweig: PTB, 2015.

Behr, R., H. Schulze, F. Müller, ve J. & Niemeyer J. Kohlmann, "Josephson arrays at 70 GHz for conventional and programmable voltage standards", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* April, 1999, **48** , (270-273)

- Behr, R., J. M. Williams, P. Patel, T. J. B. M. Janssen, T. Funck, ve M. Klonz, "Synthesis of precision waveforms using a SINIS Josephson junction array" *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2005, **54**, (612–615)
- Behr, R., L. Palafox, G. Ramm, H. Moser, ve J. and Melcher, "Direct comparison of Josephson waveforms using an AC quantum voltmeter", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2007, **56**, (235–242)
- Behr, R., O. Kieler, J. Lee, S. Bauer, L. Palafox, ve J. Kohlmann. «Direct comparison of a 1 V Josephson arbitrary. waveform synthesizer and an ac quantum voltmeter.» *Metrologia* June (2015): 528-537.
- Behr, R., T. Funck, B. Schumacher, ve P. Warnecke., " Measuring resistance standards in terms of the quantized Hall resistance with a dual Josephson voltage standard using SINIS Josephson arrays ", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2003, **52**, (521-523)
- Behr, R., ve diğerleri, "Application of Josephson series arrays for a dc quantum voltmeter", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2001, **50**, (185–187)
- Behr, Ralf , ve Alexandır Katkov, "Influence of the null dedector noise in Josephson Voltage Comparisons." *PTB'de poster*, Braunschweig, 2005.
- Behr, Ralf, Marco Schubert, ve Torsten May, "Accuracy of Cryocooler Based Programmable Josephson Voltage Standard", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2004, **3**(53).
- Behr, Ralf, Oliver Kieler, Detlef Schleußler, M.F.Beug, ve L.Palaf., "Combining Josephson systems for pure ac waveforms with large amplitudes", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 2013, **62**(6), (1634-1639)
- Behr, Ralf, Oliver Kieler, Johannes Kohlmann, Franz Muller, ve Luis Palafox. "Development and metrological applications of Josephson arrays at PTB", *Meas. Sci. Technol.*, 2012, **23**
- Benz, S. P. et al. "One-volt Josephson arbitrary waveform synthesizer", *IEEE Trans. Appl. Supercond*, 2015, **25**
- Benz, S. P., "Superconductor-normal-superconductor junctions for programmable voltage standards" *Appl. Phys. Lett.*, 1995, **67** , (2714–2716)
- Benz, S. P., C J Burroughs, ve P D Dresselhaus, "AC coupling technique for Josephson waveform synthesis", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, 2001, **11**, (612–617)
- Benz, S. P., C. A. Hamilton, C. J. Burroughs, T. E. Harvey, L. A. Christian, ve J. X. Przybysz, "Pulse-driven Josephson digital/analog converter" *IEEE Trans. Appl. Superconduct* ,1998 , **8**,
- Benz, S. P., C. A. Hamilton, C. J. Burroughs, T. E. Harvey, ve L.A. Christian, "Stable 1 volt programmable voltage standard", *Appl.Phys. Lett.* , 1997, **71**, (1866–1868)

Benz, S. P., ve C. A. Hamilton, "A pulse-driven programmable Josephson voltage standard" *Appl. Phys. Lett.*, 1996, **68**, (3171–3173)

Benz, Samuel P., ve Clark A. Hamilton, "Application of the Josephson Effect to Voltage Metrology", *Proceeding of the IEEE*, 2004, **92** (10)

Benz, Samuel P., ve Steven B. Waltman, "Pulse-Bias Electronics and Techniques for a Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2014, **6** (24)

Bergsten, Tobias, Gunnar Eklund, Valter Tarasso, ve Karl-Erik Rydler, "An Active Filter for Delta–Sigma-Modulated Josephson Waveforms", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2015, **6**(64), (1599-1603)

Braken T. D., Hamilton W. O. , "Comparison of Microwave-Induced Constant-Voltage Steps in Pb and Sn", *Phys. Rev.*, 1972, **6**.

Budovsky, I., ve T. Hagen., "A precision buffer amplifier for low-frequency metrology applications" *Conf. Digest CPEM*, Korea, 2010.

Budovsky, I.; H., Sasaki; Coogan, P., "AC–DC Transfer Comparator for the Calibration of Thermal Voltage Converters Against Josephson Alternating Voltage Standards", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2003, **52**, (538-541)

Burroughs, C. J., A. Rufenacht, S. P. Benz, P. D. Dresselhaus, B. D. Waltrip, ve T. L. Nelson, "Error and transient analysis of stepwise-approximated sine waves generated by programmable Josephson voltage standards", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2008, **57**, (1322–1330)

Burroughs, C. J., R. J. Webber, P. D. Dresselhaus, ve S. P. Benz, "Operating margin measurements for an AC Josephson voltage standard", *presented at the Session 7e: DC Voltage, Nat. Conf. Standards Laboratories (NCSL)*, Tampa Bay, FL, 2003.

Burroughs, C. J., S. P. Benz, T. E. Harvey, ve H. Sasaki. "1 volt Josephson fast reversed dc source" in *Conf. Dig. Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, 2000, (341–342)

CCEM. "Guidelines for Implementation of the 'Revised SI'. BIPM, 2017.

Chong, Y., P. D. Dresselhaus, S. P. Benz, ve J. E. Bonevich, "Effects of interlayer electrode thickness in Nb(MoSi /Nb) stacked Josephson junctions", *Appl. Phys. Lett.* Apr., 2003, **82**, (2467–2469)

Clarke, J., "Experimental Comparison of the Josephson Voltage-Frequency Relation in Different Superconductors", *Phys. Rev. Lett.*, 1968, **21**, (1566-1569)

Coşkun Öztürk, T., J. Kohlmann, O. Kieler, T. Möhring, R. Behr, ve J. Lee, "Error Analysis in Waveforms Synthesized with a Combined Josephson System for AC Component Characterization", *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Rio De Janeiro, 2014.

Coşkun Öztürk, T., S.,Tangel, Ali Ertürk, Gedik A., M. Yoğun, ve M. Celep, "Establishing Programmable Josephson Voltage Standard and Maintaining Its Quantum Accuracy", *International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications*, 2019, **8**(1), (19-25)

Coşkun Öztürk, Tezgül, Sarp Ertürk, Ali Tangel, ve Mehedin Arifoviç . "Using Programmable Josephson Voltage Standard Static and Dynamic Gain Characterization of Integrating ADC", *Transactions of Instrumentation and Measurement*, 2019 , **69** (7),(4425-4435)

COŞKUN, Tezgül, "Yüksek Doğruluklu Kalibratörün AC İşaret Kaynağının Doğrudan Sayısal Sentez Tekniği ile Üretilmesi.", Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi,Fen Bilimleri Enstitüsü, 2004.

Djordjevic S, Seron O, Behr R and Palafox L., "Double Josephson waveform synthesizer for high precision ac–dc transfer measurements", *Conf. Digest CPEM*, 2010, (149–150)

Dresselhaus, P.D., ve M.M. & Benz, S.P. Elsbury, "Tapered transmission lines with dissipative junctions", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2009,**3**(19) (993-998)

Eklund, G, T Bergsten, V Tarasso, ve K-E and Rydler, "Determination of transition error corrections for low frequency stepwise-approximated Josephson sine waves", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2011, **60**, (2399–2403)

Endo, T., M. Koyanagi, ve A. Nakamura. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 1983, **32**, (267-271)

Espel, P., A. Poletaeff, ve A. Bounouh, "Characterization of analogue-to digital converters of a commercial digital voltmeter in the 20 Hz to 400 Hz frequency range", *Metrologia*, 2009,**5**(46), (578-584)

Euromet. <https://www.euramet.org>. tarih yok. (erişildi: Şubat 2020).

Filipski, P. S., H. van den Brom, ve E. Houtzager, "An international comparison of AC Josephson voltage standards between NRC, Canada, and VSL, the Netherlands," presented at the Proc.: IMEKO Symp. IX Semetro, Natal Brazil, 2011

Fish, Peter J. *Elektronik Noise and Low Noise Design*. London: The Macmillan Press Ltd., 1993.

Fletcher, N., ve J. Olthoff, I. Budovsky, M. Milton G.Rietveld, "Electrical Units in the New SI: Saying Goodbye to the 1990 Values", *NCSLI Measure* , 2014, **3**(9)

Funck, T., R. Behr, ve M. Klonz, "Fast reversed DC measurements on thermal converters using a SINIS Josephson junction array", *IEEE Trans. Instrum. Meas.* , 2001, **50**, (322–325)

G.Rietveld, "Characterization of a wideband digitizer for power measurements up to 1 MHz" *IEEE Transactions of Instrumentation and Measurement*, 2011, (2195-2201)

Geneves, G., ve Piquemal F. “Vers une loi d’ohm quantique: le triangle metrologique,” *Cong. Int. Métrol.-Nîmes*, .1995, (352–357)

Goeke, W. C., R.L. Swerlein, S. B. Venzke, ve S.D. Stever, "Calibration of an 81/2-Digit Multimeter from Only Two External Standards", *Hewlett-Packard Journal*, 1989, (22-30)

GUM, ISO "Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement", 2016 .

Hamilton, C. A., R. L. Kautz, R. L. Steiner, ve F. L. Lloyd. *IEEE Elec. Dec. Lett.* , no. 6 (1985): 623-625.

Hamilton, C. A.; Burroughs, C. J.; Kautz, R. L., "Josephson D/A converter with fundamental accuracy", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 1995, **44**, (223–225)

Helistö, P., J. Nissilä, K. Ojasalo, J. S. Penttilä, ve H. Seppä., "AC voltage standard based on a programmable SIS array", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2003, **52**, (533–537)

Herick, J., S. Bauer, R. Behr, M. F. Beug, O. F. Kieler, ve L. Palafox., "Calibration of an Inductive Voltage Divider using Pulse-Driven Josephson Arrays", *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Paris, 2018.

Hertel, G., D.J. Bishop, E.G. Spencer, ve J.M. & Dynes, R.C. (1983) Rowell. "Tunneling and transport measurements at the metal-insulator transition of amorphous Nb:Si.", *Physical Review Letters* , 1983, 50(10), (743-746)

Hsu, Jimmy C., Shih-Fang Chen, Chin-Jung Kuo, ve Mark Hsiao, "Calibration of Inductive Voltage Dividers at Power Frequencies Using an AC-PJVS" *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Ottawa/Canada, 2016.

IEC-60748-4-3. "Interface integrated circuits-Dynamic criteria for analogue-digital converters (ADC)" *International Standard*, 2006.

IEEE 1057. "Standard for Digitizing Waveform Recorders", *IEEE Instrumentation and Measurement Society*, 2017.

Ihlenfeld, K W G. "*Maintenance and traceability of AC voltages by synchronous digital synthesis and sampling*", Braunschweig, Germany: PTB Report E-75, 2001.

Ihlenfeld, W. G. K., ve diğerleri, "Characterization of a high resolution analog-to-digital converter with a Josephson AC voltage source", *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 2005, **54**, (649–652)

Ihlenfeld, W. G. Kürten, ve R. P. Landim, "Investigations on Extending the Frequency Range of PJVS based AC Voltage Calibrations by Coherent Subsampling", *Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Ottawa/Canada 2016.

Ireland, Jane, ve diğerleri, “An optoelectronic coupling for pulse-driven Josephson junction arrays”, *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Rio-Dejaneiro, 2014.

Ireland, Jane, ve diğerleri, "An Optoelectronic Pulse Drive for Quantum Voltage Synthesizer" *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2018.

Jeanneret, B., A. Rüfenacht, Overney F., Helko van den Brom, ve E. Houtzager, "High Precision Comparison between a Programmable and a Pulse-Driven Josephson Voltage Standard", *Metrologia*, 2011, **48**, (311-316)

Jeanneret, B., A. Rüfenacht, ve C. J. Burroughs, "High precision comparison between SNS and SIS Josephson voltage standards", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2001, **50**, (188–191)

Josephson, B.D., "Possible New Effects in Superconductive Tunnelling", *Phys. Letters*, 1962, (251-253)

Kautz R. L., *Appl. Phys. Lett.*, 1980, **36**, (386-388)

Kautz, L.R. , "Proceedings of the International School of Physics", *Enrico Fermi Course CX*, 1989.

Kautz, R. L., ve G. Costabile. *IEEE Trans. Magn.*, 1981.

Kautz, R.L., "Shapiro steps in large area metallic barrier Josephson junctions", *Journal of Applied Physics* ,1995, **78**(9), (5811-5819)

Kieler, O. F., R. Behr, D. Schleussner, L. Palafox, ve J. Kohlmann, "Precision Comparison of Sine Waveforms With Pulse-Driven Josephson Arrays", *Transactions on Applied Superconductivity*, 2013, **23**(3)

Kieler, O. F., R. Behr, R. Wendisch, S. Bauer, L. Palafox, ve J. Kohlmann. «Towards a 1 V Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer.» *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* , 2015, **25**(3)

Kieler, Oliver F. O., Thomas Scheller, ve Johannes Kohlmann "Cryocooler operation of a Pulse-Driven AC Josephson Voltage Standard at PTB" *World Journal of Condensed Matter Physics*, 2013,(189-193) (<http://dx.doi.org/10.4236/wjcmp.2013.34031>)

Kieler, Oliver F., Detlef Schleusner, Johannes Kohlmann, ve Behr Ralf., "Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer for Analysis of AC Components", *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*. Daejeon, Kore, 2010.

Kieler, Oliver, ve diğerleri. "Optical Pulse-Drive for the Pulse-Driven AC Josephson Voltage Standard" *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2019,.

Kim K-T, Kim S-T, Chong Y and Niemeyer J. , "Simulations of collective synchronization in Josephson junction arrays", *Appl. Phys. Lett.*, 2006, **88**

Kim, M-S, K-T Kim, W-S Kim, Y Chong, ve S-W and Kwon, "Analog-to-digital conversion for low-frequency waveforms based on the Josephson voltage standard" *Meas. Sci. Technol.*, 2010 ,**21**

Kleinschmidt, P., P. D. Patel, J. M. Williams, ve T. J. B. M. Janssen, "Investigation of binary Josephson arrays for arbitrary waveform synthesis" *IEE Proc.—Sci., Meas. Tech.* Nov., 2002, **149**, (313–319).

Kohlmann, J., H. Schulze, R. Behr, F. Müller, ve J. Niemeyer, "10 V SINIS Josephson junction series arrays for programmable voltage standards", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2001, **50**, (192–194)

Kohlmann, J., R. Behr, O. Kieler, J. Diaz De Aguilar Rois, ve A. Sosso, J. Gran, H. Malmbekk, B. Jeanneret, F. Overney, J. Nissila, B. Trinchera, T. Lehtonen, J. Ireland, J. Williams, R. Lapuh, B. Voljc, T. Bergsten, G. Eklund, T. Coskun Öztürk, E. H M. Šíra., "A quantum standard for sampled electrical measurements – main goals and first results of the EMRP project Q-WAVE", *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Rio De Janeiro, 2014.

Kohlmann, J., ve R. Behr. *Superconductivity -Theory and Applications :11 Development of Josephson Voltage Standards*, 239-260, 2011.

Kohlmann, Johannes, Ralf Behr, ve Torsten Funck, "Josephson voltage standards" *Measurement Science and Technology*, 2003, **14**, (1216-1228)

Kunli Zhou, Jifeng Qu, Jianting Zhao, Xun Xu, Yang Shi., "Behavior Modeling of the Amplifier Nonlinearity With the AC Josephson Voltage Standard", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2019, (1990-1995)

Lacquaniti, V., N. De Leo, M. Fretto, A. Sosso, ve J. Müller F. & Kohlmann, "1 V programmable voltage standards based on SNIS Josephson junction series arrays" *Superconductor Science and Technology* , 2011 , **24** (4)

Lee J, Schurr J, Nissila J, Palafox L and Behr R., "The Josephson two-terminal-pair impedance bridge " *Metrologia* , 2010 ,**47**, (453–459)

Lee, J, R Behr, A S Katkov, ve L and Palafox, "Modeling and measuring error contributions in stepwise synthesized sine waves", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2009, **58**, 803–808

Lee, J., R. Behr, A.S. Katkov, ve L. Palafox, "Modeling and measuring error contributions in stepwise synthesized sine waves" , *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2009,**58**, (803-808)

Lee, Jinni, ve diğerleri, "An ac quantum voltmeter based on a 10 V programmable Josephson array", *Metrologia*, 2013, **50** , (612–622)

Levinson, M. T., R. Y. Chiao, M. J. Feldman, ve Tucker B. A., *Appl. Phys. Lett.*, 1977, **31** , (776-778)

Lipe, T. E., J. R. Kinard, B. C. Waltrip, ve Y. Tang., "Linking AC quantum systems using a thermal converter", CPEM in Proc., Daejeon, South Korea, 2010.

Lipe, T. E., ve J. R. Kinard, "Quantum AC voltage standards", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2012, **61**, (2160–2166)

- Macfarlane, J.C., "Comparison between the constant-potential steps of two point-contact Josephson junctions", *Appl. Phys. Lett.*, 1973, **22**, (549-550)
- Malettras, François-Xavier, Pierre Gournay, Ian A. Robinson, ve Gerard Geneves, "A Bias Source for Dynamic Voltage Measurements with a Programmable Josephson Junction Array" *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2007, April
- McCumber, E.D., "Effect of ac Impedance on dc Voltage-Current Characteristics of Superconductor" *J. Appl Phys.*, 1968, **39**, (3113-3118)
- Melchert, F. "In Josephson-Kryo-Spannungsnormale der PTB", *PTB-Bericht*, 1985, E-27, 5 p
- Melchert, F. «Monitoring a Group of Standard Cells in a New Enclosure by Means of the ac Josephson.» *Metrologia*, 1978, **14**, (167-170)
- Monaco, R., "Enhanced ac Josephson effect" *American Institute of Physics*, 1990, **68**, (679)
- Mueller, F., R. Behr, T. Weimann, L. Palafox, D. Olaya, ve P.D. & Benz, S.P. Dresselhaus. "1 V and 10 V SNS programmable voltage standards for 70 GHz", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2009, **19** (3), (981-986)
- Nathan E. Flowers-Jacobs, Anna E. Fox, Paul D. Dresselhaus, Robert E. Schwall, and Samuel P. Benz., "Two-Volt Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer Using Wilkinson Dividers". *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2016, **26**(6)
- National Instruments, *Specifications PXI-5922 24-Bit, Flexible Resolution PXI Oscilloscope*. Mart 2020.
- Niemeyer, J., J. H. Hinken, ve R. L. Kautz. *Appl. Phys. Lett.*, 1984, **45**, 478-480.
- Niemeyer, J., J. H. Hinken, ve W. Meier. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 1984, **33**, (311-315)
- Niemeyer, J., L. Grimm, W. Meier, J. H. Hinken, ve Vollmer E., "Appl. Phys. Lett.", 1985, **47**, (1222-1223)
- Nissila, J. and at all., "Stable Arbitrary Waveform Generator as a Transfer Standard for ADC Calibration", Conf. on Prec. Electromagnetic Meas, Ottawa, CANADA, 2016,
- Nissila, J., ve diğerleri. "Stable Arbitrary Waveform Generator as a Transfer Standard for ADC Calibration", Conference on Precision Electrical and Magnetic Measurements, 2016.
- Nissila, Jaani, T. Fordell, Oliver Kieler, ve Ralf Behr, "Driving a Josephson Junction Array with a mode locked laser and a photodiode" *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Paris Fransa, 2018.

Online:UME. <http://www.ume.tubitak.gov.tr/tr/laboratuvarlarimiz/laboratuvar-altyapisi-7>, tarih yok.

Overney, Frederic, Alain Rüfenacht, Jean-Pierre Braun, Blaise Jeanneret, ve Paul S. Wright, "Characterization of Metrological Grade Analog-to-Digital Converters Using a Programmable Josephson Voltage Standard", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2011, **60**, (2172-2177).

Palafox, L, G Ramm, R Behr, W G K Ihlenfeld, ve and Moser ,H Muller, "Primary AC power standard based on programmable Josephson junction arrays" *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2007.

Palafox, L. "Pulse drive electronics for Josephson arbitrary waveform synthesis", 2004.

Palafox, L., R. Behr, W.G.K. Ihlenfeld, F. Müller, E. Mohns, ve M. & Ahlers, F. Seckelmann, "The Josephson effect based primary power standard at PTB: progress report", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* ,2009 ,**58**(4), 534.

Palafox, Luis, ve diğerleri, "First Metrological Applications of the PTB 1 V Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer." IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Ottawa Kanada, 2016.

Parker, W. H., D. N. Langenberg, A. Denenstein, ve B. N. Taylor., "Determination of e/h , Using Macroscopic Quantum Phase Coherence in Superconductors. I. Experiment." *Phys. Rev.*, 1969, 177, (639-664)

Petley, B.W. *In Quantum Metrology and Fundamental Constants (Edited by P. H. Cutler and A. A. Lucas)*, 293 p. New York: Plenum, 1983.

Popel, R.,Niemeyer,J., L. Grimm, ve W. Meier., "PTB- Mitteilungen", 101 (1991): 97-94.

Pöpel, R., " The Josephson Effect and Voltage Standards", *Metrologia* ,1992, 29, 153-174

Raso, F., A. Hortelano, R. Behr, L. Palafox, ve T. Hagen., "Towards an Impedance Bridge Based on a Single Programmable Josephson Voltage Standard." Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Ottawa Kanada, 2016

Rietveld, G. "Accurate determination of the input impedance of digital voltmeters"» *IEE Proc.-Sci. Meas. Technol.* , 2004, **5** (151), (381-383)

Rietveld, G., "Characterization of a wideband digitizer for power measurements up to 1 MHz", *IEEE Transactions of Instrumentation and Measurement*, 2011, (2195-2201)

Rufenacht, A, C J Burroughs, S P Benz, P D Dresselhaus, B C Waltrip, ve T L and Nelson, "Precision differential sampling measurement of low-frequency synthesized sine waves with an AC programmable Josephson voltage standard", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2009, **58**

Rufenacht, A, C J Burroughs, ve S P and Benz, "Precision sampling "measurements using ac programmable Josephson voltage standards" *Rev. Sci. Instrum.*, 2008, **79**

Sachse, H., R. Pöpel, T. Weimann, F. Müller, ve G. Hein., "Properties of PdAu barriers of SNS junctions for programmable voltage standards" *In Applied Superconductivity 1997:Proc. EUCAS 1997, 3rd Eur. Conf. Applied Superconductivity*, 1997, **158**, (555–558)

Schulze, H., F. Müller, R. Behr, J. Kohlmann, ve J. & Balashov, D. Niemeyer, "SINIS Josephson junctions for programmable Josephson voltage standard circuits", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 1999, **9**, (4241-4244)

Schulze, H., R. Behr, F. Müller, ve J. Niemeyer, "Nb/Al/AlOx/AlOx/Al/Nb Josephson junctions for programmable voltage standards" *Appl. Phys. Lett.*, 1998, **73**(17), (996–998)

Schulze, H., R. Behr, J. Kohlmann, ve F. & Niemeyer, J. Müller, "Design and fabrication of 10 V SINIS Josephson arrays for programmable voltage standards", *Superconductor Science and Technology*, 2000, **13**, (1293-1295)

Scott, W.C., "Hysteresis in the dc switching characteristics of Josephson Junctions1", *Appl. Phys. Lett.*, 1970, **17**, (166-169)

Seron, O, S Djordjevic, I Budovsky, T Hagen, ve R and Palafox, L Behr. "Precision ac–dc transfer measurements with a Josephson waveform synthesizer and a buffer amplifier", *IEEE Trans.Instrum. Meas.* , 2012, **61**, (198–204)

Serway, Raymond A. , *Fen ve Mühendislik İçin Fizik- Modern Fizik İlaveli* , Ankara: Palme, 1290-1341, 1996.

Shapiro, S. , "Josephson Currents in Superconducting Tunneling :The Effect Of Microwaves and Other Observations", *Physical Review Letters*, 1963, **11**, (80-82)

Shoji, A., H. Yamamori, M. Ishizaki, S. P. Benz, ve P. D. Dresselhaus, "Operation of a NbN-based programmable Josephson voltage standard chip with a compact refrigeration system", *IEEE Trans.Appl. Superconduct*, 2003,**13**, (919–921)

Sienknecht, V. and Funck, T. "Realization of the SI unit volt by means of a voltage balance" *Metrologia*, 1986, **22**(3), (209-212)

Sıra, M., J.D.d. Aguiler, T. Coskun Ozturk, J. Lee, R. Behr, ve J. Nissila. «"Comparison of Sampling Voltage Measurements of Multi-Tone Signals".» *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. Paris, 2018. 2 s.

Sıra, Martin, Oliver Kieler, ve Ralf Behr, "A novel Method for Calibration of ADC using JAWS", *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*. Paris Fransa, 2018.

Sıra, Martin, Oliver Kieler, ve Ralf Behr, "A Novel Method for Calibration of ADC Using JAWS" *IEEE Transactions of Instrumentation and Measurement*, 2019,Ocak

Stewart, W.C., "Current-Voltage Characteristics of Josephson Junctions" *Appl. Phys. Lett.*, 1968, **12**, (277-280)

Swerlein, Ronald L. "A 10 ppm Accurate Digital AC Measurement Algorithm ", *Hewlett Packard Co.*, August 09, 1991.

Taylor, B. N. and Witt, T. J., "New International Electrical Reference Standards Based on the Josephson and Quantum Hall Effects", *Metrologia* ,1989, **26** , (47-62)

Taylor, B. N., "The International System of Units (SI)" *NBS General Printing Office, Special Publ.*, 1991, 330

Terrien, J., "News from the Bureau International des Poids et Mesures", *Metrologia*, 1973, **9**, (40-43)

Tsai J. S., Jain A. K., Lukens J. E., "High-Precision Test of the Universality of the Josephson Voltage-Frequency Relation" *Phys. Rev. Lett.*, 1983, **51**, (316-319)

UME. *Gerilim Laboratuvarı Kalibrasyon Hizmet Kapsamı*. Kocaeli : TÜBİTAK UME, 2018.

Urano, C., ve diğerleri, "A new coding technique in serial data transmission and demodulation with Josephson junctions array", *Journal of Physics Conference Series*, 2010.

Ünal, İ., M. Tekbaş, A. Kaya, ve T. Coşkun Öztürk, "Millimeter wave synthesizer for Josephson voltage standard system", *Elektrik Mühendisleri Odası Elektrik Elektronik ve Biyomedikal Müh. Konferansı*. , Bursa:, 2016.

van den Brom, H E, E Houtzager, S Verhoeckx, Q E V N Martina, ve G and Rietveld, "Influence of sampling voltmeter parameters on rms measurements of Josephson stepwise-approximated sine-waves", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2009, **58**,(3806–3812)

van den Brom, H. E., E. Houtzager, B. E. R. Brinkmeier, ve O. A. Chevtchenko., "Bipolar pulse-drive electronics for a Josephson arbitrary waveform synthesizer", *IEEE Trans. Instrum. Meas.* , 2008, **57**, (428–431)

van den Brom, Helko E, ve Ernest Houtzager, "Voltage lead corrections for a pulse-driven ac Josephson voltage standard", *Meas. Sci. Technol.*,2012, **23**

van den Brom, Helko E., Dongsheng Zhao, ve Ernest Houtzager, "Voltage Lead Errors in an AC Josephson Voltage Standard: Explanation in Terms of Standing Waves", *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Ottawa Kanada, 2016.

van den Brom, Helko E., Oliver F.O. Kieler, Stephan Bauer, ve Ernest Houtzager, "AC-DC Calibrations With a Pulse-driven AC Josephson Voltage Standard Operated in a Small Cryostat", *IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Ottawa Kanada, 2016.

Warnecke, P, J Niemeyer, F W Dunschede, L Grimm, G Weimann, ve W and Schlapp, "High-precision resistance ratio measurements by means of a novel Josephson potentiometer", *IEEE Trans. Instrum. Meas.* , 1987, **36**, (249–251)

Watanabe M., P. D. Dresselhaus, and S. P. Benz,. "Resonance-free lowpass filters for the AC Josephson voltage standard", *IEEE Trans. Appl.Supercond.*, 2006, **16**, (49–53)

Werthamer N. R. "Nonlinear Self-Coupling of Josephson Radiation in Superconducting Tunnel Junctions" *Phys. Rev.*, 1966, **147**, 255-263.

Williams, J M, D Henderson, J Pickering, R Behr, F Muller, ve P and Scheibenreiter, "Quantum-referenced voltage waveform synthesiser", *IET Sci. Meas. Technol.*, 2011, **5**, (163–174)

Williams, J.M., D. Henderson, Patel P., ve R. and Palafox, L. Behr., "Achieving sub-100-ns switching of programmable Josephson arrays", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2007, **56** ,(651–654).

Williams, J.M., ve diğerleri, "The simulation and measurement of the response of Josephson junctions to optoelectronically generated short pulses" *Supercond. Sci. Technol.* 2004, **17**, (815–818)

Yamamori, H., M. Ishizaki, A. Shoji, ve P. D. & Benz, S. P. Dresselhaus, "10 V programmable Josephson voltage Standard circuits using NbN/TiN x/NbN/TiN/NbN double-junction stacks", *Applied Physics Letters*, 2006, **88**(4)

Yamamori, H., M. Ishizaki, M. Itoh, ve A. Shoji, "NbN/TiN/NbN/TiN/NbN double-barrier junction arrays for programmable voltage standards," *Appl. Phys. Lett.* ,2002, **80**, (1415–1417)


Yamamori, H., M. Itoh, H. Sasaki, A. Shoji, S. P. Benz, ve P.D. Dresselhaus, "All-NbN digital-to-analog converters for a programmable voltage standard" *Supercond. Sci. Technol.*, 2001, **14**, (1048–1051)

Yamamori, H., T. Yamada, ve H. & Shoji, A. Sasaki. "A 10 V programmable Josephson voltage standard circuit with a maximum output voltage of 20 V", *Superconductor Science and Technology*, 2008, **21**(10)




EKLER


$$\begin{array}{cccccc|c|c}
 \sum_{V_1}^{V_1} G_{j1} + \sum_{V_1}^{V_2} G_{12} + \sum_{V_1}^0 G_{01} & \sum_{V_1}^{V_2} -G_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & V_1 & V_j \sum_{V_1}^{V_j} G_{j1} \\
 \sum_{V_1}^{V_2} -G_{12} & \sum_{V_2}^{V_1} G_{12} + \sum_{V_2}^{V_3} G_{23} + \sum_{V_2}^0 G_{02} & -1 \cdot \sum_{V_2}^{V_3} G_{23} & 0 & 0 & 0 & V_2 & 0 \\
 0 & \sum_{V_2}^{V_3} -G_{23} & \sum_{V_3}^{V_2} G_{23} + \sum_{V_3}^{V_4} G_{34} + \sum_{V_3}^0 G_{03} & 1 \cdot \sum_{V_4}^{V_5} G_{45} & 0 & 0 & V_3 & 0 \\
 0 & 0 & -1 \cdot \sum_{V_3}^{V_4} G_{34} & \sum_{V_4}^{V_3} G_{34} + \sum_{V_4}^{V_5} G_{45} + \sum_{V_4}^0 G_{04} & -1 \cdot \sum_{V_4}^{V_5} G_{45} & 0 & V_4 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & -1 \cdot \sum_{V_4}^{V_5} G_{45} & \sum_{V_5}^{V_4} G_{45} + \sum_{V_5}^{V_{jout}} G_{5jout} + \sum_{V_5}^0 G_{05} & -1 \cdot \sum_{V_5}^{V_{jout}} G_{5jout} & V_5 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \cdot \sum_{V_5}^{V_{jout}} G_{5jout} & \sum_{V_{jout}}^{V_5} G_{5jout} + \sum_{V_{jout}}^0 G_{0jout} & V_{jout} & 0
 \end{array}
 \cdot
 \begin{array}{c}
 V_1 \\
 V_2 \\
 V_3 \\
 V_4 \\
 V_5 \\
 V_{jout}
 \end{array}
 =
 \begin{array}{c}
 V_j \sum_{V_1}^{V_j} G_{j1} \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0
 \end{array}$$



A



X



B

Tablo A. 1. Matriste kullanılan admitansların toplamının tanımı

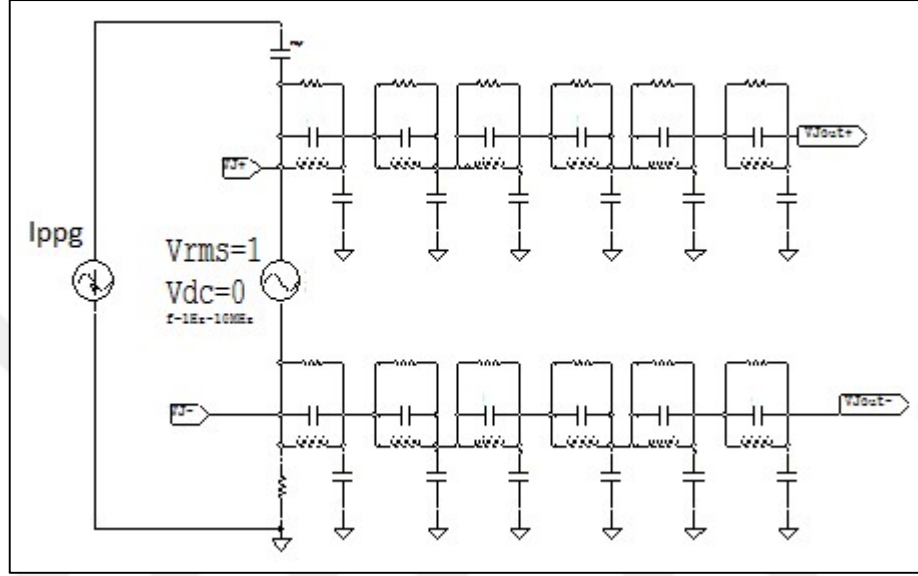
$\sum_{V_1}^{V_j} G_{j1}$	$\frac{j}{XC1_1} + \frac{1}{R_1} - \frac{j}{XL_1}$
$\sum_{V_1}^{V_2} G_{12}$	$\frac{j}{XC1_2} + \frac{1}{R_2} - \frac{j}{XL_2}$
$\sum_{V_1}^0 G_{01}$	$\frac{j}{XC2_1}$
$\sum_{V_2}^{V_3} G_{23}$	$\frac{j}{XC1_3} + \frac{1}{R_3} - \frac{j}{XL_3}$
$\sum_{V_2}^0 G_{02}$	$\frac{j}{XC2_2}$
$\sum_{V_3}^{V_4} G_{34}$	$\frac{j}{XC1_4} + \frac{1}{R_4} - \frac{j}{XL_4}$
$\sum_{V_3}^0 G_{03}$	$\frac{j}{XC2_3}$
$\sum_{V_4}^{V_5} G_{45}$	$\frac{j}{XC1_5} + \frac{1}{R_5} - \frac{j}{XL_5}$
$\sum_{V_4}^0 G_{04}$	$\frac{j}{XC2_4}$
$\sum_{V_5}^{V_{jout}} G_{5jout}$	$\frac{j}{XC1_6} + \frac{1}{R_6} - \frac{j}{XL_6}$
$\sum_{V_5}^0 G_{05}$	$\frac{j}{XC2_5}$
$\sum_{V_{jout}}^0 G_{0jout}$	$\frac{j}{XC2_6}$

$$V_{jout} = \frac{|A_{V_{jout}}|}{|A|} \quad (A.2)$$

$V_j = 1$ V alındığında, V_{jout} denklem (A.2) kullanılarak hesaplanabilir. A.2 denklemindeki $A_{V_{jout}}$ matrisi 6. sütununda B matrisi ile birleştirilmiş A15 matrisinin determinantını temsil eder. (A.2) ve (A.1) denklemini kullanarak transfer fonksiyonu hesaplanabilir. Ancak Şekil 1A'da denklem (A.3) 'de gösterilen voltaj farkı transfer

fonksiyonu ile ilgileniyoruz. Şekil A.3'te açık devre de gösterilmiştir. DC blokları Ippg kaynağı ile çip arasında kullanıldığından, Ippg kaynağının kablolu olmadığını kabul edebiliriz. Denklem A.3'ten, eğer iki filtre özdeş ise (yani her ikisi için transfer fonksiyonunun T'ye eşit olduğu anlamına gelir) voltaj farkı transfer fonksiyonunun da T'ye eşit olduğu açıktır.

$$\frac{VJ_{out}^+ - VJ_{out}^-}{VJ^+ - VJ^-} = \frac{T \cdot VJ^+ - T \cdot VJ^-}{VJ^+ - VJ^-} = T \quad (A.3)$$



Şekil A. 3. Daha açık devre

Transfer fonksiyonunun hesaplanması için yapılan çalışmalar:

1. SPICE kullanarak:

- Şekil A. 2'de gösterilen devre SPICE'ta oluşturulmuştur
- VJ + ve VJ- düğümleri arasındaki kaynak frekansı süpürülür.
- Çizilen sonuçlara göre 10MHz aralığına kadar herhangi bir etki görülmemiştir.
- SPICE tarafından oluşturulan çıktı dosyası incelendi, çözünürlüğün transfer fonksiyonunu istenen doğrulukla hesaplamak için yeterli olmadığı anlaşıldı

AC ANALYSIS				
Frequency<Hz>	vm (VJ) <V>	vm (VJc) <V>	vp (VJ) <deg>	vp (VJc) <deg>
0.00000e+000	2.0000e-001	2.0000e-001	0.0000e+000	0.0000e+000
1.50000e+004	2.0000e-001	2.0000e-001	0.0000e+000	0.0000e+000
3.00000e+004	2.0000e-001	2.0000e-001	0.0000e+000	0.0000e+000
4.50000e+004	2.0000e-001	2.0000e-001	0.0000e+000	0.0000e+000
AC ANALYSIS				
Frequency<Hz>	vm (VJ) <V>	vm (VJc) <V>	vp (VJ) <deg>	vp (VJc) <deg>
0.00000e+000	1.0000e+002	1.0000e+002	0.0000e+000	0.0000e+000
1.50000e+004	1.0000e+002	1.0000e+002	0.0000e+000	0.0000e+000
3.00000e+004	1.0000e+002	1.0000e+002	0.0000e+000	0.0000e+000
4.50000e+004	1.0000e+002	1.0000e+002	0.0000e+000	0.0000e+000
6.00001e+004	1.0000e+002	1.0000e+002	0.0000e+000	0.0000e+000
7.50001e+004	1.0000e+002	1.0000e+002	0.0000e+000	0.0000e+000

Şekil A. 4. Birkaç frekans için SPICE çıktı dosyası. İki farklı giriş gerilimi için iki farklı sonuç (VJ = 200 mV ve VJ = 100 V). (vm genlik büyüklüğünü ve vp fazı belirtir)

2. EXCEL Kullanarak:

a. Bir aşama ve iki aşama için denklemler hesaplandı.

b. Aşamalar arttığında, birçok frekans için analiz karmaşıklaşır ve hata olasılığı tüm transfer fonksiyonu hesaplamalarını tamamlamak için çok fazladır.

3. MATLAB Kullanarak

a. MATLAB'da bir işlev yazıldı.

b. Kademe sayısı, frekans çözünürlüğü ve her kademe için (R, L, C) değerler, bu fonksiyonun giriş parametreleridir.

c. Fonksiyonun çıktısı, $VJ = 1V_{rms}$ için transfer fonksiyonu değeri ve üç grafik

Grafik1: Transfer fonksiyonunun büyüklüğünün frekans cevabı T

Grafik2: Transfer fonksiyonunun fazının frekans cevabı T

Grafik3: Transfer fonksiyonunun büyüklüğünün $1V / V'$ 'den farkının frekans cevabı

Frekans 1 GHz için transfer fonksiyonu değerleri EXCEL hesaplamalarıyla

karşılaştırılır. Bu hesaplama, aynı aşamalara sahip filtreler için yapılır. Sonuçlar Tablo A.2'de gösterilmektedir.

Kompanzasyon akımları uçlarında kullanılan filtrelerin transfer fonksiyonu da hesaplandı

Filtrenin endüktif elemanlarının parazitik kapasitans değerleri (C1 ve C2 tahmin edilmektedir) tam olarak bilinmemektedir. Bu değerleri elde etmek için iki tür tahmin yapıldı:

1) C değerleri, Watanable'ın makalesine göre tahmin edilir,

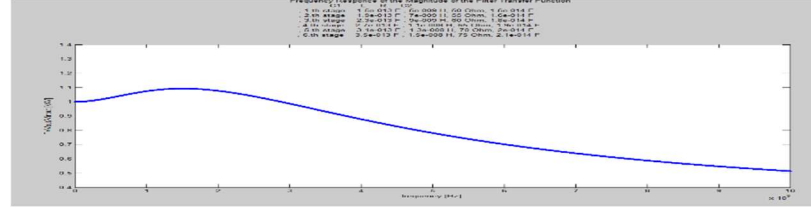
2) C1, Dr. Kieler tarafından tahmin edildi ve C2 sabittir

Tablo A. 2. Tablo 2. İki farklı programla hesaplanan Transfer Fonksiyonları

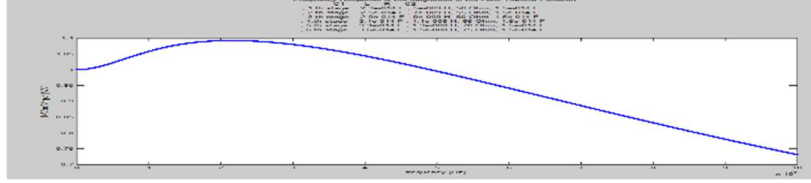
Filtre türü	Program	M	ΔM	θ	$\Delta\theta$
1 stage	excel	1,002153552239 V/V	6,65 ppE15	-0,0799296 °	5,32E-15 °
	matlab	1,002153552239 V/V		-0,0799296 °	
2 stage (identical stages)	excel	1,006479970208 V/V	2,43 ppE15	-0,2404793 °	-4,72E-16 °
	matlab	1,006479970208 V/V		-0,2404793 °	
2 stage (different stages)	excel	1,007203838986 V/V	3,97 ppE15	-0,2982549 °	8,33E-15 °
	matlab	1,007203838986 V/V		-0,2982549 °	

Tablo A. 3. Gerilim uçlarındaki filtrenin analiz sonuçları

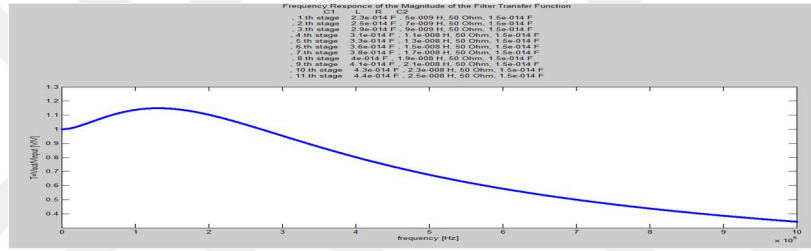
Filter Type	Program	Frequency	$\Delta M=(M-1)/1$	θ
6 stage (C values according to paper)	matlab	500 kHz	0.0337 ppm	-9.1886 10 ⁻¹⁰
		1 MHz	0.1347 ppm	-7.3509 10 ⁻⁹
6 stage (C values according to Oliver)	matlab	500 kHz	0.0259 ppm	-6.9998 10 ⁻¹⁰
		1 MHz	0.1036 ppm	-5.5998 10 ⁻⁹



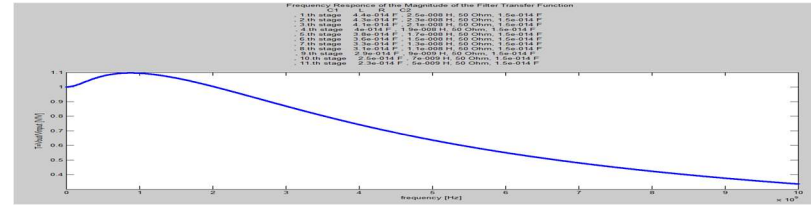
Şekil A. 5. $T = V_{jout} / V$: (6 aşamalı filtre, parazitik C değerleri Watanable'ın makalesine göre tahmin edilmiş)



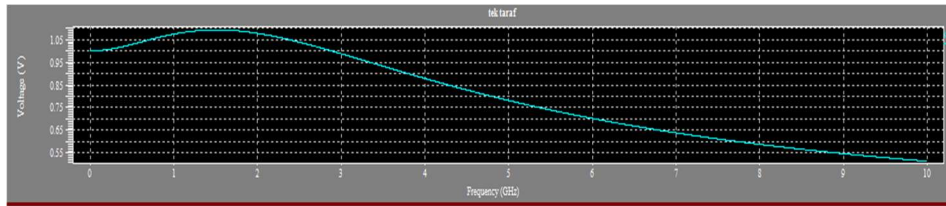
Şekil A. 6. $T = V_{jout} / V_J$: 6 aşamalı filtre, parazitik C değerleri Dr. Kieler'e göre tahmin edilmiş



Şekil A. 7. Akım kompanzasyon uçlarındaki $T = V_{comp} / V_J$ 11 aşamalı filtre, Dr. Kieler'in değerlerine göre tahmin edilen parazitik C değerlerine sahip



Şekil A. 8. $T = V_J / V_{comp}$: Dr. Kieler'in değerlerine göre tahmin edilen parazitik C değerlerine sahip akım kompanzasyonundaki 11 kademeli filtre



Şekil A. 9. Doğrulama için Şekil A. 5'tekiyle aynı filtrenin Spice ile analiz grafiği

Ek-B.1.

IADC ile alınan karşılaştırma ölçümleri (karşılaştırma raporunun çevirisidir)



D 3.3.6 Q_Wave Karşılaştırması için girdi:

DualDAC2'nin TÜBİTAK UME'ye ait Örneklemeli Ölçüm Raporu

Temmuz 2016, Revizyon 2

B.1.1. Giriş

Görev 3.3'ün amacı, örnekleme sistemlerinin termal transfer standartlarıyla elde edilenlere benzer belirsizlikler ile hızlı ölçümlere izin verdiğini göstermektir. Q_Wave projesinin atılımı olan termal transfer tabanlı kalibrasyonlardan örnekleme ölçümlerine geçiş adımının geçerliliğini doğrulamak için, CEM, CMI, MIKES, PTB ve TÜBİTAK, Görev 3.2'de MIKES tarafından geliştirilen kararlılığı yüksek DAC'ı karakterize eden karşılaştırma gerçekleştirmiştir. Sonuçlardan CEM, CMI, MIKES, PTB ve TÜBİTAK karşılaştırmalı olarak karşılaştırmayla ilgili bir rapor hazırlayacak. Bu rapor, “Örnekleme ile DualDAC2 TÜBİTAK UME Ölçüm Raporu” D 3.3.6 (Q_Wave Karşılaştırma Sonuçları) için Girdi'dir. Örnekleme ölçümlerinin yanı sıra bu rapor, elektronik elemanların kaynak içindeki sürüklenmesini izlemek için elde edilen DC ölçümlerini, gerekiyorsa yükü düzeltmek için kaynağın giriş yük ölçümlerini, AC Ölçüm Standardı ile ölçümü sunar. Bu rapor aynı zamanda TÜBİTAK UME'de elde edilen W1 için yapılan tüm ölçümlerin, düşük frekanslarda örnekleme ölçümlerinin termal transfer standartlarıyla elde edilenlerle karşılaştırılabilir belirsizlikleri olduğunu vurgulamak için grafik temsili ile özetlemektedir. Raporda raporlanan örnekleme ölçümleri, örnekleyicinin dinamik kazancını ve ofset düzeltmelerini içermez. Bildirilen belirsizlikler, numunenin dinamik koşullarda kazancının bir kuantum kaynağı tarafından dikkatle araştırılmasıyla daha iyi olabilir. (Proje içinde ödünç alınan Josephson dizisi karşılaştırma sırasında kırılmıştı, bunun sonucunda örnekleyici dinamik koşullar altında kalibre edilmemişti)

B.1.2. DC gerilim ölçümleri

B.1.2.1. Ölçüm yöntemi ve düzeneği

DC voltaj ölçümleri, Keysight 3458A multimetre kullanılarak doğrudan ölçüm yöntemiyle gerçekleştirilir. Multimetre, TÜBİTAK UME'nin geleneksel Josephson Voltaj Standardı ile izlenebilir Katı Hal DC Voltaj Standartları ile kalibre edilir. TP1, cihaz alındığında W1 6.25 Hz için ve cihazın çıkış konektöründe yük olmadığına her örnekleme ölçümünden önce ölçülür. Daha sonra çıkış FLUKE 792A AC / DC Transfer Standardı ile ölçülürken çıkış W1 62.5 Hz, W1 400 Hz, W1 2000 Hz için ayarlandığında bu nokta ölçülür. Ek olarak, bu nokta, tüm dalga formları için çıkış konektöründe yük olmadığına ölçülür. TP2, cihaz alındığında W1 6.25 Hz için ve cihazın çıkış konektöründe yük olmadığına her örnekleme ölçümünden önce ölçülür. Daha sonra çıkış FLUKE 792A AC / DC Transfer Standardı ile ölçülürken çıkış W1 62.5 Hz, W1 400 Hz, W1 2000 Hz için ayarlandığında bu nokta ölçülür. Ek olarak, bu nokta, tüm dalga formları için çıkış konektöründe yük olmadığına ölçülür. TP3, cihaz DC voltajları uygulamak üzere ayarlanmışken her örnekleme ölçümünden önce ölçülür. DualDAC2'nin çıkışındaki DC voltajlarını ayarlamak için aşağıdaki prosedür yürütülür:

1-Q-Wave karşılaştırması için önceden ayarlanmış herhangi bir dalga formu, aşağıdaki adrese yüklenen program çalıştırılarak ayarlanır:
https://www.dropbox.com/sh/fjq4ipk5n8qh4d9/AADtGgIvQNY5A64W_xhuzMe9a?dl=0

2-İlk adımdan sonra DualDAC2 çıkışında DC gerilimleri ayarlama programı, pozitif ölçümler için “+1” ve negatif ölçümler için “-1” ayarlanarak yürütülür.

TP4, çıkış konektöründe yük olmadığına cihazı göndermeden önce tüm dalga formları için bir kez ölçülür. TP5, cihaz DC voltajları uygulamak üzere ayarlanmışken

cihazı göndermeden önce bir kez ölçülür. TP3 ölçümlerinde açıklanan DualDAC2 çıkışında DC gerilimlerini ayarlamak için açıklanan prosedür uygulanır.

B.1.2.2. Ölçüm sonuçları

Tablo B. 1. Örnekleme ölçümlerinden önce alınan DC Gerilim Ölçümleri,

Date	TP1(W1 6.25 Hz) Zener	TP2 (6.25 Hz) 20 bit DAC	TP3+ (Vdc set +1) 16 bit DAC	TP3- (Vdc set -1) 16 bit DAC
14.5.2016	5,0395982 V	1,18430302 V		
15.5.2016	5,0395962 V	1,18430236 V	1,18411463 V	-1,18438967 V
16.5.2016	5,0395960 V	1,18430191 V	1,18411263 V	-1,18438868 V
23.5.2016	5,0395943 V	1,18430096 V	1,18411227 V	-1,18438935 V
24.5.2016	5,0395964 V	1,18430086 V	1,18411248 V	-1,18439083 V

Tablo B. 2. Cihazı göndermeden önce DC Gerilim Ölçümleri

TP 1	W1				W2	W3
	6.25 Hz	62,5 Hz	400 Hz	2000 Hz		
Without Load	5,0395976 V	5,0395968 V	5,0395893 V	5,0395905 V	5,0395874 V	5,0395892 V
3458 @output	5,0395974 V	5,0395970 V	5,0395910 V	5,0395898 V	5,0395891 V	5,0395928 V
792@output	-	5,0395981 V	5,0395925 V	5,0395910 V	-	-
TP 2	W1				W2	W3
	6.25 Hz	62,5 Hz	400 Hz	2000 Hz		
Without Load	1,1843030 V	1,1843032 V	1,1843016 V	1,1843017 V	1,1843013 V	1,1843014 V
3458 @output	1,1843029 V	1,1843025 V	1,1843015 V	1,1843013 V	1,1843014 V	1,1843015 V
792@output		1,1843022 V	1,1843006 V	1,1843005 V		
TP3	(Vdc set +1) 16 bit DAC	(Vdc set -1) 16 bit DAC				
	Without Load	1,1841138 V	-1,1843907 V			
3458 @output	1,1841139 V	-1,1843904 V				
TP 4	W1				W2	W3
	6.25 Hz	62,5 Hz	400 Hz	2000 Hz		
Without Load	1,1842389 V	1,1842386 V	1,1842364 V	1,1842372 V	1,1842366 V	1,1842367 V
TP5	(Vdc set +1) 16 bit DAC	(Vdc set -1) 16 bit DAC				
	Without Load	1,1840168 V	-1,1843145 V			

B.1.2.3. Model fonksiyon ve belirsizlik bütçesi

DC Gerilim ölçümlerinin Model fonksiyonu denklem (1) ile verilmiştir. Belirsizlik +/- 1.184 V ölçümler için Tablo B. 3 ve 5.039 V ölçümleri için Tablo B. 4’de verilen bütçelerle değerlendirilir

$$V_x = V_{DMM} + \delta V_{DMM} + \delta V_{DMM_D} + \delta V_{DMM_L} + \delta V_{DMM_Cable} + \delta V_{DMM_Load} \quad (B.1)$$

Tablo B. 3. +/- 1.184 V Ölçümler için Belirsizlik Bütçesi

X_i	Estimated Value	$U(X_i)/X_i$	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_c(V_x)$	v_i
V_{DMM}	Multimeter Readings	1,18430194 V	0,33 μ V/V	0,391 μ V	1 V/V	Normal	0,391 μ V
δV_{DMM}	Multimeter's Correction	-0,00000153 V	0,20 μ V/V	0,118 μ V	1 V/V	Normal	0,118 μ V
δV_{DMM_D}	Multimeter's Drift Correction	0,00000000 V	0,20 μ V/V	0,137 μ V	1 V/V	Rectangular	0,137 μ V
δV_{DMM_L}	Multimeter's Linearity Correction	0,00000000 V	0,20 μ V/V	0,137 μ V	1 V/V	Rectangular	0,137 μ V
δV_{DMM_Cable}	Cable's Correction	0,00000000 V	0,00 μ V/V	0,000 μ V	1 V/V	Rectangular	0,000 μ V
δV_{DMM_Load}	Loading Correction	0,00000000 V	0,00 μ V/V	0,000 μ V	1 V/V	Rectangular	0,000 μ V
V_x	Measured Value	1,18430041 V				$u_c(V_x)$	0,452 μ V
k							2,13
$U_c(V_x)$							0,962 μ V
$U_c(V_x)/V_x$							0,81 μ V/V

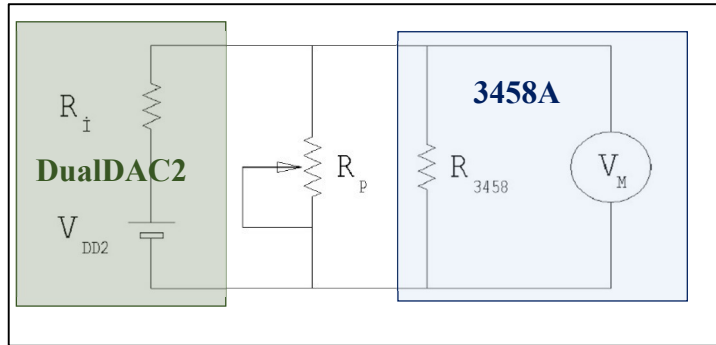
Tablo B. 4. 5.039 V Ölçümleri için Belirsizlik Bütçesi

X_i		Estimated Value	$U(X_i)/X_i$	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_i(V_x)$	v_i
V_{DMM}	Multimeter Readings	5,03960539 V	0,20 μ V/V	1,008 μ V	1 V/V	Normal	1,008 μ V	9
δV_{DMM}	Multimeter's Correction	-0,00000696 V	0,20 μ V/V	0,504 μ V	1 V/V	Normal	0,504 μ V	∞
δV_{DMM_D}	Multimeter's Drift Correction	0,00000000 V	0,20 μ V/V	0,582 μ V	1 V/V	Rectangular	0,582 μ V	∞
δV_{DMM_L}	Multimeter's Linearity Correction	0,00000000 V	0,50 μ V/V	1,455 μ V	1 V/V	Rectangular	1,455 μ V	∞
δV_{DMM_Cable}	Cable's Correction	0,00000000 V	0,00 μ V/V	0,000 μ V	1 V/V	Rectangular	0,000 μ V	∞
δV_{DMM_Load}	Loading Correction	0,00000000 V	0,00 μ V/V	0,000 μ V	1 V/V	Rectangular	0,000 μ V	∞
V_x	Measured Value	5,03959843 V				$u_c(V_x)$	1,930 μ V	121,0
k							1,96	
$U_c(V_x)$							3,783 μ V	
$U_c(V_x)/V_x$							0,75 μ V/V	

B.1.3. DualDAC2'nin giriş empedansının karakterizasyonu için ölçümler

Sadece Kanal 1 için DualDAC2'nin giriş empedansının ölçümü yapıldı. İki ölçüm düzeneği kullanıldı:

Ölçüm Düzeneği 1: DualDAC2'den sadece DC değerler uygulandığında, çıkış Agilent multimetre ile ölçülür ve bu ölçüm, Şekil B. 1'de V_{DD2} sembolü ile gösterilen gerçek voltaj olarak atanır. Bundan sonra, 40 Ω , 10 k Ω ve 100 k Ω ve gerilim düşümü ölçümleri R_P üzerinde elde edilir ve V_M ile gösterilir. Denklem (B.2) kullanılarak, giriş direnci R_i üç farklı R_P değeri için hesaplanır. Denklem (B.2) 'deki R_M , Agilent multimetrenin ölçüm cihazının ($R_M = R_P // R_{3458}$) giriş direncinin eşdeğer direncidir. R_P 40 Ω 'ye eşit olduğunda tekrarlanabilir ölçümler elde edilir



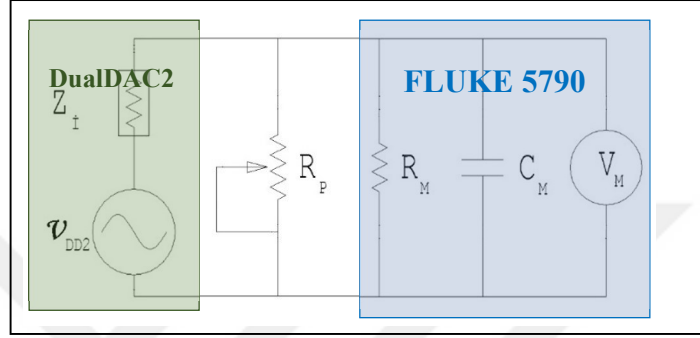
Şekil B. 1. DD2'nin giriş direncini ölçmek için Ölçüm Düzeneği 1

$$R_i = \frac{V_{DD2}}{\frac{V_{DD2} - V_M}{\frac{V_M}{R_M}}} = 0,078 \Omega @ (R_P = 40 \Omega) \quad (B.2)$$

Ölçüm Düzeneği 2: Genlik Fluke 5790A ile ölçülür ve bu ölçüm, Şekil B. 2'de v_{DD2} sembolü ile gösterilen gerçek voltaj olarak atanır. Bundan sonra, Fluke 5790A terminallerine paralel bir direnç bağlanır. Direnç 80 Ω , 100 Ω ile 100 k Ω arasında

değişmektedir. Bu ölçüm 62.5 Hz, 400 Hz ve 2 kHz frekanslı saf sinüs dalga formları (W1) için yapılır. Ri (B.2) Eşitliği kullanılarak hesaplanır. Rp = 80 için elde edilen ölçümler Kurulum 1 ile uyumludur. (Ri = 0.0777 Ω, @ (62.5 Hz ve 400 Hz), Ri = 2000 Hz @ 0,0772). Ancak diğer ölçümler tutarsız. Zi = (0.0777 Ω + j.π.f.10 μH), RM = 10 MΩ, CM = 100 pF, ZM = Rp // RM // XCM varsayım (B.3), kurulum 2'de elde edilen ölçümler için yürütülür. Tüm sonuçlar 5 μV/V'den daha az bir farkla uyumludur.

$$\left| \frac{Z_M}{Z_i + Z_M} \right| \times \cos(\phi) = \frac{V_M}{V_{DD2}} ; \phi = \tan^{-1} \left(\frac{Z_M}{Z_i + Z_M} \right) \quad (B.3)$$



Şekil B. 2. DD2'nin giriş empedansının frekans bağımlılığını kontrol etmek için kurulan 2. Ölçüm düzeneği

B.1.4. AC Ölçüm Standardı (FLUKE 5790A) ile ac gerilim ölçümleri

B.1.4.1. Ölçüm düzeneği ve yöntem

W1 saf sinüs dalgalarının ölçümleri, örnekleme ölçümlerini kontrol etmek ve karşılaştırmak için FLUKE 5790A AC Ölçüm Standardı kullanılarak doğrudan ölçüm yöntemiyle gerçekleştirilir.

B.1.4.2. Ölçüm sonuçları

Tablo B. 5. FLUKE 5790A ile Alınan Ölçüm Sonuçları

Frequency	V _x	Uncertainty
62,5 Hz	0,8290234 V	13 μV/V
400 Hz	0,8289696 V	13 μV/V
2000 Hz	0,8279079 V	13 μV/V

B.1.4.2.1. Model fonksiyon ve belirsizlik bütçesi

AC Gerilim ölçümlerinin Model fonksiyonu (B.4) denklemi ile verilir. Belirsizlik, Tablo 5'te verilen ölçüm sonuçları için Tablo 6'da verilen bütçe ile değerlendirilir.

$$V_x = V_i + \delta V_i + \delta V_{i_D} + \delta V_{i_L} + \delta V_{i_Cable} + \delta V_{i_Load} \quad (B.4)$$

Tablo B. 6. Tablo B. 5'te Beyan Edilen Ölçüm Sonuçlarının Belirsizlik Bütçesi

X_i	Nominal	0,82859535 V	$U(X_i)/X_i$	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_i(V_x)$	v_i
V_i	AC Measurement Std. Readings	0,82902127 V	0,80 $\mu\text{V}/\text{V}$	0,663 μV	1 V/V	Normal	0,663 μV	9
δV_i	AC Measurement Std.'s Correction	0,00000346 V	10,00 $\mu\text{V}/\text{V}$	4,143 μV	1 V/V	Normal	4,143 μV	∞
δV_{i_D}	AC Measurement Std.'s Drift Correction	0,00000000 V	6,00 $\mu\text{V}/\text{V}$	2,870 μV	1 V/V	Rectangular	2,870 μV	∞
δV_{i_L}	AC Measurement Std.'s Linearity Correction	0,00000000 V	3,00 $\mu\text{V}/\text{V}$	1,435 μV	1 V/V	Rectangular	1,435 μV	∞
δV_{i_Cable}	Cable's Correction	0,00000000 V	0,00 $\mu\text{V}/\text{V}$	0,000 μV	1 V/V	Rectangular	0,000 μV	∞
δV_{i_Load}	Loading Correction	0,00000000 V	1,00 $\mu\text{V}/\text{V}$	0,478 μV	1 V/V	Rectangular	0,478 μV	∞
V_x	Measured Value	0,82902473 V				$u_c(V_x)$	5,304 μV	36888,0
k							1,96	
$U_c(V_x)$							10,4 μV	
$U_c(V_x)/V_x$							13 $\mu\text{V}/\text{V}$	

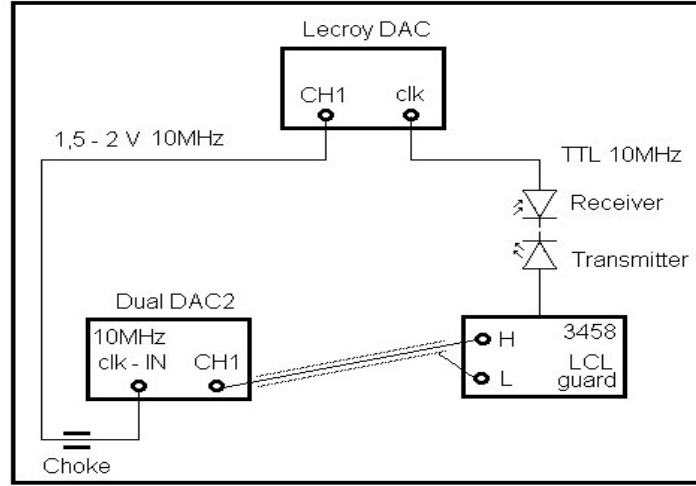
B.1.5. FLUKE 792A ile AC gerilim ölçümleri

Bu Ölçümler "DualDac2'nin UME'de AC_DC Transfer Standardı ile Kalibrasyonu" adlı pdf formatında [1] raporunda belirtilmiştir. W1 62.5 Hz ve W1 400 Hz için FLUKE 792A ile elde edilen ölçüm sonuçları denklem (B.3) kullanılarak düzeltildiğinde bile, örnekleme ve FLUKE 5790A ölçümleri ile tutarsızdır. Bu tutarsız ölçümlerin nedeni, karşılaştırma sonuçlarını değerlendirerek hala araştırılmakta olan DualDAC2'nin yükleme davranışından kaynaklanıyor olabilir.

B.1.6. Örneklemeli Ölçümleri

B.1.6.1. Ölçüm düzeneği ve ölçüm yöntemi

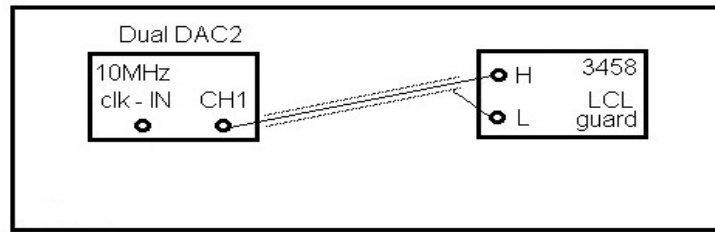
Eşzamanlı Ölçümler :Örneklemeli ölçümleri için Keysight 3458A örnekleme voltmetresi kullanılır. Cihazda modifikasyon, dahili 10 MHz saatini optik elektrik alıcı-vericileri aracılığıyla cihazın dışına alınarak yapılır. Optik alıcının çıkışı TTL düzeyindedir. TTL çıkışını DualDAC'ın saat girişi için uygun aralığa dönüştürmek için LeCroy DAC, örnekleme voltmetresinin 10 MHz saatine kilitletir ve LeCroy DAC'tan 10 MHz, 1,5 V - 2 V sinüs dalgası DualDAC2 için 10 MHz saat olarak kullanılmak üzere üretilir. Alıcı-vericiler ve LeCroy DAC, topraklama hatalarını önlemek için bataryalardan çalıştırılır. Bu kurulum Şekil B. 3'te gösterilmektedir. DualDAC'ın optik tetikleme işareti bağlı değildir, bunun yerine örnekleme voltmetresinin seviye tetikleme özelliği etkinleştirilir. Tüm W1'ler için örnekleme oranı ($R = f_{\text{signal}} / f_{\text{sampling}}$) 10'a eşittir. RMS değeri daha doğru tahmin etmek için, ardışık ölçümler arasında gecikme uygulanır. Her dalga formu için birbirini izleyen 10 ölçümün ortalaması RMS ölçümleri için bildirilmiştir. Örneklenen ölçümler üç yöntemle değerlendirilir: RMS formülü, 3 Parametre sinüs uyumu [2] ve fft. Üç yöntem, RMS dalga formu parametresi için W1 ölçümleri için eşit sonuçlara sahiptir. W2 ve W3 için sadece fft ve 3 parametrelili sinüs uyum sonuçları kullanılır. Örnekleyicinin statik kazanç ve ofset hataları, dalga formu parametrelerini değerlendirmeden önce ölçüm verilerine düzeltilir.



Şekil B. 3. Eşzamanlı ölçümler için ölçüm düzeneği

Eşzamanlı olmayan ölçümler: Eşzamanlı olmayan ölçümler ayrıca

Şekil B. 4'te verilen kurulum kullanılarak elde edilir. 10 MHz örnekleme voltmetresi saati, Rubidyum frekans standardına göre izlenebilir frekans sayacı ile ölçümlerden önce ölçülür. Bu veriler kullanılarak örnekleme zamanı, örnekleme programı ile otomatik olarak düzeltilir. Ayrıca DualDAC2'nin çıkış frekansı, çıkış 1 kHz olarak ayarlanmışken ve cihazlar dahili saatiyle çalışırken Rubidyum frekans standardına göre izlenebilir frekans sayacı ile ölçülür. Bu ölçüm kullanılarak DualDAC2'nin frekansı tahmin edilir. DualDAC'ın optik tetikleme sinyali bağlı değildir, bunun yerine örnekleme voltmetresinin seviye tetikleme özelliği etkinleştirilir. Üç parametre sinüs-uydurma ile değerlendirilen senkron ve asenkron ölçümlerin çoğu, ölçümlerin kararlılığı içinde uyumludur. Son kalibrasyondan bu yana cihazların frekans kaymasından dolayı birkaç ppm içinde birkaç sonuç aynıdır. Örnekleycinin statik kazanç ve ofset hataları, dalga formu parametrelerini değerlendirmeden önce ölçüm verilerinden düzeltilir.



Şekil B. 4. Eşzamanlı olmayan ölçümler için ölçüm düzeneği

B.1.6.2. Ölçüm sonuçları

Dalgaların ve her bir harmoniğinin RMS değeri için ölçüm sonuçları 06.07.2016 tarihinde Jaani Nisilla ile paylaşılmıştır.

Tablo B. 7. Ölçüm Sonuçları

A) W1'in Ölçüm Sonuçları				
W1 6.25 Hz	$f_{\text{sampling}} 62.5 \text{ Hz}$	$T_i 8 \text{ ms}$	RMS value	Uncertainty
Date	Method			
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	RMS	0.8290247 V	3,0 $\mu\text{V/V}$
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	FFT	0.8290247 V	4,9 $\mu\text{V/V}$
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	3 parameter sine fit	0.8290247 V	4,9 $\mu\text{V/V}$
27.5.2016	Asynchronous / Noncoherent	3 parameter sine fit	0.8290252 V	5,2 $\mu\text{V/V}$
W1 62.5 Hz	$f_{\text{sampling}} 625 \text{ Hz}$	$T_i 0.8 \text{ ms}$	RMS value	Uncertainty
Date	Method			
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	RMS	0.8290206 V	3.0 $\mu\text{V/V}$
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	FFT	0.8290206 V	5.7 $\mu\text{V/V}$
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	3 parameter sine fit	0.8290206 V	5.7 $\mu\text{V/V}$
26.5.2016	Asynchronous / Noncoherent	3 parameter sine fit	0.8290212 V	5.9 $\mu\text{V/V}$
W1 400 Hz	$f_{\text{sampling}} 4000 \text{ Hz}$	$T_i 225 \mu\text{s}$	RMS value	Uncertainty
Date	Method			
27.5.2016	Synchronous/ Coherent	RMS	0.828966 V	12 $\mu\text{V/V}$
27.5.2016	Synchronous/ Coherent	FFT	0.828966 V	14 $\mu\text{V/V}$
27.5.2016	Synchronous/ Coherent	3 parameter sine fit	0.828966 V	14 $\mu\text{V/V}$
W1 400 Hz	$f_{\text{sampling}} 4000 \text{ Hz}$	$T_i 125 \mu\text{s}$	RMS value	Uncertainty
Date	Method			
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	RMS	0.828965 V	18 $\mu\text{V/V}$
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	FFT	0.828965 V	22 $\mu\text{V/V}$
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	3 parameter sine fit	0.828965 V	22 $\mu\text{V/V}$
23.5.2016	Asynchronous / Noncoherent	3 parameter sine fit	0.828967 V	22 $\mu\text{V/V}$
W1 2000 Hz	$f_{\text{sampling}} 20000 \text{ Hz}$	$T_i 40 \mu\text{s}$	RMS value	Uncertainty
Date	Method			
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	RMS	0.827870 V	67 $\mu\text{V/V}$
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	FFT	0.827870 V	69 $\mu\text{V/V}$
26.5.2016	Synchronous/ Coherent	3 parameter sine fit	0.827870 V	69 $\mu\text{V/V}$

Tablo B. 8. Ölçüm Sonuçları(Devam)

B) W2'nin Ölçüm Sonuçları						
W2	Small Harmonics	Fs= 20 000 Hz	Ti =40 µs			
Synchronous, 3 Parameter Sine Fit						
Estimated Date	1600 Hz	2000 Hz	2400 Hz	Total RMS		
26.5.2016	0.0167328 Vrms	0.7944274 Vrms	0.0167146 Vrms	0.7947793 Vrms		
Uncertainty	79 µV	79 µV	79 µV	79 V		
C) W3'ün Ölçüm Sonuçları						
W3	Harmonics	Fs= 20 000 Hz	Ti =40 µs			
Synchronous, 3 Parameter Sine Fit						
Estimated Date	400 Hz	800 Hz	1200 Hz	1600 Hz	2000 Hz	Total RMS
31.5.2016	0.3265619 Vrms	0.3265084 Vrms	0.3264294 Vrms	0.3262767 Vrms	0.3261394 Vrms	0.7298150 Vrms
Uncertainty	30 µV	30 µV	30 µV	30 µV	30 µV	30 µV

B.1.6.3. Model fonksiyon ve belirsizlik bütçesi

Örnekleme ölçümlerinin belirsizlikleri [3] 'de açıklanan yöntemler ve denklemler kullanılarak değerlendirilir: RMS formülü ve DFT için sayfa 49-72 arasında ve son olarak sayfa 63 ve 72'de özetlendiği gibi. [3] örnekleme yoluyla bir sinyalin RMS değerini hesaplamak için hata kaynaklarını, gürültü kaynaklarını ve düzeltmeleri aşama aşama açıklayan bir belgedir. [3]'de sayfa 49-72'de verilen tüm denklemleri tekrarlamak yerine, IADC örnekleme transfer fonksiyonunu, entegre örnekleme giriş filtresini ve örnekleme statik kazancını ve ofsetini düzeltmek için bir düzeltme δV_i uygulanır. Düzeltme belirsizliği δV_i , aşağıdakileri içeren ayrı excel sayfalarında hesaplanır: dahili referans, kazanç, doğruluk, multimetrenin örnekleme ve integral alma titremleri, örnekler arasındaki kovaryans, örnekleme kuantalama gürültüsü ve ayrıca kararlı DAC kaynağı için kuantalama gürültüsü. Tüm belirsizlikler, örnekleme verilerinin yalnızca bir periyodu dikkate alınarak hesaplanır. δV_i 'nin hesaplanan toplam mutlak belirsizliği, aşağıda verilen bütçelerde kullanılır. Denklemler (B.5), (B.6) ve (B.7) senkron ölçümler içindir ve denklem (B.8) uyumlu asenkron ölçüm içindir. (B.8) 'deki H, frekans kaymaları nedeniyle asenkron örnekleme için genlik düzeltmesidir. H'nin belirsizliği küçüktür, çünkü kaynağın frekansı ve multimetrenin örnekleme frekansı hem ölçümler süresince stabildir ve genlik fft yerine sinüs uydurma kullanılarak hesaplanır.

$$V_x = V_{\text{RMS_formula}} + \delta V_i \quad (\text{B.5})$$

$$V_x = V_{\text{DFT } h=1} + \delta V_i \quad (\text{B.6})$$

$$V_x = V_{\text{sine fit } h=1} + \delta V_i \quad (\text{B.7})$$

$$V_x = (V_{\text{sine fit } h=1} + \delta V_i) \cdot H \quad (\text{B.8})$$

Tablo B. 9. Ölçüm Sonuçlarının Belirsizlik Bütçesi

W1 6.25 Hz, Örnekleme Frekansı 62.5 Hz, T _i 8 ms								
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{RMS_FORMULA}	Result of RMS formula calculated from samples	0.8256197 V	0.280 μV/V	0.231 μV	1 V/V	Normal	0.231 μV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034050 V	1.500 μV/V	1.238 μV	1 V/V	Normal	1.238 μV	∞
V _x	Measured Value	0.8290247 V				u _c (V _x)	1.260 μV	7961
						k	1.96	
						U _c (V _x)	2.5 μV	
						U _c (V _x)/V _x	3.0 μV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{DFT h=1}	Result of DFT for 1st bin calculated from samples	0.8256197 V	0.280 μV/V	0.231 μV	1 V/V	Normal	0.231 μV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034050 V	2.500 μV/V	2.064 μV	1 V/V	Normal	2.064 μV	∞
V _x	Measured Value	0.8290247 V				u _c (V _x)	2.077 μV	58785
						k	1.96	
						U _c (V _x)	4.1 μV	
						U _c (V _x)/V _x	5.0 μV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{sine fit h=1}	Result of sine fit for 1st harmonic calculated from samples	0.8256197 V	0.280 μV/V	0.231 μV	1 V/V	Normal	0.231 μV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034050 V	2.500 μV/V	2.064 μV	1 V/V	Normal	2.064 μV	∞
V _x	Measured Value	0.8290247 V				u _c (V _x)	2.077 μV	58785
						k	1.96	
						U _c (V _x)	4.1 μV	
						U _c (V _x)/V _x	5.0 μV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{sine fit h=1}	Result of sine fit for 1st harmonic calculated from samples	0.8256202 V	0.280 μV/V	0.231 μV	1 V/V	Normal	0.231 μV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034050 V	2.500 μV/V	2.064 μV	1 V/V	Normal	2.064 μV	∞
H	Amplitude correction due to frequency error estimation	1.0000000 V/V	0.600 μV/V	0.600 μV/V	0.826 V	Rectangular	0.495 μV	9
V _x	Measured Value	0.8290252 V				u _c (V _x)	2.193 μV	73062
						k	1.96	
						U _c (V _x)	4.3 μV	
						U _c (V _x)/V _x	5.2 μV/V	

Tablo B. 9 Ölçüm Sonuçlarının Belirsizlik Bütçesi (Devam..)

RMS değerinin Belirsizlik Bütçesi. W1 62.5 Hz. örnekleme Frekansı 625 Hz, T _i 0.8 ms								
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{RMS_FORMULA}	Result of RMS formula calculated from samples	0.8256155 V	0.202 μV/V	0.167 μV	1 V/V	Normal	0.167 μV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034051 V	1.500 μV/V	1.238 μV	1 V/V	Normal	1.238 μV	∞
V _x	Measured Value	0.8290206 V				u _c (V _x)	1.250 μV	28279
						k	1.96	
						U _c (V _x)	2.4 μV	
						U _c (V _x)/V _x	3.0 μV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{DFT h=1}	Result of DFT for 1st bin calculated from samples	0.8256155 V	0.203 μV/V	0.167 μV	1 V/V	Normal	0.167 μV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034051 V	2.900 μV/V	2.394 μV	1 V/V	Normal	2.394 μV	∞
V _x	Measured Value	0.8290206 V				u _c (V _x)	2.400 μV	381066
						k	1.96	
						U _c (V _x)	4.7 μV	
						U _c (V _x)/V _x	5.7 μV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{sine fit h=1}	Result of sine fit for 1st harmonic calculated from samples	0.8256155 V	0.203 μV/V	0.167 μV	1 V/V	Normal	0.167 μV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034051 V	2.900 μV/V	2.394 μV	1 V/V	Normal	2.394 μV	∞
V _x	Measured Value	0.8290206 V				u _c (V _x)	2.400 μV	381066
						k	1.96	
						U _c (V _x)	4.7 μV	
						U _c (V _x)/V _x	5.7 μV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{sine fit h=1}	Result of sine fit for 1st harmonic calculated from samples	0.8256162 V	0.203 μV/V	0.167 μV	1 V/V	Normal	0.167 μV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034051 V	2.900 μV/V	2.394 μV	1 V/V	Normal	2.394 μV	∞
H	Amplitude correction due to frequency error estimation	1.0000000 V/V	0.600 μV/V	0.600 μV/V	0.826 V	Rectangular	0.495 μV	
V _x	Measured Value	0.8290212 V				u _c (V _x)	2.501 μV	449422
						k	1.96	
						U _c (V _x)	4.9 μV	
						U _c (V _x)/V _x	6.0 μV/V	

Tablo B. 9. Ölçüm Sonuçlarının Belirsizlik Bütçesi (Devam..)

RMS değerinin Belirsizlik Bütçesi. W1 400 Hz. örnekleme frekansı 4000 Hz, Ti 225 μ s.								
X_i		Estimated Value	$u(X_i)$	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_i(V_x)$	ν_i
$V_{RMS_FORMULA}$	Result of RMS formula calculated from samples	0.8179622 V	1.093 μ V/V	0.894 μ V	1 V/V	Normal	0.894 μ V	9
δV_i	Multimeter's Correction	0.0110040 V	6.000 μ V/V	4.908 μ V	1 V/V	Normal	4.908 μ V	∞
V_x	Measured Value	0.828966 V				$u_c(V_x)$	4.989 μ V	8726
						k	1.96	
						$U_c(V_x)$	9.8 μ V	
						$U_c(V_x)/V_x$	12 μ V/V	
X_i		Estimated Value	$u(X_i)$	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_i(V_x)$	ν_i
$V_{DFT\ h=1}$	Result of DFT for 1st bin calculated from samples	0.8179621 V	1.092 μ V/V	0.893 μ V	1 V/V	Normal	0.893 μ V	9
δV_i	Multimeter's Correction	0.0110040 V	7.000 μ V/V	5.726 μ V	1 V/V	Normal	5.726 μ V	∞
V_x	Measured Value	0.828966 V				$u_c(V_x)$	5.795 μ V	15955
						k	1.96	
						$U_c(V_x)$	11 μ V	
						$U_c(V_x)/V_x$	13 μ V/V	
X_i		Estimated Value	$u(X_i)$	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_i(V_x)$	ν_i
$V_{sine\ fit\ h=1}$	Result of sine fit for 1st harmonic calculated from samples	0.8179621 V	1.092 μ V/V	0.893 μ V	1 V/V	Normal	0.893 μ V	9
δV_i	Multimeter's Correction	0.0110040 V	7.000 μ V/V	5.726 μ V	1 V/V	Normal	5.726 μ V	∞
V_x	Measured Value	0.828966 V				$u_c(V_x)$	5.795 μ V	15954
						k	1.96	
						$U_c(V_x)$	11 μ V	
						$U_c(V_x)/V_x$	14 μ V/V	

Tablo B. 9. Ölçüm Sonuçlarının Belirsizlik Bütçesi (Devam..)

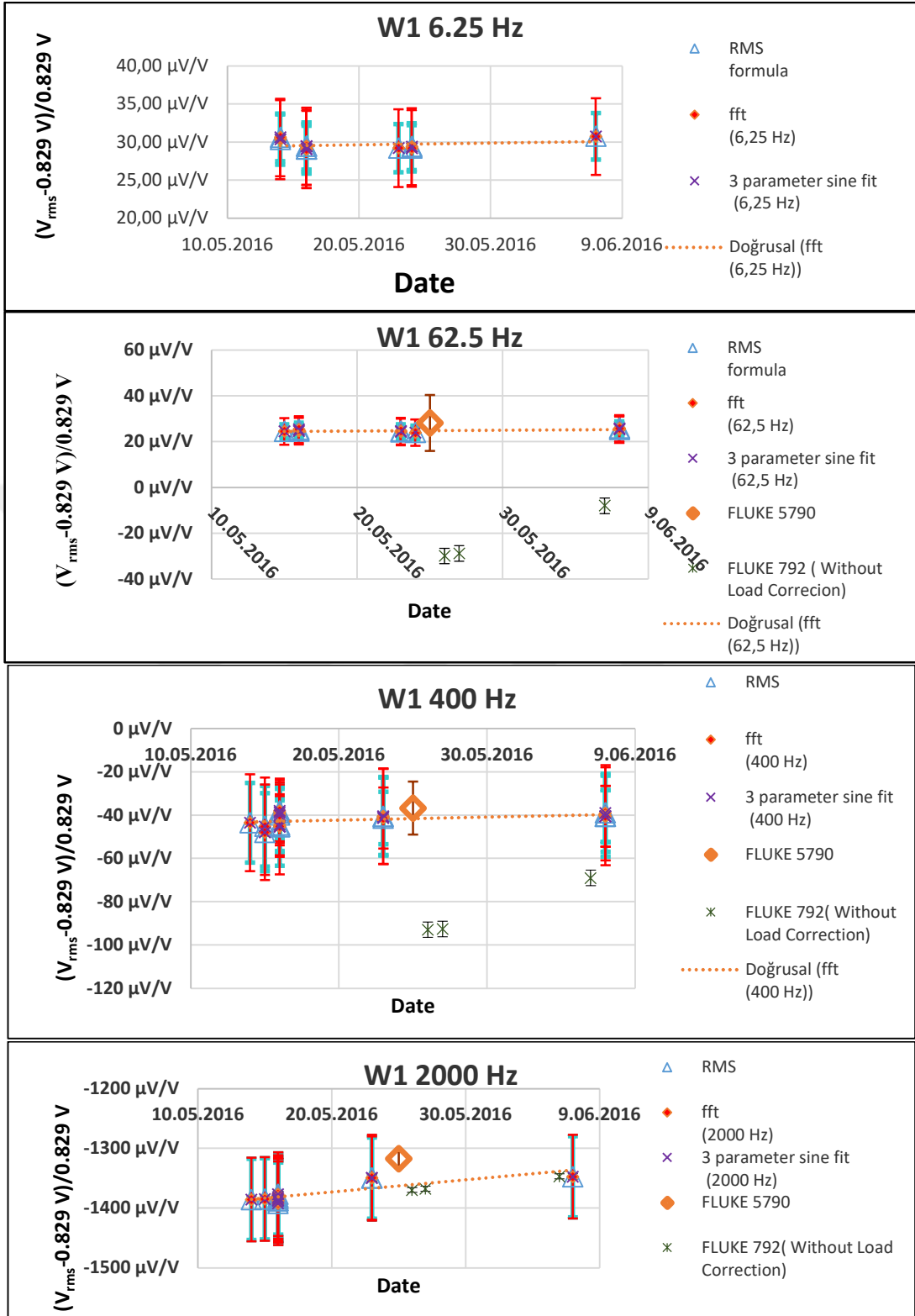
RMS değerinin Belirsizlik Bütçesi. W1 400 Hz. örnekleme 4000 Hz. Ti 125 µs.								
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distributio n	u _i (V _x)	v _i
V _{RMS FORMUL A}	Result of RMS formula calculated from samples	0.8255576 V	1.40 µV/V	1.163 µV	1 V/V	Normal	1.163 µV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034077 V	9.00 µV/V	7.430 µV	1 V/V	Normal	7.430 µV	∞
V _x	Measured Value	0.828965 V				u _c (V _x)	7.520 µV	15736
						k	1.96	
						U _c (V _x)	15 µV	
						U _c (V _x)/V _x	18 µV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distributio n	u _i (V _x)	v _i
V _{DFT h=1}	Result of DFT for 1st bin calculated from samples	0.8255576 V	1.40 µV/V	1.163 µV	1 V/V	Normal	1.163 µV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034077 V	11.00 µV/V	9.081 µV	1 V/V	Normal	9.081 µV	∞
V _x	Measured Value	0.82896534 V				u _c (V _x)	9.155 µV	34529
						k	1.96	
						U _c (V _x)	17.9 µV	
						U _c (V _x)/V _x	22 µV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distributio n	u _i (V _x)	v _i
V _{sine fit h=1}	Result of sine fit for 1st harmonic calculated from samples	0.8255576 V	1.40 µV/V	1.163 µV	1 V/V	Normal	1.163 µV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034077 V	11.00 µV/V	9.081 µV	1 V/V	Normal	9.081 µV	∞
V _x	Measured Value	0.828965 V				u _c (V _x)	9.155 µV	34537
						k	1.96	
						U _c (V _x)	17.9 µV	
						U _c (V _x)/V _x	22 µV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distributio n	u _i (V _x)	v _i
V _{sine fit h=1}	Result of sine fit for 1st harmonic calculated from samples	0.8255592 V	1.40 µV/V	1.163 µV	1 V/V	Normal	1.163 µV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0034077 V	11.00 µV/V	9.081 µV	1 V/V	Normal	9.081 µV	∞
H	Amplitude correction due to frequency error estimation	1.0000000 V/V	0.600 µV/V	0.600 µV/V	0.826 V	Rectangular	0.495 µV	9
V _x	Measured Value	0.828967 V				u _c (V _x)	9.182 µV	34938
						k	1.96	
						U _c (V _x)	18.0 µV	
						U _c (V _x)/V _x	22 µV/V	

Tablo B. 9. Ölçüm Sonuçlarının Belirsizlik Bütçesi (Devam..)

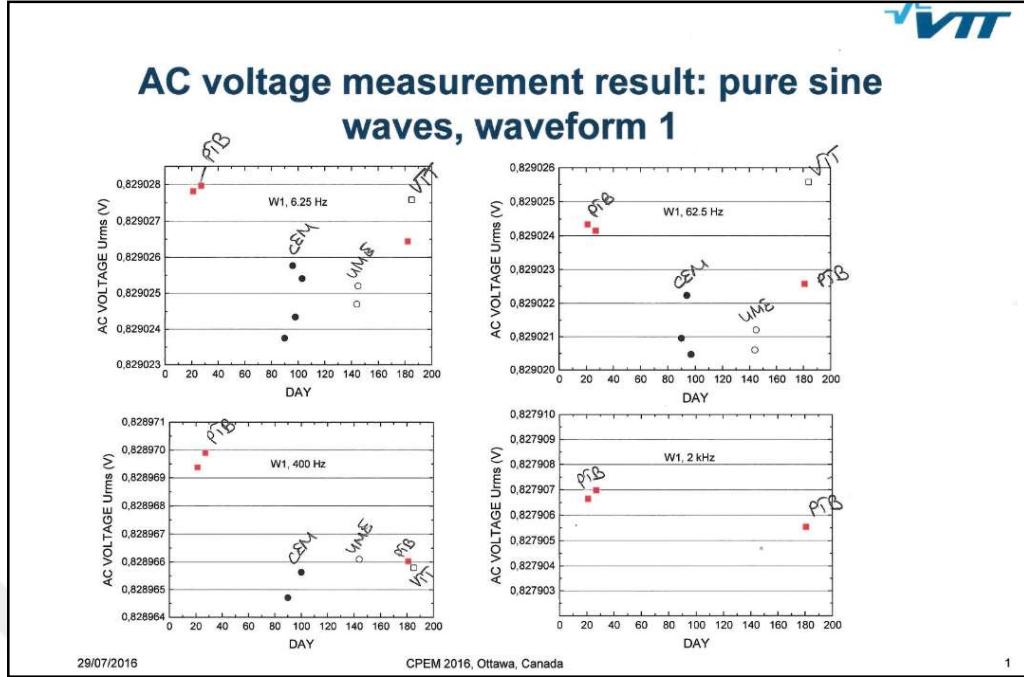
RMS değerinin Belirsizlik Bütçesi. W1 2000 Hz. örnekleme 20000 Hz; T _i 40 µs.								
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{RMS_FORMULA}	Result of RMS formula calculated from samples	0.8191095 V	5 µV/V	4.232 µV	1 V/V	Normal	4.232 µV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0087608 V	34 µV/V	27.850 µV	1 V/V	Normal	27.850 µV	∞
V _x	Measured Value	0.827870 V				u _c (V _x)	28.169 µV	17674
						k	1.96	
						U _c (V _x)	55.2 µV	
						U _c (V _x)/V _x	67 µV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{DFT h=1}	Result of DFT for 1st bin calculated from samples	0.8191095 V	5 µV/V	4.231 µV	1 V/V	Normal	4.231 µV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0087608 V	35 µV/V	28.669 µV	1 V/V	Normal	28.669 µV	∞
V _x	Measured Value	0.827870 V				u _c (V _x)	28.979 µV	19805
						k	1.96	
						U _c (V _x)	56.8 µV	
						U _c (V _x)/V _x	69 µV/V	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i
V _{sine fit h=1}	Result of sine fit for 1st harmonic calculated from samples	0.8191095 V	5 µV/V	4.231 µV	1 V/V	Normal	4.231 µV	9
δV _i	Multimeter's Correction	0.0087608 V	35 µV/V	28.669 µV	1 V/V	Normal	28.669 µV	∞
V _x	Measured Value	0.827870 V				u _c (V _x)	28.979 µV	19805
						k	1.96	
						U _c (V _x)	56.8 µV	
						U _c (V _x)/V _x	69 µV/V	
W2 Harmoniklerinin RMS Değeri İçin Belirsizlik Bütçesi; f _{sampling} 20 000 Hz; T _i 40 µs								
X _i		Estimated Value	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i	
V _{sine fit h=4}	Result of sine fit for 4th harmonic calculated from samples	0.0166216 V	1.0 µV	1 V/V	Normal	1.0 µV	9	
δV _i	Multimeter's Correction	0.0001135 V	5.0 µV	1 V/V	Normal	5.0 µV	∞	
V _x	Measured Value	0.016735 V				u _c (V _x)	5.1 µV	6084
						k	1.96	
						U _c (V _x)	10 µV	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i	
V _{sine fit h=5}	Result of sine fit for 5th harmonic calculated from samples	0.7859936 V	1.0 µV	1 V/V	Normal	1 µV	9	
δV _i	Multimeter's Correction	0.0084066 V	42 µV	1 V/V	Normal	42 µV	∞	
V _x	Measured Value	0.7944002 V				u _c (V _x)	42 µV	89174
						k	1.96	
						U _c (V _x)	82 µV	
X _i		Estimated Value	u(X _i)	C _i	Distribution	u _i (V _x)	v _i	
V _{sine fit h=6}	Result of sine fit for 6th harmonic calculated from samples	0.0164619 V	1.1 µV	1 V/V	Normal	1.1 µV	9	
δV _i	Multimeter's Correction	0.0002544 V	6.0 µV	1 V/V	Normal	6.0 µV	∞	
V _x	Measured Value	0.0167163 V				u _c (V _x)	6.1 µV	8511
						k	1.96	
						U _c (V _x)	12 µV	

Tablo B. 9. Ölçüm Sonuçlarının Belirsizlik Bütçesi (Devam..)

W3 Harmoniklerinin RMS Değeri İçin Belirsizlik Bütçesi; $f_{\text{sampling}} 20\,000\text{ Hz}$ $T_i 40\ \mu\text{s}$							
X_i		Estimated Value	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_i(V_x)$	ν_i
$V_{\text{sine fit } h=1}$	Result of sine fit for 1st harmonic calculated from samples	0,3264239 V	3,0 μV	1 V/V	Normal	3,0 μV	9
δV_i	Multimeter's Correction	0,0001387 V	15,0 μV	1 V/V	Normal	15,0 μV	
V_x	Measured Value	0,3265626 V			$u_c(V_x)$	15,3 μV	6084
					k	1,96	
					$U_c(V_x)$	30 μV	
X_i		Estimated Value	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_i(V_x)$	ν_i
$V_{\text{sine fit } h=2}$	Result of sine fit for 2nd harmonic calculated from samples	0,325954479	3,0 μV	1 V/V	Normal	3,0 μV	9
δV_i	Multimeter's Correction	0,000554333	15,0 μV	1 V/V	Normal	15,0 μV	
V_x	Measured Value	0,3265088 V			$u_c(V_x)$	15,3 μV	6084
					k	1,96	
					$U_c(V_x)$	30 μV	
X_i		Estimated Value	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_i(V_x)$	ν_i
$V_{\text{sine fit } h=3}$	Result of sine fit for 3rd harmonic calculated from samples	0,325183603	3,0 μV	1 V/V	Normal	3,0 μV	9
δV_i	Multimeter's Correction	0,001246145	15,0 μV	1 V/V	Normal	15,0 μV	
V_x	Measured Value	0,3264297 V			$u_c(V_x)$	15,3 μV	6084
					k	1,96	
					$U_c(V_x)$	30 μV	
X_i		Estimated Value	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_i(V_x)$	ν_i
$V_{\text{sine fit } h=4}$	Result of sine fit for 4th harmonic calculated from samples	0,324064489	3,0 μV	1 V/V	Normal	3,0 μV	9
δV_i	Multimeter's Correction	0,002212335	15,0 μV	1 V/V	Normal	15,0 μV	
V_x	Measured Value	0,3262768 V			$u_c(V_x)$	15,3 μV	6084
					k	1,96	
					$U_c(V_x)$	30 μV	
X_i		Estimated Value	$u(X_i)$	C_i	Distribution	$u_i(V_x)$	ν_i
$V_{\text{sine fit } h=5}$	Result of sine fit for 5th harmonic calculated from samples	0,32268803	3,0 μV	1 V/V	Normal	3,0 μV	9
δV_i	Multimeter's Correction	0,003451312	15,0 μV	1 V/V	Normal	15,0 μV	
V_x	Measured Value	0,3261393 V			$u_c(V_x)$	15,3 μV	6084
					k	1,96	
					$U_c(V_x)$	30 μV	



Şekil B. 5. UME'deki Ölçüm Sonuçlarının Grafıksel Gösterimi



Şekil B. 6.CPEM 2016’da Sunulan Örnekleme Ön Sonuçları

NOT: DualDAC2'nin GPIB kablosunu ve 10 MHz CLK girişini bağlamanın etkisi, kabloları bağlayıp çıkararak ve 10 MHz genliğini değiştirerek test edilir. Etkileri $1 \mu\text{V}/\text{V}$ 'den az.

NOT: DC gerilim ölçümleri Naylan Kanatoğlu ve Tezgül COŞKUN ÖZTÜRK tarafından müştereken alınır. FLUKE 792A ile AC Gerilim Ölçümleri Naylan KANATOĞLU ve Mehedin ARİFOVİÇ tarafından elde edilir ve bu rapordan bağımsız olarak Naylan KANATOĞLU tarafından [1] 'de rapor edilir. Bu raporda bildirilen diğer ölçümler Tezgül COŞKUN ÖZTÜRK tarafından elde edilmiştir.

Kaynaklar

- [1]Naylan KANATOĞLU, Mehedin ARİFOVİÇ. “Calibration of DualDAC2 with AC_DC Transfer Standard in UME”
- [2]“IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders.” IEEE Std 1057-2007. Apr. 2008.
- [3]W. G. Kürten Ihlenfeld. “Maintenance and Traceability of AC Voltages by Synchronous Digital Synthesis and Sampling”

Ek-B.2

IADC kontrol yazılımı

Şekil 2. 4’de kullanıcı ara-yüzü verilen ve aşağıda komut satırları verilen yazılım Ek-B.1’deki karşılaştırmada IADC ile örnek almak ve senkron ölçümleri değerlendirmek için yazılmıştır. IADC Kontrol Yazılımının “LabWindows” Uygulama Geliştirme Yazılımı ile Yazılan “*.c” uzantılı dosyası Tablo B. 10’da verilmiştir.

Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımının “*.c” uzantılı dosyası

```
**** HP3458A ile örneklemeli ölçüm alan program
Programı yazan Tezgül COŞKUN ÖZTÜRK
****/
#include <analysis.h>
#include <ansi_c.h>
#include <utility.h>
#include <gpib.h>
#include <userint.h>
#include <formatio.h>
#include <math.h>
#include "ornekleme3458ing.h"
#define ORNEK_SAYISI 37888
static int panel,OS,OS_an; /*panel değişkeni,ölçüm sayısı değişkeni*/
static double KayOrt; /*kayan ortalama değişkeni*/
static double AllVar[100]; /*allan varyans*/
static int oformat;
/*static long double KayanRMSort[1000],KayanFFort[1000], KayanSFort[1000],KayanRMS[1000],KayanFFT[1000];
/*Kayan Ortamaları Tutan Program*/
/*static long double varyansFFT[1000],AvaryansFFT[1000],varyansRMS[1000],AvaryansRMS[1000];
*/
int Ornklm_Baslat3458(int adres, double t_tut, int s_ornek,double frekans ,int guc,double range,int fonk,int trigger,int
isaret,int oformat,double *KatSayi, double Delay, double Level) ;
long double Ornklm_Oku3458(int adres,int dosya, int s_ornek,double frekans ,double t_tut,double *ort, double *ss, double
egim, double ofset,int isaret,int OS,long double *SpekGucYog,long double *Fr, long double KatSayi,int oformat,int
RING_DRP,int adim,int DRP,int NperP, int Mper);
double Oku3458frekans(int adres, int s_ornek) ;
double Oku5790(int adres,int dosya, int s_ornek) ;
void main(void)
{
int i,k,o,r,a,d,x;
int fp1,fp2,fp3;
long int ornek1,ornek2,s_ornek,In_maks, In_min;
int d3458bir,d3458iki,ud,mult,delay;
double A,B,C,FR,P,p,rd,reading[10],Vpp,ort,ssap,Range;
long double bekle,Fs,Ttut,frekans,frekans_d,Delay3458,faz;
/*Fit değişkenleri*/
long double m,n,Olculen[2],SSOlculen[2],Referans[2],K[2],FitHata,data,*SpekGucYog,*Fr,RMS[10000],kayan_ort[10000],toplam,vary
ans,Avaryans[10000], Ger_Fr;
/*Kullanıcı arayüzü ile ilgili değişkenler*/
int kontrol,hangi_pan;
/*Ornekleme ile ilgili değişkenler*/
int TetKyn,ChzFonk,BasKyn,isaret,oformat,FrDzlt, RING_DRP, adim, DRP,OlcSay,TrFunc;
long double Fs_b_Ttut,integ.range,OrnSay,OrnFr,KatSayi,FrDZLTM,Level3458,Delay3458guncel,N,M;
char cihaz[6],bufer[80], mesaj[80],*tarih,*saat,dosya[260],buffer[500],*b;
long double Vmaks,Vmin;
SpekGucYog=(double *)calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
Fr=(double *)calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
if((SpekGucYog==NULL)&&(Fr==NULL))
{
MessagePopup ("Warning", "Not enough memeory space");
}
if((panel=LoadPanel(0,"ornekleme3458ing.uir",PANEL))<0)
return;
DisplayPanel(panel);
kontrol=GetActiveCtrl (panel);
while(kontrol!=PANEL_COMMANDBUTTON)
{ GetUserEvent (0, &hangi_pan, &kontrol) ;
```

Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımının “*.c” uzantılı dosyası (Devam...)

```

GetCtrlVal (panel,PANEL_RING_Trigger,&TetKyn);
GetCtrlVal (panel,PANEL_RING_FUNC,&ChzFonk);
GetCtrlVal (panel,PANEL_RING_TARM,&BasKyn);
GetCtrlVal (panel,PANEL_RING_TrFunc,&TrFunc);
GetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_Fs,&OrnFr);
GetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_N,&N);
GetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_M,&M);
GetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_Tkrr,&OlcSay);
GetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_APER,&integ);
GetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_RANGE,&range);
GetCtrlVal (panel,PANEL_RING_ISARET,&isaret);
GetCtrlVal (panel,PANEL_RING_MEMOFORM,&ofomat);
GetCtrlVal (panel,PANEL_RING_KLOK,&FrDzlt);
GetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_Delay,&Delay3458);
GetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_Level,&Level3458);
GetCtrlVal (panel,PANEL_RING_DRP,&RING_DRP);
GetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_Adim,&adim);
GetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_DRP,&DRP);
}

OrnSay=N*M;

MessagePopup ("Information",
    "Select a file for measurement results lasting with '**_00'. Each Measurement will be saved by inserting seccesive numbers
to the file name.");

FileSelectPopup ("", "", "", "Selec a file for measurment results.", VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 1, dosya);

/* HP3458'in GPIB adresi operatörden istenir ve gerekli ayarlar yapılır*/

PromptPopup ("GPIB Adress", "Type the GPIB address number of HP3458", bufer, 3);
d = strtol (bufer, 0, 10);
Fmt(cihaz,"dev%d",d);
d3458bir=ibfind (cihaz);
ibclr(d3458bir);
ibwrt (d3458bir, "RESET",5);

switch(FrDzlt)
{
case 1: {PromptPopup ("Type Value", "Type the real frequency value of 10 MHz clock of the HP3458 !", bufer,
17);FrDZLTM= strtod (bufer, &b);FrDZLTM=FrDZLTM/10000000;
break; /*Ölçülen değer girilir*/
case 2: {sprintf(bufer,"CAL? 245");k=StringLength(bufer);ibwrt(d3458bir,bufer,k);ibrd (d3458bir, bufer,18);
FrDZLTM= strtod (bufer, &b);}break;
case 3:FrDZLTM=1;break;
default:FrDZLTM=1;break;
}

Fs=OrnFr;
s_ornek=OrnSay;
Ttut=integ;
Fs_b_Ttut=1/Fs;
/*Delay(7200);*/

k=Ttut/0.0000001;
Ttut=k*0.0000001;
SetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_APERGos,Ttut/FrDZLTM); /*integrasyon süresi 100 ns nin tam sayı katı*/
/*Fs=1/Ttut/Fs_b_Ttut;*/
k=Fs_b_Ttut/0.0000001;
Fs_b_Ttut=k*0.0000001;
Fs=1/Fs_b_Ttut;
SetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_FsGos,(Fs*FrDZLTM)); /*örnekleme frekansı 100 ns nin tam katı*/

k=Delay3458/1000000/0.0000001;
Delay3458=k*0.0000001 ;

```

Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımının “*.c” uzantılı dosyası (Devam...)

```

SetCtrlVal (panel,PANEL_NUMERIC_DelayGos,Delay3458/FrDZLTM*1000000); /*gecikme süresi 100 ns nin tam sayı
katı*/

    MessagePopup ("Connection","Make connection between the source and the multimeter ");

varyans=0;
toplam=0;
Level3458=100*Level3458/range;
for(x=0;x<OlcSay;x=x+1)
{
    OS_an=x;
    fp2=OpenFile(dosya,2,1,1);
    Delay3458guncel=Delay3458*1; /*Delay3458guncel=Delay3458*x PJGS uygulamaları için x 1 ile değiştirildi*/
    ornek1=Ornklm_Baslat3458(d3458bir,Ttut_s_ornek,Fs,BasKyn,range,ChzFonk,TetKyn,isaret,offormat,&KatSayi,Delay345
8guncel,Level3458); /*ölçüm al*/
    /* ornek2=Ornklm_Baslat3458(d3458iki,Ttut_s_ornek,Fs,3,10000,6,1); /*direnc ölçen*/

    bekle=1/Fs*ornek1;
    Delay(bekle+2);

    RMS[x]=Ornklm_Oku3458(d3458bir,fp2,ornek1,(Fs*FrDZLTM),(Ttut/FrDZLTM),&ort,&ssap,1,0,isaret,x,SpekGucYog,
Fr,KatSayi,offormat,RING_DRP,adim,DRP,N,M) ;

    switch(TrFunc)
    {
        case 1:break;

        case 2:{faz=3.141592653589793*Ger_Fr*Ttut;RMS[x]=RMS[x]*faz/sin(faz);}break;

    }

    k=StringLength(dosya);
    dosya[k-1]=0;
    dosya[k-2]=0;
    dosya[k-3]=0;
    sprintf(dosya,"%s%3.0d",dosya,x+1);

toplam=toplam+RMS[x];

if(x>=1)
{

varyans=varyans+(RMS[x]-RMS[x-1])*(RMS[x]-RMS[x-1]);
Avaryans[x]=varyans/2/(x+1-1);
Avaryans[x]=sqrt(Avaryans[x]);
kayan_ort[x]=toplam/(x+1);

if(kayan_ort[x]>0.01)
{
    Avaryans[x]=Avaryans[x]/kayan_ort[x]*1000000;
}

SetAxisScalingMode (panel, PANEL_GRAPH_ALLAN, VAL_LEFT_Y_AXIS,
    VAL_MANUAL, 0, 100);

PlotWaveform (panel, PANEL_GRAPH_ALLAN, Avaryans, x+1, VAL_DOUBLE,
    1.0, 0.0, 2, 1.0, VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE,
    VAL_SOLID, 1, VAL_BLUE);

PlotWaveform (panel, PANEL_GRAPH_KAYAN, kayan_ort,x+1,
VAL_DOUBLE, 1.0, 0.0, 1, 1.0, VAL_THIN_LINE,
VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_BLUE);
}
else
{
    kayan_ort[0]=RMS[0];
    Avaryans[0]=1000000;
}
}

```

Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımının “*.c” uzantılı dosyası (Devam...)

```

}

sprintf(dosya,"%sFFT",dosya);
fp2=OpenFile(dosya,2,1,1);

for(x=0;x<ornek1;x=x+1)
{
faz=3.141592653589793*Fr[x]*Ttut;

SpekGucYog[x]=sqrt(SpekGucYog[x]);
if(x!=0)
SpekGucYog[x]=SpekGucYog[x]*faz/sin(faz);
printf(bufer,"%20.18f %12.10f\n",Fr[x],SpekGucYog[x]);
FmtFile(fp2,bufer);

}

PlotXY (panel, PANEL_GRAPH_Frekans,Fr,SpekGucYog,ornek1/2, VAL_DOUBLE,
VAL_DOUBLE, VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_BLUE);

MaxMin1D (SpekGucYog,ornek1/2, &Vmaks, &In_maks, &Vmin, &In_min);
/*Spektrum ölççeği*/

SetAxisScalingMode (panel, PANEL_GRAPH_Frekans, VAL_LEFT_YAXIS,
VAL_MANUAL, Vmin, Vmaks);
/*fft sonuçlarını yazdır*/

MessagePopup ("SAVE",
"You have 2 minutes to save the virtual interface using 'Print Scrn'");

Delay(120);
}/*main sonu*/

int Ormklm_Baslat3458(int adres, double t_tut, int s_ornek,double frekans ,int guc,double range,int fonk,int trigger,int
isaret,int oformat,double *KatSayi,double Delay, double Level)
{
int k,n,i,uzunluk;
char *b, bufer[40],buffer[40];
double P,rd[30000],tr[30000],bekle;

switch(fonk)
{
case 1:sprintf(bufer,"FUNC DCV\n");break;
case 2:sprintf(bufer,"FUNC DSDC\n");break;
case 3:sprintf(bufer,"FUNC SSDC\n");break;
case 4:sprintf(bufer,"FUNC DSAC\n");break;
case 5:sprintf(bufer,"FUNC SSAC\n");break;
case 6:sprintf(bufer,"FUNC OHMF\n");break;
default:sprintf(bufer,"FUNC DCV\n");break;
}

k=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,k);

ibwrt(adres,"AZERO ONCE",10); /*örnekleme frekansını arttırmak için*/
ibwrt(adres,"TARM HOLD",9); /*ölçüm almayı kes*/
ibwrt(adres,"MEM LIFO",8); /*hafızanın içeriğini temizle ve son ölçülen ilk çıkan*/
ibwrt(adres,"MSIZE?",6);
ibrd(adres,bufer,12);

```


Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımının “*.c” uzantılı dosyası (Devam...)

```
bufer[38]=0;
k=StringLength(bufer);
/* n=0;*/
k = strtol (bufer, 0, 10);
k=k/4;
if (k<s_ornek)
s_ornek=k;

/*Trigger kaynağının seçimi*/

if((isaret==2)&(guc!=2)) /*Eğer DC gerilim ölçülüyorsa eşzamanlamak için*/
{
printf(bufer,"TRIG LEVEL\n");
k=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,k);

printf(bufer,"LEVEL %f,DC\n",Level);
k=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,k);

printf(bufer,"SLOPE POS\n");
k=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,k);
}

if(guc==2)
{
printf(bufer,"TRIG EXT\n");
k=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,k);
}

switch(trigger)
{
case 1:printf(bufer,"NRDGS %d,TIMER\n",s_ornek);break;
case 2:printf(bufer,"NRDGS %d,EXT\n",s_ornek);break;
case 3:printf(bufer,"NRDGS %d,LEVEL\n",s_ornek);break;
case 4:printf(bufer,"NRDGS %d,AUTO\n",s_ornek);break;
case 5:printf(bufer,"NRDGS %d,SYN\n",s_ornek);break;
default:printf(bufer,"NRDGS %d,TIMER\n",s_ornek);break;
}
k=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,k);

P=1/frekans;
printf(bufer,"TIMER %f\n",P); /* dahili timer ile jitter daha düşük 100 ps */
k=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,k);

printf(bufer,"APER %f\n",t_tut); /*integrasyon zamanını ayarla*/
k=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,k);

switch(ofomat)
{
case 1:printf(bufer,"OFORMAT ASCII\n");break;
case 2:printf(bufer,"OFORMAT SINT\n");break;
case 3:printf(bufer,"OFORMAT DINT\n");break;
default:printf(bufer,"OFORMAT ASCII\n");break;
}

k=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,k);

ibwrt(adres,"END ALWAYS",10);
```

Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımın “*.c” uzantılı dosyası (Devam...)

```

    ibwrt(adres,"MFORMAT DINT",12);
    ibwrt(adres,"DISP OFF",8);

    sprintf(bufer,"RANGE %f\n",range);
    uzunluk=StringLength(bufer);
    ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

    sprintf(bufer,"LFILTER ON\n");
    uzunluk=StringLength(bufer);
    ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

    sprintf(bufer,"ISCALE?\n");
    uzunluk=StringLength(bufer);
    ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

    ibrd (adres, bufer,18);
    *KatSayi= strtod (bufer, &b);

    sprintf(bufer,"EXTOUT RCOMP,POS\n");
    uzunluk=StringLength(bufer);
    ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

    sprintf(bufer,"DELAY %f\n",Delay);
    uzunluk=StringLength(bufer);
    ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

    switch(guc)
    {
    case 1:sprintf(bufer,"TARM AUTO\n");break;
    case 2:sprintf(bufer,"TARM SGL\n");break;
    case 3:sprintf(bufer,"TARM SGL,1\n");break;

    default:sprintf(bufer,"TARM SGL,1\n");break;
    }

    k=StringLength(bufer);
    ibwrt(adres,bufer,k);
    /*ornek=s_ornek; */
    return s_ornek;
}

long double Ornkln_Oku3458(int adres,int dosya, int s_ornek,double frekans ,double t_tut,double *ort, double *ss, double
egim, double ofset,int isaret,int OS,long double *SpekGucYog,long double *Fr, long double KatSayi,int oformat,int
RING_DRP,int adim,int DRP,int NperP, int Mper)
{
    int k,n,indis,i,uzunluk,AVON,x,N,N_K,s_ornek_y,aradeger,rms_indis; /* N adimdaki örnek sayısı*/
    char *b, bufer[50],buffer[37],*longbuff;
    double P,*rd,*rd_y,*rd_i,*tr,*rd2,*rd_i2,*rd_out,bekle;
    double *SpekGerYog,varyans,*Bolen,*Avaryans,toplam,toplamSQRM,*kayan_ort,*RMS,*RMSson,Vmaks,Vmin,faz;
    long int In_maks,In_min ,DINT[4],SINT[2];
    rd=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    rd_y=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    rd_i=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    tr=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    rd2=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    rd_i2=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    rd_out=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    SpekGerYog=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    Bolen=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    Avaryans=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    kayan_ort=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    RMS=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    RMSson=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    longbuff=calloc(ORNEK_SAYISI, sizeof(double));
    switch(RING_DRP)

```

Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımının “*.c” uzantılı dosyası (Devam...)

```
{ case 1: break;
case 2: { NperP=NperP-2*DRP;} break;
}

if((rd==NULL)&&(rd_y==NULL)&&(rd_i==NULL)&&(tr==NULL)&&(rd2==NULL)&&(rd_i2==NULL)&&(rd_out==
NULL)&&(Bolen==NULL)&&(Avaryans==NULL)&&(kayan_ort==NULL))
{
MessagePopup ("Warning", "Not enough memory space");
}

sprintf(bufer,"RMEM 1,%d,1\n",s_ornek);
uzunluk=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

switch(oformat)
{

case 3:
{
if(KatSayi!=1)
{
for(k=s_ornek;k>0;k--)
{
ibrd(adres,&DINT[0],1);
ibrd(adres,&DINT[1],1);
ibrd(adres,&DINT[2],1);
ibrd(adres,&DINT[3],1);

DINT[0]=DINT[0]*256*256*256+DINT[1]*256*256+DINT[2]*256+DINT[3];
rd[k-1]=DINT[0];

}
}break;

case 1:
{
for(k=s_ornek;k>0;k--)
{
ibrd (adres, bufer,18);
rd[k-1]= strtod (bufer, &b);
}
} break;

case 2:
{
for(k=s_ornek;k>0;k--)
{
ibrd(adres,&SINT[0],1);
ibrd(adres,&SINT[1],1);

SINT[0]=SINT[0]*256+SINT[1];
rd[k-1]=SINT[0];

}
}break;

}/*case sonu*/

P=1/frekans;
toplam=0;
indis=0; rms_indis=0;
varyans=0;
toplamsQRM=0;
```

Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımının “*.c” uzantılı dosyası (Devam...)

```

/*3458'den değerleri okuyan dng*/

for(n=0;n<s_ornek;n++)
{
rd[n]=rd[n]*KatSayi;
rd[n]=rd[n]*egim+offset;
Fr[n]=n*(frekans/s_ornek);
switch(RING_DRP)
{
case 1:rd_y[n]=rd[n];indis=n;tr[n]= n*P+t_tut/2;s_ornek_y=s_ornek;
{
toplaml=toplaml+rd_y[indis];
if((indis>=1)&(isaret==1)) /*lülen işaret DC ise Allan Varyansını Bulur */
{
varyans=varyans+(rd_y[indis]-rd_y[indis-1])*(rd_y[indis]-rd[indis-1]);
Avaryans[indis]=varyans/2/(indis+1-1);
Avaryans[indis]=sqrt(Avaryans[indis]);
kayan_ort[indis]=toplaml/(indis+1);
if(fabs(kayan_ort[indis])>0.01)
Avaryans[indis]=Avaryans[indis]/fabs(kayan_ort[indis])*1000000;
} /*Allan Varyans sonu*/

sprintf(bufer,"%20.18f %12.10f\n",tr[indis],rd_y[indis]);
FmtFile(dosya,bufer);
toplamsqrm=toplamsqrm+rd_y[indis]*rd_y[indis];
RMS[indis]=toplamsqrm; } break; /*27102016*/

case 2:
{ N=n/adim; N_K=n-N*adim;
if (N_K>=DRP)
{ /*if 1 parantezi*/
aradeger= s_ornek/adim-DRP-1;
if (N_K<=aradeger)
{rd_y[indis]=rd[n];tr[indis]= n*P+t_tut/2;s_ornek_y=s_ornek-2*DRP*adim;

{
toplaml=toplaml+rd_y[indis];
if((indis>=1)&(isaret==1)) /*lülen işaret DC ise Allan Varyansını Bulur */
{
varyans=varyans+(rd_y[indis]-rd_y[indis-1])*(rd_y[indis]-rd[indis-1]);
Avaryans[indis]=varyans/2/(indis+1-1);
Avaryans[indis]=sqrt(Avaryans[indis]);
kayan_ort[indis]=toplaml/(indis+1);
if(fabs(kayan_ort[indis])>0.01)
Avaryans[indis]=Avaryans[indis]/fabs(kayan_ort[indis])*1000000;
} /*Allan Varyans sonu*/

sprintf(bufer,"%20.18f %12.10f\n",tr[indis],rd_y[indis]);
FmtFile(dosya,bufer);
toplamsqrm=toplamsqrm+rd_y[indis]*rd_y[indis];
RMS[indis]=toplamsqrm; /*27102016*/
indis=indis+1;

} /*if 3 parantezi*/

} /*if 2 parantezi*/

```

Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımının “*.c” uzantılı dosyası (Devam...)

```

    } /*if 1 parantezi*/break;

    /*case sonu*/
    } /*switch sonu*/

    } /* for döngüsü sonu*/
    kayan_ort[0]=rd[0];
    Avaryans[0]=1000000;
    toplamSQRM=sqrt(toplamSQRM/s_ornek_y);

/* KayanRMS[OS_an]=toplamSQRM; */

    MaxMin1D (rd_y, s_ornek_y, &Vmaks, &In_maks, &Vmin, &In_min);
    /*Zaman Domeninde İşareti Çiz*/

    SetAxisScalingMode (panel, PANEL_GRAPH_Zaman, VAL_LEFT_YAXIS,

        VAL_MANUAL, Vmin, Vmaks);
    SetAxisScalingMode (panel, PANEL_GRAPH_ALLAN, VAL_LEFT_YAXIS,

        VAL_MANUAL, 0, 100);

    PlotXY (panel, PANEL_GRAPH_Zaman, tr, rd_y, s_ornek_y, VAL_DOUBLE,
        VAL_DOUBLE, VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1,
        VAL_RED);

    for(n=0;n<s_ornek_y;n++)
    {
        k=(n+1)/NperP;

        if(n==(k*NperP-1)&&(k!=0)) /*Tam periyot mu?*/
        {
            RMSson[rms_indis]=RMS[n]/(k*NperP);
            RMSson[rms_indis]=sqrt(RMSson[rms_indis]);
            if((rms_indis>=1)&(isaret==2)) /*Ölçülen işaret AC ise Allan Varyansını Bulur */
            {
                varyans=varyans+(RMSson[rms_indis]-RMSson[rms_indis-1])*(RMSson[rms_indis]-RMSson[rms_indis-1]);
                Avaryans[rms_indis]=varyans/2/(rms_indis+1-1);
                Avaryans[rms_indis]=sqrt(Avaryans[rms_indis]);
                if(fabs(RMSson[rms_indis])>0.01)
                Avaryans[rms_indis]=Avaryans[rms_indis]/fabs(RMSson[rms_indis])*1000000;
            }

            rms_indis=rms_indis+1;
        }
    }
    /*Kayan Ortalamayı Çiz*/
    if(isaret==1)
    PlotWaveform (panel, PANEL_GRAPH_KAYAN, kayan_ort, s_ornek_y,
        VAL_DOUBLE, 1.0, 0.0, 1, 1.0, VAL_THIN_LINE,
        VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_RED);
    /*Kayan Ortalamayı Çiz*/
    if(isaret==2)
    PlotWaveform (panel, PANEL_GRAPH_KAYAN, RMSson, Mper,
        VAL_DOUBLE, 1.0, 0.0, 1, 1.0, VAL_THIN_LINE,
        VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1, VAL_RED);

```

Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımının “*.c” uzantılı dosyası (Devam...)

```

/*Frekans Domenini Hesapla*/

ReFFT (rd, rd_i, s_ornek);
Set1D (Bolen, s_ornek, s_ornek) ; /* Normalizasyon katsayısı */
Div1D (rd, Bolen, s_ornek, rd); /*Normalizasyon*/

/*Tek yan band spektral güç yoğunluğu*/
Mul1D (rd, rd, s_ornek, rd2); /*Reel kısım*/
Div1D (rd_i, Bolen, s_ornek, rd_i); Mul1D (rd_i, rd_i, s_ornek, rd_i2); /*İmajiner kısım*/
Add1D (rd2, rd_i2, s_ornek, rd_out); /*Güç Spektrumu bulundu*/
Add1D (rd_out, rd_out, s_ornek, rd_out); rd_out[0]=rd_out[0]/2; /* Tek yan band spektrumu*/
if(OS==0)
Copy1D (rd_out, s_ornek, SpekGucYog);
else
{
Add1D (rd_out, SpekGucYog, s_ornek, SpekGucYog);
Set1D (Bolen, s_ornek, 2);
Div1D (SpekGucYog, Bolen, s_ornek, SpekGucYog);
}

/*Frekans Domeninde İşareti Çiz*/
for(x=0;x<s_ornek;x=x+1)
{
SpekGerYog[x]=sqrt(SpekGucYog[x]);

faz=3.141592653589793*Fr[x]*t_tut;

if(x!=0)
SpekGerYog[x]=SpekGerYog[x]*faz/sin(faz);
}

MaxMin1D (SpekGerYog, s_ornek/2, &Vmaks, &In_maks, &Vmin, &In_min);
/*Spektrum ölçeği*/

SetAxisScalingMode (panel, PANEL_GRAPH_Frekans, VAL_LEFT_YAXIS,
VAL_MANUAL, Vmin, Vmaks);

PlotXY (panel, PANEL_GRAPH_Frekans, Fr, SpekGerYog, s_ornek/2, VAL_DOUBLE,
VAL_DOUBLE, VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE, VAL_SOLID, 1,
VAL_RED);
DisplayPanel (panel);

/*Avaryansı Çiz*/
if(isaret==1)
/*Div1D (Avaryans, Bolen, s_ornek, Avaryans); */
PlotWaveform (panel, PANEL_GRAPH_ALLAN, Avaryans, s_ornek_y, VAL_DOUBLE,
1.0, 0.0, 2, 1.0, VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE,
VAL_SOLID, 1, VAL_RED);
if(isaret==2)
/*Div1D (Avaryans, Bolen, s_ornek, Avaryans); */
PlotWaveform (panel, PANEL_GRAPH_ALLAN, Avaryans, Mper, VAL_DOUBLE,
1.0, 0.0, 2, 1.0, VAL_THIN_LINE, VAL_EMPTY_SQUARE,
VAL_SOLID, 1, VAL_RED);

StdDev (rd_y, (s_ornek_y), ort, ss);

```

Tablo B. 10. IADC Kontrol Yazılımının “*.c” uzantılı dosyası (Devam...)

```

return toplamsQRM;
}

double Oku3458frekans(int adres, int s_ornek)
{
int k,n,i,uzunluk;
char *b, bufer[300],buffer[37];
double P,rd[30000],ort,ss;

printf(bufer,"LFILTER ON");
uzunluk=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

printf(bufer,"FREQ 10,.00001");
uzunluk=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

printf(bufer,"TARM AUTO");
uzunluk=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

for (k=s_ornek;k>0;k--)
{

ibrd (adres, bufer,18);
n=s_ornek-k;
rd[n]= strtod (bufer, &b);

}

StdDev (rd, (s_ornek), &ort, &ss);
printf(bufer,"Frekans:%20.10fHz, S.S.:%20.10fHz\n",ort,ss);

InsertTextBoxLine (panel, PANEL_TEXTBOX_Frekans ,-1, bufer);

return ort;

}

double Oku5790(int adres,int dosya, int s_ornek)
{
int k,n,i,uzunluk;
char *b, bufer[300],buffer[37];
double P,rd[30000],ort,ss;

printf(bufer,"MEAS?");
uzunluk=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

for (k=s_ornek;k>0;k--)
{

printf(bufer,"MEAS?");
uzunluk=StringLength(bufer);
ibwrt(adres,bufer,uzunluk);

ibrd (adres, bufer,18);
n=s_ornek-k;
rd[n]= strtod (bufer, &b);

}

StdDev (rd, (s_ornek), &ort, &ss);
printf(bufer,"Ölçülen AC Gerilim:%12.8f V, S.Sapması:%12.8f V\n",ort,ss);
FmtFile(dosya,bufer);
return ort;
}

```

Ek-B.3

Üç parametrelili sinüs uydurma algoritması ve belirsizliğini tahmin etme yazılımları

'Matlab' uygulama geliştirme yazılımını kullanılarak tek tonlu üç parametrelili sinüs uydurma algoritması komutları Tablo B. 11'da ve tahmin ettiği parametrelerin belirsizliğini (>%99,6 kapsama aralığında) tahmin etme komut örnekleri Tablo B. 12'de verilmiştir. Tablo B. 11'da verilen 'D0' matrisi çok tonlu işaretler için yazılabilir böylelikle çok tonlu işaretlerin genlik ve fazları da tahmin edilebilir. Burada önemli olan tahmin edilecek frekansı yüksek doğrulukta (en çok 1-2 ppm belirsizlikle) bilmektir. Bu fonksiyonun girdisi genlik ve zaman bilgisinin yanı sıra tahmin edilecek frekansın bilgisidir. Ürettiği çıktılar ise tahmin edilen frekanstaki genlik, faz, ofset ve tahmin sonucundaki artık veri (r) ve bu verinin gücüdür.

Tablo B. 11. Tek Tonlu Üç Parametrelili 'Sinüs Uydurma' Algoritması Komut Satırları

```
function [r,f,Vrms,faz,C,residu]=fit3(O,Ot,f)
N=length(O);
for k=1:N
    D0(k,1)=cos(2*pi*f*Ot(1,k));%Ot tek satırdan oluşuyor
    D0(k,2)=sin(2*pi*f*Ot(1,k));
    D0(k,3)=1;
    Xn(k,1)=O(k);
end

DT=D0';
S01=DT*D0;
S01=inv(S01);
S02=DT*Xn;
S0=S01*S02;
A=S0(1);
B=S0(2);
C=S0(3);
Vrms=A*A+B*B;
Vrms=sqrt(Vrms);
Vrms=Vrms/sqrt(2);
faz=angle(B/A);
faz=360*faz/2/pi;

Xfit=D0*S0;
r=Xn-Xfit;
residu=r.*r;
residu=sum(residu);
residu=residu/length(r);
residu=sqrt(residu);

Str=sprintf('Vrms=%5.9f V %5.5f o, F=%4.4f Hz, ofset=%1.9f V,error =%5.9f Vrms',Vrms,faz,f,C,residu);
disp(Str);

end
```

Tablo B. 12'de sinüs uydurma algoritması ile tahmin edilen dalga parametrelerinin belirsizliklerini numerik metotlarla tahmin etmek için yazılan yazılımın komut satırları verilmiştir. Bu nümerik simülasyon için girdi; ölçülen 'X' örnekleri, örneklerin belirsizlikleri 'uX', örneklerin zaman verisi T, IADC'nin jitter parametresi 'uT' ve tahmin edilen frekans f dir. Tablo B. 12'de verilen bu işlev genlik, faz ve ofset parametreleri için belirsizlik aralıklarını (maksimum-minimum) hesaplamaktadır ve histogramları çizmektedir.

Tablo B. 12. Sinüs Uydurma Algoritması ile dalga parametrelerinin belirsizliklerini mümerik metdodlarla tahmin etmek için yazılan yazılımın komut satırları

```

%sinüs uydurma algoritmasının belirsiliklerini tahmin etmek için
%yazılmıştır.
function [uVrms,ufaz,uofset]=fit3MC_m(X,uX,T,uT,f)

for n=1:length(uX)
duX(:,n)=uX(n)*(rand(200000,1)-0.5)*2;
duTa(:,n)=uT*(rand(200000,1)-0.5)*2;
duTi(:,n)=uT*(rand(200000,1)-0.5)*2;
end
for k=1:length(duX)

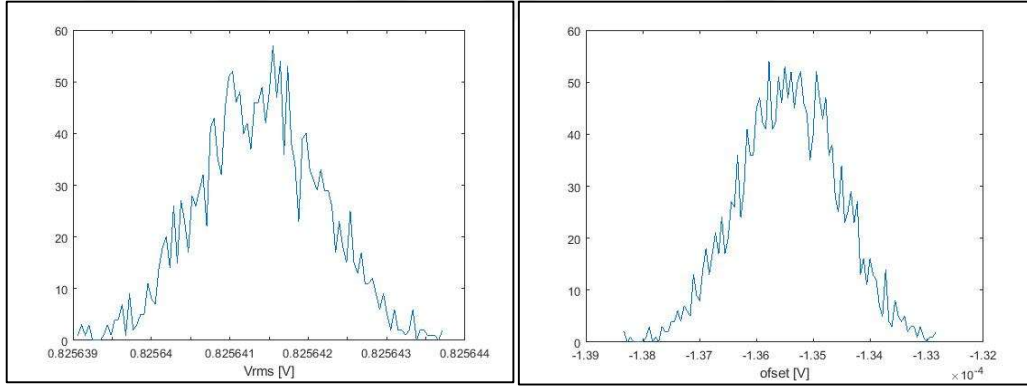
Xfit3=X+duX(k,:);
Tfit3=T+duTa(k,:)+duTi(k,:);

[r,f,Vrms(k),faz(k),C(k),residu]=fit3(Xfit3,Tfit3,f)
end
uVrms=(max(Vrms)-min(Vrms))*1000000/2
ufaz=((max(faz)-min(faz))/2
uofset=((max(C)-min(C))/2

figure;
[x,y]=hist(Vrms,100);
figure;
plot(y,x);xlabel('Vrms [V]');
[x,y]=hist(faz,100);
figure;
plot(y,x);xlabel('faz [o]');
[x,y]=hist(C,100);
figure;
plot(y,x);xlabel('ofset [V]');

end

```



Şekil B. 7. Tablo B. 12'deki 'Matlab Kodlarının' ürettiği histogram örneklerir

Ek-C.

PJGS sistemindeki cihazların teknik özellikleri

Mikrodalga kaynak

Kaynağa Kilitlenebilen Yüksek Güçlü Mikrodalga Osilatör

70 GHz frekansında 160 mW çıkış gücüne sahip yüksek güçlü faza kilitlenebilen mikrodalga osilatör. Osilatör harici 10 MHz referans frekansa BNC konnektör aracılığıyla kilitlenebilmelidir. Çıkış gücü WR-12 tipinde standart flanaj üzerinden uygulanmalıdır. Frekans çözünürlüğü en az 4 kHz olmalı ve birkaç GHz büyüklüğünde 70 GHz merkez frekansı çevresinde ayarlanabilmelidir. Osilatör yazılım ile kontrol edilebilir olmalıdır. Yazılım kontrolünde çıkış frekansı ve gücü değiştirilebilmelidir.

Teknik gereklilikler:

Merkez frekansı : 70 GHz

Frekans Aralığı : (70 ± 1) GHz, minimum

Frekans çözünürlüğü : 4 kHz

Çıkış gücü : ≥180 mW@70 GHz

Çıkış flanajı: WR-12

Frekansa bağlı çıkış gücü düzgünlüğü: <30 mW/GHz

10 MHz referans frekansa BNC konnektör aracılığıyla kilitlenebilmeli

Çıkış frekansı ve gücü yazılım ile değiştirilebilmeli

22 kanallı rastgele dalga üretici

22 kanallı rastgele dalga üretici, herhangi bir şekle sahip birbirinden farklı işaretleri, dalga üretimi için ayrılmış ve her bir kanala özel hafızalar kullanılarak eşzamanlı olarak üretebilmelidir. Her bir kanal 50 ohm yükü 12 V_{pk-pk} geriliminde besleyebilmelidir. Her kanalın örnekleme oranı en az 1 GS/s olmalı her örnek de en az 16 bit doğrulukla üretilebilmelidir. 20 kanal da birbiriyle senkron çalıştırılabilir ve harici tetikleme işareti ile tetiklenebilmelidir. Her kanal için ayrılan hafıza da 2 Mpts/Kanal olmalıdır. Her bir kanalın hafızası diğerlerinden bağımsız olarak ulaşılabilir ve her bir kanal bağımsız olarak çalıştırılabilir olmalıdır. Dalga üretimi yazılım ile kontrol edilebilmelidir. Yazılım kontrolü optik olarak yalıtılmış PC aracılığıyla sağlanmalıdır. Optik yalıtım PC ile rastgele dalga üretici arasındaki mesafeyi 500 m'ye kadar arttırmaya uygun olmalıdır. Optik izolasyon araçları USB uzatma araçları gibi aksesuarların yanı sıra

Teknik Gereklilikler:

Gerilim aralığı : ≥12 V_{pk-pk} @50Ω

Örnekleme oranı : ≥1 GS/s

Gerilim doğruluğu : ≥16 bit çözünürlük

Frekans aralığı : ≥Bir kaç mHz - 100 MHz

Çıkış empedansı : 50 Ω

Konnektörler : BNC dişi

Frekans spektrumu saflığı (sinüs) : > 60 dBc @ 1Vp-p @ 100 MHz.

Yükselme zamanı (kare dalga 1 Vp-p) : < 3.5 ns

Jitter (kare dalga) : < 20 ps

Dalga şekli için ayrılan hafıza ≥ 2 Mpts/Kanal
20 kanalın senkronizasyon belirsizliği < 300 ps
Senkronizasyon :Harici tetikleme işareti ile senkronizasyon
Zamanlama :Harici zamanlama işareti girişi
Yazılım kontrolü :Optik olarak yalıtılmış PC aracılığıyla
Her kanalın hafızası diğerlerinden bağımsız olarak erişilebilmeli.
Optik yalıtım :Multimode fiber



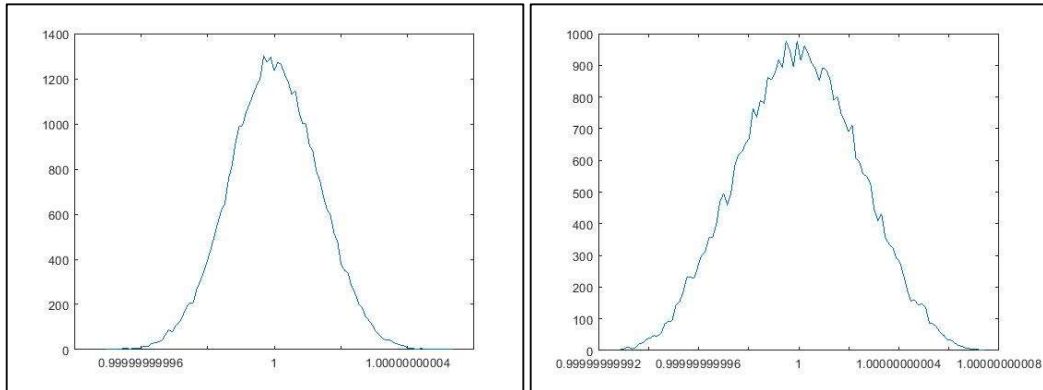
Ek-D. PJGS ile yapılan kalibrasyonların belirsizlik analizinde kullanılan eşitlikler ve yazılımlar

D.1. Eşitlik (3.20) ile verilen kazanç büyüklüğünün sistematik hata kaynaklarından (B tipi) kaynaklanan belirsizliğini hesaplamakta kullanılan yazılım

Eşitlik (3.20)'nin belirsizliğini Numerik metodlarla hesaplayan "MATLAB" Komutları Tablo D. 1'de verilmiştir. Burada %95 kapsamı aralığını bulma rutini çalıştırılmamıştır çünkü Şekil D. 1'de gösterilen belirsizlik aralıkları ölçümün kararlılığından (35 nV/V) çok daha düşüktür.

Tablo D. 1. m_{400ms} Belirsizliğini Numerik Metotlarla Hesaplayan Komut Satırları.

```
%ADC'nin statik kazancındaki belirsizlikleri nümerik metodlarla test etmek
% için yazılmıştır.
function [m400ms]=Statik_m(VR)
dVth=0.1*10^-9*rand(400000,1);
dVoff=4*15*10^-12*rand(400000,1);
VRrand=[];
Virand=[];
VRort=[];
for k=1:400000
for n=1:length(VR)
l=n+k;
if (l>400000)
k=l-200000;
end
VRrand(n)=VR(n)+dVth(n+k-1)+dVoff(n+k-1);
Virand(n)=VR(n);
VRort=mean(VR);
end
m400ms(k)=sum((VRrand'-VRort).*(Virand'-VRort))/sum((VRrand'-VRort).*(VRrand'-VRort));
end
u=(max(m400ms)-min(m400ms))*1000000/2;
disp(u);
figure;
plot(m400ms,k);
figure;
[x,y]=hist(m400ms,100);
figure;
plot(y,x);
end
```



Şekil D. 1. Tablo D. 1'deki komutlar kullanılarak elde edilen histogramlar (solda 20 adım, sağda 4 adım)

D.2. PJGS ile ADC karakterizasyonunda artık devre parametrelerinin etkisini hesaplayan denklem ve yazılım

D.2.1. Denklemler

Şekil 3. 42'de verilen grafikleri hesaplamak için kullanılan denklemler ve değişkenler aşağıda verilmiştir: f: frekans; j: karmaşık sayıların birim elemanı

$$\begin{aligned}
 X_{Lprop} &= j \times L_{prop} \times 2 \times \pi \times f; & X_{Lcable} &= j \times L_{cable} \times 2 \times \pi \times f; \\
 X_{Ci_prop} &= \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C_{i_prop} \times j}; & X_{Ci_cable} &= \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C_{i_cable} \times j}; \\
 X_{Cin_ADC} &= \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C_{in_ADC} \times j}; & A &= \frac{1}{R_{prop} + X_{Lprop}} + \frac{1}{X_{Ci_prop}} + \frac{1}{R_{cable} + X_{Lcable}} \\
 B &= \frac{1}{R_{cable} + X_{Lcable}} - \frac{1}{A \times (R_{cable} + X_{Lcable})^2} + \frac{1}{R_{i_cable}} + \frac{1}{X_{Ci_cable}} + \frac{1}{R_{in_ADC}} + \frac{1}{X_{Cin_ADC}} \\
 T_{Joseph} &= T_{thermal} = \frac{1}{A \times (R_{prop} + X_{Lprop}) \times B \times (R_{cable} + X_{Lcable})} \\
 C &= \frac{1}{(R_{prop} + X_{Lprop})} + \frac{1}{R_{i_prop}} + \frac{1}{X_{Ci_prop}}; & D &= \frac{1}{C}; & E &= D + R_{cable} + X_{Lcable} \\
 Z &= \frac{1}{E} + \frac{1}{R_{i_cable}} + \frac{1}{X_{Ci_cable}} + \frac{1}{R_{in_ADC}} + \frac{1}{X_{Cin_ADC}} \\
 Z_{in_eq} &= \frac{1}{Z};
 \end{aligned}$$

D.2.2. 'Matlab'da yazılan komut satırları

Tablo D. 2. "Delta-Sigma ADC-PJGS" Artık Parametrelerinin Etkisini Hesaplayan Komutlar

```

function [TM,TA,ZeqM,ZeqA]=PJVS_TrSig(fson,df)
Lc=1.256*10^-6;
Lp=0.7*10^-6;
Rsp=4.5;
Rsc=0.16;
Rip=500*10^9;
Ric=10^12;
R3458=10^6;%100 Gohm yerine 1 Mohm
Cp=0.100*10^-9;
Cc=0.06*10^-9;
C3458=40*10^-12;%700 pF yerine 40 pF
n=0;
for f=0:df:fson
    n=n+1;
    XLp=j*Lp*2*pi*f;
    XLc=j*Lc*2*pi*f;
    XCp=1/2/pi/f/Cp/j;
    XCc=1/2/pi/f/Cc/j;
    XC3458=1/2/pi/f/Cc/j;

    A=1/(Rsp+XLp)+1/XCp+1/Rip+1/(Rsc+XLc);
    B=1/(Rsc+XLc)-1/A/(Rsc+XLc)^2+1/Ric+1/XCc+1/R3458+1/XC3458;
    T=1/A/(Rsp+XLp)/(Rsc+XLc)/B;
    TM(n)=abs(T);
    TA(n)=angle(T);
    F(n)=f;
    Z=1/(Rsp+XLp)+1/Rip+1/XCp;
    Z=1/Z;
    Z=Z+Rsc+XLc;
    Z=1/Z+1/Ric+1/XCc+1/R3458+1/XC3458;
    Z=1/Z;
    ZeqM(n)=abs(Z); ZeqA(n)=angle(Z);
end
%subplot(2,2,1);
figure;
plot(F,TM);
xlabel('[Hz]');
ylabel('Magnitude of Transfer Function [V/V]');
    
```

```

%subplot(2,2,2);
figure;
plot(F,TA);
xlabel('[Hz]');
ylabel('Phase of Transfer Function [rad.]');
%subplot(2,2,3);
figure;
plot(F,ZeqM);
xlabel('[Hz]');
ylabel('Magnitude of Equivalent Impedance [Ohm]');
%subplot(2,2,4);
figure;
plot(F,ZeqA);
xlabel('[Hz]');
ylabel('Phase of Equivalent Impedance [rad.]');
end

```

Tablo D. 3. “IADC-PJGS” Artık Parametrelerinin Etkisini Hesaplayan Komutlar

```

function [TM,TA,ZeqM,ZeqA]=PJVS_Tr(fson,df)
Lc=1.256*10^-6;
Lp=0.7*10^-6;
Rsp=4.5;
Rsc=0.16;
Rip=500*10^9;
Ric=10^12;
R3458=100*10^9;
Cp=0.100*10^-9;
Cc=0.06*10^-9;
C3458=700*10^-12;
n=0;
for f=0:df:fson
    n=n+1;
    XLp=j*Lp*2*pi*f;
    XLc=j*Lc*2*pi*f;
    XCp=1/2/pi/f/Cp/j;
    XCc=1/2/pi/f/Cc/j;
    XC3458=1/2/pi/f/Cc/j;

    A=1/(Rsp+XLp)+1/XCp+1/Rip+1/(Rsc+XLc);
    B=1/(Rsc+XLc)-1/A/(Rsc+XLc)^2+1/Ric+1/XCc+1/R3458+1/XC3458;
    T=1/A/(Rsp+XLp)/(Rsc+XLc)/B;
    TM(n)=abs(T);
    TA(n)=angle(T);
    F(n)=f;
    Z=1/(Rsp+XLp)+1/Rip+1/XCp;
    Z=1/Z;
    Z=Z+Rsc+XLc;
    Z=1/Z+1/Ric+1/XCc+1/R3458+1/XC3458;
    Z=1/Z;
    ZeqM(n)=abs(Z); ZeqA(n)=angle(Z);
end
%subplot(2,2,1);
figure;
plot(F,TM);
xlabel('[Hz]');
ylabel('Magnitude of Transfer Function [V/V]');
%subplot(2,2,2);
figure;
plot(F,TA);
xlabel('[Hz]');
ylabel('Phase of Transfer Function [rad.]');
%subplot(2,2,3);
figure;
plot(F,ZeqM);
xlabel('[Hz]');
ylabel('Magnitude of Equivalent Impedance [Ohm]');
%subplot(2,2,4);
figure;
plot(F,ZeqA);
xlabel('[Hz]');
ylabel('Phase of Equivalent Impedance [rad.]');
end

```

Ek-D.3.PJGS ile ‘Yarı-İletken Gerilim Standardı’ kalibrasyonu ham verileri

Bölüm 3’de anlatılan geliştirilen PJGS kontrol yazılımı ile bilgisayar kontrolünde alınan ve Şekil 3. 32 ve Şekil 3. 33’de verilen ölçüm sonuçlarının ham verileri Tablo D. 4’de verilmiştir.

Tablo D. 4. PJGS ile Yarı-İletken Gerilim Standardı Kalibrasyonu Ham Verileri

Ornk Sys	Kuantum	V3458	Isegtrim	V zener					
21	1,018159922	9,04181E-06	0,000050 µA	1,01815088	1,01815044	V _{ort}	1,018150424 V	P.Fitten	
22	1,018159922	9,05643E-06	0,000050 µA	1,01815087		u _A	9,08 nV	Fark	72 nV
23	1,018159922	9,11995E-06	0,000050 µA	1,0181508					
24	1,018159922	9,0941E-06	0,000050 µA	1,01815083					
25	1,018159922	9,21906E-06	0,000050 µA	1,0181507					
26	1,018159922	8,93088E-06	0,000050 µA	1,01815099					
27	1,018159922	9,13442E-06	0,000050 µA	1,01815079					
28	1,018159922	9,11596E-06	0,000050 µA	1,01815081					
29	1,018159922	9,04786E-06	0,000050 µA	1,01815087					
30	1,018159922	9,24624E-06	0,000050 µA	1,01815068					
31	-1,018159922	-9,71152E-06	0,000050 µA	-1,0181502					
32	-1,018159922	-9,84224E-06	0,000050 µA	-1,0181501					
33	-1,018159922	-9,91462E-06	0,000050 µA	-1,01815					
34	-1,018159922	-9,87474E-06	0,000050 µA	-1,01815					
35	-1,018159922	-9,92082E-06	0,000050 µA	-1,01815					
36	-1,018159922	-9,90265E-06	0,000050 µA	-1,01815					
37	-1,018159922	-9,82732E-06	0,000050 µA	-1,0181501					
38	-1,018159922	-9,76898E-06	0,000050 µA	-1,0181502					
39	-1,018159922	-9,92392E-06	0,000050 µA	-1,01815					
40	-1,018159922	-9,93131E-06	0,000050 µA	-1,01815					
41	1,018159922	9,16337E-06	0,000040 µA	1,01815076	1,018150399				
42	1,018159922	9,25215E-06	0,000040 µA	1,01815067					
43	1,018159922	9,10104E-06	0,000040 µA	1,01815082					
44	1,018159922	8,96057E-06	0,000040 µA	1,01815096					
45	1,018159922	9,12467E-06	0,000040 µA	1,0181508					
46	1,018159922	9,26352E-06	0,000040 µA	1,01815066					
47	1,018159922	9,11108E-06	0,000040 µA	1,01815081					
48	1,018159922	9,07253E-06	0,000040 µA	1,01815085					
49	1,018159922	9,12748E-06	0,000040 µA	1,01815079					
50	1,018159922	9,30975E-06	0,000040 µA	1,01815061					
51	-1,018159922	-9,62156E-06	0,000040 µA	-1,0181503					
52	-1,018159922	-1,01009E-05	0,000040 µA	-1,0181498					
53	-1,018159922	-9,87474E-06	0,000040 µA	-1,01815					
54	-1,018159922	-9,93884E-06	0,000040 µA	-1,01815					
55	-1,018159922	-9,98891E-06	0,000040 µA	-1,0181499					
56	-1,018159922	-9,91609E-06	0,000040 µA	-1,01815					
57	-1,018159922	-9,90694E-06	0,000040 µA	-1,01815					
58	-1,018159922	-9,81462E-06	0,000040 µA	-1,0181501					
59	-1,018159922	-1,01335E-05	0,000040 µA	-1,0181498					
60	-1,018159922	-9,66883E-06	0,000040 µA	-1,0181503					
61	1,018159922	8,76796E-06	0,000030 µA	1,01815115	1,018150447				
62	1,018159922	9,08804E-06	0,000030 µA	1,01815083					
63	1,018159922	9,01552E-06	0,000030 µA	1,01815091					
64	1,018159922	9,33161E-06	0,000030 µA	1,01815059					
65	1,018159922	9,00739E-06	0,000030 µA	1,01815091					
66	1,018159922	8,94373E-06	0,000030 µA	1,01815098					
67	1,018159922	9,03649E-06	0,000030 µA	1,01815089					
68	1,018159922	9,11138E-06	0,000030 µA	1,01815081					
69	1,018159922	8,8749E-06	0,000030 µA	1,01815105					
70	1,018159922	9,05761E-06	0,000030 µA	1,01815086					
71	-1,018159922	-9,61506E-06	0,000030 µA	-1,0181503					
72	-1,018159922	-9,98611E-06	0,000030 µA	-1,0181499					
73	-1,018159922	-9,89157E-06	0,000030 µA	-1,01815					
74	-1,018159922	-1,00171E-05	0,000030 µA	-1,0181499					
75	-1,018159922	-9,89157E-06	0,000030 µA	-1,01815					
76	-1,018159922	-1,00232E-05	0,000030 µA	-1,0181499					
77	-1,018159922	-1,00063E-05	0,000030 µA	-1,0181499					
78	-1,018159922	-9,86159E-06	0,000030 µA	-1,0181501					
79	-1,018159922	-1,00139E-05	0,000030 µA	-1,0181499					
80	-1,018159922	-9,95849E-06	0,000030 µA	-1,01815					
81	1,018159922	8,8362E-06	0,000020 µA	1,01815109	1,018150419				
82	1,018159922	9,02527E-06	0,000020 µA	1,0181509					
83	1,018159922	8,98095E-06	0,000020 µA	1,01815094					
84	1,018159922	9,01241E-06	0,000020 µA	1,01815091					
85	1,018159922	8,96456E-06	0,000020 µA	1,01815096					
86	1,018159922	8,97578E-06	0,000020 µA	1,01815095					
87	1,018159922	9,02763E-06	0,000020 µA	1,01815089					
88	1,018159922	8,98553E-06	0,000020 µA	1,01815094					
89	1,018159922	9,04122E-06	0,000020 µA	1,01815088					
90	1,018159922	9,0003E-06	0,000020 µA	1,01815092					
91	-1,018159922	-1,01623E-05	0,000020 µA	-1,0181498					
92	-1,018159922	-9,65362E-06	0,000020 µA	-1,0181503					
93	-1,018159922	-1,00236E-05	0,000020 µA	-1,0181499					
94	-1,018159922	-9,86277E-06	0,000020 µA	-1,0181501					
95	-1,018159922	-1,00718E-05	0,000020 µA	-1,0181498					
96	-1,018159922	-1,00632E-05	0,000020 µA	-1,0181499					

Tablo D. 4 (Devam...)

97	-1,018159922	-9,96498E-06	0,000020 µA	-1,01815			
98	-1,018159922	-1,0261E-05	0,000020 µA	-1,0181497			
99	-1,018159922	-9,80295E-06	0,000020 µA	-1,0181501			
100	-1,018159922	-1,03381E-05	0,000020 µA	-1,0181496			
101	1,018159922	9,15067E-06	0,000010 µA	1,01815077	1,018150405		
102	1,018159922	8,68243E-06	0,000010 µA	1,01815124			
103	1,018159922	9,57385E-06	0,000010 µA	1,01815035			
104	1,018159922	8,491E-06	0,000010 µA	1,01815143			
105	1,018159922	9,08287E-06	0,000010 µA	1,01815084			
106	1,018159922	8,78997E-06	0,000010 µA	1,01815113			
107	1,018159922	9,1232E-06	0,000010 µA	1,0181508			
108	1,018159922	8,88568E-06	0,000010 µA	1,01815104			
109	1,018159922	9,05628E-06	0,000010 µA	1,01815087			
110	1,018159922	9,04698E-06	0,000010 µA	1,01815087			
111	-1,018159922	-9,63013E-06	0,000010 µA	-1,0181503			
112	-1,018159922	-1,00143E-05	0,000010 µA	-1,0181499			
113	-1,018159922	-1,06046E-05	0,000010 µA	-1,0181493			
114	-1,018159922	-1,00421E-05	0,000010 µA	-1,0181499			
115	-1,018159922	-9,96129E-06	0,000010 µA	-1,01815			
116	-1,018159922	-1,01443E-05	0,000010 µA	-1,0181498			
117	-1,018159922	-1,01149E-05	0,000010 µA	-1,0181498			
118	-1,018159922	-9,92614E-06	0,000010 µA	-1,01815			
119	-1,018159922	-1,00128E-05	0,000010 µA	-1,0181499			
120	-1,018159922	-9,99822E-06	0,000010 µA	-1,0181499			
121	1,018159922	8,81582E-06	0,000000 µA	1,01815111	1,01815044		
122	1,018159922	9,12246E-06	0,000000 µA	1,0181508			
123	1,018159922	8,82158E-06	0,000000 µA	1,0181511			
124	1,018159922	8,92571E-06	0,000000 µA	1,018151			
125	1,018159922	8,8427E-06	0,000000 µA	1,01815108			
126	1,018159922	8,8842E-06	0,000000 µA	1,01815104			
127	1,018159922	8,91168E-06	0,000000 µA	1,01815101			
128	1,018159922	8,85998E-06	0,000000 µA	1,01815106			
129	1,018159922	8,77195E-06	0,000000 µA	1,01815115			
130	1,018159922	8,93782E-06	0,000000 µA	1,01815098			
131	-1,018159922	-1,01963E-05	0,000000 µA	-1,0181497			
132	-1,018159922	-9,77784E-06	0,000000 µA	-1,0181501			
133	-1,018159922	-1,01882E-05	0,000000 µA	-1,0181497			
134	-1,018159922	-9,92924E-06	0,000000 µA	-1,01815			
135	-1,018159922	-1,01521E-05	0,000000 µA	-1,0181498			
136	-1,018159922	-1,00697E-05	0,000000 µA	-1,0181499			
137	-1,018159922	-9,9254E-06	0,000000 µA	-1,01815			
138	-1,018159922	-1,04249E-05	0,000000 µA	-1,0181495			
139	-1,018159922	-9,64239E-06	0,000000 µA	-1,0181503			
140	-1,018159922	-1,04399E-05	0,000000 µA	-1,0181495			
141	1,018159922	8,71892E-06	-0,000010 µA	1,0181512	1,018150475		
142	1,018159922	8,93428E-06	-0,000010 µA	1,01815099			
143	1,018159922	9,27755E-06	-0,000010 µA	1,01815064			
144	1,018159922	8,74698E-06	-0,000010 µA	1,01815117			
145	1,018159922	9,23693E-06	-0,000010 µA	1,01815068			
146	1,018159922	8,8684E-06	-0,000010 µA	1,01815105			
147	1,018159922	8,96884E-06	-0,000010 µA	1,01815095			
148	1,018159922	8,96663E-06	-0,000010 µA	1,01815096			
149	1,018159922	8,90577E-06	-0,000010 µA	1,01815102			
150	1,018159922	9,20754E-06	-0,000010 µA	1,01815071			
151	-1,018159922	-9,20178E-06	-0,000010 µA	-1,0181507			
152	-1,018159922	-1,01003E-05	-0,000010 µA	-1,0181498			
153	-1,018159922	-9,90782E-06	-0,000010 µA	-1,01815			
154	-1,018159922	-9,98685E-06	-0,000010 µA	-1,0181499			
155	-1,018159922	-1,01304E-05	-0,000010 µA	-1,0181498			
156	-1,018159922	-9,84652E-06	-0,000010 µA	-1,0181501			
157	-1,018159922	-1,03249E-05	-0,000010 µA	-1,0181496			
158	-1,018159922	-9,63397E-06	-0,000010 µA	-1,0181503			
159	-1,018159922	-1,02044E-05	-0,000010 µA	-1,0181497			
160	-1,018159922	-9,77075E-06	-0,000010 µA	-1,0181502			
161	1,018159922	8,74196E-06	-0,000020 µA	1,01815118	1,01815039		
162	1,018159922	9,40901E-06	-0,000020 µA	1,01815051			
163	1,018159922	8,70149E-06	-0,000020 µA	1,01815122			
164	1,018159922	9,23117E-06	-0,000020 µA	1,01815069			
165	1,018159922	8,84742E-06	-0,000020 µA	1,01815107			
166	1,018159922	9,03856E-06	-0,000020 µA	1,01815088			
167	1,018159922	8,97608E-06	-0,000020 µA	1,01815095			
168	1,018159922	8,90887E-06	-0,000020 µA	1,01815101			
169	1,018159922	9,16175E-06	-0,000020 µA	1,01815076			
170	1,018159922	9,2195E-06	-0,000020 µA	1,0181507			
171	-1,018159922	-9,49173E-06	-0,000020 µA	-1,0181504			
172	-1,018159922	-1,028E-05	-0,000020 µA	-1,0181496			
173	-1,018159922	-1,00106E-05	-0,000020 µA	-1,0181499			
174	-1,018159922	-1,02238E-05	-0,000020 µA	-1,0181497			
175	-1,018159922	-1,00216E-05	-0,000020 µA	-1,0181499			
176	-1,018159922	-1,01865E-05	-0,000020 µA	-1,0181497			
177	-1,018159922	-9,95553E-06	-0,000020 µA	-1,01815			
178	-1,018159922	-9,97045E-06	-0,000020 µA	-1,01815			
179	-1,018159922	-1,03901E-05	-0,000020 µA	-1,0181495			
180	-1,018159922	-9,86543E-06	-0,000020 µA	-1,0181501			
181	1,018159922	9,16736E-06	-0,000030 µA	1,01815075	1,018150382		
182	1,018159922	8,73487E-06	-0,000030 µA	1,01815119			
183	1,018159922	9,33486E-06	-0,000030 µA	1,01815059			
184	1,018159922	8,58702E-06	-0,000030 µA	1,01815133			
185	1,018159922	9,17755E-06	-0,000030 µA	1,01815074			

Tablo D. 4. (Devam...)

186	1,018159922	8,83871E-06	-0,000030 µA	1,01815108			
187	1,018159922	8,92645E-06	-0,000030 µA	1,018151			
188	1,018159922	9,23088E-06	-0,000030 µA	1,01815069			
189	1,018159922	8,8557E-06	-0,000030 µA	1,01815107			
190	1,018159922	9,09646E-06	-0,000030 µA	1,01815083			
191	-1,018159922	-9,90398E-06	-0,000030 µA	-1,01815			
192	-1,018159922	-1,02087E-05	-0,000030 µA	-1,0181497			
193	-1,018159922	-1,00752E-05	-0,000030 µA	-1,0181498			
194	-1,018159922	-1,00338E-05	-0,000030 µA	-1,0181499			
195	-1,018159922	-1,00728E-05	-0,000030 µA	-1,0181498			
196	-1,018159922	-1,01103E-05	-0,000030 µA	-1,0181498			
197	-1,018159922	-1,00994E-05	-0,000030 µA	-1,0181498			
198	-1,018159922	-1,00954E-05	-0,000030 µA	-1,0181498			
199	-1,018159922	-1,01558E-05	-0,000030 µA	-1,0181498			
200	-1,018159922	-1,00851E-05	-0,000030 µA	-1,0181498			
201	1,018159922	8,74816E-06	-0,000040 µA	1,01815117	1,01815046		
202	1,018159922	9,32334E-06	-0,000040 µA	1,0181506			
203	1,018159922	8,07949E-06	-0,000040 µA	1,01815184			
204	1,018159922	9,287E-06	-0,000040 µA	1,01815063			
205	1,018159922	8,78376E-06	-0,000040 µA	1,01815114			
206	1,018159922	9,07741E-06	-0,000040 µA	1,01815084			
207	1,018159922	9,0616E-06	-0,000040 µA	1,01815086			
208	1,018159922	8,88022E-06	-0,000040 µA	1,01815104			
209	1,018159922	8,84166E-06	-0,000040 µA	1,01815108			
210	1,018159922	8,89366E-06	-0,000040 µA	1,01815103			
211	-1,018159922	-9,85169E-06	-0,000040 µA	-1,0181501			
212	-1,018159922	-1,00778E-05	-0,000040 µA	-1,0181498			
213	-1,018159922	-1,00892E-05	-0,000040 µA	-1,0181498			
214	-1,018159922	-1,00675E-05	-0,000040 µA	-1,0181499			
215	-1,018159922	-1,00675E-05	-0,000040 µA	-1,0181499			
216	-1,018159922	-1,00346E-05	-0,000040 µA	-1,0181499			
217	-1,018159922	-1,00029E-05	-0,000040 µA	-1,0181499			
218	-1,018159922	-9,91048E-06	-0,000040 µA	-1,01815			
219	-1,018159922	-1,01443E-05	-0,000040 µA	-1,0181498			
220	-1,018159922	-1,00168E-05	-0,000040 µA	-1,0181499			
221	1,018159922	8,65511E-06	-0,000050 µA	1,01815127	1,018150407		
222	1,018159922	9,10975E-06	-0,000050 µA	1,01815081			
223	1,018159922	9,09631E-06	-0,000050 µA	1,01815083			
224	1,018159922	9,23102E-06	-0,000050 µA	1,01815069			
225	1,018159922	8,66323E-06	-0,000050 µA	1,01815126			
226	1,018159922	9,48996E-06	-0,000050 µA	1,01815043			
227	1,018159922	8,7718E-06	-0,000050 µA	1,01815115			
228	1,018159922	9,17933E-06	-0,000050 µA	1,01815074			
229	1,018159922	9,02408E-06	-0,000050 µA	1,0181509			
230	1,018159922	9,04048E-06	-0,000050 µA	1,01815088			
231	-1,018159922	-9,30089E-06	-0,000050 µA	-1,0181506			
232	-1,018159922	-1,00973E-05	-0,000050 µA	-1,0181498			
233	-1,018159922	-1,01461E-05	-0,000050 µA	-1,0181498			
234	-1,018159922	-9,99482E-06	-0,000050 µA	-1,0181499			
235	-1,018159922	-1,01657E-05	-0,000050 µA	-1,0181498			
236	-1,018159922	-1,00286E-05	-0,000050 µA	-1,0181499			
237	-1,018159922	-9,84992E-06	-0,000050 µA	-1,0181501			
238	-1,018159922	-1,03382E-05	-0,000050 µA	-1,0181496			
239	-1,018159922	-9,7898E-06	-0,000050 µA	-1,0181501			
240	-1,018159922	-1,03233E-05	-0,000050 µA	-1,0181496			
241	1,018159922	8,91242E-06	-0,000060 µA	1,01815101	1,018150426		
242	1,018159922	8,90606E-06	-0,000060 µA	1,01815102			
243	1,018159922	8,97002E-06	-0,000060 µA	1,01815095			
244	1,018159922	8,98775E-06	-0,000060 µA	1,01815093			
245	1,018159922	8,88051E-06	-0,000060 µA	1,01815104			
246	1,018159922	9,11655E-06	-0,000060 µA	1,01815081			
247	1,018159922	8,78258E-06	-0,000060 µA	1,01815114			
248	1,018159922	9,14255E-06	-0,000060 µA	1,01815078			
249	1,018159922	8,98538E-06	-0,000060 µA	1,01815094			
250	1,018159922	9,16869E-06	-0,000060 µA	1,01815075			
251	-1,018159922	-9,62688E-06	-0,000060 µA	-1,0181503			
252	-1,018159922	-9,99704E-06	-0,000060 µA	-1,0181499			
253	-1,018159922	-9,99024E-06	-0,000060 µA	-1,0181499			
254	-1,018159922	-1,00252E-05	-0,000060 µA	-1,0181499			
255	-1,018159922	-1,01781E-05	-0,000060 µA	-1,0181497			
256	-1,018159922	-9,97311E-06	-0,000060 µA	-1,0181499			
257	-1,018159922	-1,02026E-05	-0,000060 µA	-1,0181497			
258	-1,018159922	-9,98138E-06	-0,000060 µA	-1,0181499			
259	-1,018159922	-1,01224E-05	-0,000060 µA	-1,0181498			
260	-1,018159922	-9,96631E-06	-0,000060 µA	-1,01815			

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

Coskun Ozturk, T., Erturk, S., Tangel, A., Arifovic, M., "Using Programmable Josephson Voltage Standard for Static and Dynamic Gain Characterization of Integrating ADC", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2019, **69**(7),(4425-4435)

Coskun Ozturk, T., Erturk, S., Tangel, A., Gedik, A., Yogun, M., Celep, M., "Establishing Programmable Josephson Voltage Standard and Maintaining its Quantum Accuracy", *International Journal of Electrical and Electronic Engineering and Telecommunications*, 2019, **8**(1) , (19-25)

Coskun Ozturk, T., Erturk, S., Tangel, A., Arifovic, M., Celep, M. "Towards Wideband Voltage Scaling to Quantum Standards at the Accuracy of the Stability ", *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, Paris,Fransa,08-13 Temmuz 2018

Sira, M., Aguiler, J.D.d., **Coskun Ozturk, T.**, Lee, J., Behr, R., Nissila, J. "Comparison of Sampling Voltage Measurements of Multi-Tone Signals", *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*,Paris,Fransa,08-13 Temmuz 2018

Coskun Ozturk, T., Erturk, S., Tangel, A., Arifovic, M., Turhan, S. "Metrological Measurements Using Programmable Josephson Voltage Standard", *IEEE Xplore, 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO Bursa,Türkiye (29 Kasım 02 Aralık .2017), -:- (2018) : 1117-1121*

Coskun Ozturk, T., Ahmadov, H., Birlikseven, C., Gulmez, G. "Feasibility Study of Electrical Measurements of Oscillating-Magnet Watt Balance ", *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*, Ottawa, Kanada,10-15 Temmuz 2016

Nissila, J., Sira, M., Lee, J., **Coskun Ozturk, T.**, Arifovic, M., Diaz De Aguilar, J., Lapuh, R., Behr, R. "Stable Arbitrary Waveform Generator as a Transfer Standard for ADC Calibration ", *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*, Ottawa, Kanada,10-15 Temmuz 2016

Coskun Ozturk, T., Kohlmann, J., Kieler, O., Mohring, T., Behr, R., Cayci, H., Arifovic, M., Turhan, S., Durak Ata, L. "Error Analysis in Waveforms Synthesized with a Combined Josephson System for AC Component Characterization", *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014)*, Rio De Jeneiro, Brezilya, 24-29 Ağustos 2014

Coskun Ozturk, T., Turhan, S., Yilmaz, O. "An Improvement of DC Voltage Ratio Measurements by Characterization of the DC Voltage Divider at UME", *XXIMEKO World Congress Metrology for Green Growth*, Busan, Kore ,09-14 Eylül 2012

Coskun Ozturk, T. "Input for D 3.3.6 Q_Wave Comparison: Measurement Report of TÜBİTAK UME of DualDAC2 by Sampling" *JRP SIB59 Q-WAVE A Quantum Standard for Sampled Electrical Measurements*, (2016)

Turhan, S., **Coskun Ozturk, T.** "DMM ile Elektriksel Parametrelerin Karşılaştırması Raporu", *Ulusal Metroloji Enstitüsü*, 2012

Coskun Ozturk, T., Dincer, H., Kanatoglu, N. "Yüksek Doğruluğa Sahip Kalibratörün AC İşaret Kaynağının Doğrudan Sayısal Sentez Tekniğiyle Üretilmesi", *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 11. Ulusal Kongresi ve Fuarı*, İstanbul, Türkiye, 22-25 Eylül 2005

Coskun Ozturk, T., Turhan, S., Arifovic, N. "Elektriksel Sıcaklık Kalibratörlerinin Isıl-çift İşlevi Kalibrasyonu ve Kalibrasyon Sonucunun Kullanılması", *Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO 2012)*, Bursa , Türkiye, 30 Kasım 2012

Coskun Ozturk, T., Turhan, S. "Düşük Gerilim Değerlerinde DC Gerilim Ölçer Kalibrasyonu", *VIII. Ulusal Ölçümbilim Kongresi*, Kocaeli, Türkiye, 26-28 Eylül 2013

Turhan, S., **Coskun Ozturk, T.** "Elektriksel Büyüklüklerin Karşılaştırılması", *VIII. Ulusal Ölçümbilim Kongresi*, Kocaeli, Türkiye, 26-28 Eylül 2013

Coskun Ozturk, T., Erturk, S., Tangel, A., Arifovic, M. "Kararlılığı Yüksek Yarı-İletken DAC'ın Kuantum Voltmetre ile Kalibrasyonu ", *Ölçümbilim Sempozyumu ve Sergisi*, İzmir, Türkiye , 20-22 Kasım 2019

Coskun Ozturk, T., Arifovic, M., Erturk, S., Tangel, A. "Programlanabilir Josephson Gerilim Standardı Kullanılarak Gerilim Ölçer ve Yarı-İletken Gerilim Standardı Kalibrasyonu", *Ölçümbilim Sempozyumu ve Sergisi*, İzmir, Türkiye, 20-22 Kasım 2019

Lapuh, R., Sira, M., **Coskun Ozturk, T.**, Van Der Brom, H. "Report on the Analysis of Effects Caused by Identified Errors and Possible Techniques for Their Mitigation", *JRP SIB59 Q-WAVE A Quantum Standard for Sampled Electrical Measurements*, (2016)

Coskun Ozturk, T. "List of Identified Error Sources in Generating and Sampling Systems", *JRP SIB59 Q-WAVE A Quantum Standard for Sampled Electrical Measurements* (2014)

Coşkun, Tezgül, "Yüksek Doğruluklu Kalibratörün AC İşaret Kaynağının Doğrudan Sayısal Sentez Tekniği ile Üretilmesi", Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2004.

ÖZGEÇMİŞ

Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nden 2001 yılında mezun olmuştur. Yüksek lisansını Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Müh. ABD'da 2004 yılında tamamlamıştır.

2002 yılında TÜBİTAK UME Gerilim Laboratuvarı'nda göreve başlamıştır. Burada "Yüksek Doğruluklu Kalibratörlerin AC İşaret Kaynağının Doğrudan Sayısal Sentez Tekniği ile Gerçekleştirilmesi" konulu yüksek lisans çalışmasını tamamlamıştır.

Halen UME Gerilim Laboratuvarı'nda birincil seviyede DC oran, gerilim ve akım standartların oluşturulması, muhafazası ve kalibrasyonu konularında çalışmaktadır. Uzmanlık alanı DC ve düşük frekans gerilim, akım ve direnç ölçüm/kalibrasyonları ve belirsizlik hesaplamalarıdır. Endüstriye eğitim, kalibrasyon ve test hizmetlerinin verilmesinde, ulusal ve uluslararası karşılaştırmalarda görev almaktadır.

2011 yılında Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Müh. ABD'da doktora öğrenimine başlamıştır. Şu anki ilgi alanları AC Josephson Gerilim Standartlarının Kurulumu ve bu standartların kullanıldığı elektriksel ölçümlerdir.