



**ZAMAN MODÜLASYONLU DOĞRUSAL ANTEN DİZİLERİ
KULLANILARAK ÇİFT KANAL GENLİK MODÜLASYON ALICI
TASARIMI**

Yasin YAVUZ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ARALIK 2015

Yasin YAVUZ tarafından hazırlanan “ZAMAN MODÜLASYONLU DOĞRUSAL ANTEN DİZİLERİ KULLANILARAK ÇİFT KANAL GENLİK MODÜLASYON ALICI TASARIMI” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Ertuğrul AKSOY

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Başkan : Prof. Dr. Erkan AFACAN

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. Murat Hüsnü SAZLI

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Ankara Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Tez Savunma Tarihi: 30/12/2015

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Metin GÜRÜ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Yasin YAVUZ

30/12/2015

ZAMAN MODÜLASYONLU DOĞRUSAL ANTEN DİZİLERİ
KULLANILARAK ÇİFT KANAL GENLİK MODÜLASYON ALICI TASARIMI
(Yüksek Lisans Tezi)

Yasin YAVUZ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2015

ÖZET

Klasik anten dizilerinde kullanılan her bir elemanın periyodik bir uyarım fonksiyonu vasıtasıyla anahtarlanması sonucu ortaya çıkan zaman modülasyonlu anten dizisi konsepti üzerine birçok çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmaların birçoğunda, anahtarlama sonucu oluşan harmonik yayılımlar (veya yanbantlar) kayıp olarak görülerek bastırılmaya çalışılmıştır. Zaman modülasyonlu anten dizisi konseptinde meydana gelen gelişmeler harmonik yayılımların her zaman bir kayıp oluşturmayabileceğini, bazı durumlarda güvenli haberleşme ve sinyal kestirme uygulamaları gibi farklı amaçlar için kullanılabileceğini göstermektedir. Bu çalışmada ise daha önceki çalışmalardan farklı olarak, herhangi bir yanbandın yeterince güçlü olması durumunda farklı frekansta çalışan bir alıcı olarak davranabileceği gösterilmektedir. Yapılan çalışmanın sonuçlarını daha iyi ortaya koyabilmek amacıyla, genlik ve frekans modülasyonu kullanılarak modüle edilmiş iki farklı sinyalin zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi ile alınmasını ve demodüle edilmesini gösteren bir benzetim yapılmıştır.

Bilim Kodu : 905.1.034

Anahtar Kelimeler : Anten dizileri, zaman modülasyonu, yanbant ışıması, genlik modülasyonu, frekans modülasyonu

Sayfa Adedi : 75

Danışman : Yrd. Doç. Dr. Ertuğrul AKSOY

DUAL CHANNEL AMPLITUDE MODULATION RECEIVER DESIGN USING TIME
MODULATED LINEAR ANTENNA ARRAYS

(M. Sc. Thesis)

Yasin YAVUZ

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

December 2015

ABSTRACT

The concept so called “time modulated antenna array” is a type of antenna array whose elements are switched according to a periodic switching function. Due to periodic switching, naturally, harmonic radiations (i.e. sidebands) are being created and most studies in the literature focus on suppressing these unwanted sidebands. In the light of development on time modulated antenna array concept it has been seen that instead of suppressing sidebands, they may be used for different purposes such as secure communication and direction finding applications. In this thesis, it has been shown that if a sideband has enough power, it may be used as an additional receiver whose frequency is different from central frequency of the array. In order to present better understanding on the study, a simulation showing reception and demodulation of two different message signals modulated respectively with amplitude and frequency modulation has been realized using time modulated linear array and its successful results have been obtained.

Science Code : 905.1.034

Key Words : Antenna arrays, time modulation, sideband radiations, amplitude modulation, frequency modulation

Page Number : 75

Supervisor : Assist. Prof. Dr. Ertuğrul AKSOY

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim, tez hazırlama ve yazma çalışmalarım sırasında bilgi birikimini ve tecrübesini benden esirgemeyen danışmanım Yrd. Doç. Dr. Ertuğrul AKSOY'a teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca bu tezin yazımı sırasında gerek yapmış olduğu fedakârlıklarla gerekse manevi desteğiyle her zaman yanımda olan eşim Seda YAVUZ'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. ANTEN DİZİLERİ	5
2.1. İki Elemanlı Doğrusal Dizi	6
2.2. N-Elemanlı Doğrusal Dizi.....	9
2.3. Herhangi Bir Anten Dizisinin Genel Dizi Faktörü Tanımı.....	11
3. ZAMAN MODÜLASYONLU ANTEN DİZİLERİ.....	13
3.1. N-Elemanlı Zaman Modülasyonlu Doğrusal Dizi Faktörü.....	13
3.1.1.Uyarım stratejileri	15
3.2. Harmonik Işıma Yönlendirilmesi ve Yan Kulakçık Seviyesi Kontrolü.....	20
4. GENLİK VE FREKANS MODÜLASYONU	25
4.1. Genlik Modülasyonu.....	25
4.2. Frekans Modülasyonu	28
5. ÇİFT KANAL ALICI TASARIMI	33
5.1. Çift Kanal Genlik Modülasyon Demodülatör Yapısı.....	33
5.2. Çift Kanal Dar Bant Frekans Modülasyonu Demodülatör Yapısı	36

	Sayfa
5.3. Anten Dizisi Tasarımı ve Simülasyon.....	43
5.3.1. Ofset değerinin harmonik ışıma seviyesine etkisi.....	46
5.3.2. GM demodülasyon simülasyonu.....	49
5.3.3. Dar bant FM demodülasyon simülasyonu	56
6. SONUÇ	69
KAYNAKLAR	71
ÖZGEÇMİŞ.....	75



ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 5.1. Her bir kanalda bulunan mesaj sinyalleri ve ilgili harmonik seviyeleri.....	34
Çizelge 5.2. Çift kanal dar bant FM alıcı için her bir kanalda bulunan mesaj sinyalleri ve ilgili harmonik seviyeleri.....	38
Çizelge 5.3. Anten dizisi tasarım parametreleri.....	45



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. a) Yakın alan yaklaşımı altında sonsuz küçüklüğe sahip iki adet yatay dipol b) Uzak alan yaklaşımı altında sonsuz küçüklüğe sahip iki adet yatay dipol	6
Şekil 2.2. z-ekseni üzerine yerleştirilmiş N-elemanlı doğrusal dizi	10
Şekil 3.1. Değişken açıklık boyutu uyarım şeması - 2 eleman	16
Şekil 3.2. Darbe kaydırma uyarım şeması - 2 eleman	17
Şekil 3.3. Darbe bölme uyarım şeması - 2 Eleman.....	18
Şekil 3.4. a) İki elemanlı anten dizisi için klasik anahtarlama b) İki elemanlı anten dizisi için DDG anahtarlama	19
Şekil 3.5. Değişken darbe genliği uyarım şeması – 2 Eleman.....	19
Şekil 4.1. Mesaj sinyali ve GM ile modüle edilmiş mesaj sinyali	25
Şekil 4.2. Alınan mesaj sinyalinin iki harmoniği ile birlikte frekans alanında gösterimi	26
Şekil 4.3. Genlik modülasyonu demodülatör yapısı	28
Şekil 4.4. Mesaj sinyali ve FM ile modüle edilmiş mesaj sinyali.....	29
Şekil 4.5. Frekans modülasyonu demodülatör yapısı	30
Şekil 5.1. Çift kanal GM demodülatör yapısı	33
Şekil 5.2. a) Çift kanal dar bant FM demodülatör yapısı bant geçiren filtre bloğu b) Çift kanal dar bant FM demodülatör yapısı temel bant çevrim bloğu c) Çift kanal dar bant FM demodülatör yapısı matematiksel işlem bloğu d) Çift kanal dar bant FM demodülatör yapısı standart demodülatör bloğu ..	37
Şekil 5.3. 16 elemanlı -30dB Chebyshev fonksiyonuna göre DDG uyarım	44
Şekil 5.4. Ana yayılım($m=0$) ve temel harmonik yayılım($m=1$) için ışıma örüntüsü	46

Şekil	Sayfa
Şekil 5.5. $\theta=20^\circ$ için birinci harmonik maksimum ışıma değerleri	47
Şekil 5.6. $\theta=60^\circ$ için birinci harmonik maksimum ışıma değerleri	47
Şekil 5.7. $\theta=70^\circ$ için birinci harmonik maksimum ışıma değerleri	48
Şekil 5.8. $\theta=90^\circ$ için birinci harmonik maksimum ışıma değerleri	48
Şekil 5.9. Birinci mesaj, birinci taşıyıcı ve birinci GM sinyalleri	50
Şekil 5.10. İkinci mesaj, ikinci taşıyıcı ve ikinci GM sinyalleri	50
Şekil 5.11. Birinci kanal bant geçiren filtre çıkışı	51
Şekil 5.12. İkinci kanal bant geçiren filtre çıkışı	51
Şekil 5.13. Birinci kanal taşıyıcı sinyal ile çarpım sonucu elde edilen sinyal	52
Şekil 5.14. İkinci kanal taşıyıcı sinyal ile çarpım sonucu elde edilen sinyal	53
Şekil 5.15. Alçak geçiren filtre sonrası birinci kanal toplam sinyali	53
Şekil 5.16. Alçak geçiren filtre sonrası ikinci kanal toplam sinyali	54
Şekil 5.17. Birinci kanal çıkışında elde edilen birinci mesaj sinyali	55
Şekil 5.18. İkinci kanal çıkışında elde edilen ikinci mesaj sinyali	55
Şekil 5.19. Birinci mesaj, birinci taşıyıcı ve birinci FM sinyalleri	57
Şekil 5.20. İkinci mesaj, ikinci taşıyıcı ve ikinci FM sinyalleri	57
Şekil 5.21. Birinci kanal bant geçiren filtre çıkışı – Zaman alanı gösterimi	58
Şekil 5.23. Birinci kanal bant geçiren filtre çıkışı – Frekans alanı gösterimi	59
Şekil 5.24. İkinci kanal bant geçiren filtre çıkışı – Frekans alanı gösterimi	59
Şekil 5.25. Birinci kanal temel bant çevrim bloğu çıkışı – Zaman alanı gösterimi	60

Şekil	Sayfa
Şekil 5.26. İkinci kanal temel bant çevrim bloğu çıkışı – Zaman alanı gösterimi.....	61
Şekil 5.27. Birinci kanal temel bant çevrim bloğu çıkışı – Frekans alanı gösterimi	61
Şekil 5.28. İkinci kanal temel bant çevrim bloğu çıkışı – Frekans alanı gösterimi	62
Şekil 5.29. Birinci kanal matematiksel işlem bloğu çıkışı – Zaman alanı gösterimi.....	63
Şekil 5.30. İkinci kanal matematiksel işlem bloğu çıkışı – Zaman alanı gösterimi.....	63
Şekil 5.31. Birinci kanal matematiksel işlem bloğu çıkışı – Frekans alanı gösterimi	64
Şekil 5.32. İkinci kanal matematiksel işlem bloğu çıkışı – Frekans alanı gösterimi	64
Şekil 5.33. Birinci kanal bant sınırlayıcı blok çıkışı.....	65
Şekil 5.34. İkinci kanal bant sınırlayıcı blok çıkışı.....	66
Şekil 5.35. Birinci kanal türev alıcı blok çıkışı.....	67
Şekil 5.36. İkinci kanal türev alıcı blok çıkışı	67
Şekil 5.37. Birinci kanal demodülatör çıkışı.....	68
Şekil 5.38. İkinci kanal demodülatör çıkışı	68

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler

Açıklamalar

db

Desibel

hz

Hertz

Kısaltmalar

Açıklamalar

DAB

Değişken açıklık boyutu

DB

Darbe bölme

DDG

Değişken darbe genliği

DF

Dizi faktörü

DK

Darbe kaydırma

FM

Frekans Modülasyonu

GM

Genlik Modülasyonu

KFK

Karmaşık Fourier katsayıları

1. GİRİŞ

Anten, Uluslararası Elektrik Elektronik Mühendisleri Birliği (IEEE) tarafından yayınlanan ve antenler için standart tanımları içeren “IEEE Antenler için Standart Tanımlar – *IEEE Standart Definitions for Antenna*”¹ dokümanında “Alıcı ve verici sistemlerin, elektromanyetik dalgaları almak veya göndermek için tasarlanmış kısımları” olarak tanımlanmaktadır. Diğer bir deyişle, verici sistemler bakımından, bir iletim hattı ile yönlendirilmiş dalgaları boşlukta yayılan dalgalara; alıcı sistemler bakımından ise boşlukta yayılan dalgaları yönlendirilmiş dalgalara dönüştüren sistem elemanlarıdır [1]. Günümüz kablosuz haberleşme ve iletişim sistemleri altyapısı göz önüne alındığında, yukarıdaki tanımlar doğrultusunda anten sistemlerinin önemi daha anlaşılır hale gelmektedir.

Anten teorisinin tarihçesi, Maxwell Denklemleri olarak bilinen, elektrik ve manyetik teorilerini birleştiren ve bunların birbirleriyle ilişkilerini açıklayan kapsamlı denklemleri ortaya çıkaran James Clark Maxwell’e dayanmaktadır. Manyetik alanında yapılacak birçok çalışmaya temel olacak nitelikteki bu çalışmanın ışığında H. Hertz ve G. Marconi tarafından iletişim sistemleri için önemli gelişmelere sebep olacak çalışmalar yapılmıştır. 1940’lı yıllara kadar anten elemanları ile ilgili çalışmalar kablo tabanlı iletim elemanları ve UHF bandına kadar olan frekanslar ile sınırlı olmuştur. II. Dünya Savaşı, bir çok alanda olduğu gibi, anten ve mikrodalga teknolojileri alanında da yeni bir dönem başlatmıştır. Klistron ve Magnetron gibi 1GHZ ve üzerinde frekansa sahip mikrodalga kaynakları ile reflektör, konik anten ve dalga kılavuzu gibi anten elemanları bu dönemde kullanılmaya başlanmıştır. Bu gelişmelerin yanı sıra, bilgisayar teknolojilerinde meydana gelen iyileştirme ve gelişmeler modern anten teknolojilerindeki ilerlemeye ciddi manada katkı sağlamıştır [1-2].

Teknolojinin ilerlemesi ile anten alanında ortaya çıkan yeniliklerden bir tanesi de anten dizilerinin kullanılmaya başlanmasıdır. Tek bir eleman yerine, birden fazla anten elemanının belirli geometrik formlarda bir araya getirilmesiyle oluşan bu yapılar sayesinde birçok uygulama için ihtiyaç duyulan yüksek kazançlar elde edilebilmektedir. Anten dizisinde bulunan her bir elemanın karakteristik özellikleri kontrol edilerek, anten dizisinin genel karakteristiği değiştirilebilmektedir [3].

¹ IEEE Std. 145-1993 - Revision of 1983

Anten dizilerinin karakteristik yapılarını belirleyen matematiksel ifade dizi faktörü olarak adlandırılmaktadır. Dizi faktörü ifadesi yardımıyla antenin uzaya yaptığı ışıma, yani ışıma örüntüsü, elde edilebilir. Analitik veya evrimsel algoritmalar kullanarak antenin ışıma örüntüsünü şekillendirme, sıfır sentezleme ve yan kulakçık seviyesi bastırımı üzerine birçok çalışma yapılmıştır [4-10] .

1950’li yılların sonlarına doğru, zaman değişkeninin dikkate alınması ile zaman modülasyonlu anten dizisi konsepti Shank ve Bickmore tarafından yapılan bir çalışma ile ortaya konulmuştur. Bu konseptin uygulanabilirliği 1963 yılında Kummer ve arkadaşları tarafından kanıtlanmıştır [11,12]. Zaman modülasyonu, dizinin her bir elemanının periyodik olarak anahtarlanmasını gerektirir ki bu işlem zaman değişkenini dizi faktör formülünde bir çarpan haline getirmektedir. Periyodik anahtarlama fonksiyonlarının doğal bir sonucu olarak harmonik yayılımlar (yanbant yayılımları) oluşur ve toplam gücün bir kısmı bu yabant yayılımlarına aktarılır [13]. Literatürde bu yabant yayılımlarını kayıp olarak gören ve buradaki gücü ana yayılıma kaydırma amacı taşıyan birçok çalışma mevcuttur [14-18, 26-32].

Diğer bir taraftan, doğal olarak ortaya çıkan harmonik yayılımları bastırmak yerine bu yayılımlardan faydalanma fikrinin ortaya atılmasıyla beraber zaman modülasyonlu anten dizilerindeki çalışmaların bu alana kaydığı söylenebilir [19-25]. Yabant yayılımlarının yardımıyla güvenli haberleşmenin sağlanmasıyla mesajın sadece belirli bir doğrultudan bozulmaya uğramadan alınabilmesini sağlayan çalışma [19], yan bant yayılımlarının telsiz kestirme uygulamalarında kullanılabileceğini gösteren çalışmalar [20,21] ve zaman modülasyonlu doğrusal anten dizileri kullanılarak genlik ve frekans modülasyonu ile modüle edilmiş sinyallerinin alınması durumunda yan bant yayılımlarının etkilerini gösteren çalışma [22] örnek olarak verilebilir.

Her ne kadar anten dizisi tasarımında sağladığı kolaylık bakımından doğrusal diziler tercih edilse de, düzlemsel ve hacimsel formda yerleştirilmiş diziler de kullanılmaktadır. Zaman modülasyonunun her üç geometrik formda şekillendirilmiş anten dizilerine etkisi, hesaplamalar ve genellemeler yardımıyla ortaya konmuştur [23]. Ayrıca yan bant yayılımlarının etkisini ve kullanılabilirliğini göstermek adına literatürde mevcut periyodik anahtarlama fonksiyonlarının olumsuz yönlerini azaltan yeni bir uyarım stratejisi

tanımlanmış ve bu uyarım stratejisi ile harmonik yayılımların ana ışımlarını, yan kulakçık seviyelerini kontrol ederek, yönlendiren bir çalışma yapılmıştır [24-25].

Haberleşme sistemlerinin büyük çoğunluğu mesaj iletimi için modülasyon tekniklerine başvurmaktadır. Modülasyonun temel elemanlarından biri olan taşıyıcı sinyal, kullanılan modülasyon türüne göre, iletilmek istenilen sinyalin belirli özellikleri doğrultusunda şekillendirilerek iletim ortamına aktarılır. Temel modülasyon tekniklerinden iki tanesi genlik modülasyonu (GM) ve frekans modülasyonu (FM) olarak gösterilebilir. Genlik modülasyonunda taşıyıcı sinyalin genliği, mesajın genliği ile değişmektedir. Frekans modülasyonunda ise, taşıyıcı sinyalin genliği sabit kalırken, frekansı mesaj sinyalinin genliği ile anlık olarak değişmektedir [26]. FM sinyallerinin demodülasyonunda izlenebilecek farklı yöntemler mevcuttur. Eğim bulma yöntemi (İleri beslemeli demodülasyon), faz kilit döngüsü (PLL – *Phase Locked Loop*) yöntemi ve darbe değişim yöntemi bu yöntemlere örnek olarak gösterilebilir. Bu çalışmada modülasyon tekniklerinden ziyade iletilen mesajların anten dizisi tarafından başarıyla alınıp alınamayacağı göz önünde bulundurulduğundan FM sinyalinin demodülasyon işleminde eğim bulma yöntemi tercih edilmiştir. Bu yöntemde temel olarak giriş sinyali doğrusal filtreler yardımıyla GM sinyaline dönüştürülmekte ve hemen ardında bulunan zarf bulucu yardımıyla demodülasyon tamamlanmaktadır [27-28].

Zaman modülasyonlu anten dizisi konsepti üzerine yapılan çalışmalar incelendiğinde, ana yayılımın yönlendirilmesi, harmonik yayılımların bastırılması veya oluşan yan bant yayılımların ana yayılım ile birlikte yönlendirilmesi üzerine çeşitli çalışmalar yapıldığı görülmekte iken literatürde harmonik yayılımların alıcı sistem olarak kullanılmasına ilişkin çalışma olmadığı görülmüştür. Bu sebeple zaman modülasyonu sebebiyle ortaya çıkan harmonik yayılımların antenin merkez frekansından farklı bir frekansta çalışan alıcılar gibi davranabileceği düşünülerek, tek bir anten dizisi yardımıyla, antenin çalışma frekansı değiştirilmeden iki farklı frekansta modüle edilmiş mesaj sinyalini alabilen çift kanal alıcı tasarımı ile ilgili çalışma ortaya konulmuştur.

Bu tezin ikinci bölümünde anten dizilerine ait teorik bilgiler verilerek, uzak alan yaklaşımı altında dizi faktörü hesaplama ve üç boyutlu düzlem üzerinde eleman yerleşiminin dizi faktörüne nasıl etki ettiği konularına değinilmiştir.

Üçüncü bölümde ise zaman modülasyonlu doğrusal anten dizilerinin uzak alan yaklaşımı altında dizi faktörünün nasıl hesaplandığı, anten elemanlarının uyarım stratejilerinin dizi faktörüne etkisi ve literatürde kullanılan uyarım stratejileri hakkında bilgi verilmiştir. Ayrıca bu bölümde, ana yayılımın ve birinci harmonik yayılımın yönlendirilmesinde kullanılacak olan yöntem hakkında bilgi verilmiştir.

Dördüncü bölümde genlik modülasyonu ve frekans modülasyonu ile ilgili temel bilgiler verilerek, zaman modülasyonlu doğrusal bir anten dizisi ile alınan genlik ve frekans modülasyonu ile modüle edilmiş sinyalin hangi şartlar altında bozulmadan demodüle edilebileceğinden bahsedilmiştir.

Beşinci bölümde merkez frekans ve birinci harmonik frekansta modüle edilmiş iki farklı GM ve FM sinyalinin zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi ile alınması sonrasında demodülasyon işleminin matematiksel açıklaması yapılmış, tezde yapılan çalışmayı örneklendirmek amacıyla bir anten dizisi tasarlanmış ve tasarım parametreleri kullanılarak alınan GM ve FM sinyallerinin demodülasyon basamaklarını gösteren benzetim sonuçları verilmiştir.

2. ANTEN DİZİLERİ

Bir antenden beklenen en temel özellik alıcı olarak kullanıldığında; iletim ortamından gelen sinyali bozulmaya uğramadan alabilmesi veya verici olarak kullanıldığında; iletilen sinyali iletim ortamına bozulmaya uğramadan ve iletişim gereklerini (mesafe, doğrultu, vs.) karşılayabilecek nitelikte aktarabilmesidir. Antenin elektriksel karakteristiği bu aşamada devreye girmekte ve ne kadar verimli bir antene sahip olduğumuzu belirleyen önemli bir faktör olarak karşımıza çıkmaktadır. Elektriksel karakteristik, antenin elektrik alanı ve elektriksel boyutu ile doğrudan ilintili olduğundan verimi artırabilmek ve iletişim gereklerini yerine getirebilmek için elektriksel boyutların artırılması ön şartlardan bir tanesidir.

Tek bir anten elemanının boyutları değiştirilerek veya bu anten elemanına uygulanan elektriksel güç değiştirilerek antenin toplam elektriksel karakteristiği değiştirilebilir. Fakat fiziksel limitler her zaman bir engel olarak karşımıza çıkmaktadır. Çok uzak bir noktaya yayın yapan veya aşırı derecede yönlülüğe ihtiyaç duyan bir anten tasarımı için fiziksel ve elektriksel imkânların elvermeyeceği durumlar ortaya çıkabileceği gibi, tasarım sırasında izlenen yolun makul ölçülerde olmama ihtimali reddedilemez bir gerçek olarak karşımıza çıkabilir. Bu durumda, birden çok anten elemanını, çeşitli ihtiyaçlar doğrultusunda belirlenebilecek geometrik düzenlerde bir araya getirerek, istenilen elektriksel karakteristik elde edilebilir. Anten dizilerinin kullanım amacı bu açıklamaların altında yatmaktadır. Doğrusal, düzlemsel veya hacimsel olarak bir araya getirilen anten elemanlarının oluşturduğu bu yapıların herhangi bir noktada oluşturduğu elektrik alanı, her bir elemanın gözlem noktasında bireysel olarak oluşturduğu elektrik alanının süper pozisyon teoremi doğrultusunda vektörel olarak toplanması ile hesaplanır.

Anten dizisi içerisinde bütün elemanlar birbirine benzer olabileceği gibi, bütün elemanlar farklı türde de olabilir. Hesaplama ve uygulama kolaylığı bakımından bütün elemanları benzer seçmek gerekse de bu bir zorunluluk değildir. Birbirine özdeş elemanlar kullanıldığında anten dizisinin yayılımını etkileyen parametreler şu şekilde sıralanabilir [3]:

1. Anten dizisinin geometrik dizilimi,
2. Elemanların birbirlerine göre konumu,
3. Her bir elemanın uyarım genliği,
4. Her bir elemanın uyarım fazı,
5. Her bir elemanın örüntüsü.

2.1. İki Elemanlı Doğrusal Dizi

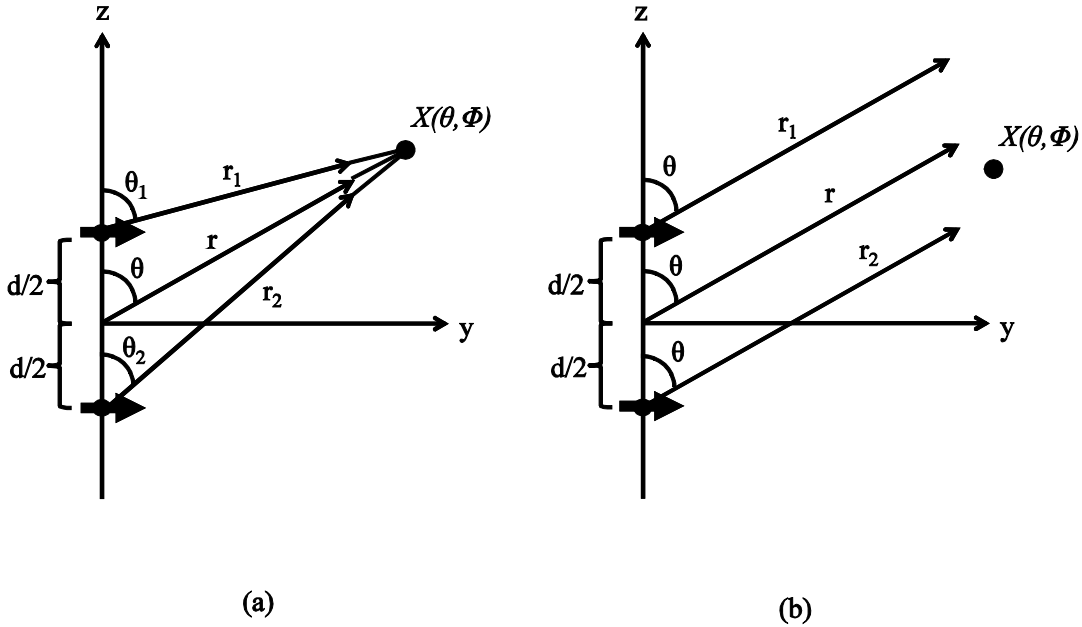
Bir anten elemanın kendisinden r uzaklıkta bulunan herhangi bir gözlem noktasında oluşturduğu elektrik alan ifadesi;

$$\mathbf{E} = \hat{\mathbf{a}}_{\theta} j \frac{nkI_0\ell}{4\pi} \cos\theta \frac{e^{-jkr}}{r}, \quad kr \gg 1 \quad (2.1)$$

şeklinde yazılabilir. $E_m = j \frac{nkI_0\ell}{4\pi}$ ve $F(\theta) = \hat{\mathbf{a}}_{\theta} \cos\theta$ olmak üzere Eş. 2.1

$$\mathbf{E} = E_m F(\theta) \frac{e^{-jkr}}{r}, \quad kr \gg 1 \quad (2.2)$$

olarak yeniden yazılabilir.



Şekil 2.1. a) Yakın alan yaklaşımı altında sonsuz küçüklüğe sahip iki adet yatay dipol
b) Uzak alan yaklaşımı altında sonsuz küçüklüğe sahip iki adet yatay dipol

Burada E_m genlik ifadesi ve $F(\theta)$ örüntü ifadesi olarak karşımıza çıkmaktadır. Şekil 2.1a'da gösterilen, z-ekseni üzerine aralarında d kadar uzaklık bulunan sonsuz küçüklüğe sahip iki adet yatay dipol antenin, X noktasında oluşturduğu toplam elektrik alan, her bir elemanın o noktada oluşturmuş olduğu elektrik alanların vektörel süperpozisyonu ile bulunabilir. Anten elemanlarının eş genliğe sahip olduğu ve aralarında β faz farkı olduğu varsayılırsa, elemanlar arası etkileşim ihmal edildiğinde X noktasındaki toplam elektrik alan ifadesi,

$$\mathbf{E}_t = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 + (\beta/2)]}}{r_2} \cos \theta_2 \right\} \quad (2.3a)$$

$$\mathbf{E}_t = E_m F(\theta_1) \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} + E_m F(\theta_2) \frac{e^{-j[kr_2 + (\beta/2)]}}{r_2} \quad (2.3b)$$

olarak yazılabilir. Gözlem noktasının anten dizisinden çok uzakta varsayıldığı uzak alan yaklaşımı göz önüne alındığında, (bkz. Şekil 2.1b), $\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta$ olarak alınabilir. Genlik terimleri de benzer şekilde $r_1 \approx r_2 \approx r$ olarak alınabilir. Faz terimlerinde kullanılan uzaklık ifadeleri ise,

$$r_1 \approx r - \frac{d}{2} \cos \theta \quad (2.4a)$$

$$r_2 \approx r + \frac{d}{2} \cos \theta \quad (2.4b)$$

olarak alınabilir. Yukarıdaki varsayımlar doğrultusunda Eş 2.3a ve Eş 2.3b aşağıdaki şekilde yeniden düzenlenebilir:

$$\mathbf{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \{ e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2} \}, \quad kr \gg 1 \quad (2.5a)$$

$$\mathbf{E}_t = E_m F(\theta) \frac{e^{-jkr}}{r} (e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2}), \quad kr \gg 1 \quad (2.5b)$$

$$\mathbf{E}_t = E_m F(\theta) \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \right\}, \quad kr \gg 1 \quad (2.5c)$$

Eş. 2.5c'den anlaşılacağı üzere, bir anten dizisinin üzerindeki herhangi bir referans noktasından r kadar uzaklıktaki bir noktada oluşturduğu toplam elektrik alan ifadesi, referans noktasındaki bir antenin o noktada oluşturduğu elektrik alan ifadesinin bir ifade ile çarpımına eşit olmaktadır. Eş. 2.5c'de verilen ifadenin genliği,

$$|E_t| = \frac{E_m}{r} |F(\theta)| \left| 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kdcos\theta + \beta) \right] \right| \quad (2.6)$$

olarak bulunabilir. Burada $|F(\theta)|$ eleman faktörü olarak ve

$$DF = \cos \left[\frac{1}{2} (kdcos\theta + \beta) \right] \quad (2.7)$$

ifadesi de normalize edilmiş dizi faktörü olarak karşımıza çıkmaktadır.

Eş. 2.7 incelendiğinde, içerisinde anten elemanın karakteristik özelliği ile ilgili herhangi bir değişken barındırmadığı görülebilir. Dizi faktörü, dizinin geometrik şekli, elemanların göreceli genlikleri ve elemanlar arasındaki göreceli faz farkı ile ilintilidir. Şekil 2.1’de gösterilen anten dizisinin elemanları özdeş genlikli olarak seçildiğinden, dizi faktörü ifadesi dizinin geometrik dağılımının ve uyarım fazının bir fonksiyonu olarak karşımıza çıkmaktadır. Elemanlar arasındaki uzaklığı ve/veya uyarım fazını değiştirerek dizinin karakteristiği ve toplam elektrik alanı değiştirilebilir.

Her ne kadar şimdiye kadar sadece iki elemanlı ve özdeş genliğe sahip anten elemanları kullanılmış olsa da bu çıkarımlar herhangi bir sayıda benzer elemanın farklı genlik, faz ve yerleşimleri ile oluşturulacak anten dizileri için de geçerliliğini korumaktadır. Bu şartlar altında dizi faktörü, dizinin eleman sayısının, bunların geometrik yerleşiminin, birbirlerine göre genlik ve faz değerlerinin fonksiyonu olarak karşımıza çıkacaktır.

Özdeş elemanlı dizilerde, dizi faktörü anten elemanlarının karakteristik özellikleri ile ilgili değişkenleri barındırmadığından, her bir eleman izotropik kaynak gibi düşünülerek elektrik alan hesaplandıktan sonra, elde edilen toplam elektrik alan dizi faktörü ile çarpılarak anten dizisinin örüntüsü kolaylıkla oluşturulabilir. Bu özellik örüntü çarpımı olarak adlandırılmakta ve

$$E_t = E_{(referans\ noktasındaki\ tek\ bir\ eleman)} \times [Dizi\ Faktörü] \quad (2.8)$$

şeklinde gösterilmektedir [3,33].

2.2. N-Elemanlı Doğrusal Dizi

Bir anten dizisinin her bir elemanının uyarım genlikleri, göreceli fazları ve göreceli uzaklıkları birbirine eşit ise, bu dizi düzgün dizi olarak adlandırılmaktadır. Düzgün dizilerin kullanılması tasarım aşamasında hesaplama kolaylığı sağlasa da bu bir zorunluluk değildir.

Herhangi bir eksen üzerine yerleştirilmiş N -elemanlı doğrusal bir dizi için parametreler ile ilgili herhangi bir sınırlama ve elemanlar arasında etkileşim olmadığı varsayıldığında, uzak alan yaklaşımı altında dizi faktörü ifadesi,

$$DF(\zeta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_n \cos \zeta} \quad (2.9)$$

olarak yazılabilir. Burada I_n , n . elemana ait uyarım genliğini, β_n , n . elemana ait uyarım fazını ve d_n , n . elemanın sistem merkezine olan uzaklığını ifade etmektedir.

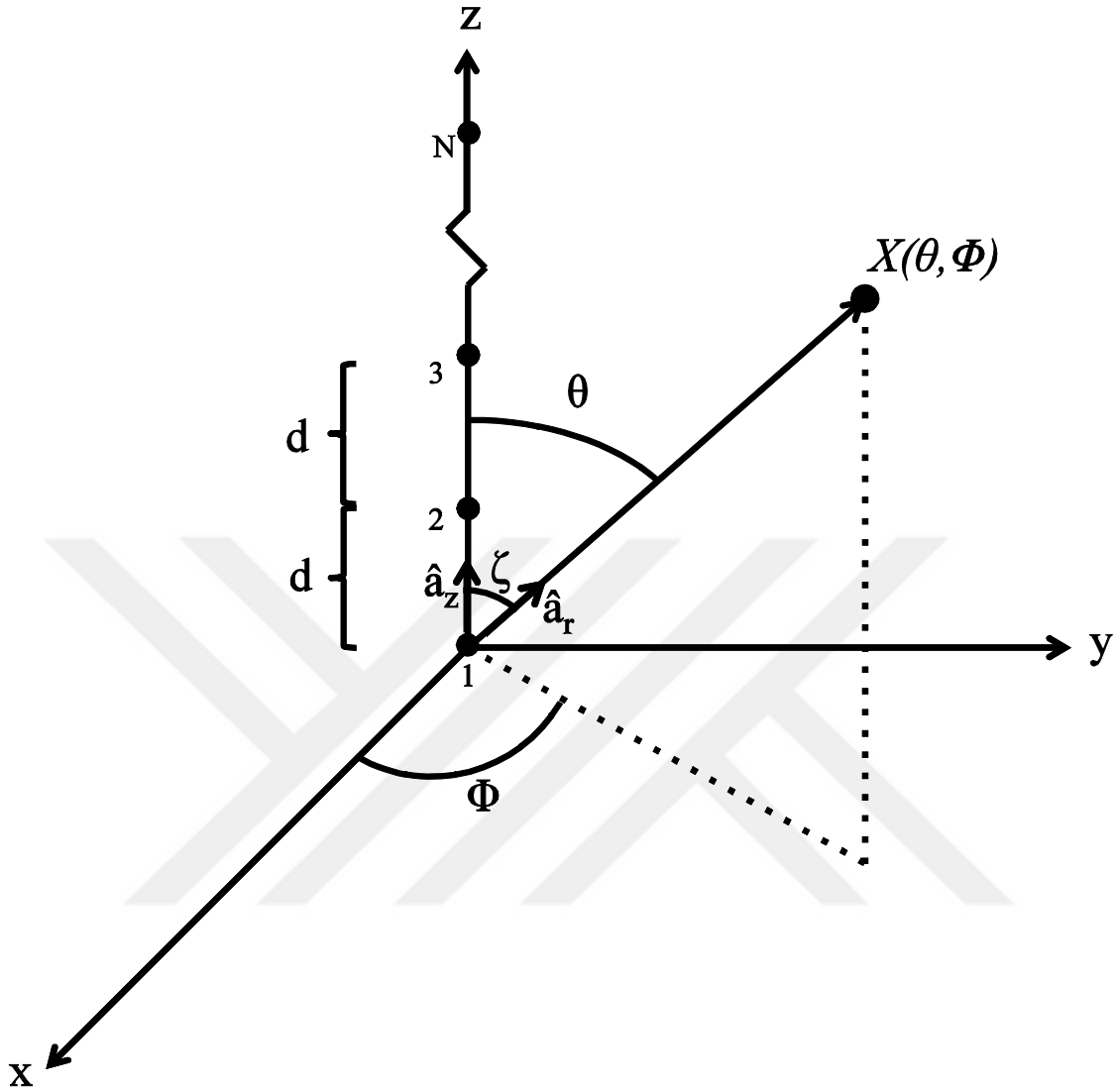
Ayrıca, ζ açısı elemanların yerleştirildiği eksen ile sistemin merkez noktasından referans noktasına doğru yönelen vektörün arasında kalan açıyı ifade etmekte ve bu iki doğrunun birim vektörlerinin noktasal çarpımı sonucu bulunabilmektedir. Şekil 2.2’de z - eksenine üzerine yerleştirilmiş örnek bir anten dizisi gösterilmektedir. Dizinin, z -, y - ve x - eksenleri üzerine yerleştirildiği varsayılırsa $\cos \zeta$ ifadesi sırasıyla;

$$\cos \zeta = \hat{a}_z \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_z \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \cos \theta \quad (2.10a)$$

$$\cos \zeta = \hat{a}_y \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_y \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \sin \theta \sin \phi \quad (2.10b)$$

$$\cos \zeta = \hat{a}_x \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_x \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \sin \theta \cos \phi \quad (2.10c)$$

olarak bulunabilir. Eş. 2.10a’dan anlaşılabacağı üzere, x - ve y - eksenlerinin aksine, z - ekseninde bir simetri mevcuttur ve dizi faktörü ϕ açısındaki değişimlerden bağımsızdır.



Şekil 2.2. z-ekseni üzerine yerleştirilmiş N-elemanlı doğrusal dizi

Anten dizisi içerisindeki elemanların hangi eksen üzerine yerleştirildikleri dizi karakteristiğine etki etmemektedir. $\cos\zeta$ değerleri farklı gibi görünmelerine rağmen, anten dizisinin genel örüntüsünü değiştirmemektedir. Bu sebeple anten dizilerindeki matematiksel hesaplamaları kolaylaştırabilmek adına doğrusal dizilerin tasarımında elemanların z-ekseni üzerine yerleştirilmiş olduğu varsayılabilir. Bu bilgiler doğrultusunda, z-ekseni üzerine yerleştirilmiş olduğu varsayılan ve parametrelerinde herhangi bir sınırlama bulunmayan bir anten dizisi için uzak alan yaklaşımı altında hesaplanan dizi faktörü ifadesi, Eş. 2.10a'nın Eş. 2.9'da yerine yazılmasıyla,

$$DF(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_n \cos\theta} \quad (2.11)$$

olarak bulunabilir. Burada elemanlar arası etkileşim ihmal edilmiş olup, yükselme açısı için z- eksenini referans alınmıştır. Şekil 2.2’de gösterildiği gibi, elemanlar arası uzaklık eşit ve d kadar ise, her bir elemanın sistemin merkezine olan uzaklığı $d_n = (n - 1)d$ olarak yazılabileceğinden Eş. 2.11,

$$DF(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d(n-1)\cos\theta} \quad (2.12)$$

şeklinde yeniden düzenlenebilir [3, 33-34].

2.3. Herhangi Bir Anten Dizisinin Genel Dizi Faktörü Tanımı

Anten dizisinin elemanları uzayda herhangi bir geometrik formda yerleştirilmiş olabilir. Doğrusal, düzlemsel ya da hacimsel geometriler için matematiksel işlemleri kolaylaştıran özel ifadeler oluşturulsa da, bu ifadeleri kullanmak yerine Eş. 2.13’de verilen genel ifade yardımıyla herhangi bir geometrik yerleşime sahip bir dizinin dizi faktörü hesaplanabilir.

$$DF = \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (\hat{a}_{pn} \cdot \hat{a}_r)} \quad (2.13)$$

Bu ifadede, $\hat{a}_r = \hat{a}_x \sin\theta \cos\phi + \hat{a}_y \sin\theta \sin\phi + \hat{a}_z \cos\theta$ sistem merkezinden gözlem noktasına yönelen doğrunun birim vektörü olarak; d_{xn} , d_{yn} ve d_{zn} sırasıyla n . elemana ait x, y ve z koordinatları olmak üzere, $\hat{a}_{pn} = d_{xn} \cdot \hat{a}_x + d_{yn} \cdot \hat{a}_y + d_{zn} \cdot \hat{a}_z$ ise dizi elemanın pozisyon vektörü olarak ifade edilebilir.

Her bir elemanı z-ekseni üzerine yerleştirilmiş doğrusal bir anten dizisi için dizi elemanlarının pozisyon vektörü, $\hat{a}_{pn} = d_{zn} \cdot \hat{a}_z$ olmaktadır. $\hat{a}_{pn}$ ve $\hat{a}_r$ ifadeleri Eş. 2.13’te yerine yazılırsa genel dizi faktörü ifadesi,

$$\hat{a}_{pn} \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_z d_{zn} \cdot (\hat{a}_x \sin\theta \cos\phi + \hat{a}_y \sin\theta \sin\phi + \hat{a}_z \cos\theta) = d_{zn} \cos\theta \quad (2.14)$$

$$DF = \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_{zn} \cos\theta} \quad (2.15)$$

şeklinde bulunabilir ve bu ifade Eş. 2.11’de verilen ifade ile örtüşmektedir.

Bu genel ifade sayesinde, simetri ve geometrik formdan bağımsız bir notasyon ortaya çıktığından, elemanların uzay üzerindeki geometrik yerleşimlerinden bağımsız olarak dizi faktörü hesaplanabilmektedir [35].



3. ZAMAN MODÜLASYONLU ANTEN DİZİLERİ

Klasik anten dizisi tasarımında, dizinin bütün elemanlarının sürekli olarak çalışır konumda olduğu varsayılmaktadır ve antenin genel örüntüsünü şekillendirmek için uyarım genliği, uyarım fazı ve elemanların sistemin merkezine olan uzaklıkları kullanılmaktadır. 1950’li yıllarda anten dizilerinde zaman modülasyonu konseptinin ortaya atılmasıyla, her bir elemanın periyodik olarak anahtarlanması sonucu zaman, t , dördüncü bir tasarım parametresi olarak kullanılmaya başlanmıştır. Zaman parametresinin dizi faktörü hesabında kullanılması her ne kadar örüntü şekillendirmeyi kolaylaştırırsa da, periyodik anahtarlama fonksiyonları harmonik veya yanbant yayılımlarına sebep olmaktadır. Birçok çalışmada bu yanbant yayılımları istenmeyen bir durum gibi görülerek bastırılmaya çalışılsa da, bu yayılımların farklı amaçlara yönelik olarak kullanılabileceği (sinyal kestirme, güvenli iletişim, harmonik ışınım yönlendirme, vs.) birçok çalışmada dile getirilmiştir.

3.1. N -Elemanlı Zaman Modülasyonlu Doğrusal Dizi Faktörü

z -ekseni üzerine yerleştirilmiş olduğu varsayılan, birbirine eş N tane elemandan oluşan bir anten dizisinin dizi faktörü, uzak alan yaklaşımı göz önüne alındığında,

$$F(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} e^{jkz_n \cos \theta} \quad (3.1)$$

formülü ile hesaplanmaktadır. Burada I_n, β_n , ve z_n sırasıyla ilgili elemanın uyarım genliğini, uyarım fazını ve sistem merkezine olan uzaklığını; $k = 2\pi/\lambda$ dalga numarasını, θ ise yükselme açısını ifade etmektedir ve yükselme açısı için referans olarak z -ekseni seçilmiştir.

Elemanlar arası uzaklığın birbirine eş ve d olduğu varsayıldığı takdirde $z_n = d(n - 1)$ olacağından Eş. 3.1,

$$F(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} e^{jk(n-1)d \cos \theta} \quad (3.2)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Dizinin her bir elemanı yüksek hızlı RF anahtarlama elemanları kullanılarak periyodik bir anahtarlama fonksiyonu vasıtasıyla anahtarlendiğinde, bu anahtarlama fonksiyonunun dizi faktörüne etki etmesi kaçınılmaz olmaktadır. Bu etki göz önüne alındığında Eş. 3.1,

$$F(\theta, t) = e^{jw_0 t} \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} U_n(t) e^{jkz_n \cos \theta}, \quad w_0 = 2\pi f_0 \quad (3.3)$$

şeklinde tekrar yazılabilir. Burada $U_n(t)$ periyodik anahtarlama fonksiyonunu, w_0 ise taşıyıcı sinyalin açısal frekansını yani antenin çalıştığı merkez frekansı ifade etmektedir.

Periyodik anahtarlama fonksiyonu, $U_n(t)$, herhangi bir periyodik fonksiyon ile ifade edilebilir ve her periyodik fonksiyonda olduğu gibi karmaşık Fourier dizisine açılabilir. Periyodik fonksiyonların bu özelliği sayesinde $U_n(t)$ fonksiyonunun dizi faktörüne etkisi daha kolay hesaplanabilmektedir.

$U_n(t)$ fonksiyonu ve bu fonksiyonun karmaşık Fourier serisine açılmış hali, t_n^1 ilgili elemanın açık kalma süresini, T_p anahtarlama periyodunu, w_p açısal anahtarlama frekansını ve m ilgili harmonik numarasını göstermek üzere,

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & t \leq t_n^1 \leq T_p \\ 0, & \text{diğer durumda} \end{cases} \quad (3.4a)$$

$$U_n(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{m,n} e^{jw_p m t}, \quad w_p = 2\pi f_p \quad (3.4b)$$

şeklinde ifade edilebilir. Karmaşık Fourier Katsayıları (KFK) olarak adlandırılan $C_{m,n}$ değerleri ise;

$$C_{m,n} = \frac{1}{T_p} \int U_n(t) e^{-jmw_p t} dt \quad (3.5)$$

formülü ile hesaplanmaktadır. Eş. 3.4b'de verilen ifade Eş. 3.3'te yerine yazıldığında dizi faktörü ifadesi olan Eş. 3.3,

$$F(\theta, t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} C_{m,n} e^{jkz_n \cos \theta} e^{j(w_0 + mw_p)t} \quad (3.6)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. İlerleyen aşamalarda hesaplama kolaylığı ve yapılan işlemlerin daha anlaşılabilir olması adına Eş. 3.6,

$$\gamma_m(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} C_{m,n} e^{jkz_n \cos \theta} = X_{m,\theta}, \quad X_{m,\theta} \in \mathbb{C} \quad (3.7a)$$

olmak üzere,

$$F(\theta, t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{j(w_0 + mw_p)t} \gamma_m(\theta) \quad (3.7b)$$

olacak şekilde yeniden düzenlenebilir.

Buraya kadar verilen bütün formüller uzak alan yaklaşımı altında geçerlidir ve bu tezde yapılan tüm hesaplamalarda $f_0 \gg f_p$ olduğu kabul edilmektedir.

3.1.1. Uyarım stratejileri

Literatürde sıklıkla kullanılan uyarım stratejilerinde özetle dört farklı fonksiyon kullanılmaktadır. Bunlar Değişken Açıklık Boyutu (*Variable Aperture Size - VAS*), Darbe Kaydırma (*Pulse Shift - PS*), Darbe Bölme (*Pulse Split - PsP*) ve Değişken Darbe Genliği (*Variable Pulse Amplitude - VPA*) olarak isimlendirilmektedir.

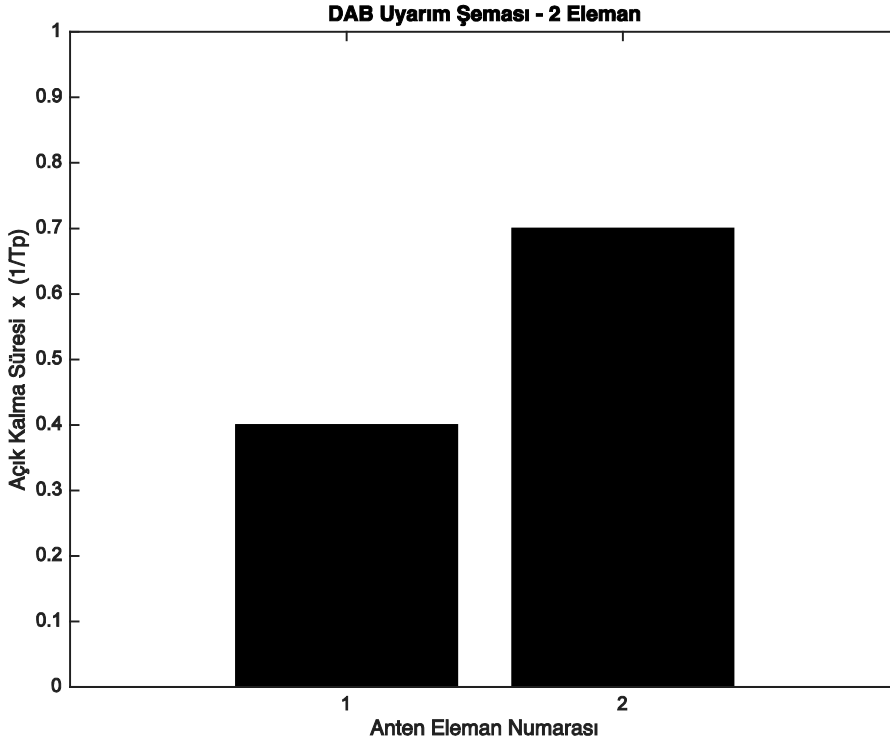
Değişken açıklık boyutu (DAB)

Birçok uygulamada kullanılan bu uyarım stratejisinde, bütün elemanlar aynı noktadan başlamak kaydıyla belirli bir süre boyunca açık; geri kalan sürede kapalı kalmaktadırlar. Bu stratejinin, her bir elemanın açık kaldığı toplam süre farklı olduğundan ana yayılımın örüntüsünü şekillendirmek için oldukça kullanışlı olduğu söylenebilir. Periyodik anahtarlama için temel olabilecek nitelikteki bu strateji;

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & t \leq t_n^1 \leq T_p \\ 0, & \text{diğer durumda} \end{cases} \quad (3.8)$$

şeklinde gösterilebilir. Şekil 3.1’de DAB şemasının iki elemanlı bir diziye uygulanmış hali görülmektedir. Bu stratejide anahtarlama başlangıç noktası uygulama kolaylığı açısından

genel olarak periyodun başlangıç noktası alınmaktadır.



Şekil 3.1. Değişken açıklık boyutu uyarım şeması - 2 eleman

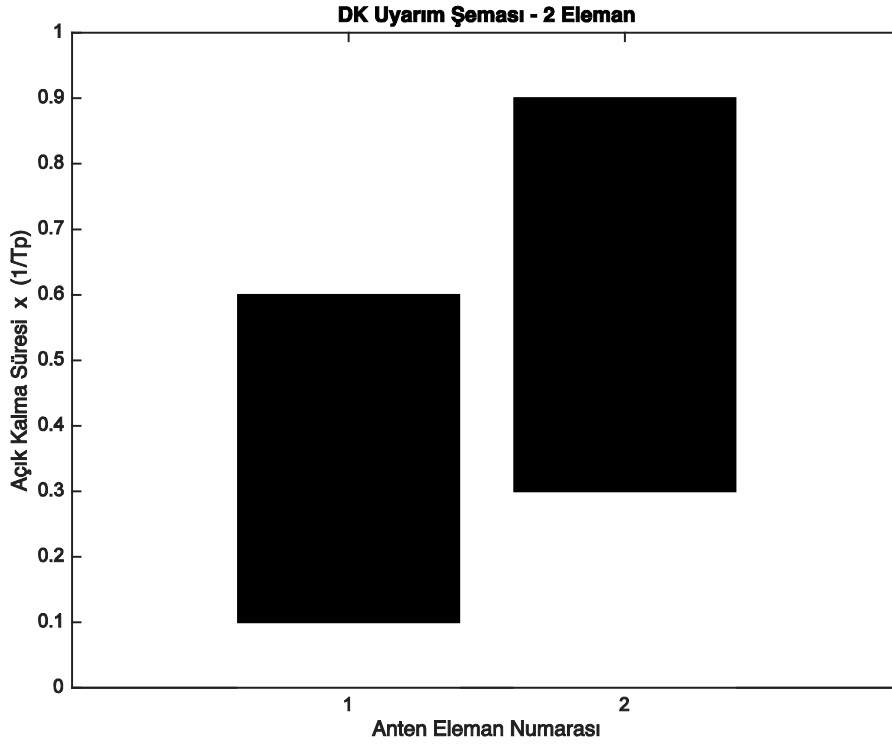
DAB uyarım stratejisine ait KFK değerleri Eş.3.5 ve Eş.3.8 kullanılarak

$$C_{m,n} = \frac{1}{j2\pi m} [1 - e^{-j2\pi m \tau_n}] \quad (3.9)$$

formülüyle hesaplanmaktadır. Burada $\tau_n = t_n^1 / T_p$ ilgili elemanın açık kalma süresinin bir periyoda oranını, yani o elemanın açık kalma süresini ifade etmektedir.

Darbe kaydırma (DK)

DAB stratejisinde de bahsedildiği üzere, her bir dizi elemanının toplamda açık kaldığı süre değişmediği sürece ana örüntü aynı kalmaktadır. Zaman modülasyonu ile doğal olarak ortaya çıkan yan bant yayılımlarını kontrol etmek ve ana örüntünün yanında bu yan bant yayılım örüntülerini de şekillendirmek için ortaya atılan uyarım stratejilerinden biri olan DK stratejisinde [36] her bir elemana uygulanan darbe, Şekil 3.2’de gösterildiği üzere, farklı zamanlarda başlamakta ve belirli süre boyunca devam etmektedir.



Şekil 3.2. Darbe kaydırma uyarım şeması - 2 eleman

DK uyarım stratejisi için anahtarlama fonksiyonu ve KFK değerleri;

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & t_n^1 \leq t \leq t_n^2 \leq T_p \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (3.10a)$$

$$C_{m,n} = \frac{1}{j2\pi m} e^{-j2\pi m t_n^1 / T_p} [1 - e^{-j2\pi m \tau_n}] \quad (3.10b)$$

eşitlikleriyle gösterilebilir. Burada, $\tau_n = |t_n^2 - t_n^1| / T_p$ ilgili elemanın açık kalma süresini ifade etmektedir ve Eş. 3.10b'den anlaşılacağı üzere, darbe başlangıç noktaları, faz ifadesi olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu sayede ana örüntü etkilenmeden, darbe başlangıç zamanları optimize edilerek yan bant yayılımları kontrol edilebilmektedir.

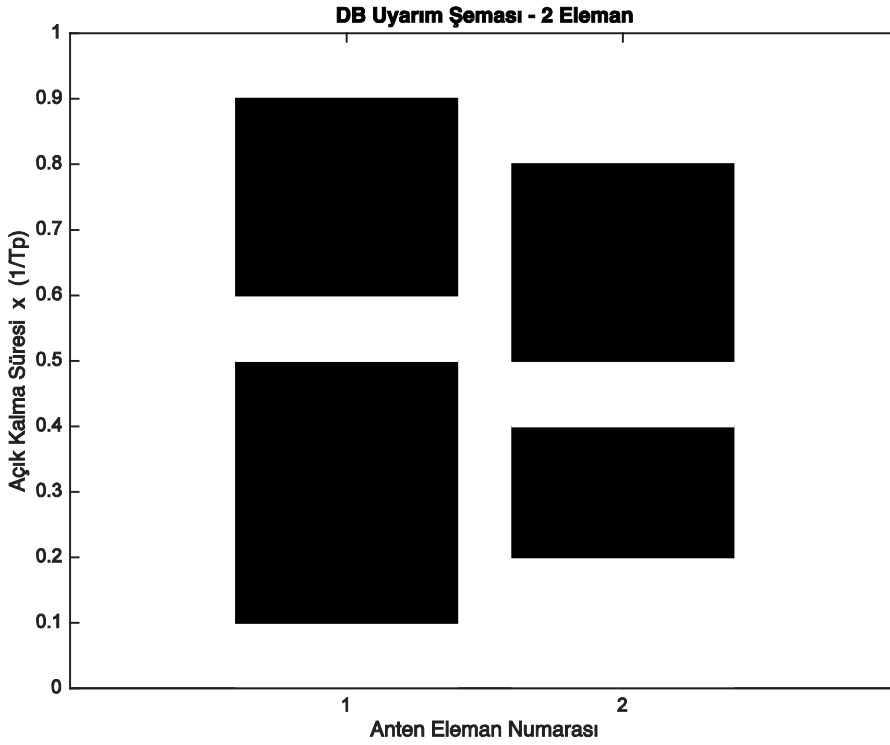
Darbe bölme (DB)

Darbe Bölme stratejisinin temelinde her bir darbeyi – yine toplam açık kalma sürelerini değiştirmeden – en az iki parçaya bölmek yatmaktadır [37-40]. Yukarıdaki iki stratejide

olduğu gibi, her bir elemanın yayın yaptığı toplam süre değişmediğinden ana örüntü aynı kalmaktadır. Bu stratejinin diğer iki stratejiden farkı istenilen yan bant yayılım örüntüsünün kontrol edilebilmesidir ve uyarım fonksiyonu Eş. 3.11’de gösterilmektedir.

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & t_n^{2q} \leq t \leq t_n^{2q+1} \\ 0, & \text{diğer durumda} \end{cases} \quad \forall q \in \mathbb{N} \text{ ve } q \leq Q - 1 \quad (3.11)$$

Burada q her bir darbeyi, Q toplam darbe sayısını ifade etmekte ve $0 \leq t_n^0 < t_n^1 < \dots < t_n^{2q+1} \leq T_p$ olmak üzere t_n^{2q} ilgili darbenin başlangıç noktasını, t_n^{2q+1} ise ilgili darbenin bitiş noktasını ifade etmektedir. Darbe bölme uyarım şemasının iki elemanlı bir diziye uyarlanmış hali Şekil 3.3’te gösterilmektedir.



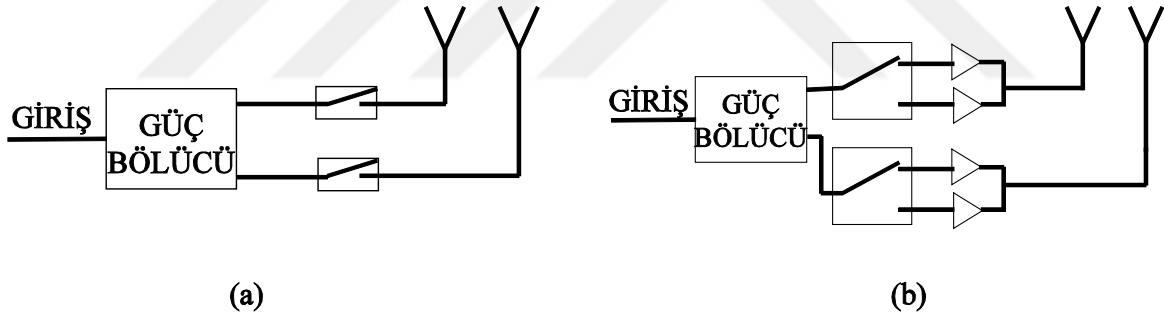
Şekil 3.3. Darbe bölme uyarım şeması - 2 Eleman

Darbe bölme stratejisi için KFK değerleri;

$$C_{m,n} = \begin{cases} \sum_{q=0}^{Q-1} \psi_n^q, & m = 0 \\ \frac{1}{\pi m} \sum_{q=0}^{Q-1} \sin(\pi m \psi_n^q) e^{-jm\omega_p t_n^{2q}} e^{-jm\pi \psi_n^q}, & |m| > 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

formülüyle hesaplanmaktadır. Burada $\psi_n^q = |t_n^{2q+1} - t_n^{2q}|/T_p$ ilgili darbenin bir periyotta toplam açık kalma süresini ifade etmektedir. Eş. 3.12'ye bakıldığında, her bir darbenin başladığı nokta ($|m| > 0$) için toplam ifadesinde faz terimi olarak karşımıza çıkmaktadır ve bu sayede her bir eleman için darbe sayısı ve darbelerin başlangıç noktaları optimize edilerek sadece istenilen seviyedeki yanbant yayılımı kontrol edilebilmektedir.

Değişken darbe genlikleri (DDG)



Şekil 3.4. a) İki elemanlı anten dizisi için klasik anahtarlama b) İki elemanlı anten dizisi için DDG anahtarlama

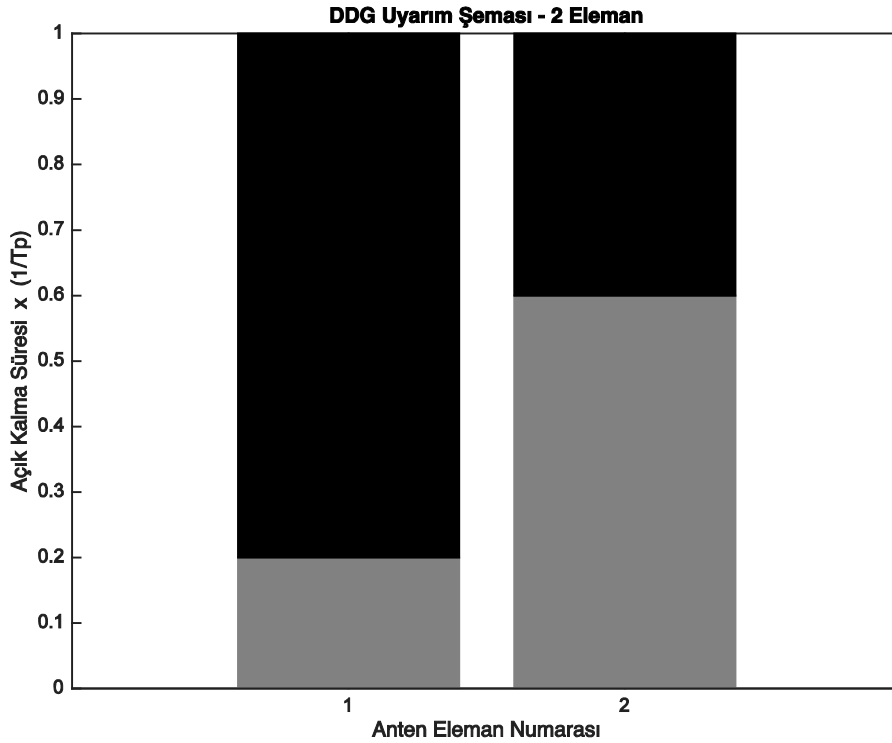
Daha önce ortaya konulan üç stratejide temel olarak Şekil 3.4a'da gösterilen anahtarlama şeması kullanılmaktadır. Bu şemaya göre ilgili anten elemanı belirli sürelerde açık (1) veya kapalı (0) olarak anahtarlanmaktadır. Bu durum sonucunda çok kısa süreler olsa bile bütün elemanların kapalı (0) konumda olma, yani iletim veya alma işleminin gerçekleşmediği bir an olma ihtimali ortaya çıkmaktadır. Bu ihtimali ortadan kaldırmak için DDG stratejisinde, Şekil 3.4b'de gösterildiği gibi, her bir eleman iki adet sinyal artırıcı ya da sinyal azaltıcıya bağlanmakta ve bunlar arasında anahtarlama yapılmaktadır [23]. K_n^1 ve K_n^2 darbelere uygulanan genlik değerleri olmak üzere, DDG stratejisi Eş. 3.13'de gösterildiği gibi yazılabilir:

$$U_n(t) = \begin{cases} K_n^1, & 0 < t \leq t_n^1 \\ K_n^2, & t_n^1 < t \leq T_p \end{cases} \quad (3.13)$$

DDG stratejisi için KFK değerleri;

$$C_{m,n} = \frac{\Delta_n}{j2\pi m} [1 - e^{-jm2\pi\tau_n}] \quad (3.14)$$

formülüyle hesaplanmaktadır. Burada $\tau_n = t_n^1 / T_p$ darbeler arası genlik değişim anını ve $\Delta_n = K_n^1 - K_n^2$, darbe genlikleri arasındaki farkı ifade etmektedir. DDG uyarım stratejisinin iki elemanlı bir diziye uyarlanmış hali Şekil 3.5'te gösterilmektedir.



Şekil 3.5. Değişken darbe genliği uyarım şeması – 2 Eleman

3.2. Harmonik Işıma Yönlendirilmesi ve Yan Kulakçık Seviyesi Kontrolü

Karmaşık Fourier katsayıları, dizi faktörünü ve buna bağlı olarak da ana ve yanbant yayılımlarının ışıma örüntülerini şekillendirmektedir. Uyarım stratejisine bağlı olarak değişen bu katsayılar belirli seviyelerde oluşan yayılımları bastırmak, artırmak ya da

yönlendirmek amacıyla kullanılabilir. Eş. 3.9, Eş. 3.10b, Eş. 3.12 ve Eş. 3.14 incelendiğinde yaygın olarak kullanılan dört uyarım stratejisinin de harmonik ışıma yönlendirme ve yan kulakçık seviyesi kontrolünde kullanılabilecek genlik ve faz terimlerine sahip olduğu görülmektedir [23,36,38].

Bu tez için yapılan çalışmada DDG stratejisi kullanılmakta ve ana yayılım örüntüsü ile birinci harmonik yayılım örüntüsü yönlendirilmektedir. Eş. 3.14'de verilen formül göz önüne alınırsa, ana yayılım ve birinci harmonik yayılım için KFK değerleri;

$$C_{0,n} = \Delta_n \tau_n + K_n^2 \quad (3.15a)$$

$$C_{1,n} = \frac{\Delta_n}{\pi} \sin(\pi \tau_n) e^{-j\pi \tau_n} \quad (3.15b)$$

formülleriyle hesaplanmaktadır.

Burada, birinci harmonik örüntüsünü kontrol etmek için, τ_n faz terimi ($\beta = \pi \tau_n$) ve Δ_n genlik terimi olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu aşamada iki önemli sınırlayıcı parametre bulunmaktadır. Birincisi $\tau_n = t_n/T_p$ her zaman sıfır ile bir arasında bir değer alacağı için KFK içerisindeki faz değeri ($e^{-j\pi \tau_n}$) $[-\pi, \pi]$ aralığı yerine sadece $[0, \pi]$ arasında değiştirilebilmektedir. Bu sorunu ortadan kaldırmak için ilave bir faz farkı oluşturmak gerekmekte ve bu DDG uyarım stratejisi sayesinde elde edilebilmektedir. Şayet $K_n^1 < K_n^2$ seçilir ve $\Delta_n < 0$ olursa, $-\Delta_n = \Delta_n \cdot e^{j\pi}$ olacağından, ilave π faz farkı elde edilmiş olur.

Herhangi bir yayılımın örüntüsü şekillendirilirken dikkat edilmesi gereken bir diğer husus da yan kulakçık seviyeleridir. Yan kulakçık seviyesi ne kadar düşük olursa, anten ilgili frekansta o kadar verimli çalışabilir. Bu sebeple birinci harmoniğin ana ışıması yönlendirilirken, yan kulakçık seviyeleri de kontrol edilmelidir. Eş. 3.15b incelendiğinde τ_n ve Δ_n yan kulakçık seviyelerini belirleyen genlik terimleri olarak karşımıza çıkmaktadır. İlave faz farkı elde edilirken $|\Delta_n|$ değeri değişmemekte, sadece Δ_n 'in işareti değişmektedir. Bu aşamada istenilen yan kulakçık seviyesini elde etmek için Çebişev veya Taylor $\bar{n}$ gibi hazır pencere fonksiyonlarından faydalanılabilir. Bu fonksiyonlar kullanılarak,

$$\Delta_n = \frac{\pi W_n}{\sin(\pi \tau_n)} = |K_n^1 - K_n^2| \quad (3.16)$$

ifadesi ile Δ_n değerleri hesaplanır ve böylece yan kulakçık seviyeleri istenilen değerde sınırlandırılabilir. Burada W_n pencere fonksiyonun ilgili elemana karşılık gelen katsayısını ifade etmektedir ve Δ_n değerlerinin $[0,1]$ aralığından taşmaması için hesaplanan maksimum değer ile normalize edilmelidir.

Birinci harmonik ana ışımasını yönlendirmek için τ_n değeri, zaman alan optimizasyon yöntemleri yerine, klasik anten dizisi yaklaşımındaki aşamalı faz kaydırma tekniği ile hesaplanabilir. Bu yöntem kullanıldığı zaman ise τ_n , 2π periyodunda periyodik değerler alacağından $(\pi\tau_n)$ değerinin sıfır olma ihtimali, yani ilgili faza karşılık gelen anten elemanının kapalı olma ihtimali ortaya çıkmaktadır ($\sin(\pi\tau_n) = 0$). Harmonik ışıma yönlendirme esnasında ortaya çıkan bu durum sıfır faz-sıfır genlik olarak adlandırılmakta ve klasik yöntemle hesaplanan τ_n değerine $P \in \mathbb{R}$ ofset değeri eklenerek ortadan kaldırılmaktadır. τ_n , 2π periyodunda periyodik olduğundan uygulanacak P değerinin bir sınırı yoktur fakat uygulama ve hesaplama kolaylığı açısından $(0,1]$ aralığında seçilebilir.

Temel harmonik ana ışımasını yönlendirmek ve yan kulakçık seviyesini kontrol etmek için izlenmesi gereken tasarım basamakları genelliği kaybetmeme adına elemanların eş aralıklarla yerleştirildiği varsayıldığında aşağıdaki gibi sıralanabilir:

1. Klasik anten dizisi tasarım yaklaşımında olduğu gibi, örüntüyü θ dereceye yönlendirecek olan göreceli uyarım fazı, β , her bir eleman için hesaplanır.

$$kd(n-1)\cos\theta - \beta_n = 0 \quad (3.17)$$

2. Elde edilen β değerlerine sıfır-faz, sıfır-genlik problemini önlemek amacıyla P ofset değeri eklenir ve aşağıdaki eşitlik ile β' değerleri hesaplanır.

$$\beta'_n = \text{mod}_{2\pi}(\beta_n + P) \quad (3.18)$$

3. β' değerleri π ile karşılaştırılarak,

$$\tau_n = \beta'_n / \pi, \quad \beta'_n < \pi \quad (K_n^1 > K_n^2) \quad (3.19)$$

$$\tau_n = (\beta'_n - 1) / \pi, \quad \beta'_n > \pi \quad (K_n^1 < K_n^2)$$

eşitliğine göre uyarım stratejisinde kullanılan darbelerin genlik değişim noktaları olan τ_n değerleri hesaplanır.

4. Eş. 3.16 kullanılarak darbe farkları hesaplanır ve elde edilen en yüksek Δ_n değeri ile normalize edilir. Burada hesaplanan değer darbe farklarının genlik değeri olmakla beraber, Δ_n değerinin işareti 3. Maddede belirlenmektedir.

Bu tasarım aşamaları sonucunda hem yukarıda bahsedilen sınırlamalar ortadan kaldırılmakta hem de zaman alıcı optimizasyon teknikleri kullanılmadan ve ana örüntü şekli değiştirilmeden, birinci harmonik yayılımının ana ışıması ve yan kulakçık seviyesi kontrol edilebilmektedir [24].



4. GENLİK VE FREKANS MODÜLASYONU

İletilmek istenilen mesaj sinyalleri çoğu zaman olduğu gibi iletilememektedir. İletim ortamı, dış etkiler, maliyet ve fiziksel kısıtlamalar modülasyon işlemini kaçınılmaz hale getirmektedir. Örneğin frekans ve anten boyu arasındaki ilişki göz önüne alındığında frekans ne kadar küçülürse, anten boyutu aynı oranda büyümektedir. İnsan sesinin frekansının 500Hz – 3000Hz arası olduğu düşünüldüğünde [41], insan konuşmasını modüle etmeden iletmek için metrelerce uzunlukta antene ihtiyaç duyulabilir. Bu ve bunun gibi birçok faktör, iletmek istenilen sinyallerin bir taşıyıcı üzerine bindirilerek modüle edilmesini kaçınılmaz hale getirmektedir.

4.1. Genlik Modülasyonu

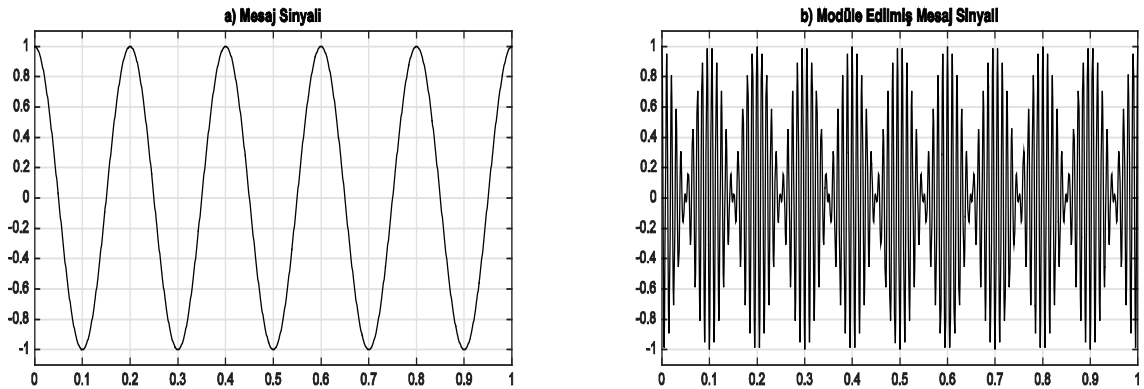
Genlik modülasyonunda taşınacak bilgi, taşıyıcı sinyalin genliğini değiştirerek iletilmektedir. En temel haliyle genlik modülasyonu (GM) sinyali;

$$F_{GM}(t) = (1 + m(t)) \times e^{j2\pi f_c t} \quad (4.1)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $m(t)$ iletmek istenilen mesaj sinyalini ve f_c taşıyıcı sinyalin frekansını ifade etmektedir. Alıcı tarafta taşıyıcı sinyalin bilindiği farz edilirse Eş.4.1,

$$F_{GM}(t) = m(t)e^{j2\pi f_c t} \quad (4.2)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Şekil 4.1’de 5Hz frekansındaki mesaj sinyalinin 100Hz frekansa sahip taşıyıcı kullanılarak modüle edilmiş hali gösterilmektedir.



Şekil 4.1. Mesaj sinyali ve GM ile modüle edilmiş mesaj sinyali

Genlik modülasyonu ile modüle edilmiş bir sinyalin geleneksel anten dizisi kullanılarak alınması durumunda iletim ortamında sadece reel kısım yayılabildiğinden alınan sinyal, Eş. 3.2 yardımıyla ve $\omega_c = 2\pi f_c$ olmak üzere,

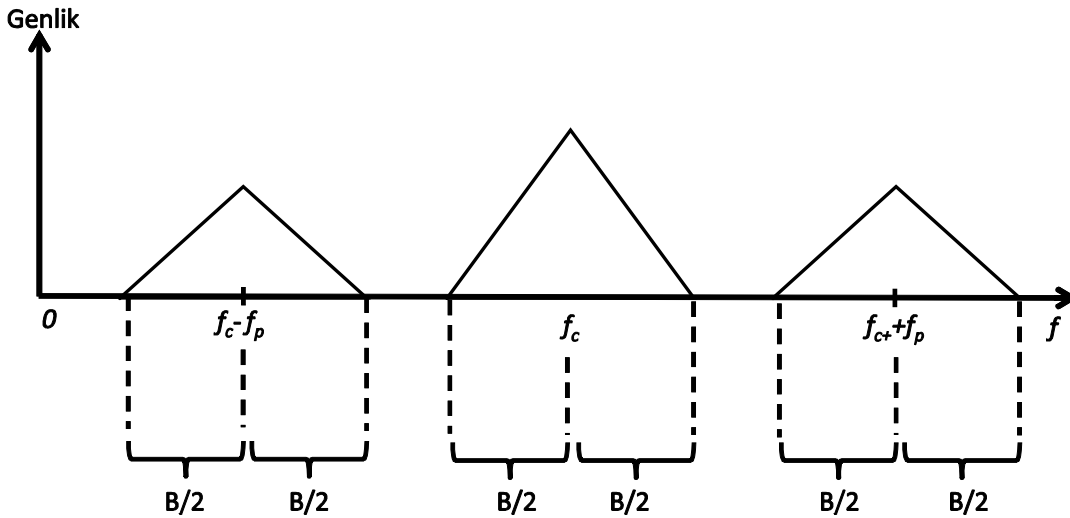
$$F_{GMrec}(\theta, t) = Re\{m(t)e^{j\omega_c t}\} \times \text{Dizi Faktörü} \quad (4.3a)$$

$$F_{GMrec}(\theta, t) = Re\{m(t)e^{j\omega_c t}\} \times \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} e^{jk(n-1)d\cos\theta} \quad (4.3b)$$

formülleriyle ifade edilebilir. Benzer şekilde aynı sinyal zaman modülasyonlu anten dizisi kullanılarak alındığında, $f_p = \frac{\omega_p}{2\pi}$ anten dizisi elemanlarının anahtarlama frekansı olmak kaydıyla ve Eş. 3.6 yardımıyla,

$$F_{GMrec}(\theta, t) = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} Re\{m(t)e^{j(\omega_c + m\omega_p)t}\} \times \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} C_{m,n} e^{jk(n-1)d\cos\theta} \quad (4.4)$$

olarak karşımıza çıkmaktadır. Burada alınan sinyal periyodik anahtarlama fonksiyonundan bağımsız olarak gösterilmekte ve $C_{m,n}$ değerleri seçilen uyarım stratejisine göre değişmektedir. Zaman modülasyonlu anten dizisi ile alınan sinyal incelendiğinde, sonsuz sayıda harmoniğin oluştuğu söylenebilir. Her bir harmonik frekans mesaj sinyali ile aynı bantgenişliğine sahip bilgiyi içermekte fakat $C_{m,n}$ katsayılarından dolayı farklı genliklerle karşımıza çıkmaktadır.



Şekil 4.2. Alınan mesaj sinyalinin iki harmoniği ile birlikte frekans alanında gösterimi

Zaman modülasyonlu anten dizisi kullanıldığında, mesaj sinyalinin bu harmonik yayılımlarda mevcut olan mesaj sinyali ile karışması önlenmelidir. Aksi halde asıl mesaj sinyali bozulmaya uğrar ve demodülasyon işlemi gerçekleşemez. Genlik modülasyonunda mesaj sinyalinin bantgenişliği $B=2f_m$ olmak üzere, Şekil 4.2'ye bakılarak;

$$f_c + f_p - \frac{B}{2} \geq f_c + \frac{B}{2}, \quad (4.5a)$$

$$f_p \geq B \quad (4.5b)$$

olacak şekilde seçilirse bozulmanın önlenebileceği görülmektedir. Aksi durumda oluşan harmonik yayılımlar mesaj sinyalinin demodülasyonunu etkileyerek bozulmalara sebep olabilir.

Şekil 4.3'te verilen demodülatör yapısı incelendiğinde, demodülatör girişindeki sinyal Eş. 4.4 ve Eş. 3.7b yardımıyla,

$$V_{in} = \dots + \text{Re}\{m(t)e^{j(\omega_c - \omega_p)t}\} \times \gamma_{-1}(\theta) + \text{Re}\{m(t)e^{j\omega_c t}\} \times \gamma_0(\theta) + \text{Re}\{m(t)e^{j(\omega_c + \omega_p)t}\} \times \gamma_1(\theta) + \dots \quad (4.6)$$

sonsuz sayıda sinyalin toplamı olarak ifade edilebilir. Uygulanan f_c merkezli ve B aralığına sahip bant geçiren filtre çıkışında istenmeyen harmonik yayılımlar filtrelenerek

$$V_1 = \text{Re}\{m(t)e^{j\omega_c t}\} \times \gamma_0(\theta) = \text{Re}\{m(t)e^{j\omega_c t}\} \times X_{0,\theta} \quad (4.7)$$

sinyali elde edilir. Lokal osilatörde üretilen taşıyıcı sinyal ile V_1 sinyalinin çarpımı sonucu,

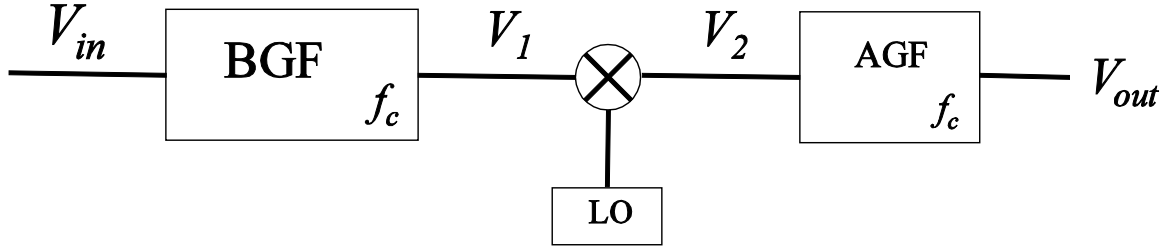
$\cos x = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}$ Euler eşitliği ve $\text{Re}\{z\} = \frac{z+z^*}{2}$, $z \in \mathbb{C}$ ifadesi kullanılarak;

$$V_2 = V_1 * \cos \omega_c t \quad (4.8a)$$

$$V_2 = m(t) \cdot X_{0,\theta} \left[\frac{(e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t})}{2} \times \frac{(e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t})}{2} \right] \quad (4.8b)$$

$$= \frac{m(t)X_{0,\theta}}{2} + \frac{m(t)X_{0,\theta}}{2} \text{Re}\{e^{j2\omega_c t}\}$$

olarak elde edilmektedir.



Şekil 4.3. Genlik modülasyonu demodülatör yapısı

Ortaya çıkan yüksek frekans bileşenlerinin, alçak geçiren filtre kullanılarak yok edilmesi sonucu mesaj sinyali ortaya çıkmaktadır.

$$V_{out} = \frac{X_{0,\theta}}{2} \times m(t) = Z \times m(t), \quad Z \in \mathbb{C} \quad (4.9)$$

4.2. Frekans Modülasyonu

Frekans modülasyonunda iletilmek istenen mesaj sinyalinin genliği, taşıyıcı sinyalin anlık frekansını değiştirmekte ve taşıyıcı sinyalin genliği sabit kalmaktadır. İletilecek mesaj sinyalinin genliği arttığında taşıyıcı sinyal frekansı artmakta, azaldığında ise azalmaktadır. Şekil 4.4'te gösterilen FM sinyali;

$$F(t) = D_f \times \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (4.10a)$$

olmak üzere,

$$P_{FM}(t) = A_c e^{j(\omega_c t + F(t))} \quad (4.10b)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada D_f modülasyon indeksini, A_c ise mesaj sinyalinin genliğini ifade etmektedir. Frekans modülasyonunda kullanılan taşıyıcı sinyalin anlık frekansı ve iletilen mesajın taşıyıcı frekansına ne oranda sapmaya sebep olacağı sırasıyla,

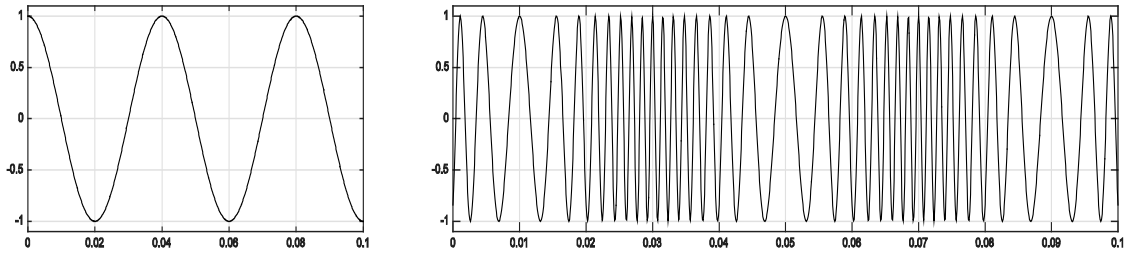
$$g_{FM}(t) = \omega_c + D_f \cdot m(t) \quad (4.11a)$$

$$\Delta G_{max} = \frac{D_f \cdot |\max(m(t))|}{2\pi} \quad (4.11b)$$

formülleriyle hesaplanmaktadır [48]. FM sinyaller genellikle bant genişliği açısından sınırlanmasa da Carson kuralı çerçevesinde daha hızlı demodülasyon çıktısı elde edebilmek için, f_m mesaj sinyalinin frekansı olmak üzere,

$$B = 2(\Delta G_{max} + f_m) \quad (4.12)$$

olacak şekilde sınırlandırılabilir [43]. FM sinyalleri dar bant ve geniş bant olarak iki kategori altında değerlendirilebilir. Bu çalışmada dar bant FM sinyalleri kullanılmakta ve $D_f \ll 1$ olacak şekilde seçilmektedir.



Şekil 4.4. Mesaj sinyali, FM ile modüle edilmiş mesaj sinyali

Ortamda yayılan FM sinyalinin zaman modülasyonlu bir anten dizisi ile alınması sonucu elde edilen sinyal, iletim ortamında sadece reel kısım yayılabildiğinden, Eş. 3.6 yardımıyla

$$F_{FMrec}(\theta, t) = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} Re\{A_c e^{j(\omega_c t + m\omega_p t + F(t))}\} \times \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} C_{m,n} e^{jk(n-1)d\cos\theta} \quad (4.13)$$

olarak bulunabilir. Demodülasyon aşamasında dikkat edilmesi gereken nokta, oluşan harmonik yayılımlar sebebiyle örtüşmelerin engellenmesidir. Genlik modülasyonu için belirlenen koşul frekans modülasyonu için de geçerlidir (Bkz. Şekil 4.2). $f_p \geq B$ olarak seçildiğinde, harmonik frekanslar sebebiyle oluşabilecek bozulmalar ortadan kaldırılabilir.

Şekil 4.5'te verilen frekans modülasyonu demodülatör şeması göz önüne alınırsa, demodülatör girişinde Eş. 4.13 ve Eş. 3.7b kullanılarak,

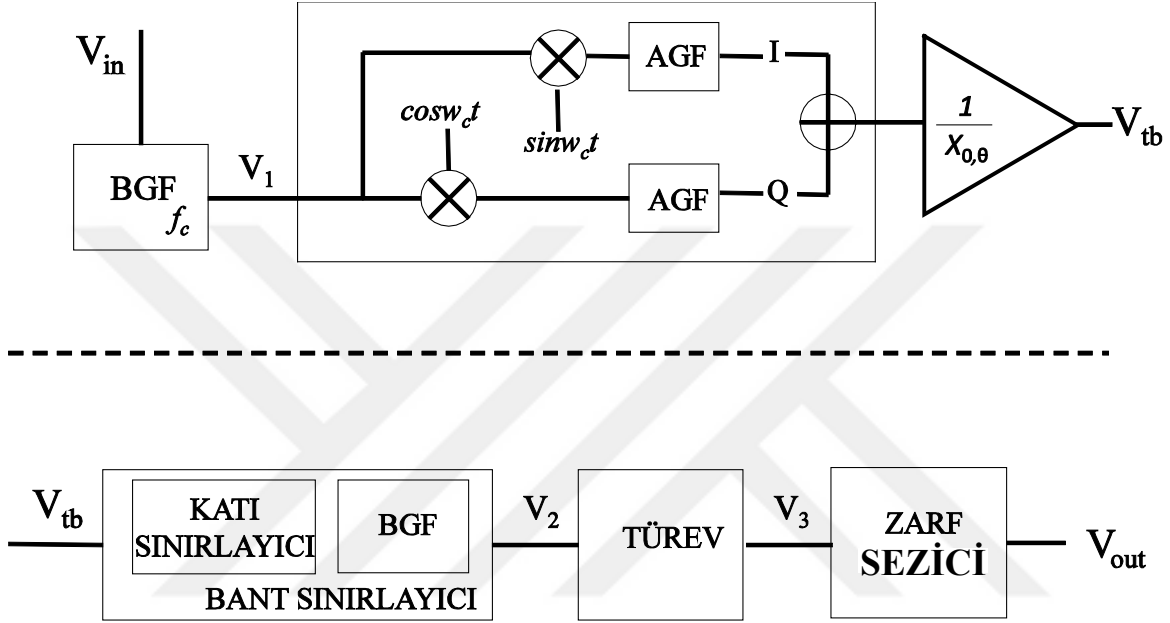
$$V_{in} = \dots + Re\{A_c e^{j(\omega_c t - \omega_p t + F(t))}\} \times \gamma_{-1}(\theta) \quad (4.14)$$

$$+ Re\{A_c e^{j(\omega_c t + F(t))}\} \times \gamma_0(\theta) + Re\{A_c e^{j(\omega_c t + \omega_p t + F(t))}\} \times \gamma_1(\theta) + \dots$$

sinyali elde edilmektedir. Harmonik yayılımlardan kurtulmak için f_c merkezli ve B aralıklı bant geçiren filtre uygulanması sonucu,

$$V_1 = \text{Re}\{A_c e^{j(\omega_c t + F(t))}\} \times \gamma_0(\theta) = \text{Re}\{A_c e^{j(\omega_c t + F(t))}\} \times X_{0,\theta} \quad (4.15)$$

sinyali elde edilmektedir.



Şekil 4.5. Frekans modülasyonu demodülatör yapısı

Elde edilen sinyalin temel bant düzeyine indirgenmesi, taşıyıcı frekans bileşenlerini ortadan kaldıracığından demodülasyon işleminde avantaj sağlayabilir. Bant geçiren filtre çıkışında bulunan temel bant bloğu sonrasında,

$$V_{tb} = X_{0,\theta} \cdot \frac{A_c}{2} e^{jF(t)} \quad (4.16)$$

sinyali elde edilmektedir. Eş. 4.16 incelendiğinde mevcut sinyalin içerisinde ilgili harmonik seviyeye karşılık gelen karmaşık Fourier katsayısının bulunduğu görülmektedir. Demodülatör bloğu içerisinde standart bir temelbant sinyali kullanabilmek adına elde edilen sinyalin $1/X_{0,\theta}$, $X_{0,\theta} \in \mathbb{C}$ ile çarpılması sonucu işlem ve uygulama kolaylığı sağlanabilir ve Eş. 4.16

$$V_{tb} = \frac{A_c}{2} e^{jF(t)} \quad (4.17)$$

şeklinde yeniden yazılabilir.

Sıradaki işlem bloğu olan bant sınırlayıcı blok, bir katı sınırlayıcı ardına eklenen bant geçiren filtreden oluşmaktadır. Bu bloğun çıkışında sabit genlikli bir sinyal elde edilmektedir. Böylece sinyal genliğinde çeşitli sebeplerle oluşan dalgalanmalar ortadan kaldırılmakta ve demodülatör içerisinde sabit genlikli bir sinyal kullanılmaktadır.

Bant sınırlayıcı blok girişinde bulunan mevcut sinyalin $v_{i,ks} = A(t)e^{j\theta}$ olduğu varsayılırsa, katı sınırlayıcı ve bant geçiren filtre sonucunda elde edilen sinyal

$$v_{o,ks} = V_c \cdot e^{j\theta}, \quad V_c \in \mathbb{R} \quad (4.18)$$

olarak bulunabilir. Bu sayede iletim ortamından kaynaklanabilecek gürültünün etkisi önlenebilmektedir. Eş. 4.17’de gösterilen temel bant sinyali katı sınırlayıcı blok çıkışında

$$V_2 = V_c e^{jF(t)} \quad (4.19)$$

olmaktadır ve burada elde edilen sinyalin türev bloğundan geçmesiyle

$$V_3 = V_c \cdot j \frac{\partial F(t)}{\partial t} e^{jF(t)} \quad (4.20)$$

sinyali elde edilmektedir.

Sıradaki ve son işlem basamağı olan zarf sezici bloğun girişindeki sinyalin polar formda gösterimi, $S \in \mathbb{R}$ sinyalin genliğini ve α sinyalin genlik vektörünün x -ekseni ile yaptığı açığı göstermek üzere, $v_{i,zb} = S \cdot e^{j\alpha}$ ise çıkış sinyali,

$$v_{o,zb} = \begin{cases} |S \cdot e^{j\alpha}|, & 0 \leq \alpha \leq \pi \\ -|S \cdot e^{j\alpha}|, & \pi < \alpha < 2\pi \end{cases} \quad (4.21)$$

şeklinde bulunabilir. Türev alıcı bloğun çıkışında elde edilen ve Eş. 4.20’de verilen sinyalin zarf sezici bloğa girmesiyle demodülatör çıkışı;

$$V_{out} = V_c \cdot \frac{\partial F(t)}{\partial t} \cdot |j| \cdot |e^{jF(t)}| = V_c \cdot \frac{\partial F(t)}{\partial t} \quad (4.22)$$

olarak hesaplanabilir. Eş.4.10a kullanılarak,

$$\frac{\partial F(t)}{\partial t} = D_f \cdot m(t) \quad (4.23)$$

olduğu bulunur ise çıkış sinyali

$$V_{out} = V_c \cdot D_f \cdot m(t) = C \cdot m(t), \quad C \in \mathbb{R} \quad (4.24)$$

şeklinde yeniden yazılabilir ve mesaj sinyali elde edilmiş olur.

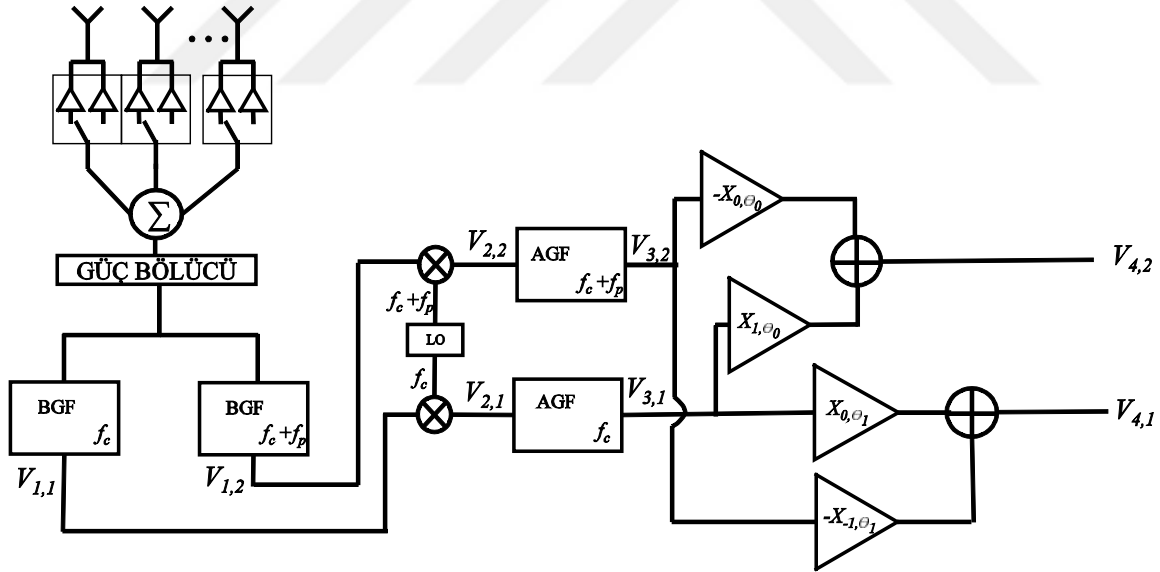
Hem genlik hem frekans demodülatör yapılarında, zaman modülasyonlu anten dizilerinin kullanılması sebebiyle anahtarlama frekansı, f_p , muhtemel bozulmaları önleyebilmek adına mesaj bant genişliğinden büyük ya da mesaj bantgenişliğine eşit seçilmelidir.

5. ÇİFT KANAL ALICI TASARIMI

İki farklı mesaj sinyali, iki farklı frekans kullanılarak modüle edildiği takdirde, iki farklı anten dizisi kullanılarak hiçbir zorluk yaşanmadan alınabilir ve demodüle edilebilir. Şayet tek bir anten dizisi kullanılarak iki farklı frekansta modüle edilmiş sinyal alınmak istenirse, bu durumda zaman modülasyonunun sağlamış olduğu imkânlar kullanılarak, mesajların sırasıyla merkez frekansta ve birinci harmonik frekansında modüle edilmesi koşuluyla, yukarıda bahsedilen demodülatör yapılarına ilave matematiksel aşamalarla demodülasyon gerçekleştirilebilir.

5.1. Çift Kanal Genlik Modülasyonu Demodülatör Yapısı

Tek kanal genlik modülasyonu demodülatör yapısı kullanılarak (Bkz. Şekil 4.3) yalnızca bir frekansta modüle edilmiş sinyal alınabilirken, Şekil 5.1’de verilen demodülatör yapısı ile aynı anda f_c ve $f_c + f_p$ frekanslarında modüle edilmiş sinyaller çözülebilmektedir.



Şekil 5.1. Çift kanal GM demodülatör yapısı

Çift kanal genlik demodülatör yapısında, anten çıkışında alınan sinyal bir güç ayırıcı sayesinde iki kanala ayrılarak, birinci kanal f_c merkezli, ikinci kanal ise $f_c + f_p$ merkezli bant geçiren filtrelerden geçirilmektedir. Bu filtrelerin aralıkları, bozulmayı önlemek için, mesaj sinyallerinin bant genişliklerinden büyük olana eşit olacak şekilde seçilmelidir. Bu sayede birinci kanalda f_c frekanslı bileşenler, ikinci kanalda ise $f_c + f_p$ frekanslı bileşenler

kalmaktadır. Eş. 4.4'ten yararlanılarak, her bir kanalda bulunan sinyaller ve bu sinyallerin hangi harmonik seviyeye karşılık geldiği, Eş.3.7a'da verilen anten dizi katsayıları kullanılarak Çizelge 5.1'de gösterilmiştir. Bu tabloda m harmonik seviyeyi, θ_0 birinci mesaj sinyalinin, θ_1 ise ikinci mesaj sinyalinin anten dizisine ulaştığı yükselme açılarını göstermektedir.

Çizelge 5.1. Her bir kanalda bulunan mesaj sinyalleri ve ilgili harmonik seviyeleri

f_c frekanslı bileşenler (1.Kanal)	
$m = 0, \theta = \theta_0$	$Re\{m_1(t).e^{j\omega_c t}\}.\gamma_0(\theta_0) = Re\{m_1(t).e^{j\omega_c t}\}.X_{0,\theta_0}$
$m = -1, \theta = \theta_1$	$Re\{m_2(t).e^{j\omega_c t}\}.\gamma_{-1}(\theta_1) = Re\{m_2(t).e^{j\omega_c t}\}.X_{-1,\theta_1}$
$\vartheta_{1,1} = m_1(t).Re\{e^{j\omega_c t}\}.X_{0,\theta_0} + m_2(t).Re\{e^{j\omega_c t}\}.X_{-1,\theta_1}$	
$f_c + f_p$ frekanslı bileşenler (2.Kanal)	
$m = 0, \theta = \theta_1$	$Re\{m_2(t).e^{j(\omega_c + \omega_p)t}\}.\gamma_0(\theta_1) = Re\{m_2(t).e^{j(\omega_c + \omega_p)t}\}.X_{0,\theta_1}$
$m = 1, \theta = \theta_0$	$Re\{m_1(t).e^{j(\omega_c + \omega_p)t}\}.\gamma_1(\theta_0) = Re\{m_1(t).e^{j(\omega_c + \omega_p)t}\}.X_{1,\theta_0}$
$\vartheta_{1,2} = m_2(t).Re\{e^{j(\omega_c + \omega_p)t}\}.X_{0,\theta_1} + m_1(t).Re\{e^{j(\omega_c + \omega_p)t}\}.X_{1,\theta_0}$	

Her bir kanalda elde edilen sinyaller, lokal osilatör tarafından kendi frekanslarında üretilmiş taşıyıcı sinyaller ile çarpılmak suretiyle, taşıyıcı frekansı barındıran bileşenlerden ayrılmaktadır.

Euler eşitliğine göre, lokal osilatörde birinci kanal ve ikinci kanal için üretilen kosinüs sinyalleri sırasıyla;

$$\cos(\omega_c t) = \frac{e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}}{2} \quad (5.1a)$$

$$\cos((\omega_c + \omega_p)t) = \frac{e^{j(\omega_c + \omega_p)t} + e^{-j(\omega_c + \omega_p)t}}{2} \quad (5.1b)$$

olarak bulunabilir. Birinci kanaldaki sinyalin, Eş. 5.1a ile çarpımı;

$$\begin{aligned} \vartheta_{2,1} &= [m_1(t).Re\{e^{j\omega_c t}\}.X_{0,\theta_0} + m_2(t).Re\{e^{j\omega_c t}\}.X_{-1,\theta_1}]x \cos(\omega_c t) \\ &= [m_1(t).Re\{e^{j\omega_c t}\}.X_{0,\theta_0} + m_2(t).Re\{e^{j\omega_c t}\}.X_{-1,\theta_1}]x \frac{e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}}{2} \end{aligned} \quad (5.2)$$

şeklinde yazılabilir. $Re\{z\} = \frac{z+z^*}{2}$, $z \in \mathbb{C}$ olarak yazılabileceğinden ve $X_{m,\theta} \in \mathbb{C}$ olduğundan çarpım sonucu aşağıdaki işlem basamakları sonucunda,

$$\begin{aligned} \vartheta_{2,1} = & \frac{m_1(t)}{4} [Re\{X_{0,\theta_0}\} \cdot (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}) \cdot (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}) \\ & + jIm\{X_{0,\theta_0}\} (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}) \cdot (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t})] \\ & + \frac{m_2(t)}{4} [Re\{X_{-1,\theta_1}\} \cdot (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}) \cdot (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}) \\ & + jIm\{X_{-1,\theta_1}\} (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}) \cdot (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t})] \end{aligned} \quad (5.3a)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_{2,1} = & \frac{m_1(t)}{2} \left[Re\{X_{0,\theta_0}\} \cdot \left[\frac{e^{2j\omega_c t} + e^{-2j\omega_c t}}{2} + 1 \right] \right. \\ & \left. + jIm\{X_{0,\theta_0}\} \left[\frac{e^{2j\omega_c t} + e^{-2j\omega_c t}}{2} + 1 \right] \right] \\ & + \frac{m_2(t)}{2} \left[Re\{X_{-1,\theta_1}\} \cdot \left[\frac{e^{2j\omega_c t} + e^{-2j\omega_c t}}{2} + 1 \right] \right. \\ & \left. + jIm\{X_{-1,\theta_1}\} \left[\frac{e^{2j\omega_c t} + e^{-2j\omega_c t}}{2} + 1 \right] \right] \end{aligned} \quad (5.3b)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_{2,1} = & \frac{m_1(t)}{2} \cdot (Re\{e^{2j\omega_c t}\} + 1) (Re\{X_{0,\theta_0}\} + jIm\{X_{0,\theta_0}\}) \\ & + \frac{m_2(t)}{2} (Re\{e^{2j\omega_c t}\} + 1) (Re\{X_{-1,\theta_1}\} + jIm\{X_{-1,\theta_1}\}) \\ = & X_{0,\theta_0} \cdot \frac{m_1(t)}{2} \cdot Re\{e^{2j\omega_c t}\} + X_{0,\theta_0} \cdot \frac{m_1(t)}{2} \\ & + X_{-1,\theta_1} \cdot \frac{m_2(t)}{2} \cdot Re\{e^{2j\omega_c t}\} + X_{-1,\theta_1} \cdot \frac{m_2(t)}{2} \end{aligned} \quad (5.3c)$$

şeklinde yazılabilir. Benzer şekilde Eş. 5.1b ile ikinci kanalda bulunan mesaj sinyalinin çarpım sonucu,

$$\begin{aligned} \vartheta_{2,2} = & X_{0,\theta_1} \cdot \frac{m_2(t)}{2} \cdot Re\{e^{2j(\omega_c + \omega_p)t}\} + X_{0,\theta_1} \cdot \frac{m_2(t)}{2} \\ & + X_{1,\theta_0} \cdot \frac{m_1(t)}{2} \cdot Re\{e^{2j(\omega_c + \omega_p)t}\} + X_{1,\theta_0} \cdot \frac{m_1(t)}{2} \end{aligned} \quad (5.4)$$

olarak bulunabilir. Eş. 5.3c ve Eş. 5.4 incelendiğinde, yüksek frekanslı bileşenlerin alçak geçiren filtreler ile filtrelenmesi sonucu yok edilebileceği görülmektedir. Birinci kanala f_c , ikinci kanala ise $f_c + f_p$ merkezli alçak geçiren filtrelerin uygulanması sonucu

$$\vartheta_{3,1} = X_{0,\theta_0} \cdot \frac{m_1(t)}{2} + X_{-1,\theta_1} \cdot \frac{m_2(t)}{2} \quad (5.5a)$$

$$\vartheta_{3,2} = X_{1,\theta_0} \cdot \frac{m_1(t)}{2} + X_{0,\theta_1} \cdot \frac{m_2(t)}{2} \quad (5.5b)$$

sinyalleri elde edilmektedir. Eş. 5.5a ve Eş. 5.5b’de verilen iki bilinmeyenli iki denklemi çözmek için, $\vartheta_{3,1}, X_{0,\theta_1}$ ile ve $\vartheta_{3,2}, -X_{-1,\theta_1}$ ile çarpıldıktan sonra toplanırsa birinci kanalda

$$\vartheta_{4,1} = \frac{m_1(t)}{2} \underbrace{(X_{0,\theta_0} \cdot X_{0,\theta_1} - X_{1,\theta_0} \cdot X_{-1,\theta_1})}_K = \frac{1}{2} \cdot K \cdot m_1(t), \quad K \in \mathbb{C} \quad (5.6)$$

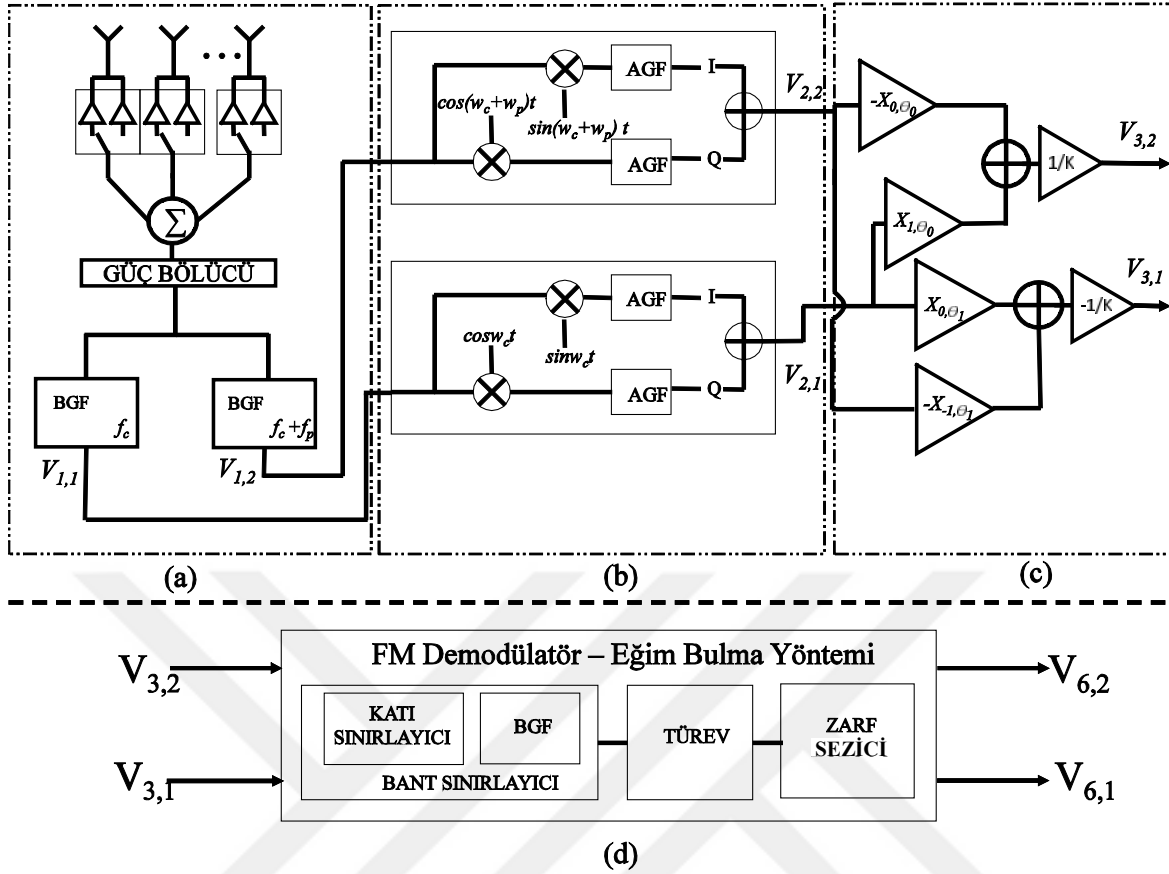
olacak şekilde birinci mesaj sinyali elde edilmiş olur. Benzer şekilde $\vartheta_{3,1}, X_{1,\theta_0}$ ile ve $\vartheta_{3,2}, -X_{0,\theta_0}$ ile çarpılıp toplanırsa ikinci kanalda ise

$$\vartheta_{4,2} = \frac{m_2(t)}{2} \underbrace{(X_{1,\theta_0} \cdot X_{-1,\theta_1} - X_{0,\theta_0} \cdot X_{0,\theta_1})}_{-K} = -\frac{1}{2} \cdot K \cdot m_2(t), \quad K \in \mathbb{C} \quad (5.7)$$

olacak şekilde diğer mesaj sinyali elde edilmiş olur.

5.2. Çift Kanal Dar Bant Frekans Modülasyonu Demodülatör Yapısı

Tek kanal FM demodülatör yapısı (Bkz. Şekil 4.5) birbirinden farklı iki sinyali aynı anda demodüle edebilmek adına Şekil 5.2’de gösterildiği gibi düzenlenebilir. Güç bölücü yardımıyla iki kanala ayrılan sinyal, Şekil 5.2a’da gösterilen blok vasıtasıyla, birinci kanalda f_c , ikinci kanalda ise $f_c + f_p$ merkezli bant geçiren filtreden geçirilmektedir. Filtre genişlikleri iki mesaj sinyalinin maksimum frekans değişimlerinden büyük olana eşit seçilerek muhtemel bozulmalar önlenmektedir. Böylece benzer frekanslı bileşenler aynı kanalda toplanmaktadır.



Şekil 5.2. a) Çift kanal dar bant FM demodülatör yapısı bant geçiren filtre bloğu
 b) Çift kanal dar bant FM demodülatör yapısı temelbant çevrim bloğu
 c) Çift kanal dar bant FM demodülatör yapısı matematiksel işlem bloğu
 d) Çift kanal dar bant FM demodülatör yapısı standart demodülatör bloğu

Eş.4.10b'den yararlanılarak, her bir kanalda bulunan sinyaller ve bu sinyallerin hangi harmonik seviyeye karşılık geldiği, Eş.3.6a' da verilen anten dizi katsayıları kullanılarak Çizelge 5.2'te gösterilmektedir. Bu tabloda m harmonik seviyeyi, θ_0 birinci mesaj sinyalinin, θ_1 ise ikinci mesaj sinyalinin anten dizisine ulaştığı açıları göstermektedir.

Elde edilen sinyaller, Şekil 5.2b de gösterilen temel bant bloğu yardımıyla temel bant seviyesine çevrilmektedir. Bu aşamada birinci kanaldaki bant geçiren filtre çıkışında elde edilen sinyal $\cos(\omega_c t)$ ve $\sin(\omega_c t)$ ile çarpılmaktadır. Euler eşitliğine göre,

$$\sin(\omega_c t) = \frac{e^{j\omega_c t} - e^{-j\omega_c t}}{2j} \quad (5.8)$$

olarak yazılabilir.

Çizelge 5.2. Çift kanal dar bant FM alıcı için her bir kanalda bulunan mesaj sinyalleri ve ilgili harmonik seviyeleri

f_c frekanslı bileşenler (1.Kanal)	
$m = 0, \theta = \theta_0$	$Re\{A_c e^{j\omega_c t + jF_1(t)}\} \cdot \gamma_0(\theta_0) = Re\{A_c e^{j\omega_c t + jF_1(t)}\} \cdot X_{0,\theta_0}$
$m = -1, \theta = \theta_1$	$Re\{B_c e^{j\omega_c t + jF_2(t)}\} \cdot \gamma_{-1}(\theta_1) = Re\{B_c e^{j\omega_c t + jF_2(t)}\} \cdot X_{-1,\theta_1}$
$\vartheta_{1,1} = A_c \cdot Re\{e^{j\omega_c t + jF_1(t)}\} \cdot X_{0,\theta_0} + B_c \cdot Re\{e^{j\omega_c t + jF_2(t)}\} \cdot X_{-1,\theta_1}$	
$f_c + f_p$ frekanslı bileşenler (2.Kanal)	
$m = 0, \theta = \theta_1$	$Re\{B_c e^{j(\omega_c + \omega_p)t + jF_2(t)}\} \cdot \gamma_0(\theta_1) = Re\{B_c e^{j(\omega_c + \omega_p)t + jF_2(t)}\} \cdot X_{0,\theta_1}$
$m = 1, \theta = \theta_0$	$Re\{A_c e^{j(\omega_c + \omega_p)t + jF_1(t)}\} \cdot \gamma_1(\theta_0) = Re\{A_c e^{j(\omega_c + \omega_p)t + jF_1(t)}\} \cdot X_{1,\theta_0}$
$\vartheta_{1,2} = B_c \cdot Re\{e^{j(\omega_c + \omega_p)t + jF_2(t)}\} \cdot X_{0,\theta_1} + A_c \cdot Re\{e^{j(\omega_c + \omega_p)t + jF_1(t)}\} \cdot X_{1,\theta_0}$	

Buna ilaveten Eş.5.1a'da verilen ifade de kullanıldığında birinci kanalda,

$$\vartheta_{2a,1} = [A_c \cdot Re\{e^{j\omega_c t + jF_1(t)}\} \cdot X_{0,\theta_0} + B_c \cdot \{e^{j\omega_c t + jF_2(t)}\} \cdot X_{-1,\theta_1}] \frac{e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}}{2} \quad (5.9a)$$

$$\vartheta_{2b,1} = [A_c \cdot Re\{e^{j\omega_c t + jF_1(t)}\} \cdot X_{0,\theta_0} + B_c \cdot \{e^{j\omega_c t + jF_2(t)}\} \cdot X_{-1,\theta_1}] \frac{e^{j\omega_c t} - e^{-j\omega_c t}}{2j} \quad (5.9b)$$

sinyalleri elde edilmektedir. $Re\{z\} = \frac{z+z^*}{2}, z \in \mathbb{C}, \quad Im\{z\} = \frac{z-z^*}{2}, z \in \mathbb{C}$ olarak yazılabileceğinden ve $X_{m,\theta} \in \mathbb{C}$ olduğundan 5.9a ve 5.9b eşitlikleri aşağıdaki işlem basamakları sonucunda,

$$\begin{aligned} \vartheta_{2a,1} = & \frac{A_c}{4} [Re\{X_{0,\theta_0}\} \cdot (e^{j\omega_c t + jF_1(t)} + e^{-j\omega_c t - jF_1(t)}) \cdot (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}) \\ & + jIm\{X_{0,\theta_0}\} (e^{j\omega_c t + jF_1(t)} + e^{-j\omega_c t - jF_1(t)}) \cdot (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t})] \\ & + \frac{B_c}{4} [Re\{X_{-1,\theta_1}\} \cdot (e^{j\omega_c t + jF_2(t)} + e^{-j\omega_c t - jF_2(t)}) \cdot (e^{j\omega_c t} \\ & + e^{-j\omega_c t}) + jIm\{X_{-1,\theta_1}\} (e^{j\omega_c t + jF_2(t)} + e^{-j\omega_c t - jF_2(t)}) \cdot (e^{j\omega_c t} \\ & + e^{-j\omega_c t})] \end{aligned} \quad (5.10a)$$

$$\begin{aligned}
\vartheta_{2a,1} = & \frac{A_c \cdot \text{Re}\{X_{0,\theta_0}\}}{2} \left[\frac{(e^{j2\omega_c t + jF_1(t)}) + (e^{-j2\omega_c t - jF_1(t)})}{2} + \frac{e^{jF_1(t)} + e^{-jF_1(t)}}{2} \right] \\
& + j \frac{A_c \cdot \text{Im}\{X_{0,\theta_0}\}}{2} \left[\frac{(e^{j2\omega_c t + jF_1(t)}) + (e^{-j2\omega_c t - jF_1(t)})}{2} \right. \\
& \left. + \frac{e^{jF_1(t)} + e^{-jF_1(t)}}{2} \right] \\
& + \frac{B_c \cdot \text{Re}\{X_{-1,\theta_1}\}}{2} \left[\frac{(e^{j2\omega_c t + jF_2(t)}) + (e^{-j2\omega_c t - jF_2(t)})}{2} \right. \\
& \left. + \frac{e^{jF_2(t)} + e^{-jF_2(t)}}{2} \right] \\
& + j \frac{B_c \cdot \text{Im}\{X_{-1,\theta_1}\}}{2} \left[\frac{(e^{j2\omega_c t + jF_2(t)}) + (e^{-j2\omega_c t - jF_2(t)})}{2} \right. \\
& \left. + \frac{e^{jF_2(t)} + e^{-jF_2(t)}}{2} \right]
\end{aligned} \tag{5.10b}$$

$$\begin{aligned}
= & \frac{A_c \cdot \text{Re}\{X_{0,\theta_0}\}}{2} [\text{Re}\{(e^{j2\omega_c t + jF_1(t)})\} + \text{Re}\{e^{jF_1(t)}\}] \\
& + j \frac{A_c \cdot \text{Im}\{X_{0,\theta_0}\}}{2} [\text{Re}\{(e^{j2\omega_c t + jF_1(t)})\} + \text{Re}\{e^{jF_1(t)}\}] \\
& + \frac{B_c \cdot \text{Re}\{X_{-1,\theta_1}\}}{2} [\text{Re}\{(e^{j2\omega_c t + jF_2(t)})\} + \text{Re}\{e^{jF_2(t)}\}] \\
& + j \frac{B_c \cdot \text{Im}\{X_{-1,\theta_1}\}}{2} [\text{Re}\{(e^{j2\omega_c t + jF_2(t)})\} + \text{Re}\{e^{jF_2(t)}\}]
\end{aligned} \tag{5.10c}$$

$$\begin{aligned}
\vartheta_{2a,1} = & \frac{A_c \cdot X_{0,\theta_0}}{2} [\text{Re}\{(e^{j2\omega_c t + jF_1(t)})\} + \text{Re}\{e^{jF_1(t)}\}] \\
& + \frac{B_c \cdot X_{-1,\theta_1}}{2} [\text{Re}\{(e^{j2\omega_c t + jF_2(t)})\} + \text{Re}\{e^{jF_2(t)}\}]
\end{aligned} \tag{5.10d}$$

olacak şekilde ve

$$\begin{aligned}
\vartheta_{2b,1} = & \frac{A_c}{4j} [\text{Re}\{X_{0,\theta_0}\} \cdot (e^{j\omega_c t + jF_1(t)} + e^{-j\omega_c t - jF_1(t)}) \cdot (e^{j\omega_c t} - e^{-j\omega_c t}) \\
& + j \text{Im}\{X_{0,\theta_0}\} (e^{j\omega_c t + jF_1(t)} + e^{-j\omega_c t - jF_1(t)}) \cdot (e^{j\omega_c t} - e^{-j\omega_c t})] \\
& + \frac{B_c}{4j} [\text{Re}\{X_{-1,\theta_1}\} \cdot (e^{j\omega_c t + jF_2(t)} + e^{-j\omega_c t - jF_2(t)}) \cdot (e^{j\omega_c t} - e^{-j\omega_c t}) \\
& + j \text{Im}\{X_{-1,\theta_1}\} (e^{j\omega_c t + jF_2(t)} + e^{-j\omega_c t - jF_2(t)}) \cdot (e^{j\omega_c t} - e^{-j\omega_c t})]
\end{aligned} \tag{5.11a}$$

$$\begin{aligned}
\vartheta_{2b,1} = & \frac{A_c \cdot \text{Re}\{X_{0,\theta_0}\}}{2j} \left[\frac{(e^{j2\omega_c t + jF_1(t)}) - (e^{-j2\omega_c t - jF_1(t)})}{2} - \frac{e^{jF_1(t)} - e^{-jF_1(t)}}{2} \right] \\
& + \frac{A_c \cdot \text{Im}\{X_{0,\theta_0}\}}{2} \left[\frac{(e^{j2\omega_c t + jF_1(t)}) - (e^{-j2\omega_c t - jF_1(t)})}{2} \right. \\
& \left. - \frac{e^{jF_1(t)} - e^{-jF_1(t)}}{2} \right] \\
& + \frac{B_c \cdot \text{Re}\{X_{-1,\theta_1}\}}{2j} \left[\frac{(e^{j2\omega_c t + jF_2(t)}) - (e^{-j2\omega_c t - jF_2(t)})}{2} \right. \\
& \left. - \frac{e^{jF_2(t)} - e^{-jF_2(t)}}{2} \right] \\
& + \frac{B_c \cdot \text{Im}\{X_{-1,\theta_1}\}}{2} \left[\frac{(e^{j2\omega_c t + jF_2(t)}) - (e^{-j2\omega_c t - jF_2(t)})}{2} \right. \\
& \left. - \frac{e^{jF_2(t)} - e^{-jF_2(t)}}{2} \right]
\end{aligned} \tag{5.11b}$$

$$\begin{aligned}
= & -j \frac{A_c \cdot \text{Re}\{X_{0,\theta_0}\}}{2} [\text{Im}\{e^{j2\omega_c t + jF_1(t)}\} - \text{Im}\{e^{jF_1(t)}\}] \\
& + \frac{A_c \cdot \text{Im}\{X_{0,\theta_0}\}}{2} [\text{Im}\{e^{j2\omega_c t + jF_1(t)}\} - \text{Im}\{e^{jF_1(t)}\}] \\
& - j \frac{B_c \cdot \text{Re}\{X_{-1,\theta_1}\}}{2} [\text{Im}\{e^{j2\omega_c t + jF_2(t)}\} - \text{Im}\{e^{jF_2(t)}\}] \\
& + \frac{B_c \cdot \text{Im}\{X_{-1,\theta_1}\}}{2} [\text{Im}\{e^{j2\omega_c t + jF_2(t)}\} - \text{Im}\{e^{jF_2(t)}\}]
\end{aligned} \tag{5.11c}$$

$$\begin{aligned}
= & \frac{A_c}{2} [\text{Im}\{e^{jF_1(t)}\} - \text{Im}\{e^{j2\omega_c t + jF_1(t)}\}] [j\text{Re}\{X_{0,\theta_0}\} - \text{Im}\{X_{0,\theta_0}\}] \\
& + \frac{B_c}{2} [\text{Im}\{e^{jF_2(t)}\} - \text{Im}\{e^{j2\omega_c t + jF_2(t)}\}] [j\text{Re}\{X_{-1,\theta_1}\} \\
& - \text{Im}\{X_{-1,\theta_1}\}]
\end{aligned} \tag{5.11d}$$

$$\begin{aligned}
\vartheta_{2b,1} = & j \frac{A_c \cdot X_{0,\theta_0}}{2} [\text{Im}\{e^{jF_1(t)}\} - \text{Im}\{e^{j2\omega_c t + jF_1(t)}\}] \\
& + j \frac{B_c \cdot X_{-1,\theta_1}}{2} [\text{Im}\{e^{jF_2(t)}\} - \text{Im}\{e^{j2\omega_c t + jF_2(t)}\}]
\end{aligned} \tag{5.11e}$$

olacak şekilde yeniden yazılabilir. Yüksek frekanslı bileşenlerden kurtulabilmek için, Şekil 5.2b de verilen blok içerisinde bulunan alçak geçiren filtreler sonucu I ve Q bileşenleri Eş. 5.12a ve Eş. 5.12b’de gösterildiği şekilde bulunabilir.

$$I_1 = \frac{A_c \cdot X_{0,\theta_0}}{2} \operatorname{Re}\{e^{jF_1(t)}\} + \frac{B_c \cdot X_{-1,\theta_1}}{2} \operatorname{Re}\{e^{jF_2(t)}\} \quad (5.12a)$$

$$Q_1 = j \frac{A_c \cdot X_{0,\theta_0}}{2} \operatorname{Im}\{e^{jF_1(t)}\} + j \frac{B_c \cdot X_{-1,\theta_1}}{2} \operatorname{Im}\{e^{jF_2(t)}\} \quad (5.12b)$$

Bu iki bileşenin toplanması sonucu, birinci kanaldaki mesaj temel bant seviyesine çevrilerek taşıyıcı frekans bileşenleri ortadan kaldırılmış olmaktadır.

$$\vartheta_{2,1} = I_1 + Q_1 = X_{0,\theta_0} \cdot \frac{A_c}{2} e^{jF_1(t)} + X_{-1,\theta_1} \cdot \frac{B_c}{2} e^{jF_2(t)} \quad (5.13)$$

Benzer şekilde aynı işlemleri ikinci kanala uygulamak için

$$\sin((\omega_c + \omega_p)t) = \frac{e^{j(\omega_c + \omega_p)t} - e^{-j(\omega_c + \omega_p)t}}{2j} \quad (5.14)$$

eşitliği ile gösterilen Euler ifadesi kullanıldığında temel bant çevrim bloğunun sonucu

$$\vartheta_{2,2} = I_2 + Q_2 = X_{1,\theta_0} \cdot \frac{A_c}{2} e^{jF_1(t)} + X_{0,\theta_1} \cdot \frac{B_c}{2} e^{jF_2(t)} \quad (5.15)$$

olarak bulunmaktadır. Şekil 5.2c’de verilen matematiksel işlem bloğunda gösterildiği üzere, $\vartheta_{2,1}, X_{0,\theta_1}$ ile ve $\vartheta_{2,2}, -X_{-1,\theta_1}$ ile çarpıldıktan sonra toplanırsa birinci kanalda

$$\vartheta_{3,1} = \frac{A_c}{2} e^{jF_1(t)} \underbrace{(X_{0,\theta_0} \cdot X_{0,\theta_1} - X_{1,\theta_0} \cdot X_{-1,\theta_1})}_K = K \cdot \frac{A_c}{2} e^{jF_1(t)}, \quad K \in \mathbb{C} \quad (5.16)$$

sinyali; $\vartheta_{2,1}, X_{1,\theta_0}$ ile ve $\vartheta_{2,2}, -X_{0,\theta_0}$ ile çarpılıp toplanırsa ikinci kanalda

$$\vartheta_{3,2} = \frac{B_c}{2} e^{jF_2(t)} \underbrace{(X_{1,\theta_0} \cdot X_{-1,\theta_1} - X_{0,\theta_0} \cdot X_{0,\theta_1})}_{-K} = -K \cdot \frac{B_c}{2} e^{jF_2(t)}, \quad K \in \mathbb{C} \quad (5.17)$$

sinyali elde edilmektedir. Matematiksel işlem bloğu içerisinde son basamak olarak birinci kanalda elde edilen sinyalin $1/K$ ile ve ikinci kanalda elde edilen sinyalin $-1/K$ ile çarpılması sonucu Eş. 5.16 ve Eş. 5.17

$$\vartheta_{3,1} = \frac{A_c}{2} e^{jF_1(t)} \quad (5.18)$$

$$\vartheta_{3,2} = \frac{B_c}{2} e^{jF_2(t)} \quad (5.19)$$

olacak şekilde yeniden yazılabilir.

Bu aşamaya kadar elde edilen sinyaller, Şekil 5.2d’de gösterilen FM demodülatör bloğuna girmektedir. Bu blok içerisinde öncelikle katı sınırlayıcı ve hemen ardında bulunan bant geçiren filtre yardımıyla giriş sinyali sabit genlikli bir sinyal olarak çıkmaktadır. Katı sınırlayıcı blokta elde edilen kare dalganın Fourier serisine açılması sonucu her bir terim için elde edilen katsayılar $V_c = 4/\pi$ olarak bulunabilir. Bu sebeple bant sınırlayıcı blok çıkışı

$$\vartheta_{4,1} = V_c e^{jF_1(t)} = \frac{4}{\pi} \cdot e^{jF_1(t)} \quad (5.20a)$$

$$\vartheta_{4,2} = V_c e^{jF_2(t)} = \frac{4}{\pi} \cdot e^{jF_2(t)} \quad (5.20b)$$

olacak şekilde bulunmaktadır. Elde edilen sinyallerin türev bloğuna girmesi sonucu

$$\vartheta_{5,1} = \frac{4}{\pi} \cdot j \frac{\partial F_1(t)}{\partial t} \cdot e^{jF_1(t)} \quad (5.21a)$$

$$\vartheta_{5,2} = \frac{4}{\pi} \cdot j \frac{\partial F_2(t)}{\partial t} e^{jF_2(t)} \quad (5.21b)$$

sinyalleri elde edilmektedir. Demodülatör bloğunun son aşaması olarak, Eş.5.21a ve 5.21b’deki sinyallerin zarf sezici blok yardımıyla faz bileşenlerinden ayrılması sonucu mesaj sinyalleri elde edilebilmektedir. Eş. 4.20’de matematiksel ifadesi verilen zarf sezici blok sonrasında her bir kanal için demodülatör çıkışı,

$$\vartheta_{6,1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\partial F_1(t)}{\partial t} \cdot |j| \cdot |e^{jF_1(t)}| = \frac{4}{\pi} \cdot D_{f,1} \cdot m_1(t) \quad (5.22a)$$

$$\vartheta_{6,2} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\partial F_2(t)}{\partial t} |j| \cdot |e^{jF_2(t)}| = \frac{4}{\pi} \cdot D_{f,2} \cdot m_2(t) \quad (5.22b)$$

olarak bulunabilir.

5.3. Anten Dizisi Tasarımı ve Simülasyon

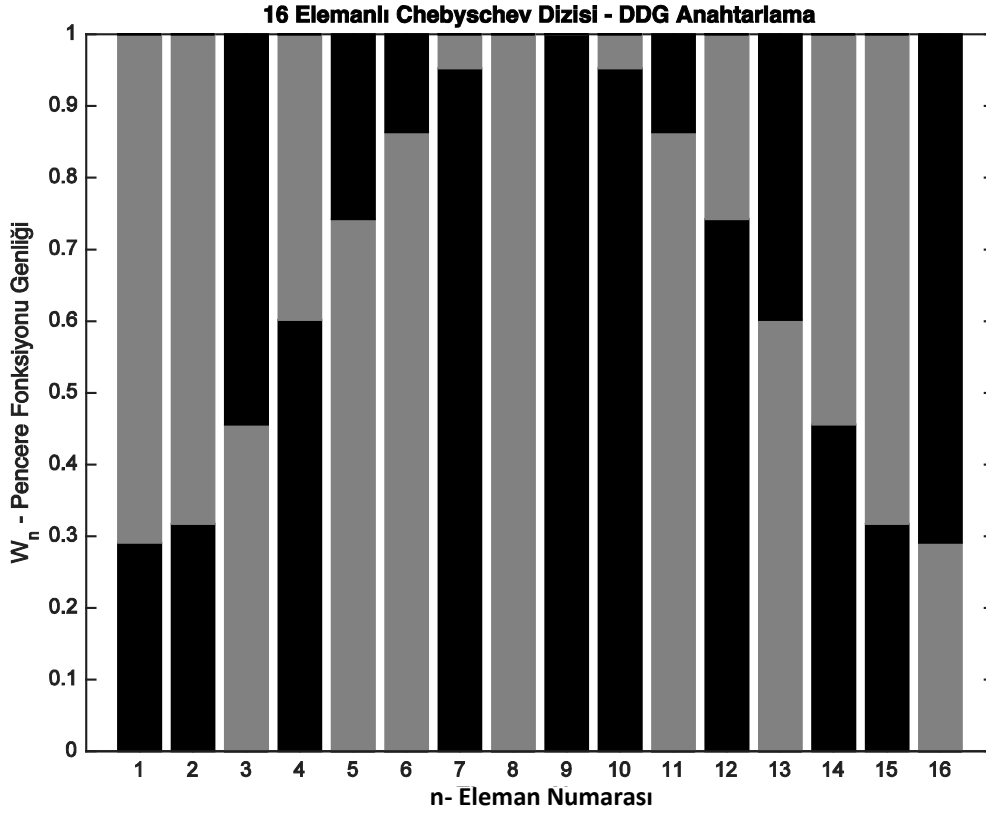
Modülasyon türünden bağımsız olarak, antene ulaşan sinyallerin yüksek verimle alınabilmesi modülasyon başarısını etkileyen bir faktör olarak gösterilebilir. Bu sebeple antenin ilgili frekansa ayarlanmış olması ve yönlendirmesinin doğru yapılmış olması anten tasarımında önem arz etmektedir.

Anten elemanlarının anahtarlama frekansının $f_p=200kHz$ olarak ayarlandığı varsayılırsa, yukarıda bahsedilen demodülatör yapılarıyla çözülmeye çalışılacak olan mesaj sinyallerinden birincisi, $f_c=3000kHz$ frekansında, ikincisi ise $f_c+f_p=3200kHz$ frekansında modüle edilmektedir.

Anten dizisinin ana örüntüsü, $\theta_0=90^\circ$ açıyla anten dizisine ulaşan f_c frekansında modüle edilmiş $m_1(t)$ sinyalini ve temel harmonik örüntüsü ise $\theta_1=60^\circ$ derece açıyla anten dizisine ulaşan f_c+f_p frekansında modüle edilmiş $m_2(t)$ sinyalini alabilecek şekilde yönlendirilmektedir. Işıma örüntüleri oluşturulacak zaman modülasyonlu anten dizisinin $N=16$ elemanlı, doğrusal olarak z-ekseni üzerine yerleştirilmiş olduğu varsayılmaktadır. Tasarım için kullanılacak parametreler aşağıda sıralanmıştır:

- Elemanlar arası boşluk birbirine eş ve $d=\lambda/2$,
- Ana yayılım örüntüsünün en fazla ışıma yaptığı nokta, $\theta_0=90^\circ$,
- Birinci harmonik yayılımının en fazla ışıma yaptığı nokta, $\theta_1=60^\circ$,
- Her bir elemanın uyarım genliği, $I_n=1$,
- Elemanlar arası göreceli uyarım fazları, $\beta_n=0$ eş fazlı,
- Merkez frekansı, $f_c=3000kHz$,
- Anahtarlama frekansı, $f_p=200kHz$,
- Birinci harmonik frekansı, $f_c+f_p=3200kHz$,
- Sıfır-faz, sıfır-genlik problemi için kullanılacak ofset, $P=0.3\pi$.

Yukarıda verilen parametreler doğrultusunda, zaman modülasyonu uyarım stratejisi olarak DDG kullanılmış; ana örüntü ve birinci harmonik örüntüsünün yan kulakçık seviyelerini kontrol etmek için ise -30dB seviyesinde Çebişev pencere fonksiyonu kullanılmıştır. 16 elemanlı -30dB seviyesindeki Çebişev fonksiyonuna göre ayarlanmış DDG uyarım şeması Şekil 5.3'te gösterilmektedir.



Şekil 5.3. 16 elemanlı -30dB Chebyshev fonksiyonuna göre DDG uyarım şeması

Tek bir yayılım örüntüsünü hazır pencere fonksiyonu ile şekillendirmek için, pencere fonksiyonunun ilgili katsayılarını o elemana ait genlik ve KFK değerleri çarpımına ($W_n = I_n \cdot C_{m,n}$) eşitlemek yeterliyken, eş zamanlı olarak hem ana örüntüyü, hem de birinci harmonik yayılım örüntüsünü şekillendirmek için 3. Bölümde verilen tasarım basamakları izlenebilir.

Bu basamaklar doğrultusunda, öncelikle Eş. 3.17, Eş. 3.18 ve Eş. 3.19 kullanılarak β_n , β'_n ve τ_n değerleri ile Δ_n değerinin işareti hesaplanmakta, sonrasında ise Eş. 3.16 kullanılarak uyarım stratejisinde kullanılan her bir darbenin genlikleri arasındaki fark olan Δ_n değerleri elde edilmektedir. Darbe genlikleri farkı hesaplanan en büyük değer yardımıyla normalize edilmektedir. Bu parametreler kullanılarak hesaplanan KFK değerleri ile elde edilen bütün parametreler Çizelge 5.3'te gösterilmektedir.

Çizelge 5.3. Anten dizisi tasarım parametreleri

n	$\beta_n (\pi)$	$\beta'_n (\pi)$	τ_n	Δ_n	$C_{0,n}$	$Re\{C_{1,n}\}$	$Im\{C_{1,n}\}$
1	0	0,10	0,10	0,017	0,29	0,032	-0,044
2	0,77	0,87	0,87	0,014	0,32	-0,048	-0,035
3	1,53	1,63	0,63	-0,009	0,46	-0,050	0,069
4	2,30	0,40	0,40	0,012	0,60	0,091	0,066
5	3,06	1,16	0,16	-0,028	0,74	0,082	-0,112
6	3,83	1,93	0,93	-0,073	0,86	-0,130	-0,095
7	4,60	0,70	0,70	0,022	0,95	-0,105	0,144
8	5,36	1,46	0,46	-0,019	1,00	0,151	0,110
9	6,13	0,23	0,23	0,028	1,00	0,110	-0,151
10	6,90	1,00	1,00	1,000	0,95	-0,144	-0,105
11	7,66	1,76	0,76	-0,023	0,86	-0,095	0,131
12	8,43	0,53	0,53	0,014	0,74	0,112	0,082
13	9,20	1,30	0,30	-0,014	0,60	0,066	-0,091
14	9,96	0,06	0,06	0,046	0,46	-0,069	-0,050
15	10,72	0,82	0,82	0,011	0,32	-0,035	0,048
16	11,50	1,60	0,60	-0,006	0,29	0,044	0,032

Anten tasarımı için gerekli parametreler hesaplandıktan sonra, Eş. 3.6 yardımıyla oluşturulan ana yayılım ($m=0$) ve temel harmonik yayılım ($m=1$) örüntüleri Şekil 5.4'te gösterilmektedir.

Eş. 3.7a'yı ve Çizelge 5.3'te verilen parametreleri kullanarak demodülatör yapılarında kullanılan anten dizisi katsayıları;

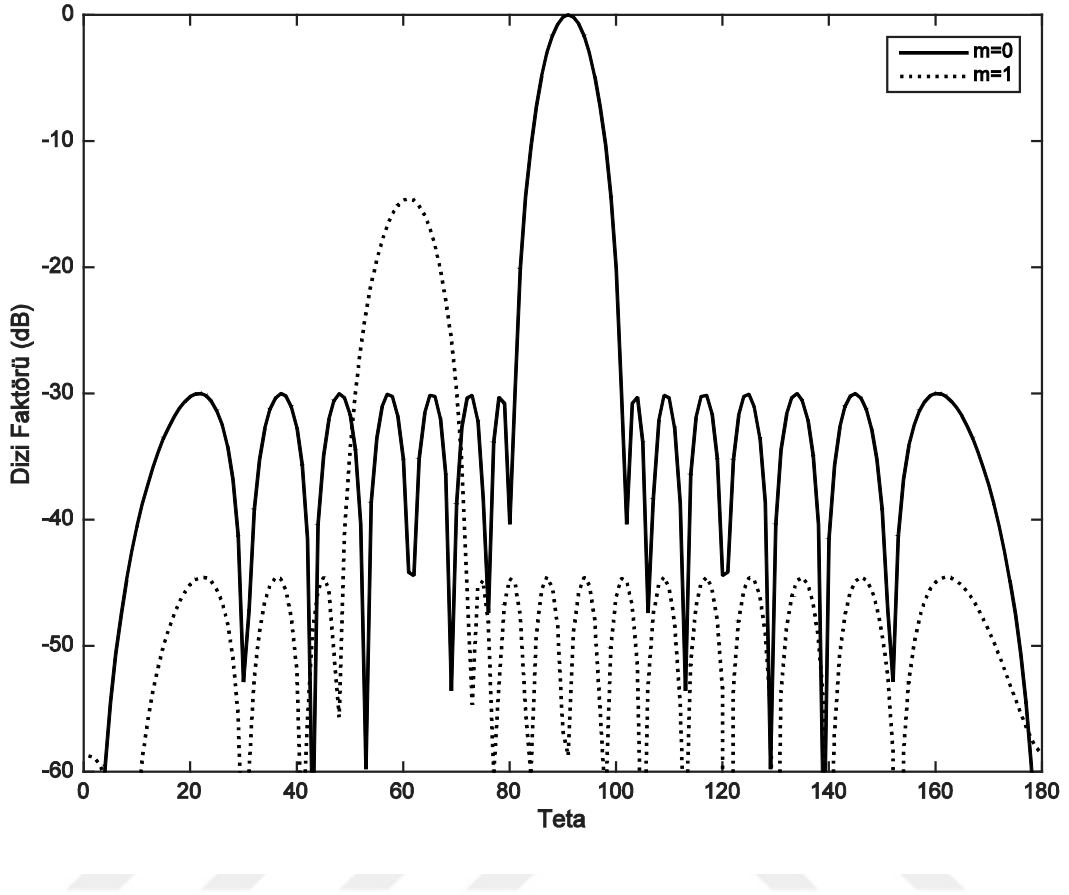
$$X_{0,\theta_0} = 10.4491 \quad (5.23a)$$

$$X_{1,\theta_0} = 0.0119 - 0.0019j \quad (5.23b)$$

$$X_{0,\theta_1} = 0.0457 - 0.0457j \quad (5.23c)$$

$$X_{-1,\theta_1} = -3.45 \times 10^{-16} + 3.12 \times 10^{-16}j \quad (5.23d)$$

olarak bulunabilir.



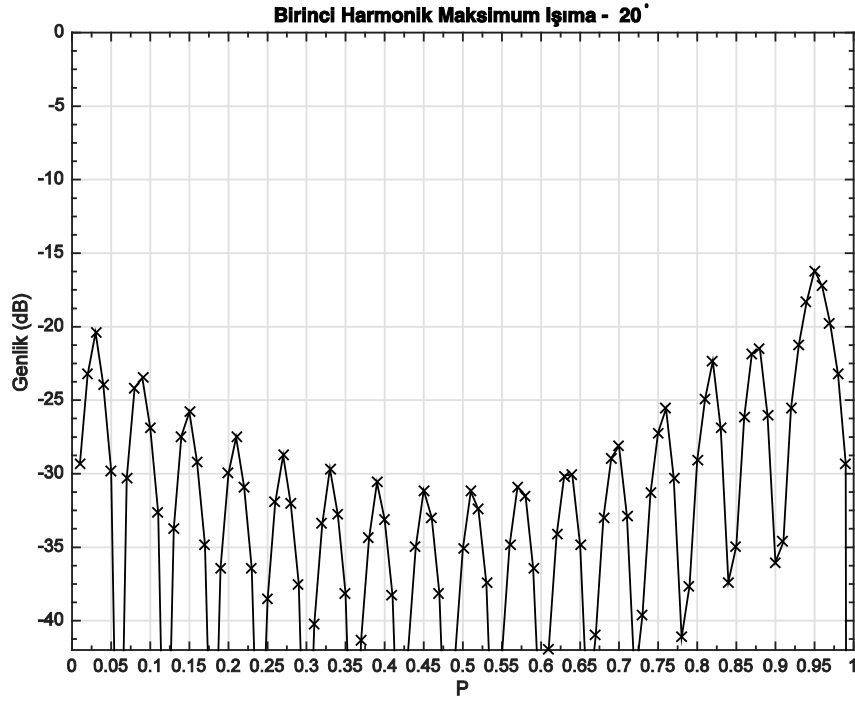
Şekil 5.4. Ana yayılım ($m=0$) ve temel harmonik yayılım ($m=1$) için ışıma örüntüsü

5.3.1. Ofset değerinin harmonik ışıma seviyesine etkisi

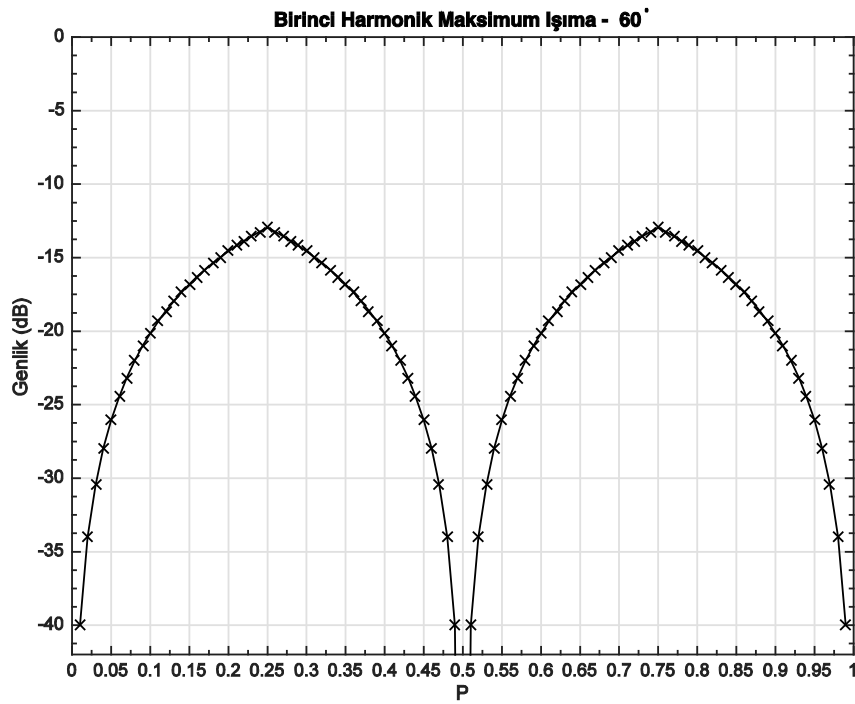
Anten dizisi tasarım aşamalarında ortaya çıkması muhtemel sıfır – faz, sıfır – genlik problemini engelleyebilmek adına kullanılan ofset değeri, P , yönlendirilecek temel harmonik ışımasının maksimum seviyesini etkilemektedir. Birinci harmonik yayılımının seviyesi ana yayılımdan düşük olduğundan bu yayılımı da etkili bir şekilde kullanabilmek için tasarım aşamasında seçilecek ofset değerinin birinci harmonik ışımasını olabildiğince yüksek bir değere taşıması anten dizisinin performansını etkileyen faktörler arasında gösterilebilir.

Tasarım aşamasında kullanılabilecek en uygun ofset değeri örüntünün yönlendirileceği açı ile değişiklik gösterdiğinden, $P \in (0,1]$ aralığında seçilen yüz adet ofset değeri ve dört farklı yönlendirme açısı kullanılarak elde edilen temel harmonik ışımanın maksimum noktaları

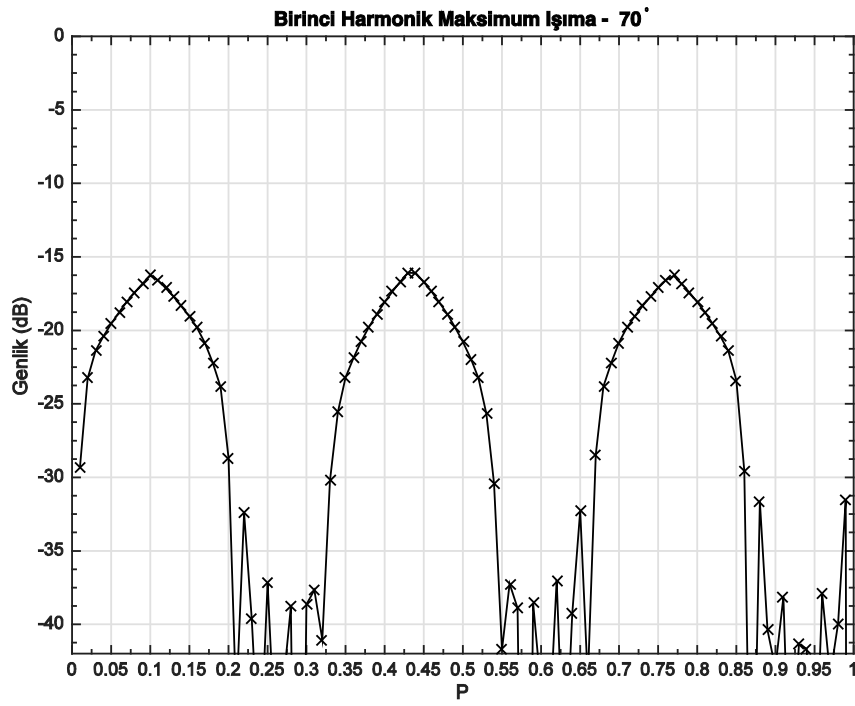
Şekil 5.5, Şekil 5.6, Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’de gösterilmektedir. Seçilen aralık, ofset değerinin periyodu olduğundan, bu aralık sonrasında seçilen değerler birbirini tekrar etmektedir.



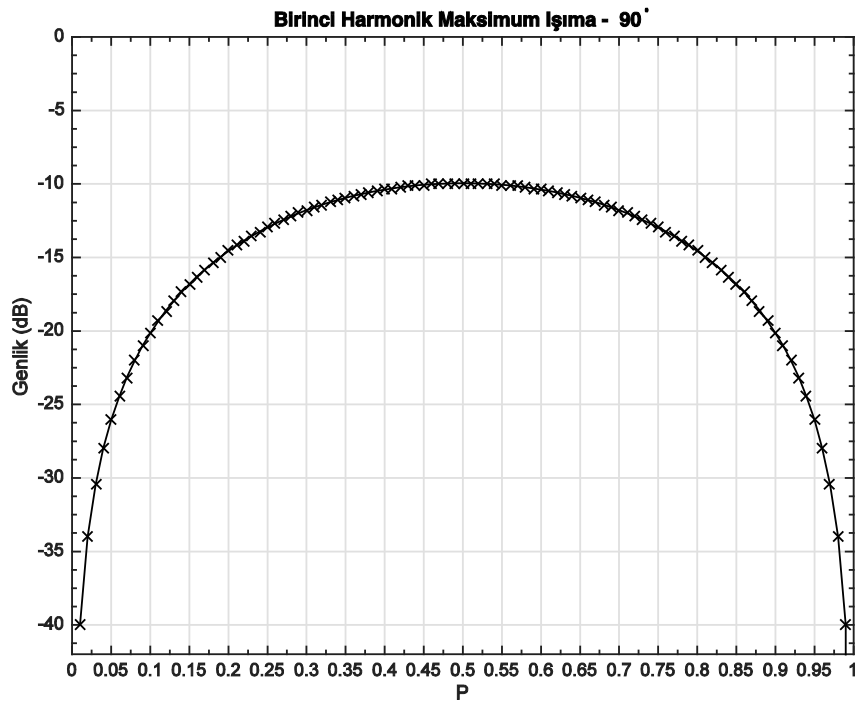
Şekil 5.5. $\theta=20^\circ$ için birinci harmonik maksimum ışıma değerleri



Şekil 5.6. $\theta=60^\circ$ için birinci harmonik maksimum ışıma değerleri



Şekil 5.7. $\theta=70^\circ$ için birinci harmonik maksimum ışıma değerleri



Şekil 5.8. $\theta=90^\circ$ için birinci harmonik maksimum ışıma değerleri

Şekiller incelendiğinde, her yönlendirme açısı için aynı maksimum ışıma değerlerinin elde edilemediği görülebilir. Bu sebeple tasarım aşamasında uygun yönlendirme açısı ve bu açığa uygun bir ofset değeri seçilmelidir.

Yukarıda parametreleri verilen örnek anten dizisi göz önüne alındığında temel harmonik yayılımını $\theta_1=60^\circ$ 'ye yönlendirirken kullanılabilecek en uygun ofset değerleri Şekil 5.6 yardımıyla $P \in [0.2,0.3]$ veya $P \in [0.7,0.8]$ olarak bulunabilir ve bu aralıklarda seçilen ofset değerleriyle maksimum ışıma noktası -15dB üzerinde bir seviyeye ayarlanabilir.

5.3.2. GM demodülasyon simülasyonu

Hesaplanan anten parametreleri kullanılarak oluşturulan dizi ile alınacak birinci mesaj sinyali, $f_1=40kHz$ frekansında; ikinci mesaj sinyali ise $f_2=80kHz$ frekansında kosinüs sinyali olarak seçilmiş olup demodülatör giriş sinyalleri sırasıyla Eş. 5.24a'da ve Eş. 5.24b'de gösterilmektedir.

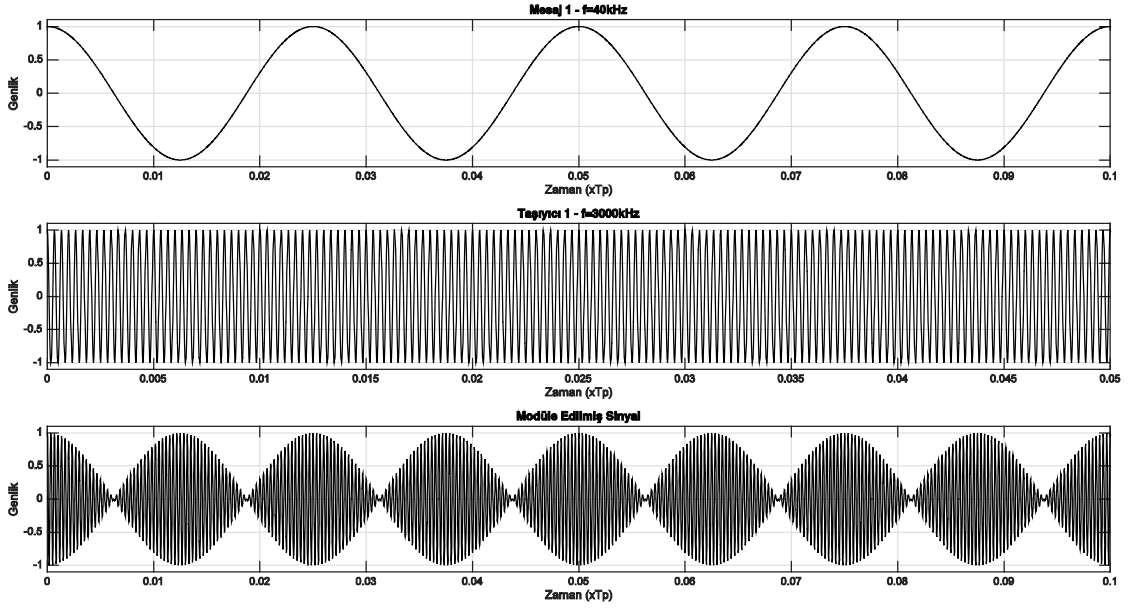
$$m_1(t) = \cos(2\pi f_1 t) \text{ olmak üzere}$$

$$GM_1(t) = m_1(t)e^{2\pi f_c t} \quad (5.24a)$$

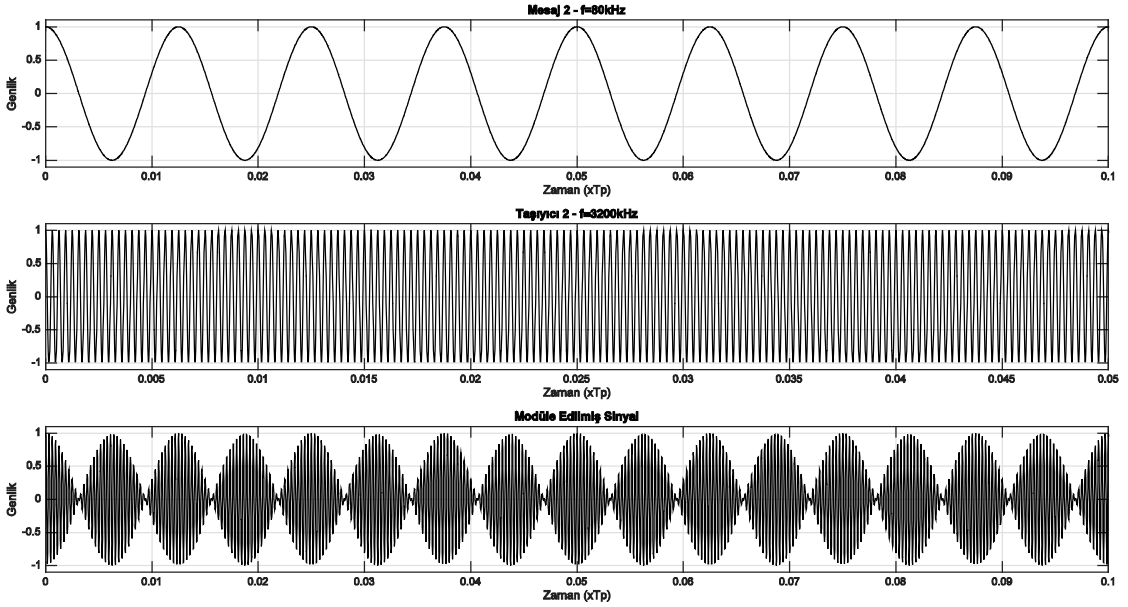
$$m_2(t) = \cos(2\pi f_2 t) \text{ olmak üzere}$$

$$GM_2(t) = m_2(t)e^{2\pi(f_c+f_p)t} \quad (5.24b)$$

Mesaj bant genişlikleri $B_1=80kHz$ ve $B_2=160kHz$ olduğundan, seçilen anahtarlama frekansı $f_p=200kHz$ ile herhangi bir bozulma olmadan mesaj sinyalleri demodüle edilebilir. Mesaj sinyalleri, taşıyıcı sinyaller ve modüle edilmiş mesaj sinyalleri Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da verilmektedir.

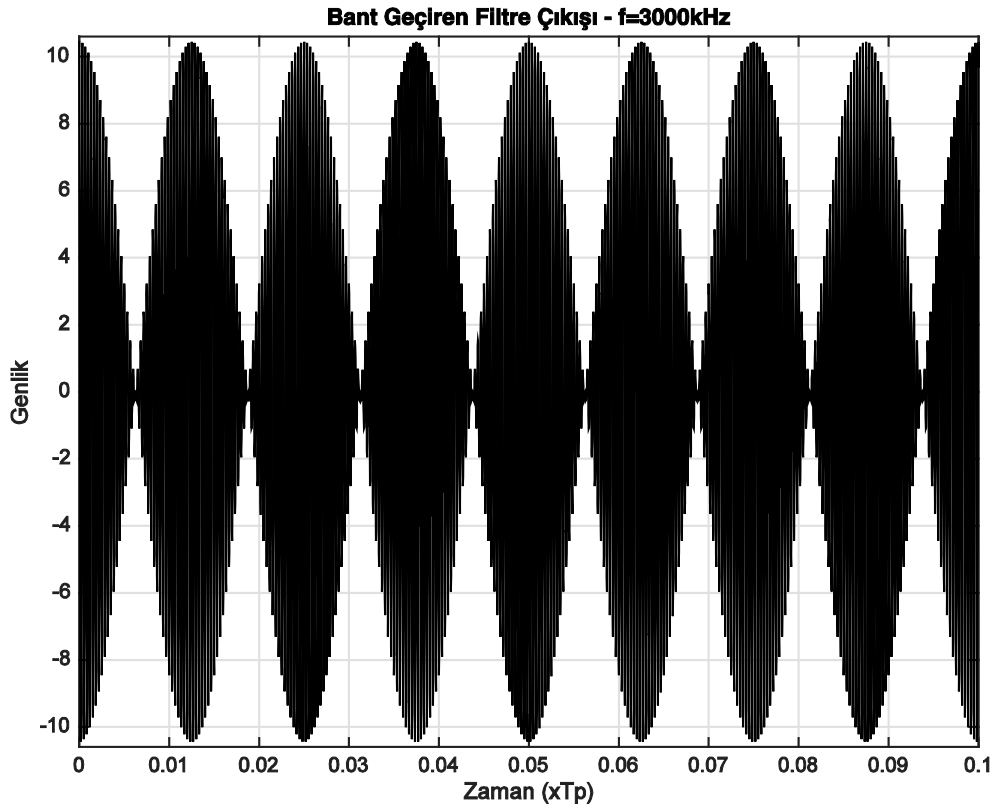


Şekil 5.9. Birinci mesaj, birinci taşıyıcı ve birinci GM sinyalleri

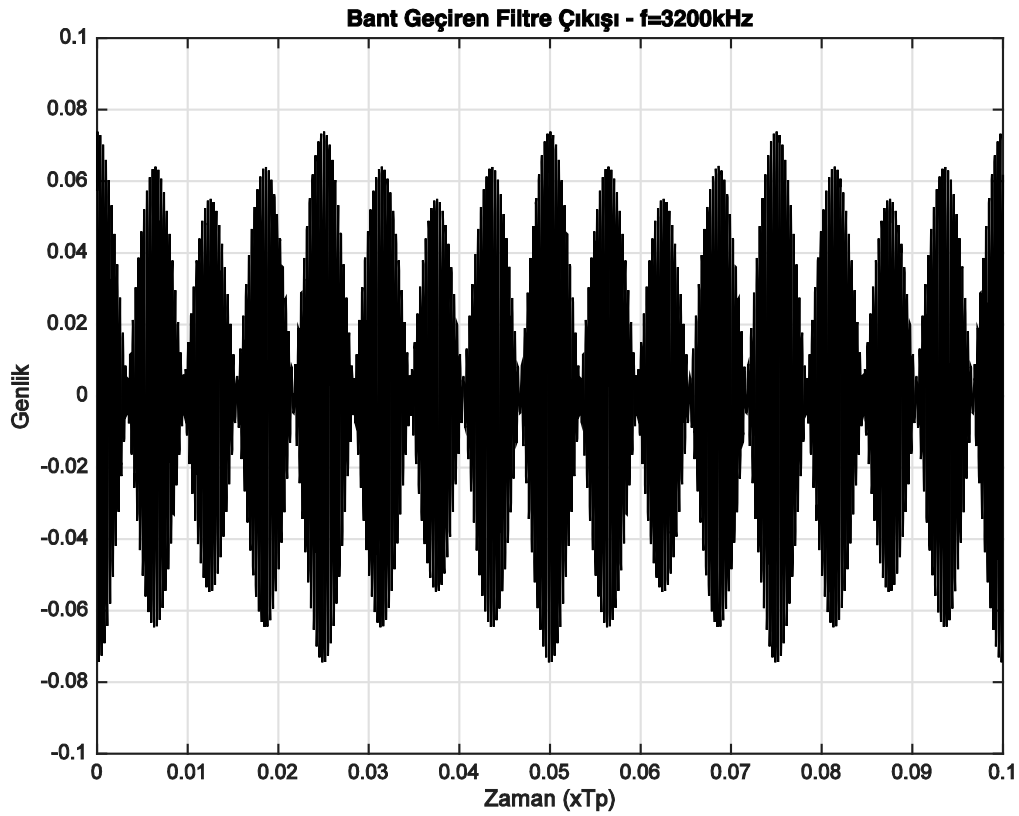


Şekil 5.10. İkinci mesaj, ikinci taşıyıcı ve ikinci GM sinyalleri

Belirlenen açılardan antene ulaşan sinyaller, anten dizisi tarafından alındıktan sonra, güç bölücü yardımıyla iki kanala ayrılarak bant geçiren filtrelerle ulaşmaktadır. f_c ve f_c+f_p merkezli bant geçiren filtre çıkışında elde edilen $\vartheta_{1,1}$ ve $\vartheta_{1,2}$ sinyalleri Şekil 5.11 ve Şekil 5.12’de gösterilmektedir. Filtrelerin aralığı, bant genişliği yüksek olan sinyale göre ayarlanmıştır.

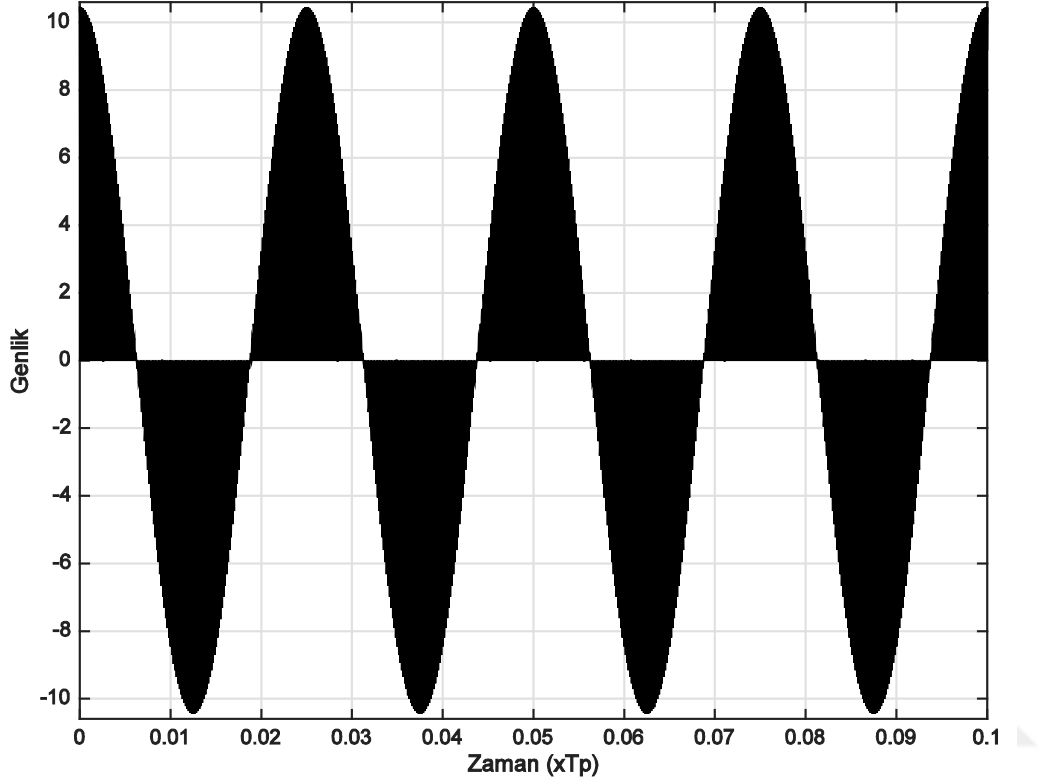


Şekil 5.11. Birinci kanal bant geçiren filtre çıkışı



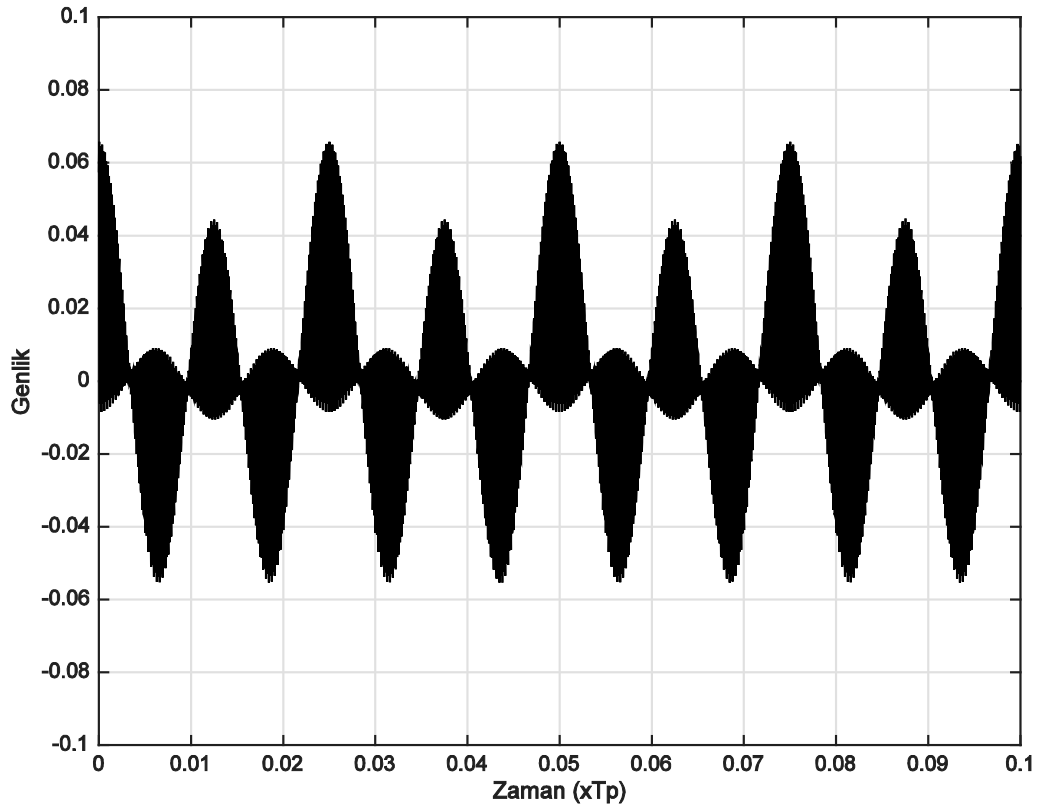
Şekil 5.12. İkinci kanal bant geçiren filtre çıkışı

Filtre çıkışında, ilgili frekanslar aynı kanalda toplanmakta ve bu sinyaller lokal osilatörde kendi frekanslarında üretilen taşıyıcı sinyaller ile çarpılmaktadır. Bu çarpım sonucu elde edilen $\vartheta_{2,1}$ ve $\vartheta_{2,2}$ sinyalleri Şekil 5.13 ve 5.14’de gösterilmektedir.

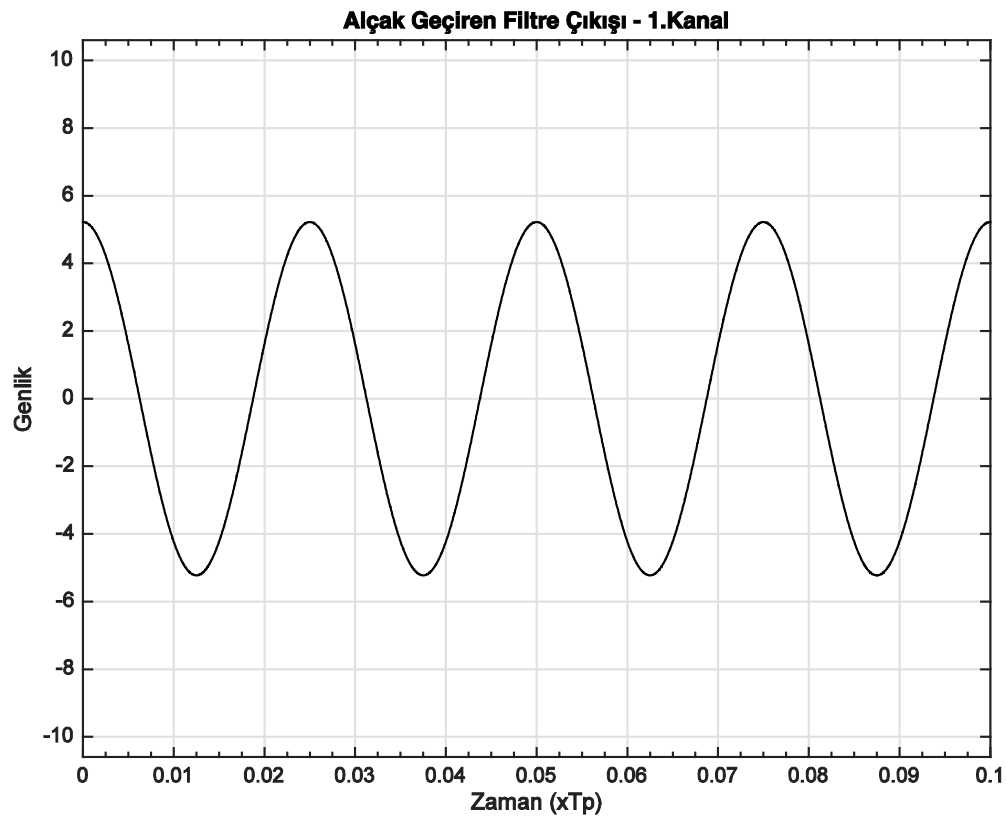


Şekil 5.13. Birinci kanal taşıyıcı sinyal ile çarpım sonucu elde edilen sinyal

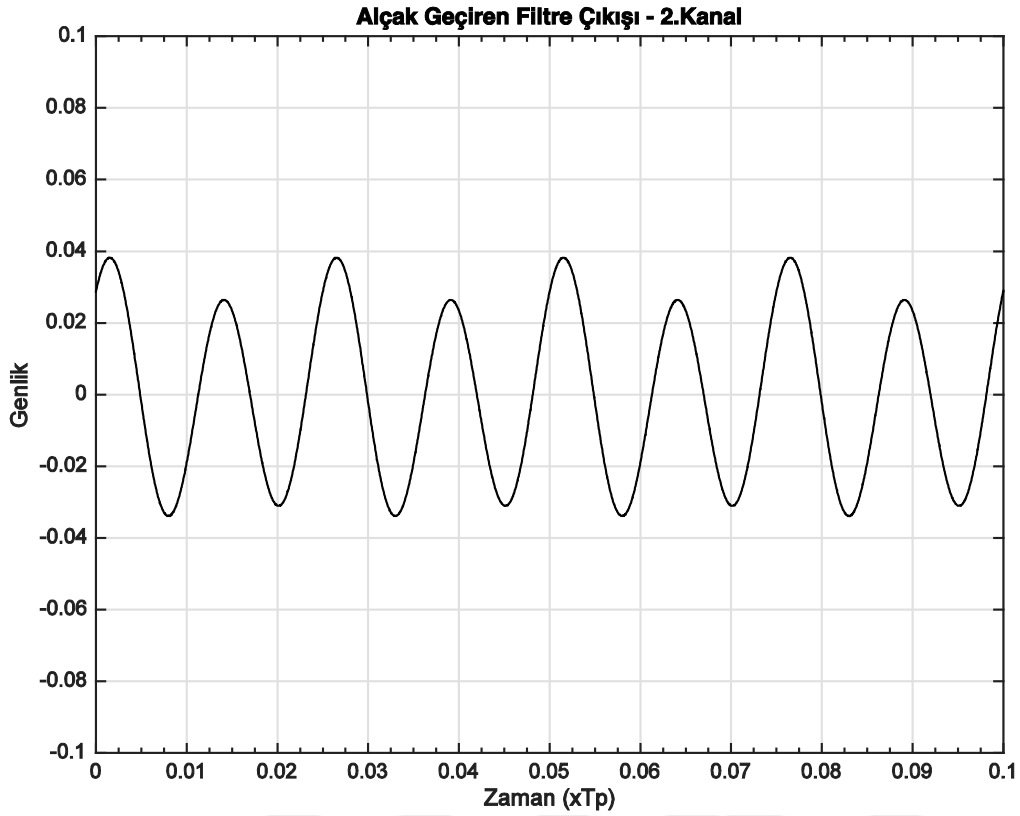
Ortaya çıkan $\vartheta_{2,1}$ ve $\vartheta_{2,2}$ sinyallerinin yüksek frekanslı bileşenlerini yok etmek için sırasıyla $f_c=3000kHz$ ve $f_c+f_p=3200kHz$ frekanslı alçak geçiren filtrelerin uygulanmasıyla elde edilen $\vartheta_{3,1}$ ve $\vartheta_{3,2}$ sinyalleri Şekil 5.15 ve Şekil 5.16’de gösterilmektedir. Bu aşamada taşıyıcı bileşenleri ortadan kaldırılmış olmakla beraber, her kanalda bulunan toplam mesaj sinyalleri elde edilmiş olmaktadır.



Şekil 5.14. İkinci kanal taşıyıcı sinyal ile çarpım sonucu elde edilen sinyal



Şekil 5.15. Alçak geçiren filtre sonrası birinci kanal toplam sinyali

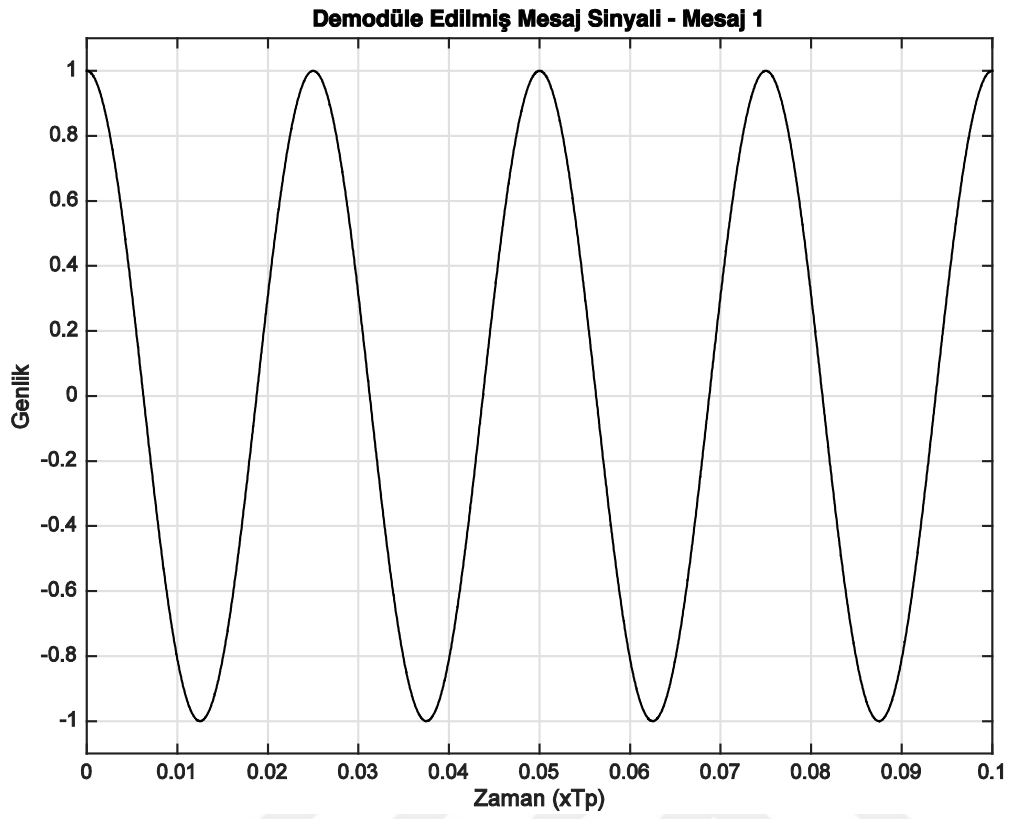


Şekil 5.16. Alçak geçiren filtre sonrası ikinci kanal toplam sinyali

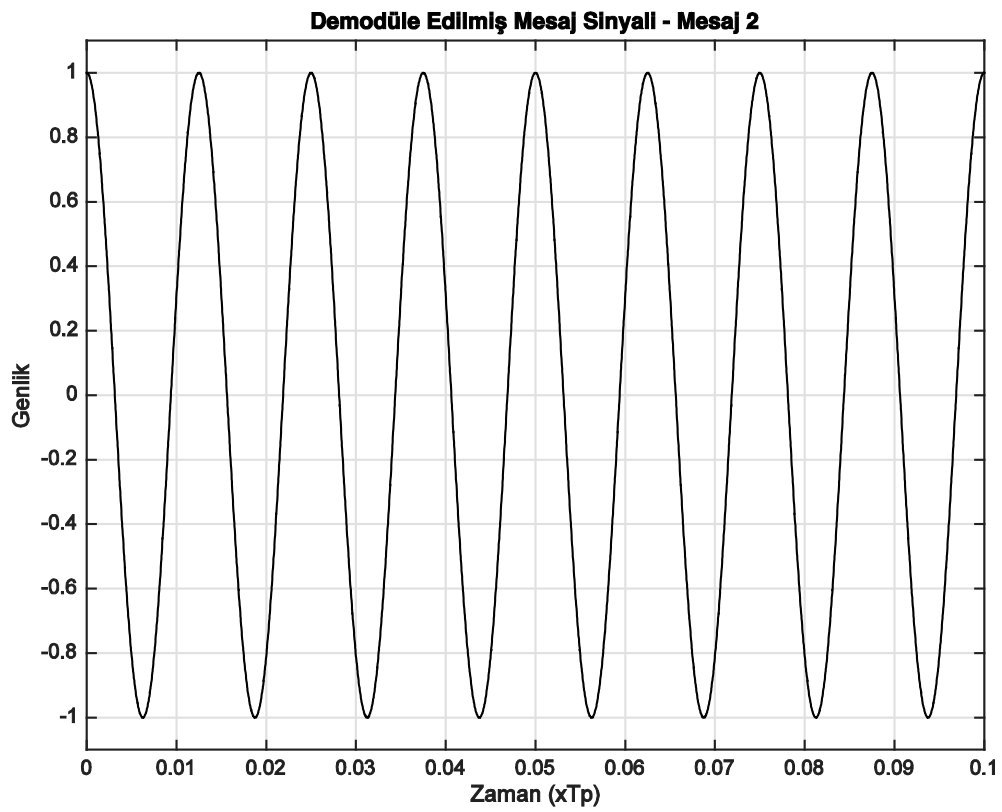
Son aşamada kullanılan matematiksel blok sayesinde, her kanalda elde edilen demodüle edilmiş sinyaller Şekil 5.17 ve Şekil 5.18’de gösterilmektedir.

Simülasyon aşamaları ve sonuçları incelendiğinde, farklı açılardan antene ulaşan iki farklı mesaj sinyalinin, tek bir anten dizisi kullanılarak alındığında, herhangi bir bozulma olmadan çözülebildiği görülmektedir.

Bu örnekte anten dizi katsayılarından X_{-1,θ_1} değeri, çok küçük bir değer olduğundan, birinci kanalda neredeyse sadece birinci mesaj sinyali bulunmaktadır. İkinci kanalda ise iki mesaj sinyalinin toplamı bulunmaktadır. Simülasyon esnasında kullanılan filtreler ideal filtreler olarak kabul edilmektedir.



Şekil 5.17. Birinci kanal çıkışında elde edilen birinci mesaj sinyali



Şekil 5.18. İkinci kanal çıkışında elde edilen ikinci mesaj sinyali

5.3.3. Dar bant FM demodülasyon simülasyonu

FM simülasyonu için mesaj sinyali olarak yine $f_1=40kHz$ frekansında ve $f_2=80kHz$ frekansında iki adet kosinüs sinyali seçilmiş olup seçilen sinyaller sırasıyla Eş.5.25a'da ve Eş.5.25b'de gösterilmektedir.

$$m_1(t) = \cos(2\pi f_1 t) \text{ ve}$$

$$F_1(t) = D_{f,1} \int_{-\infty}^t m_1(\tau) d\tau \text{ olmak üzere} \quad (5.25a)$$

$$FM_1(t) = e^{j\omega_c t + jF_1(t)}$$

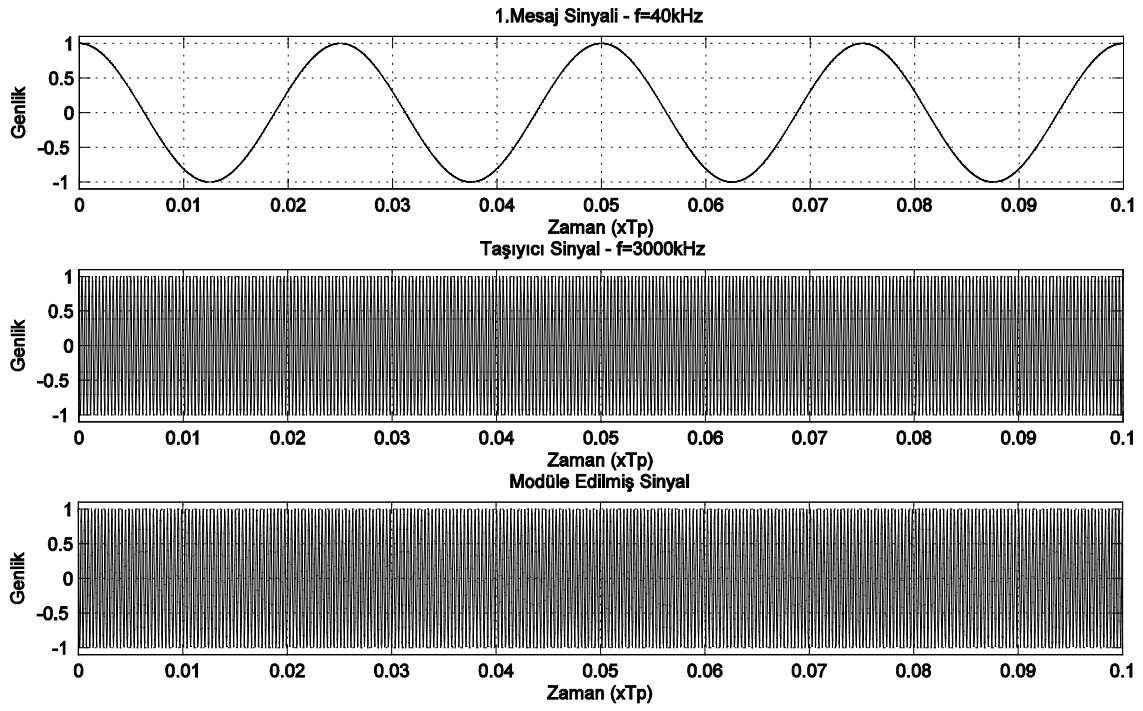
$$m_2(t) = \cos(2\pi f_2 t) \text{ ve}$$

$$F_2(t) = D_{f,2} \int_{-\infty}^t m_2(\tau) d\tau \text{ olmak üzere} \quad (5.25b)$$

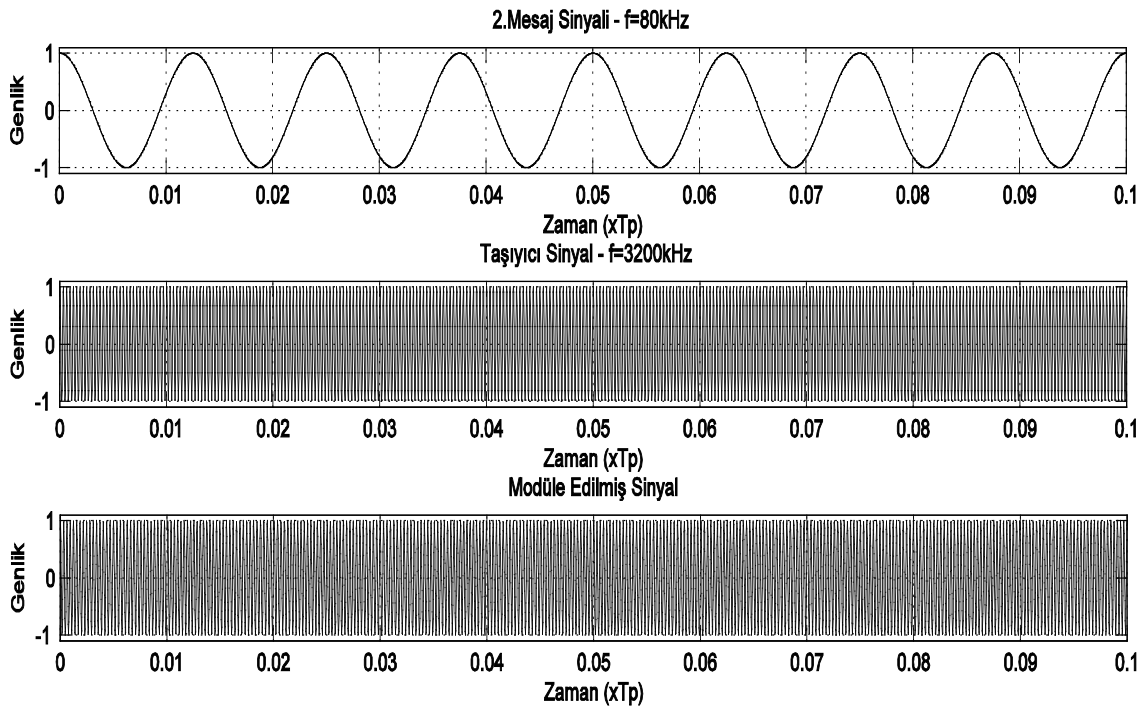
$$FM_2(t) = e^{j\omega_c t + j\omega_p t + jF_2(t)}$$

Dar bant FM modülasyonunda modülasyon indeksi $D_f \ll 1$ olması gerektiğinden her iki mesaj sinyali için modülasyon indeksleri $D_{f,1} = 2 \times 10^{-4}$ ve $D_{f,2} = 2 \times 10^{-4}$ seçildiğinde mesaj bant genişlikleri $B_1=80kHz$ ve $B_2=160kHz$ olacağından $f_p=200kHz$ anahtarlama frekansı ile alınan sinyaller bozulmaya uğramadan demodüle edilebilir. Mesaj sinyalleri, taşıyıcı sinyaller ve modüle edilmiş sinyaller Şekil 5.19 ve Şekil 5.20'de gösterilmektedir.

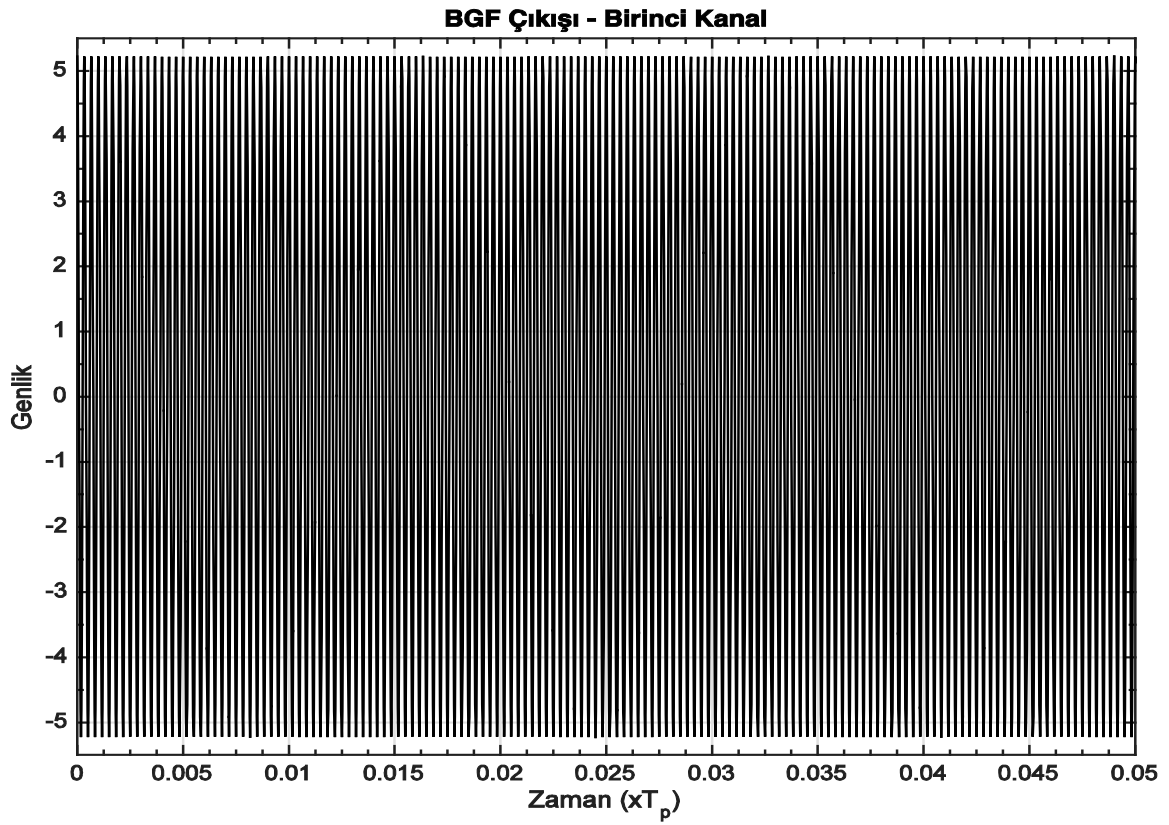
Belirlenen açılardan antene ulaşan sinyaller, bir güç bölücü yardımıyla iki kanala ayrılarak, ilgili frekansları aynı kanalda toplamak ve ileri seviyeli harmonik yayılımları devre dışı bırakabilmek için bant geçiren filtreye girmektedir. Bant geçiren filtrelerin merkez frekansları birinci kanal için $f=3000kHz$ ve ikinci kanal için $f=3200kHz$ olarak ayarlanmakta ve filtre aralıkları mesajların bant genişliklerinden büyük olana eşit seçilerek muhtemel bozulmalar önlenabilmektedir. Bant geçiren filtre çıkışında elde edilen sinyallerin zaman ve frekans bölgesinde gösterimi Şekil 5.21, Şekil 5.22, Şekil 5.23 ve Şekil 5.24'te verilmiştir.



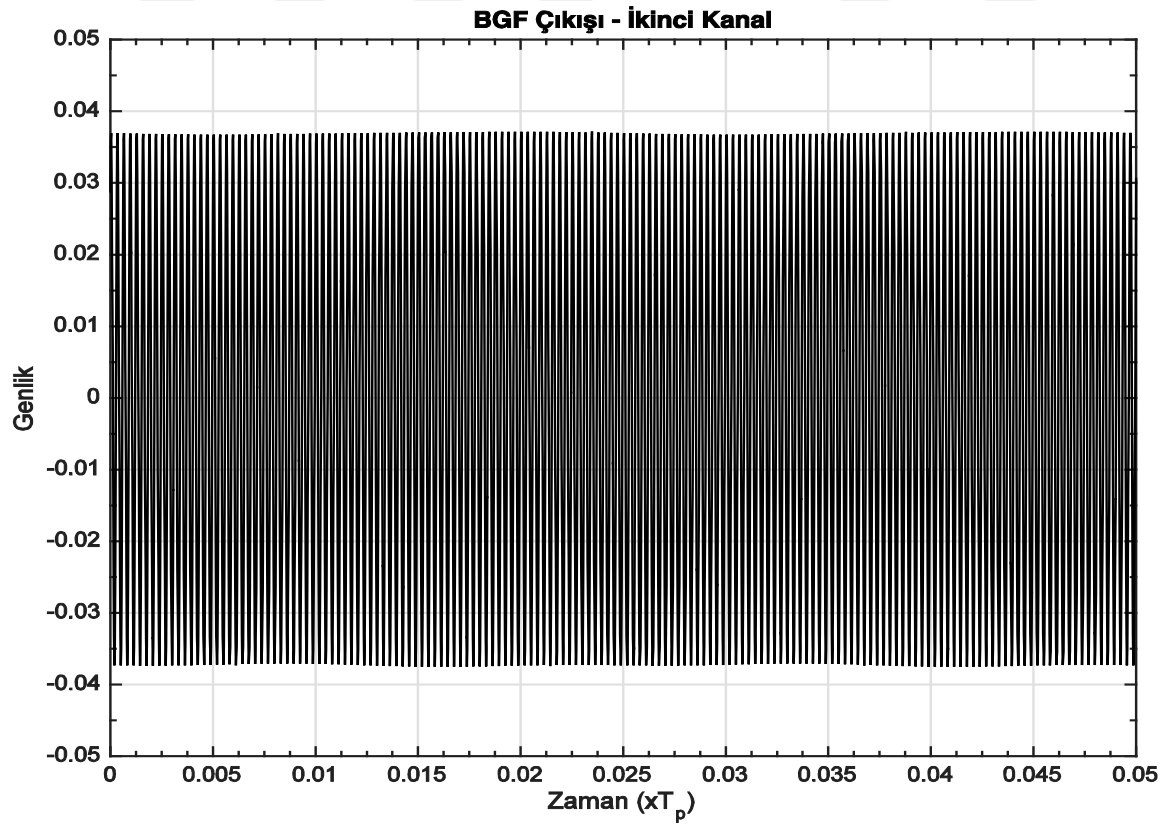
Şekil 5.19. Birinci mesaj, birinci taşıyıcı ve birinci FM sinyalleri



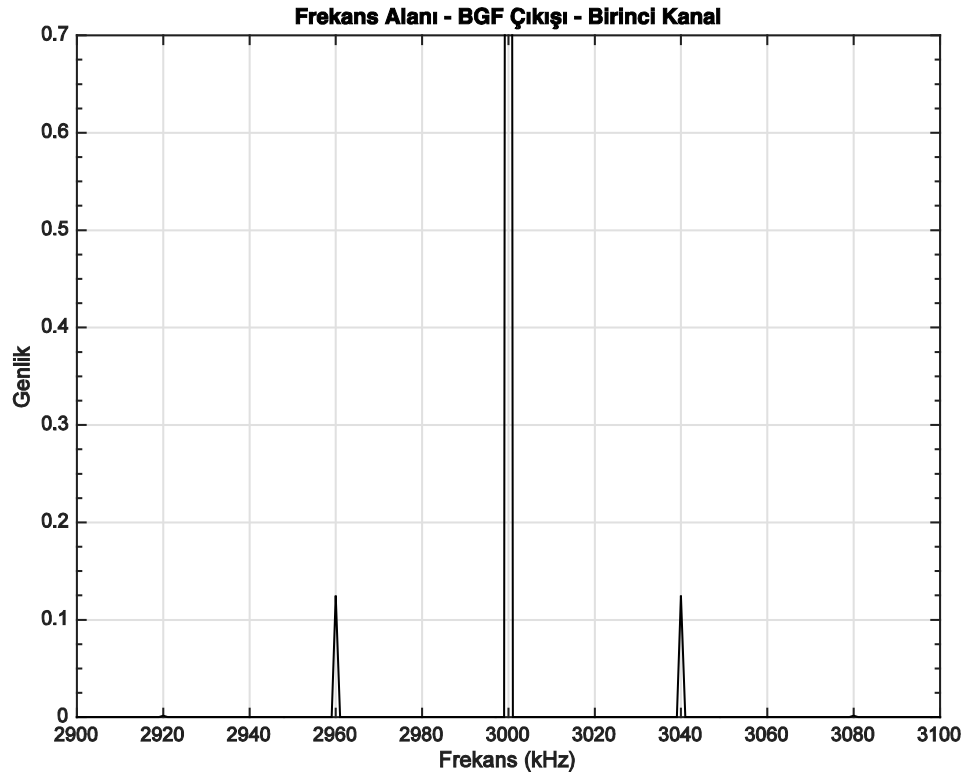
Şekil 5.20. İkinci mesaj, ikinci taşıyıcı ve ikinci FM sinyalleri



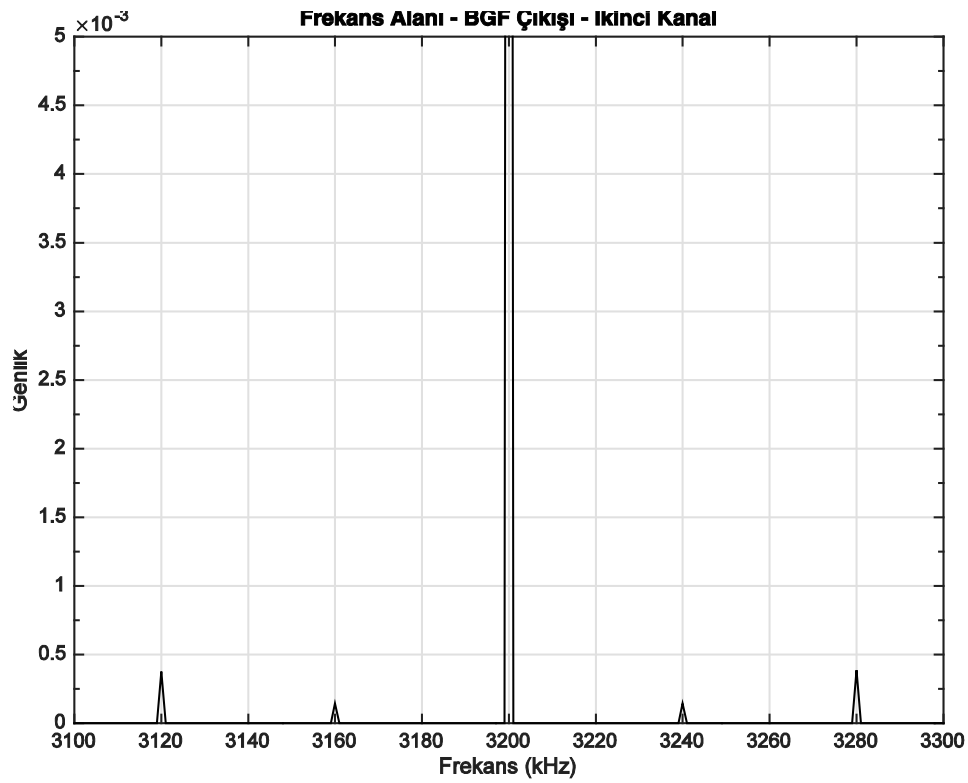
Şekil 5.21. Birinci kanal bant geçiren filtre çıkışı – Zaman alanı gösterimi



Şekil 5.22. İkinci kanal bant geçiren filtre çıkışı – Zaman alanı gösterimi

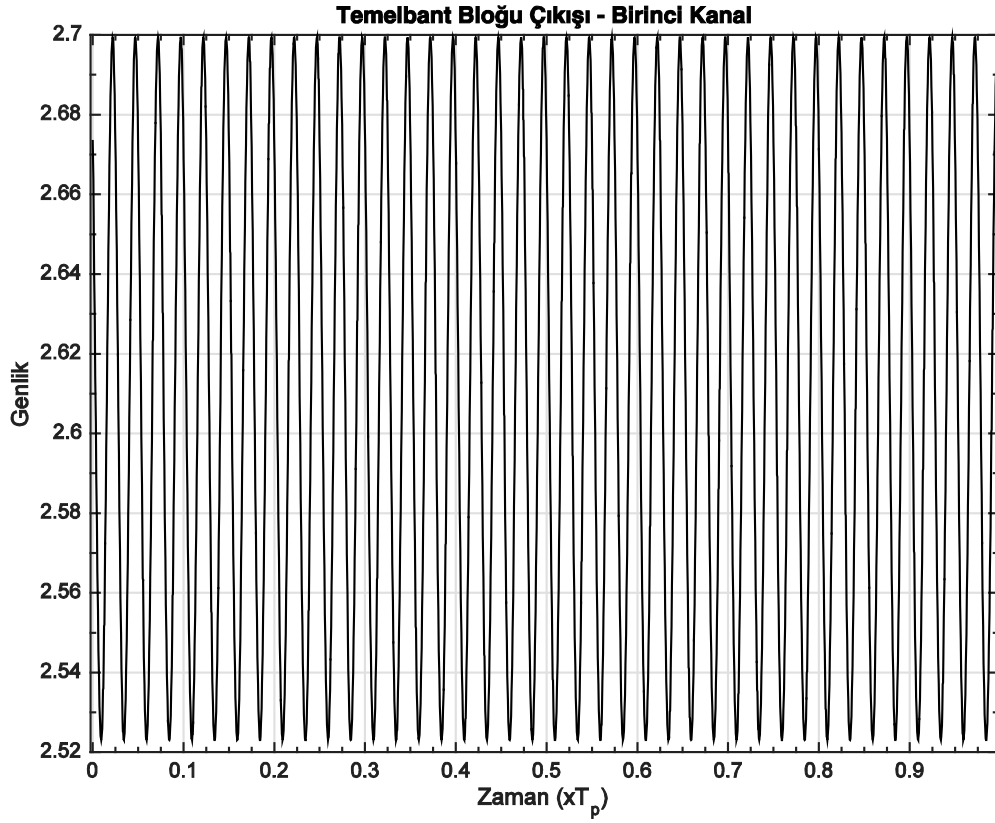


Şekil 5.23. Birinci kanal bant geçiren filtre çıkışı – Frekans alanı gösterimi

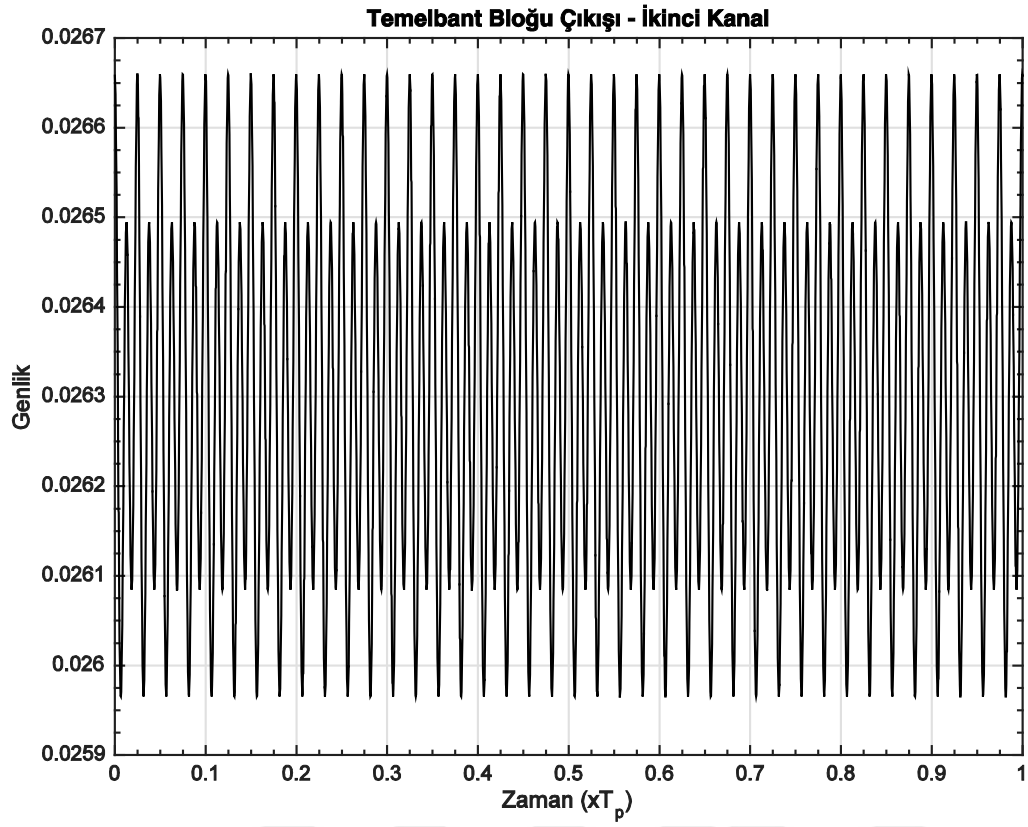


Şekil 5.24. İkinci kanal bant geçiren filtre çıkışı – Frekans alanı gösterimi

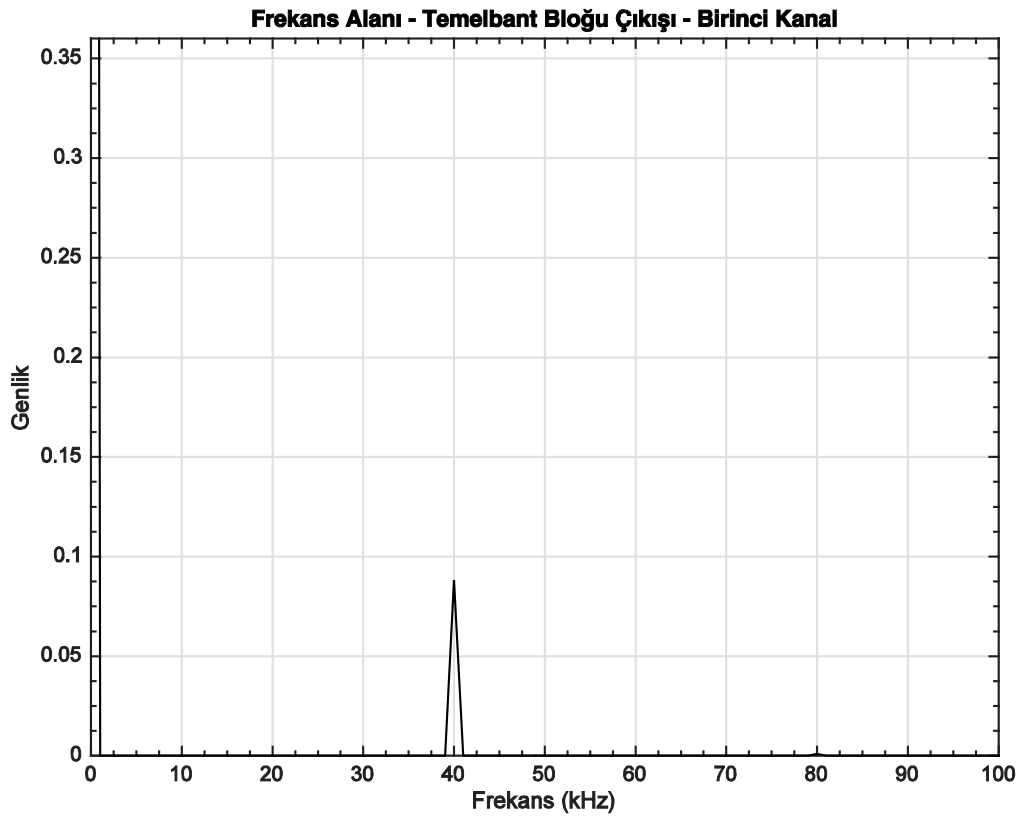
Elde edilen sinyalleri taşıyıcı bileşenlerinden ayırabilmek için, temel bant çevirim bloğu kullanılmaktadır. Bu blok çıkışında taşıyıcı frekans bileşenleri devre dışı bırakılmakta ve elde edilen sinyaller zaman ve frekans bölgesinde Şekil 5.25, Şekil 5.26, Şekil 5.27 ve Şekil 5.28’de gösterilmektedir.



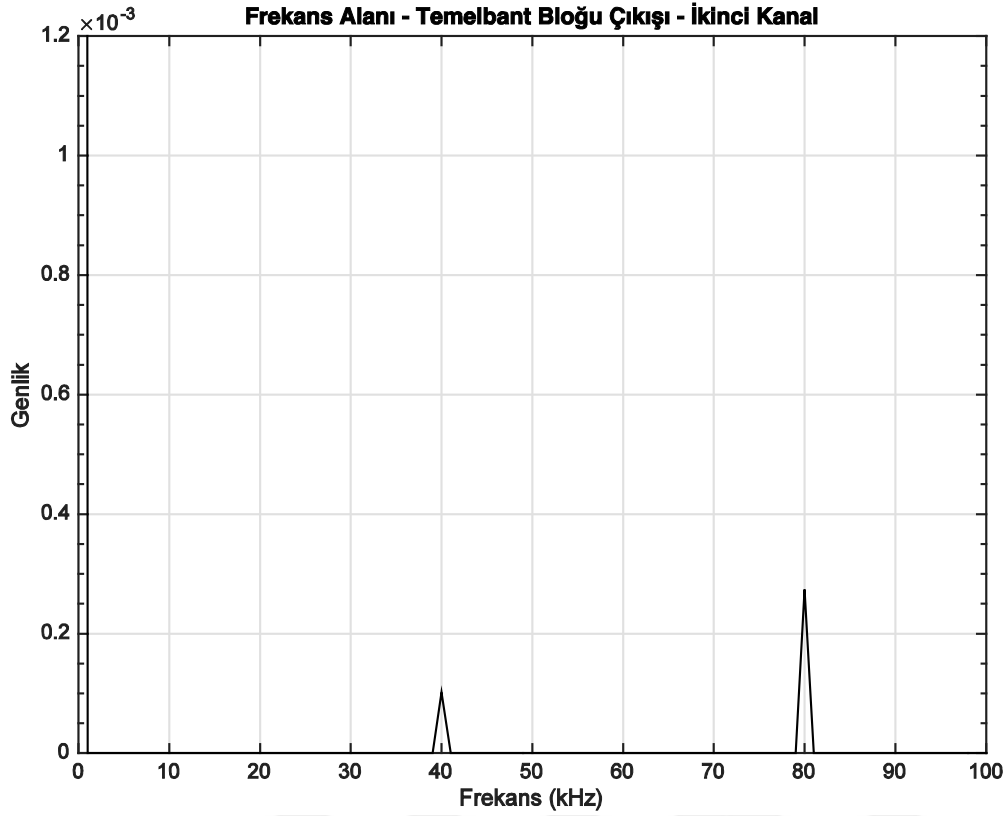
Şekil 5.25. Birinci kanal temel bant çevrim bloğu çıkışı – Zaman alanı gösterimi



Şekil 5.26. İkinci kanal temel bant çevrim bloğu çıkışı – Zaman alanı gösterimi



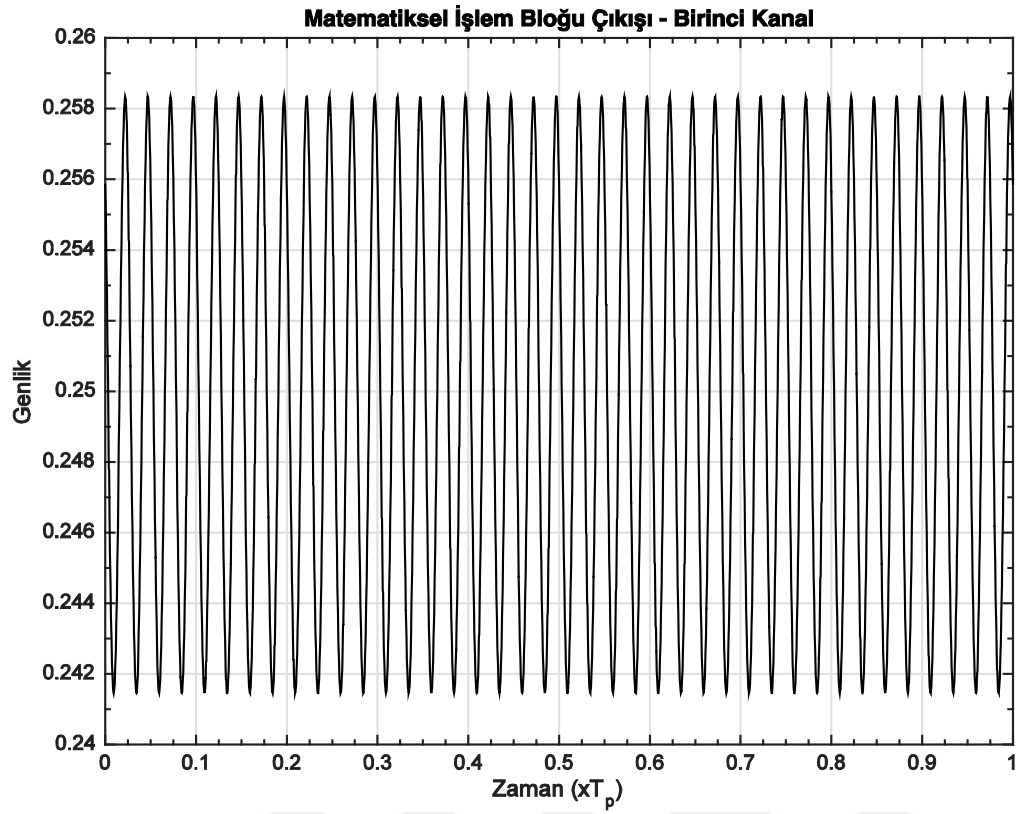
Şekil 5.27. Birinci kanal temel bant çevrim bloğu çıkışı – Frekans alanı gösterimi



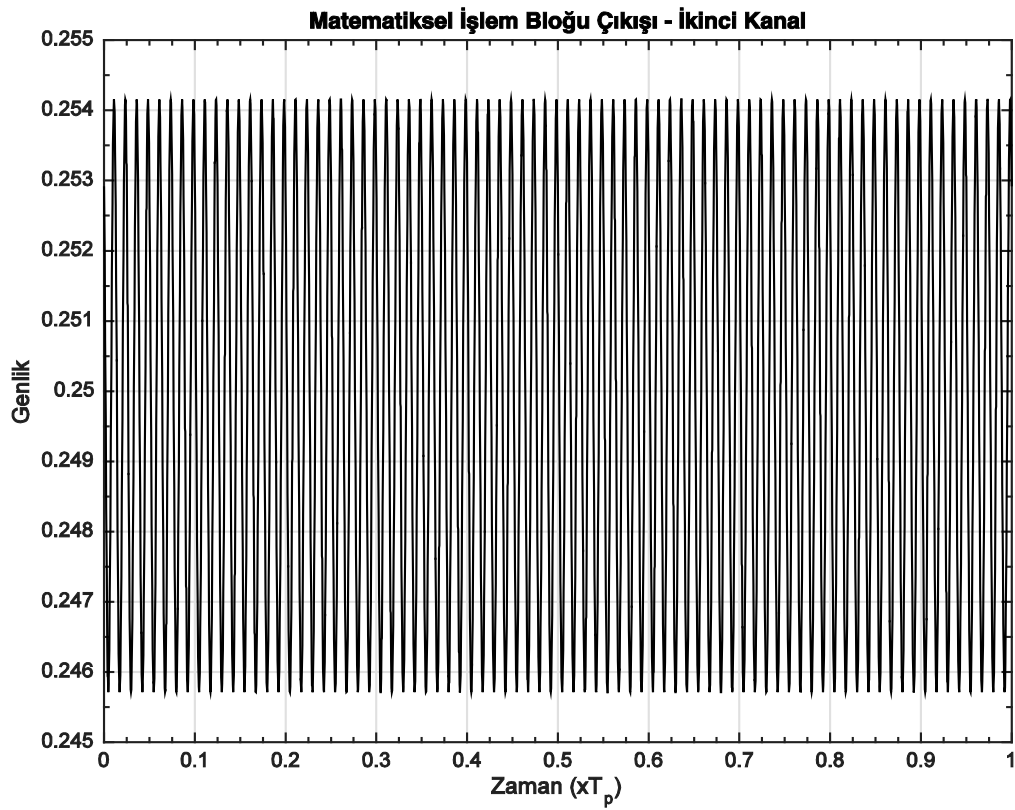
Şekil 5.28. İkinci kanal temel bant çevrim bloğu çıkışı – Frekans alanı gösterimi

Standart FM demodülatör bloğundan önce kullanılacak son basamak, matematiksel işlem bloğudur. Burada, elde edilen sinyaller içerisinde bulunan dizi faktörü katsayıları olarak adlandırılan $X_{m,\theta}$ bileşenleri kullanılarak, her bir kanalda sadece bir mesaj sinyalinin kalması amaçlanmaktadır. Böylece standart demodülatör bloğu vasıtasıyla mesaj sinyalleri sorunsuz olarak çözülebilir.

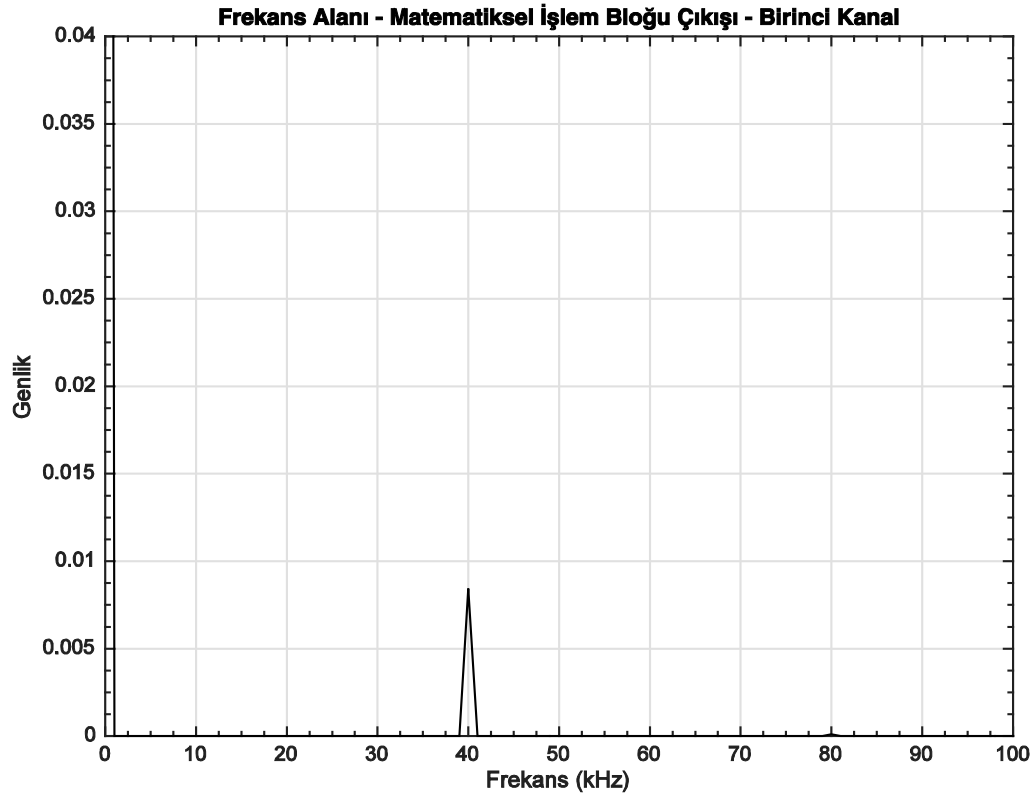
Matematiksel işlem bloğu çıkışında elde edilen mesaj sinyalleri zaman ve frekans alanında Şekil 5.29, Şekil 5.30, Şekil 5.31 ve Şekil 5.32’de gösterilmektedir. Burada elde edilen sinyaller incelendiğinde, her kanalda sadece mesaj sinyalinin frekansına ait bileşenlerin kaldığı görülebilir.



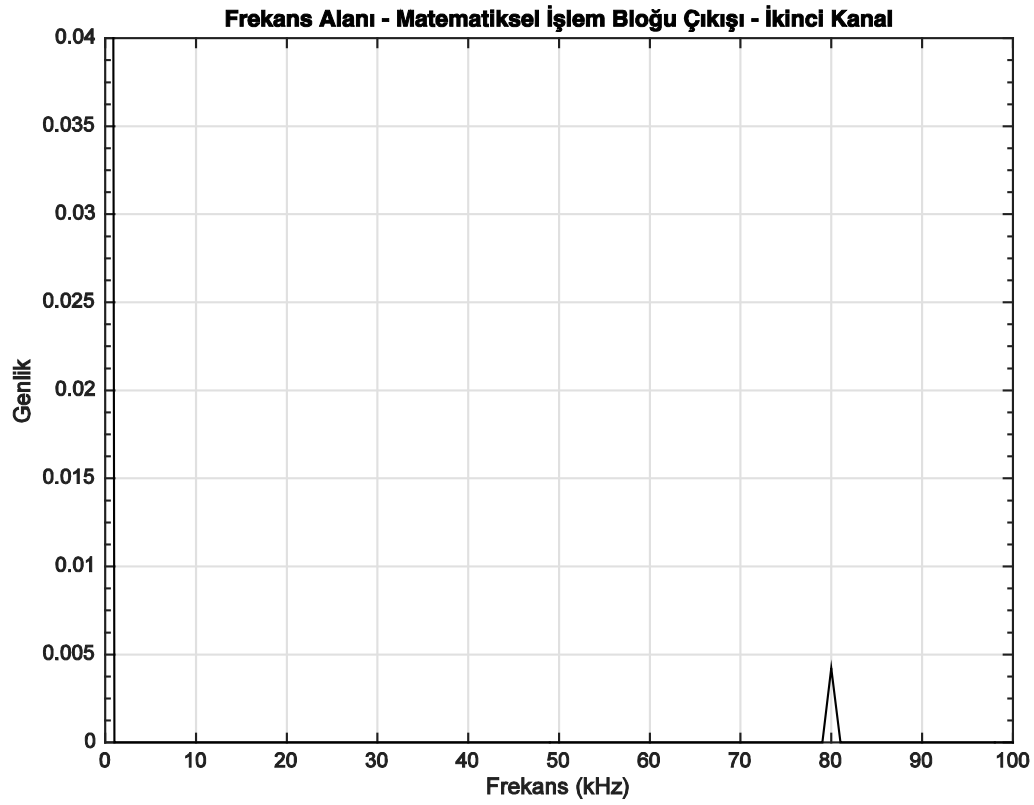
Şekil 5.29. Birinci kanal matematiksel işlem bloğu çıkışı – Zaman alanı gösterimi



Şekil 5.30. İkinci kanal matematiksel işlem bloğu çıkışı – Zaman alanı gösterimi

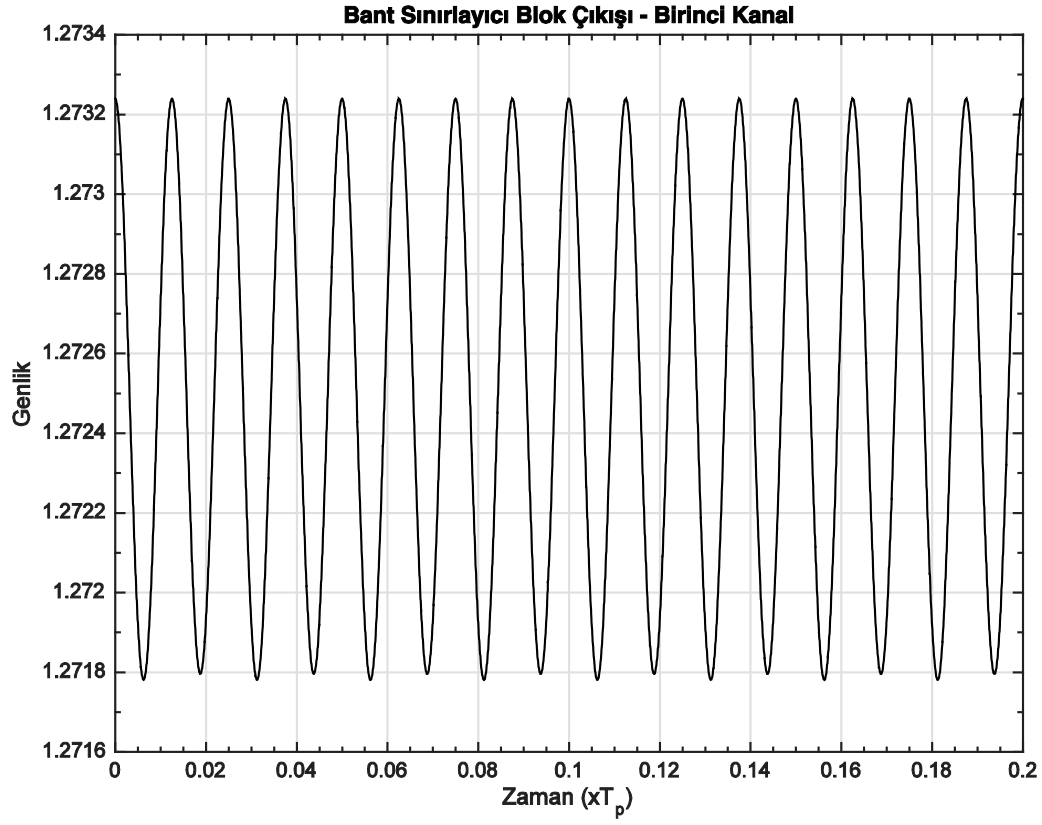


Şekil 5.31. Birinci kanal matematiksel işlem bloğu çıkışı – Frekans alanı gösterimi

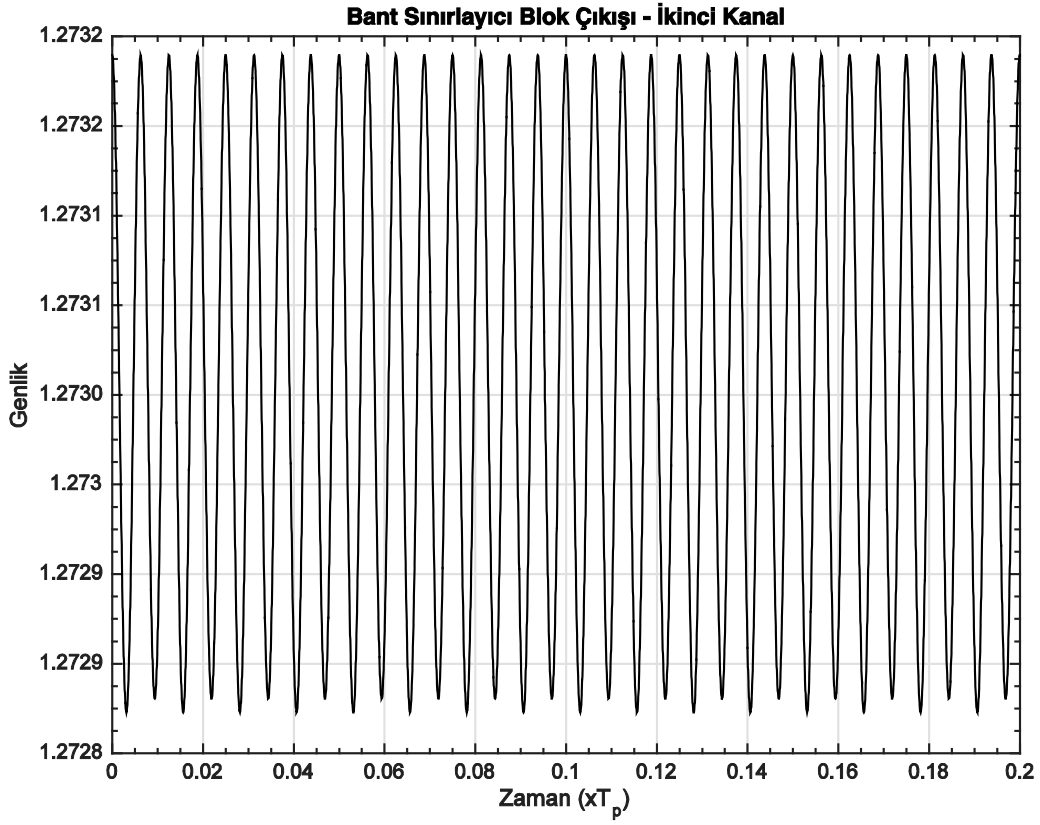


Şekil 5.32. İkinci kanal matematiksel işlem bloğu çıkışı – Frekans alanı gösterimi

Eğim bulma algoritmasını kullanan standart FM demodülatör yapısı vasıtasıyla demodülasyon işlemi için temel bant sinyali öncelikle bant sınırlayıcı bloktan geçirilmektedir. Bant sınırlayıcı blok çıkışı Şekil 5.33 ve Şekil 5.34'te gösterilmektedir.

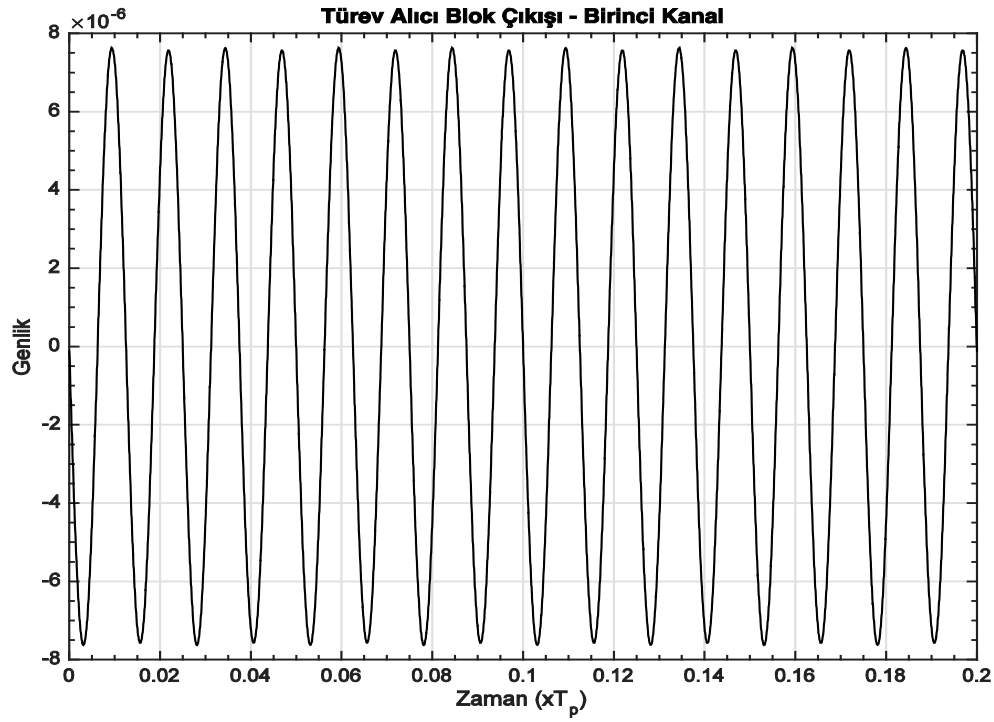


Şekil 5.33. Birinci kanal bant sınırlayıcı blok çıkışı

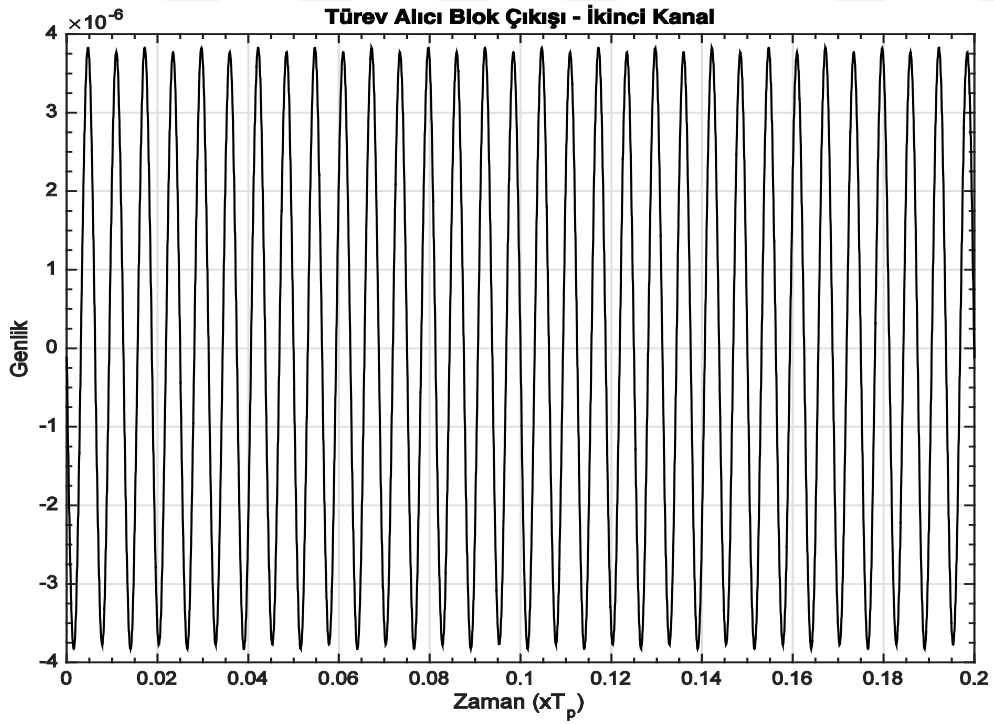


Şekil 5.34. İkinci kanal bant sınırlayıcı blok çıkışı

Bant sınırlayıcı blok çıkışındaki sinyal türev bloğundan geçirilmektedir. Türev bloğu çıkışı Şekil 5.35 ve Şekil 5.36'da gösterilmektedir. Son basamak olan zarf sezici blok yardımıyla türev bloğu çıkışındaki sinyalin karmaşık kısmı yok edilerek mesaj sinyalleri elde edilir.

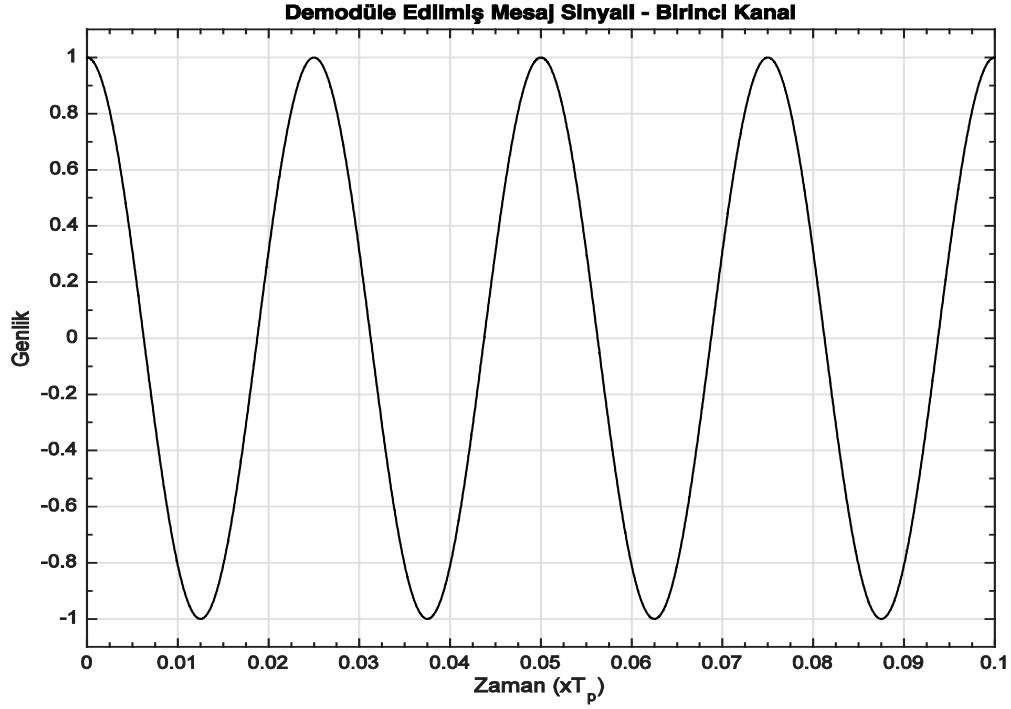


Şekil 5.35. Birinci kanal türev alıcı blok çıkışı

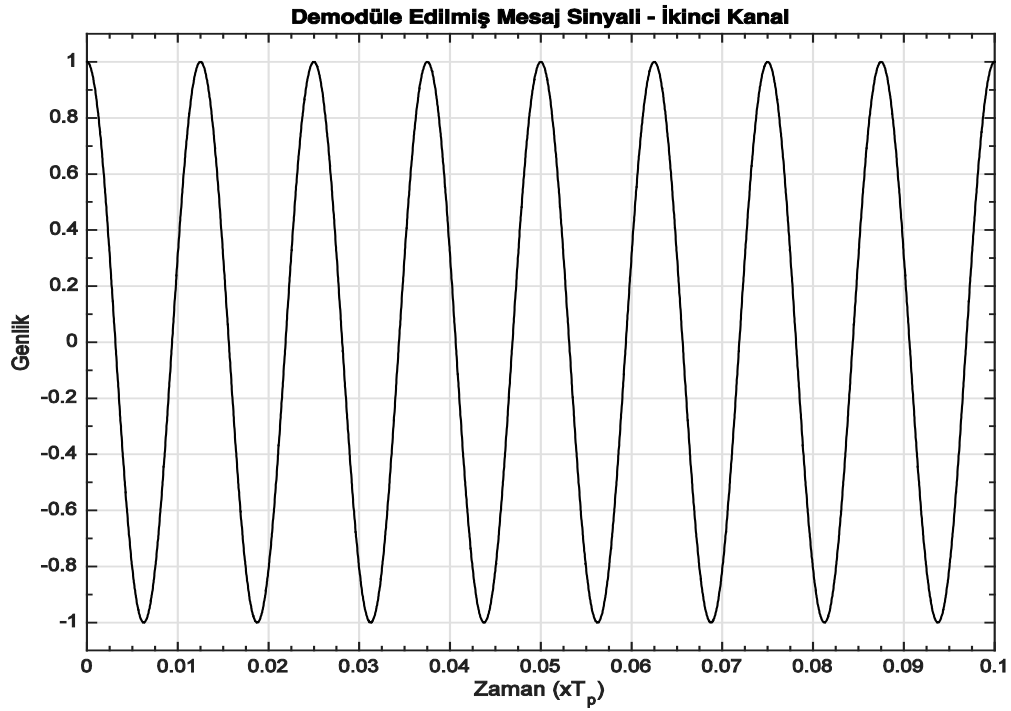


Şekil 5.36. İkinci kanal türev alıcı blok çıkışı

Demodülasyon sonucu elde edilen sinyaller Şekil 5.37 ve Şekil 5.38’de gösterilmekte ve demodülasyon işleminin başarılı olarak gerçekleştiği görülmektedir.



Şekil 5.37. Birinci kanal demodülatör çıkışı



Şekil 5.38. İkinci kanal demodülatör çıkışı

6. SONUÇ

Bu tezde bir adet zaman modülasyonlu doğrusal anten dizisi ile farklı açılardan antene ulaşan, sırasıyla antenin merkez frekansında ve birinci harmonik frekansında modüle edilmiş iki farklı mesaj sinyalinin alınması ve demodüle edilmesi üzerine çalışılmıştır.

Zaman modülasyonlu bir anten dizisinin toplam gücü, ana yayılım ve harmonik yayılımlar arasında paylaştırılmaktadır. Harmonik yayılımların ışıma örüntüleri göz önüne alındığında, yeterince güce sahip olduğu takdirde, her bir harmonik yayılım bir alıcı gibi davranabilir. Harmonik seviyesi arttıkça, güç seviyesinde ciddi derecede azalma meydana geldiğinden bu çalışmada ana yayılım ve birinci harmonik yayılım kullanılmaktadır. Birinci harmonik ışıma örüntüsü, değişken darbe genlikleri uyarım stratejisi ve harmonik ışıma yönlendirme tekniği yardımıyla şekillendirilmektedir. Bu aşamada darbe farkları yöntemiyle birinci harmonik yayılım için yan kulakçık seviyeleri belirli bir değerin altında tutulmaktadır. Anten tasarım parametreleri, birinci harmonik yayılımın ana ışımasını en yüksek seviyeye getirecek şekilde ayarlanmaktadır. Anten dizisi ile ilgili hesaplamalar uzak alan yaklaşımı altında yapılmaktadır ve anten elemanlarının anahtarlama frekansının antenin çalışma frekansından çok küçük olması gerekmektedir. Anten elemanlarının aralarındaki etkileşim de ihmal edilmektedir.

Alınması ve demodüle edilmesi planlanan sinyallerin modülasyonu için genlik ve dar bant frekans modülasyonu tercih edilmiştir. Dar bant FM demodülasyonunda kullanılan eğim bulma yöntemi, içerdiği doğrusal filtrelerin yapısı gereği günümüzde sıklıkla kullanılan entegre devreler içerisine yerleştirilememektedir. Tezde kullanılan modülasyon ve demodülasyon teknikleri temel teknikler olmakla birlikte tek bir anten dizisi ile iki farklı sinyalin alınabileceği göstermek için seçilmiştir ve daha karmaşık modülasyon/demodülasyon teknikleri kullanılarak çalışmalar derinleştirilebilir.

Tezde yapılan çalışmada MATLAB paket programı kullanılarak bir simülasyon oluşturulmuştur. Anten dizisi parametreleri ile antenin yönlendirilmiş ana ışıması ve yönlendirilmiş birinci harmonik ışıma örüntüsü elde edilmiştir. Sonrasında bu anten dizisi ile alınan sırasıyla GM ve FM ile modüle edilmiş iki farklı sinyal demodülatör yapıları vasıtasıyla çözülerek mesaj sinyalleri elde edilmiş ve sonuçları gösterilmiştir. Demodülatör

yapılarında kullanılan filtrelerin ideal filtreler olduğu varsayılmaktadır. Mesaj sinyallerinin bant genişlikleri, anten elemanlarının anahtarlama frekansından küçük veya anahtarlama frekansına eşit olacak şekilde seçilerek örtüşmeden kaynaklanabilecek bozulmaların önüne geçilmektedir.



KAYNAKLAR

1. Balanis, C. A. (1992). Antenna Theory: A Review. *Proceedings of the IEEE*, 80(1), 7-23.
2. Kraus, J. D. (1985). Antennas Since Hertz and Marconi. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33(2), 131-136.
3. Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design*. (Third Edition). New Jersey: John Wiley and Sons, 283-333.
4. Aksoy, E. ve Afacan, E. (2006). Düzlemsel anten dizilerinde diferansiyel evrim algoritması ile örüntü sıfırlama. 4. *Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu*, 77-79.
5. Aksoy, E. ve Afacan, E. (2009). Planar antenna pattern nulling using differential evolution algorithm. *International Journal of Electronics and Communications*, 63, 116-122.
6. Karaboga, D., Guney, K. ve Akdagli, A. (2004). Antenna array pattern nulling by controlling both amplitude and phase using modified touring ant colony optimization algorithm. *International Journal of Electronics*, 91, 241-251.
7. Yang, S., Gan, Y. B. and Qing, A. (2004). Antenna-array pattern nulling using a differential evolution algorithm. *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering*, 14, 57-63.
8. Allen, B. and Ghavami, M. (2005). *Adaptive Array Systems Fundamentals and Applications*. (First Edition). Chichester: John Wiley & Sons, 32-53.
9. Liao, W. P. and Chu, F. L. (1997). Array pattern nulling by phase and position perturbations with the use of the genetic algorithm. *Microwave and Optical Letters*, 15(4), 251-256.
10. Kurup, D.G., Himdi, M. and Rydberg, A. (2003). Synthesis of uniform amplitude unequally spaced antenna arrays using the differential evolution algorithm. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 51, 7.
11. Shanks, H. E. and Bickmore, R. W. (1959). Four-dimensional electromagnetic radiators. *Canadian Journal of Physics*, 37(3), 263-275.
12. Kummer, W. H., Villeneuve, A. T., Fong, T. S. and Terrio F. G. (1963). Ultra-low sidelobes from time-modulated arrays. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 11(6), 633-639.

13. Bickmore, R.W. and Hansen, R.C. (Editörler). (1966). *Time Versus Space in Antenna Theory*, New York:Academic Press, 3, 4.
14. Aksoy, E. and Afacan, E. (2010). Thinned nonuniform amplitude time modulated linear arrays. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, 9, 514-517.
15. Poli, L., Rocca, P., Manica, L., and Massa, A. (2010). Handling sideband radiations in time-modulated arrays through particle swarm optimization. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 58(4), 1408-1411.
16. Yang, S., Gan, Y. B. and Qing, A. (2002). Sideband suppression in time-modulated linear arrays by the differential evolution algorithm. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, 1, 173–175.
17. Yang, S., Gan, Y. B. and Tan, P.K. (2004). Comparative study of low sidelobe time modulated linear arrays with different time schemes. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 18(11), 1443–1458.
18. Li, G., Yang, S., Huang, M. and Nie, Z. (2010). Sidelobe suppression in time modulated linear arrays with unequal element spacing. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 24(5–6), 775–783.
19. Zhu, Q., Yang, S., Yao, R. and Nie, Z. (2014). Directional modulation based on 4-d antenna arrays. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 62(2), 621-628.
20. Tennant, A. and Chambers, B. (2007). A two-element time-modulated array with direction-finding properties. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, 6, 64-65.
21. Tennant, A. (2010). Experimental two-element time modulated direction finding array. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 58(3), 986-988.
22. Li, G., Yang, S., Zhao, Z. and Nie, Z. (2009). A study of AM and FM signal reception of time modulated linear antenna arrays. *Progress in Electromagnetic Research – PIER*, 7, 171-181
23. Aksoy, E. (2014). Time modulation through variable pulse amplitude in 4D arrays. *13th International Conference on Telecommunications and Informatics – TELE – INFO*, 12–20.
24. Aksoy, E. (2014). Harmonic beam steering in 4D linear arrays through pulse difference. *Telecommunication Forum – TELFOR*, 22, 792-794.
25. Yavuz, Y., Aksoy, E. and Karahan, M. (2015). A dual channel AM receiver structure in 4D arrays. *AP/S Proceedings 2015*, 804-805.
26. Frenzel, L. E. (2008). *Principles of Electronic Communication Systems*. (Third Edition). New York: McGraw-Hill Education. 93 – 117.

27. Sumathi, P. (2012). Frequency demodulation using sliding DFT based phase locking scheme. *IEEE 55th International Midwest Symposium on Circuits and Systems Proceedings*, 198 – 201.
28. Sumathi, P. (2012). A frequency demodulation technique based on sliding DFT phase locking scheme for large variation FM signals. *IEEE Communication Letters*, 16(11), 1864-1867.
29. Fondevila, J., Bregains, J. C., Ares, F. and Moreno, E. (2004). Optimizing uniformly excited linear arrays through time modulation. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, 3, 298–301.
30. Yang, S., Gan, Y. B. and Tan, P. K. (2003). A new technique for power-pattern synthesis in time-modulated linear arrays. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, 2, 285–287.
31. Yang, S., Gan, Y. B., Qing, A. and Tan, P. K. (2005). Design of a uniform amplitude time modulated linear array with optimized time sequences. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 53(7), 2337–2339.
32. Fondevila, J., Bregains, J. C., Ares, F. and Moreno, E. (2006). Application of time modulation in the synthesis of sum and difference patterns by using linear arrays. *Microwave and Optical Technology. Letters*, 48, 829–832.
33. Cheng, D. K. (1983). *Field and Wave Electromagnetics*. USA: Addison – Wesley Publishing Company, 600-608.
34. Aksoy, E. (2007). *Diferansiyel Evrim Algoritması ile Anten Dizilerinde Örüntü Şekillendirme*, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 4-16.
35. Aksoy, E. (2012). *Zaman Modülasyonlu Anten Dizileri için Dizi Seyreltme, Yanbant Analizi ve Darbe Eniyilemesi*, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 16-17.
36. Poli, L., Rocca, P., Manica, L. and Massa, A. (2010). Pattern synthesis in time modulated linear arrays through pulse shifting. *IET Microwave Antennas and Propagation*, 4(9), 1157–1164.
37. Yang, S., Gan, Y. B., Qing, A. and Tan, P. K. (2005). Design of a uniform amplitude time modulated linear array with optimized time sequences. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 53(7), 2337–2339.
38. Aksoy, E. and Afacan, E. (2011). Sideband level suppression improvement via splitting pulses in time modulated arrays under static fundamental radiation. *Proceedings of 30th Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, 366–367.

39. Zhu, Q., Yang, S., Zheng, L. and Nie, Z. (2012). Design of a low sidelobe time modulated linear array with uniform amplitude and sub-sectional optimized time steps. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 60(9), 4436–4439.
40. Tong, Y. and Tennant, A. (2012). Sideband level suppression in time-modulated linear arrays using modified switching sequences and fixed bandwidth elements. *IET Electronic Letters*, 48(1), 10–11.
41. Güner, Ç. (2000). Gürültünün sağlık üzerine etkileri. *Sürekli Tıp Eğitim Dergisi*, 9(7), 13-15.
42. Shima, J.M. (1995). *FM Demodulation using a Digital Radio and Digital Signal Processing*, Yüksek Lisans Tezi, The Graduate School of the University of Florida, 4-11.
43. Kuo, C.H. and Chug, K.M. (2005). The Capacity of Constant Envelope, Continuous Phase Signals over AWGN Channel under Carson's Rule Bandwidth Constraint. *IEEE International Conference on Communications*, 1, 2179-2183

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : YAVUZ, Yasin
 Uyruğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 29.01.1989, Eskişehir
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 (505) 800 96 92
 Faks : -
 e-mail : yasin.yavuz@gazi.edu.tr



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi / Elek.- Elektronik Müh.	Devam Ediyor
Lisans	Gazi Üniversitesi /Elek.- Elektronik Müh.	2011
Lise	Ankara Polis Koleji	2007

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2015 – Halen	Engitek Mühendislik	Sistem Mühendisi
2011 – 2015	Emniyet Genel Müdürlüğü	Komiser Yardımcısı

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

Yavuz, Y., Aksoy, E. and Karahan, M. (2015). A dual channel AM receiver structure in 4D arrays. *AP/S Proceedings 2015*, 804-805

Hobiler

Masa Tenisi, Kitap, Teknoloji



GAZİ GELECEKTİR..