İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SAYISAL SENTEZLEYİCİLERDE İŞARET KALİTESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Canan GÖÇER

Anabilim Dalı : ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ

Programı : ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

HAZİRAN 2007

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SAYISAL SENTEZLEYİCİLERDE İŞARET KALİTESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Canan GÖÇER
(504041228)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 7 Mayıs 2007
Tezin Savunulduğu Tarih : 13 Haziran 2007

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Melih PAZARCI
Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. Osman PALAMUTÇUOĞLU (İ.T.Ü)
Yar. Doç. Dr. Serhat İKİZOĞLU (İ.T.Ü)

HAZİRAN 2007

ÖNSÖZ

Benim için yüksek lisans tez çalışmam boyunca bir yol gösterici olan beni destekleyen Sayın Prof. Dr. Melih Pazarcı'ya teşekkürü bir borç bilirim.

Haziran 2007 **Canan Göçer**

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ ii
KISALTMALAR v
TABLO LİSTESİ vi
ŞEKİL LİSTESİ vii
SEMBOL LİSTESİ x
TERİMLER xii
SAYISAL SENTEZLEYİCİLERDE İŞARET KALİTESİ xiii
ÖZET xiii
SIGNAL QUALITY IN DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZER xv
SUMMARY xv

1 GİRİŞ 1

2 DDS 2

2.1 DDS Nedir 2
2.1.1 Frekans Sentezleme Yöntemleri 2
2.1.2 DDS Çeşitleri 3
2.1.3 DDS Blokları 3
2.1.4 DDS Hata Kaynakları 5

2.2 Spektral Kalite Ölçme Yöntemleri 9

2.3 DDS Çıkış Spektrumu Belirleme Çalışmaları 13
2.3.1 Torosyan ve Willson'ın DDS Spektrumu Belirleme Çalışması 14

2.4 DDS Çıkışlarında İstenmeyen İşaretleri Giderme Çalışmaları 24

2.4.1 Nicholas'ın Değiştirilmiş Akümülatör Modeli 24
2.4.2 Rasgeleleştirme Etkisi 26
2.4.3 Faz Değerlerini Rasgeleleştirme 27
2.4.4 Genliği Rasgeleleştirme 33
2.4.5 Çıkartılabilir Rasgeleleştirme İşareti Ekleme 35
2.4.6 Faz Değerlerini Rasgeleleştirme ve Yüksek Geçiren Filtreden Geçirme 35

3 İSTENMEYEN İŞARETLERİ GİDERME ÇALIŞMALARI 38

3.1 Değerlendirilemeyen Faz Akümülatör Bitlerinin Kullanılması 38

3.2 İstenmeyen İşaretlerin Spektrumda Belirlenmesi ve Ana İşaretten Çıkarılarak Giderilmesi 48
3.2.1 Spektral Domende Sıralanarak Belirlenen İstenmeyen İşaretleri Ters Fourier Dönüşümü ile Oluşturup Ana İşaretten Çıkarma 49
3.2.2 Spektral Domende Sıralanarak Belirlenen İstenmeyen İşaretleri Faz Genlik Frekans Bilgilerini Kullanarak İnşa Etme ve Ana İşaretten Çıkarma 50
3.2.3 Spektral Domende Kestirilen İstenmeyen İşaretleri Ters Fourier Dönüşümü ile İnşa Etme ve Ana İşaretten Çıkarma 51
3.2.4 Spektral Domende Kestirilen İstenmeyen İşaretleri Faz Genlik Frekans Bilgilerini Kullanarak İnşa Etme ve Ana İşaretten Çıkarma 52
3.3 Akümülatör Tarafında Bilinen Noktalarda Faz Değeri Ekleme 52
3.4 İstenmeyen İşaretleri DDS ile Üreterek Çıkarma 53
3.5 Sözde Rasgele Gürültü Ekleme 63
3.6 Tahmin Edilebilir Noktalarda Rasgeleleştirme 66
4 SONUÇ 67
KAYNAKLAR 68
ÖZGEÇMİŞ 70

KISALTMALAR

DAC	: Sayısal-Analog Çevirici
DAS	: Doğrudan Analog Sentezleme
DDS	: Doğrudan Sayısal Frekans Sentezleme
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü
FGD	: Faz-Genlik Dönüştürücü
FGDT	: Faz-Genlik Dönüşüm Tablosu
GRR	: Tam Bir Taşma Oranı
IFFT	: Ters Fourier Dönüşümü
MSB	: En Anlamlı Bit
PLL	: Faz Kenetlemeli Çevirim
ROM	: Salt Okunur Bellek
SFDR	: Temiz Dinamik Çalışma Aralığı
SNR	: İşaret-Gürültü Oranı

TABLO LİSTESİ

		Sayfa No
Tablo 2.1	**:** 5-bit akümülatörün 4-bit olarak FGDT'ye girdiği durumun yarattığı hata.....	8
Tablo 2.2	**:** fkk1=1 ve fkk2=3 için spektral bileşenler.....	16
Tablo 3.1	**:** DDS işaretinin W=4, B=3 için istenmeyen işaretlerinin ana işaret olması durumunda spektrumda işaretlerin konumları: yeniden dizilerek hesaplanır.....	59
Tablo 3.2	**:** DDS işaretinin W=4, B=3 için istenmeyen işaretlerinin ana işaret olması durumunda spektrumda işaretlerin konumları: d2W±fkk :d{1:2B-1} ile hesaplanır.....	59

ŞEKİL LİSTESİ

		Sayfa No
Şekil 2.1	**:** DDS Blokları	4
Şekil 2.2	**:** Faz akümülatörü çalışma prensibi	4
Şekil 2.3	**:** DDS Hata kaynakları	6
Şekil 2.4	**:** M=5, W=4, B=1 için faz tekeri ve hata durumları	8
Şekil 2.5	**:** DDS çıkışı en yüksek seviyede istenmeyen işaret oluşturan fkk	9
Şekil 2.6	**:** Faz akümülatörünün faz-genlik dönüştürücü tablosunda tüm bitler kullanılmazken hataya sebep olmayacak fkk	9
Şekil 2.7	**:** İdeal DDS çıkışının DFT ile spektral görünümü	10
Şekil 2.8	**:** Seçilen DFT uzunluğunun DDS işaret periyoduna oranının önemi	13
Şekil 2.9	**:** Aynı grupta farklı frekans kontrol kelimeleri için spektral görünüm (W=5, B=3)	16
Şekil 2.10	**:** Pencere fonksiyonu-çıkış spektrumu genlik ilişkisine yakından bakış	18
Şekil 2.11	**:** Pencere fonksiyonu istenmeyen işaretlerin genliklerini belirler	18
Şekil 2.12	**:** |Vwb(k)| Pencere fonksiyonunun değişimi	21
Şekil 2.13	**:** Faz akümülatörünün faz-genlik dönüşüm tablosunda M yerine W adet en anlamlı bitinin kullanılması sonucu hesaplanan ve oluşan spektrum	23
Şekil 2.14	**:** fkk=1 için hesaplanan temel DDS spektrumu yeniden sıralanarak fkk=5 için spektrumun bulunması	24
Şekil 2.15	**:** DDS çıkışında aynı frekans grubundaki işaretlerin yeniden dizilmesi	25
Şekil 2.16	**:** Nicholas'ın değiştirilmiş akümülatör modeli	26
Şekil 2.17	**:** DDS sistemi rasgeleleştirme noktaları	26
Şekil 2.18	**:** DDS çıkışı işaret biçimlendirme için önerilen blok	37
Şekil 3.1	**:** 11-bitlik akümülatörün fkk=7 için çıkış spektrumu (FGD ideal)	38
Şekil 3.2	**:** 11-bitlik akümülatörün fkk=7, W=8, B=3 için çıkış spektrumu	39
Şekil 3.3	**:** 15-bitlik akümülatörün fkk=7, W=12, B=3 için çıkış spektrumu	40
Şekil 3.4	**:** Fazı rasgeleleştirme ile elde edilen çıkış spektrumu (W=8, B=3, fkk=7)	40
Şekil 3.5	**:** Fazı rasgeleleştirme ile elde edilen çıkış spektrumu (W=12, B=3, fkk=7)	41
Şekil 3.6	**:** Taylor seri yaklaşımı ile istenmeyen işaret seviyesinin düşürülmesi	42
Şekil 3.7	**:** Taylor seri yaklaşımı kullanılarak elde edilen çıkış spektrumu	43
Şekil 3.8	**:** Taylor seri yaklaşımında W arttıkça spektrumun değişimi	43
Şekil 3.9	**:** Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye W'nun sabit olduğu durumda B'nin katkısı (1. istenmeyen işaret)	44
Şekil 3.10	**:** Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye B'nin sabit olduğu durumda W'nun katkısı (1. istenmeyen işaret)	45

Sayfa No

Şekil 3.11 **:** Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye W'nun sabit olduğu durumda B'nin katkısı (2. istenmeyen işaret).. 46
Şekil 3.12 **:** Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye B'nin sabit olduğu durumda W'nun katkısı (2. istenmeyen işaret).. 46
Şekil 3.13 **:** Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye W'nun sabit olduğu durumda B'nin katkısı (3. istenmeyen işaret).. 47
Şekil 3.14 **:** Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye B'nin sabit olduğu durumda W'nun katkısı (3. istenmeyen işaret).. 47
Şekil 3.15 **:** Spektral domende belirlemiş istenmeyen işaretin ters Fourier dönüşümü ile elde edilmesi ve ana işaretten çıkarılması sonucu iyileşme..... 49
Şekil 3.16 **:** Spektral domende belirlemiş istenmeyen işaretin, genlik ve faz bilgileri ile inşa edilerek zaman domeninde ana işaretten çıkarılması sonucu iyileşme..... 50
Şekil 3.17 **:** Hesaplanarak elde edilen spektral görünümden istenmeyen işaret çiftlerinin IFFT ile elde edilmesi ve ana işaretten çıkarılması sonucu iyileşme..... 51
Şekil 3.18 **:** Hesaplanarak elde edilen spektrumdan, genlik ve faz bilgileri ile inşa edilen sinyallerin zaman domeninde ana işaretten çıkarılması sonucu iyileşme..... 52
Şekil 3.19 **:** DDS çıkışında belirlenen istenmeyen işaretlerin çıkarılması için sistem..... 54
Şekil 3.20 **:** Ana işaretten hesaplanarak inşa edilen istenmeyen işaretin çıkarılması..... 55
Şekil 3.21 **:** İkincil DDS bloklarıyla W-bit başına sağlanan iyileşme W arttıkça artar..... 56
Şekil 3.22 **:** İkincil DDS bloklarıyla W-bit başına sağlanan iyileşme B'den bağımsız..... 57
Şekil 3.23 **:** İkincil DDS bloklarıyla W-bit başına sağlanan iyileşme W arttıkça artar..... 57
Şekil 3.24 : İkincil DDS bloklarıyla W-bit başına sağlanan iyileşme B'den bağımsız..... 58
Şekil 3.25 : W=8, B=3 için birinci istenmeyen işaretin ana işaretten çıkarılması..... 59
Şekil 3.26 **:** W=12, B=3 için birinci istenmeyen işaretin ana işaretten çıkarılması..... 60
Şekil 3.27 **:** W=4, B=3 için birinci istenmeyen işaretin ana işaretten çıkarılması..... 61
Şekil 3.28 **:** DDS çıkışında belirlenen iki adet istenmeyen işaretin çıkarılması durumunda tüm işaretlerin davranışı..... 62
Şekil 3.29 **:** DDS çıkışında iki istenmeyen işaret çıkarıldığında spektral görünüm..... 62
Şekil 3.30 **:** Sözde rasgele gürültü değerlerinin akümülatör tarafında eklendiği durumda DDS çıkışı, rasgeleleştirme işareti değer aralığı $\pm 2^{B-1}$..... 63
Şekil 3.31 **:** Sözde rasgele gürültü değerlerinin akümülatör tarafında eklendiği durumda DDS çıkışı, rasgeleleştirme işareti değer aralığı $\pm 2^{B-1}$..... 64

Sayfa No

Şekil 3.32 **:** Sözde rasgele gürültü değerlerinin akümülatör tarafında eklendiği durumda DDS çıkışı, rasgeleleştirme işareti değer aralığı $\pm 2^{B-2}$ 65

Şekil 3.33 **:** Sözde rasgele gürültü değerlerinin akümülatör tarafında eklendiği durumda DDS çıkışı, rasgeleleştirme işareti değer aralığı $\pm 2^{B-2}$ 65

SEMBOL LİSTESİ

A_1, A_2, A_c	: Sinüsoidal işaret genlikleri
B	: Akümülatörün faz-genlik dönüştürücüde kullanılmayan bit sayısı
C	: Taşıyıcı
$C(k)$	: DDS kosinüs spektral çıkışı
$c(n)$	: DDS kosünüs çıkışı
$CS(k)$	: Sinüs ve kosinüs çıkış üreten DDS çıkışının spektral gösterimi
$cs(n)$	: Sinüs ve kosinüs çıkış üreten DDS çıkışı
dBc	: Taşıyıcıya göre dB cinsinden bağıl seviye
e_A	: Genlik hatası
e_{COM}	: Genlik tablosundaki sıkıştırma kaynaklı hata
e_{DA}	: Sayısal-analog çevirici kaynaklı hata
e_f	: DDS çıkış filtresi hatası
e_P	: Faz akümülatörü bitlerinin tamamının değerlendirilememesi hatası
$\varepsilon(n)$	: DDS çıkışı toplam hata
$f_{çıkış}$, f	: DDS çıkış frekansı
fkk	**:** Frekans kontrol değeri
F_O	: Kesirli frekans
f_{saat}	: DDS saat frekansı
J	: DDS çıkışlarını yeniden dizmek için kullanılan indeks
k	: Frekans indeksi
L	: Faz-genlik dönüştürücüde değerlendirilen bit sayısı ile kırpılan bit sayısı toplamı
L_{ROM}	: Genlik değerini temsil eden bit sayısı
M	: Akümülatör tam bit sayısı
N	: DFT boyutu, gürültü
n	: Zaman indeksi
n_{saat}	: Saat kaynağı faz gürültüsü
P	: Gürültü biçimlendirici blok FGDT'na giren bit adedi
$P(n)$	: Faz işareti
S	: DFT boyutu
$s(n)$	: DDS sinüs çıkışı
$S(k)$	: DDS sinüsoidal çıkışın FFT alınmış hali
$S_{W,B}(k)$	: DDS çıkışı tam spektral görünüm
$V(k)$	: Pencere fonksiyonu
W	: Akümülatör çıkısından faz-genlik dönüştürücüye giden bit sayısı
w_d	: İstenen işaretin açısal frekansı
w_u	: İstenmeyen işaretin açısal frekansı

$x[n]$	: Elde edilmek istenen sinüzodial DDS çıkışı
$y[n]$	: İstenmeyen işaretler içeren sinüzodial DDS çıkışı
z_A	: Genlik rasgeleleştirme işaret dizisi
z_P	: Faz akümülatörü rasgeleleştirme işaret dizisi
Φ	: Radyan cinsinden keyfi başlangıç fazı, FGD'ye giren açı
Δ_A	: Genlik kuantalama hatası
Δf	: Frekans hatası
α, β	: Gerçel sayı, fonksiyon parametresi

TERİMLER

Aşırı örnekleme	: Oversampling
Bağımsız özdeşçe dağılmış	: Independent identically distributed
Çıkartılabilir rasgeleleştirme	: Subtractive dither
Çıkarmadan fazı rasgeleleştirme	: Non-subractive phase dither
Çıkarmadan genlik rasgeleleştirme	: Non-subractive amplitude dither
Çıkarmadan rasgeleleştirme	: Non-subractive dither
Daraltılmış dinamik çalışma bölgesi	: Reduced dynamic range
Dikey	: Quadrature
Domen	: Domain
Düzgün dağılımı beyaz gürültü	: Uniformly distributed white-noise
Genlik tablosu	: Look-up table
Gerçek	: Original
Faz genlik dönüştürücü	: Sine-Cosine Mapping Function
Fazı düzgün dağılımlı rasgeleleştirilmiş	: Uniformly phase dithered
Frekans kontrol kelimesi	: Frequency control word
Geniş bantlı gürültü	: Broadband noise
İlinti	: Correlation
İstenmeyen işaret cevabı	: Spurious response
İstenmeyen işaret	: Spur
İstenmeyen yan bant	: Parasitic Sidelobe
Kayma	: Jitter
Kesirli oranlı bölücü	: Fractional divider
Küçük açı yaklaşımı	: Small angle approximation
Ölçke	: Modulo
Öngörülebilir	: Deterministic
Özilinti	: Autocorrelation
Özilinti fonksiyonu	: Autocorrelation function
Rasgeleleştirme	: Dither
Rasgele değer	: Single random variate
Rasgele (stokastik) süreç	: Random-process
Saat periyodu	: Clock cycle
Sıfırdan farklı geciktirilmiş	: Non-zero lags
Sıfır ortalama değerli	: Zero-mean
Sonlu sözcük uzunluğu	: Finite word length effect
Sürekli sıfır ortalama değerli durağan	: Continuous zero-mean wide sense stationary
Tam bir taşma	: Grand repetition rate
Taşıyıcı-gürültü	: Carrier-to-noise
Taşıyıcı-gürültü spektral güç yoğunluğu	: Carrier-to-noise power spectral density
Temiz dinamik çalışma bölgesi	: Spurious free dynamic range
Yan bant	: Sidelobe
Yuvarlama	: Roundoff

SAYISAL SENTEZLEYİCİLERDE İŞARET KALİTESİ

ÖZET

Sayısal frekans sentezleme yöntemi (DDS) girişine elde edilmek istenen frekansa göre uygulanan frekans kontrol kelimesine (fkk) bağlı olarak sinüs/kosinüs fonksiyon değer dizileri üretimine olanak sağlayan bir yöntemdir.

Son yıllarda yarı iletken teknolojisindeki ilerlemeler, ilk çıktığı yıllarda maliyet etkin olmaması nedeniyle uygulamalarda tercih edilmeyen doğrudan frekans sentezleme yönteminin günümüzde ön plana çıkmasına imkan sağlamıştır. Gelecek nesil cihazların yüksek performans ve yüksek hız ihtiyacı da frekans sentezleme yönteminde DDS'in tercih edilmesine yol açmıştır.

Bu tezde, DDS ile oluşturulan işaretlerde ortaya çıkan istenmeyen işaretlerin yerlerinin belirlenmesi ve bu işaretlerin küçültülerek temiz dinamik çalışma aralığının (SFDR) genişletilmesi veya istenmeyen işaretlerin tamamen giderilmesine yönelik çalışmalar yapılmıştır.

DDS üzerinde yapılan çalışmalar, akümülatör çıkışındaki yuvarlamaların istenmeyen işaretlerin oluşmasında büyük etkisi olduğunu göstermektedir. Bu tez çalışmasında akümülatör çıkışındaki yuvarlamalardan kaynaklanan istenmeyen işareti en aza indirebilecek alternatif yöntemler ortaya konmuştur.

Faz-Genlik dönüştürücü girişine kırpılarak atılan bitlerin faz-genlik dönüştürücü çıkışında ana işarete eklenerek istenmeyen işaret seviyesinin düşürülmesi için bir çalışma yapılmıştır. Bu yöntemin, faz genlik dönüştürücüye giren bit başına -6dBc olan ana işaret-istenmeyen işaret seviyesini bit başına -16dBc'ye düşürerek önemli bir iyileştirme getirdiği görülmüştür.

Torosyan'ın referans çalışmasından faydalanarak frekans domeninde yeri ve genliği belirlenebilen istenmeyen işaretlerin akümülatör tarafında çıkarılarak çıkışa yansıması incelenmiştir. Yapılan benzetim çalışmaları istenmeyen işaretlerin giderildiğini göstermiş ancak istenmeyen işaretlerin akümülatör tarafında çıkarılma çalışmasının açı modülasyonuna sebep olması nedeniyle gerçek-zamanlı uygulamalarda çıkarma işlemi faz-genlik dönüştürücü (FGD) sonrası uygulanmasının uygun olacağı değerlendirilmiştir. Bu şekilde ayrı bir faz-genlik dönüştürücüden alınan çıkış elde edilmek istenen ana işaretten çıkarıldığında çıkarma amaçlı kullanılan DDS bloğunda kullanılan faz genlik dönüştürücüye giren akümülatör kelime biti başına -5dBc'lik bir iyileştirme getirdiği görülmüştür. Gerçek-zamanlı uygulamalarda bu yöntem maliyet etkinlik açısından en büyük birkaç istenmeyen işaret için uygulanabileceği değerlendirilmiş ve çalışmalar literatürde görülen çalışmalarda olduğu gibi rasgeleleştirme işareti eklemeye yöneltilmiştir

Bu çalışmada önerilen rasgeleleştirme yönteminde diğer rasgeleleştirme işareti ekleme çalışmalarından farklı olarak rastlantısal değil, istenmeyen işaretin oluşmasına neden olduğu bilinen noktalara yönelik rasgeleleştirme işareti eklenmesi yoluna gidilmiştir.

SIGNAL QUALITY IN DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZER

SUMMARY

Direct Digital Frequency Synthesis is a method leading to sinus/cosinus function values in the output via frequency control word that is applied to the input according to the desired frequency.

Although direct digital frequency synthesis method was not preferred when it was first proposed due to being not cost-effective, progresses in microelectronic area in recent years elevated DDS as an alternative method in frequency synthesis. Morever high-speed and high-performance requirements of the new generation equipments caused DDS to be chosen as a primary frequency synthesis method.

This thesis work aims to increase the Spurious Free Dynamic Range or completely remove the spurs seen at DDS output.

Earlier studies have shown that phase accumulator output bit truncation has a major effect on spurs generated at the DDS output. We have proposed alternative methods to reduce the phase truncation caused spurs in this thesis.

A new method has been proposed to reduce the phase accumulator bit truncation. This method adds an error correction to SCMF output using the truncated bits at the SCMF input. With this method SFDR, being -6dBc per bit addressing the SCMF, has been reduced to -16dBc per bit level.

An alternative method has been proposed showing that spurs can be removed by subtracting after determining amplitude and location of spurs in the frequency domain by means of Torosyan's reference work. Simulation results have shown that spurs can be removed at the accumulator side, however spur substruction at the accumulator side causes angle modulation; this has directed our research to post-SCMF substraction. Substraction of other DDS outputs representing worst case or determined spurs from main DDS output resulted in 5dBc better perfomance per phase accumulator bit addressing to the SCMF in additional DDS blocks. As in real-time applications this method can be applied to the couple of worst spurs for cost-effectiveness. For a more cost effective approach dithering has been applied like most studies have been done in the past. Yet in this dithering process instead of adding random dither, adding dither at deterministic locations is applied to reduce known spurs.

1 GİRİŞ

Sayısal Frekans Sentezleme (DDS) yöntemi sayısal elektroniğin pek çok alanında yaygın olarak kullanılmaktadır. Sayısal frekans sentezleme yönteminin PLL yöntemlerine göre kesintisiz ve hızlı frekans geçişi, çabuk stabilize olma, yüksek frekans çözünürlüğü gibi çeşitli avantajları vardır. DDS'in en büyük dezavantajı çıkış spektrumunda gözlenen yüksek seviyelerdeki istenmeyen işaretlerdir.

Faz-genlik çevirimi için kullanılan salt okunur belleğe (ROM) gömülü faz-genlik dönüştürücünün (FGD) büyüklüğü faz yuvarlama hatalarını belirlerken sayısal-analog çeviricideki (DAC) kelimenin genişliği (bit sayısı) genlik kuantalama hatalarını belirler. Bu nedenle her ne kadar istenen ROM ve DAC'ın çözünürlüğünü artırmak olsa da, büyük ROM ve DAC hem daha yüksek güç tüketimi hem daha düşük çalışma hızı ve daha da önemlisi yüksek maliyet anlamına gelmektedir. Veri sıkıştırma teknikleri ROM büyüklüğü problemini ortadan kaldırmak için kullanılsa da bunlar devre karmaşıklığı ve işarette bozulma gibi çeşitli maliyetler getirmektedir. Bu sebeplerden dolayı DDS ile elde edilen işaretlerde ROM ve DAC boyutlarını kabul edilebilir boyutlarda tutup istenmeyen işaretleri giderme yoluna gidilmektedir.

Bu tezde DDS ile sentezlenen işaretlerin çıkış spektrumunda oluşan istenmeyen işaretlerin giderilmesine yönelik çalışmalar yapılmıştır.

2 DDS

2.1 DDS Nedir

Hassas sabit frekans kaynağından çeşitli frekansların elde edilmesi analog devreler veya analog-sayısal devrelerle sağlanabilmektedir. Doğrudan Sayısal Frekans Sentezleme (DDS) yöntemi Tierney ve diğ. [1] tarafından alternatif yöntem olarak ortaya konulmuştur. Önerilen yöntem bir tabloda tutulan örneklenmiş sinüsoidal işaret kullanılarak sayısal yöntemlerle sinüsoidal işaretin yeniden oluşturulmasına dayanmaktadır.

DDS sabit-frekanslı saat işareti hassasiyetine dayalı, sayısal veri işleyen bloklar kullanılarak frekans ve faz ayarlamalı çıkış sinyali elde etmeye dayanan bir tekniktir. DDS, girişine uygulanan frekans kontrol kelimesi (fkk) ve sabit-frekans saat kaynağına göre sinüs/kosinüs fonksiyon değer dizileri üretimine olanak sağlayan bir yöntemdir.

2.1.1 Frekans Sentezleme Yöntemleri

Sayısal frekans sentezleme yöntemi alternatif frekans sentezleme yöntemlerine göre (Doğrudan Analog Sentezleme (DAS), Doğrudan Olmayan Analog Sentezleme: PLL-Faz Kenetlemeli Çevirim) pek çok avantaj getirmektedir. Hızlı frekans geçiş kabiliyeti, hassas kademelendirme, faz gürültüsünün mükemmel olması, frekans geçişlerinde fazın süreklilik arz etmesi ve düşük boyutlarda gerçeklenebilmesi sayısal frekans sentezleme yöntemini sayısal elektroniğin vazgeçilmez bir parçası haline getirmiştir. Sayısal frekans sentezleme yönteminin avantajın yanı sıra dezavantaj getirdiği noktalarda mevcuttur. Bunlar mantıksal devrenin çalışma saati frekansının ancak %40 ile sınırlı bir çıkış frekansı çalışma aralığı sağlaması ve spektral temizliktir.

Analog sistemlerde çıkış frekansının sabit kalmasının sağlanması zordur. Buna karşın sayısal frekans sentezlemede frekans değişimi kolay ve çözünürlük yüksektir.

2.1.2 DDS Çeşitleri

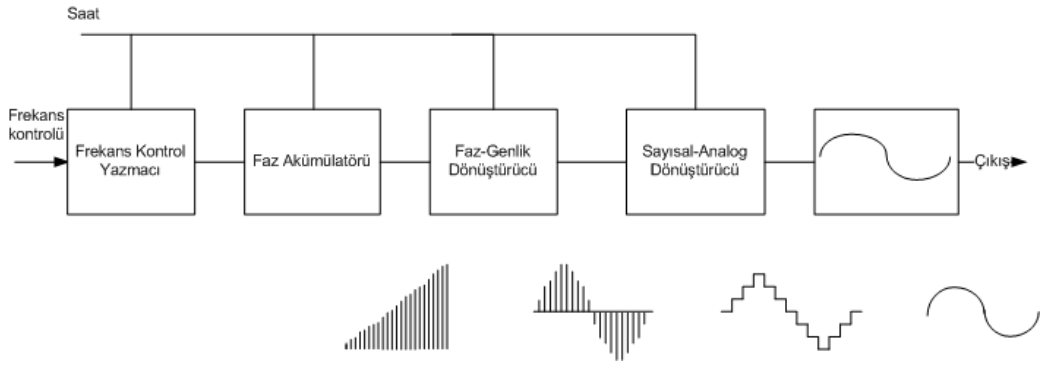
Darbe çıkışlı frekans sentezleme yönteminde; faz akümülatörüne her bir saat periyodunda sentezlenmek istenen işaret frekansına göre belirlenen frekans kontrol kelimesi eklenir. Arttırılan faz akümülatör değeri taştığı zaman taşma bitinden darbe, en anlamlı bitinden çıkış alınarak kare dalga, akümülatör çıkışından testere dişi işareti üretilir. Bu DDS yönteminin en büyük dezavantajı yüksek miktarda faz kayması getirmesidir [2].

Sinüsoidal çıkış veren sayısal sentezleme yöntemi, M-bit akümülatöre faz-genlik dönüşüm tablosu (FGDT) ve DAC bloklarını ekleyerek faz kaymalarına büyük ölçüde çözüm olmuştur [2].

Kesirli oranlı bölücü darbe çıkışlı DDS gibi yüksek kayma getiren bir DDS çeşididir. Bu yöntemde faz akümülatörüne her bir saat periyodunda frekans kontrol kelimesi eklenir ve saat frekansı n'ye bölünür. Faz akümülatörü tam bir turu tamamladığında bölücü n+1 ile saat frekansını bölecek şekilde ayarlanır ve ortalama çıkış frekansı $f_{cikis} = f_{saat} / \left(n + F_o \right), \quad F_o = fkk / 2^M$ ile hesaplanır [2].

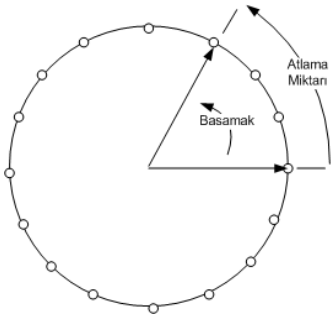
2.1.3 DDS Blokları

Şekil 2.1'de sayısal frekans sentezleyici blok şeması verilmiştir. DDS yönteminde bir sinüs işaretine ait tam periyot sayısal genlik bilgisi bir faz-genlik dönüşüm tablosunda tutulur. Elde edilmek istenen frekansa yönelik seçilen frekans kontrol kelimesi değeri ile bir akümülatör değeri artırılarak saat işareti ile lineer değişen faz değeri oluşturulur. Akümülatör değeri FGD'de bir genlik değerini adresler. Bu şekilde adreslenen genlik değeri DAC'a girdi sağlar. Çıkış frekansı referans saat işaretine, frekans kontrol kelimesine ve faz genlik dönüştürücüde oluşturulmuş sinüs adım aralığına bağlıdır.



Şekil 2.1 : DDS Blokları

Sinüs işaretinin faz tekerleği etrafında bir vektör olarak döndüğü düşünülebilir [3]. Bu çember üzerindeki her bir nokta sinüs işareti üzerindeki eşit aralıklı noktalara karşılık gelir. Vektör faz tekerleği üzerinde ilerlerken sinüsoidal işaret de oluşmuş olur. Burada faz akümülatörü vektörün faz tekerleği üzerindeki tek bir turu tamamlarken geçmesi gereken eşit aralıkları elde etmek için kullanılmış olur. Faz tekeri üzerindeki nokta sayısı da faz akümülatörünün çözünürlüğü ile belirlenir ve Şekil 2.2'de gösterildiği gibi frekans kontrol değeri atlama miktarını belirler. Akümülatör çıkışı darbe çıkışlı frekans sentezleme yöntemi dışında doğrudan işaret üretmek için kullanılmaz, sadece rampa dalga şekli üretmek için kullanılır.



Şekil 2.2 : Faz akümülatörü çalışma prensibi

Faz akümülatörü ölçke M bir sayaç olup her bir saat periyodunda, içinde saklanan değer frekans kontrol kelimesi kadar artar. Frekans kontrol kelimesi faz tekeri etrafında kaç nokta atlanacağını gösterir. Bu atlama değeri ne kadar büyükse akümülatörün bir turunu tamamlayıp başa dönmesi de o kadar hızlı olur ve sayısal frekans sentezleyici mimarisinde frekans çözünürlük ayarlama imkanı sağlar.

Sayısal frekans sentezleyicinin giriş parametreleri ile çıkış işareti arasındaki ilişki (2.1)'de belirtilmiştir.

$$f_{çıkış} = \frac{fkk \times f_{saat}}{2^M} \quad \textbf{(2.1)}$$

$f_{çıkış}$:DDS çıkış frekansı

fkk :frekans kontrol değeri

f_{saat} : referans saat işareti

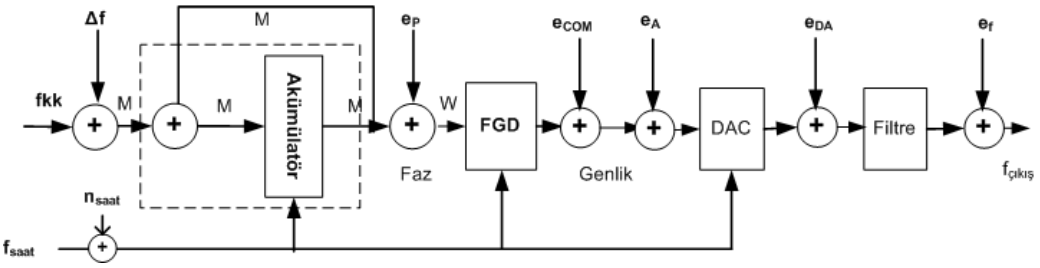
M : faz akümülatörü bit genişliği

Yöntemin temeli saat frekansının DDS mimarisindeki programlanabilir frekans kontrol kelimesi ile bölünmesine dayanmaktadır. Uygulamalarda kullanılan frekans kontrol kelimesi 24 ila 48 bit uzunluğundadır. Uzun frekans kontrol kelimesi ve faz akümülatörü bit genişlikleri yüksek frekans üretiminde yüksek çözünürlük imkanı sağlamaktadır.

Günümüzde maliyet, yüksek performans, entegre fonksiyonellik ve küçük boyutta paket imkanlarıyla sayısal frekans sentezleyiciler geleneksel frekans sentezleme yöntemlerine önemli bir alternatif teşkil etmektedir.

2.1.4 DDS Hata Kaynakları

Sayısal frekans sentezleme yönteminde 6 adet temel hata kaynağı vardır. Bunlar Şekil 2.3'te görüldüğü gibi [4]; faz akümülatörünün FGD'de genlik değeri adresleyen bit sayısındaki kırpılma (e_P), FGD'deki sıkıştırma (e_{COM}) ve genlik değeri ifadesinde kullanılan sonlu sözcük uzunluğundan kaynaklanan hata e_A, sayısal-analog dönüştürücü kaynaklı hata (e_{DA}), çıkış filtresi kaynaklı hata (e_F), saat işaretinin faz gürültüsü (n_{saat}) ve gürültü ya da istenmeyen işarete sebep olmayan fakat frekans kayıklığına sebep olan frekans hatasıdır (Δf).



Şekil 2.3 : DDS Hata kaynakları

İdeal durum olan faz akümülatörünün tüm bitlerinin FGD'de genlik adreslemede kullanılması ve FGD'de genlik temsilinde sonlu sözcük uzunluğu olmadığı durumda sayısal sentezleyici çıkışı (2.2) ile verildiği gibidir. (2.2) ifadesinde n zaman indeksini temsil etmektedir.

$$s(n) = \sin\left(2\pi \frac{fkk}{2^M} n\right) \tag{2.2}$$

Akümülatör bitlerinin tamamının değerlendirildiği durumda gerekli olan bellek ihtiyacı öylesine büyümektedir ki bu maksatla sadece W adet en anlamlı bit ile faz-genlik dönüştürücü adreslemesi yapılmaktadır. 32 bitlik bir faz akümülatörünü ele alırsak bunun girdisiyle genlik bilgisi üretmek istenmesi halinde buna karşılık 4,294,967,296 adet giriş olması anlamına gelir ki bu da 8 bitlik hassasiyetle tutulacak bir bilgi için 4 gigabyte büyüklüğünde bir bellek ihtiyacı açığa çıkarır. Bu bellek ihtiyacı uygulamayı gerçekçi olmayan bir hale getirir [3]. Bu sebeplerden dolayı FGD'ye faz akümülatörünün sadece en anlamlı W adet biti girer. Bu adım sonrasında sayısal sentezleyici çıkışı (2.3) denklemindeki çıkış dizisi değerini alır.

$$s(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^W}\left[\frac{fkk}{2^B} n\right]\right) \tag{2.3}$$

Burada [ ] tamsayıya yuvarlama anlamına gelir ve B atılan en anlamsız bit adedidir. Yuvarlama sonucundaki denklem (2.4) şeklinde de ifade edilebilir.

$$s(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^M}\left(fkk \times n - e_P(n)\right)\right) \tag{2.4}$$

Burada $e_P(n)$ faz akümülatörünün sadece W anlamlı bitinin kullanılmasından kaynaklanan hatayı temsil eder ve $2^{M-W} > e_P(n)$ ile sınırlıdır [4].

Bu noktadan itibaren giderilmeye çalışılan istenmeyen işaretler faz akümülatörünün W adet en anlamlı bitle faz-genlik dönüştürücüdeki genlik bilgisini adreslemesinden kaynaklananlar olacaktır.

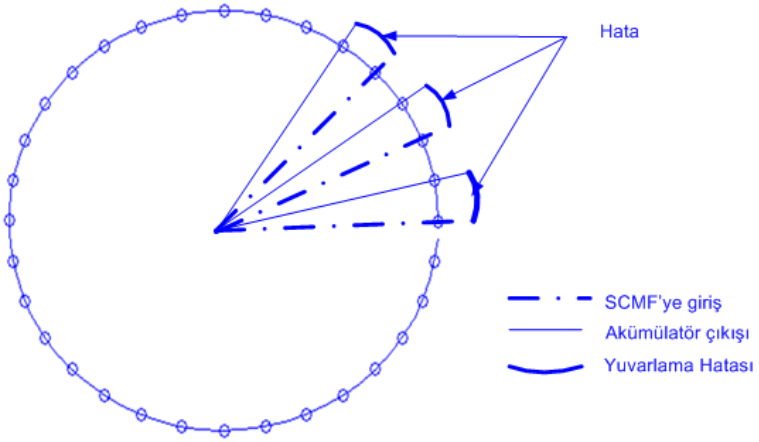
Eğer faz akümülatörünün FGD'yü adresleyen bit sayısı M'den W'ya indirilmemiş olsaydı sayısal sentezleyici çıkışı (2.5) ile ifade edilecekti.

$$s(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^M}(fkk \times n)\right) - e_A(n) \qquad \textbf{(2.5)}$$

Burada $e_A(n)$, faz-genlik dönüştürücüde tutulan genlik değerlerinin sonlu kelime ile ifade edilmesinden kaynaklanan kuantalama hatasını temsil etmektedir. Kuantalama hatası kuantalama adım aralığı ile sınırlı olup bu aralık $-\Delta_A/2 \le e_A \le \Delta_A/2$ ile verilir. Kuantalama adım aralığı $\Delta_A = 1/2^{L_{ROM}}$ dir. Burada L_{ROM} genlik tablosunda saklanan değerlerin kelime uzunluğudur.

2.1.4.1 Sonlu Faz Doğruluğu Hatası

Faz akümülatörü bit kırpılma hatası faz akümülatörü çıkışında oluşan faz değerinin faz-genlik dönüştürücüdeki genlik değerlerini M bit ile değil W bit ile adresleyerek M-W=B bitlik faz bilgisinin değerlendirilmemesinden kaynaklanmaktadır. Faz akümülatörünün FGD'yü tüm bitlerinin kullanılmadan genlik adreslemede kullanılmasından kaynaklanan hata periyodiktir, periyodiklik ise frekans kontrol değeri ne olursa olsun belirli sayılarda turdan sonra akümülatör fazı ile yuvarlanan fazın bir noktada aynı değeri almasıyla belirlenir. Bu genlik hataları periyodik olduğu için frekans domeninde faz akümülatörü bitlerinin kırpılarak kullanılmasından kaynaklanan hata olarak isimlendirilen istenmeyen işaretler görünürler.



Şekil 2.4 : M=5, W=4, B=1 için faz tekeri ve hata durumları

Bazı frekans kontrol kelimeleri faz akümülatörü bit kırpılma hatasına sebep olmaz iken bazıları en üst düzeyde yuvarlama hatasına sebep olabilir. Şekil 2.4'te gösterilen örnek bir akümülatörün 32 değer aldığı, bir bitin kırpılıp faz-genlik dönüştürücüsünü 4 bitin adreslediği durum için faz tekerini temsil etmektedir.

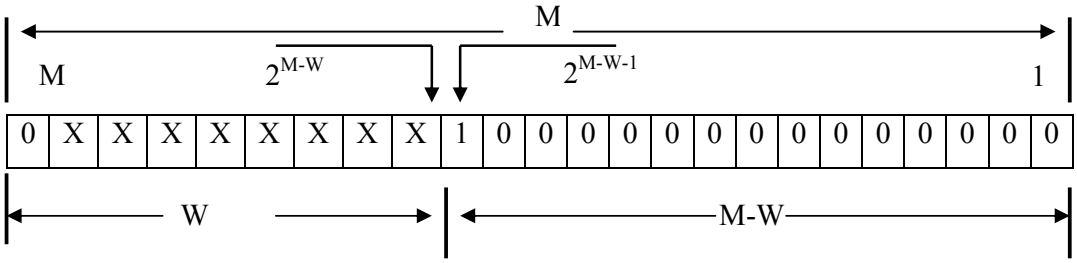
M=5, W=4, B=1 durumunda akümülatör değerleri ve genlik bilgisini adresleyen akümülatör değerleri ile hata oluşturan durumlar Tablo 2.1'de verilmiştir.

Tablo 2.1 : 5-bit akümülatörün 4-bit olarak FGDT'ye girdiği durumun yarattığı hata

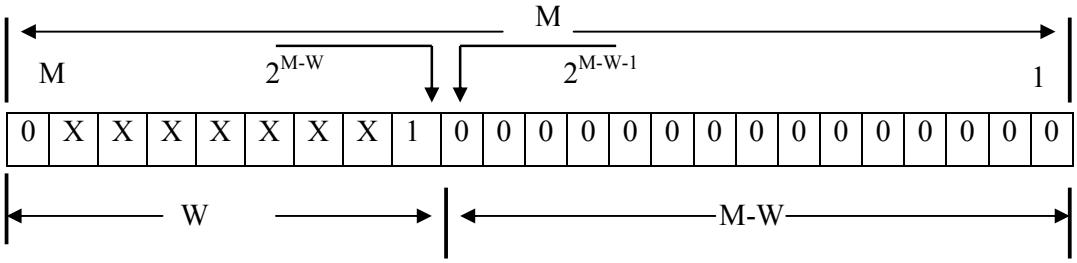
Akümülatör Çıkışı	Yuvarlama Sonrası Faz-Genlik Dönüştürücü Girişi	Hata	Karşılık Gelen Akümülatör Görünümü
00000	0000	0	
00001	0000	1	
00010	0001	0	
00011	0001	1	
00100	0010	0	
00101	0010	1	
00110	0011	0	
00111	0011	1	
.....	.....	.....	
11110	1111	0	
11111	1111	1	

W bitin faz-genlik dönüştürücü girişine geldiği durumda Şekil 2.5'te görülen W+1'inci bitin 1 diğerlerinin 0 olması kırpılmadan kaynaklanan istenmeyen işaret seviyesini maksimum yaparken, Şekil 2.6'da görülen W'ncu bitten düşük anlamlı bitlerin tamamını 0 yapan frekans kontrol kelimesi ise faz akümülatörünün tüm bitlerinin FGD'de genlik adreslemesinde kullanılmamasından dolayı hata işaretine sebep olmaz. Diğer durumlar bu maksimum seviyeden daha düşük seviyede istenmeyen işaretlere sebep olurlar. (2.6) denklemi DDS sisteminde akümülatör değerinin her bir saat periyodunda frekans kontrol kelimesi kadar artması sonucunda kaç taşmadan sonra başlangıç noktasına geleceğini gösterir.

$$GRR(TamBirTaşma) = 2^M / EBOB(fkk, 2^M) \qquad \textbf{(2.6)}$$



Şekil 2.5 : DDS çıkışı en yüksek seviyede istenmeyen işaret oluşturan fkk



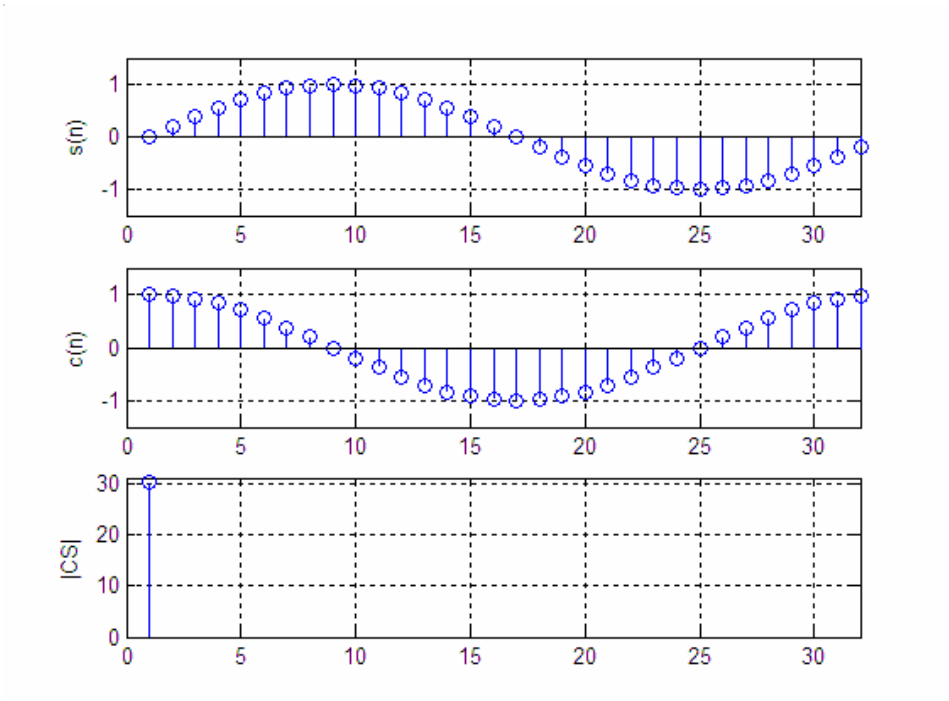
Şekil 2.6 : Faz akümülatörünün faz-genlik dönüştürücü tablosunda tüm bitler kullanılmazken hataya sebep olmayacak fkk

2.2 Spektral Kalite Ölçme Yöntemleri

Temel olarak her bir frekans kontrol değeri için sayısal frekans sentezleyici çıkışı, periyodu frekans kontrol kelimesine bağlı olan periyodik bir çıkış üretir. Ayrıca farklı frekans kontrol kelimesi aynı periyotta fakat farklı çıkış dizileri üretilmesine neden olabilirler. Sayısal sentezleyici çıkış performansı frekans kontrol kelimesi değerine bağlı olup belirli bir frekans kontrol değeri ve faz-genlik dönüştürücü için

sayısal frekans sentezleyici çıkışı bilinen ve periyodik bir işarettir. Bu da sentezleyici çıkışını incelemek için çıkışında yer alan bir periyottaki tüm örneklerin değerlendirilmesini gerektirir. Bir çok sistem analizinde kullanıldığı gibi buradaki çalışmalarda da frekans domeni bilgileri kullanılmaktadır. Sayısal frekans sentezleyici çıkış frekansı saat frekansının %40 ile sınırlıdır. Bu sınır ise Nyquist frekansından kaynaklanmaktadır, Nyquist teorisi bir işareti yeniden inşa edebilmek için periyot başına en az iki örnek alınması gerektiğini belirtir.

DDS çıkışının frekans domeninde gösterimi ayrık Fourier dönüşümü ile elde edilecek ve çalışmalar bu domende yapılacaktır. Şekil 2.7'den de görüldüğü gibi ideal bir işaretin tüm çıkış enerjisi tek bir frekansta olur ve bu çıkış bileşeni haricindeki frekanslarda enerjisi olmaz. Fakat gerçeklemelerin getirdiği kısıtlardan dolayı sayısal frekans sentezleyici çıkışında ana işareti içeren frekans bileşeni yanında enerjisi sıfırdan farklı olan istenmeyen işaretler de oluşabilir. Takip eden bölümlerde verilen benzetim sonuçlarında gözlenen ve -300dB civarında olan gürültü tabanı algoritmadan kaynaklanan seviyeye karşı düşmektedir. Doğal gürültü zeminini DAC çıkışında DAC belirler. DDS bloğunda eğer rasgeleleştirme DAC'ın referans gürültü tabanının üzerinde bir gürültü tabanı oluşturursa bu durumda baskın gelen ve tabanı belirleyen rasgeleleştirme kaynaklı gürültü olacaktır.



Şekil 2.7 : İdeal DDS çıkışının DFT ile spektral görünümü

Ayrık Fourier dönüşümü istenmeyen işaretlerin enerjisini değerlendirme ve sayısal sentezleyicinin çıkış kalitesini ölçme imkanı verir. Sentezleyici çıkışı işaret davranışının incelenmesinde en önemli ölçütlerden birisi temiz dinamik çalışma bölgesidir (SFDR). Temiz dinamik çalışma bölgesi ana işaret ile istenmeyen işaretlerden maksimum enerjiye sahip olan arasındaki orandır. İdeal dikey (quadrature) DDS çıkışında sinüs-kosinüs çıkışları arasında $\pi/2$ radyanlık fark vardır. İdeal dikey DDS çıkışı, kosinüs ve sinüs işaretler için SFDR (2.7) ile verildiği gibidir [5]. (2.7) ifadesinde $CS(k)$ dikey, $C(k)$ kosinüs, $S(k)$ ise sinüs işaretlerinin spektral domen karşılığıdır.

$$SFDR_{dördün} = 20\log_{10}\frac{\left|CS(k)_{k=anaİşaret}\right|}{\text{maks}_{\forall k\neq anaİşaret}\left\{\left|CS(k)\right|\right\}}$$

$$SFDR_{k\,\text{os}} = 20\log_{10}\frac{\left|C(k)_{k=anaİşaret}\right|}{\text{maks}_{\forall k\neq anaİşaret}\left\{\left|C(k)\right|\right\}} \qquad \textbf{(2.7)}$$

$$SFDR_{\text{sin}} = 20\log_{10}\frac{\left|S(k)_{k=anaİşaret}\right|}{\text{maks}_{\forall k\neq anaİşaret}\left\{\left|S(k)\right|\right\}}$$

SFDR, temiz dinamik çalışma bölge seviyesinin üzerinde ya da altında olduğunu gösterme açısından hızlı bir ölçüt kaynağı olduğu için özellikle de gürültü seviyesinin önemli olduğu uygulamalar için gerekli bir göstergedir. Bununla birlikte temiz dinamik çalışma bölgeleri aynı olup da farklı spektral görünüme sahip işaretleri birbirinden ayırma imkanı sunmaz.

Eğer spektral temizlik hakkında bilgi versin isteniyorsa ölçüt, işaret gürültü oranı (SNR) olup bütün işaretlerin spektral kalitesini değerlendirme imkanı verir. İşaret gürültü oranı DDS çıkışları için (2.8) ile verildiği gibidir [5]. (2.8) ifadesinde $CS(k)$ dikey (quadrature), $C(k)$ kosinüs, $S(k)$ ise sinüs işaretlerinin spektral domen karşılığıdır.

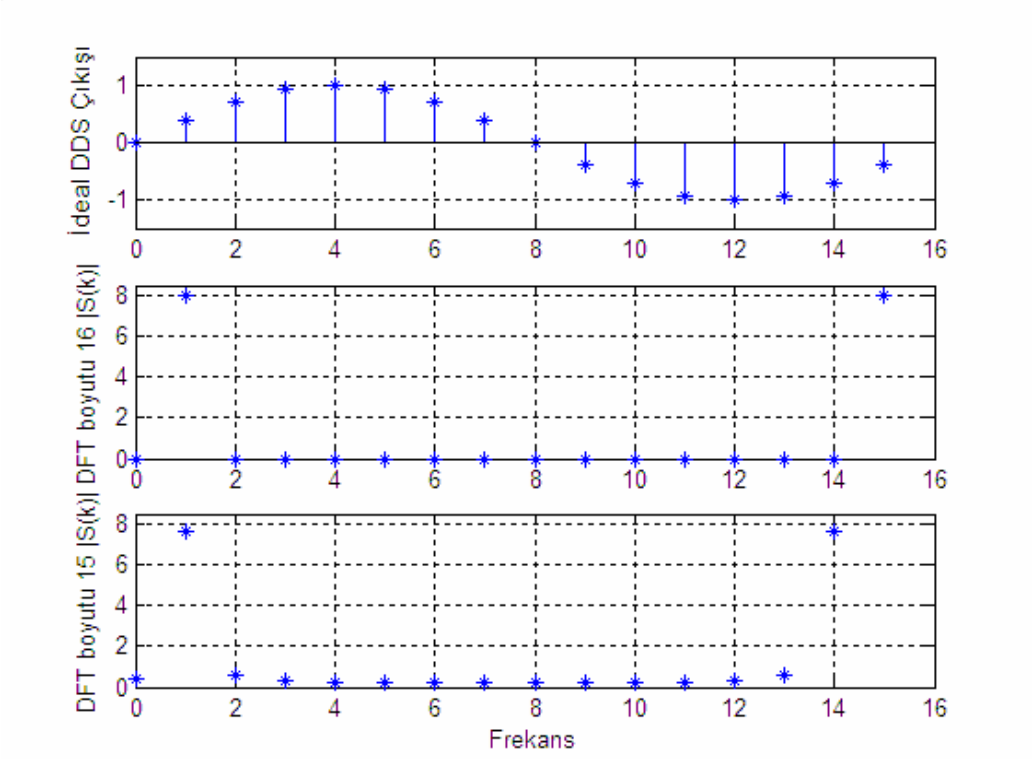
$$SNR_{dördün} = 10\log_{10}\frac{\left|CS(k)_{k=anaİşaret}\right|^2}{\sum_{\forall k\neq anaİşaret}\left|CS(k)\right|^2}$$

$$SNR_{k\,\mathrm{os}} = 10\log_{10}\frac{\left|C(k)_{k=anaİşaret}\right|^2}{\sum_{\forall k\neq anaİşaret}\left|C(k)\right|^2} \qquad \textbf{(2.8)}$$

$$SNR_{\mathrm{sin}} = 10\log_{10}\frac{\left|S(k)_{k=anaİşaret}\right|^2}{\sum_{\forall k\neq anaİşaret}\left|S(k)\right|^2}$$

'N' noktada ayrık Fourier dönüşümü alınırken zaman domeninden periyodiklik özelliği tüm n'ler için $x(n+N)=x(n)$ anlamına gelir. Bu nedenle DFT periyodiklik özelliğini sağlamak için sayısal sentezleyici çıkış dizisinin uzunluğu kendi periyodunun tamsayı katları olmalıdır [5]. Yapılacak çalışmalarda en sağdaki sıfırdan farklı bit pozisyonuna göre frekans kontrol kelimeleri normalize edilerek kullanılacaktır. Bu nedenle tüm anlatım boyunca kullanılan ayrık Fourier dönüşümü boyutu 2^L olacaktır. Şekil 2.6 ile ifade edilen koşulları sağlayan bir fkk olması durumunda L<W olacak ve faz akümülatörünün kullanılmayan bitlerinden kaynaklanan hata da olmayacaktır. Bu durum benzetimler sırasında değerlendirme dışı bırakılacak bundan sonraki anlatımlarda L, W ve B'nin toplamı olarak değerlendirilecektir. Genel olarak L faz akümülatör değerinin en anlamlı bitinden itibaren en sağda sıfırdan farklı olan ilk bit konumuna olan uzaklığın bit sayısı cinsinden temsilidir. 2^L'den küçük seçilen veya büyük fakat 2^L'nin tamsayı katı olarak seçilmeyen ayrık Fourier dönüşüm boyutları faz-genlik dönüştürücünün ideal olduğu durumda dahi

Şekil 2.8'de görüldüğü gibi spektral görünümde 'alias' adı verilen istenmeyen işaretlere sebep olacaktır.



Şekil 2.8 : Seçilen DFT uzunluğunun DDS işaret periyoduna oranının önemi

2.3 DDS Çıkış Spektrumu Belirleme Çalışmaları

Bugüne kadar literatürde istenmeyen işaretlerin yeri ve genliğini belirlemek üzere çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Bunlardan biri Nicholas ve Samueli'nin çalışmasıdır [6]. Önerilen yöntemle hesaplanan spektrum ayrık Fourier dönüşümü (DFT) alınarak bulunan spektrumla karşılaştırılmıştır. Bu durumda hesaplanan DDS çıkış spektrumunun hızlı Fourier dönüşüm algoritmasından kaynaklanan yuvarlama hatası içerisinde kaldığı görülmüştür. Genlikleri -120 dBc'den büyük olan istenmeyen işaretler de, DFT sonuçları gibi, %1'lik sapma değerinin içinde kalmıştır.

Bunlardan bir diğeri istenmeyen işaretlerin genliklerinin ve yerlerinin belirlenmesi için farklı bir yaklaşım kullanıldığı Curticapean ve Niittylahti'nin Multirate sinyal işleme teorisine dayanan bir yaklaşım kullanarak yaptıkları çalışmalarıdır [7]. Yapılan benzetimlerde önerilen spektrum hesaplama yönteminin diğer [6,8] istenmeyen işaret konum ve genlik hesaplamalarıyla örtüştüğü gösterilmiştir.

Torosyan ve Willson [8] istenmeyen işaretlerin yerini ve konumunu gösterir bir yöntem önermiştir. Bu yöntem tez kapsamında istenmeyen işaretlerin giderilmesi için yapılan çalışmalarda yerlerini belirlemek için seçilen yöntemdir.

2.3.1 Torosyan ve Willson'ın DDS Spektrumu Belirleme Çalışması

İstenmeyen işaretlerin karakteristiklerini inceleyen Torosyan ve Willson'ın [8] çalışması, aynı fkk grubundaki herhangi bir frekans kontrol değeri için çıkış spektrumunun fkk=1 için elde edilen çıkış spektrumunun yeniden düzenlenmesi ile elde edilebileceğini göstermiştir (fkk grubunun nasıl oluştuğu aşağıda açıklanacaktır). Ayrıca istenmeyen işaretlerin büyüklüklerinin ve sayılarının değişmeyeceğini sadece yerlerinin değişeceğini ortaya koymuştur. Bu SFDR ve SNR değerlerinin de eş olacağını göstermektedir. Bu çalışma aynı zamanda sabit bir fkk için çıkış spektrumunun faz-genlik dönüştürücü tabloya bağlı olduğunu ortaya koymaktadır. Faz akümülatörü bit konumları için kullanılan isimlendirmeler aşağıdaki gibidir.

M : Akümülatör genişliği
W : Faz-genlik dönüştürücüyü adresleyen bit sayısı
B : Değerlendirilmeye alınmayan bit sayısı
MSB : En anlamlı bitin yerini temsil eder ve bit konumu 1 olarak geçer
L : MSB'den, LSB'ye en yakın sıfırdan farklı bite olan uzaklık (bit sayısı)

Yapılan analizlerde aynı fkk grubunda yer alan frekans kontrol kelimesi kullanılarak elde edilmiş DDS spektrumları incelenmiş ve değerlendirmeler bu doğrultuda yapılmıştır. M adet frekans kontrol kelimesi grubu mevcuttur. Aynı grupta yer alan her bir fkk ile sentezlenen DDS çıkışı, her grup için L. biti 1 diğer tüm bitleri 0 yapılarak normalize edilen ve 1'e eşit olan frekans kontrol kelimesi ($fkk_{normalize}$ =1) ile elde edilen spektrumun yeniden dizilmesi ile bulunur [5]. Örneğin herhangi bir fkk1 değeri 01100101100100 için bu seçilen fkk1'in en sağında yer alan 1 bitinin olduğu konumunda 1, diğer alanlarında sıfır olan fkk2 değeri 00000000000100 baz alınsın. İnşa edilen iki DDS çıkışında elde edilen istenmeyen işaretlerin sayıları ve genlikleri aynı olup sadece yerleri değişecektir [5].

Aşağıda geçen üç farklı frekans kontrol kelimesi (fkk1, fkk2, fkk3) aynı grupta yer alır. Aşağıdaki durumda normalize $fkk1_{norm}$=1 sadece L. konumda 1 olup diğer bitlerin 0 olduğu durumdur [5].

$fkk1_{norm}$=000000000001 (L=12); 00000000000100 normalize edilmemiş fkk

fkk2=0 11001011001 00 (L=12)

fkk3=1 11010001011 00 (L=12)

MSB L. konum

Gruplarda toplam 2^M-1 adet sıfırdan farklı M-bit fkk, bu fkk'ların dağıldığı M adet grup mevcuttur. Gruplarda fkk değerlerinin LSB değerleri 'b1' iken grupta $2^{(M-1)}$ adet fkk, en az anlamlı iki bit b10 (LSB=0, en az anlamlı ikinci biti 1) iken grupta $2^{(M-2)}$ adet fkk, MSB=1 tüm bitler 0 iken grupta 1 adet fkk yer alır [5].

L≤W iken Şekil 2.6'dan ve Örnek1'den görüldüğü gibi hiç faz akümülatörü bit kırpılması ve kırpılma kaynaklı hata yok demektir.

Örnek1:

M=24, W=15, L=12

fkk = 11101000010 1 00 0 000000000

L. bit W. bit

L>W iken faz yuvarlaması var demektir. Örnek 2 ve Şekil 2.5 bu duruma işaret etmektedir.

Örnek2:

M=24, W=15, L=20, B=L-W=5

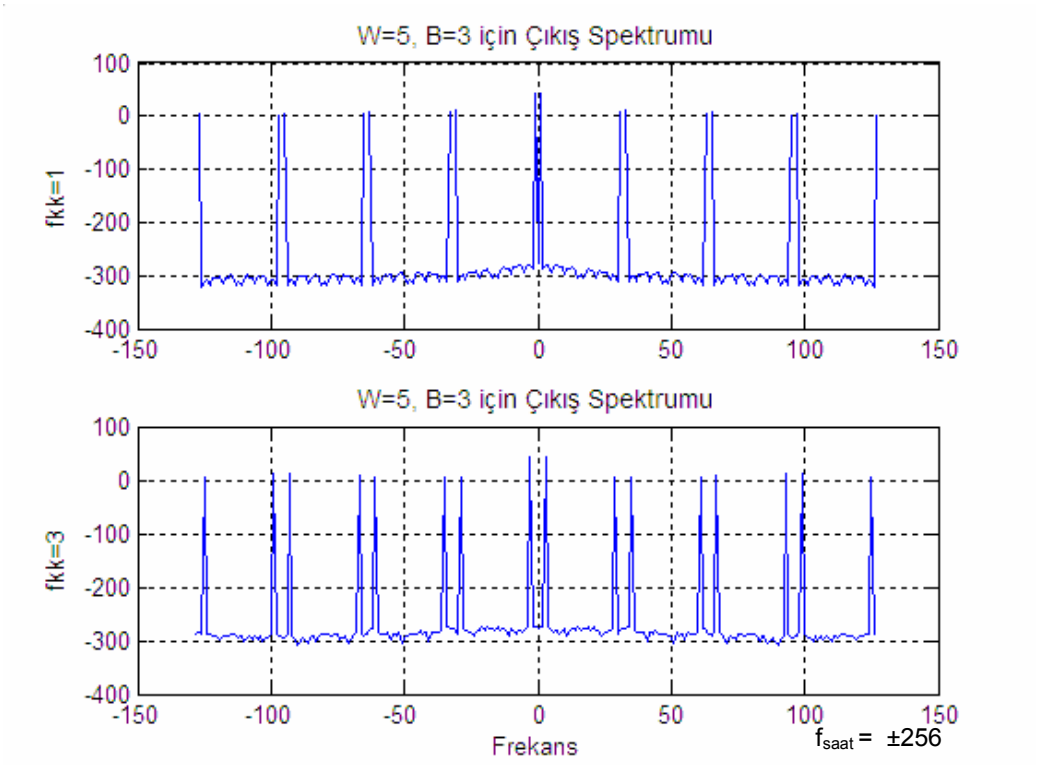
fkk = 11101000010101 1 1101 1 0000

W. bit L. bit

fkk_{norm} = 00000000000000000 1 0000

L. bit

W=5, B=3 iken fkk=1 ve fkk2=3 için Matlab benzetimi ile elde edilen DDS çıkışının spektral görünümü Şekil 2.9'da verilmiştir. Aynı görünüm için Matlab'de sıralanmış değerleri konum ve genlik bilgileri de Tablo 2.2'de verilmiştir. Tablo 2.2'den aynı fkk grubunda olan farklı fkk'leri için çıkışta spektral değerlerin aynı değer kümesinin sadece farklı sıralanışı olduğu görülebilir.



Şekil 2.9 : Aynı grupta farklı frekans kontrol kelimeleri için spektral görünüm (W=5, B=3)

Tablo 2.2 : fkk1=1 ve fkk2=3 için spektral bileşenler

No	1	2	3	4	5	6	7	8
Konum	2	32	34	64	66	96	98	128
Genlik	127.8	4.2235	3.9805	2.2456	2.1912	1.7063	1.689	1.5684

No	1	6	7	5	4	2	3	8
Konum	4	30	36	62	68	94	100	126
Genlik	127.8	1.7063	1.689	2.1912	2.2456	4.2235	3.9805	1.5684

Sayısal örnekle benzetim çıktıları Şekil 2.9 ve Tablo 2.2'de verilen spektral karakteristik için genel modelleme, ideal olmayan faz-genlik dönüştürücü ve genlik bilgisi üretirken faz akümülatörü bitlerinin tamamının kullanılmamasından kaynaklı istenmeyen işaretlerin yerlerinin tam tespiti için, (2.9), (2.10) ve (2.11) ile ifade edilen bir yaklaşımla ortaya konulmuştur. Buna göre genlik bilgisi üretilirken faz

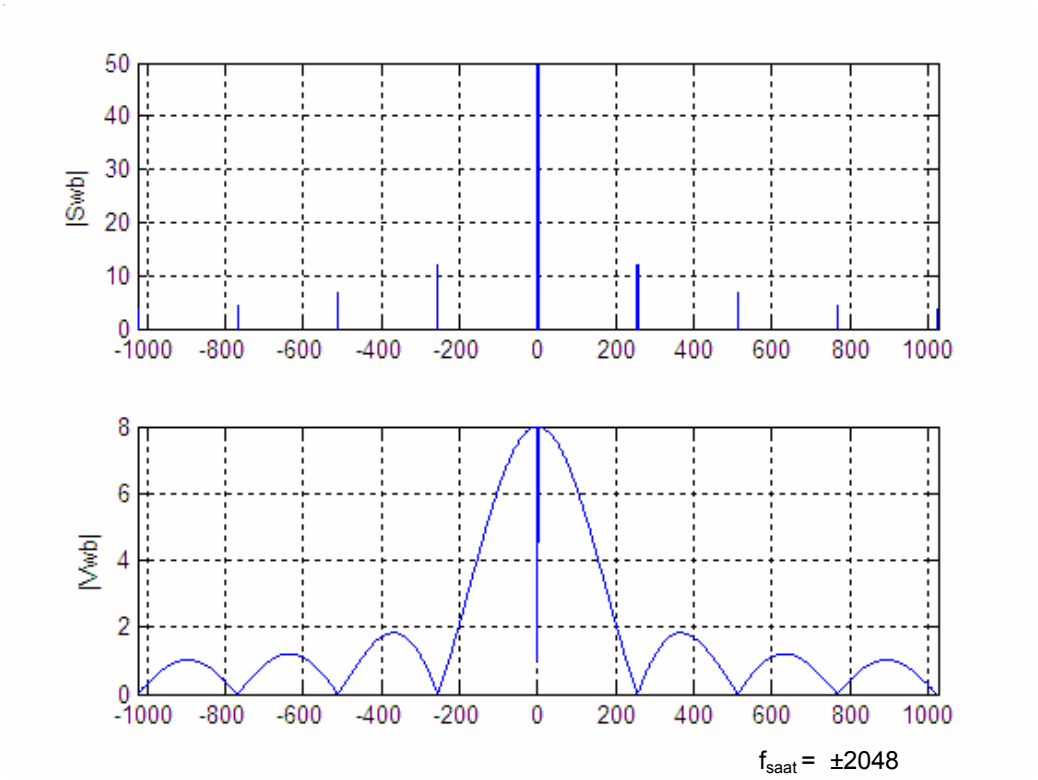
akümülatörü bitlerinin tamamının kullanılmamasından kaynaklı hataların yerleri ve genlikleri pencere fonksiyonu (2.10) ile belirlenmektedir [5].

$$S'(k) = \sum_{n=0}^{2^W-1} s'(n) e^{-j\frac{2\pi}{2^W}nk} \qquad \text{k=0,1,...,}2^{\text{W+B-1}} \qquad \textbf{(2.9)}$$

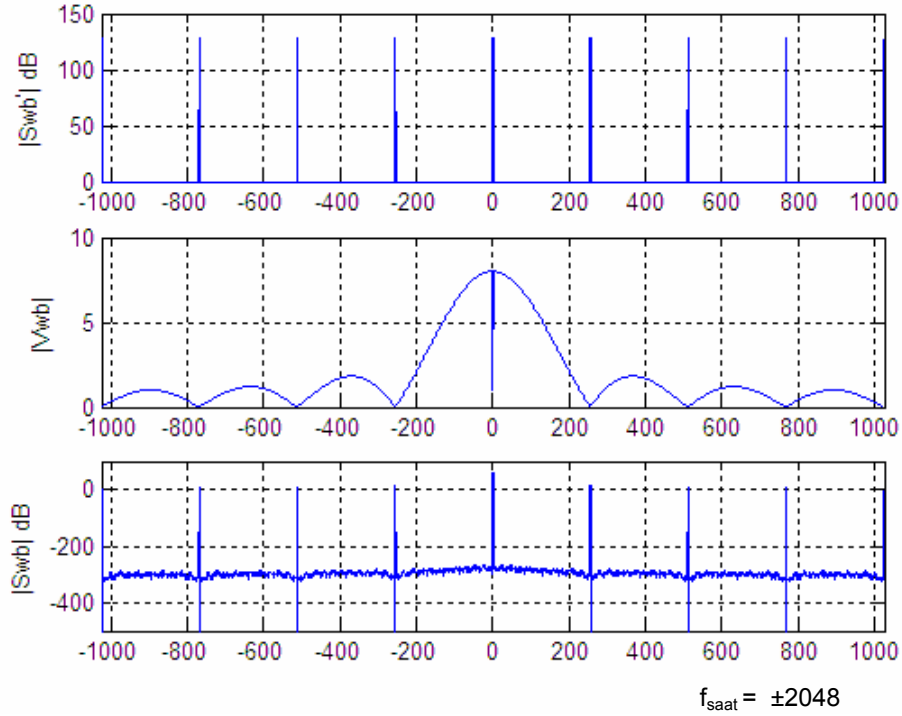
$$V(k) = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi}{2^W}k}}{1 - e^{-j\frac{2\pi}{2^{(W+B)}}k}} \qquad \text{k=0,1,...,}2^{\text{W+B-1}} \qquad \textbf{(2.10)}$$

$$S_{W,B}(k) = V_{W,B}(k) S_W'(k) \qquad \text{k=0,1,...,}2^{\text{W+B-1}} \qquad \textbf{(2.11)}$$

(2.9) ifadesinde $s'(n) = s(2^B n)$ olup FGD'nün n. adresine karşılık gelir. $S'(k)$, 2^W noktada DFT'si alınmış dizi olup, (2.11) ifadesinde yer alan $S_{W,B}(k)$ ise (2.9) ve (2.10) ifadelerinin çarpımı ile bulunan ve DDS çıkışının spektrumunu veren ifadedir. Şekil 2.10 DDS çıkışında faz akümülatörünün tüm bitlerinin faz-genlik dönüştürücüde kullanılmamasından kaynaklanan istenmeyen işaretlerin genliklerinin pencere fonksiyonu ile belirlendiğini büyük ölçekli olarak vermektedir. (2.10) ifadesinden faydalanılarak yapılan benzetim çıktısı Şekil 2.11'de görüldüğü gibidir.



Şekil 2.10 : Pencere fonksiyonu-çıkış spektrumu genlik ilişkisine yakından bakış



Şekil 2.11 : Pencere fonksiyonu istenmeyen işaretlerin genliklerini belirler

(2.12) ve (2.13) numaralı formüller fkk1 ile üretilen istenmeyen işaretlerin sayı ve genlik olarak aynı grupta yer alan herhangi bir fkk ile üretilenle aynı olduğunu sadece yeniden dizilerek aynı spektrumun çıkarılacağını gösteren formüllerdir [5].

$$s_1(n) = s_2\left(n \times fkk1\right)_{\mathrm{mod}\,2^L};\ s_2(n) = s_1\left(n \times J\right)_{\mathrm{mod}\,2^L}; \tag{2.12}$$

$$S_1(k) = S_2\left(k \times J\right)_{\mathrm{mod}\,2^L};\ S_2(k) = S_1\left(k \times fkk1\right)_{\mathrm{mod}\,2^L}; \tag{2.13}$$

J, $\left(fkk1 \times J\right)_{\mathrm{mod}\,2^L} = 1$ koşulunu sağlayan ve DDS çıkışlarını yeniden dizmek için kullanılan indeks, n, zaman domeni indeksi, k, frekans domeni indeksidir.

İstenmeyen işaret seviyesinin istenen ana işaretten ne kadar aşağıda olduğu (2.14) ile, bu ifadenin dBc karşılığı (2.15) ile verilmiştir [5].

$$\frac{\left|S_{W,B}(k)\right|}{\left|S_{W,B}(1)\right|} = \frac{2^{W-1}V_{W,B}(k)}{2^{W-1}V_{W,B}(1)} = \frac{\left|V_{W,B}(k)\right|}{\left|V_{W,B}(1)\right|} \tag{2.14}$$

$$20\log_{10}\left|V_{W,B}(k)\right| - 20\log_{10}\left|V_{W,B}(1)\right| \quad \text{dBc} \tag{2.15}$$

Tüm faz akümülatörü bit kırpılmasından kaynaklı istenmeyen işaretleri bulmak için pencere fonksiyonunu k'nın $d \times 2^W \pm 1$ d'nin $1 \le d \le 2^B - 1$ değerleri için hesaplamak yeterlidir. DDS çıkışı sinüs, kosinüs veya her ikisi de (dikey) olabilir. Her iki işareti de üreten DDS çıkışı (2.16) ile ifade edilir.

$$cs'(n) = e^{j\frac{2\pi n}{2^W}} = \cos\left(\frac{2\pi n}{2^W}\right) + j\sin\left(\frac{2\pi n}{2^W}\right) \tag{2.16}$$

Faz akümülatörü bit kırpılması kaynaklı hataları pencere fonksiyonu ile bulabiliyorsak en büyük istenmeyen işaret bu fonksiyonun $d \times 2^W \pm 1 :\ 1 \le d \le 2^B - 1$ değerlerinden maksimum yapan konumdaki olduğu da söylenebilir. İstenmeyen işaretlerin genlik davranışı analizi yapılabilmesi için öncelikle bu genlikleri belirleyen pencere fonksiyonunun değişimini incelemek gerekmektedir. (2.17) pencere fonksiyonunun genlik değerini ifade eder.

$$\left|V_{W,B}(k)\right| = \left|\frac{1-e^{-j\frac{2\pi}{2^W}k}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{2^{(W+B)}}k}}\right| = \frac{\left|1-e^{-j\frac{2\pi}{2^W}k}\right|}{\left|1-e^{-j\frac{2\pi}{2^{(W+B)}}k}\right|} \quad \textbf{(2.17)}$$

Pencere fonksiyonun pay ve paydasının $\left|1-e^{j\theta}\right|$ biçiminde bir formül haline dönüştüğü, iki birim vektör genliklerinin farkıyla temsil edildiği görülmektedir.

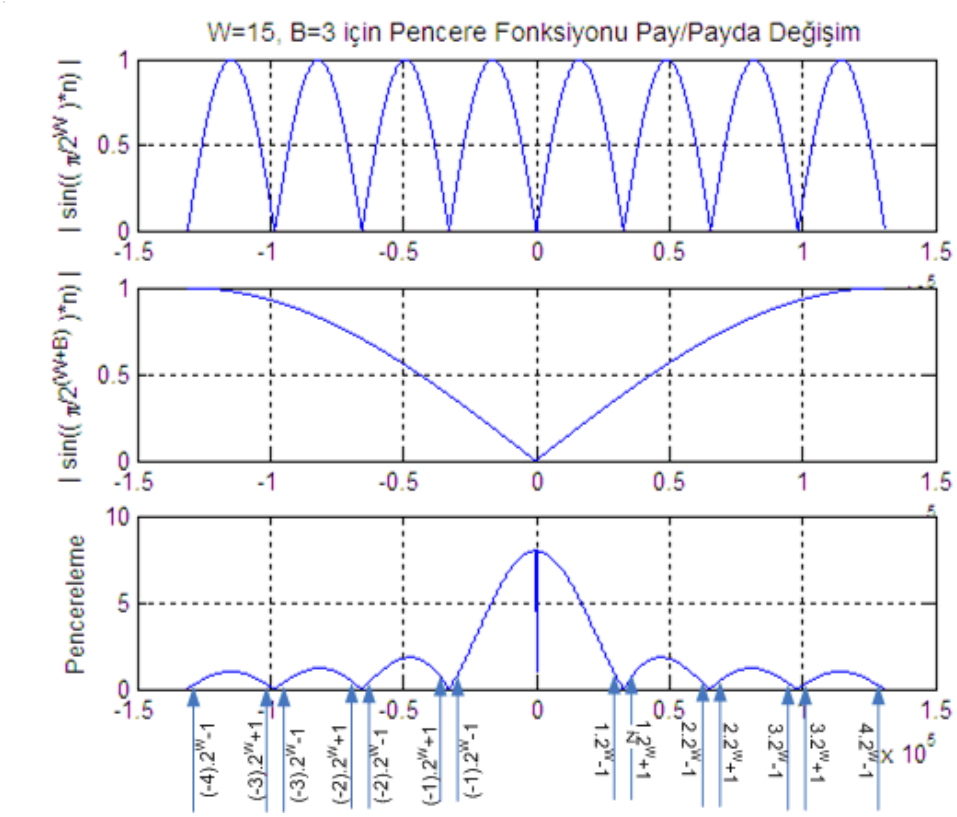
$$\left|1-e^{j\theta}\right| = 2\sin\frac{\theta}{2} \quad \textbf{(2.18)}$$

$$\left|V_{W,B}(k)\right| = \frac{\left|1-e^{-j\frac{2\pi}{2^W}k}\right|}{\left|1-e^{-j\frac{2\pi}{2^{(W+B)}}k}\right|} = \frac{\left|2\sin\left(\frac{\pi}{2^W}k\right)\right|}{\left|2\sin\left(\frac{\pi}{2^{W+B}}k\right)\right|} = \frac{\left|\sin\left(\frac{\pi}{2^W}k\right)\right|}{\left|\sin\left(\frac{\pi}{2^{W+B}}k\right)\right|} \quad \textbf{(2.19)}$$

Buna göre $\left|V_{W,B}(k)\right|$ çift fonksiyon olup 2^{W+B} ile periyodiktir. Bu nedenle pencere fonksiyonu ile belirlenen faz akümülatörü bit kırpılmasından kaynaklı istenmeyen işaretlerin genlik değişimini anlatacak olan fonksiyon değişimi $0 \le k \le \frac{2^{W+B}}{2}$ aralığında yapılmıştır [5]. $\left|\sin\theta\right|$, $0 \le \theta \le \frac{\pi}{2}$ aralığında monoton artan olduğundan ve $k = \frac{2^{W+B}}{2}$ için $\frac{\pi}{2^{W+B}}k = \frac{\pi}{2}$ olduğundan k'nın $\left[0, \frac{2^{W+B}}{2}\right]$ kapalı aralığında değer aldığı durumda payda monoton artan bir özellik göstermektedir.

$\left|\sin\theta\right|$ için benzer bir analiz pay için yapıldığında $\theta = d\pi$ için bu ifade 0 olmaktadır, burada d herhangi bir tamsayıdır. Bu, pencere fonksiyonunun sıfır olduğu noktaları oluşturur. $\left|\sin\left(\frac{\pi}{2^W}k\right)\right|$ değeri bu sıfırların sağında ve solunda simetriktir ve aynı genlik değerini alır. Bu noktalar d'nin $1 \le d \le 2^B - 1$ değerleri için $d \times 2^W \pm 1$ ile belirlenen sonlu faz hatasından kaynaklanan istenmeyen işaretlerin konumlarına karşılık gelmektedir. Bu ise (2.19)'da yer alan ifadenin payı sabit iken paydasının monoton arttığı anlamına gelir. Şekil 2.12 pencere fonksiyonunun pay/payda

değişimini ve faz akümülatörünün bitlerinin tamamının FGDT'nu adreslemede kullanılmamasından kaynaklanan istenmeyen işaretlerin konumlarını göstermektedir.



Şekil 2.12 : $|V_{wb}(k)|$ Pencere fonksiyonunun değişimi

Bu iki analiz değerlendirilirse istenmeyen işaret genlikleri orijinden uzaklaştıkça değişir ve azalırlar. Bu nedenle en büyük istenmeyen işaret orijine en yakın olan ve $k=2^W-1$ konumunda olan işarettir ve ana işarete bağıl olarak değeri aşağıdaki şekilde verilir.

$$\frac{\left|S_{W,B}\left(2^W-1\right)\right|}{S_{W,B}(1)}=\frac{\left|\sin\left(\pi-\frac{\pi}{2^W}\right)\right|}{\left|\sin\left(\frac{\pi}{2^B}\left(1-\frac{1}{2^W}\right)\right)\right|}\times\frac{\left|\sin\left(\frac{\pi}{2^{(W+B)}}\right)\right|}{\left|\sin\left(\frac{\pi}{2^W}\right)\right|} \qquad \textbf{(2.20)}$$

W>0 ve B>0 için yukarıdaki ifadedeki tüm değerlerin pozitif olduğu için mutlak değerler kaldırılıp $\sin(\alpha-\beta)=\sin\alpha\cos\beta-\cos\alpha\sin\beta$ trigonometrik eşitliğinden

yola çıkıldığında $\sin\pi = 0$ ve $\cos\pi = -1$ ile değiştirilerek ifade sadeleştirildiğinde eşitlik şu hali alır [5].

$$\frac{\left|S_{W,B}\left(2^W - 1\right)\right|}{S_{W,B}(1)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2^{(W+B)}}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2^B}\left(1 - \frac{1}{2^W}\right)\right)} \tag{2.21}$$

(2.21) ifadesi dBc notasyonu ile gösterilecek olursa (2.22)'deki biçimi alır.

$$20\log_{10}\sin\left(\frac{\pi}{2^{(W+B)}}\right) - 20\log_{10}\sin\left(\frac{\pi}{2^B}\left(1 - \frac{1}{2^W}\right)\right)\text{dBc} \tag{2.22}$$

FGD'de genlik adreslemesinde, L>W olacak şekilde seçilen fkk değerleri için faz akümülatörünün tüm bitlerinin kullanılmamasından kaynaklanan istenmeyen işaretlerin genliği sadece W ve B'ye bağlıdır. Ayrıca faz-genlik dönüştürücüye W bit girişi olan bir DDS'de en kötü faz akümülatörü bit kırpılması kaynaklı istenmeyen işaretin genliği B=1 için hesaplanarak bulunabilir. Bunun için (2.23) kullanılır.

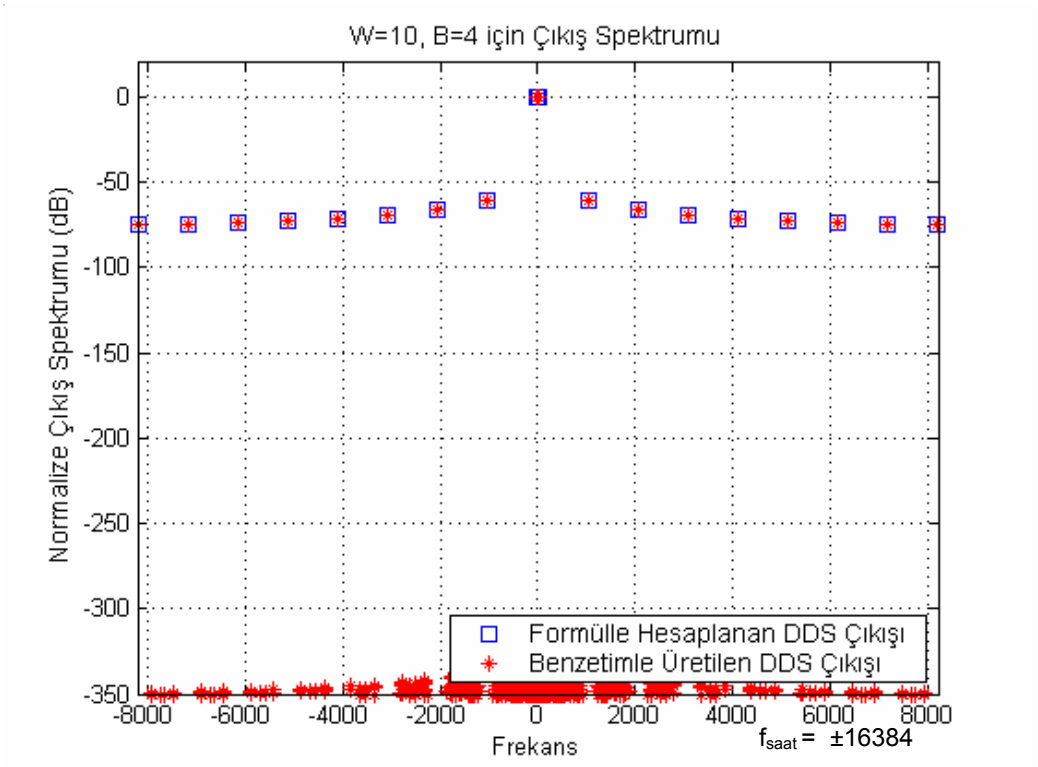
$$20\log_{10}\tan\frac{\pi}{2^{(W+1)}} \tag{2.23}$$

$\tan\alpha \approx \alpha$ yaklaşımıyla (2.23), aşağıdaki hale gelir:

$$\begin{aligned} 20\log_{10}\tan\frac{\pi}{2^{(W+1)}} &\approx 20\log_{10}\frac{\pi}{2^{(W+1)}} \\ &= 20\log_{10}\pi - (W+1)20\log_{10}2 \approx 3.92 - 6.02\times W \end{aligned} \tag{2.24}$$

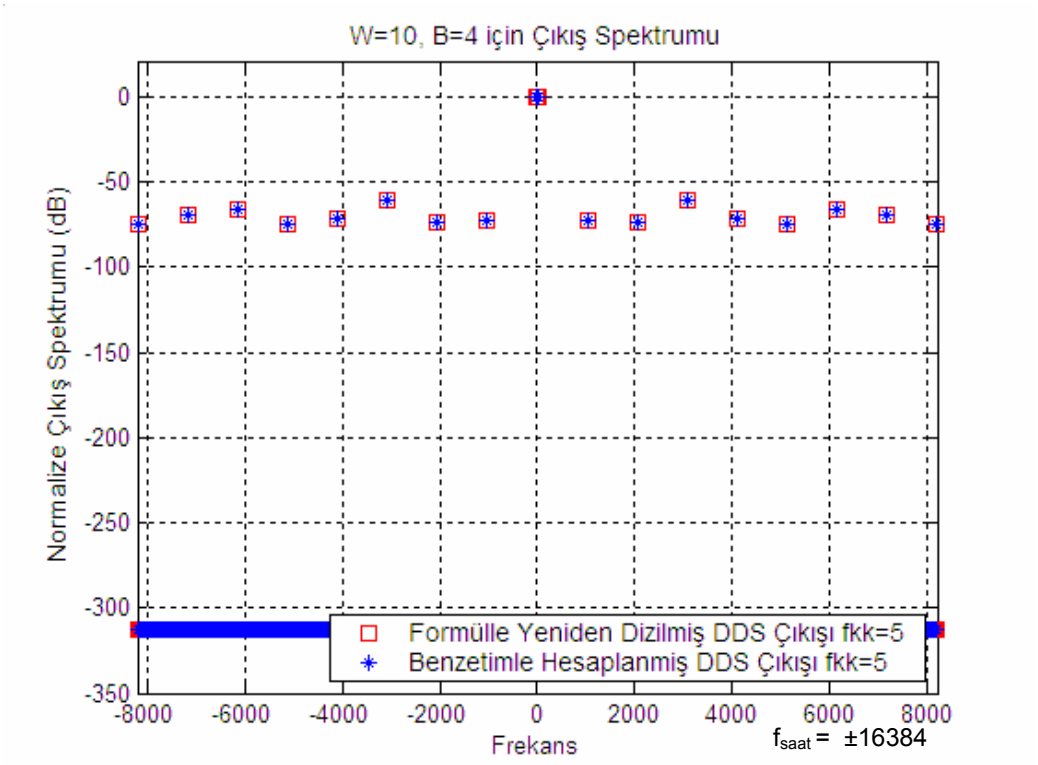
İstenmeyen işaretin seviyesi faz-genlik dönüştürücüyü adresleyecek W'nun artırılacağı bit başına 6.02dB azalır.

Şekil 2.13'te (2.10) formülü ile faz akümülatörü bit kırpılma kaynaklı istenmeyen işaretlerin olduğunu bildiğimiz $d\times 2^W \pm 1:\ 1 \le d \le 2^B - 1$ noktalarında kestirimi yapılan spektrum ile, parametreleri verilip elde edilen DDS çıkışının örtüştüğü görülmektedir.



Şekil 2.13 : Faz akümülatörünün faz-genlik dönüşüm tablosunda M yerine W adet en anlamlı bitinin kullanılması sonucu hesaplanan ve oluşan spektrum

Yapılan çalışmalar doğrulamıştır ki aynı gruptaki fkk'ler için elde edilen çıkış spektrumu, gruptaki herhangi bir frekans kontrol değeri (fkk) için çıkış spektrumunun fkk=1 için elde edilen çıkış spektrumunun yeniden düzenlenmesi ile elde edilebilmektedir. W=10, B=4 için aynı grupta olan fkk'ler ile test yapılmış ve elde edilen çıkışların örtüştüğü gözlenmiştir (fkk=1 aynı grupta herhangi bir fkk=3,5,7,9). Bunun için önce ana işaret bileşeni ile faz akümülatörü bit kırpılmasından kaynaklanan istenmeyen bileşenlerden oluşan temel işaret (2.10) pencereleme fonksiyonu ile hesaplanmış, ardından (2.13) formülü ile yeniden konumları hesaplanmıştır. Şekil 2.14, hızlı Fourier dönüşümü kullanılarak elde edilen spektrum ile hesaplanan spektrumun örtüştüğünü göstermektedir.



Şekil 2.14 : fkk=1 için hesaplanan temel DDS spektrumu yeniden sıralanarak fkk=5 için spektrumun bulunması

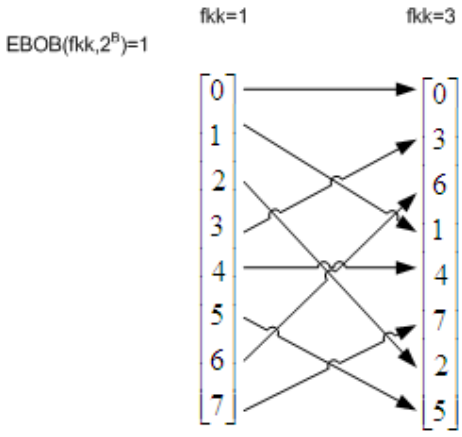
2.4 DDS Çıkışlarında İstenmeyen İşaretleri Giderme Çalışmaları

2.4.1 Nicholas'ın Değiştirilmiş Akümülatör Modeli

Nicholas ve Samueli [6] tarafından önerilen faz akümülatörü seviyesindeki değişiklik, hata dizilerinin periyodikliğini bozmaz fakat istenmeyen işaret gücünü daha küçük ve daha çok sayıda işaretlere çevirir. Nicholas ve Samueli [6] istenmeyen işaretlerin sayılarının ve genliklerinin sadece 2^B ile akümülatör artış değerinin (frekans kontrol kelimesi) en büyük ortak bölenine bağlı olduğunu ve sayılarının $2(2^{B-1}/EBOB(fkk,2^B))$-1 ile verildiğini göstermiştir. Buna göre $EBOB(fkk,2^B)$ değerleri aynı olan fkk'si için istenmeyen işaretlerin sayısı ve genlikleri aynı olmaktadır.

Faz akümülatörünün, artışı belirleyen frekans kontrol kelime değeri ne olursa olsun belirli bir süre sonra çıkış değerlerinin kendini tekrarlaması özelliğinden kaynaklanan

bu durumu göstermek ve dizinin uzunluğunun (2.6)'da da verildiği gibi $2^M / EBOB(fkk, 2^M)$ kadar olduğunu göstermek mümkündür. Şekil 2.15, B=3 iken fkk=1 olan vektörün elemanlarının permütasyonu ile fkk=3 olan dizi elde edilebildiği gösteren bir örnektir.



Şekil 2.15 : DDS çıkışında aynı frekans grubundaki işaretlerin yeniden dizilmesi

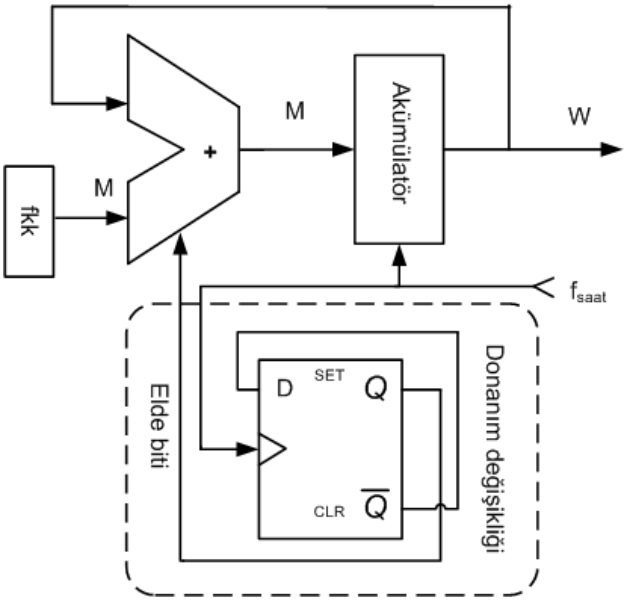
DDS çıkışı için en kötü durum taşıyıcı-gürültü oranı (2.25) ile verilir. fkk değerinin en düşük anlamlı bitinin bir olarak alındığı durumda istenmeyen işaret gücü çok sayıda bileşene dağılır ve bu taşıyıcı-gürültü oranı (2.26) biçimini alır.

$$\left(\frac{C}{S}\right) = 6.02W - 3.92dBc \qquad \textbf{(2.25)}$$

$$\left(\frac{C}{S}\right) = 6.02W \qquad M - W \gg 1 \qquad \textbf{(2.26)}$$

(2.25) ve (2.26) ifadelerinden yola çıkılarak fkk değeri tek olmaya zorlanarak $M - W \gg 1$ koşulu sağlanarak ve en kötü istenmeyen işaret seviyesi -3.92dBc azaltılabilir. Bu amaçla önerilen ve Şekil 2.16 ile verilen donanım değişikliğiyle elde edilecek DDS çıkış spektrumunun $EBOB(fkk, 2^{M+1}) = 1$ koşulunu sağlayan fkk grubu çıkış spektrumu ile aynı olması sağlanır. Bu durumda DDS çıkışı sistemdeki faz akümülatörü her zaman en düşük anlamlı bit 1 olacak şekilde davranır. Böylece hem frekans çözünürlüğü, bu değişiklik olmadan M. biti 1 yapılması durumunda elde

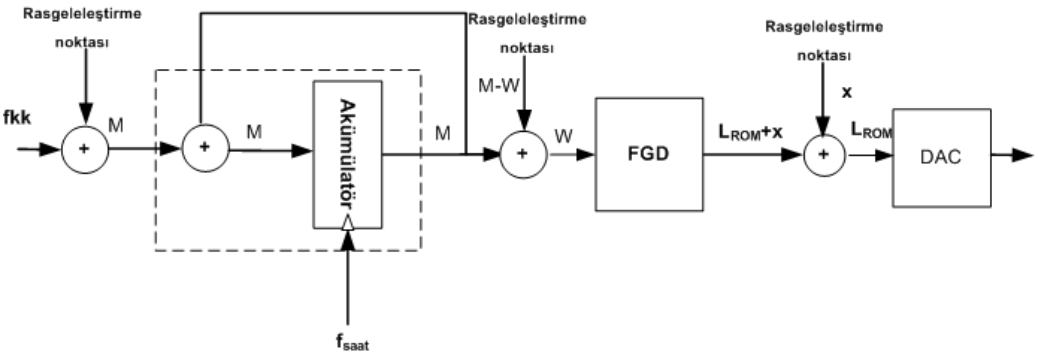
edileceğe göre iki katına çıkarılmış, hem de fkk tek olmaya zorlanarak en kötü istenmeyen işaret seviyesinde -3.92dB'lik bir iyileşme sağlanmıştır.



Şekil 2.16 : Nicholas'ın değiştirilmiş akümülatör modeli

2.4.2 Rasgeleleştirme Etkisi

DDS'de değişik rasgeleleştirme yöntemleri mevcuttur. Bu yöntemlerde istenmeyen işareti giderme, kelime uzunluğunu kısaltmadan önce genlik ve faz değerlerini rasgeleleştirme işlemi uygulanarak yapılır. DDS'te rasgeleleştirme işlemi Şekil 2.17'de görülen noktalarda olabilir.



Şekil 2.17 : DDS sistemi rasgeleleştirme noktaları

Rasgeleleştirme etkisi frekans kontrol kelimesine faz akümülatörü çıkışında FGD'ye girmeden önce veya DAC öncesinde yapılabilir.

2.4.3 Faz Değerlerini Rasgeleleştirme

Flanagan ve Zimmerman [9] istenen işaretten bağımsız olan toplam hata işaretini istatistiksel olarak inceleyerek ve momentleri değerlendirerek istenmeyen işaretleri giderme yoluna gitmiştir. Bu durumda istenmeyen işaret gücü hala mevcut olup sadece geniş bantlı gürültü olarak dağılmıştır.

Çıkarmadan rasgeleleştirme işlemi, DDS çıkışında istenmeyen işaret bileşenlerini azaltmak için 'sürekli ortalama değeri sıfır durağan' nitelikli işaret kullanılmıştır. Fakat bunun dezavantajı geniş bantlı gürültü seviyesinin rasgeleleştirme sonrası oldukça yüksek olmasıdır [9]. Elde edilmek istenen işaret (2.27)'te verildiği gibi olsun.

$$x[n] = \cos\left(2\pi P(n)\right) \tag{2.27}$$

$P(n)$, faz akümülatörü değeri (2.28) ile verilir. Burada f (fkk) üretilecek frekans, Φ keyfi başlangıç fazı, $\varepsilon(n)$ ise kuantalama gürültüsüdür. Toplam kuantalama gürültüsü ise (2.29) ile ifade edilir.

$$P(n) = fn + \varepsilon[n] + \Phi/2\pi \tag{2.28}$$

$$\varepsilon[n] = e_P[n] + z_P[n] \tag{2.29}$$

(2.29) toplam kuantalama gürültüsünün $e_P[n]$ kuantalama hatası ile $z_P[n]$ rasgeleleştirme işaretinin toplamından oluştuğunu belirtmektedir. Toplam kuantalama gürültüsü $[0,2^B)$ aralığında değer alır. Burada $e_P(n)$ faz akümülatörü bit kırpılmasından kaynaklanan hata $2^{\text{M-W}} > EBOB(fkk, 2^B)$ ile sınırlı olup faz akümülatör değeri $P(n)_{\text{mod}\,2^B}$ ile periyodik olarak değişir.

Yukarıdaki ifadenin küçük açı yaklaşımı ile alacağı değer (2.30)'de verildiği gibi olacaktır.

$$x[n] = \cos(2\pi fn + \Phi) - 2\pi\varepsilon[n]\sin(2\pi fn + \Phi) + O\left(\left(\text{maks}\left(\varepsilon[n]\right)\right)^2\right) \quad \textbf{(2.30)}$$

Flanagan ve Zimmerman (2.30) ifadesinde yer alan ilk iki terim değerlendirilerek toplam faz akümülatörü bit kırpılma gürültüsü incelenmiş ve $O\left(\left(\text{maks}\left(\varepsilon[n]\right)\right)^2\right)$ değerlendirilerek ikinci derece analiz yapmıştır.

2.4.3.1 Birinci Dereceden Analiz

Eğer rasgeleleştirme değeri ile faz akümülatörü bit kırpılma hatası toplamı $2^{B'}$den küçük kalıyorsa toplam değer 0'a yuvarlanıp faz-genlik dönüştürücüye girecektir ve toplam kırpılma hatası $\varepsilon[n] = -e_P[n]$ olacaktır. Eğer rasgeleleştirme işareti ve faz akümülatörü bit kırpılma hatası toplamı $e_P[n] + z_P[n]$, $2^{B'}$yi geçiyor ise değer $2^{B'}$ye yuvarlanır. Toplamda $2^B - e_p[n]$ değerinden küçük $z_P[n]$ değeri sayısı , $2^B - e_p[n]$ olup olasılığı $\frac{2^B - e_P[n]}{2^B}$'dir. Eğer $z_P[n]$, $2^B - e_p[n]$'e eşit ya da büyükse $e_P[n] + z_P[n]$ 'yi 2^B'ye yuvarlatacak $z_P[n]$ değeri sayısı $e_P[n]$ adettir ve olasılığı $\frac{e_P[n]}{2^B}$ dir.

Buna göre toplam faz akümülatörü bit kırpılması kaynaklı gürültünün birinci momenti (2.31)'de verildiği gibi sıfırdır.

$$E\left\{\varepsilon(n)\right\} = -e_p(n)\frac{2^B - e_P(n)}{2^B} + \left(2^B - e_p(n)\right)\frac{e_p(n)}{2^B} = 0 \quad \textbf{(2.31)}$$

İkinci momenti ise (2.32) ile ifade edilir.

$$E\left\{\varepsilon(n)^2\right\} = \left(-e_p(n)\right)^2\frac{2^B - e_P(n)}{2^B} + \left(2^B - e_p(n)\right)^2\frac{e_p(n)}{2^B} = 2^{2B}\left(\frac{e_p(n)}{2^B} - \left(\frac{e_p(n)}{2^B}\right)^2\right) \quad \textbf{(2.32)}$$

Bu ikinci momentin belirttiği iki sınır vardır. Bunlardan birincisi $EBOB\left(fkk, 2^B\right)$=$2^{B-1}$ iken hata dizisinin periyodunun 2 olduğu durum, ikincisi hata dizisinin değerlerinin 0 ile 2^{M-W-1} olduğu durum. Bu durum Şekil 2.5 ile ifade

edilmişti. Bu hata durumları toplandığında dizinin alacağı değer ortalaması $2^{2B}/8$ olur.

$EBOB(fkk, 2^B)$=1 iken hata dizisinin periyodu 2^B'dir. Hata dizisinin ortalaması maksimum değerine ulaşır. Bu hata dizisi başlangıç değerine dönmeden önce 2^B değerlerini tek tek alacağını gösterir ve hatanın ortalama değeri $2^{2B}/6$ olur. Spektrumda yer alan istenmeyen işaretler ve gürültü gücü ile ilgili bilgiyi bize özilinti fonksiyonu verir. Bu durumda elde edilmek istenen DDS çıkışının özilintisi tarafından (2.33) ile verilmiştir [9].

$$E\{x(n)x(n+m)\} \approx \sin\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n)\right)\sin\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n+m)\right) + \frac{4\pi^2}{2^{2M}}\cos\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n)\right)\cos\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n+m)\right)E\{\varepsilon(n)\varepsilon(n+m)\} + O\left(2^{-4W}\right) \quad \textbf{(2.33)}$$

Spektral bilginin zaman ortalaması (2.34) ve (2.35)'deki gibi verilir ve toplam faz akümülatörü bit kırpılma gürültüsünün özilinti değerinin zaman ortalamasıdır.

$$\bar{R}_{xx}[m] \approx \frac{1}{2}\left[1 + \frac{4\pi^2}{2^{2M}}\bar{R}_{ee}[m]\right]\cos\left(\frac{2\pi}{2^M}P(m)\right) \quad \textbf{(2.34)}$$

$$\bar{R}_{ee}[m] = Avg_n\left(E\{\varepsilon(n)\varepsilon(n+m)\}\right) \quad \textbf{(2.35)}$$

Herhangi bir anda $\varepsilon(n)$'nin olasılık dağılımı rasgeleleştirme işareti $z(n)$ tarafından belirlenir. Bu özilinti genlik modülasyonu yapılmış sinüsoidal bir işaret biçimindedir.

$$\bar{R}_{xx}[m] \approx \frac{1}{2}\left[1 + \frac{4\pi^2}{2^{2M}}Avg\left(\varepsilon^2\right)\delta(m)\right]\cos\left(\frac{2\pi}{2^M}P(m)\right) \quad \textbf{(2.36)}$$

$\delta(m)$ Kronecker delta fonksiyonu $\delta(0)=1, \delta(m)=0, m \neq 0$

m=0 için işaret gürültü oranı

$$SNR \approx \frac{1}{\frac{4\pi^2}{2^{2M}}Avg\left(E\{\varepsilon^2\}\right)} \quad \textbf{(2.37)}$$

İşaret gürültü oranı değeri için üst sınır (2.38)

$$SNR \approx 10 \times \log_{10}\left(\frac{2}{\pi^2 2^{-2W}}\right) \approx (6.02W - 6.93)\,dB \tag{2.38}$$

olur. İşaret gürültü oranı değeri için üst sınır (2.39) ile verilir.

$$SNR \approx 10 \times \log_{10}\left(\frac{6}{4\pi^2 2^{-2W}}\right) \approx (6.02W - 8.18)\,dB \tag{2.39}$$

Üretilen sinüsoidal işaret gerçel olup işaret gücü pozitif ve negatif frekans bileşenlerine eşit dağılmıştır. Taşıyıcı-gürültü spektral güç yoğunluğunun üst sınırı (2.40) ile, taşıyıcı - gürültü spektral güç yoğunluğu alt sınırı (2.41) ile verilir.

$$\left(\frac{C}{N}\right) \approx \left(6.02W - 9.94 + 10\log_{10}\left(2^{W+B}\right)\right) dBc \tag{2.40}$$

$$\left(\frac{C}{N}\right) \approx \left(6.02W - 11.19 + 10\log_{10}\left(2^{W+B}\right)\right) dBc \tag{2.41}$$

2.4.3.2 İkinci Derece Analizi: Kalan İstenmeyen İşaretler

Flanagan ve Zimmerman ikinci derece etkisini inceleyerek en kötü durum analizi yapmışlardır. Sinüsoidal işaretin açılımı

$$x(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^M}\left(P(n) - \varepsilon(n)\right)\right) \tag{2.43}$$

$$x(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n)\right)\cos\left(\frac{2\pi}{2^M}\varepsilon(n)\right) + \cos\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n)\right)\sin\left(\frac{2\pi}{2^M}\varepsilon(n)\right) \tag{2.44}$$

$x(n)$'in güç spektrumundaki istenmeyen işaret bilgisi sıfırdan farklı geciktirilmiş değerlerindeki özilinti fonksiyonundan elde edilir. Rasgeleleştirme dizisinin bağımsız özdeşçe dağılmış olduğu durumda $x(n)$'in özilinti fonksiyonu 'm' değerinin sıfırdan farklı olduğu durum için (2.45) ile ifade edilir.

$$R_{xx}[n, n+m] = E\left\{x(n)\,x(n+m)\right\} \tag{2.45}$$

$x(n)$'in beklenen değeri zamanın öngörülebilir bir fonksiyonudur. Yukarıdaki ifadeden $x(n)$'nin rasgele (stokastik) sürecinin spektral bilgisi $E\{x(n)\}$'dedir.

$$E\{x(n)\} = \sin\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n)\right)\cos\left(\frac{2\pi}{2^M}\varepsilon(n)\right) + \cos\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n)\right)\sin\left(\frac{2\pi}{2^M}\varepsilon(n)\right) \quad \textbf{(2.46)}$$

$\varepsilon(n)$ sıfır ortalama değerli olduğu için ifade (2.47) biçimine gelir.

$$E\{x(n)\} \approx \left(1-\frac{2\pi^2}{2^{2M}}E\left\{\varepsilon(n)^2\right\}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n)\right) + O\left(2^{-3W}\right) \quad \textbf{(2.47)}$$

(2.47) istenmeyen işaret davranışının faz akümülatörü bitlerinin M bitten W bite indirilerek kullanılmasından kaynaklı gürültünün ikinci ya da daha yüksek dereceden momentlerine bağlı olduğunu ifade eder [9]. Bu temel fikir bit başına -6dB olan işaret-istenmeyen işaret seviye farkını, fazı düzgün dağılmış rasgeleleştirme işareti eklenmiş sinüsoidalde -12dB'ye çıkmayı sağlar.

$$E\left\{\varepsilon(n)^2\right\} = 2^{2B}\left(\frac{e_p(n)}{2^B} - \left(\frac{e_p(n)}{2^B}\right)^2\right) \quad \textbf{(2.48)}$$

En kötü taşıyıcı-gürültü seviyesi faz akümülatörü bit kırpılması olduğu zaman $EBOB\left(fkk, 2^B\right) = 2^{B-1}$ olduğu durumdur. Bu en kötü durum modeli faz akümülatörü bitlerinin M bitten W bite indirilerek kullanılmasından kaynaklı gürültünün ikinci momenti (2.49) ile verilmiştir.

$$E\left\{\varepsilon^2(n)\right\} = 2^{2(W)}\left(1/8 - (1/8)\cos(\pi n)\right) \quad \textbf{(2.49)}$$

Beklenen işaret biçimi (2.50)'deki gibi olup tüm işaret ve istenmeyen işaret bileşenlerini içermektedir.

$$E\{x(n)\} \approx \left\{1-\pi^2/2^{2W+2} + \left(\pi^2/2^{2W+2}\right)\cos(\pi n)\right\}\sin\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n)\right) + O\left(2^{-3W}\right)$$

$$E\{x(n)\} \approx \left(1-\pi^2/2^{2W+2}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n)\right) + \left(\pi^2/2^{2W+2}\right)\sin\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n)+n\pi\right) + O\left(2^{-3W}\right) \quad \textbf{(2.50)}$$

Bit başına -18dB'lik iyileşmeyi getiren $O\left(2^{-3W}\right)$ terimini ihmal edip, faz akümülatörü fazını temsil eden bit sayısı W'ya indirildikten sonra elde edilen en kötü durum taşıyıcı-gürültü oranını aşağıdaki gibi vermiştir [9].

$$SpSR \approx 10\log_{10}\left(\frac{\pi^4}{2^{4W+4}\left(1-\pi^2/2^{2W+2}\right)^2}\right) \approx 10\log_{10}\left(\frac{\pi^4}{2^{4W+4}}\right) \approx 7.84 - 12.04WdBc \qquad \textbf{(2.51)}$$

Faza eklenen kalıcı rasgeleleştirme istenen ve istenmeyen işaret arası seviyeyi bit başına en kötü durum taşıyıcı istenmeyen işaret oranı için -6dBc'den -12dBc'ye çekmiştir. Bu faz akümülatörü bit sayısını yarı yarıya azaltma imkanı sunmaktadır. Gürültü seviyesinin artması sonucunu doğurmasına karşın ROM boyutu faz akümülatöründeki bit sayısına üstel olarak bağlı olduğu için bit sayısındaki azalış ROM boyutunda da azaltma getirmektedir [9].

Diğer bir faza kalıcı rasgeleleştirme işareti ekleme örneği Shaoyuan ve diğ. [10] tarafından yapılmıştır. Shaoyuan ve diğ. yanbantları nasıl azalttığını gösterip istenmeyen işaretlerin ana işaretten -6dBc değil -12dBc aşağıda olmasını sağlayan formüllerini sunmuşlardır. Bu iyileştirme için faz akümülatörü değerine ortalama faz hatasının sıfır olduğu rasgele sayı eklemişlerdir.

Sentezleyici çıkışını (2.52) ile modellemişlerdir.

$$s(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n) + e_P(t)\right) + e_A(t) + e_{DA}(t) \qquad \textbf{(2.52)}$$

Bu durumda, burada $e_P(t)$ faz hatası, $e_A(t)$ genlik hatası, $e_{DA}(t)$ DAC kaynaklı hatayı temsil etmektedir. Fakat faz akümülatöründe fazı temsil eden bit sayısının FGD'ye M bitten W'ya indirilerek girmesi hatasını analiz etmek için genliği temsil eden kelimenin bit sayısının sonsuz, sayısal-analog çeviricinin ideal olduğu durumu baz alarak çıkışı (2.53) ile ifade etmişlerdir.

$$s(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^M}P(n) - e_P(t)\right) \qquad \textbf{(2.53)}$$

Buna göre yapılan analizle DDS istenmeyen işaret karakteristiğini

a) $0<f_x<0.5f_c$ için maksimum istenmeyen işaretin $\left|f_x - f_0\right|$'de olup genliği (2.54) ile vermiştir [10].

$$\frac{1}{2^M}\left|Sa\left(\frac{f_0 - f_x}{f_c}\pi\right)\right| \tag{2.54}$$

b) $0.5f_c < f_x < f_c$ için maksimum istenmeyen işaretin $\left|f_x + f_0 - f_c\right|$'de olup genliği (2.55) ile vermiştir [10].

$$\frac{1}{2^M}\left|Sa\left(\frac{\left|f_x + f_0 - f_c\right|}{f_c}\pi\right)\right| \tag{2.55}$$

Ortalama faz hatası sıfır olan bir rasgele sayı dizisi ile faz dizisi rasgeleleştirilmiştir. Bunun sonucunda istenmeyen yan bantın seviyesini (2.56) ile vermiştir [10].

$$L = 20\log\left(\frac{\delta}{\pi - \delta}\right)^2 = -12W \tag{2.56}$$

Seçilen rasgeleleştirme kelimesi bit sayısı, faz akümülatöründen kırpılan bit sayısı kadar olup faz-genlik dönüştürücüyü adresleyen bit başına istenmeyen işaret seviyesinin -6dB'den -12dB'ye çekildiğini göstermektedir [10].

2.4.4 Genliği Rasgeleleştirme

Eğer rasgeleleştirme işaretini faz-genlik çeviricinin çıkışına eklersek bu durumda DDS çıkışı (2.57) ile verilir.

$$s(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^M}\left(fkk \times n - e_P(n)\right)\right) + z_A(n) - e_A(n) \tag{2.57}$$

Sinüs işaretinin genlik kuantalamasından kaynaklanan istenmeyen işaretler ana işaret genlik değerlerinin kelime uzunluğu tarafından belirlenir, faz akümülatör değerinin tüm bitler ile FGD'de temsil edilmemiş olmasının bu bakımdan etkisi yoktur. Faz değeri rasgeleleştirmede istenmeyen işaret davranışı rasgeleleştirme işareti ile belirlenirken, genlik rasgeleleştirme işareti eklemede, istenmeyen işaret davranışı

genliği temsil eden gerçek kelime uzunluğu ile belirlenir. Çıkış işareti, istenen işaret ve kuantalama hatası toplamından oluşmaktadır. Rasgeleleştirme işareti düzgün dağılımlı beyaz gürültü olup kuantalama hatası $[-\Delta_A/2, \Delta_A/2)$ ile sınırlanmaktadır. Burada Δ_A düşük kuantalama adımıdır.

Kuantalayıcının çıkışı (2.58) ile temsil edilir [9].

$$y(n) = x(n) + z_A(n) + e_A(n) \tag{2.58}$$

Bu durumda rasgeleleştirme işareti $z_u[n]$'in karakteristik fonksiyonu (2.59) ile temsil edilir. (2.59) ifadesinde α gerçel sayı, $E\{\ \}$ beklenen değer, Δ_A kuantalayıcı adım aralığıdır.

$$F_z(\alpha) = E\{\exp(j\alpha z[n])\} = \frac{2\sin(\alpha\Delta_A/2)}{\alpha\Delta_A} = \text{sinc}\left(\frac{\alpha\Delta_A}{2\pi}\right) \tag{2.59}$$

(2.59) ile ifade edilen fonksiyon α, $2\pi/\Delta_A$'nın tam sayı katlarına eşit olduğunda sıfır değerini alacaktır. Böylece $[-\Delta_A/2, \Delta_A/2)$ ile sınırlı düzgün dağılımlı beyaz gürültü y(n)'nin çıkış spektrumunda istenmeyen işaretlere olumsuz yönde bir katkı sağlamayacaktır [9].

Flanagan ve Zimmerman $y(n) - x(n) = z_A(n) + e_A(n)$ gücünün $\Delta^2/6$ olduğunu, buradaki gürültünün rasgeleleştirme işareti eklenmeyen sisteme göre iki kat fazla olduğunu fakat kuantalama yapılmamış gibi görünen bir istenmeyen işaret cevabı ürettiğini belirtmişlerdir [9].

Bu çıkarmadan rasgeleleştirme işareti ekleme yöntemi daha karmaşık devre yapısı ve daralmış temiz dinamik çalışma bölgesi dezavantajlarını getirir. Bu yöntemde Şekil 2.17'den de görüldüğü gibi genlik rasgeleleştirmek için genlik daha fazla sayıda bitle temsil edilmektedir. Gerçek sonlu kelime uzunluğuna genlik hatasına sebep olan '*x*' adet bitlik çözünürlük kazandırılmakta ve bu aralık rasgeleleştirilerek DAC'a girdi sağlamaktadır. Bu yöntemle ROM boyutu $2^W x$ kadar artar. Burada W, ROM'u adresleyen bit sayısı, x ise genlik hatasının boyutudur [4].

2.4.5 Çıkartılabilir Rasgeleleştirme İşareti Ekleme

Çıkarmamak üzere faz ve genliğe rasgeleleştirme işareti ekleme yönteminde doğan gürültü seviyesi problemini ortadan kaldırmak için çıkartılabilir rasgeleleştirme işareti ekleme yöntemi uygulanabilir. Sistemde rasgeleleştirme noktalarına rasgeleleştirme işareti eklenir ve DDS analog çıkışından çıkarılır. Bu çıkartılabilir rasgeleleştirme işareti ekleme yöntemi DDS çıkışını karmaşıklaştırır ve gerçeklemeyi zorlaştırır [11].

2.4.6 Faz Değerlerini Rasgeleleştirme ve Yüksek Geçiren Filtreden Geçirme

Özellikle doğrusal olmayan uygulamalarda spektral temizlik çok önemlidir. Çıkış spektrumunda ayrık spektral işaretlerin varlığı intermodülasyona sebep olabilecekleri için istenmezler. Bu nedenle kullanılan çıkartılabilir rasgeleleştirme yöntemi dışında bir diğer gürültü azaltma yöntemi ise yüksek geçiren filtre ile çıkartılabilir rasgeleleştirme yöntemidir. Bu yöntemde yüksek geçiren filtreden geçirilmiş rasgeleleştirme işareti faz değerlerine eklenir. Bu durumda rasgeleleştirme işaretinin spektral gücü daha çok kullanılmayan alanda yani alçak geçiren filtre ile Nyquist frekansı arasındadır. DDS çıkışı alçak geçiren filtreden geçtikten sonra rasgeleleştirme rasgeleleştirme işaretinin etkisinin gücünün sadece bir kısmı kalacaktır. Bu açıdan değerlendirildiğinde alçak geçiren filtreden geçirme çıkartılabilir rasgeleleştirmenin özel bir implementasyonudur.

O'Leary ve Maloberti [12] faz kelimesinin yuvarlanmasının kuantalamaya denk geldiğinden yola çıkıp, kuantalamayı lineer bir toplama işlemi olarak modellemişlerdir. Bu durumda DDS çıkışı (2.60) ile verilmektedir.

$$s(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^M}\left(fkk \times n + e_P(n)\right)\right) + e_A(n) \qquad \textbf{(2.60)}$$

Faz hatasının çok küçük olmasından yola çıkarak (2.60) numaralı eşitlik (2.61) ile ifade edilir.

$$s(n) = \sin\left(\frac{2\pi \times fkk \times n}{2^M}\right) + e_P(n)\cos\left(\frac{2\pi \times fkk \times n}{2^M}\right) + e_A(n) \quad \textbf{(2.61)}$$

(2.61) istenmeyen işaretlerin, istenen işaret ile genlik modülasyonu yapılmış şekilde DDS çıkış spektrumunda çiftler halinde yer alacaklarını göstermektedir.

Nicholas ve Samueli [6] en kötü durum istenmeyen işareti (2.62) ile vermiştir

$$S_{maks} = \left[2^W sinc\left(\frac{\pi\left\langle fkk, 2^{M-W}\right\rangle}{2^{M-W}}\right)\right]^{-1} \quad \textbf{(2.62)}$$

Bu formülden yola çıkarak en büyük istenmeyen işaret için çıkışın SNR'ı (2.63) ile hesaplanır.

$$SNR = -6.02W + 3.992\,dB \quad \textbf{(2.63)}$$

ROM'un sonlu sayıda bit ile genlikleri temsil etmesi de gürültü kaynağı olup gürültü seviyesi (2.64) ile verilir.

$$SNR = -6.02L_{ROM} - 1.76dB \quad \textbf{(2.64)}$$

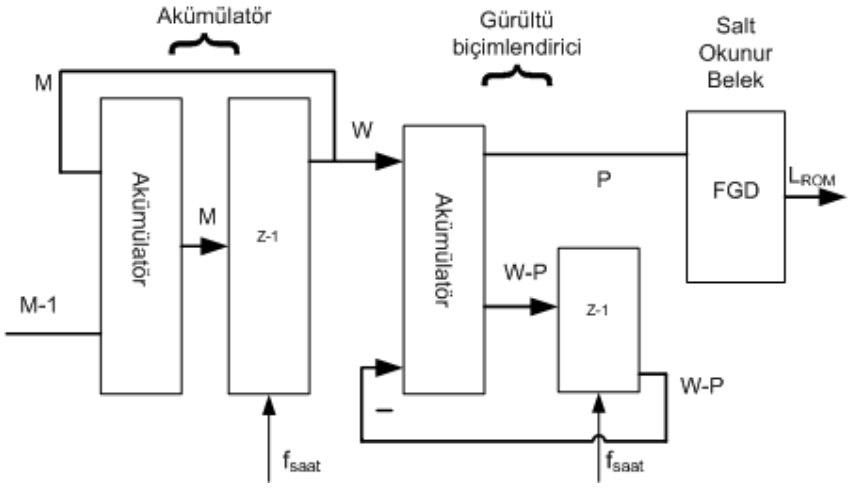
Bu işaret gürültü oranları, (2.63) ve (2.64)'de eğer $W=L_{ROM}$ seçilirse maksimum çıkış hatasının 5.75dB gürültü seviyesinin üzerinde olacağını göstermektedir. Eğer çıkış hatasında ROM hatalarının baskın geldiği bir durum olması isteniyorsa $W=L_{ROM}+1$ seçilmesi gerektiği belirtilmiştir [12].

Eğer üretilmek istenen işaretin frekansı kullanılan saat frekansına göre çok düşük ise aşırı örnekleme yapılıyor demektir. Aşırı örneklemede, Nyquist kriterinin gerektirdiğinden daha fazla sayıda örnekleme yapılarak işaret elde edilmesi söz konusudur. Kuantalama gürültü gücünün miktarı DAC çözünürlüğüne bağlıdır ve sabit bir miktardır. Aşırı örnekleme yapılsa dahi kuantalama hatası kaynaklı gürültü gücü Nyquist kriterinde örneklemesi durumundakiyle aynıdır. Sadece ilgilenilen bant aralığında işaret gürültü seviyesi farklıdır. Fakat aşırı örneklemenin getirdiği iyileştirme çok düşüktür.

Bundan yola çıkarak faz akümülatöründen FGDT'nda genlik bilgisini adresleyen bit sayısının M'den W'ya çekilerek kullanılmasından kaynaklanan hatanın etkisini

azaltmak için gürültü biçimlendirme tekniği kullanıldığında çıkış spektral performansının iyileştiği, ayrık istenmeyen işaret çiftlerinden kurtulunduğu gözlenmiştir. Önerilen yeni mimari Şekil 2.18'deki gibidir. ROM ve faz akümülatörü arasına yerleştirilen gürültü biçimlendirici, genlik modülasyonu için ROM'dan geçmeden önce faz gürültüsünün birinci dereceden yüksek geçiren filtreden geçirilmesi anlamına gelmektedir. Ayrıca gürültü biçimlendirici istenmeyen ayrık işaretleri ortadan kaldırarak ilintilerini de bozar. O'Leary ve Maloberti [12] DDS çıkışını (2.65) ile modellemiştir.

$$s(n) = \sin\left(\frac{2\pi \times fkk \times n}{2^M}\right) + \left\{e_P(n) - e_P(n-1)\right\}.\cos\left(\frac{2\pi \times fkk \times n}{2^M}\right) + e_A(n) \qquad \textbf{(2.65)}$$

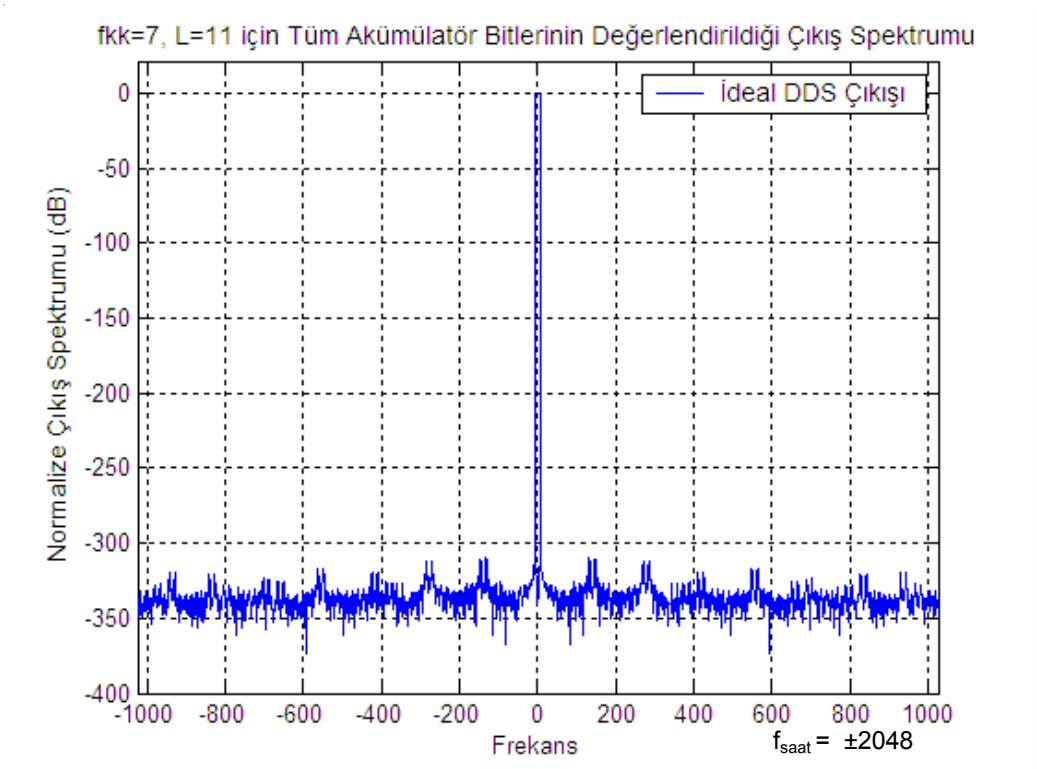


Şekil 2.18 : DDS çıkışı işaret biçimlendirme için önerilen blok

3 İSTENMEYEN İŞARETLERİ GİDERME ÇALIŞMALARI

3.1 Değerlendirilemeyen Faz Akümülatör Bitlerinin Kullanılması

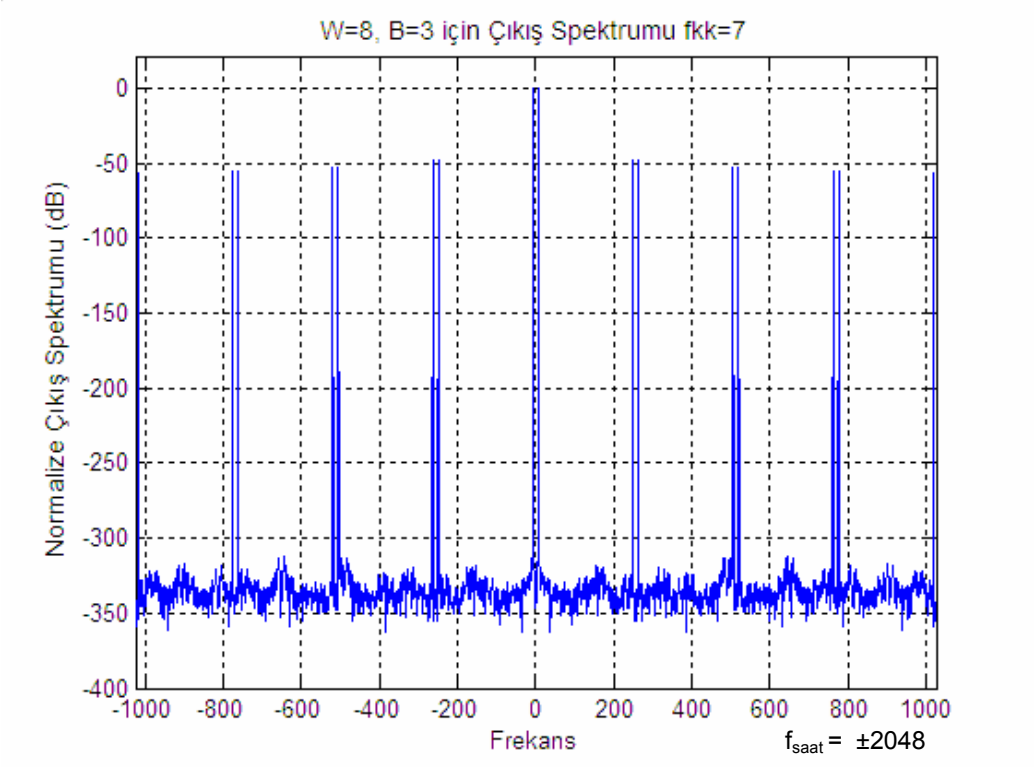
DDS sisteminde sinüs kosinüs eşlemesini gerçekleyen tablo, belleği gerçekleme kısıtları nedeniyle küçük tutulmaktaydı. Bu nedenle de faz akümülatörden üretilen faz bilgisinin düşük anlamlı bitlerinden bir kısmı değerlendirilmemekteydi. Burada bahsedilen yöntem faz akümülatörünün değerlendirme dışı kalan kısmından kaynaklanan istenmeyen işaretleri gidermek için, kırpılan kısımla ilintili bir işaretin faz-genlik dönüştücü çıkışında eklenmesi yöntemidir.



Şekil 3.1 : 11-bitlik akümülatörün fkk=7 için çıkış spektrumu (FGD ideal)

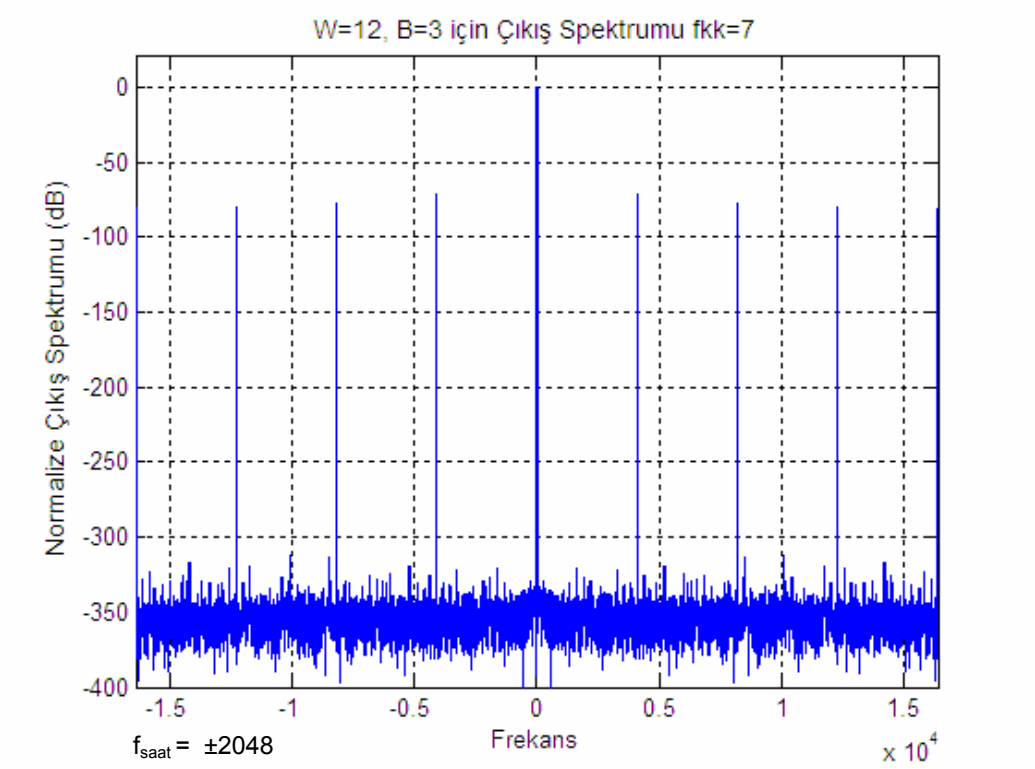
Şekil 3.1'de 11-bit'lik bir akümülatörün tüm bitleri değerlendirilerek ve faz-genlik dönüştürücünün ideal varsayıldığı durum için çıkış spektrumu verilmiştir.

11-bitlik bu akümülatörün 3-biti değerlendirme dışı bırakıldığı durumda ortaya çıkan spektrum Şekil 3.2'de, 15-bitlik bu akümülatörün 3-biti değerlendirme dışı bırakıldığı durumda ortaya çıkan spektrum Şekil 3.3'te verilmiştir.

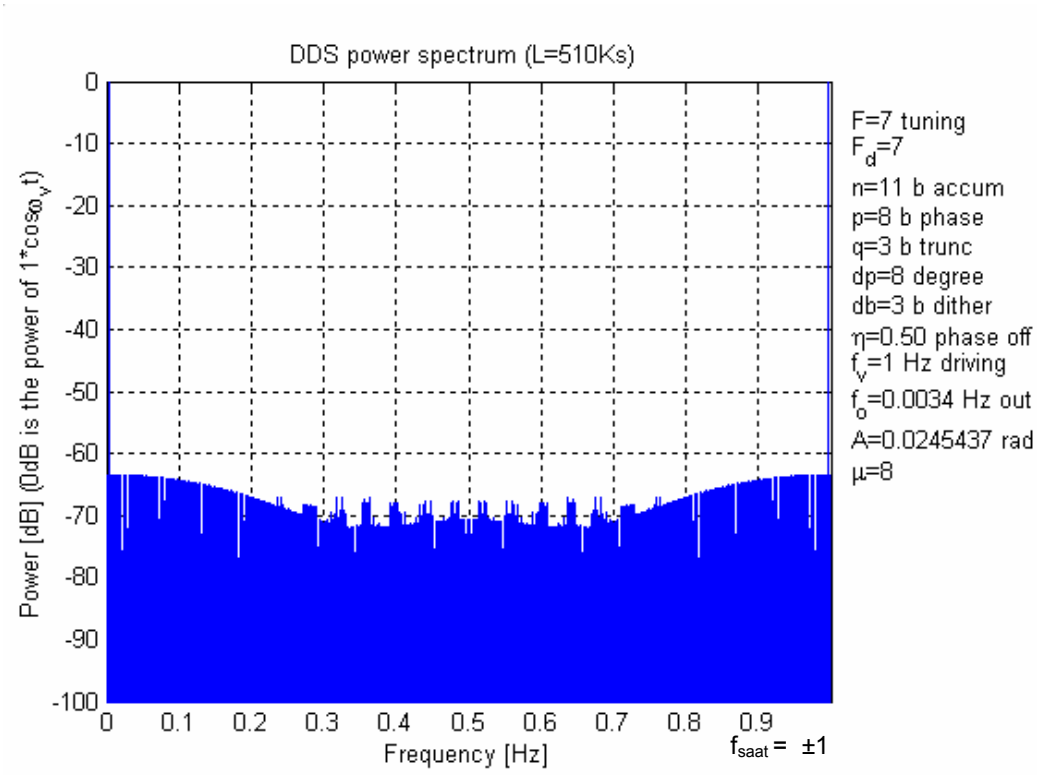


Şekil 3.2 : 11-bitlik akümülatörün fkk=7, W=8, B=3 için çıkış spektrumu

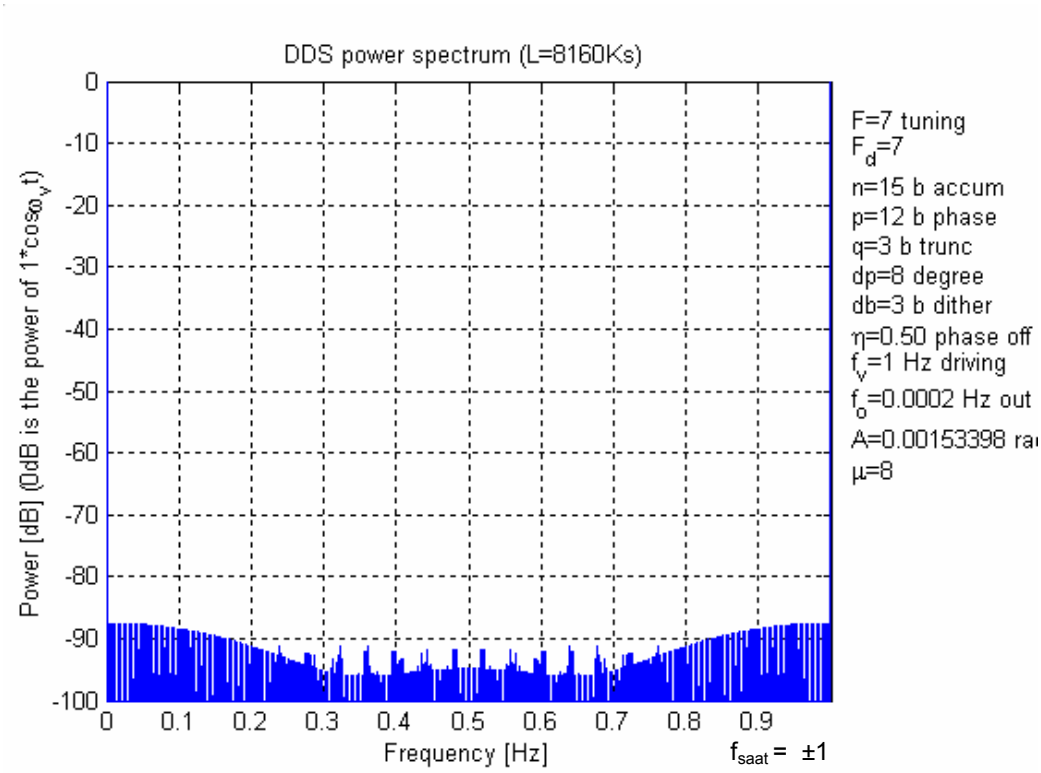
Bölüm 2'de verildiği gibi DDS çıkışında istenmeyen işaretleri giderme çalışmaları temelde frekans kontrol değerine ya da genliğe rasgele gürültü eklemek ve akümülatör taşmasından kaynaklanan periyodikliği bozmak şeklinde olmuştur. Pechanec [13]'in bu yönde yaptığı çalışmanın getirdiği faydaya bakılacak olur ise: 11-bitlik akümülatör ve W=8, B=3 için 3-bitlik 8. dereceden bir polinom ile yapılan çıkarmadan faza rasgeleleştirme değeri ekleme sonucunda elde edilen iyileştirme Şekil 3.4 , 15-bitlik akümülatör ve W=12, B=3 için Şekil 3.5 ile verilmiştir.



Şekil 3.3 : 15-bitlik akümülatörün fkk=7, W=12, B=3 için çıkış spektrumu



Şekil 3.4 : Fazı rasgeleleştirme ile elde edilen çıkış spektrumu (W=8, B=3, fkk=7)



Şekil 3.5 : Fazı rasgeleleştirme ile elde edilen çıkış spektrumu (W=12, B=3, fkk=7)

Şekil 3.4'te 47.9dBc olan SFDR, rasgeleleştirme sonrası -63.4dBc olmuş, Şekil 3.5'te -72dBc olan SFDR, rasgeleleştirme sonrası -87.5dBc olmuştur. W değeri arttıkça SFDR iyileşmektedir. Akümülatör tarafında bir değişiklik yapmadan ve faz-genlik dönüştürücü tablosunu büyütmeden izlenebilecek bir yöntem de değerlendirme dışı bırakılan bitlerin Taylor seri açılımı yaklaşımını kullanarak değerlendirmeye katılması olabilir.

Bu yöntemde; (3.1)'de verildiği gibi θ akümülatörde bölünen açı değeri, ϕ akümülatörden faz-genlik dönüştürücüye giden açı, ε'da devre dışı kalan bitlerden kaynaklanan hata olsun. (3.1) kullanılarak $\sin(\theta)$ (3.2) ile ifade edilebilir.

$$\theta = \phi + \varepsilon \tag{3.1}$$

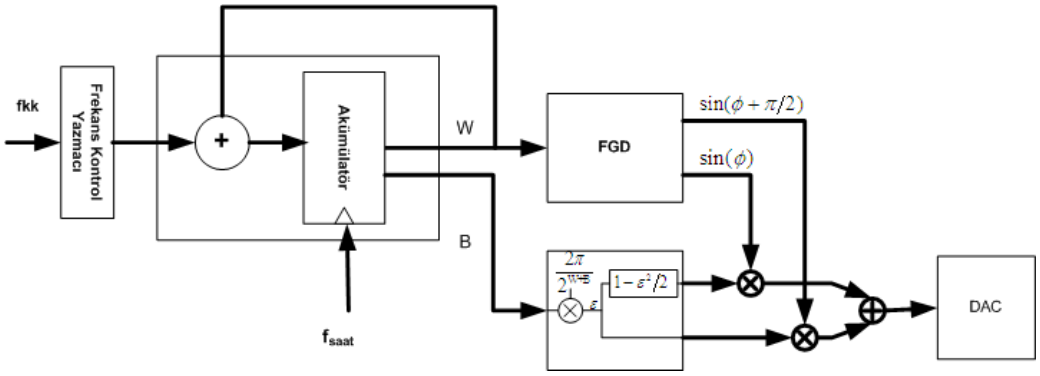
$$\begin{aligned} \sin(\theta) &= \sin(\phi + \varepsilon) \\ &= \sin(\phi)\cos(\varepsilon) + \cos(\phi)\sin(\varepsilon) \end{aligned} \tag{3.2}$$

ε'nin küçük değerleri için $\sin(\varepsilon) \approx \varepsilon$ ve Taylor Serisi yaklaşıklığı kullanılarak da $\cos(\varepsilon) \approx 1 - \varepsilon^2/2$ yazılabilir. Sinüs ile kosinüs fonksiyonlarının aralarında $\pi/2$'lik faz farkı olduğu bilgisi kullanıldığında $\sin(\theta)$ ifadesi (3.4) halini alır.

$$\cos(\phi) = \sin(\phi + \frac{\pi}{2}) \tag{3.3}$$

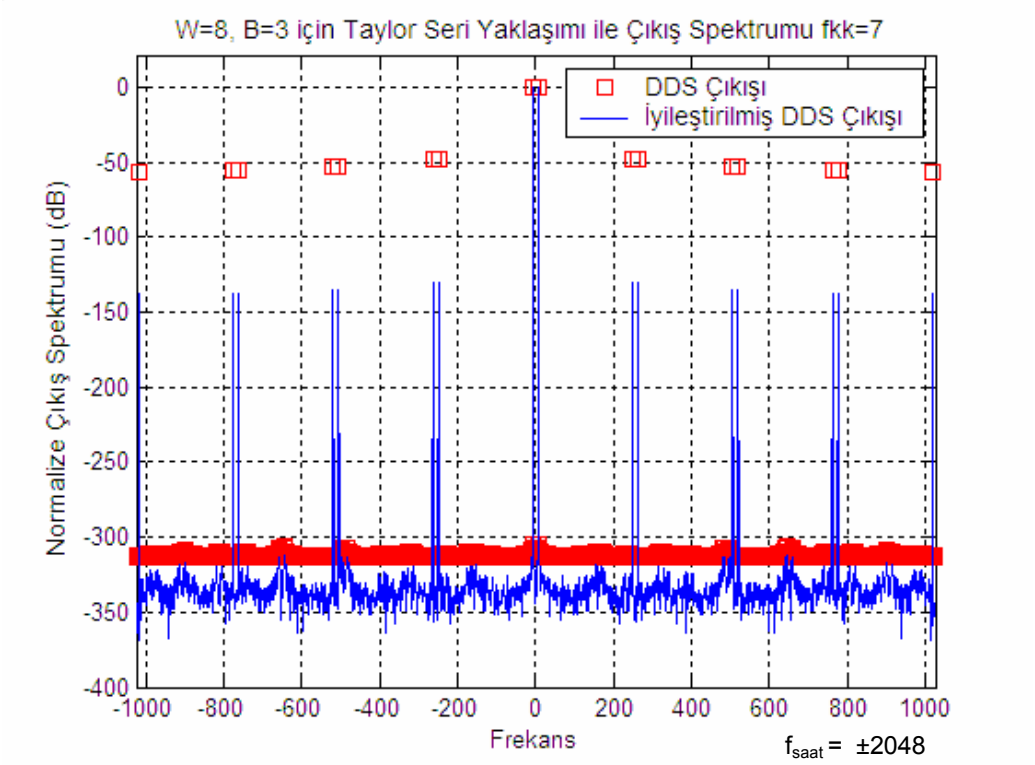
$$\begin{aligned} \sin(\theta) &= \sin(\phi + \varepsilon) \\ &\cong (1 - \varepsilon^2/2)\sin(\phi) + \varepsilon \sin(\phi + \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \tag{3.4}$$

Yukarıdaki yaklaşım Şekil 3.6'da blok şema olarak gösterilmiştir.

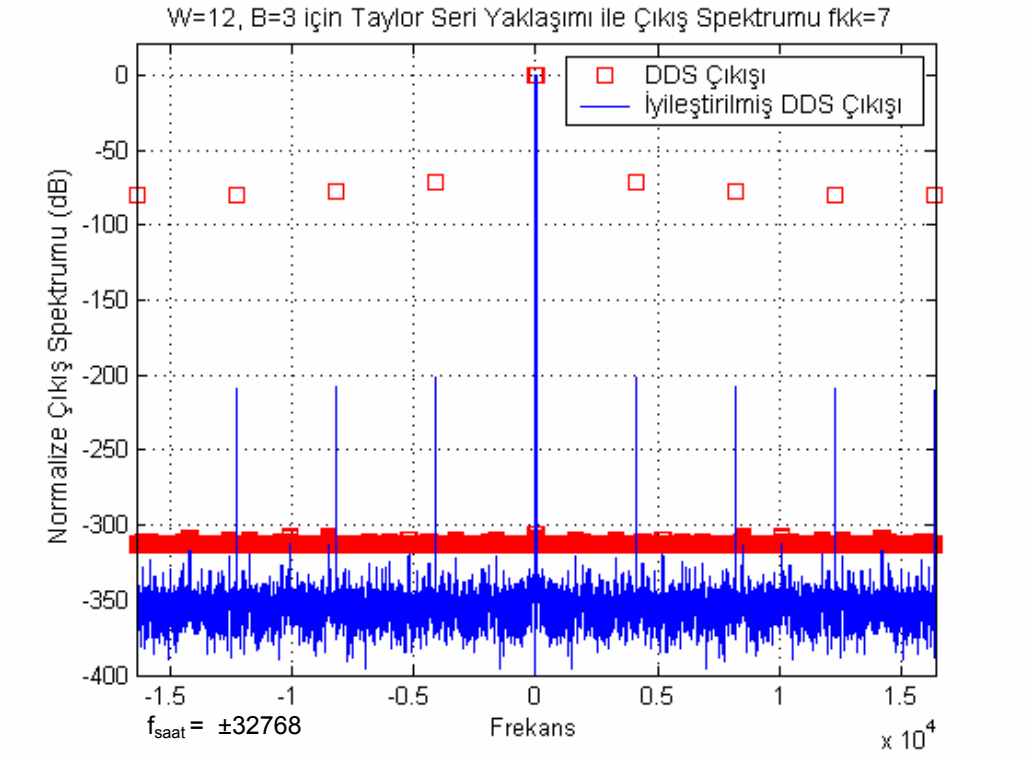


Şekil 3.6 : Taylor seri yaklaşımı ile istenmeyen işaret seviyesinin düşürülmesi

Şekil 3.7'de bu yaklaşım ile elde edilen çıkış spektrumu verilmiştir.



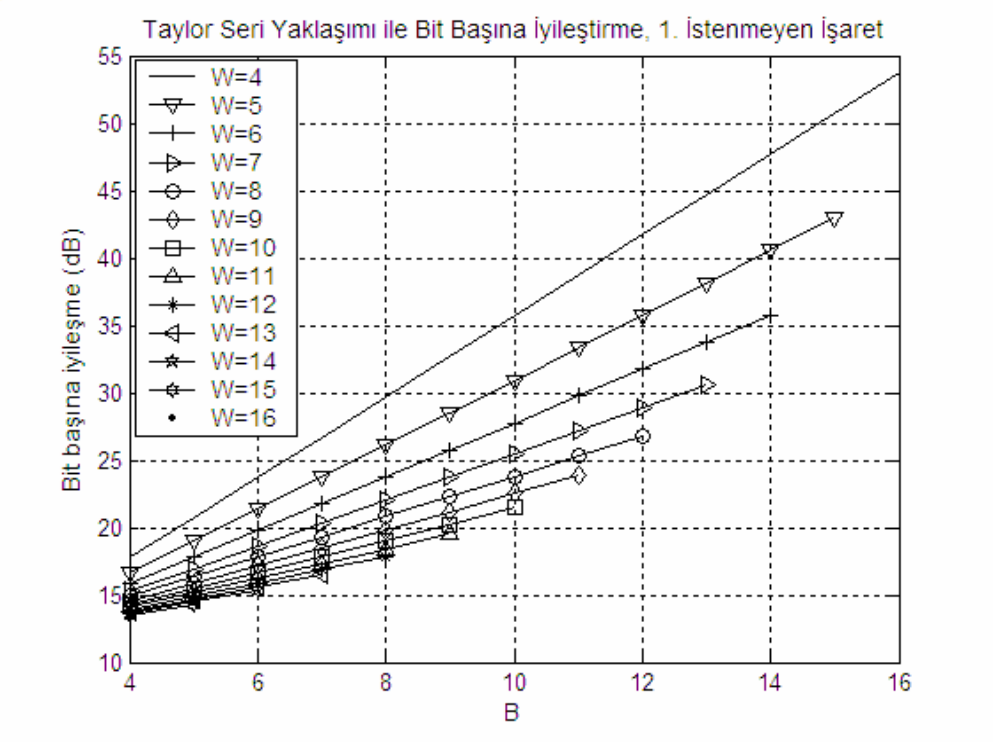
Şekil 3.7 : Taylor seri yaklaşımı kullanılarak elde edilen çıkış spektrumu



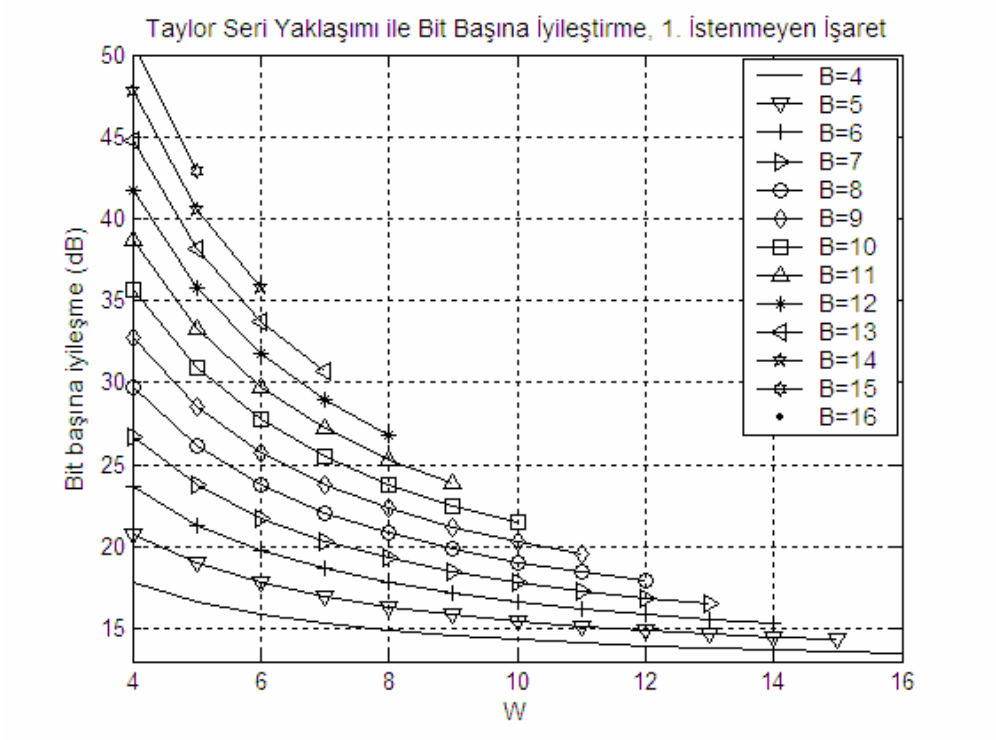
Şekil 3.8 : Taylor seri yaklaşımında W arttıkça spektrumun değişimi

Şekil 3.7 ve Şekil 3.8'den görüldüğü üzere bu yöntemle istenmeyen işaret gücünü faz-genlik dönüştürücüyü adresleyen bit başına -6dB'den yaklaşık -16 dB'ye çekilmiştir. Şekil 3.8 bu sonucu destekleyen diğer bir benzetim sonucunu göstermektedir, yöntem W=12'ye yükseltildiği durumda. W=8 için -130dBc olan en büyük istenmeyen işaret ile ana işaret arasındaki seviye farkını -200dBc'ye indirmiştir.

Taylor seri yaklaşımı ile 1. istenmeyen işaret için elde edilen iyileşmenin W ve B'ye göre değişimi Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'da verilmektedir. Şekil 3.9 sabit W değerlerinde B'nin artmasının FGD'de kullanılan bit başına iyileşmeyi artırdığını göstermektedir. FGDT'unda kullanılmayan bit sayısı ne kadar çoksa iyileştirme yönünde katkı da o kadar çok olmaktadır. Şekil 3.10 benzer şekilde sabit B değerlerinde W değerinin artışının çıkış spektrumunda sağladığı iyileştirmeyi göstermektedir. Şekil 3.10, Şekil 3.9'da yer alan verilerin W etkisini ön plana çıkaracak şekilde yeniden değerlendirildiği durumdur ve W arttıkça bit başına sağlanan iyileşmenin azaldığını göstermektedir.

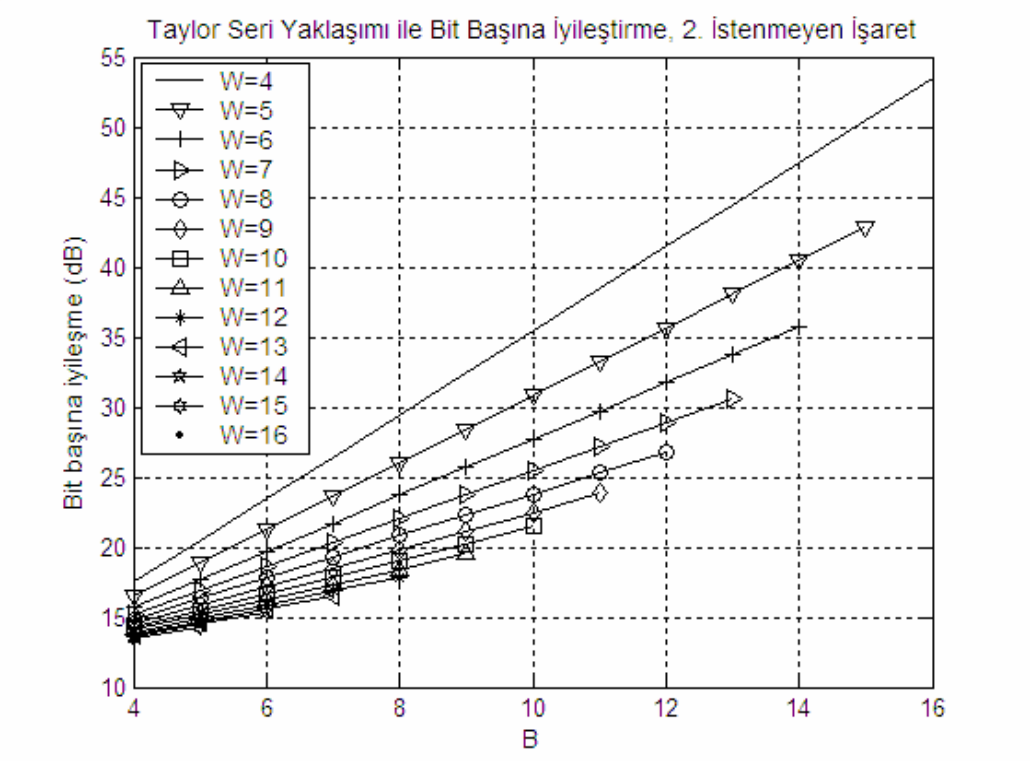


Şekil 3.9 : Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye W'nun sabit olduğu durumda B'nin katkısı (1. istenmeyen işaret)

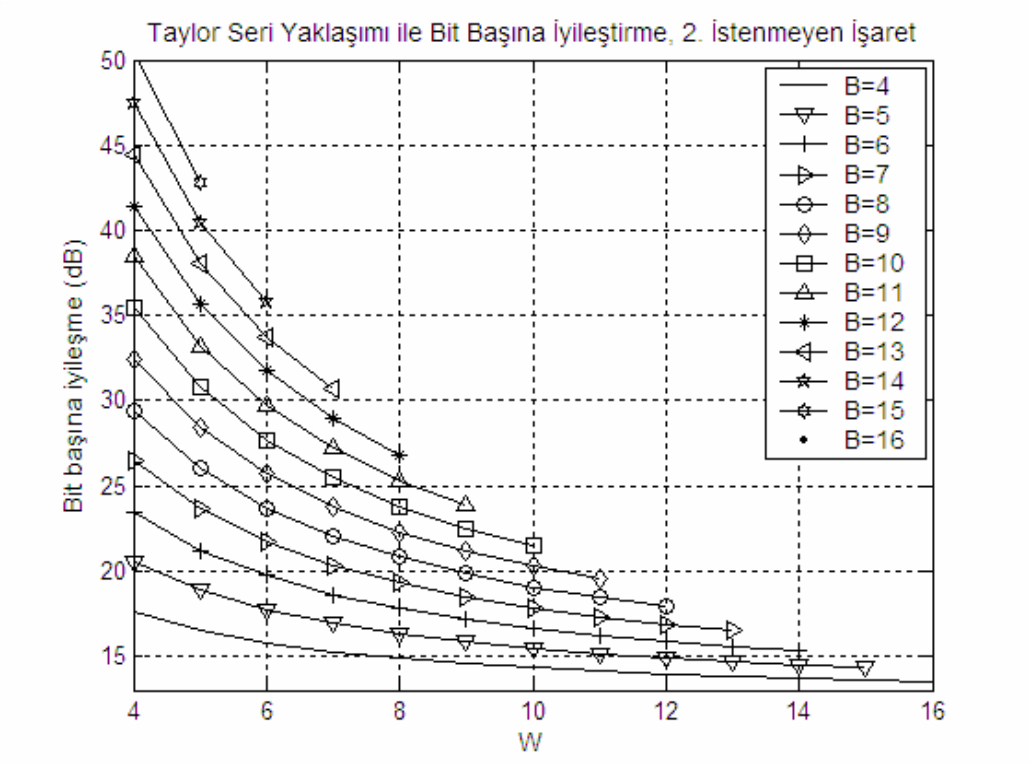


Şekil 3.10 : Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye B'nin sabit olduğu durumda W'nun katkısı (1. istenmeyen işaret)

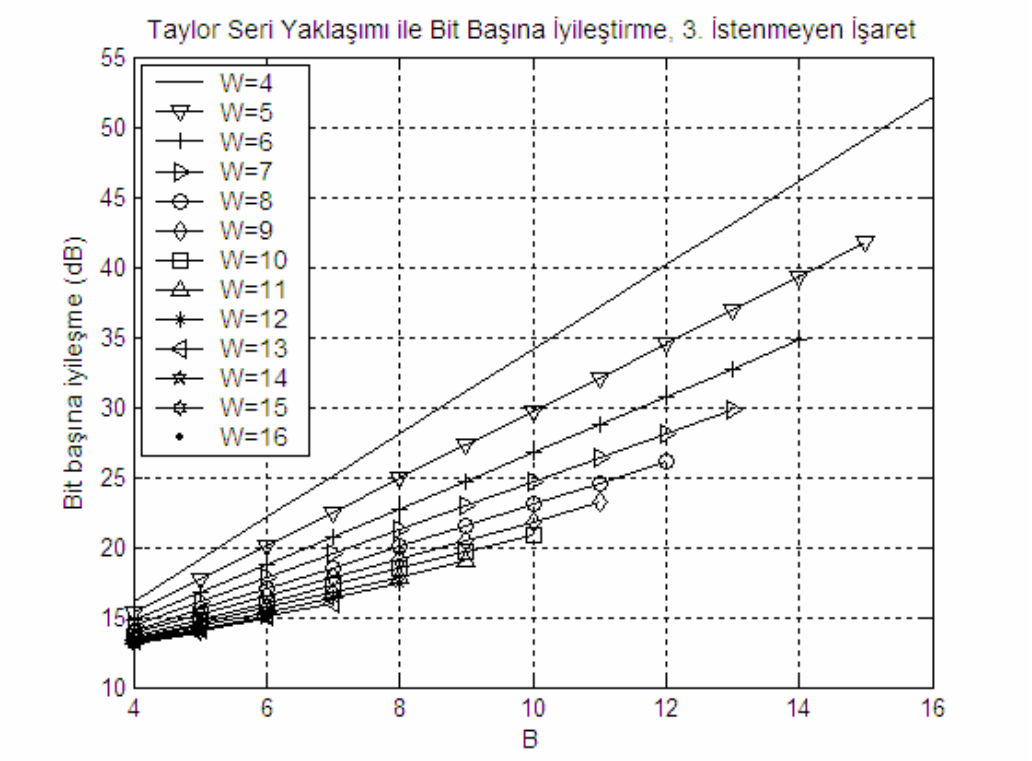
Taylor seri yaklaşımı ile 2. istenmeyen işaret için elde edilen iyileşmenin W ve B'ye göre değişimi Şekil 3.11 ve Şekil 3.12'de verilmektedir. Şekil 3.11 sabit W değerlerinde B'nin artmasının FGD'de kullanılan bit başına iyileşmeyi artırdığını göstermektedir. FGDT'unda kullanılmayan bit sayısı ne kadar çoksa iyileştirme yönünde katkı da o kadar çok olmaktadır. Şekil 3.12 benzer şekilde sabit B değerlerinde W değerinin artışının çıkış spektrumunda sağladığı iyileştirmeyi göstermektedir. Şekil 3.12, Şekil 3.11'de yer alan verilerin W etkisini ön plana çıkaracak şekilde yeniden değerlendirildiği durumdur ve W arttıkça bit başına sağlanan iyileşmenin azaldığını göstermektedir.



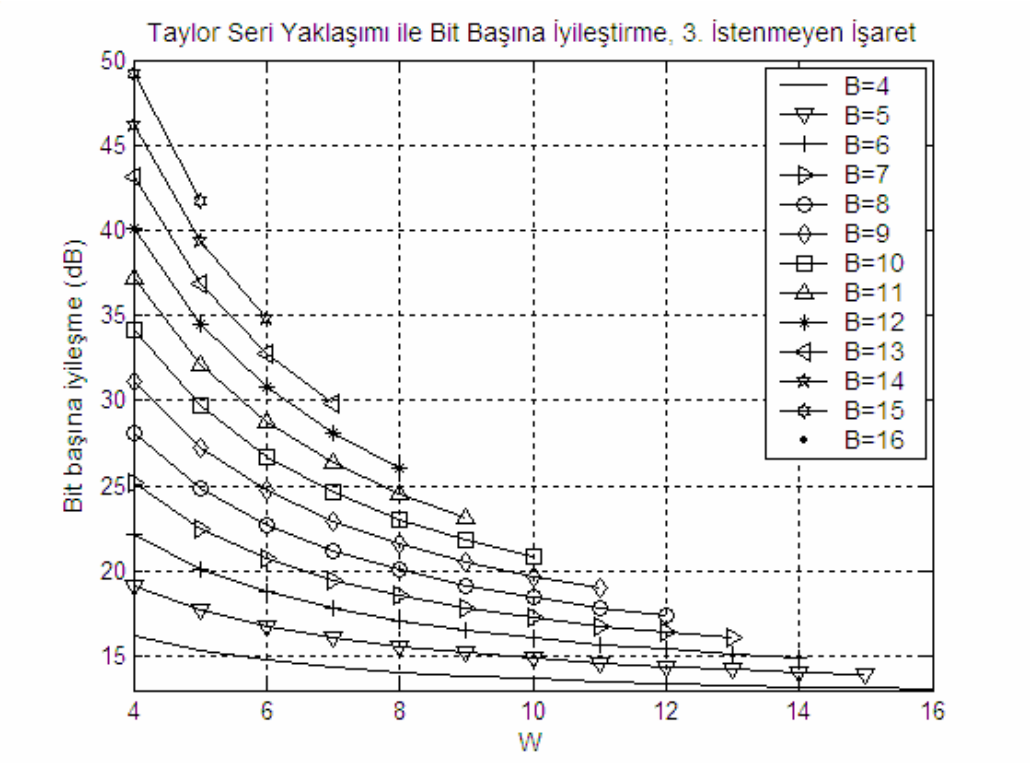
Şekil 3.11 : Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye W'nun sabit olduğu durumda B'nin katkısı (2. istenmeyen işaret)



Şekil 3.12 : Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye B'nin sabit olduğu durumda W'nun katkısı (2. istenmeyen işaret)



Şekil 3.13 : Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye W'nun sabit olduğu durumda B'nin katkısı (3. istenmeyen işaret)



Şekil 3.14 : Taylor Seri yöntemi ile DDS çıkışında sağlanan iyileşmeye B'nin sabit olduğu durumda W'nun katkısı (3. istenmeyen işaret)

Şekil 3.14 ve Şekil 3.15, Şekil 3.9, Şekil 3.10, Şekil 3.11 ve Şekil 3.12'ye benzer şekilde 3. istenmeyen işaret için yapılmış benzetim sonuçlarını göstermektedirler.

3.2 İstenmeyen İşaretlerin Spektrumda Belirlenmesi ve Ana İşaretten Çıkarılarak Giderilmesi

Tez çalışmasında DDS çıkışında FGDT'ndan genlik bilgisini üretmek için faz akümülatörü bitlerinin tümünün kullanılmamasından kaynaklanan istenmeyen işaretleri gidermeye yönelik çalışmalar yapılmıştır. İstenmeyen işaretlerin DDS çıkış spektrumunda sinüsoidal işareti temsil eden bir çift ayrık bileşen biçiminde yer almaları nedeniyle istenmeyen işaretleri giderme ve iyileştirme amaçlı çalışmalarda sinüsoidal işaret kullanılmıştır. İyileştirme amaçlı kullanılacak diğer işaretler spektrumda bir çift ayrık bileşen dışında harmonikler getireceği için spektral temizliğe olumsuz yönde etki edecektir. Örneğin ana bileşeni giderilmek istenen işarete denk gelen bir darbe işareti seçildiği durumda, seçilen işaret giderilmek istenen işareti iyileştirdiği halde spektrumda mevcut spektral bileşenlere ek olarak çok sayıda harmonikle yer alacak ve spektral temizliği negatif yönde etkileyecektir. Bu nedenle istenmeyen işaretlerden kurtulma amaçlı seçilebilecek en iyi işaret biçiminin sinüsoidal işaret olması nedeniyle bu başlık altında inşa edilen ve iyileştirme amaçlı kullanılan işaret biçimi de sinüsoidaldir.

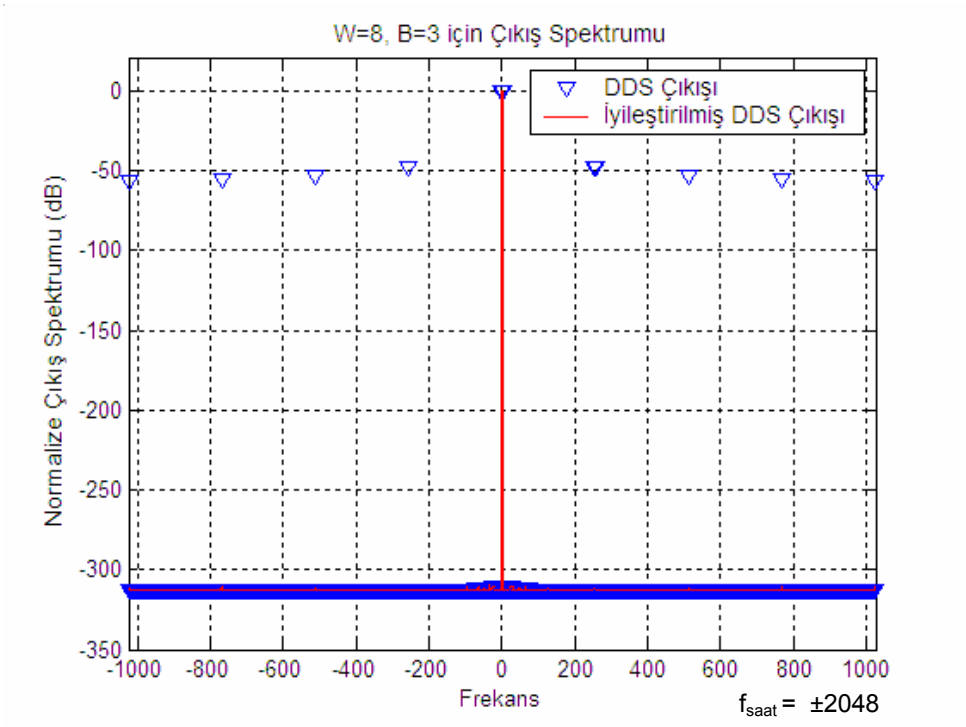
DDS çıkış spektrumu çeşitli çalışmalarla modellenmiştir [5-7]. İstenmeyen işaretlerinin yerini FFT almadan bulabiliyorsak buna göre belirlenebilecek bir yöntemle de bu işaretlerden kurtulmak mümkün olacaktır. Spektrum hesaplama yöntemi kullanılarak istenmeyen işaretlerin zaman domeninde faz frekans ve genlikleri tam olarak hesaplanabilmektedir [5]. Burada pencere fonksiyonu ile istenmeyen işaretlerin genliği elde edilmiş, 2^L olan DFT uzunluğu istenmeyen işaretin konumlarına bölünerek istenmeyen işaretin periyot uzunluğu ve periyot sayısı bulunmuş, genliğini hesapladığımız kompleks değerler alan pencere fonksiyonunu tanımlayan (2.10) ifadesinden faydalanarak faz değerleri bulunmuştur.

Yerleri, genlikleri ve fazları belirlenebilen istenmeyen işaretlerin ana işaretten çıkarılarak giderilmeleri mümkündür. Bu amaçla yapılan benzetim sonuçları takip eden alt başlıklarda anlatılmıştır.

3.2.1 Spektral Domende Sıralanarak Belirlenen İstenmeyen İşaretleri Ters Fourier Dönüşümü ile Oluşturup Ana İşaretten Çıkarma

Faz akümülatörü tüm bitlerinin FGDT'nu adreslememesi durumunda oluşan DDS çıkışının spektrumu FFT alınarak bulunur ve çıkışta görünen istenmeyen işaretler sıralanarak spektral domende belirlenir. W+B bitlik faz akümülatörünün W bitinin faz-genlik dönüştürücüden genlik bilgisi üretmek için kullanıldığı durum için 2^B-1 adet istenmeyen işaret oluşacaktır. Bir sinüsoidal işaret spektral domende bir çift olarak temsil edilir.

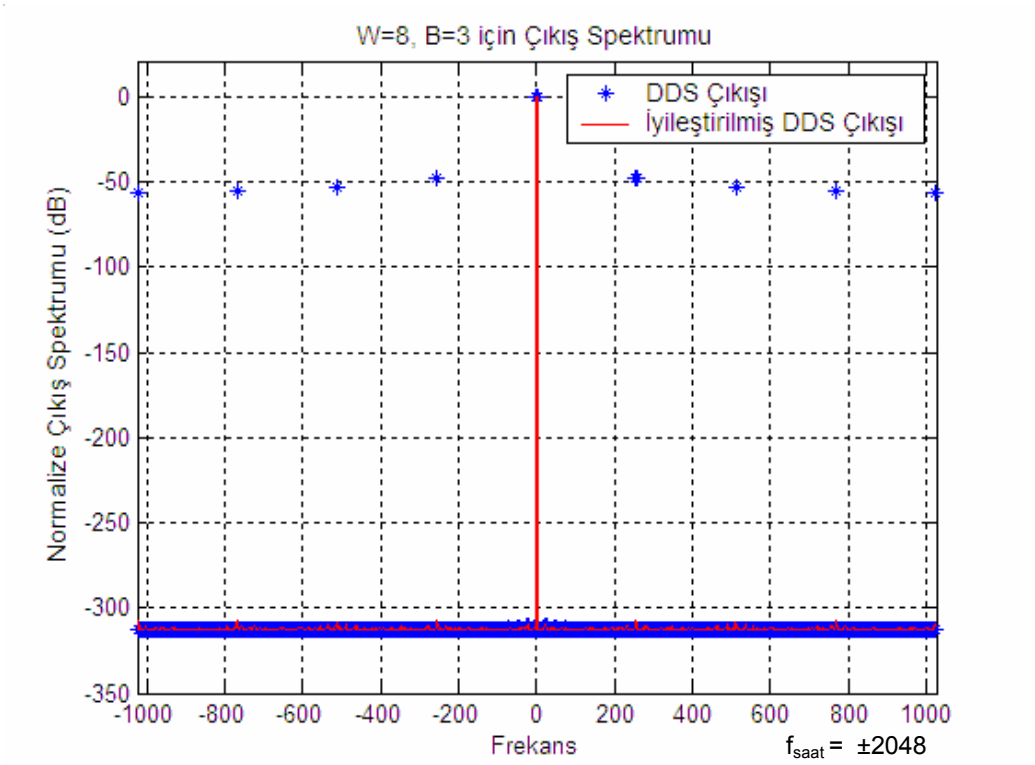
İstenmeyen işaretlerin pozitif ve negatif yarıda yer alan bileşenleri 0'dan oluşan 2^{W+B}'lik bir dizinin kendi frekanslarına/konumlarına karşılık gelen noktalara atılır. Spektral domende ayıklanan işaret ters FFT ile zaman domeninde inşa edilir. Elde edilen sinüsoidal işaret ana işaretten çıkarılır. Şekil 3.15'ten de görüldüğü gibi spektral domende istenmeyen işaretlerin giderildiği gözlenir. Bu yöntemin uygulamada pratik bir değeri olmamakla birlikte çalışmalarda test amaçlı kullanılmıştır.



Şekil 3.15 : Spektral domende belirlemiş istenmeyen işaretin ters Fourier dönüşümü ile elde edilmesi ve ana işaretten çıkarılması sonucu iyileşme

3.2.2 Spektral Domende Sıralanarak Belirlenen İstenmeyen İşaretleri Faz Genlik Frekans Bilgilerini Kullanarak İnşa Etme ve Ana İşaretten Çıkarma

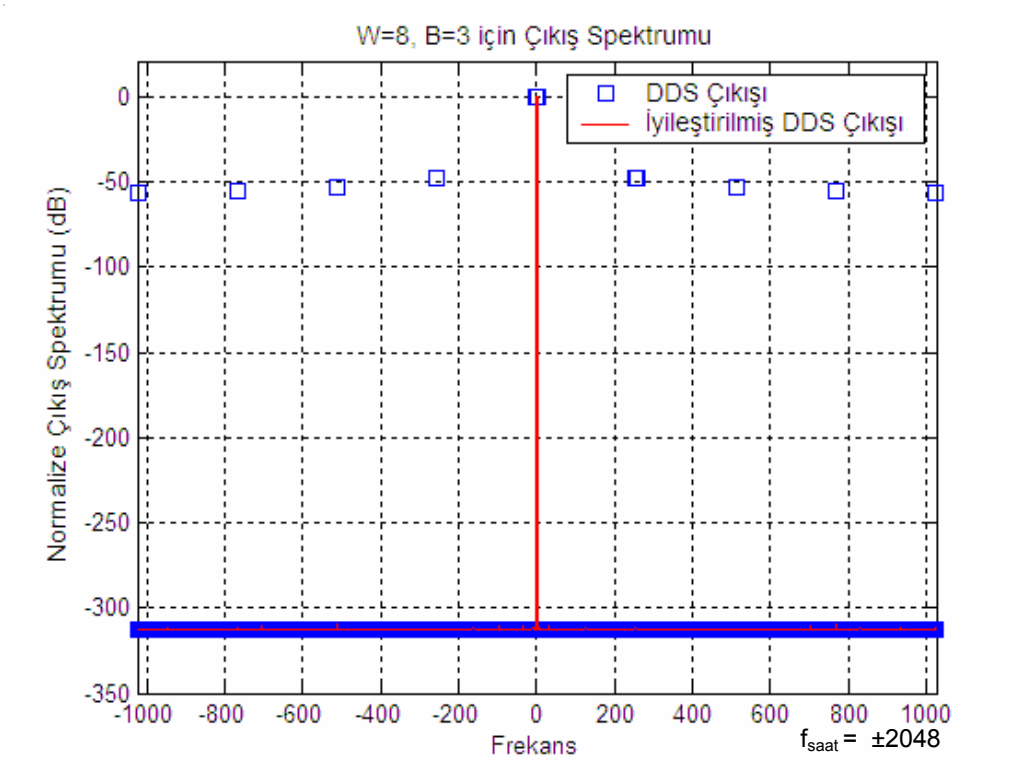
Faz akümülatörü tüm bitlerinin FGDT'nu adreslememesi durumunda oluşan DDS çıkışının spektrumu FFT alınarak bulunur ve çıkışta görünen istenmeyen işaretler sıralanarak spektral domende belirlenir. İstenmeyen işaretlerin pozitif yarıda yer alan bileşenlerinin faz, frekans ve genlik bilgileri kullanılarak zaman domeninde tek tek inşa edilir ve ana işaretten tek tek çıkarılır. Şekil 3.16'da da görüldüğü gibi istenmeyen işaretler tam olarak inşa edilebildiği için giderilir.



Şekil 3.16 : Spektral domende belirlemiş istenmeyen işaretin, genlik ve faz bilgileri ile inşa edilerek zaman domeninde ana işaretten çıkarılması sonucu iyileşme

3.2.3 Spektral Domende Kestirilen İstenmeyen İşaretleri Ters Fourier Dönüşümü ile İnşa Etme ve Ana İşaretten Çıkarma

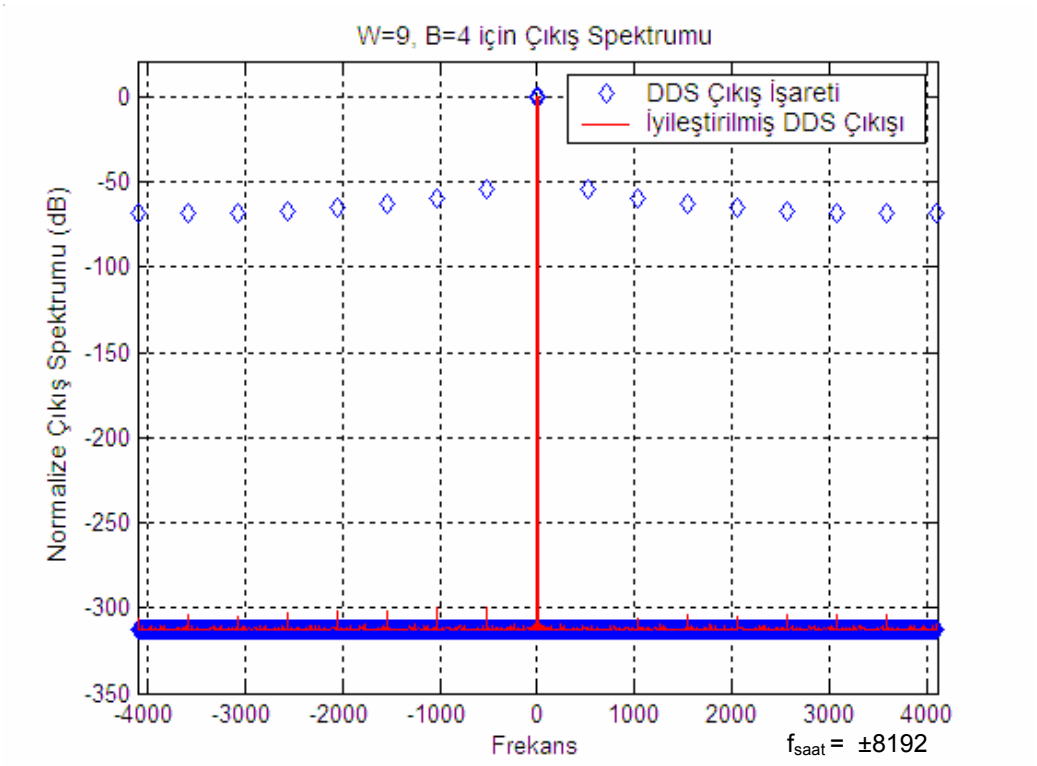
Faz akümülatörünün tüm bitlerinin FGDT'nu adreslememesinden kaynaklanan ve DDS çıkış spektrumunda yer alan istenmeyen işaretlerin genlikleri pencere fonksiyonu tarafından belirlendiği için DDS çıkışı işaretinin spektral görünümü (2.10) ile hesaplanır. Bu spektral bileşenler tek tek oluşturulur ve ters fft alınarak zamanda inşa edilir. Şekil 3.17'den de görüldüğü gibi tüm istenmeyen işaretler ana işaretten tek tek çıkarıldığında görüldüğü gibi istenmeyen işaretler tam olarak inşa edilebildiği için giderilir. Bu yöntemin uygulamada pratik bir değeri olmamakla birlikte çalışmalarda test amaçlı kullanılmıştır.



Şekil 3.17 : Hesaplanarak elde edilen spektral görünümden istenmeyen işaret çiftlerinin IFFT ile elde edilmesi ve ana işaretten çıkarılması sonucu iyileşme

3.2.4 Spektral Domende Kestirilen İstenmeyen İşaretleri Faz Genlik Frekans Bilgilerini Kullanarak İnşa Etme ve Ana İşaretten Çıkarma

Faz akümülatörü yuvarlamasından kaynaklanan ve DDS çıkışı spektrumunda yer alan istenmeyen işaretlerin genlikleri pencere fonksiyonu tarafından belirlendiği için DDS çıkışı işaretinin spektral görünümü (2.10) ile hesaplanır. İstenmeyen işaretlerin pozitif yarıda yer alan bileşenlerinin faz, frekans ve genlik bilgileri kullanılarak zaman domeninde tek tek inşa edilir ve ana işaretten tek tek çıkarılır. Şekil 3.18'de de görüldüğü gibi istenmeyen işaretler giderilir.



Şekil 3.18 : Hesaplanarak elde edilen spektrumdan, genlik ve faz bilgileri ile inşa edilen sinyallerin zaman domeninde ana işaretten çıkarılması sonucu iyileşme

3.3 Akümülatör Tarafında Bilinen Noktalarda Faz Değeri Ekleme

DDS işaretini, istenen DDS işareti ve istenmeyen işaretin toplamı olarak (3.5) ile ifade edebiliriz.

$$A_0 \cos(w_d t) + A_1 \cos(w_u t) \qquad \textbf{(3.5)}$$

Spektral domende belirlenen istenmeyen işaretlerin her birini üretmek için gerekli frekans kontrol kelimeleri, genlik ve faz bilgileri tek tek belirlenebilmektedir. Bu, istenmeyen işaretin ayrı bir sinüsoidal işaret biçiminde ifade edilmesine imkan vermektedir. Buna karşın DDS işaretin ve istenmeyen işaretin genlik bilgilerinin farklı olması nedeniyle benzetimle elde etmiş olduğumuz sinüzodial işaretleri çıkararak iyileştirme çalışmasının (3.6) denkleminde ifade edildiği biçime getirilmesi mümkün olmamaktadır.

$$A_c \cos\left(\left(w_d - w_u\right)t\right) \tag{3.6}$$

İstenmeyen işaretler için belirlenen frekans kontrol kelimeleri akümülatör tarafında faz kayıklıkları olarak devreye sokulduğu durumda istenmeyen işareti giderme ve istenen işareti spektral olarak temiz üretme imkanı vermemektedir. Bu yöntemin açıkça faz modülasyonuna sebep olduğu görülmektedir. Bu nedenle çalışmalar faz-genlik dönüştürücü sonrası uygulamalara yöneltilmiştir.

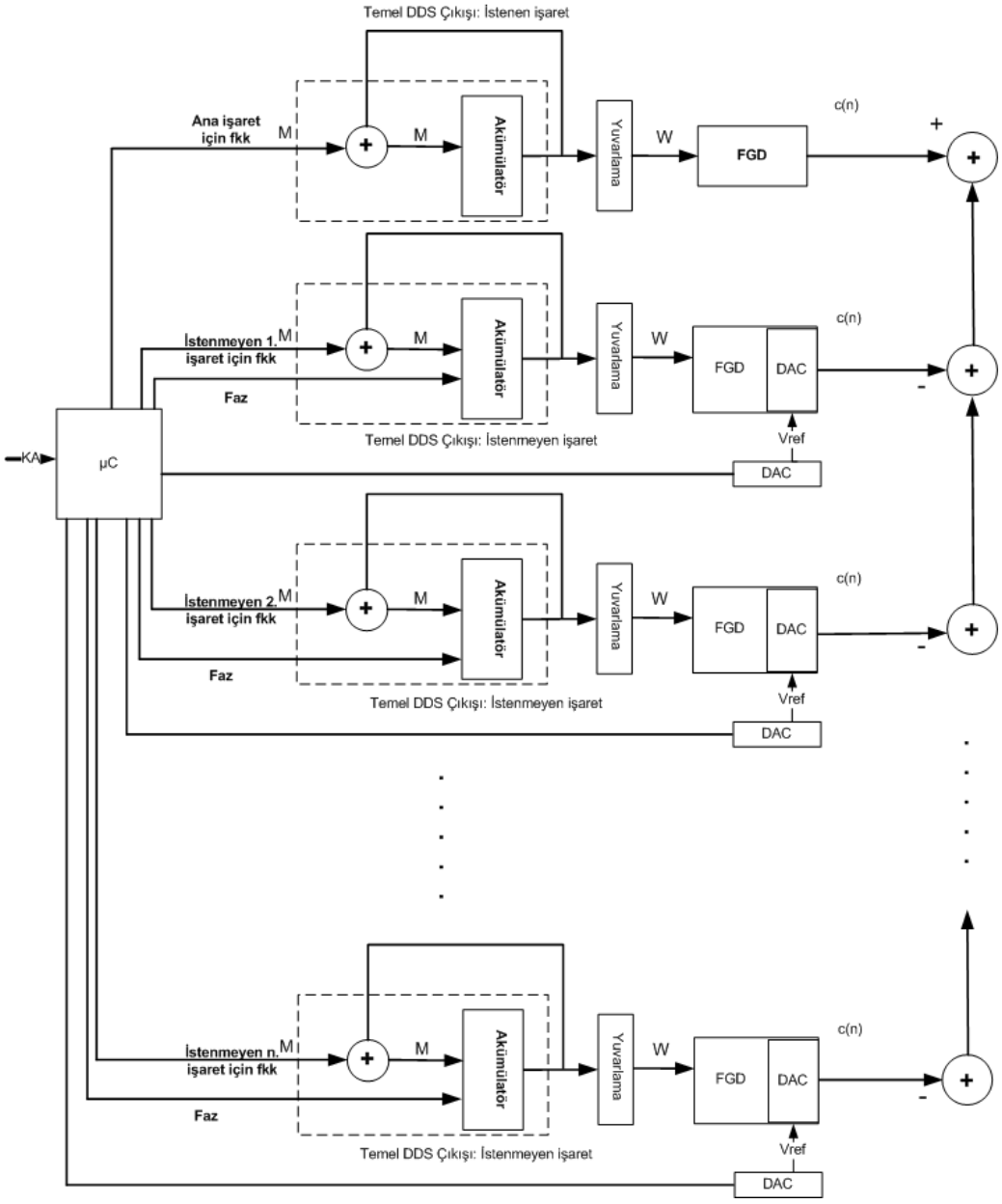
3.4 İstenmeyen İşaretleri DDS ile Üreterek Çıkarma

Akümülatör artış değeri, sentezlenmek istenen işaretin frekansına göre seçilir ve her turda akümülatöre seçilen bu frekans kontrol değeri eklenerek elde edilen değerler DDS işaretlerinin faz-genlik dönüştürücü birime girer. Burada istenmeyen işareti giderme için önerilen yöntem Şekil 3.19'da gösterildiği gibi, ana işareti aldığımız DDS bloğu çıkışından 'n' adet istenmeyen işaretin oluşturulduğu ikincil DDS bloklarının çıkışını çıkararak iyileştirme sağlamaktır.

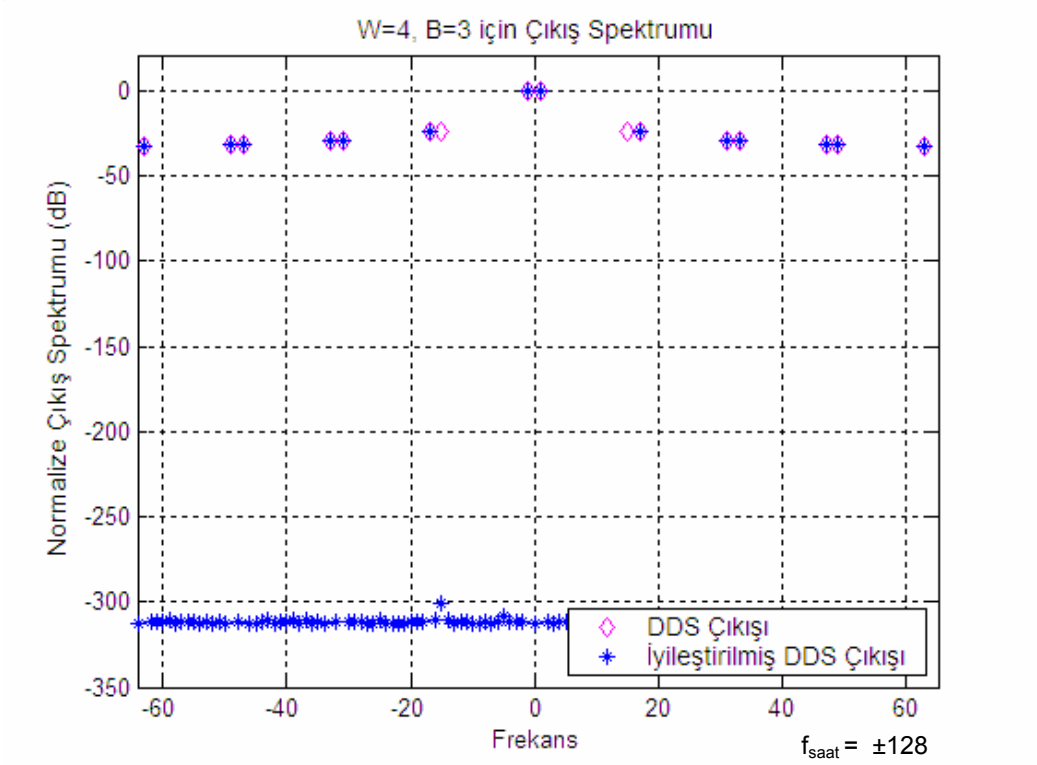
Yerleri kestirilen istenmeyen işaretlerin ana işarete en yakın ve en büyük genlikli olanı veya uygulamanın bastırılmasını gerektirdiği istenmeyen işaretler kullanıcı arayüzünden (KA) seçilir. Gerekli işaret bilgileri faz ve frekans kontrol kelimesi ile bir mikrodenetleyici vasıtasıyla ikincil DDS blok girişlerine uygulanır. Genlik değerleri ise yine mikrodenetleyici vasıtasıyla sayısal analog çevirici blokları üzerinden çıkışa yansıtılır.

Akümülatörün bir tam periyot değerleriyle ($2^{(W+B)}$) sentezlenmek istenen ve hesaplanan DDS işaretinin örtüştüğü görülür. Giderilmek istenen, istenmeyen işaret sayısı birden fazla ise yine giderilmek istenen işarete ait DDS blokları çıkışı

çıkarılarak iyileştirme sağlanabilir. Fakat sonuç Şekil 3.20'deki benzetim çıktısında görüldüğü gibi istenmeyen işaret çıkartarak sağlanan iyileşmedeki gibi en büyük istenmeyen işaretin tamamen giderilmesi şeklinde değildir.



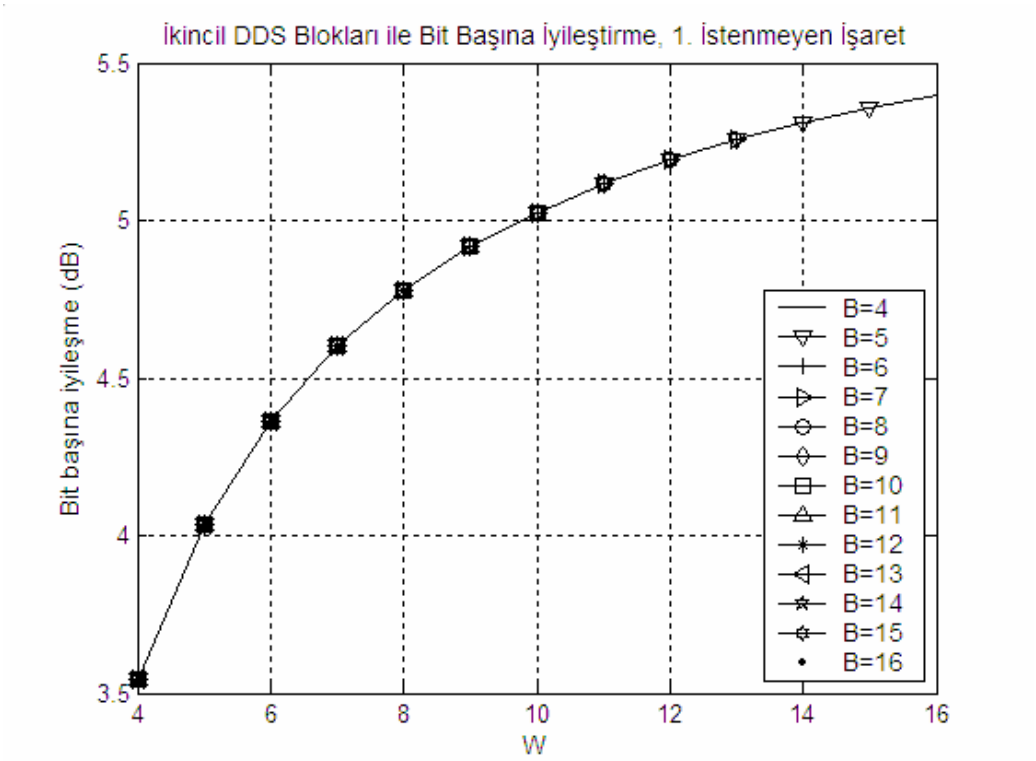
Şekil 3.19 : DDS çıkışında belirlenen istenmeyen işaretlerin çıkarılması için sistem



Şekil 3.20 : Ana işaretten hesaplanarak inşa edilen istenmeyen işaretin çıkarılması

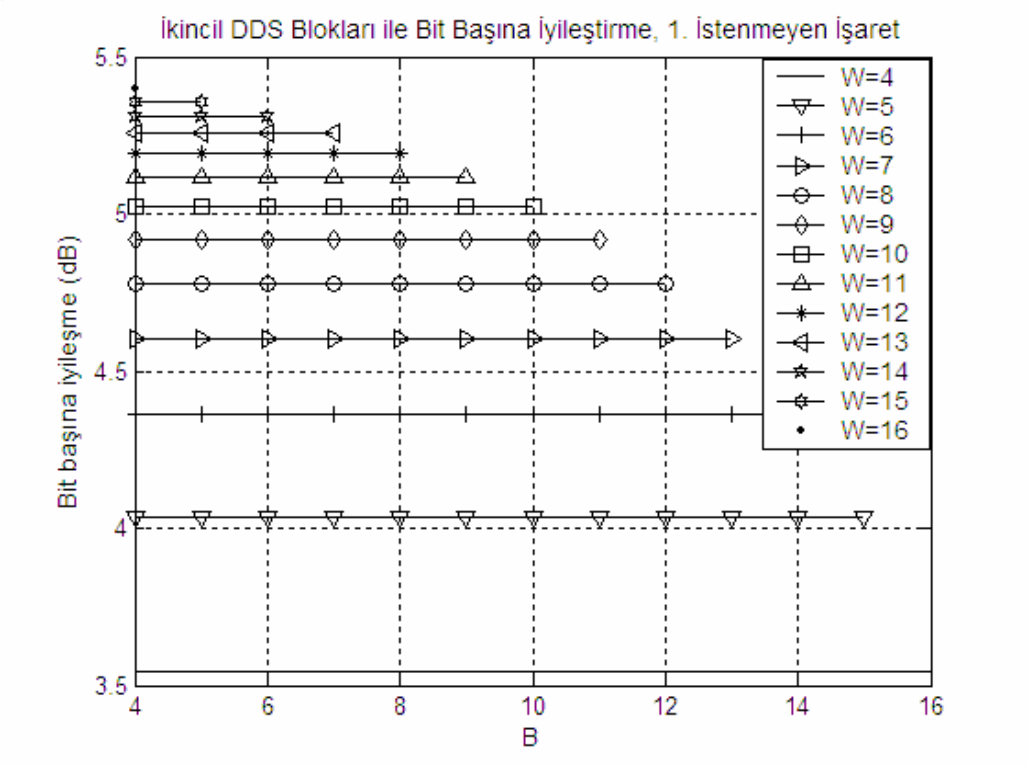
İyileştirme istenmeyen işaretin seviyesinin, çıkarılmak için oluşturulan DDS bloğunda kullanılan W'daki bit başına ~5dB seviyesinde azalması şeklindedir. Çünkü temel DDS çıkışında olduğu gibi oluşturulmak istenen, istenmeyen işaret de aynı faz yuvarlamasına maruz kalmakta ve kendi spektrumunda yeni istenmeyen işaretler getirmektedir. Şekil 3.19'da yer alan tüm DDS bloklarının L değeri aynı olmak zorunda olup özdeş DDS bloklarıyla oluşturulmuş sistemde sabit W değeri için L değerinin değiştirilmesinin bu seyiyeye etkisi olmamaktadır. Özelleştirilmiş ikincil DDS blokları kullanılması durumunda, bloğun iyileştirdiği istenmeyen işaret için iyileşme seviyesini ilgili blokta kullanılan W değeri belirler. Buna ilişkin benzetim sonuçları Şekil 3.21 ve Şekil 3.22 ile verilmiştir. Şekil 3.21 FGDT'unu adresleyen W-bit sayısının artması durumunda bit başına iyileşme miktarı arttığını göstermektedir. Şekil 3.21 ikincil bloklarda yer alan B değerinin değişmesinin sonuca bir etkisi olmadığını göstermektedir. Bu benzetimler 1. istenmeyen işaret için yapılmış ve çizimlerinde aynı veriler kullanılmıştır. Tüm istenmeyen işaretler için kullanılacak faz çözünürlüğü istenmeyen işaretlerin giderilmeye çalışıldığı ana işaret ile aynıdır. DDS'te maliyeti yükselten en önemli blok faz-genlik dönüştürücüdür.

Şekil 3.19'da yer alan ikincil DDS blokları faz-genlik dönüştürücü boyutları düşürülerek, yavaş sayısal analog çevirici ile çıkarılmak istenen işaretin genliğini ayarlamayı maliyet etkin bir hale getirmek ve birden fazla istenmeyen işaretten bu yöntemle kurtulunacak şekilde tasarlanmıştır.

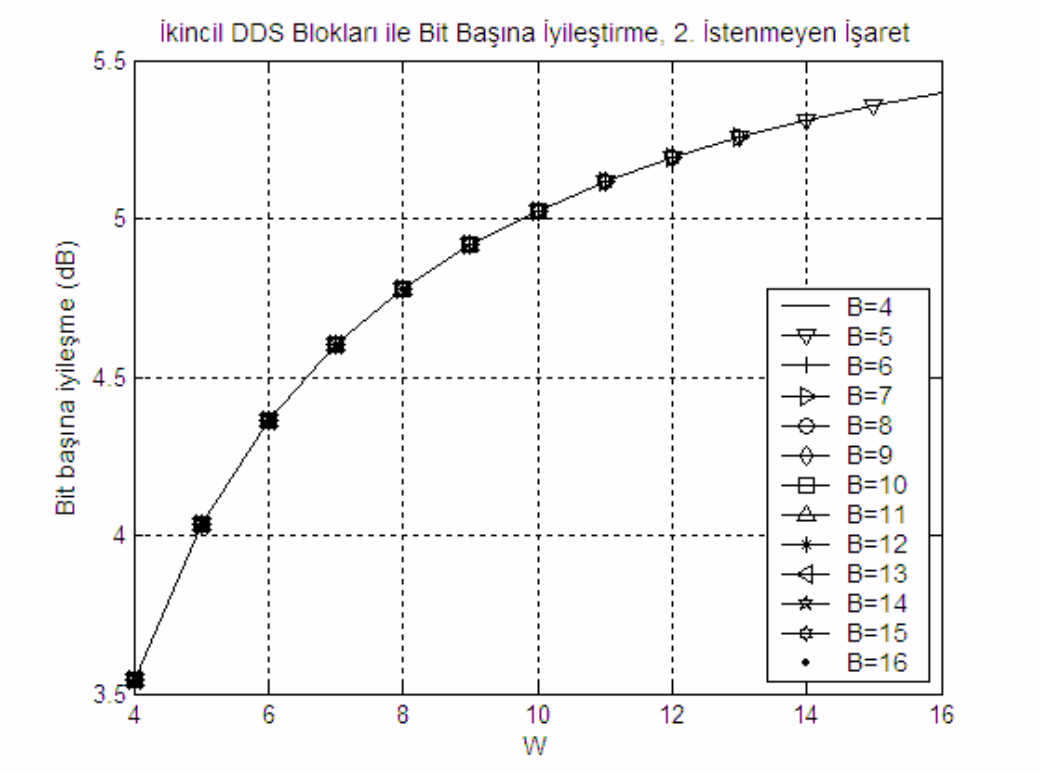


Şekil 3.21 : İkincil DDS bloklarıyla W-bit başına sağlanan iyileşme W arttıkça artar

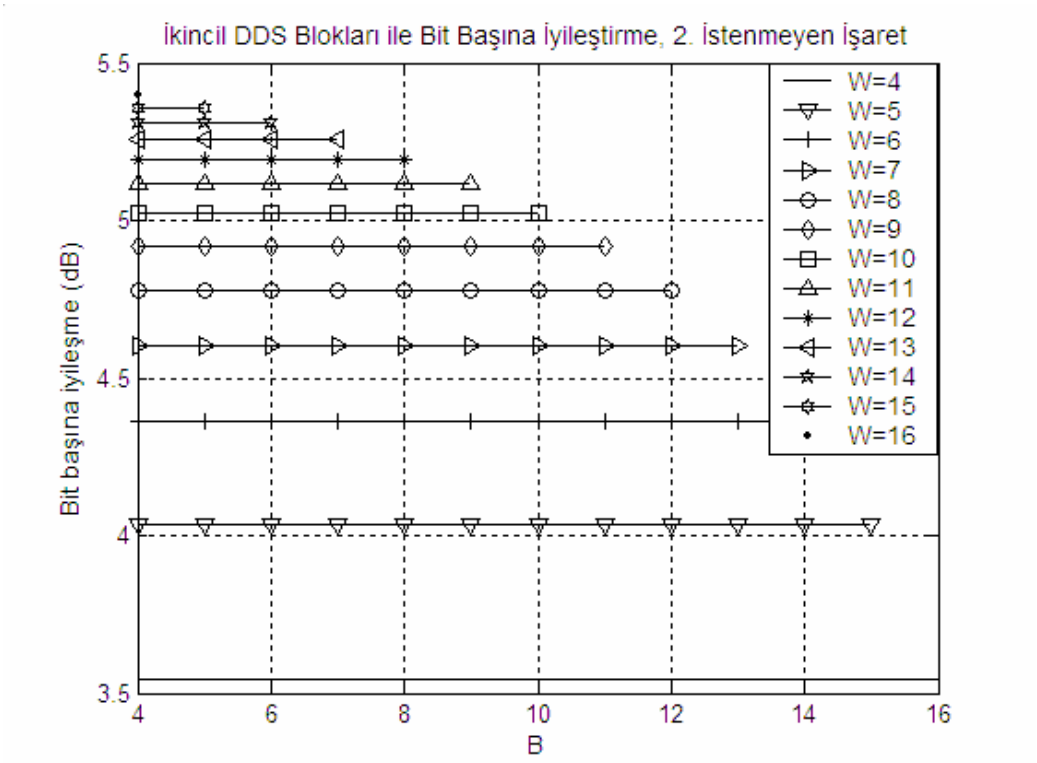
Şekil 3.23 ve Şekil 3.24, Şekil 3.21ve Şekil 3.22'nin 2. istenmeyen işaret için yapılmış özdeş benzetim sonuçlarıdır.



Şekil 3.22 : İkincil DDS bloklarıyla W-bit başına sağlanan iyileşme B'den bağımsız



Şekil 3.23 : İkincil DDS bloklarıyla W-bit başına sağlanan iyileşme W arttıkça artar



Şekil 3.24 : İkincil DDS bloklarıyla W-bit başına sağlanan iyileşme B'den bağımsız

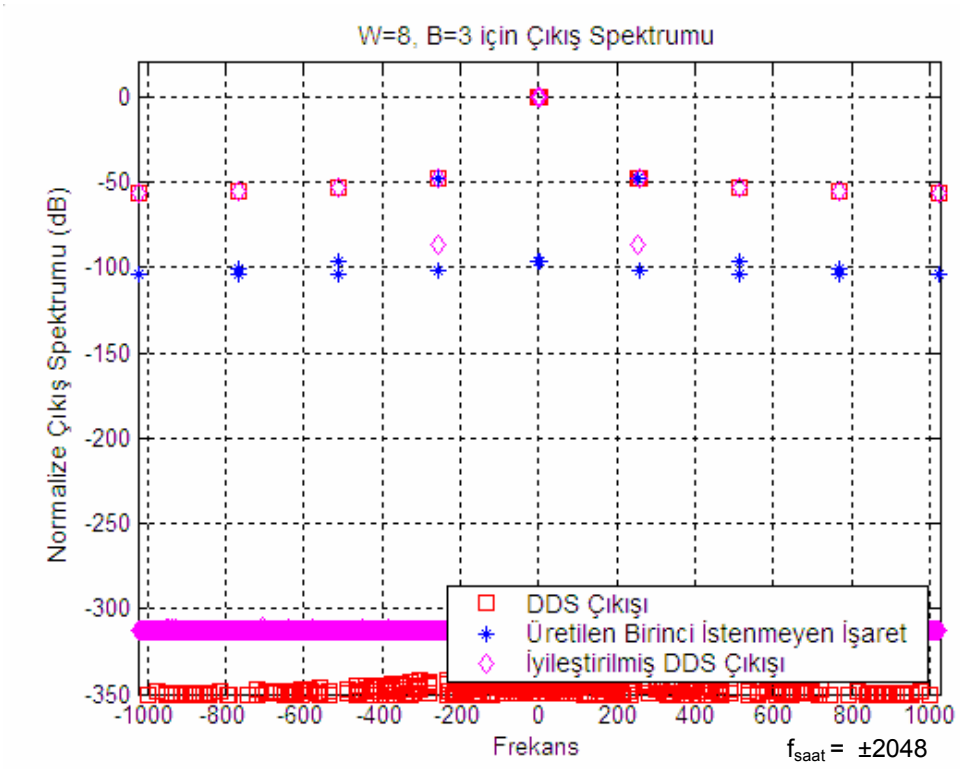
Üretilen DDS işareti ile giderilmek istenen istenmeyen işaretler aynı fkk grubunda yer almaktadırlar. Bu nedenle istenmeyen işaretin spektrumu temel DDS çıkışının (2.13) ile yeniden dizilmesi ile elde edilen spektrumla verilir. Yeniden dizilince elde edilen istenmeyen işaret çifti konumları Tablo 3.1 ile verilmiştir. Bunu destekleyen bir diğer hesaplama yöntemi ise istenmeyen işaretlerin d, 1 ila 2^B-1 aralığında değer alırken $d2^W \pm$fkk konumlarında yer alacağını gösteren, benzetimlerle çıkarılmış ifadedir. Bu yöntemle belirlenen konumlar ise Tablo 3.2 ile verilmiştir. Her iki tablonun aynı olduğu görülebilir. Tablo 3.1 ve Tablo 3.2 bu yöntemde birincil ve ikinci DDS bloklarının özdeş, diğer bir deyimle W ve B değerlerinin aynı olduğu durumda, istenmeyen işaretleri bastırırken yeni istenmeyen işaretler üretilmesine rağmen, yeni istenmeyen frekanslar oluşturulmadığını göstermektedir. fkk değerlerinin ana DDS çıkışında görünen istenmeyen işaretlerin konumuna karşılık geldiği Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'nin DDS işareti ve istenmeyen bileşenlerinin konumlarını gösterir ilk satırında görülmektedir.

Tablo 3.1 : DDS işaretinin W=4, B=3 için istenmeyen işaretlerinin ana işaret olması durumunda spektrumda işaretlerin konumları: yeniden dizilerek hesaplanır

Ana DDS İşareti fkk=1	15	17	31	33	47	49	63	65	79	81	95	97	111	113
İkincil DDS fkk =15	1	17	31	33	47	49	63	65	79	81	95	97	111	127
İkincil DDS fkk = 17	1	15	31	33	47	49	63	65	79	81	95	97	113	127
İkincil DDS fkk = 31	1	15	17	33	47	49	63	65	79	81	95	111	113	127
İkincil DDS fkk = 33	1	15	17	31	47	49	63	65	79	81	97	111	113	127
İkincil DDS fkk = 47	1	15	17	31	33	49	63	65	79	95	97	111	113	127
İkincil DDS fkk = 49	1	15	17	31	33	47	63	65	81	95	97	111	113	127
İkincil DDS fkk = 63	1	15	17	31	33	47	49	79	81	95	97	111	113	127

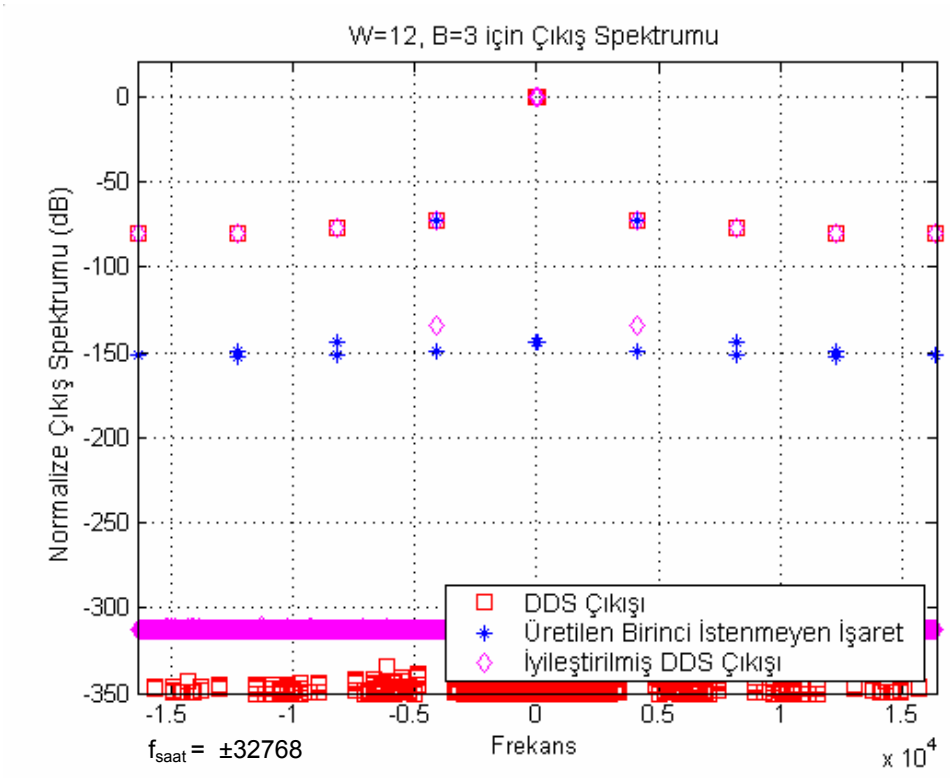
Tablo 3.2 : DDS işaretinin W=4, B=3 için istenmeyen işaretlerinin ana işaret olması durumunda spektrumda işaretlerin konumları: $d2^W \pm fkk : d\{1:2^B-1\}$ ile hesaplanır

Ana DDS İşareti fkk=1	15	17	31	33	47	49	63	65	79	81	95	97	111	113
İkincil DDS fkk =15	1	17	31	33	47	49	63	65	79	81	95	97	111	127
İkincil DDS fkk = 17	1	15	31	33	47	49	63	65	79	81	95	97	113	127
İkincil DDS fkk = 31	1	15	17	33	47	49	63	65	79	81	95	111	113	127
İkincil DDS fkk = 33	1	15	17	31	47	49	63	65	79	81	97	111	113	127
İkincil DDS fkk = 47	1	15	17	31	33	49	63	65	79	95	97	111	113	127
İkincil DDS fkk = 49	1	15	17	31	33	47	63	65	81	95	97	111	113	127
İkincil DDS fkk = 63	1	15	17	31	33	47	49	79	81	95	97	111	113	127



Şekil 3.25 : W=8, B=3 için birinci istenmeyen işaretin ana işaretten çıkarılması

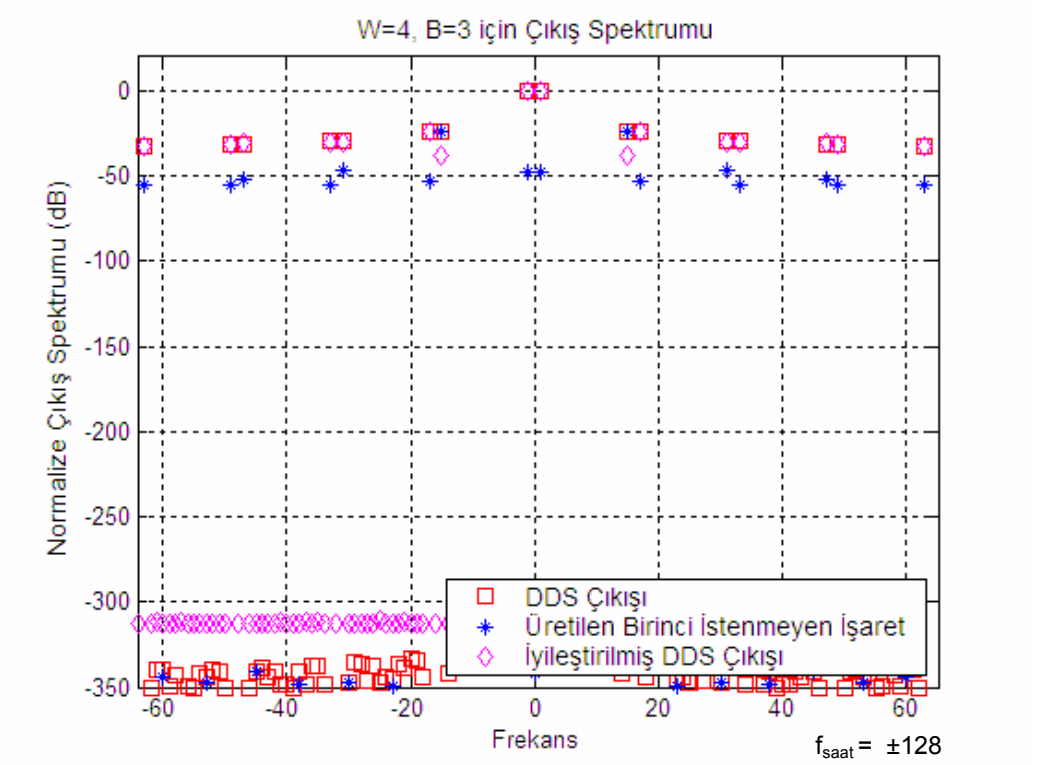
Birincil ve ikincil DDS bloklarının aynı olması durumunda DDS çıkışılarında faz-genlik dönüştürücü sonrası ana işaretten çıkarılarak getirdiği iyileştirme incelendiğinde elde edilen benzetim çıktısı Şekil 3.25'te verilmiştir.



Şekil 3.26 : W=12, B=3 için birinci istenmeyen işaretin ana işaretten çıkarılması

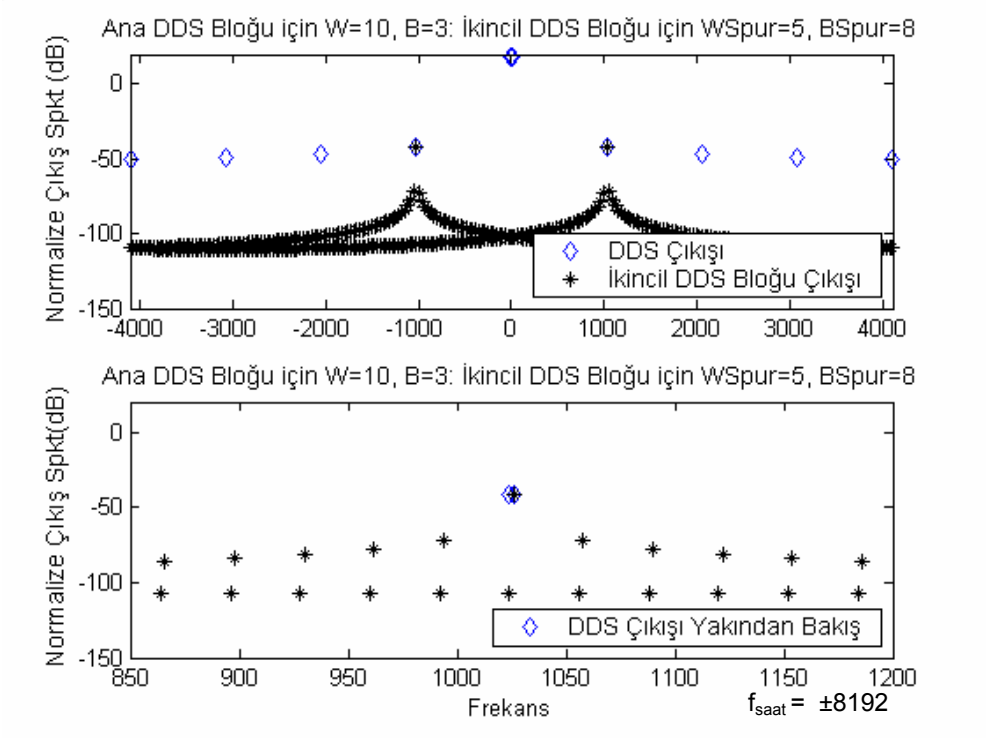
Şekil 3.26, Şekil 3.25'e denk bir benzetim çıktısıdır. Faz genlik dönüştürücü sonrasında istenmeyen işareti çıkarmak suretiyle iyileştirme getiren blok için W sayısı Şekil 3.25'dekine göre artırılmıştır. W=8 için 40dB olan iyileşme W=12 için 60dB'ye yükselmiştir.

Şekil 3.27, Şekil 3.25'e denk diğer bir benzetim çıktısıdır. Faz genlik dönüştürücü sonrasında istenmeyen işareti çıkarmak suretiyle iyileştirme getirirken W sayısı benzetim amaçlı düşük tutulduğu için birinci istenmeyen işaretin seviyesinin azaldığı, SFDR arttığı ve işaretlerin konumları net bir şekilde görülmektedir.

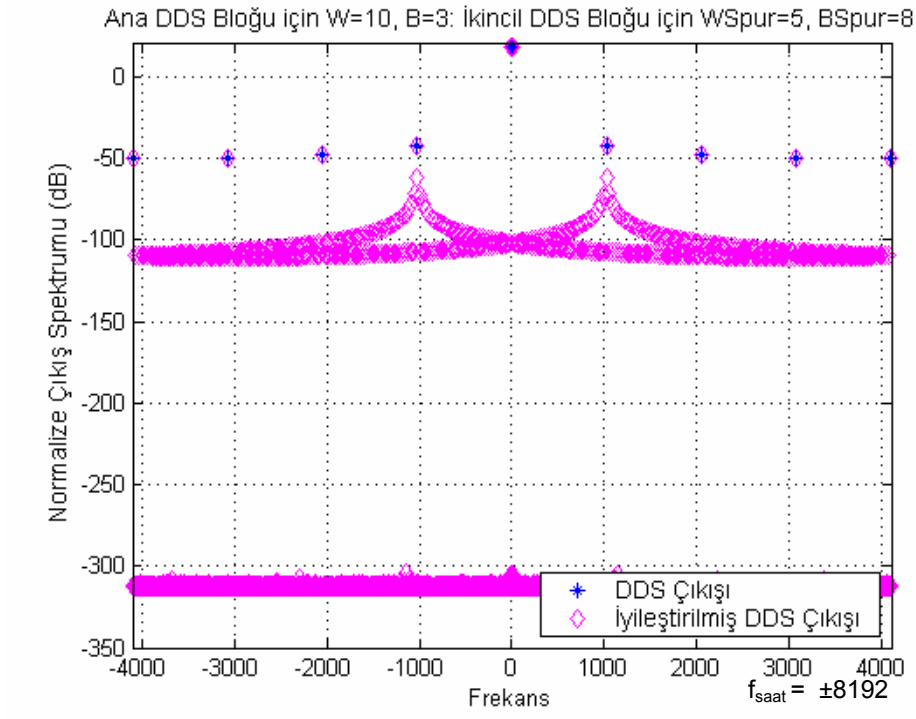


Şekil 3.27 : W=4, B=3 için birinci istenmeyen işaretin ana işaretten çıkarılması

Şekil 3.19'da yer alan ikincil DDS blokları FGD boyutları düşürülerek, yavaş DAC ile çıkarılmak istenen işaretin genliği ayarlanacak şekilde tasarlandığından, akümülatör bit sayısı aynı olup FGD'yü adresleyen bit sayısı azaltılmıştır. Benzetim amaçlı olarak ana DDS bloğunda W=10, B=3 iken ikincil DDS bloğunda W=5, B=8 olacak şekilde seçilmiştir. Bu durum için istenmeyen işaretin fkk=1 için 2^B-1=255 adet istenmeyen işareti gelecektir. Şekil 3.25, Şekil 3.26 ve Şekil 3.27'deki durumdan farklı olarak istenmeyen işaretin ikincil DDS bloğunda yapılan W ve B seçimine bağlı olarak yeni frekanslarda istenmeyen işaretler getirecektir. Bunun SFDR iyileştirmesi getirmekle birlikte gürültü seviyesini yükselttiğini gösteren benzetim çıktıları Şekil 3.28 ve Şekil 3.29'da verilmiştir.



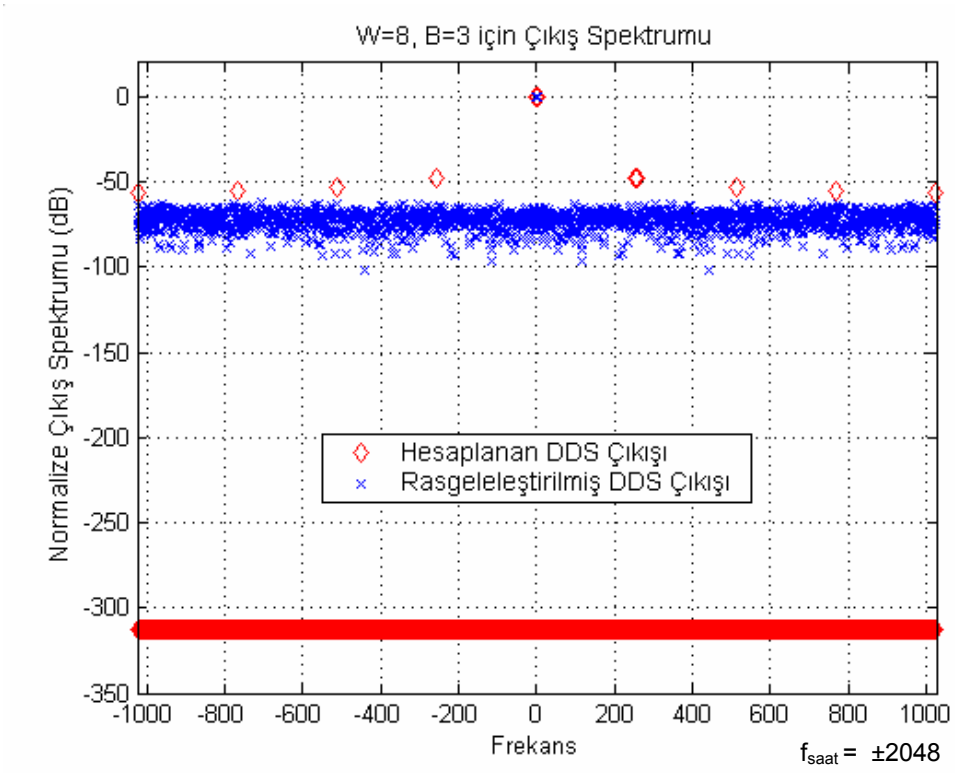
Şekil 3.28 : DDS çıkışında belirlenen iki adet istenmeyen işaretin çıkarılması durumunda tüm işaretlerin davranışı



Şekil 3.29 : DDS çıkışında iki istenmeyen işaret çıkarıldığında spektral görünüm

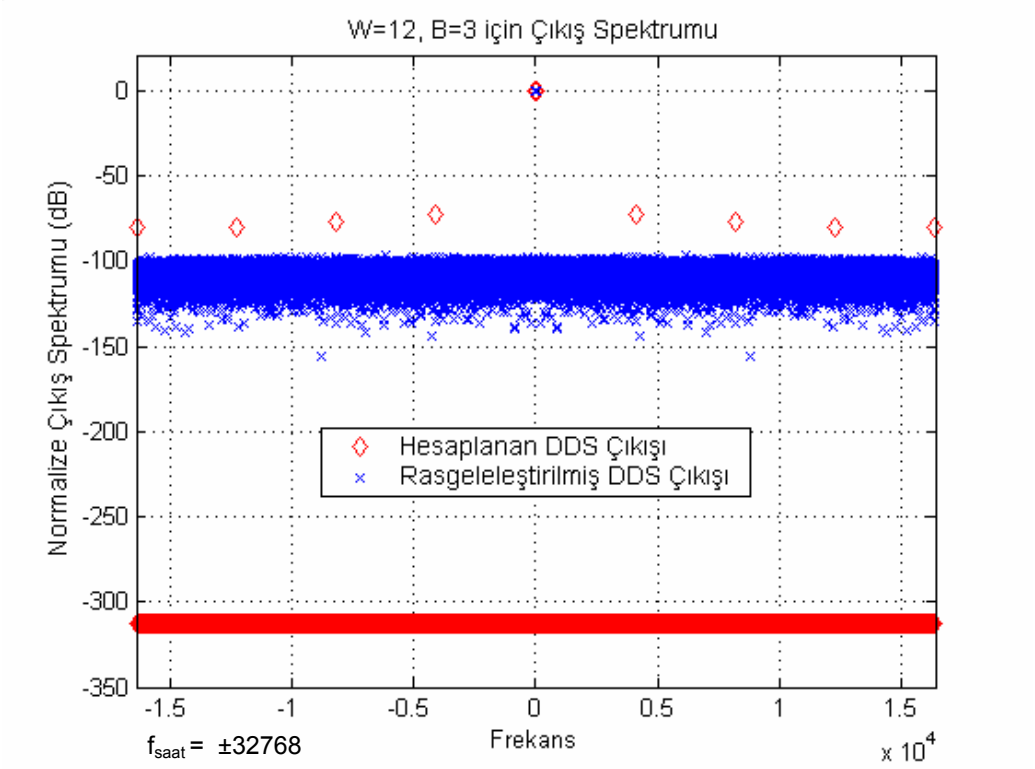
3.5 Sözde Rasgele Gürültü Ekleme

Faz akümülatörü tarafında ortalama değeri sıfır olan ve $\pm 2^{B-1}$ arasında değişen rasgele sayı eklenerek elde edilen spektrum Şekil 3.30 ve Şekil 3.31'de verildiği gibidir. Rasgele sayı üretimi için Matlab 'rand' fonksiyonu kullanılmıştır. 0-1 arasında değişen bu sayılar $\pm 2^{B-1}$ aralığına kaydırılmış ve ortalamasının ~0 olduğu görülmüştür.



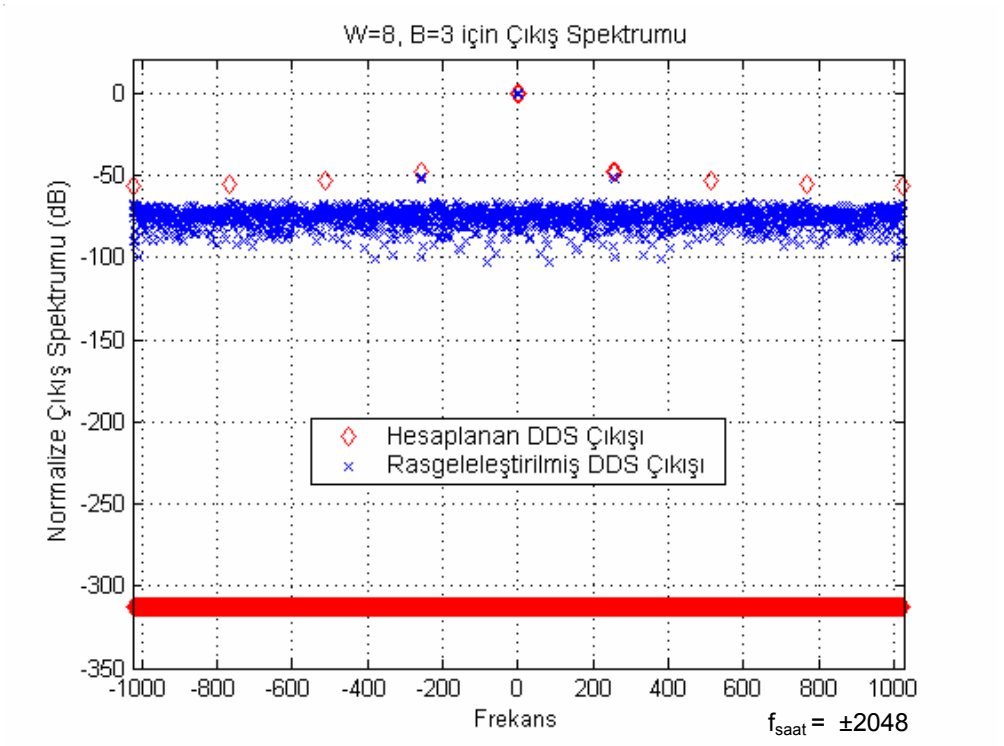
Şekil 3.30 : Sözde rasgele gürültü değerlerinin akümülatör tarafında eklendiği durumda DDS çıkışı, rasgeleleştirme işareti değer aralığı $\pm 2^{B-1}$

Akümülatör dizisinin zaman indeksi ile değişen her bir örneğine bu rasgele sayısı dizisinden karşılık gelen değer eklenerek oluşturulan akümülatör değeri ile Şekil 3.30 ve Şekil 3.31 çıkışları elde edilmiştir. Rasgele sayılar dizisinin boyutu ana DDS çıkışının DFT boyutuna karşılık gelebilmesi için 2^L olarak alınmış ve $(\text{rand}(1,2^{(W+B)})\text{x}(2^B)\text{-}2^{(B-1)})$ ile oluşturulmuştur.

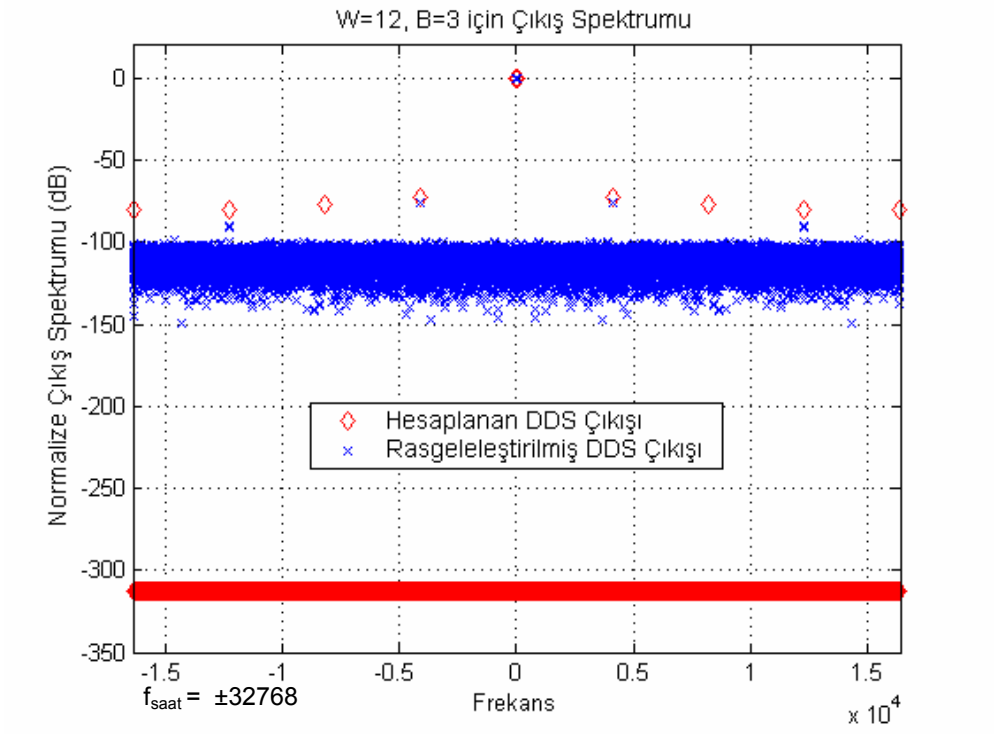


Şekil 3.31 : Sözde rasgele gürültü değerlerinin akümülatör tarafında eklendiği durumda DDS çıkışı, rasgeleleştirme işareti değer aralığı $\pm 2^{B-1}$

Rasgeleleştirme amaçlı kullanılan sözde rasgele gürültünün değer aralığı ne kadar büyükse gürültü seviyesini de o kadar yükseltecektir. Şekil 3.30 ile verilen benzetim çıktısında -72dBc olan gürültü seviyesi, değer aralığı yarı yarıya düşük olan işaretle rasgeleleştirilmiş ve Şekil 3.32 ile verildiği gibi -75dBc'ye inmiş ve Şekil 3.31 ile verilen benzetim çıktısında -108dBc olan gürültü seviyesi, değer aralığı yarı yarıya düşük olan işaretle rasgeleleştirilmiş ve Şekil 3.33 ile verildiği gibi -111dBc'ye inmiştir. Buna karşın uygulanan rasgeleleştirme değerlerinin ölçek olarak yarı yarıya az olması nedeniyle kırpılma sonucu kıpırtı etkisi faz-genlik dönüştürücü çıkışına daha az yansıdığı için istenmeyen işaretlerin çıkış spektrumunda daha belirgin olarak yer aldığı görülmektedir.



Şekil 3.32 : Sözde rasgele gürültü değerlerinin akümülatör tarafında eklendiği durumda DDS çıkışı, rasgeleleştirme işareti değer aralığı $\pm 2^{B-2}$



Şekil 3.33 : Sözde rasgele gürültü değerlerinin akümülatör tarafında eklendiği durumda DDS çıkışı, rasgeleleştirme işareti değer aralığı $\pm 2^{B-2}$

Burada uygulanan rasgeleleştirme yöntemiyle elde edilen gürültü seviyesinin artmasına karşın faz-genlik dönüştürücü çıkışında görünen temiz dinamik çalışma aralığının iyileşmesi sağlanmış ve bu sonucun literatürde yapılan çalışmalarla uyumlu olduğu görülmüştür [7,9-10,12]. Benzetimlerde uygulanan rasgeleleştirme işareti ile DDS çıkış spektrumunda ayrık istenmeyen işaret seviyesi gürültü seviyesine inmiş ve faz-genlik dönüştürücüye giren W'daki bit başına -6dBc olan seviye farkını -8dBc'ye çekmiştir.

3.6 Tahmin Edilebilir Noktalarda Rasgeleleştirme

DDS çıkışında görünen istenmeyen bileşenlerin giderilmesi için faz örneklerini rasgeleleştirme amaçlı benzetimler yapılmıştır. Çalışmayı genelleştirmeden önce sayısal örneklerle denemeler yapılmıştır.

İstenmeyen işareti gidermek için rasgeleleştirme çalışmaları faz-genlik dönüştürücü çıkışında $1/2^W$ eklenerek veya çıkarılarak yapılmıştır. Burada kullanılan $1/2^W$ değeri, faz-genlik dönüştürücüden genlik bilgisi üretilirken tabloda saklanan örneklenmiş birim genlikli sinüsoidal işaretin örnekler arası adım aralığını temsil etmektedir ve benzetimler DDS çıkışının bir tam periyodunda yapılmıştır.

Benzetim amaçlı kullanılmak üzere istenmeyen işaretlerden periyotlarına bakılarak çeşitli örnekler seçilmiştir. Benzetimde faz-genlik dönüştürücü çıkışında simetrik olarak ekleme/çıkarma yapılmıştır. Bu değiştirilen örneğin ardından gelen mevcut örneğe dokunulmayarak sadece ekleme/çıkarma yapılan örneğin değişmesi sağlanmıştır. İstenmeyen işaret ile ana işaret arasındaki faz farkı değerlendirilmeye alınmıştır. Rasgeleleştirme değeri ekleme ve çıkarma işlemleri $2^{(W+B)}$ adet örnekte istenmeyen işaret periyodunda tekrarlanmıştır. Benzetim çalışmaları değişik W ve B değerleri için yapılmış hem istenmeyen işaret periyodunun tam sayı olduğu hem de kesirli olduğu durumlarda birim genlik ekleme/çıkarma işlemi uygulanmıştır. Benzetim sonuçlarında bu yöntem faydalı bir sonuç getirmemiştir.

4 SONUÇ

Bu tez çalışmasında akümülatör çıkışındaki yuvarlamalardan kaynaklanan istenmeyen işareti en aza indirebilecek mevcut yöntemler incelenmiş ve alternatif yöntemler ortaya konmuştur.

Önerilen ilk yöntemle faz-genlik dönüştürücü girişine kırpılarak atılan bitlerin faz-genlik dönüştürücüye giren bit başına -6dBc olan ana işaret ile istenmeyen işaret seviye farkını bit başına -16dBc'ye düşürerek önemli bir iyileştirme getirdiği görülmüştür.

Torosyan'nın referans çalışmasından faydalanarak frekans domeninde yeri ve genliği belirlenebilen istenmeyen işaretlerin çıkarılarak çıkışa yansıması incelenmiştir. Yapılan benzetim çalışmaları istenmeyen işaretlerin ana işaretten tek tek çıkarılarak giderildiğini göstermiş ancak istenmeyen işaretlerin akümülatör tarafında çıkarılma çalışmasının açı modülasyonuna sebep olması nedeniyle gerçek-zamanlı uygulamalarda çıkarma işleminin faz-genlik dönüştürücü sonrası uygulanmasının uygun olacağı sonucuna varılmıştır. Bu şekilde önerilen ikinci yöntemde ayrı bir faz-genlik dönüştürücüden alınan çıkış, elde edilmek istenen ana işaretten çıkarılmış ve çıkarma amaçlı kullanılan ikincil DDS bloğundaki faz genlik dönüştürücüye giren akümülatör kelime biti başına 5dBc'lik bir iyileştirme getirdiği görülmüştür. Gerçek-zamanlı uygulamalarda bu yöntemin maliyet etkinlik açısından en büyük birkaç istenmeyen işaret için uygulanabileceği görülmüştür. Literatürde görülen çalışmalara benzer şekilde rasgeleleştirme işareti eklenmesi de ayrıca değerlendirilmiştir. Rastlantısal rasgeleleştirme işareti uygulamak yerine istenmeyen işaretin olduğu bilinen noktalara yönelik yapılan bu rasgeleleştirme yöntemi ise fayda getirmemiştir.

KAYNAKLAR

[1] **Tierney J., Rader C., Gold B.,** 1971 *IEEE Transaction on Audio and Electroacustics* Vol-Au-19 No.1, A Digital Frequency Synthesizer

[2] **Reinhardt S. Victor,** 1993 *IEEE, Frequency Control Symposium,* 47th*.,* Proceedings of the 1993 IEEE International Spur Reduction Techniques in Direct Digital Synthesizer

[3] **Analog Devices,** 1999, A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis, pp 19-26

[4] **Vankka J.,** 2000, Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications, pp 33-35, 63-78, Helsinki University of Technology

[5] **Torosyan A.,** 2003**,** Direct Digital Frequency Synthesizer: Complete Analysis and Design Guidelines, *Doktora Tezi,*University of California, Los Angeles

[6] **Nicholas T., Henry Samueli,** 1987**,** *Proceedings of 41st Annual Frequency Control Symposium* pp. 495-502*,* An Analysis of the Output Spectrum of Direct Digital Frequency Synthesizers in the Presence of Phase Accumulator Truncation

[7] **Curticapean F., Nitttylahti J.,** 2003, *Electronic Letters* Vol. 39, No. 6 Exact Analysis of Spurious Signals in Direct Digital Frequency Synthesizers due to Phase Truncation

[8] **Torosyan A., Willson Alan N.,** 19-21 June 2001, *Image and Signal Processing and Analysis*. ISPA 2001. Proceedings of the 2nd International Symposium Page(s):458 - 463 Analysis of the Output Spectrum for Direct Digital Frequency Synthesizers in the Presence of Phase Truncation and Finite Arithmetic Precision

[9] **Flanagan M, Zimmerman A.,** July 1995, IEEE *Transaction on Communications* VOL:43, NO.7, Spur Reduced Digital Sinuzoid Synthesis

[10] **Shaoyuvan Z., Yao Fuqiang, Shuoao Z.,** 15-18 Oct. 2001 *Radar, CIE International Conference on, Proceedings* Page(s):189 - 193 IEEE, Spur Reduction in Truncation for DDS Phase Accumulators

[11] **Vankka Jouko.,** 1996 IEEE International Frequency Control Symposium, Spur Reduction Techniques in Sine Output Direct Digital Synthesis

[12] **O'Leary P., Maloberti F ,** 1991**,** *IEEE Transaction on Communications* VOL. 39, NO. 7, JULY 1991, A Direct Digital Frequency Synthesizer with Improved Spectral Performance

[13] **Pechanec M.**, *Yüksek Lisans Tezi,* Virginia Tech, December 1997*,* Output Spectrum of Direct Digital Synthesizer

ÖZGEÇMİŞ

Canan Göçer 1975'de Darende'de doğmuştur. İlköğrenimini Kahramanmaraş'ta tamamlamıştır. 1992 yılında Bakırköy Yahya Kemal Beyatlı Lisesi'nden mezun olmuştur. Aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümünde Lisans öğrenimine hak kazanmıştır. 1992-1993 yıllarında Gümüşsuyu Kampüsü'nde İngilizce eğitimi almış ve 1993'te Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümüne başlamıştır. 1997 yılında Lisans öğrenimini tamamlamıştır. 1997-2001 tarihleri arasına Alcatel-Teletaş firmasında Ar-Ge kartlı telefon bölümünde yazılım mühendisi olarak çalışmıştır. 2002'den beri TÜBİTAK Bilişim Teknolojileri Araştırma Enstitüsünde, çeşitli projelerde Uzman Araştırmacı olarak görev yapmaktadır.