

**ZAMAN MODÜLASYONLU ANTEN DİZİLERİ İÇİN DİZİ
SEYRELTME, YANBANT ANALİZİ VE DARBE ENİYİLEMESİ**

Ertuğrul AKSOY

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ŞUBAT 2012
ANKARA**

Ertuğrul AKSOY tarafından hazırlanan “ZAMAN MODÜLASYONLU ANTEN DİZİLERİ İÇİN DİZİ SEYRELTME, YANBANT ANALİZİ VE DARBE ENİYİLEMESİ” adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

(Doç. Dr. Erkan AFACAN)

Tez Danışmanı Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Erdem YAZGAN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Hacettepe Üniversitesi

Doç. Dr. Erkan AFACAN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Prof. Dr. Sezai DİNÇER

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Doç. Dr. Atila YILMAZ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Hacettepe Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Nursel AKÇAM

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Tarih:/...../.....

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Doktora derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Bilal TOKLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Ertuğrul AKSOY

**ZAMAN MODÜLASYONLU ANTEN DİZİLERİ İÇİN DİZİ SEYRELTME,
YANBANT ANALİZİ VE DARBE ENİYİLEMESİ**

(Doktora Tezi)

Ertuğrul AKSOY

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Şubat 2012

ÖZET

Zaman modülasyonlu anten dizileri konusu halihazırda sıcak bir araştırma konusudur. Zaman modülasyonunda, anahtarlamanın neden olduğu yanbantlar oluşmaktadır ve bu yanbantlar genellikle kayıp olarak görülmektedir. Genellikle boşa harcanan gücün bastırılması amaçlanmaktadır ve bu işlem yankulakçık hesabı gibi yapılmaktadır. Bu çalışmada zaman modülasyonlu dizilerin yanbantlarının bastırılması için kullanılabilecek bir eşitsizlik türetilmiştir ve bu eşitsizliğin kullanılmasıyla zaman alan hesapların kolaylaştırılması amaçlanmıştır. Işınan toplam zaman ortalama güç düşünüldüğünde simetrik darbe dağılımı altında yanbantlarda ışımaları literatüre incelenmiştir. Bu çalışmada simetrik darbe dağılımı için literatürde verilen ifadenin asimetric durumlar için geçerli olmadığı gösterilmiştir. Bu ifade eski formlarını da kapsayacak şekilde, asimetric darbe dağılımı altında, doğrusal ve rastgele bir ızgara üzerine yerleştirilmiş düzlemsel dizilere genelleştirilmiştir. Bu sayede hesaplanamaz durumdaki yanbantlarda ışınan zaman ortalama gücün asimetric darbe dağılımı için de hesaplanabilirliği sağlanmıştır.

Zaman modülasyonlu anten dizilerine yönelik bir dizi seyreltme yöntemi de önerilmiştir. İkili bir maske kullanılmaksızın doğrusal ve düzlemsel

dizilerin sürekli bir eniyileme esnasında bir ceza fonksiyonu vasıtasıyla da seyreltilebileceği gösterilmiştir. Sürekli eniyileme aracı olarak Diferansiyel evrim algoritması seçilmiştir. Önerilen yöntem literatürde karşılaşılan ikili eniyileme ve seyreltme prosedürleri ile kıyaslaması yapılmıştır.

Zaman modülasyonlu dizilerde örüntü sıfırlama incelenmiştir ve zaman modülasyonlu dizilerde yanbant ışımlarının da hesaba katılması gerektiği gösterilmiştir. İki basamaklı bir eniyileme prosedürü önerilmiş ve prosedürün kullanılabilirliği örnek ve benzetimlerle gösterilmiştir.

Statik ana ışıma altında darbe bölümlenme ile yanbant bastırımı incelenmiştir. Darbe bölümlenmenin en iyi yanbant bastırım yöntemi olarak bilinen darbe kaydırmadan 3 dB daha iyi sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Genellikle ilk yanbandın diğerlerine göre daha büyük olduğu kabul edilmektedir. Benzetimler darbe bölme için bu durumun her zaman doğru olmadığını göstermiştir. Darbe bölümlenmenin bağımsız yanbant kontrolü sağladığı da gösterilmiştir.

Bilim Kodu : 905.1.034
Anahtar Kelimeler : Anten dizileri, Zaman modülasyonu, Yanbant ışıması
Sayfa Adedi : 119
Danışman : Doç. Dr. Erkan AFACAN

**ARRAY THINNING, SIDEBAND ANALYSIS AND PULSE OPTIMIZATION
FOR TIME MODULATED ANTENNA ARRAYS**

(Ph. D. Thesis)

Ertuğrul Aksoy

**GAZI UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

February 2012

ABSTRACT

The subject of time modulated antenna arrays is already a hot research topic. In time modulation, switching causes sidebands to occur and these sidebands are generally considered as loss. Usually this wasted power is aimed to be suppressed and these process is made via sidelobe-like calculations. In this study an inequality which can be used for the suppression of sidebands of time modulated arrays is derived and by using this inequality time consuming calculations are aimed to be simplified. Considering the radiated total time average power, sideband radiation under symmetric pulse distributions is examined in the literature. It is shown in this study that the expression given in the literature for symmetric pulse distributions is not valid for the asymmetric cases. This expression is generalized to linear and planar arrays placed on an arbitrary grid, under asymmetric pulse distributions, in a way to cover the older forms. By this way, the computability of time average total power radiated at sidebands, which was incalculable for asymmetric pulse distribution, is achieved.

An array thinning method for time modulated arrays is proposed. It is shown that linear and planar arrays can be thinned directly by using a penalty function via a continuous optimization process without using a

binary mask. Differential evolution algorithm is selected as the continuous optimization tool. The proposed method is compared with binary optimization methods and thinning procedures encountered in the literature.

Pattern nulling in time modulated antenna arrays is examined and it is shown that sideband radiations must be taken into account for time modulated arrays. A two-step optimization procedure is proposed and the applicability of this procedure is shown by examples and simulations.

Sideband suppression with pulse splitting under static fundamental radiation is investigated. It is shown that splitting the pulses produces 3 dB better results than pulse shifting, which is known as the best sideband suppression method. Generally it is accepted that the first sideband is always bigger than others. Simulations have shown that this idea is not always true for pulse splitting. Pulse splitting is also shown to provide independent sideband control.

Science Code	: 905.1.034
Key Words	: Antenna arrays, Time modulation, Sideband radiation
Page Number	: 119
Adviser	: Assoc. Prof. Dr. Erkan AFACAN

TEŞEKKÜR

Doktora eğitimim süresince, gerek bu tezin hazırlanması gerekse de yazılması esnasında benden kendi bilgi birikimini ve her türlü desteği esirgemeyen tez danışmanım Sayın Dr. Erkan AFACAN' a sonsuz teşekkürler.

Doktora süresince kıymetli tavsiyelerini esirgemeyen Sayın Prof. Dr. Erdem YAZGAN ve Sayın Yrd. Doç. Dr Nursel AKÇAM hocalarıma da teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	xi
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiv
1. GİRİŞ.....	1
2. ANTEN DİZİLERİ.....	8
2.1. 2 Elemanlı Doğrusal Anten Dizisi	9
2.2. M Elemanlı Doğrusal Anten Dizisi	13
2.3. Düzlemsel Anten Dizileri.....	17
2.4. Hacimsel Anten Dizileri.....	20
2.5. Herhangi Bir Anten Dizisinin Genel Dizi Faktörü Tanımı	21
3. ANTEN DİZİLERİNDE ZAMAN MODÜLASYONU.....	24
3.1. Zaman Modülasyonu Kavramı.....	24
3.2. Anahtarlama Süresinin Yanbantlara Etkisi.....	28
3.3. Zaman Modülasyonlu Dizilerde Işınan Güç	33
4. DİFERANSİYEL EVRİM ALGORİTMASI	40
4.1. Klasik Diferansiyel Evrimin Genel Tanımları.....	41
4.1.1. Popülasyon yapısı	41
4.1.2. Genel notasyon	42

	Sayfa
4.1.3. Başlangıç popülasyonu	42
4.1.4. Mutasyon.....	44
4.1.5. Çaprazlama	47
4.1.6. Seçim	51
4.2. Modifiye Edilmiş Diferansiyel Evrim Yaklaşımları	53
4.2.1. Dinamik diferansiyel evrim.....	54
4.2.2. Modifiye edilmiş diferansiyel evrim	55
4.2.3. Rastgelenin en iyisi fark mutasyonlu diferansiyel evrim	56
4.2.4. Strateji adaptasyonu.....	56
4.3. Yakınsama Hızı	56
5. MAKSİMUM YANBANT SEVİYESİNİN ÜST SINIRI	59
6. DOĞRUSAL VE DÜZLEMSEL DİZİLER İÇİN YANBANT İŞİMLERİNİN GENELLEŞTİRİLMİŞ KAPALI FORM GÖSTERİMİ	76
7. ZAMAN MODÜLASYONLU DİZİLERDE EVRİMSEL OPTİMİZASYON UYGULAMALARI	90
7.1. Zaman Modülasyonlu Seyreltilmiş Diziler	90
7.2. Zaman Modülasyonlu Dizilerde Örüntü Sıfırlama	97
7.3. Darbe Bölümleme ile Zaman Modülasyonlu Dizilerde Yanbant Bastırımı	103
8. SONUÇ.....	110
KAYNAKLAR	113
ÖZGEÇMİŞ.....	118

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. z-ekseni üzerine yerleştirilmiş sonsuz küçük iki yatay dipol	10
Şekil 2.2. Uzak alan yaklaşımı	10
Şekil 2.3. 2N elemanlı doğrusal dizi	14
Şekil 2.4. 2N+1 elemanlı doğrusal dizi	15
Şekil 2.5. x-y düzleminde dikdörtgen ızgara üzerine yerleştirilmiş düzgün düzlemsel dizi	19
Şekil 3.1. 10 elemanlı dizinin birinci anahtarlama sekansı için ışıma örüntüsü	29
Şekil 3.2. 10 elemanlı dizinin ikinci anahtarlama sekansı için ışıma örüntüsü	29
Şekil 3.3. 20 elemanlı dizinin birinci anahtarlama sekansı için ışıma örüntüsü	30
Şekil 3.4. 20 elemanlı dizinin ikinci anahtarlama sekansı için ışıma örüntüsü	31
Şekil 3.5. Modülasyon yüzdesine göre maksimum yanbant düzeyinin anahtarlama süresine bağlı değişimi	32
Şekil 4.1. Mutant vektörün oluşturulması	46
Şekil 4.2. Çaprazlama işlemi sonrası oluşabilecek olası vektörler	48
Şekil 4.3. Tek-nokta çaprazlama ile deneme vektörünün oluşturulması	48
Şekil 4.4. 3-nokta çaprazlama ile deneme vektörünün oluşturulması	49
Şekil 4.5. Üstel çaprazlama ile deneme vektörünün oluşturulması	50
Şekil 4.6. Binom çaprazlama ile deneme vektörünün oluşturulması	50
Şekil 4.7. DE algoritması için C-tipi sözde kodu	53
Şekil 4.8. Örnek problem için DE ve rastgele adımın yakınsama hızları	57

Şekil	Sayfa
Şekil 4.9. Örnek için 40 bağımsız deney üzerinden ortalama yakınsama hızları	58
Şekil 7.1. Örnek-1 için Normalize edilmiş anahtarlama süreleri ve statik genlikler	94
Şekil 7.2. Örnek-1 için ortalama güç yoğunluğu örüntüsü	94
Şekil 7.3. Örnek-2 için Normalize edilmiş anahtarlama süreleri ve statik genlikler	96
Şekil 7.4. Örnek-2 için ortalama güç yoğunluğu örüntüsü	96
Şekil 7.5. Örnek senaryo için elde edilmiş dinamik genlikler	99
Şekil 7.6. Örnek senaryoda 1. basamak eniyileme sonuçları için verilen değerler için ışıma örüntüsü	100
Şekil 7.7. Örnek senaryoda 1. basamak eniyileme sonuçları için yanbant değerleri	101
Şekil 7.8. Örnek senaryo için 2. basamak eniyileme sonuçları	101
Şekil 7.9. Örnek senaryoda 2. basamak eniyileme sonuçları için ışıma örüntüleri	102
Şekil 7.10. Örnek senaryoda 2. basamak eniyileme sonuçları için yanbant değerleri	102
Şekil 7.11. Yanbant bastırımı için oluşturulan anahtarlama süreleri.....	106
Şekil 7.12. Şekil 7.11' de elde edilen değerler için ışıma örüntüleri	107
Şekil 7.13. Şekil 7.11 için yanbant seviyeleri	107
Şekil 7.14. İlk yanbandı bastırmak için oluşturulmuş anahtarlama süreleri	108
Şekil 7.15. Şekil 7.14 için elde edilmiş ışıma örüntüleri.....	108
Şekil 7.16. Şekil 7.14. için yanbant seviyeleri	109

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 7.1. Örnekler için hesaplanmış parametreler	95
Çizelge 7.2. Referanslarda verilen seyreltme yüzdeleri	97

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Kısaltmalar	Açıklama
ACO	Karınca Kolonisi Eniyilemesi Algoritması
DAO	Dinamik Aralık Oranı (Dynamic Range Ratio)
DE	Diferansiyel Evrim Algoritması
GA	Genetik Algoritma
HG	İlk Sıfır Hüzme Genişliği
PS	Örüntü Arama Algoritması
RGA	Gerçek kodlanmış Genetik Algoritma
YBS	Yanbant Seviyesi
YGHG	Yarı Güç Hüzme Genişliği
YKS	Yan Kulakçık Seviyesi

1. GİRİŞ

Anten dizileri düşük yankulakçık seviyesi, yüksek kazanç gibi performans gerektiren, radar, navigasyon, iletişim gibi radyo sistemlerinde sıkça kullanılan yapılardır ve elektromanyetik bir dönüştürücü olarak tanımlanabilen anten elemanlarının farklı formlarda bir araya getirilmesi ile oluşturulurlar [1,2]. Klasik teoride bir anten dizisi üç boyutta enerji yaymaktadır ve tasarım parametreleri sınırlıdır [3]. Bu tasarım parametreleri arasında dizi elemanlarının uyarım genlikleri, uyarım fazları, dizi merkezine uzaklıkları, dizinin geometrik şekli ve her bir elemanın ışıma örüntüsü sayılabilir [1]. Zaman modülasyonu kavramı ilk olarak yüksek sistem performansı gereksinimi durumunda oluşan düşük hata toleransını azaltmaya yönelik ek bir serbestlik derecesi kazanmak için ortaya konulmuş bir kavramdır ve ilk çalışmalar 1950' lere kadar uzanmaktadır [2]. Zaman modülasyonu ile beraber zaman parametresi de klasik teoride yer alan ve anten dizisinin ışımalarını şekillendiren beş faktöre ek yeni bir parametre olarak sayılmaktadır.

1959 yılında H. E. Shanks ve R. W. Bickmore, merkez frekansta toplam örüntüyü ve ilk yanbant frekansında da fark örüntüsünü eşzamanlı olarak elde edip zaman modülasyonu kavramını ortaya koyduktan sonra [4], 1963 yılında Kummer ve arkadaşları 8 elemanlı X-band waveguide-slot bir dizinin yan kulakçıklarının önceden tanımlı aç-kapa anahtarlama ile azaltılabildiğini göstermişlerdir [5]. Ayrıca önerilen sistemin klasik tasarımdan çok daha düşük maliyetlerle oluşturulabileceği belirtilmiştir. Fakat elde edilmek istenen sadece düşük yan kulakçık seviyesi olduğu için periyodik anahtarlama gereği oluşan yanbantlarda kaybedilen güç nispeten yüksek olmuş, başka bir ifade ile varolan gücün hatırı sayılır miktarı kullanılmayan yanbantlarda harcanmıştır. Bu çalışmadan sonra uzunca bir süre zaman modülasyonlu anten dizileri konusunda bilimsel bir çalışma olmamıştır [6].

2002 yılında S. Yang ve arkadaşlarının 32 elemanlı zaman modülasyonlu doğrusal bir dizinin yanbantlarını Diferansiyel Evrim (DE) kullanılarak ve doğrudan anahtarlama sürelerini optimize ederek azaltması ile beraber konu tekrar gündeme gelmiş ve popülerlik kazanmaya başlamıştır [6]. Bu çalışmadan sonra yapılan ilk çalışmalar çeşitli tasarım parametrelerini optimize ederek istenilen ışıma örüntülerini elde etmek üzerine olmuştur [7-20]. Bu çalışmaların ortak özelliği bir eniyileme aracı kullanılarak tasarım parametrelerini optimize etmek ve sonuçta hem ana ışımada hem de yanbant ışımlarında istenilen düzeyleri sağlamaktır. Bu çalışmalar arasında ilginç bir sonuç z- eksenine üzerine yerleştirilmiş doğrusal bir ko-lineer dipol dizisi için frekans değişimi ile istenmeyen ana kulakçıkların (grating lobe) oluşmadığının gözlemlenmesidir [9]. Bu çalışmalara ek olarak ilk dönem çalışmalar arasında zaman modülasyonlu diziler için kazanç ve yönlendiricilik hesabı Yang ve arkadaşları tarafından ortaya konulmuştur [21]. Ayrıca bu çalışmaların bir ortak özelliği tam dolu diziler üzerinde olmasıdır. E. Aksoy ve E. Afacan tarafından seyretilmiş zaman modülasyonlu diziler için örnek oluşturabilecek bir çalışma yapılmıştır [22].

Zaman modülasyonlu dizilerde periyodik anahtarlama sonucu oluşan sonsuz sayıda harmonik ışımanın kontrolü bir problem olarak ortaya çıkmaktadır. Bu ışımların tam kontrolü için yüksek sayıda harmonik hesaba katılmalıdır ve bu da beraberinde hem işlem zorluğu hem de işlem zamanında uzama meydana getirmektedir. Bu probleme bir çözüm olarak sonsuz sayıda harmoniğin sonlu bir toplam cinsinden ifade edilebilirliği üzerinde durulmuş ve J. C. Bregains ve arkadaşları tarafından doğrusal diziler için bir çözüm ileri sürülmüştür [23]. Bu çözüm, yanbantlarda ışınan zaman ortalama toplam gücün simetrik koşullar altında kapalı form bir ifadesi olarak ortaya çıkmaktadır. Bu sayede sonsuz sayıda harmonik sonlu bir toplam cinsinden ifade edilebilmektedir. Fakat bu çalışma sadece anahtarlama sıfır çevresinde simetrik durumlar olan doğrusal diziler için geçerli olan bir ifadeyi içermektedir. Bu çalışmadan sonra dikdörtgen ızgara üzerine yerleştirilmiş düzlemsel bir dizi için zaman ortalama güç ifadesi L. Poli ve arkadaşları

tarafından yazılmış [24] ve yazılan bu ifadelerin yanbant ışımaları kontrolünde kullanılabileceği yine L. Poli ve arkadaşları tarafından gösterilmiştir [25]. Fakat bu ifadeler doğrusal ve düzlemsel diziler için ayrı ayrı yazılmış ifadelerdir ve düzlemsel diziler için yerleşimden bağımsız diziler için çözüm içermemektedir. Bu soruna E. Aksoy ve E. Afacan tarafından bir çözüm getirilmiştir [26]. Öne sürülen bu çözüm ile düzlemsel diziler için yazılan formülasyon kanonik formda olmayan düzlemsel diziler için genelleştirilmiş ve doğrusal diziler için olan formülasyonla birleştirilmiş ve sonuçta ayrı ayrı ifade edilen denklemler her iki tip dizi içinde kullanılabilecek tek bir forma indirgenmiştir [26].

Zaman modülasyonlu dizilerde ortaya çıkan problemlerden biri anahtarlama süresi olarak Chebyshev ya da Taylor gibi bilinen bir dağılım kullanılması durumunda yanbantların nasıl şekilleneceği problemidir. Bu probleme bir çözüm A. Tennant ve B. Chambers tarafından önerilmiştir ve bu çözümde dağılımların ölçeklendirilip anahtarlama periyodu içerisinde dağıtılması ile yanbantların kontrol edilebileceği belirtilmektedir [27]. Bu çalışmaya ilave olarak L. Poli ve arkadaşları tarafından darbelerin anahtarlama periyodu içerisinde kaydırılması ile yanbantların bastırılabilceği söylenmektedir [28]. Bu çalışmalardan sonra ise anahtarlama süreleri bozulmadan darbeleri bölmenin yanbant bastırımı hususunda varolan önceki çalışmalardan daha iyi sonuç verebileceği gösterilmiştir [29].

Yanbant ışımaları genellikle kayıp olarak görülebileceği gibi amaç doğrultusunda da kullanılabilmektedir. Bu sonuç, A. Tennant ve B. Chambers tarafından iki elemanlı zaman modülasyonlu bir dizinin ilk yanbandında enine yönde (broadside) kaydırılabilen derin bir sıfırın olması sebebiyle yön bulma uygulamalarında kullanılabileceğinin ortaya atılması ile gündeme gelmiştir [30]. Bu çalışmadan sonra yanbantların kullanılabilirliği tartışılmış, yine A. Tennant tarafından deneysel olarak doğrulanmıştır [31]. Ayrıca yön bulma ile ilgili olarak zaman modülasyonlu doğrusal bir dizide tekyönlü faz merkezi hareketi ile yön bulunabileceği G. Li ve arkadaşları tarafından gösterilmiştir

[32]. Ayrıca uygulamalarda ilk yanbandın kullanımı ile ilgili olarak G. Li ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada ilk yanbantta anahtarlama sürelerinin direkt eniyilenmesi ile hüzme döndürme işleminin gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir [33]. Ek olarak Y. Tong ve A. Tennant tarafından ise bilinen bir dağılımın ölçeklendirilip anahtarlama periyodunda progresif dağıtımı ile yanbantlarda hüzmesi döndürülmüş eş örüntülerin elde edilebileceği gösterilmiştir [34].

Bu çalışmalara ek olarak zaman modülasyonlu bir dizi için frekans uzayında tam-dalga benzetiminin deneysel veriler ile karşılaştırması yapılmış ve benzetim ortamının deneysel veriler ile uyumlu olduğu gösterilmiştir [35]. L. Manica ve arkadaşları tarafından yapılan çalışma ile zaman modülasyonu işleminin nerdeyse zaman bağımsız bir karakteristik sergilediği gösterilmiştir [36]. Ayrıca zaman modülasyonlu bir dizinin darbe Doppler radar uygulaması yapılmış ve eko sinyallerinin iletilip algılanabileceği gösterilmiştir [37].

Bu tez zaman modülasyonlu anten dizileri konusunda yapılan bir dizi araştırmayı içermektedir. Zaman modülasyonu ile oluşan yanbantlar amaç doğrultusunda kullanılabildiği gibi, kayıp olarak görülüp bastırılmak istenebilmektedir. Bu bakımdan yapılan işlemlerde yanbant ışımlarının maksimum değeri bulunup bu değer olabildiğince küçültülerek yanbantlardaki ışımların azaltılması yoluna gidilmektedir [7-20]. Bu işlem ile kayıplar azaltılmakta ve yayınlanan gücün yanbantlarda kaybedilmesi engellenmeye çalışılmaktadır. Yapılan bu maksimum değer hesabına ilişkin herhangi bir formülasyon bulunmamaktadır ve bu hesap yan kulakçık hesabı gibi yanbant uzayının örneklenip bu örnekler içerisinde maksimum olanının seçilmesi ile gerçekleştirilmektedir. Bu işlem zaman alan bir işlemdir ve uzaydan alınan örnek sayısına bağlı olarak çözünürlük ile işlem uzunluğu doğru orantılıdır. Başka bir deyişle yanbant uzayından alınan örnek sayısı arttıkça çözünürlük ve bununla beraber hassasiyet artmakta fakat işlem uzunluğu da artmaktadır. Özellikle zaman modülasyonu ile sonsuz sayıda yanbant oluşması, bu yanbantların kontrolünü zorlaştırmaktadır. Bu tezin bir bölümü olarak,

yanbant ve yan kulakçık hesabını birbirinden ayıran temel özellik olan tanım bölgelerinin farklılıklarından faydalanarak, bir eşitsizlik türetilmiş ve bu eşitsizlik vasıtasıyla sonsuz sayıda olan yabantların kontrolü için bir kolaylık sağlamak amaçlanmıştır.

J. C. Bregains ve arkadaşları tarafından doğrusal diziler için ortaya konulan ve L. Poli ve arkadaşları tarafından dikdörtgen ızgara üzerine yerleştirilmiş düzlemsel bir dizi için yazılan yabantlarda ışıyan zaman ortalama güç ifadelerinin [23,24], bu tez kapsamında kanonik ızgara üzerinde olmayan doğrusal ve düzlemsel diziler için geneleştirilmesinin yapılması ve bu sayede ayrı formüllerin tek bir denklem şeklinde yazılması amaçlanmıştır. Yazılan bu formülasyonlar sıfır çevresinde simetrik darbe dağılımları için geçerli ifadelerdir fakat darbe kaydırma ile oluşturulmuş diziler ile de literatürde karşılaşmak mümkündür [28]. J. C. Bregains ve arkadaşları ile L. Poli ve arkadaşlarının geliştirdiği bu formülasyonlar kaydırılmış darbeler ile oluşturulmuş diziler için kullanılamamaktadır. Bu tezde yazılan bu formülasyonların asimetrik darbe dağılımı altında da doğru sonuçlar verecek şekilde genelleştirmesinin yapılması amaçlanmıştır. Bu sayede doğrusal ve düzlemsel diziler için kullanılabilecek tek bir formülasyon yazılmış olacaktır.

Ayrıca zaman modülasyonlu anten dizilerinde yapılan çalışmaların tam dolu anten dizileri üzerinde olması sebebiyle istenilen özelliklere sahip anten dizilerinde dizi seyreltme konusunun araştırılması amaçlanmıştır ve bu sayede benzer özelliklere sahip örüntülerin daha az eleman ile yapılması hedeflenmiştir. Literatürde seyreltme işlemi genellikle bir eniyileme aracı vasıtasıyla yapılan bir ikili eniyileme problemi şeklinde düşünülmektedir [43-46]. Düzgün dağılımlı olmayan diziler için bu işlem bir ikili maske sayesinde yapılmakta ve bu ikili maskenin sıfır veya bir olması durumuna göre hangi elemanın açık hangi elemanın kapalı olması gerektiğine karar verilmektedir. Zaman modülasyonlu bir dizi için gerçel uzayda işlem yapmak gerekmektedir ve bu tezde diziden hangi elemanın çıkması gerektiğine karar vermenin bir ikili maske ile yapılması yerine doğrudan eniyileme sürecinde bir ceza

fonksiyonu yardımıyla yapılabileceğinin gösterilmesi amaçlanmıştır. Bu işlem için anten problemlerinde diğer eniyileme araçlarına nazaran daha iyi performans sağlayan DE eniyileme aracı olarak seçilmiştir [53]. Sunulan yöntemin çeşitli senaryolar ile örneklendirilmesi ve literatürde varolan çalışmalar ile karşılaştırılarak kullanılabilirliğinin gösterilmesi amaçlanmıştır.

Ek olarak zaman modülasyonlu anten dizilerinde örüntü sıfırlama konusuna literatürde rastlanmadığından örüntü sıfırlamanın araştırılması ve statik modda çalışan dizilerden farklılıklarının ortaya konulmaya çalışılması hedeflenmiştir. Bu bakımdan iki basamaklı bir eniyileme süreci vasıtasıyla DE kullanılarak darbe eniyilemesinin yapılması ve istenilen örüntüye sahip diziler oluşturulduktan sonra sonuçların yorumlanması amaçlanmıştır.

Ayrıca zaman modülasyonlu diziler için darbe kaydırmak vasıtasıyla yanbant bastırımı iyileştirmesi sağlandığı literatürde verilmiştir [28]. Darbeleri kaydırmak yerine bölmenin yanbantlardaki etkisinin incelenmesi de bu tezin amaçları arasındadır. Bu incelemede toplam darbe süresi değişmemek ve birinci darbe periyot başından başlamak kaydıyla darbeler ikiye ayrılmış ve DE kullanılarak bir eniyileme sürecine tabi tutulmuştur ve bu sayede halihazırda var olan eniyi çözümü üreten darbe kaydırma yönteminden daha iyi sonuçlar elde etmek hedeflenmiştir.

Tezin yazım organizasyonu şu şekildedir; tezin ikinci ve üçüncü bölümlerinde sırasıyla anten dizileri için uzak alan yaklaşımları, dizi faktörü hesabı ve anten dizileri için zaman modülasyonu kavramı özetlenmiştir.

Dördüncü bölümde, bu tezde eniyileme aracı olarak kullanılan diferansiyel evrim algoritmasının genel yapısı ve operatörleri ile beraber literatürde kullanılan algoritma yapıları özetle anlatılmıştır.

Beşinci bölümde yanbant bastırımı problemlerinde kullanılabilecek ve maksimum yanbant seviyesinin sonsuz harmonik sayısı için hesabını kolaylaştırabilecek bir eşitsizliğin türetilmesi konusuna değinilmiştir.

Altıncı bölümde yanbantlarda ışıyan zaman ortalama toplam güç ifadesinin asimetric darbe dağılımı için ve rasgele yerleşimli düzlemsel diziler için genelleştirilmesi konusuna değinilmiştir.

Yedinci bölümde ise zaman modülasyonlu diziler için önerilen dizi seyreltme yönteminin incelemesi verilmiştir. Zaman modülasyonlu diziler için örüntü sıfır oluşturma işlemi için uygulanabilecek bir yöntem ve statik moda çalışan bir anten dizisi için örüntü sıfırlamanın zaman modülasyonlu dizilerden farklılıkları ortaya konulmuştur. Ayrıca Zaman modülasyonlu dizilerde darbe bölme işleminin yanbant bastırımı için sonuçları verilmiştir.

2. ANTEN DİZİLERİ

Antenlerin tekil olarak ışıma karakteristikleri uygulanan alana göre istenilen ihtiyaçları karşılamayabilir ve genellikle tek bir antenin yönlü kazancı düşüktür ve ışıma örüntüsü geniştir. Özellikle yüksek yönlü kazanç istenilen uygulamalarda yönlü kazancı arttırabilmenin tek yolu antenin elektriksel alanını arttırmaktır. Elektriksel alanın büyütülmesi daha büyük bir anten tasarlamak şeklinde yapılabileceği gibi üretim, kurulum veya besleme hususlarında pratik bir çözüm oluşturmadığından dolayı, daha küçük elemanların ortak ve koordineli çalıştırılması ile yani bir diğer deyimle anten dizileri ile de gerçekleştirilebilir. Tanımdan da anlaşılabilceği üzere anten dizileri belirli bir amaç için birden fazla antenin bir araya getirilip eşgüdümlü çalıştırılmasına denilmektedir. Anten dizilerinde dizi elemanları özdeş seçilebileceği gibi farklı karakteristikteki elemanlar da bir arada kullanılabilir, fakat çoğu durumda özdeş elemanlar tercih edilmektedir [1].

Elemanlar arası etkileşim ihmal edildiğinde, anten dizilerinin çalışma prensibi her bir elemanın yaptığı ışımanın uzayın belirli bir noktasında vektörel olarak birbirini desteklemesi ya da sönümlemesidir. Başka bir ifade ile dizinin uzayın belirli bir noktasına yaptığı ışıma dizinin her elemanının uzayın o noktasına yaptığı ışımaların vektörel süperpozisyonudur. Yani yönlü örüntüler için dizinin elemanlarının ışımalarının istenilen yönde birbirini destekler, diğer yönlerde ise birbirini sönümler nitelikte olması sağlanmalıdır. Bu durum ideal ortam için geçerlidir, yani idealde ortamın başka kaynaklardan izole edildiği ve elemanlar arasında etkileşimin olmadığı varsayıldığı, fakat pratikte ise sadece yaklaşılabilen bir durumdur [1].

Klasik anten teorisinde dizi elemanları özdeş olmak kaydı ile anten dizisinin ışıma örüntüsünün kontrol edilebileceği beş faktörden söz edilebilir [1]. Bunlar c:

- Anten dizisinin geometrik konfigürasyonu,

- Dizi elemanları arası görelî uzaklıklar,
- Her bir elemanın uyarım genliğı,
- Her bir elemanın uyarım fazı,
- Her bir elemanın kendi ışıṁa örüntüsü.

Bu beş faktör içerisinden ilk ikisi birbiri ile ilişkili faktörlerdir. Anten dizileri içerisinde en basit form elemanları bir doğru üzerine yerleştirilmiş anten dizileridir. Bu tip dizilere doğrusal anten dizileri denilmektedir.

2.1. 2 Elemanlı Doğrusal Anten Dizisi

Basit bir anten dizisi olarak Şekil 2.1' de gösterilen z - eksenî üzerine simetrik yerleştirilmiş ve aralarındaki uzaklık d olan sonsuz küçük iki yatay dipol düşünölebilir. Sistem orjiniindeki yani referans noktasındaki sonsuz küçük bir yatay dipol için kendisinden r uzaklıktaki bir nokta için ışınan alan ifadesi:

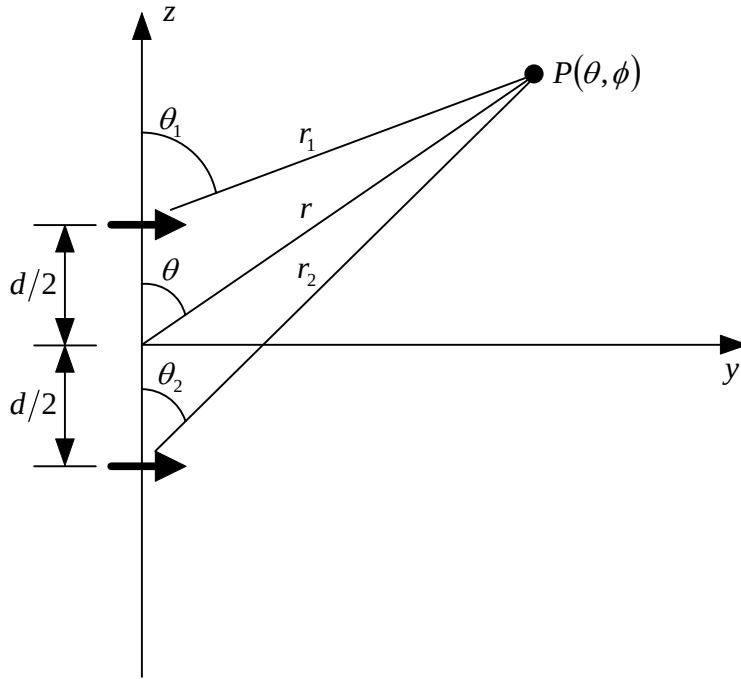
$$\vec{E} = \hat{a}_\theta \frac{j\eta k I_0 l}{4\pi r} e^{-jkr} \cos(\theta), \quad kr \gg 1 \quad (2.1)$$

şeklinde yazılabilir. Elemanlar arası etkileşim ihmal edilirse, akım genliklerinin eşit olduğu kabul edilirse ve iki dipolün arasında β faz farkı olduğu düşünölrse Şekil 2.1'de gösterilen iki dipol için ışınan alan ifadesi:

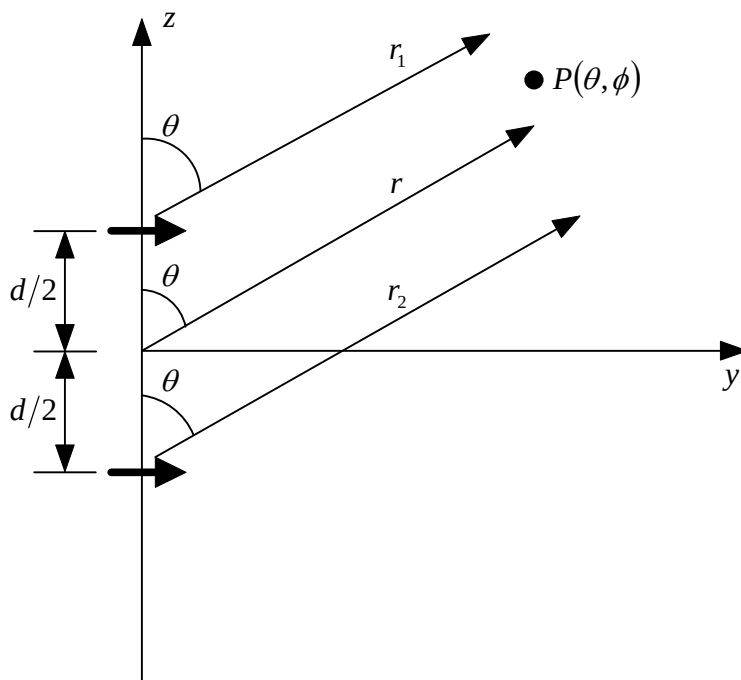
$$\vec{E}_T = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{k I_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} |\cos \theta_1| + \frac{e^{-j[kr_2 + (\beta/2)]}}{r_2} |\cos \theta_2| \right\}, \quad kr \gg 1 \quad (2.2)$$

şeklinde yazılabilir. Bu ifade iki dipolün orijinden r uzaklıkta ayrı ayrı oluşturduğu ışıṁa ifadelerinin toplamıdır. $kr \gg 1$ ifadesi gözlem noktasının dizinin uzak alanında olduğunu belirtmektedir. Uzak alan yaklaşımları, Şekil 2.2'den de anlaşılacağı üzere anten dizisine yeterince uzak bir gözlem noktasında ($r > 2D^2/\lambda$), küresel olarak ışınan dalga cephesinin düzlemsele

yakınsamasının gösterimidir. Başka bir ifade ile küresel olarak ışıyan dalga cephesi kaynaktan yeterince uzaklaşıldığında düzlemsel olarak kabul edilebilmektedir.



Şekil 2.1. z -ekseni üzerine yerleştirilmiş sonsuz küçük iki yatay dipol [41].



Şekil 2.2. Uzak alan yaklaşımı [41].

Bu bağlamda Şekil 2.2' de de gösterildiği üzere gözlem noktasının anten dizisinin uzak alan bölgesinde olduğu varsayılırsa $\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta$ olarak alınabilir.

Bu yaklaşımla uzak alan yaklaşımında genlik terimleri için:

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (2.3.a)$$

Faz terimleri için ise:

$$r_1 \approx r - \frac{d}{2} \cos \theta \quad (2.3.b)$$

$$r_2 \approx r + \frac{d}{2} \cos \theta \quad (2.3.c)$$

olarak alınabilir [1]. Bu yaklaşımlar ile toplam ışınan alan ifadesi yeniden yazılırsa:

$$\vec{E}_T = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = \hat{a}_\theta j \eta \frac{k I_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j \left[k \left(r - \frac{d}{2} \cos \theta \right) - \frac{\beta}{2} \right]}}{r} |\cos \theta| + \frac{e^{-j \left[k \left(r + \frac{d}{2} \cos \theta \right) + \frac{\beta}{2} \right]}}{r} |\cos \theta| \right\} \quad (2.4)$$

şeklinde olacaktır. İfade düzenlenirse toplam ışınan alan şu şekilde ifade edilebilir:

$$\vec{E}_T = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = \hat{a}_\theta j \eta \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos \theta| \left[e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2} \right] \quad (2.5)$$

$$\vec{E}_T = \hat{a}_\theta j \eta \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos \theta| \underbrace{2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right]}_{AF} \quad (2.6)$$

Eş. 2.6'da toplam ışınan elektrik alan ifadesi sistemin referans noktasındaki özdeş elemanlardan birinin gözlem noktasındaki elektrik alan ifadesi ile bir faktörün çarpımına eşittir. Bu faktör Eş. 2.6' da da belirtildiği üzere AF ile gösterilen dizi faktörüdür. Bu bakımdan özdeş elemanlar kullanan bir anten dizisi için uzak alan bölgesindeki bir gözlem noktası için toplam ışınan elektrik alan ifadesi şu şekilde formüle edilebilir:

$$\vec{E}_T = [\text{Dizi faktörü}] \times \vec{E} \text{ (referans noktasındaki anten elemanı)}. \quad (2.7)$$

Bu ifadeye örüntü çarpımı denilmektedir. Şekil 2.1.'de verilen dizi için "n" alt indisi ifadenin normalize edildiğini göstermek üzere dizi faktörü ifadesi:

$$(AF)_n = \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.8)$$

şeklindedir. Her dizi için dizi faktörü ifadesi farklı olmakla beraber, özdeş elemanlardan oluşan herhangi bir dizi için örüntü çarpımı ifadesi geçerli olacaktır. Dizi faktörü ise uyarım genliklerinin, uyarım fazlarının, elemanların dizilim şeklinin ve elemanlar arası uzaklığın bir fonksiyonu olacaktır.

Özdeş elemanlar ile oluşturulmuş diziler için dizi faktörü ifadesi diziyi oluşturan elemanların karakteristiklerinden bağımsızdır denilebilir. Başka bir ifade ile dizi, özdeş elemanlardan oluşuyor ise dizi faktörü ifadesi anten dizisini oluşturan elemanların ışıma ifadelerinden hiçbir terim içermemektedir. Bu özellik, özellikle tasarım aşamasında dizi faktörü oluşturulurken izotropik kaynak kullanılabilirliğini beraberinde getirmektedir. Başka bir ifade ile dizi faktörü işlemlerinde herhangi bir anten ile izotropik kaynak kullanımı dizi faktörü karakteristiğini değiştirmemektedir. Toplam alan ifadeleri göz önünde bulundurulursa, bir dizi tasarım sürecinde dizi faktörü izotropik kaynaklar vasıtasıyla oluşturulup örüntü çarpımı vasıtasıyla toplam ışıma elde edilebilir. Bu özellik, özellikle tasarım aşamasında büyük kolaylık sağlamaktadır.

İki elemanlı koordinat sistemi orijinine göre simetrik yerleştirilmiş doğrusal bir dizi için dizi faktörü M eleman için genelleştirilebilir.

2.2. M Elemanlı Doğrusal Anten Dizisi

M=2N elemanlı z-ekseni üzerine koordinat sistemi orijinine göre simetrik yerleştirilmiş izotropik kaynaklardan oluşan doğrusal bir dizi düşünülürse, yükselme açısının referansı dizi normali olmak üzere, pozitif z-ekseni üzerinde kalan elemanların uzak alandaki bir P noktasında oluşturacakları elektrik alan ifadesinin açık formu

$$E_1 = a_1 e^{j(1/2)kd \sin \theta} + a_2 e^{j(3/2)kd \sin \theta} + \dots + a_N e^{j[(2N-1)/2]kd \sin \theta} \quad (2.9)$$

şeklinde olacaktır. Eş. 2.9 şu şekilde de ifade edilebilir:

$$E_1 = \sum_{n=1}^N a_n e^{j[(2n-1)/2]kd \sin \theta}. \quad (2.10)$$

Söz konusu dizi Şekil 2.3'de gösterilmiştir. Negatif z-ekseni üzerinde kalan elemanlar için dizi faktörü ifadesinin, Eş. 2.3.b ve Eş. 2.3.c karşılaştırıldığında Eş. 2.10'un karmaşık eşleniği olacağı açıktır. Bu sebeple negatif z-ekseni üzerinde kalan elemanlar için ışınan elektrik alan ifadesi:

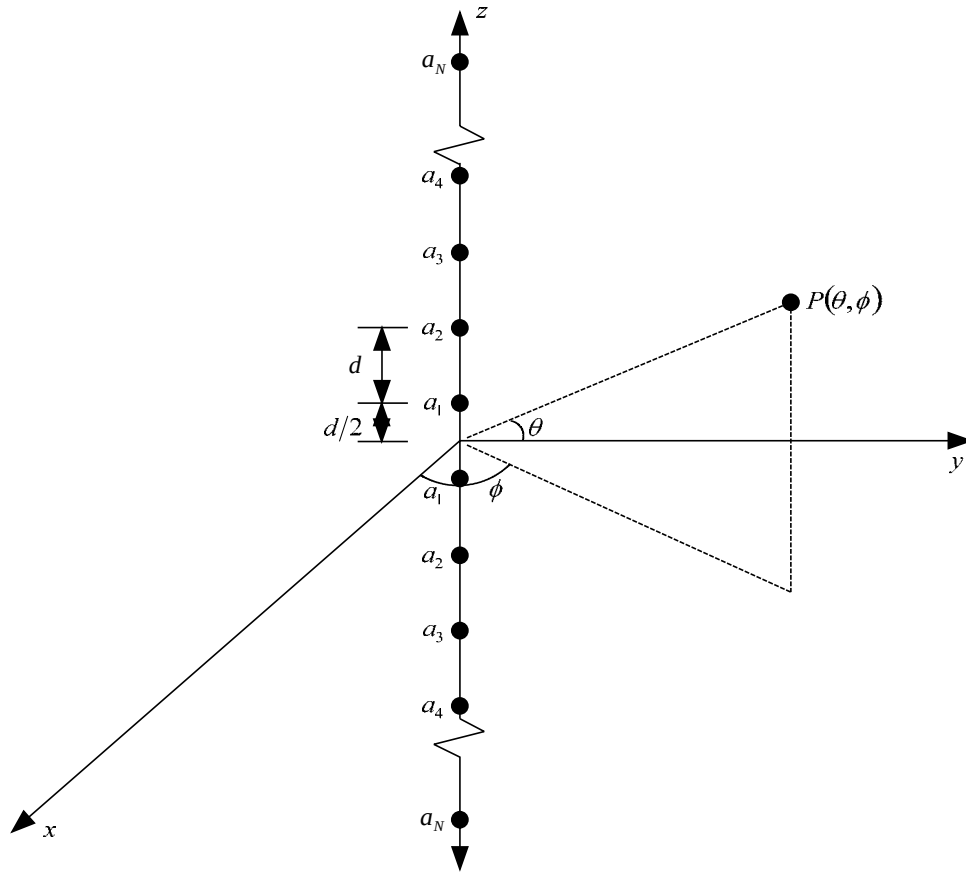
$$E_2 = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j[(2n-1)/2]kd \sin \theta} \quad (2.11)$$

şeklinde olacaktır. Toplam alan ifadesi tüm elemanların gözlem noktasındaki ışınlarının toplamı olduğundan ($E_T = E_1 + E_2$) toplam alan:

$$E_T = \sum_{n=1}^N a_n e^{j[(2n-1)/2]kd \sin \theta} + \sum_{n=1}^N a_n e^{-j[(2n-1)/2]kd \sin \theta} \quad (2.12)$$

olacaktır. Bu ifade Euler açılımı kullanıldığında ve dalga numarası $k = 2\pi/\lambda$ olarak alındığında şu forma dönüşmektedir:

$$AF(\theta) = 2 \sum_{n=1}^N a_n \cos \left[\frac{(2n-1)}{\lambda} \pi d \sin \theta \right]. \quad (2.13)$$



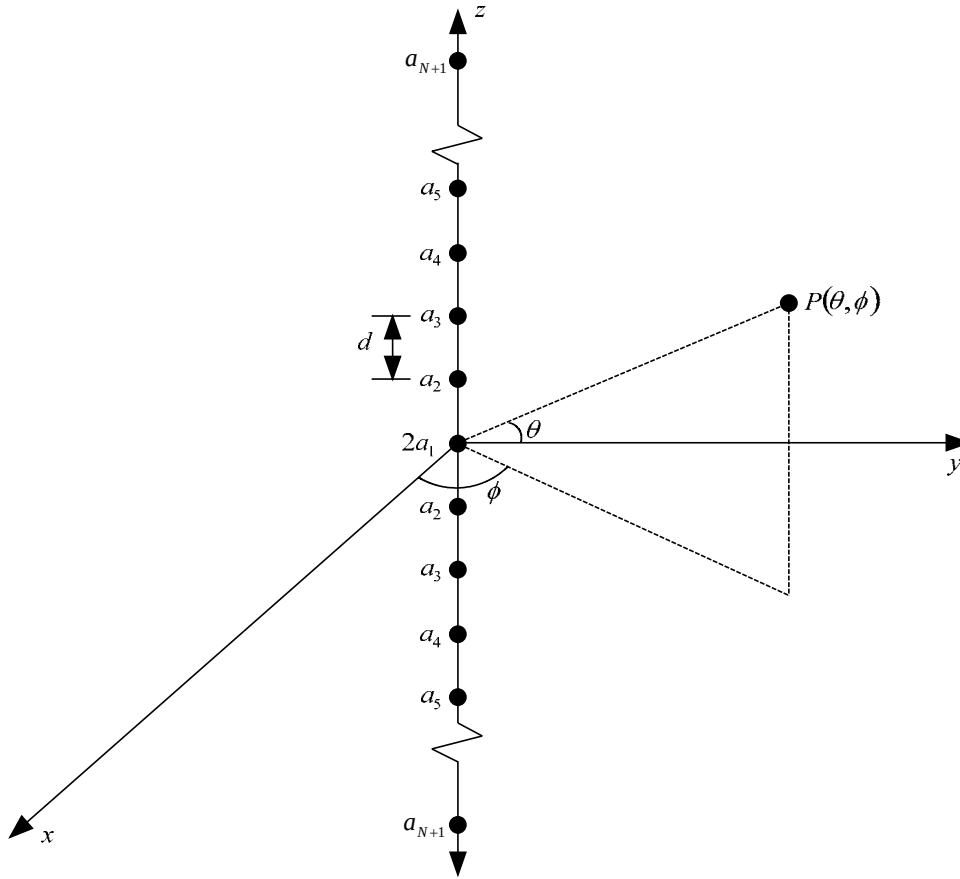
Şekil 2.3. 2N elemanlı doğrusal dizi [41].

Eş. 2.13 için dikkat edilmesi gereken hususlardan biri genlik katsayılarının sistem orijini çevresinde simetrik olduğunun ve elemanlar arası faz farkının olmadığıdır varsayılmasıdır. Yükselme açısına referans olarak dizi normali seçildiği için dizi faktörü ifadesine yükselme açısının fonksiyonu olarak $\sin \theta$ gelmektedir. Standart küresel koordinat sisteminde yükselme açısının referansı pozitif z -ekseni olduğundan dolayı koordinat sisteminin normal kullanımında $\sin \theta$ terimleri yerine $\cos \theta$ gelecektir.

Benzer bir türetim şekli ile Şekil 2.4’de gösterilen $M=2N+1$ tek eleman sayılı doğrusal simetrik bir dizi için dizi faktörü

$$AF(\theta) = 2 \sum_{n=1}^{N+1} a_n \cos \left[\frac{2(n-1)}{\lambda} \pi d \sin \theta \right] \quad (2.14)$$

olarak yazılabilir.



Şekil 2.4. $2N+1$ elemanlı doğrusal dizi [41].

Simetri ya da sıfır fazlı durumlar gibi sınırlayıcı koşullar olmaksızın, dizi faktörünü etkileyen parametrelerin tümünün değişken olduğu durumlar için, en genel ifade ile pozitif z -eksenine orijinden başlamak üzere yerleştirilmiş M elemanlı doğrusal bir dizinin dizi faktörü Eş. 2.15’deki gibi yazılabilir.

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^M a_n e^{j\beta_n} e^{j\frac{2\pi d_n}{\lambda} \cos \theta} \quad (2.15)$$

Bu ifadede α_n n. elemanın uyarım genliği, β_n n. elemanın uyarım fazı, d_n ise n. elemanın referans noktasına olan Öklid uzaklığını göstermektedir. İfadeden de anlaşılacağı üzere standart küresel koordinat sisteminde sistemin faz referans noktası dizinin ilk elemanı olarak seçilmiştir.

Doğrusal dizilerde dizi elemanlarının z -ekseni üzerine yerleştirilmesinin tercih nedeni bu eksenin azimut bağımsız olmasıdır. Başka bir ifade ile z -ekseni üzerine yerleştirilen bir dizi için herhangi bir yükselme açısındaki uzak alan ışması, söz konusu yükselme açısının tüm azimut açılarında aynı olacaktır. Bu durum matematiksel kolaylık sağlamakla beraber nümerik işlemlerde hızı da beraberinde getirmektedir. Anten dizisinin aynı şartlar altında konumunun değiştirilmesi sistemin fiziksel karakteristiğine bir zarar vermeyecektir. Sistemlerin simetrik seçilmelerinin nedeni olarak faz merkezi dizi merkezi olarak seçildiğinde oluşacak dizi faktörü gerçel bir fonksiyon olacaktır. Bu sebeple karmaşık fonksiyonların işlem yükünden kurtulmak mümkündür.

Her ne kadar dizinin konumunu değiştirmek fiziksel özelliklerini bozmasa da z -ekseni haricinde oluşturulmuş dizilerle de karşılaşmak mümkündür. Bu şekilde oluşturulmuş diziler için Eş. 2.15 şu forma dönüştürülebilir:

$$AF = \sum_{n=1}^M a_n e^{j\beta_n} e^{j\frac{2\pi d_n}{\lambda} \cos \gamma} \quad (2.16)$$

Bu ifadedeki γ açısı dizinin üzerinde bulunduğu eksen ile sistemin faz merkezini gözlem noktasına bağlayan vektör arasında kalan açı olarak tanımlanabilir. Bu iki vektör arasındaki açı bu vektörleri yönlendiren birim

vektörlerin noktasal çarpımları ile bulunabilir. Örnek olarak z -ekseni için bu işlem Eş. 2.17'de gösterilmektedir.

$$\cos \gamma = \hat{a}_z \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_z \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \cos \theta \Rightarrow \gamma = \theta \quad (2.17)$$

x -ekseni ve y -ekseni için benzer ifadeler Eş. 2.18 ve Eş. 2.19'da sırasıyla verilmiştir.

$$\cos \gamma = \hat{a}_x \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_x \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \sin \theta \cos \phi \quad (2.18)$$

$$\cos \gamma = \hat{a}_y \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_y \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \sin \theta \sin \phi \quad (2.19)$$

Eşitliklerden de anlaşılacağı üzere z -ekseni üzerinde bir simetri mevcuttur ve aynı simetri x ve y - eksenleri için mevcut değildir. x ve y -eksenlerine yerleştirilmiş diziler azimut bağımlıdır. Her ne kadar matematiksel formlar farklı olsa da her üç durum için de ışınan örüntü özdeştir.

Anten elemanları bir doğru boyunca dizilebileceği gibi bir düzlem üzerinde ya da hacimsel bir alanda da dizilebilir. Bu tür anten dizileri ise sırasıyla düzlemsel anten dizileri ve konformal (3B, hacimsel) anten dizileri olarak adlandırılmaktadır.

2.3. Düzlemsel Anten Dizileri

Düzlemsel diziler bir düzlem üzerine yerleştirilmiş anten elemanlarının oluşturduğu dizi olarak tanımlanabilir. Düzlemsel diziler dizi faktörlerinden ötürü mutlaka azimut bağımlı dizilerdir ve bu durum uzayı elektronik olarak tarama imkanı sağlamaktadır. Düzlemsel diziler kabul edilebilir boyutlarda daha yönlü karakteristikler sunabilmektedir. Bu durum sistemin elektriksel alanının doğrusal diziler için tek eksende eleman eklemek ya da seyreltme işlemi ile sistemin boyunun uzatılması ya da kısaltılması ile

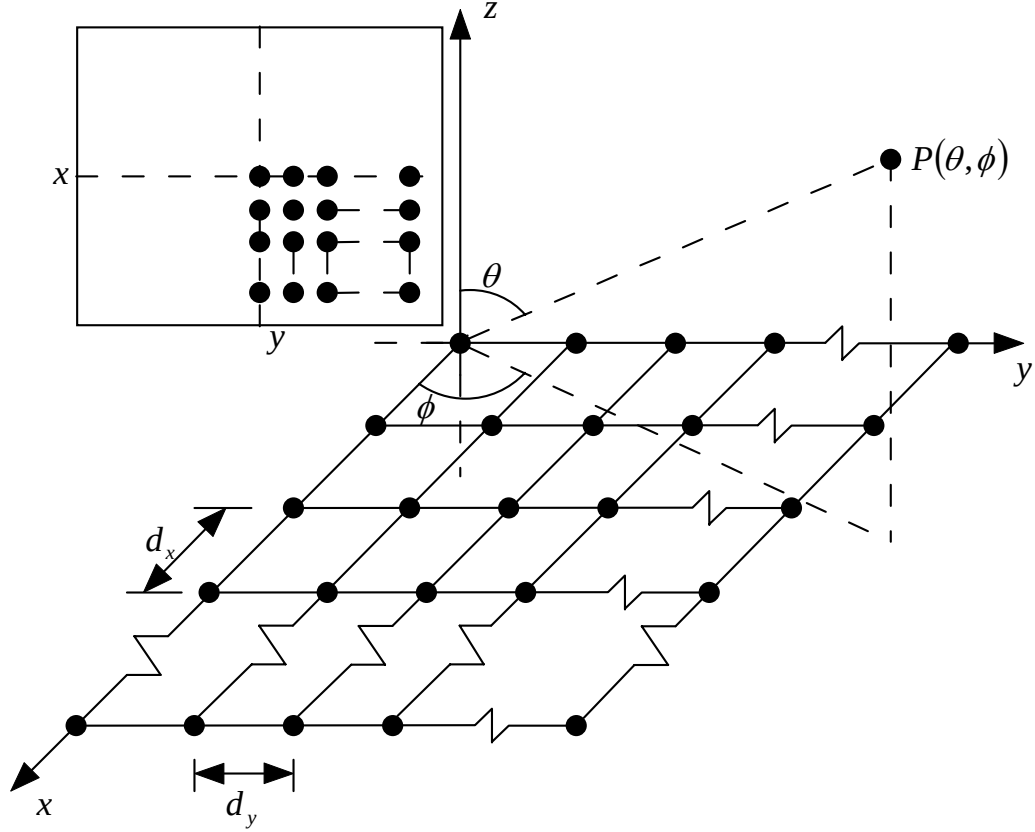
gerçekleştirilirken, düzlemsel dizilerde bir alan (düzlemsel bir bölge) içerisinde gerçekleşmektedir. Bu işlem elektriksel alanı daha büyük ve kabul edilebilir boyutlarda sistem tasarlanmasına olanak sağlamaktadır.

Düzlemsel dizilerde analitik çözümleri kolaylaştırmak için belirli kanonik şekillerden faydalanılabilmektedir. Dizinin kare, dikdörtgen, çember, altıgen gibi bilinen belirli kanonik geometriler üzerinde kurulması ve simetrisi oluşturulabilmesi düzlemsel dizilerin çözümünü ve tasarlanmasını kolaylaştırabilmektedir. Fakat bu zorunlu bir durum değildir ve bir düzlem üzerinde bulunan anten elemanları bir düzlemsel anten dizisi oluştururlar.

Düzlemsel diziler için en basit formlardan biri bir dikdörtgen ya da kare ızgara üzerine yerleştirilmiş dizilerdir. Bu tip dizilere bir örnek Şekil 2.5' de verilmiştir.

Şekil 2.5'de gösterilen dizi için, x -eksenine yerleştirilmiş, elemanları arası uzaklık d_x olan doğrusal bir dizinin kendisini uyarım genlikleri ve uyarım fazları farklı olmak üzere y -ekseni boyunca d_y aralıklarla tekrarlamıştır denilebilir. x -ekseni üzerindeki elemanlar için faz merkezi sistem orijini, a_{m1} , β_x ve d_x sırasıyla ilgili elemanların uyarım genlikleri, uyarım fazları ve komşu elemanlar arası uzaklık olarak kabul edilirse, bu doğrusal dizi için dizi faktörü şu şekilde yazılabilir:

$$AF = \sum_{m=1}^M a_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)}. \quad (2.20)$$



Şekil 2.5. x-y düzleminde dikdörtgen ızgara üzerine yerleştirilmiş düzgün düzlemsel dizi [41].

Bu doğrusal dizinin yanında $+y$ yönünde d_y uzaklıkta bir başka doğrusal dizi düşünülürse, bu iki dizinin ortak dizi faktörü bu dizilerin ayrı ayrı dizi faktörlerinin toplamı olacaktır. Bu yeni dizi için dizi faktörü a_{m2} ve β_y sırasıyla uyarım genliği ve doğrusal ilk dizi ile arasındaki faz farkını göstermek üzere:

$$AF_2 = \sum_{m=1}^M a_{m2} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} e^{j(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (2.21)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu iki dizinin ortak oluşturduğu sistem için dizi faktörü ise:

$$AF = \sum_{m=1}^M a_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} + \sum_{m=1}^M a_{m2} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} e^{j(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (2.22)$$

şeklinde olacaktır. Eş. 2.22 yeniden düzenlenirse bu oluşan yeni dizi için dizi faktörü şu şekilde yazılabilir:

$$AF = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^2 a_{mn} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)}. \quad (2.23)$$

+y-ekseni yönündeki ardışık elemanlar arası faz farkı β_y olmak kaydıyla bu işlem d_y aralıklarla tekrar edilirse MxN elemanlı bir dizi için dizi faktörü:

$$AF = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{mn} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (2.24)$$

şeklinde olacaktır. Bu ifade dikdörtgen ızgara üzerine yerleştirilmiş, elemanlar arası uzaklığın eşit olduğu diziler için geçerli bir ifadedir. Eş. 2.24 rastgele yerleştirilmiş diziler için genelleştirilebilir. Dizideki toplam eleman sayısı N olmak üzere x-y düzlemine rastgele yerleştirilmiş bir dizi için dizi faktörü:

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n e^{j\beta_n} e^{jkd_{xn} \sin \theta \cos \phi} e^{jkd_{yn} \sin \theta \sin \phi} \quad (2.25)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu ifadede α_n n. elemanın uyarım genliği, β_n n. elemanın faz merkezine göre faz farkı, d_{xn} ve d_{yn} ise sırasıyla n. elemanın x ve y-eksenleri boyunca faz merkezine uzaklıklarını göstermektedir.

2.4. Hacimsel Anten Dizileri

Hacimsel diziler, elemanları hacimsel bir alan içerisine yerleştirilmiş dizilerdir. Bu tip diziler genel olarak üzerinde bulunan platformun yapısını bozmayacak şekilde tasarlanmaktadırlar. Örnek olarak bir uçağın aerodinamiğini bozmayacak şekilde uçağın burun ya da kanat kısımlarında o yüzeyin şeklini alacak şekilde tasarlanmış diziler hacimsel dizilerdir. Hacimsel diziler için

genel ifade ile dizi faktörü Eş. 2.15 ve Eş. 2.25'deki ifadelere benzer olarak tanımlanabilir:

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n e^{j\beta_n} e^{jkd_{zn} \cos \theta} e^{jkd_{xn} \sin \theta \cos \phi} e^{jkd_{yn} \sin \theta \sin \phi}. \quad (2.26)$$

Eş. 2.26'da Eş. 2.25'den farklı olarak d_{zn} n. elemanın faz merkezine z-ekseni boyunca uzaklığıdır.

2.5. Herhangi Bir Anten Dizisinin Genel Dizi Faktörü Tanımı

Bir anten dizisi doğrusal, düzlemsel veya hacimsel olabilmektedir. Her tip anten dizisi için farklı dizi faktörü ifadeleri yazmak yerine genelleştirilmiş tüm diziler için geçerli bir formülasyon yapmak daha kolay olacaktır. Her ne kadar özel kanonik formlar için tanımlanmış özel ifadeler analitik çözümlmeleri kolaylaştırmasına rağmen, ve seçilen simetriler ifadeleri karmaşık uzaydan gerçel uzaya taşınması ile nümerik çözümlmelerin hızlanması ve kolaylaşması, özel kanonik formları anlaşılır çözümü kolay kılmasına rağmen, simetriler ve kanonik geometriler tasarım aşamasında kullanılabilecek parametre sayısını ve özelliklerini kısıtlayabilmektedir. Bu bakımdan belirli bir kanonik formdan uzak ve simetri içermeyen diziler için dizi faktörü ifadesi tanımlanabilir. Eş. 2.16' da da belirtildiği gibi elemanlar arasındaki faz farkı, dizinin faz merkezi ile dizi elemanını birleştiren vektör ile faz merkezi ile gözlem noktalarını birleştiren vektör arasında kalan açının bir fonksiyonu olacaktır. Dalga cephesinin düzlemsel kabul edildiği durumlarda (uzak alan yaklaşımında) dalga cephesi her eleman için diğeri üzerine iz düşümü ölçüsünde faz farkı oluşturacaktır. Yani oluşacak dalga cephesi kaynaklı faz farkı kartezyen koordinat sisteminde dizi elemanının pozisyon vektörü ile kartezyen koordinatlarda küresel birim vektörün noktasal çarpımı olarak tanımlanabilir. Dolayısıyla $k = 2\pi/\lambda$ dalga numarasını göstermek üzere dizi faktörü:

$$AF = \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{j\beta_n} e^{jk \langle \hat{a}_{pn} \cdot \hat{a}_r \rangle} \quad (2.27)$$

şeklinde genel bir formda yazılabilir. Bu ifadede d_{xn}, d_{yn} ve d_{zn} sırasıyla n. elemanın x,y ve z koordinatlarını göstermek üzere $\hat{a}_{pn} = \hat{a}_x d_{xn} + \hat{a}_y d_{yn} + \hat{a}_z d_{zn}$ ve $\hat{a}_r = \hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta$ olarak tanımlanabilir. Bu ifade simetri ve geometrik formdan bağımsız dizi faktörünü temsil etmektedir ve tüm dizi tipleri için kullanılabilir. Örnek olarak z-eksenine yerleştirilmiş bir dizi için elemanların pozisyon vektörleri sadece $\hat{a}_z d_{zn}$ terimlerini içerecektir ve Eş. 2.27' ye göre dizi faktörü:

$$\hat{a}_{pn} \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_z d_{zn} \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = d_{zn} \cos \theta \quad (2.28)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{j\beta_n} e^{jk \langle \hat{a}_{pn} \cdot \hat{a}_r \rangle} = \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{j\beta_n} e^{jk d_{zn} \cos \theta} \quad (2.29)$$

olacaktır ki bu ifade Eş. 2.15'de verilmiş ifade ile örtüşmektedir. x-y düzlemindeki bir dizi için dizi faktörü Eş. 2.27 kullanılarak oluşturulursa:

$$\hat{a}_{pn} \cdot \hat{a}_r = (\hat{a}_x d_{xn} + \hat{a}_y d_{yn}) \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) \quad (2.30.a)$$

$$\hat{a}_{pn} \cdot \hat{a}_r = d_{xn} \sin \theta \cos \phi + d_{yn} \sin \theta \sin \phi \quad (2.30.b)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{j\beta_n} e^{jk \langle \hat{a}_{pn} \cdot \hat{a}_r \rangle} = \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{j\beta_n} e^{jk (d_{xn} \sin \theta \cos \phi + d_{yn} \sin \theta \sin \phi)} \quad (2.31.a)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{j\beta_n} e^{jk d_{xn} \sin \theta \cos \phi} e^{jk d_{yn} \sin \theta \sin \phi} \quad (2.31.b)$$

olacaktır ki bu ifade Eş. 2.25'de verilen ifadedir.

Anten dizilerinde dizi faktörü örüntüsü üzerinde örüntünün maksimum ışımayı yaptığı bölgeye ana kulak, sıfır olduğu yerlere ise örüntü sıfırı denilmektedir. Ana kulağın ilk minimuma ulaşmasından sonra (ilk sıfır hüzmeye genişliği) kalan kulakçıklara ise yan kulakçık denilmektedir.

3. ANTEN DİZİLERİNDE ZAMAN MODÜLASYONU

3.1. Zaman Modülasyonu Kavramı

Klasik teoride anten dizilerinin örüntülerini etkileyen faktörler uyarım genlikleri, uyarım fazları, elemanlar arası uzaklık, dizinin geometrik şekli ve elemanların kendi ışıma örüntüleridir. Bunlara ek olarak zaman parametresi de bir tasarım parametresi olabilmektedir.

Zaman modülasyonu kavramı temel niceliğin zamanla periyodik bir fonksiyon ile çarpılması anlamında kullanılmaktadır. Literatürde kullanılan zaman modülasyonu kavramı dizi elemanlarının periyodik bir şekilde açılıp kapanması esasına dayanmaktadır. Bu şekilde zaman parametresi de dizi örüntüsünü etkileyen parametreler arasına girmektedir.

Zaman bölgesinde periyodik bir $f(t)$ fonksiyonu Fourier Serisine açılabilir ve $f(t)$ için kompleks Fourier Serisi:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jw_p n t} \quad , w_p = \frac{2\pi}{T_p} \quad (3.1)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Bu ifadede T_p fonksiyonun bir periyodunu göstermektedir ve C_n karmaşık Fourier katsayıları olarak ifade edilip şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$C_n = \frac{1}{T_p} \int_{t_0}^{t_0+T_p} f(t) e^{-jw_p n t} dt. \quad (3.2)$$

İzotropik kaynaklardan oluşan, elemanlar arası uzaklıkları eşit, sıfır fazlı doğrusal bir dizi için zaman bölgesinde dizi faktörü şu şekilde yazılabilir:

$$AF(\theta, t) = e^{j\omega_0 t} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{jknd \cos \theta}. \quad (3.3)$$

Eğer bu dizi için her bir elemanın periyodik olarak açılıp kapandığı düşünülürse, başka bir deyişle her eleman sabit bir T_p periyodunda $\tilde{t}_n$ süreyle açık tutulursa; her elemana karşılık gelen anahtarlama fonksiyonunu $U_n(t)$ ile gösterecek olursak, dizi faktörü:

$$AF(\theta, t) = e^{j\omega_0 t} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n U_n(t) e^{jknd \cos \theta} \quad (3.4)$$

olacaktır. İfadedeki $U_n(t)$ periyodik bir anahtarlama fonksiyonunu ifade etmektedir ve n alt indisi eleman numarasını göstermek üzere:

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t \leq \tilde{t}_n \\ 0, & \tilde{t}_n < t \leq T_p \end{cases} \quad (3.5)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu fonksiyon periyodik olduğundan dolayı Fourier serisine şu şekilde açılabilir:

$$U_n(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m^n e^{j\omega_p m t}. \quad (3.6)$$

Bu ifadedeki C_m^n karmaşık Fourier katsayısının m alt indisi harmonik numarasını, n üst indisi ise katsayının hangi dizi elemanına ait olduğunu belirtmek için kullanılmaktadır. Eş. 3.6 Eş. 3.4'de yerine yazılırsa zaman bölgesinde dizi faktörü:

$$AF(\theta, t) = e^{j\omega_0 t} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m^n e^{j\omega_p m t} \right] e^{jknd \cos \theta} \quad (3.7)$$

olacaktır. Eş. 3.7'de sonsuz toplam ifadesi dışarıya alınırsa ifade şu şekilde yeniden düzenlenebilir:

$$AF(\theta, t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n C_m^n e^{jkn d \cos \theta} \right] e^{j(w_0 + mw_p)t}. \quad (3.8)$$

Eş. 3.8'de $m = 0$ dizi faktörü için ana ışımayı (çalışma frekansındaki ışımayı) göstermektedir, $m \neq 0$ terimleri ise yanbant ışımlarını göstermektedir.

Dizi faktörü için Fourier katsayıları hesaplanacak olursa $m = 0$ için:

$$C_0^n = \frac{1}{T_p} \int_0^{\tilde{t}_n} dt = \frac{\tilde{t}_n}{T_p} \quad (3.9)$$

olacaktır. Katsayılar $m \neq 0$ için şu şekilde hesaplanabilir:

$$C_m^n = \frac{1}{T_p} \int_0^{\tilde{t}_n} e^{-jw_p m t} dt \quad (3.10)$$

$$\Rightarrow = \frac{1}{T_p} \frac{1}{-jw_p m} e^{-jw_p m t} \Big|_0^{\tilde{t}_n} \quad (3.11)$$

$$\Rightarrow = \frac{-1}{jw_p T_p m} \left[e^{-jw_p m \tilde{t}_n} - 1 \right] w_p = \frac{2\pi}{T_p}. \quad (3.12)$$

Parantez içerisini $e^{-jw_p m \tilde{t}_n/2}$ parantezine alırsak:

$$C_m^n = \frac{-1}{jw_p T_p m} e^{-jw_p m \tilde{t}_n/2} \underbrace{\left[e^{-jw_p m \tilde{t}_n/2} - e^{jw_p m \tilde{t}_n/2} \right]}_{-2j \sin(w_p m \tilde{t}_n/2)} \quad (3.13)$$

$$\Rightarrow C_m^n = \frac{-1}{j\omega_p T_p m} (-2j) e^{-j\omega_p m \tilde{t}_n/2} \sin(\omega_p m \tilde{t}_n/2) \quad (3.14)$$

olacaktır ve $\omega_p = 2\pi/T_p$ olduğundan katsayılar,

$$C_m^n = \frac{1}{\pi m} \sin\left(\frac{\pi \tilde{t}_n m}{T_p}\right) e^{-j\pi m \tilde{t}_n/T_p} \quad (3.15)$$

formuna dönüşecektir. İfadeyi $\tilde{t}_n/T_p$ ile çarpıp bölersek, karmaşık katsayılar:

$$C_m^n = \frac{\tilde{t}_n/T_p}{\tilde{t}_n/T_p} \frac{1}{\pi m} \sin\left(\frac{\pi \tilde{t}_n m}{T_p}\right) e^{-j\pi m \tilde{t}_n/T_p} \quad (3.16)$$

$$\Rightarrow C_m^n = \frac{\tilde{t}_n}{T_p} \text{sinc}\left(\frac{\pi \tilde{t}_n m}{T_p}\right) e^{-j\pi m \tilde{t}_n/T_p} \quad (3.17)$$

şeklinde yazılabilir. $\tilde{t}_n/T_p = \tau_n$ alınırsa ve Eş. 3.9 ve Eş. 3.17, Eş. 3.8'de yerine yazılırsa doğrusal dizi için zaman bölgesinde dizi faktörü:

$$AF(\theta, t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \tau_n e^{jknd \cos \theta} e^{j\omega_0 t}, & m = 0 \\ \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \tau_n \text{sinc}(\pi \tau_n m) e^{-j\pi m \tau_n} e^{jknd \cos \theta} e^{j(\omega_0 + m\omega_p)t}, & m \neq 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

olacaktır. Bu ifadede $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ olarak tanımlanmaktadır. Eş. 3.18 fazör formda [6]:

$$AF = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \tau_n e^{jknd \cos \theta}, & m = 0 \\ \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \tau_n \text{sinc}(\pi \tau_n m) e^{-j\pi m \tau_n} e^{jknd \cos \theta}, & m \neq 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

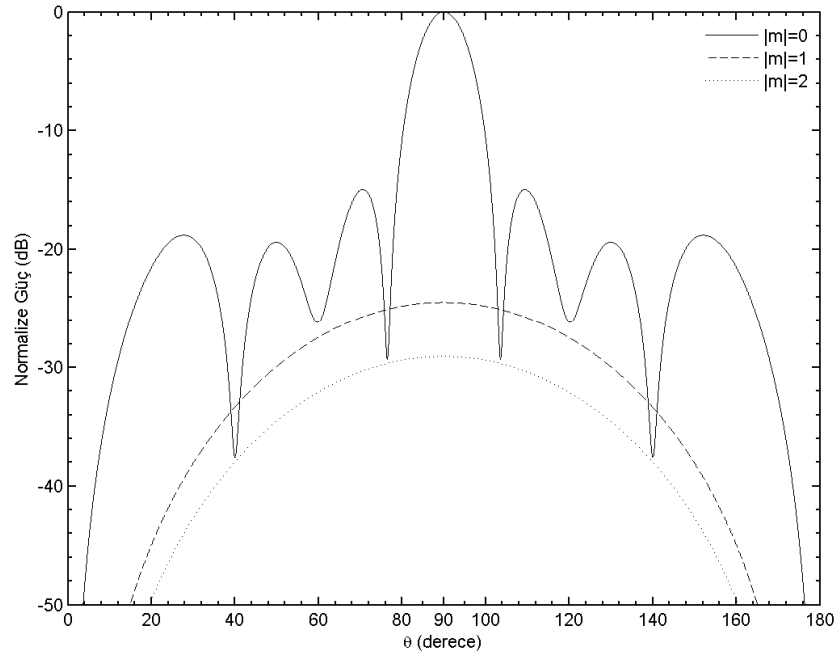
şeklinde olacaktır. İfadelerden de anlaşılacağı üzere elemanların normalize edilmiş açık kalma süreleri τ_n dizi faktörünü etkileyen bir parametre olmaktadır.

3.2. Anahtarlama Süresinin Yanbantlara Etkisi

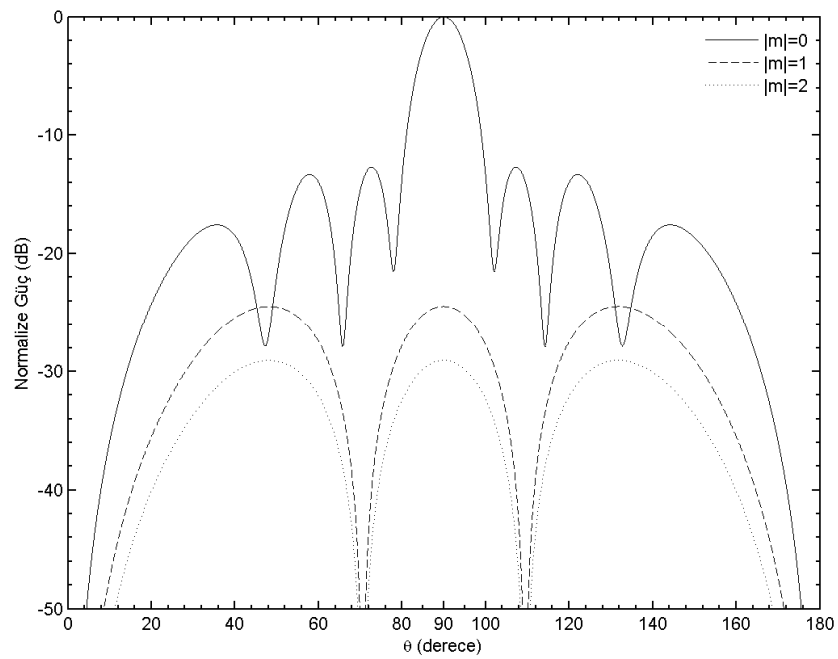
Zaman modülasyonlu diziler için anahtarlama sürelerinin ana ışımaya etkisi, normalize edilmiş anahtarlama süreleri dizi faktörüne doğrudan çarpan olarak geldiği için, statik genlik katsayılarının etkisi gibi olacaktır. Yani eşdağılımlı (uniform) zaman modülasyonlu bir dizi için anahtarlama sürelerinin etkisi, genlik katsayılarının dizi örüntüsü üzerindeki etkilerinin tamamı ile aynı olacaktır. Örnek olarak anahtarlama sürelerinin Taylor gibi bilinen bir dağılım şeklinde seçilmesi ana ışımanın Taylor örüntüsü şeklinde oluşmasına neden olacaktır. Oluşan yanbantların kaynağının periyodik anahtarlama olduğu düşünülürse, anahtarlama sürelerinin yanbantlarda oluşturduğu etki incelenebilir. İlk bakışta anahtarlama süreleri ile maksimum yanbant seviyesi birbirleri ile ters orantılı olarak görünmektedir. Yani anahtarlama süreleri arttıkça başka bir ifade ile anahtarlama süresi periyot uzunluğuna yaklaştıkça, maksimum yanbant seviyesinin azalacağı görülmektedir. Tüm elemanları modüle edilmiş bir dizi için bu durum mantıklı bir durumdur çünkü anahtarlama süresi periyot uzunluğuna yaklaştıkça zaman modülasyonu kavramı ortadan kalkmaktadır ve dolayısıyla zaman modülasyonunun oluşturduğu yanbantlar da kaybolmaktadır. Bu durum tamamı modüle edilmemiş diziler için de incelenmelidir.

Kısmi olarak eş modüle edilmiş (uniformly modulated) sıfır fazlı elemanları arası uzaklık eşit eşdağılımlı bir dizi düşünülürse anahtarlanan elemanın yeri maksimum yanbant seviyesini etkilemeyecektir. Bu durum, 10 elemanlı ve elemanları arası uzaklık yarım dalgaboyu olan ve anahtarlama sekansı $\tau_n^1/T_p = [0,30,3111111111]$ ve $\tau_n^2/T_p = [0,3110,31111111]$ olan doğrusal iki dizi ile

örneklendirilebilir. Bu diziler için verilen anahtarlama sürelerine göre oluşan ışıma örüntüleri sırasıyla Şekil 3.1 ve Şekil 3.2' de verilmiştir.



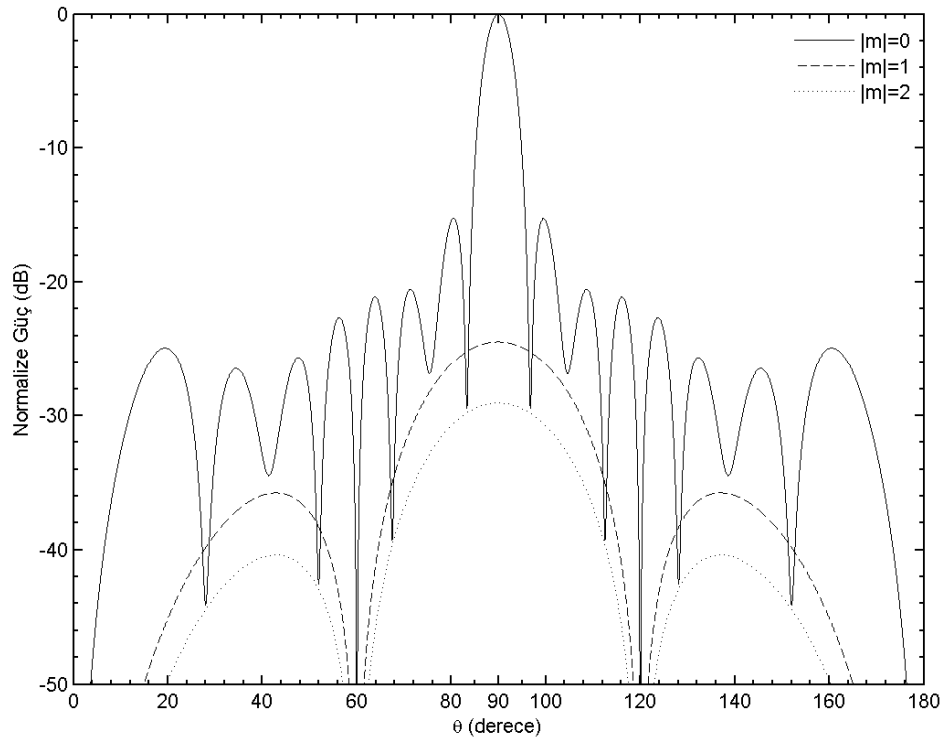
Şekil 3.1. 10 elemanlı dizinin birinci anahtarlama sekansı için ışıma örüntüsü



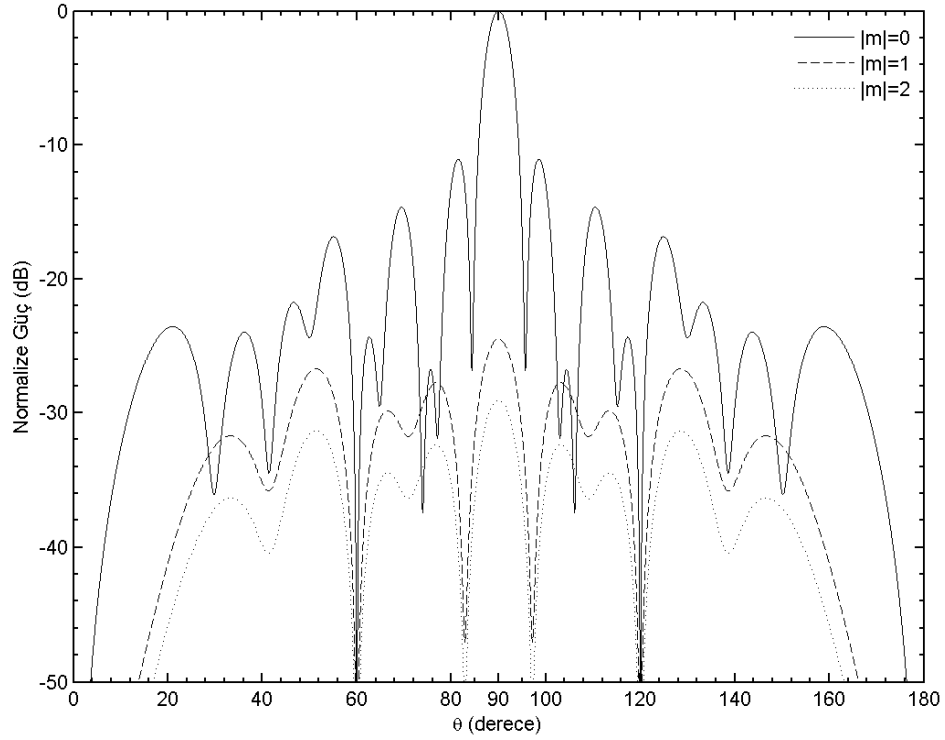
Şekil 3.2. 10 elemanlı dizinin ikinci anahtarlama sekansı için ışıma örüntüsü

Hernekadar Şekil 3.1 ve Şekil 3.2’ de verilen ışıma örüntüleri birbirinden farklı ise de her iki durumda da anahtarlama sonucu oluşan yanbantların maksimum düzeyi eşittir ve -24,4532dB’ dir.

Dizi üzerindeki modüle edilmiş eleman yüzdesinin sabit kalması da maksimum yanbant düzeyini değiştirmeyecektir. Bu durum birinci örnekteki iki elemanı anahtarlanmış on elemanlı bir dizi yerine dört elemanı anahtarlanmış 20 elemanlı bir dizi ile örneklendirilebilir. Anahtarlama sekansları sırasıyla $\tau_n^1/T_p = [0,30,3110,311111110,3111111]$ ve $\tau_n^2/T_p = [0,3110,3111110,30,311111111]$ olarak verilen iki dizi için ışıma örüntüleri sırasıyla Şekil 3.3 ve Şekil 3.4’ de verilmiştir. Örüntülerden de anlaşılacağı üzere maksimum yanbant seviyeleri bir önceki örnekte olduğu gibi sabit ve -24,4532dB’ dir.



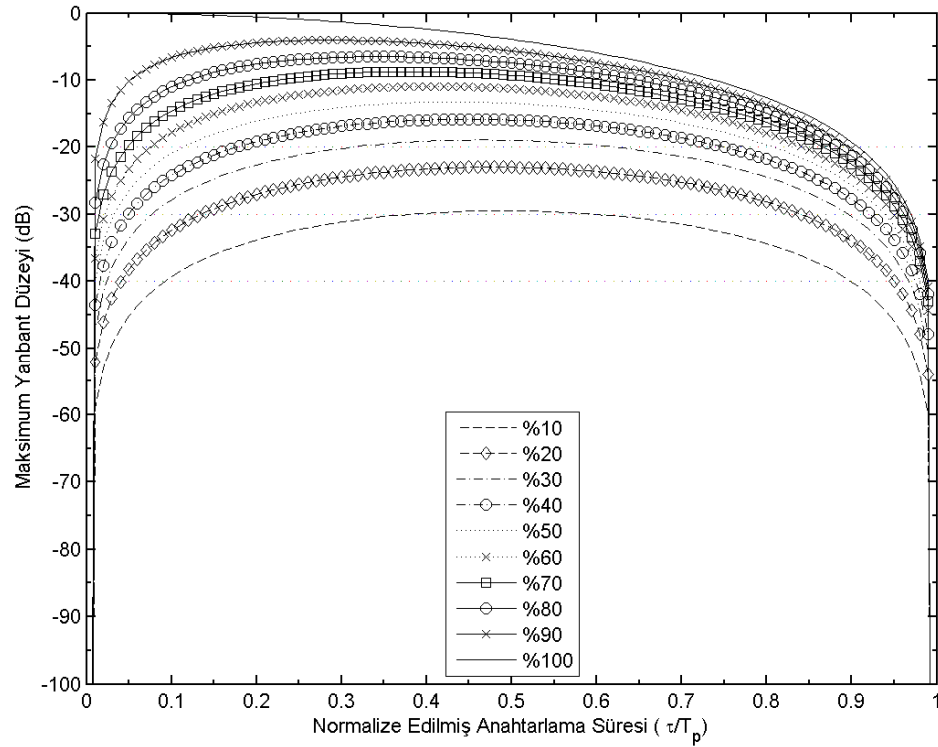
Şekil 3.3. 20 elemanlı dizinin birinci anahtarlama sekansı için ışıma örüntüsü



Şekil 3.4. 20 elemanlı dizinin ikinci anahtarlama sekansı için ışıma örüntüsü

Ayrıca maksimum yanbant seviyesi elemanlar arası uzaklık değişimi tarafından da değişmeyecektir. Elemanlar arası uzaklığın değişmesi görünen uzayda ölçeklemeye neden olmaktadır. Uzaklığın artması örüntüde daralmaya neden olmakta ve örüntünün görünmeyen bölgede olan bölümünün görünen bölgeye geçmesine neden olmaktadır. Elemanlar arası uzaklığın bir dalgaboyunu geçmesi durumunda yanbantlar için istenmeyen ana kulakçıklar görünen bölgeye girecek fakat bunların seviyesi eşit olacağı için maksimum yanbant seviyesi değişmeyecektir.

Maksimum yanbant seviyesi, eş modüleli, eşdağılımlı zaman modülasyonlu bir dizi için modülasyonlu elemanın yerinden etkilenmediğinden ve modülasyon yüzdeleri aynı olan diziler için maksimum yanbant seviyesinin aynı olmasından faydalanılarak Şekil 3.5 oluşturulabilir.



Şekil 3.5. Modülasyon yüzdesine göre maksimum yanbant düzeyinin anahtarlama süresine bağlı değişimi

Şekil 3.5 anahtarlama süresi ile yanbant düzeyi arasındaki ilişki için açıklayıcı bir örnek oluşturmaktadır. Bu grafik için not edilmelidir ki %100 modülasyonlu bir dizi için grafikten okunamasa dahi sıfır noktasında bir süreksizlik mevcuttur. Başka bir deyişle %100 modülasyonlu bir dizi için sıfır anahtarlama süresi tüm antenlerin kapalı olduğu anlamına gelmektedir ve böyle bir anten dizisi için herhangi bir ışımadan söz edilemez.

Şekil 3.5' e göre tam dolu bir dizi için yapılabilen anahtarlama süresi arttıkça yanbantlar azalacaktır genellemesi tüm elemanları modüle edilmemiş diziler için geçerliliğini kaybetmektedir. Özellikle en belirgin eğri olan %10 eğrisi değerlendirilecek olursa maksimum yanbant seviyesi yarım periyot anahtarlama komşuluğunda gerçekleşmektedir. Bu da %10 modülasyonlu bir dizi için anahtarlama süresini arttırmak ile azaltmak arasında maksimum yanbant düzeyi söz konusu olduğunda bir fark olmadığı anlamına

gelmektedir ve Şekil 3.5' den de görülebileceği üzere modülasyon yüzdesi arttıkça maksimum yanbant ışımasını oluşturan anahtarlama süresi sıfıra yaklaşmaktadır.

3.3. Zaman Modülasyonlu Dizilerde Işınan Güç

J. C. Bregains ve arkadaşlarının yaptığı çalışmaya göre harmoniklerde ışınan toplam güç sonsuz harmoniklerin toplamı olmasına rağmen kapalı form sonlu, sayılabilir toplamı içeren bir denklem ile hesaplanabilir [23]. Bu işlem T_0 boyunca ortalama güç yoğunluğunu göz önünde bulundurmaktadır.

Zaman modülasyonlu bir dizi için ışıma örüntüsü :

$$F_m(\theta, t) = e^{j\omega_0 t} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n C_m^n e^{jkz_n \cos \theta} e^{jm\omega_p t} \quad (3.20)$$

olmak üzere,

$$F(\theta, t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} F_m(\theta, t) \quad (3.21)$$

ifadesi ile gösterilebilir. Anahtarlama fonksiyonu olarak:

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & 0 < |t| \leq \tilde{t}_n/2 \\ 0, & \tilde{t}_n/2 < |t| \leq T_p/2 \end{cases} \quad (3.22)$$

alınırsa, C_m^n şu şekilde yazılabilir:

$$C_m^n = \tau_n \text{sinc}(\pi m \tau_n). \quad (3.23)$$

$F(\theta, t)$ ifadesi yeniden düzenlenirse:

$$F(\theta, t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{jkz_n \cos \theta} \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m^n e^{jm\omega_p t} \right] e^{j\omega_0 t} \quad (3.24)$$

olacaktır. Bu ifade

$$\mu_m(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n C_m^n e^{jkz_n \cos \theta} = |\mu_m(\theta)| e^{j\zeta_m} \quad (3.25)$$

olmak üzere

$$F(\theta, t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} |\mu_m| e^{j[(\omega_0 + m\omega_p)t + \zeta_m]} \quad (3.26)$$

şeklinde de yazılabilir. Işınan $S(\theta, t)$ sinyali ışınan alanın gerçel kısmı ile orantılıdır [23], dolayısıyla ışınan sinyal Eş. 3.26' nın gerçel kısmı olacaktır.

$$S(\theta, t) \propto \Re \left\langle \sum_{m=-\infty}^{\infty} F_m(\theta, t) \right\rangle = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \Re \langle F_m(\theta, t) \rangle = \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_m(\theta, t) \quad (3.27)$$

Işınan sinyalin bir periyottaki ortalama gücü:

$$\tilde{P}(\theta) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} [\Re \langle F(\theta, t) \rangle]^2 dt \quad (3.28)$$

olarak yazılabilir [23]. Bu ifade anahtarlama frekansının çalışma frekansından çok büyük olduğu durumlarda:

$$\tilde{P}(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |\mu_m|^2 = \frac{1}{2} |\mu_0|^2 + \frac{1}{2} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} |\mu_m|^2 \quad (3.29)$$

şekline indirgenmektedir [23]. Bu ifadede sıfır alt indisi ana ışım frekansındaki ışımayı, kalan kısım ise yanbant ışımalarını göstermektedir. Bu bakımdan tüm uzaya ışınan ortalama güç şu şekilde tanımlanabilir:

$$P = P_0 + P_{YB} \quad (3.30)$$

$$P = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |\mu_m|^2 \sin \theta d\theta d\phi = \underbrace{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} |\mu_0|^2 \sin \theta d\theta d\phi}_{P_0} + \underbrace{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} |\mu_m|^2 \sin \theta d\theta d\phi}_{P_{YB}}. \quad (3.31)$$

Yanbantlarda ışınan ortalama güç hesabı için P_{YB} terimi hesaplanmalıdır. Eş. 3.25' de tanımlanan μ_m ifadesi kullanılarak şu eşitlik yazılabilir:

$$|\mu_m|^2 = \mu_m [\mu_m]^* \quad (3.32)$$

$$\Rightarrow |\mu_m|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n C_m^n e^{jkz_n \cos \theta} \left[\sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n C_m^n e^{jkz_n \cos \theta} \right]^* \quad (3.33)$$

Eş. 3.23'de tanımlanan C_m^n ifadesi gerçel bir ifade olduğu için Eş. 3.33 şu şekilde yazılabilir:

$$|\mu_m|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} (\alpha_n C_m^n)^2 + \sum_{\substack{p,q=0 \\ p \neq q}}^{N-1} \alpha_p \alpha_q^* C_m^p C_m^q e^{jk(z_p - z_q) \cos \theta}. \quad (3.34)$$

Dolayısıyla Eş. 3.31' in yanbantlar ile ilgili bölümü:

$$P_{YB} = \pi \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \int_0^{\pi} \left[\sum_{n=0}^{N-1} (\alpha_n |C_m^n|^2) + \sum_{\substack{p,q=0 \\ p \neq q}}^{N-1} \alpha_p \alpha_q^* C_m^p C_m^q e^{jk(z_p - z_q) \cos \theta} \right] \sin \theta d\theta \quad (3.35)$$

$$P_{YB} = \pi \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} (\alpha_n |C_m^n|^2) \int_0^{\pi} \sin \theta d\theta + \sum_{\substack{p,q=0 \\ p \neq q}}^{N-1} \Re \langle \alpha_p \alpha_q^* \rangle C_m^p C_m^q \int_0^{\pi} e^{jk(z_p - z_q) \cos \theta} \sin \theta d\theta \right\} \quad (3.36)$$

$$P_{YB} = 2\pi \sum_{n=0}^{N-1} |\alpha_n|^2 \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} (C_m^n)^2 + 2\pi \sum_{\substack{p,q=0 \\ p \neq q}}^{N-1} \Re \langle \alpha_p \alpha_q^* \rangle \text{sinc}(k(z_p - z_q)) \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} C_m^p C_m^q \quad (3.37)$$

olarak yazılabilir. Bu ifade yanbantlardan ışınan zaman ortalama gücün toplamını göstermektedir. Eş. 3.23' de verilen Fourier katsayıları Eş. 3.37' de yerine yazılırsa, Eş. 3.37' nin sonsuz toplam içeren terimleri için:

$$C_m^p C_m^q = \tau_p \frac{\sin(\pi m \tau_p)}{\pi m \tau_p} \tau_q \frac{\sin(\pi m \tau_q)}{\pi m \tau_q} \quad (3.38)$$

$$= \frac{\sin(\pi m \tau_p) \sin(\pi m \tau_q)}{(\pi m)^2} \quad (3.39)$$

$$= \frac{\cos(\pi m(\tau_p - \tau_q)) - \cos(\pi m(\tau_p + \tau_q))}{2(\pi m)^2} \quad (3.40)$$

$$\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} C_m^p C_m^q = \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{\cos(\pi m(\tau_p - \tau_q)) - \cos(\pi m(\tau_p + \tau_q))}{2(\pi m)^2} \quad (3.41)$$

ifadeleri yazılabilir. Bu seri yakınsak bir seridir. Yakınsak olan bu seri için [48]' de belirtilen şu ifadeden faydalanılabilir:

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(nx)}{n^2} = \frac{\pi^2}{6} - \frac{\pi x}{2} + \frac{x^2}{4}, \quad 0 \leq x \leq 2\pi. \quad (3.42)$$

Eş. 3.41' de verilen ifadenin tanım kümesi negatif değerler de içermektedir. Bu bakımdan Eş. 3.42'nin tanım kümesi şu şekilde genişletilebilir [23]:

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(n|x|)}{n^2} = \frac{\pi^2}{6} - \frac{\pi|x|}{2} + \frac{x^2}{4}, \quad -2\pi \leq x \leq 2\pi. \quad (3.43)$$

Eş. 3.41 $\cos(|x|) = \cos(x)$ bağıntısı kullanılarak açılacak olursa:

$$\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} C_m^p C_m^q = \frac{1}{\pi^2} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{\cos(\pi m(|\tau_p - \tau_q|))}{2m^2} - \frac{1}{\pi^2} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \frac{\cos(\pi m(\tau_p + \tau_q))}{2m^2} \quad (3.44)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{-1} \frac{\cos(\pi m(|\tau_p - \tau_q|))}{2m^2} + \frac{1}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\cos(\pi m(|\tau_p - \tau_q|))}{2m^2} \\ &- \frac{1}{\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{-1} \frac{\cos(\pi m(\tau_p + \tau_q))}{2m^2} - \frac{1}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\cos(\pi m(\tau_p + \tau_q))}{2m^2} \end{aligned} \quad (3.45)$$

$$\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} C_m^p C_m^q = \frac{1}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\cos(\pi m(|\tau_p - \tau_q|))}{m^2} - \frac{1}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\cos(\pi m(\tau_p + \tau_q))}{m^2} \quad (3.46)$$

şekline dönüşecektir. Bu ifade Eş. 3.43 ile $x = \pi(|\tau_p - \tau_q|)$ ve $x = \pi(\tau_p + \tau_q)$ kullanılarak açılacak olursa:

$$\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} C_m^p C_m^q = \left[\frac{1}{6} - \frac{|\tau_p - \tau_q|}{2} + \frac{|\tau_p - \tau_q|^2}{4} - \frac{1}{6} + \frac{(\tau_p + \tau_q)}{2} - \frac{(\tau_p + \tau_q)^2}{4} \right] \quad (3.47)$$

$$\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} C_m^p C_m^q = \frac{(\tau_p + \tau_q) - |\tau_p - \tau_q|}{2} + \frac{|\tau_p - \tau_q|^2 - (\tau_p + \tau_q)^2}{4} \quad (3.48)$$

$$\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} C_m^p C_m^q = \frac{(\tau_p + \tau_q) - |\tau_p - \tau_q|}{2} - \tau_p \tau_q \quad (3.49)$$

şekline indirgenir [23]. Bu ifade için $\tau_p = \tau_q$, $\tau_p < \tau_q$ ve $\tau_p > \tau_q$ olmak üzere üç farklı durumdan söz edilebilir. $\tau_p = \tau_q$ için:

$$\frac{(\tau_p + \tau_q) - |\tau_p - \tau_q|}{2} - \tau_p \tau_q = \tau_p - \tau_p^2 = \tau_p(1 - \tau_p) = \tau_q(1 - \tau_q) \quad (3.50)$$

olacaktır. $\tau_p < \tau_q$ için:

$$\frac{(\tau_p + \tau_q) - |\tau_p - \tau_q|}{2} - \tau_p \tau_q = \tau_p - \tau_p^2 = \tau_p(1 - \tau_p) \quad (3.51)$$

olacaktır ve $\tau_p > \tau_q$ için:

$$\frac{(\tau_p + \tau_q) - |\tau_p - \tau_q|}{2} - \tau_p \tau_q = \tau_q - \tau_q^2 = \tau_q(1 - \tau_q) \quad (3.52)$$

olmaktadır. Bu üç durum incelendiğinde, bu üç durum tek bir form altında birleştirilebilir:

$$\tau_{p,q}^{\min} = \begin{cases} \tau_p, \tau_p \leq \tau_q \\ \tau_q, \tau_p > \tau_q \end{cases} \quad (3.53)$$

olmak üzere

$$\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} C_m^p C_m^q = \tau_{p,q}^{\min} - \tau_p \tau_q. \quad (3.54)$$

İfade Eş. 3.37’de yerine yazılırsa yanbantlarda tüm harmonikler için ışıyan zaman ortalama toplam güç:

$$P_{YB} = 2\pi \sum_{n=0}^{N-1} |\alpha_n|^2 \tau_n (1 - \tau_n) + 2\pi \sum_{\substack{p,q=0 \\ p \neq q}}^{N-1} \Re \langle \alpha_p \alpha_q^* \rangle (\tau_{p,q}^{\min} - \tau_p \tau_q) \text{sinc}(k(z_p - z_q)) \quad (3.55)$$

şeklinde sonlu toplamların oluşturduğu bir seri şekline indirgenmiş olur [23].

Eş. 3.55 ile darbeleri sıfır çevresinde simetrik olan zaman modülasyonlu anten dizilerinin sonsuz sayıda olan yanbantlarında ışıyan zaman ortalama toplam güç, sonlu ve toplanabilir bir denklem şeklinde ifade edilmiş olur. Eş. 3.55 ile hesaplanamaz olan bir durum hesaplanabilir şekle getirilmiş olmaktadır ve bu denklem sayesinde anten dizisinin ışıdığı zaman ortalama toplam gücün ne kadarının yanbantlarda harcadığı bulunabilmektedir.

4. DİFERANSİYEL EVRİM ALGORİTMASI

Evrimsel yaklaşımlar 1960'larda çalışılmaya başlanmış ve Goldberg'in 1989 yılında bu yaklaşımı Genetik Algoritma adı altında mühendislik problemlerinin çözümüne uygulamasıyla çözüm üretebilir bir metod olduğu görülmüş ve popülerleşmiştir [38-41].

Evrimsel algoritmalar doğal seleksiyon kuramına dayanarak en iyi bireylerin hayatta kalma prensibine göre çalışmaktadır ve iteratif metodlardır. Bir hata fonksiyonunun (amaç fonksiyonu) maksimizasyonu ya da minimizasyonu ile popülasyonu global optimuma (en iyi çözüme) götürmeyi amaçlarlar. Literatürde genellikle maksimizasyon problemleri için kullanılan amaç fonksiyonları uygunluk fonksiyonu, minimizasyon problemleri için kullanılanlar ise maliyet fonksiyonları olarak adlandırılmaktadır [39-41]. Amaç fonksiyonları çok farklı biçimlerde tanımlanabilir ve evrimsel metodlar için amaç fonksiyonlarının tanımı arama uzayını oluşturacağı için kritik önem taşımaktadır. Yanlış seçilen bir amaç fonksiyonu kolay problemlerde bile algoritmayı yakınsamaz duruma getirebilir.

Çoğu evrimsel algoritma rastgele bir süreç ile işlem yaptığından hiçbir koşulda, bulunan sonucun "en iyi çözüm" olduğundan bahsedilemez çünkü en iyi çözümün bilinebilmesi için arama uzayının eksiksiz ve kesin olarak bilinmesi gerekmektedir ve evrimsel algoritmalar arama uzayının tümünü aramazlar. İyi bir arama sonrası bulunan çözümler global optimumun yakın komşuluğunda olabilir.

Diferansiyel evrim algoritması ilk olarak genetik tavlama algoritması olarak ortaya konulmuş ve 1997 yılında günümüzde klasik metod (ya da geleneksel metod) olarak bilinen şekli yayınlanmış ve popülerlik kazanmıştır [40-41].

Diferansiyel evrim algoritması için, en basit tanımla, gerçel uzayda tanımlı eniyileme problemleri için kullanılabilecek bir paralel arama algoritmasıdır

denilebilir. Popülasyon tabanlı çalışması ve problem için olası çözüm taşıyan S çözümün arama uzayını örneklemesi ve her olası çözümün eşzamanlı arama uzayında başka bir noktaya kaydırılması sebebiyle paralel arama yaptığı söylenebilir. Paralel arama işlem hızı ve algoritma karmaşıklığı bakımından önemlidir, çünkü arama uzayının boyutları arttığında işlem kompleksitesi üstel biçimde değişmektedir bu artışa bir önlem olarak paralel arama yapan algoritmalar popülerdir.

4.1. Klasik Diferansiyel Evrimin Genel Tanımları

4.1.1. Popülasyon yapısı

Diferansiyel evrim algoritması her biri D gerçel değerli parametre içeren N_p bireyden oluşan bir popülasyon üzerinde işlem yapmaktadır. Bu bakımdan popülasyon $P_{x,g}$, alt ve üst sınırlar sırasıyla $x_j^{\min}, j = 0, 1, \dots, D-1$, $x_j^{\max}, j = 0, 1, \dots, D-1$ olmak üzere, şu şekilde tanımlanabilir:

$$\begin{aligned} P_{x,g} &= \{x_{i,g}\}, i = 0, 1, \dots, N_p - 1, g = 1, 2, \dots, g_{\max}, \\ x_{i,g} &= \{x_{j,i,g}\}, j = 0, 1, \dots, D-1. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Eş. 4.1'de g indisi, $g_{\max}$ maksimum iterasyon sayısını göstermek üzere, vektörün hangi nesle ait olduğunu belirtmek için kullanılmaktadır. Ayrıca i ve j indisleri de sırasıyla popülasyon içerisindeki bireyi ve birey içerisindeki hangi parametre ile işlem yapıldığını belirtmektedir.

Diferansiyel Evrim algoritması da diğer evrimsel eniyileme türleri gibi arama uzayında örneklenmiş noktaları değiştirmek için operatörler kullanmaktadır. Bu operatörler mutasyon ve çaprazlama operatörleri olarak isimlendirilebilirler [39-41]. Mutasyon işlemi sonucunda oluşan mutant vektör $v_{i,g}$ olarak gösterilebilir ve şu şekilde tanımlanabilir:

$$v_{i,g} = \{v_{j,i,g}\}, j = 0, 1, \dots, D-1, i = 0, 1, \dots, N_p - 1, g = 1, 2, \dots, g_{\max}. \quad (4.2)$$

Popülasyon içerisinde seçilen birey, oluşturulan mutant vektör ile birleştirilerek seçilen birey ile karşılaştırılmak üzere yeni bir vektör oluşturulur. Oluşturulan bu vektör $u_{i,g}$ deneme vektörü olarak adlandırılır ve şu şekilde tanımlanabilir:

$$u_{i,g} = \{u_{j,i,g}\}, j = 0, 1, \dots, D-1, i = 0, 1, \dots, N_p - 1, g = 1, 2, \dots, g_{\max}. \quad (4.3)$$

4.1.2. Genel notasyon

Diferansiyel evrim algoritmasında özellikle operatör seçimi hususunda farklılıklar olabilmektedir. Arama uzayında yeri değiştirilecek olan vektör baz vektör olarak tanımlanmaktadır. Mutasyon ve çaprazlama operatörü tiplerine bağlı olarak hangi operatörün ne şekilde kullanılacağı ve baz vektörünün nasıl seçileceği:

- “Algoritma/Baz vektör seçimi/Vektör farkının sayısı/Çaprazlama tipi”

olarak gösterilmektedir. Örneğin ilk versiyon Diferansiyel Evrim Algoritmasında olduğu gibi üzerinde işlem yapılacak yani arama uzayında yeri değiştirilecek olan vektörün popülasyon içerisinde rastgele seçildiği, sadece tek vektör farkının kullanıldığı ve binom çaprazlama yapılan diferansiyel evrim algoritması türü “DE/rand/1/bin” notasyonu ile gösterilmektedir [40,41].

4.1.3. Başlangıç popülasyonu

Başlangıç popülasyonu aksi belirtilmedikçe veya aksi istenmedikçe arama uzayında düzgün dağılımlı olarak seçilebilir. Bu işlemin nedeni eğer arama uzayında global maksimumun yeri önceden kestirilemiyorsa popülasyon

içerisinden her bireyin, ki bu bireyler olası çözümleri göstermektedir, global maksimuma ulaşma olasılığını eşitlemek içindir. Başka bir ifade ile, arama uzayının düzgün dağılımlı olarak örneklenmesi anlamını taşımaktadır.

Başlangıç popülasyonu oluşturulmadan önce parametre sınırları iyi belirlenmelidir. Bu işlem $x_j^{\min}, j = 0, 1, \dots, D-1$, $x_j^{\max}, j = 0, 1, \dots, D-1$ olarak tanımlanabilecek ve sırasıyla alt sınır ve üst sınır olarak adlandırılacak iki vektör ile yapılabilir. Sınır değerlerinin doğru biçimde seçilmesi, global optimumu sınırlar dışında bırakma olasılığı oluşması bakımından önemlidir. Global optimumun yerinin kestirilemediği durumlarda ve sınır değerlerinin net biçimde tanımlanamadığı durumlarda, sınırların iterasyon sayısı-başarılı sonuç dengesi gözetilerek nispeten büyük seçilmesi ile başarılı sonuçlara ulaşılma olasılığı arttırılabilir.

Alt ve üst sınır kullanılarak arama uzayında popülasyonu düzgün dağılımlı olarak dağıtma işlemi:

$$x_{j,i} = \text{rand}_j(0,1)(x_j^{\max} - x_j^{\min}) + x_j^{\min} \quad (4.4)$$

eşitliği ile yapılabilir. Bu ifadedeki $\text{rand}_j(0,1)$ her $j = 0, 1, \dots, D-1$ parametresi için $[0,1)$ aralığında düzgün dağılımlı rastgele sonuçlar üreten bir fonksiyon olarak alınabilir.

Başlangıç popülasyonunun oluşturulmasında farklı olasılık yoğunluk fonksiyonları da kullanılabilir. Eğer arama uzayının global maksimumunun bulunduğu bölge tahmin edilebiliyorsa, o bölgeye yoğunlaşmış örneklemeler sonuca daha hızlı ulaşmayı sağlayabilir. Bu bakımdan başlangıçta arama uzayı örneklerinin nasıl dağıtılacağı global maksimumun yeri ile doğrudan ilişkilidir. Eğer global maksimumun yeri biliniyorsa örnekleri belirli bölgelerde yoğunlaştıracak Gauss veya benzeri fonksiyonların kullanımı, bilinmemesi

durumunda ise örneklerin düzgün dağılımlı olarak dağıtılması yakınsama hızını ve sonuç bulma olasılığını arttırmaktadır [40,41].

4.1.4. Mutasyon

Arama uzayında ilk örnekler oluşturulduktan sonra bu örneklerin global maksimumun komşuluğuna yakınsayabilmesi için gerekli yer değiştirme temel olarak mutasyon işlemi ile gerçekleşmektedir. Klasik DE için mutasyon işlemi Eş. 4.5'de gösterildiği gibi popülasyon içerisinde rastgele seçilen bir vektörün (baz vektör) yine popülasyon içerisinde seçilecek ve birbirinden farklı diğer iki vektörün farkının ağırlıklı toplamı olarak yapılmaktadır.

$$v_{i,g} = x_{r0,g} + F(x_{r1,g} - x_{r2,g}) \quad (4.5)$$

Bu ifadede $r0$ indisi rastgele seçilmiş yeri değiştirilecek olan baz vektörünü, $r1$ ve $r2$ ise baz vektörünün ne kadar ilerleyeceğini belirlemek için rastgele seçilmiş bireyleri göstermektedir. Klasik DE için $i \neq r0 \neq r1 \neq r2$ durumu bir kuraldır ve sağlanmak zorundadır [39-41]. Klasik DE için baz vektörünün rastgele seçilmesi bir kural değildir ve bu seçimde farklı yöntemler de mevcuttur.

Eş. 4.5'de F parametresi mutasyon faktörü olarak adlandırılmaktadır ve $K > 1$ olmak üzere $[0, K)$ açık aralığında gerçel olarak tanımlanmaktadır. Bu parametrenin seçimi algoritma yakınsamasını doğrudan etkilemektedir. Bu bakımdan bu parametrenin doğru seçimi önemlidir.

Baz vektörünün yer değiştirmesindeki temel unsur rastgele seçilmiş bireylerin ağırlıklı farkları olduğundan bu vektörlerin birbirlerini tekrarlamaması önemli bir husustur. Bu vektörlerin birbirlerinin aynı olması durumunda yani $r1 = r2$ olması durumunda Eş. 4.5'den de anlaşılacağı üzere, vektör farkının sıfır olması nedeniyle yer değiştirmesi beklenen vektör arama uzayında yer değiştiremeyecektir ve algoritma yakınsaması da doğrudan olumsuz

etkilenecektir [40,41]. Algoritmanın temel unsurlarından biri olan mutasyon işlemi Eş. 4.5' den farklı olarak da tanımlanabilmektedir. Var olan bazı mutasyon şemaları ve isimleri şu şekilde özetlenebilir [40,41]:

$$v_{i,g} = x_{r0,g} + F(x_{r1,g} - x_{r2,g}) \quad (4.6)$$

Klasik DE'nin mutasyon şeması olan bu şema "DE/rand/1/bin" olarak adlandırılmaktadır [41].

$$v_{i,g} = x_{i,g} + F(x_{opt,g} - x_{i,g}) + F(x_{r1,g} - x_{r2,g}) \quad (4.7)$$

Birçok araştırmacı tarafından tercih edilen bu şema [40,41], "DE/target-to-best/1/bin" olarak adlandırılmaktadır.

$$v_{i,g} = x_{opt,g} + F(x_{r1,g} - x_{r2,g}) \quad (4.8)$$

Eş. 4.8 "DE/best/1/bin" olarak adlandırılmaktadır, yakınsaması hızlıdır, fakat büyük popülasyonlarda işe yaramamaktadır [41].

$$v_{i,g} = x_{opt,g} + F_j(x_{r1,g} - x_{r2,g}), \quad F_j = k.rand(0,1) + F, \quad k \in \mathbb{R}^+, \quad k \ll 1 \quad (4.9)$$

Eş. 4.9 "DE/best/1/bin, with uniform jitter" olarak adlandırılır ve yakınsaması Eş.4.8'e göre daha hızlıdır fakat büyük popülasyonlarda sonuç üretememektedir [41].

$$v_{i,g} = x_{r0,g} + F_d(x_{r1,g} - x_{r2,g}), \quad F_d = F + rand(0,1)(1 - F) \quad (4.10)$$

Eş. 4.10 "DE/rand/1/bin, with per-vector-dither" olarak adlandırılır, mutasyon faktörü her vektör için dinamiktir [41].

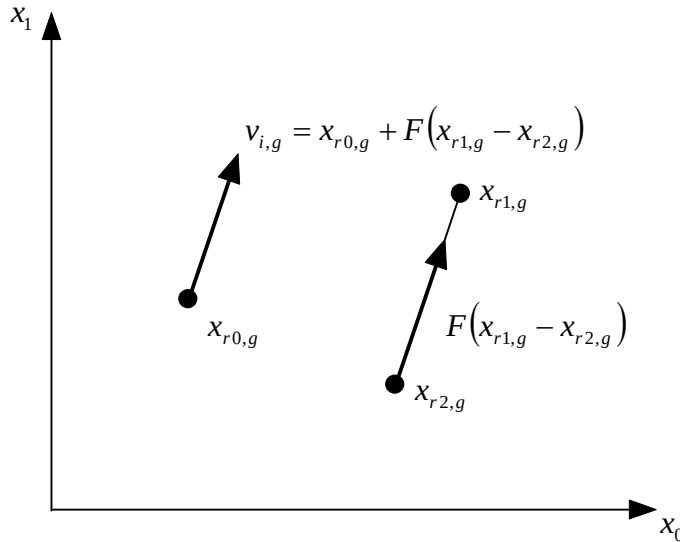
$$v_{i,g} = x_{r0,g} + F_{d,g}(x_{r1,g} - x_{r2,g}), \quad F_{d,g} = F + \text{rand}(0,1)(1-F) \quad (4.11)$$

Eş. 4.11 “DE/rand/1/bin, with per-generation-dither” olarak adlandırılır ve Eş. 4.11’den farklı olarak mutasyon faktörü her vektör için değil her nesil için dinamiktir [41].

$$v_{i,g} = \begin{cases} x_{r0,g} + F(x_{r1,g} - x_{r2,g}) & , \gamma < P_{mu} \\ x_{r0,g} + K(x_{r1,g} + x_{r2,g} - 2x_{r0,g}), \gamma \geq P_{mu} & , K = P_{mu}(F + 1) \end{cases} \quad (4.12)$$

Eş. 4.12 “DE/rand/1/bin: either-or-algorithm” olarak adlandırılır ve üretilen rastgele bir sayının önceden tanımlı bir mutasyon olasılığından büyük veya küçük olmasına göre işlem yapar [41].

İki boyutlu bir arama uzayında mutant vektörünün oluşturulması Şekil 4.1’de verilmiştir.



Şekil 4.1. Mutant vektörün oluşturulması [41].

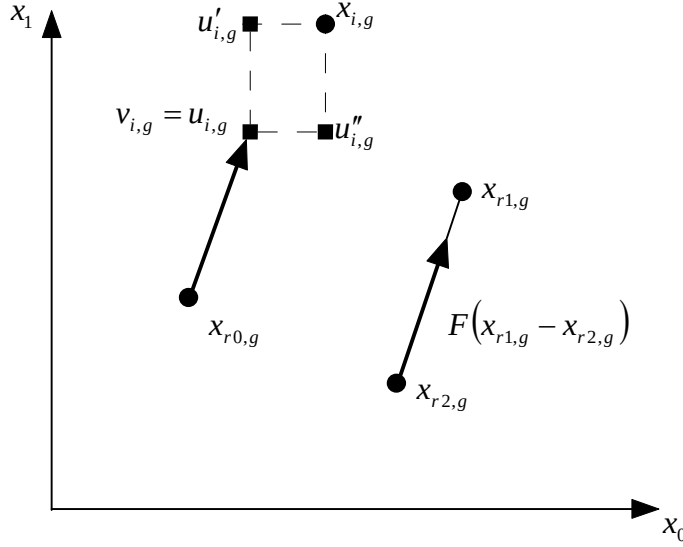
4.1.5. Çaprazlama

Çaprazlama işlemi de mutasyon işlemi gibi DE algoritmasının temel operatörlerinden biridir ve amacı mutasyon işlemi sonrası oluşturulan mutant vektörünün arama uzayında kaydırılabileceği yeri çeşitlendirmektir. Çaprazlama işlemi sonrası oluşan vektöre deneme vektörü denilmektedir ve deneme vektörünün çaprazlama sonucu oluşturulması, klasik DE algoritması için, $x_{i,g}$ üzerinde işlem yapılan popülasyon içerisinde seçilen vektörü ve $v_{i,g}$ mutant vektörünü göstermek üzere şu şekilde gösterilebilir:

$$u_{j,i,g} = \begin{cases} v_{j,i,g} , \text{rand}_j(0,1) \leq Cr \vee j = j_{rand} \\ x_{j,i,g} , \text{rand}_j(0,1) > Cr \wedge j \neq j_{rand} \end{cases} \quad (4.13)$$

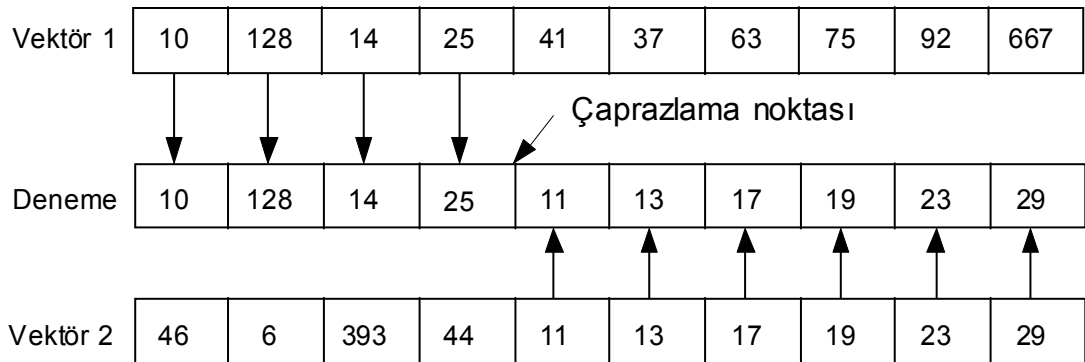
Bu ifadede $\text{rand}_j(0,1)$ fonksiyonu Eş. 4.4'de tanımlanan rastgele sayı üretici, Cr ise kullanıcı tanımlı, çaprazlama olasılığını gösteren ve çaprazlama faktörü olarak adlandırılan $[0,1]$ aralığında tanımlı gerçel bir değerdir. Eş. 4.13'den de anlaşılacağı üzere deneme vektörünün her bir parametresi, üretilen rastgele bir sayının çaprazlama faktörü ile karşılaştırılması sonucu oluşturulmaktadır. Eğer üretilen sayı çaprazlama faktöründen küçük ise deneme vektörünün parametresi mutant vektörden, büyük ise üzerinde işlem yapılan vektörden alınmaktadır. Eş. 4.13'de yer alan parametre indisi karşılaştırması, oluşturulan deneme vektörünün en az bir parametresinin mutant vektörden gelme olasılığını arttırmak için kullanılmaktadır. Bu şekilde, üretilen rastgele sayının sürekli olarak Cr parametresinden büyük gelme olasılığı sonucu deneme vektörünün üzerinde işlem yapılan vektörün bir kopyası olması durumuna bir önlem oluşturulmaktadır. Eş. 4.13'den de anlaşılacağı üzere, üretilen rastgele bir parametre indisinin işlem yapılan parametre indisi ile aynı olması durumunda, deneme vektörü parametresini doğrudan mutant vektörden almaktadır. Şekil 4.2'de iki boyutlu bir arama uzayında çaprazlama işlemi sonrası oluşacak olası sonuçlar gösterilmektedir [41].

Çaprazlama işlemi DE için çoğunlukla binom çaprazlama kullanılmasına rağmen farklı şekillerde tanımlanabilir. Çaprazlama tiplerine, tek-nokta çaprazlama, çok-nokta çaprazlama (N-nokta çaprazlama), üstel çaprazlama ve binom çaprazlama örnek olarak verilebilir.



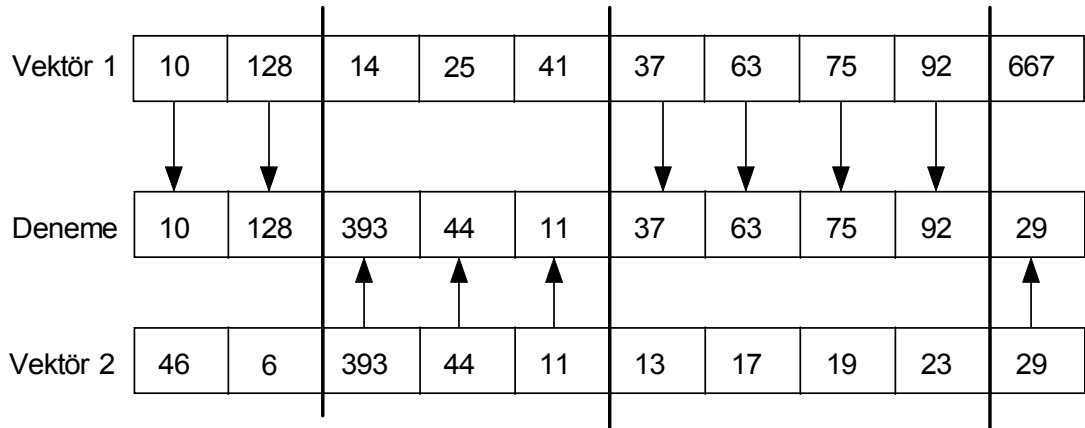
Şekil 4.2. Çaprazlama işlemi sonrası oluşabilecek olası vektörler [41].

Tek nokta çaprazlamada çoğunlukla iki deneme vektörü oluşur. Çaprazlama yapılacak iki vektör üzerinden ortak bir nokta seçilir ve 1. deneme vektörü için bu noktanın sol tarafında kalan parametreler 1. vektörden, sağ tarafında kalan parametreler ise 2. vektörden alınır, 2. deneme vektörü için ise durum tam tersidir. Bu işlem görsel olarak Şekil 4.3’de verilmiştir.



Şekil 4.3. Tek-nokta çaprazlama ile deneme vektörünün oluşturulması [41].

Çok nokta çaprazlama da, tek nokta çaprazlama gibi çoğunlukla iki deneme vektörünün oluşturulduğu ve popülasyon büyüklüğünün seçimden önce arttığı evrimsel algoritma tiplerinde kullanılan bir metot olup çaprazlanacak vektörler üzerinden ortak N nokta seçilip bu noktaların oluşturduğu N+1 vektör parçasının her birinin sırayla farklı vektörden gelmesi prensibi ile çalışmaktadır. Bu çaprazlama tipine örnek oluşturabilecek bir durum Şekil 4.4’de gösterilmiştir.

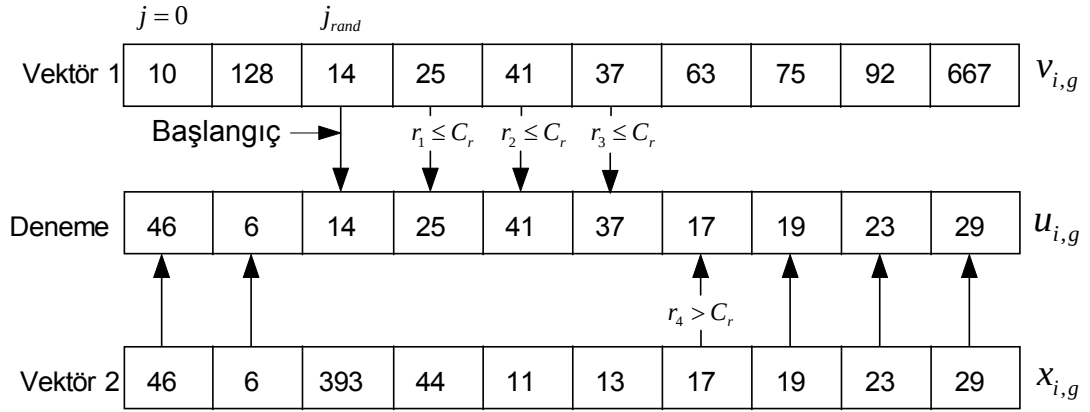


Şekil 4.4. 3-nokta çaprazlama ile deneme vektörünün oluşturulması [41].

Üstel çaprazlama türünde, öncelikle deneme vektörüne rastgele üretilen parametre indisine denk gelen 1. vektörün parametresi kopyalanarak başlanmaktadır. Bu işlemden sonra $[0,1]$ aralığında üretilen rastgele sayıların önceden tanımlı çaprazlama olasılığı ile karşılaştırılması sonucu işlem yapılmaktadır. Rastgele üretilen sayı çaprazlama olasılığından büyük oluncaya kadar deneme vektörü parametresi 1. vektörden alınmaktadır. Üretilen rastgele sayı çaprazlama olasılığından büyük olduğu ilk andan itibaren parametreler 2. vektörden kopyalanmaktadır. Bu durum Şekil 4.5’de gösterilmiştir.

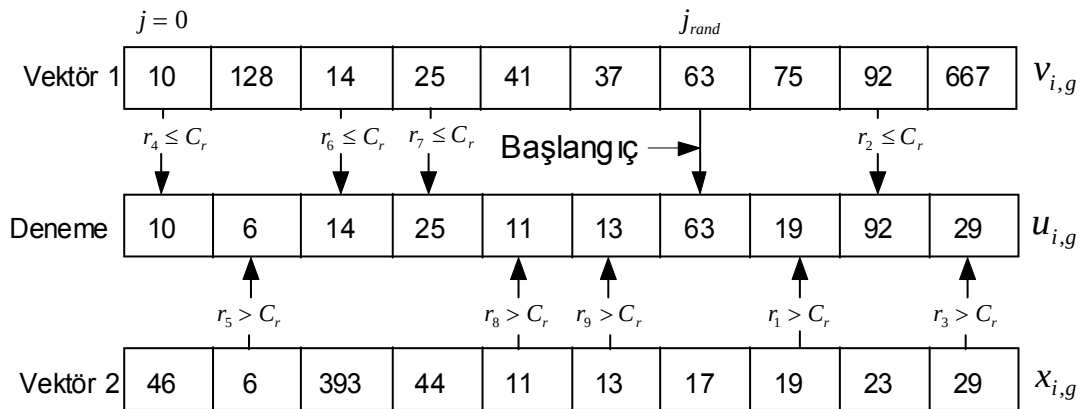
Şekil 4.5’den de anlaşılacağı üzere üstel çaprazlama, tek ve 2-nokta çaprazlama işlemi ile aynı yapıdadır. Eğer üretilen parametre indisi j_{rand} ilk parametreye denk gelirse oluşacak durum tek-nokta çaprazlama olacaktır. Diğer durumlarda üstel çaprazlama 2-nokta çaprazlama ile aynı işlemidir.

Aralarındaki fark üstel çaprazlamada çaprazlama noktalarının rastgele üretilen sayı ile çaprazlama faktörünün kıyaslanması ile belirlenmesidir [41].



Şekil 4.5. Üstel çaprazlama ile deneme vektörünün oluşturulması [41].

Düzgün dağılımlı (binom) çaprazlama DE için en çok kullanılan çaprazlama tipidir. Binom çaprazlamada üstel çaprazlamada olduğu gibi öncelikle bir başlangıç noktası seçilip bu parametre deneme vektörüne aktarılır. Sonrasında her parametre için $[0,1]$ aralığında üretilen rastgele bir sayı ile önceden tanımlı çaprazlama olasılığı denilen parametrenin karşılaştırması yapılmaktadır. Bu karşılaştırma neticesinde üretilen sayı çaprazlama olasılığından küçük ya da eşit ise parametre 1. vektörden aksi durumda ise 2. vektörden alınmaktadır. Binom çaprazlamaya örnek bir durum Şekil 4.6' da gösterilmiştir.



Şekil 4.6. Binom çaprazlama ile deneme vektörünün oluşturulması [41].

4.1.6. Seçim

Seçim işlemi iteratif ve popülasyon tabanlı çalışan algoritmalarda bir sonraki iterasyonda popülasyonun nasıl oluşturulacağını belirtmektedir. Popülasyonun her iterasyonda güncellenmesi, her iterasyon sonucu en iyiye yakınsama olasılığını da beraberinde getirmektedir. Seçim işlemi çoğu zaman en iyinin hayatta kalma prensibini modellemektedir ve yaş ve amaç fonksiyonu değeri olmak iki temel unsur üzerinden yapılabilir.

Her iterasyonda yeni oluşturulan popülasyonun bir önceki ebeveyn popülasyonunun yerini almasına yaş tabanlı seçim denilmektedir. Yaş tabanlı seçimler genellikle genetik algoritmaların basit versiyonlarında kullanılmaktadır. Bir seçim kriteri için yeterli zaman ve iterasyonda genel optimuma ulaşabiliyorsa “elitisttir” denilmektedir. Yaş tabanlı seçimlerde önceki popülasyonun global optimuma yakınlığına bakılmaksızın yeni oluşturulan vektör kümesiyle değiştirilmesinden dolayı bu tip seçim için elitisttir denilemez. Başka bir ifade ile yeni oluşturulan vektör kümesinin içerisinde, her iterasyon sonrası, global optimuma bir önceki popülasyondan daha yakın sonuç barındırır denilemez. Çünkü ebeveyn vektör kümesinin yeni oluşturulacak vektörlerden daha iyi çözümler barındırma olasılığı mevcuttur ve yaş tabanlı seçim ile bu vektörler yeni popülasyonda yer almamaktadır.

Amaç fonksiyonu tabanlı seçim metodunda ise sadece amaç fonksiyonu değeri esas alınmaktadır ve turnuva metodu da denilmektedir. Bu metotta oluşturulan tüm deneme vektörleri (ya da çocuk vektör kümesi) ebeveyn popülasyonun tümü ile karşılaştırılmaktadır. Bu karşılaştırma neticesinde oluşturulan ortak vektör kümesinden sadece en iyiler hayatta kalabilmekte ve bir sonraki popülasyona aktarılmaktadır. Başka bir ifade ile μ ebeveyn vektör kümesini, λ ise oluşturulan deneme vektörü kümesini göstermek üzere bu iki kümenin birleştirilmesi ile oluşan $\mu + \lambda$ büyüklüğündeki kümeden, en iyi μ elemanın seçilmesi ile gerçekleştirilmektedir. Bu seçim metodu için yerel en

iyiyi bünyesinde sürekli olarak barındırması bakımından elitisttir denilebilir. Bu metodu kullanan DE algoritmaları mevcuttur.

Bir başka seçim metodu ise yaş-amaç fonksiyonu tabanlı seçim metodudur. Bu seçim tipine birebir seçim de denilmektedir. Klasik DE algoritmaları çoğunlukla bu metodu kullanmaktadır. Bu seçim popülasyon içerisindeki bir bireyin yeni oluşturulan bir deneme vektörü ile karşılaştırılması ile gerçekleştirilmektedir. Bu karşılaştırma neticesinde bu iki vektör arasından daha iyi olanı yeni nesle aktarılmaktadır. Başka bir ifade ile popülasyonda seçilecek bir $x_{i,g}$ vektörü ile yeni oluşturulan $u_{i,g}$ vektörü karşılaştırılmakta ve $u_{i,g}$ vektörü kazanmış ise yeni popülasyonda $x_{i,g}$ vektörünün yerini almaktadır, aksi takdirde $x_{i,g}$ vektörü sonraki nesil için yerini muhafaza etmektedir. Bu işlemi bir minimizasyon problemi için:

$$x_{i,g+1} = \begin{cases} u_{i,g}, & f(u_{i,g}) \leq f(x_{i,g}) \\ x_{i,g}, & f(u_{i,g}) > f(x_{i,g}) \end{cases} \quad (4.14)$$

şeklinde göstermek de mümkündür. Bu seçim tipi için de elitisttir denilebilir çünkü her ne kadar popülasyon içerisindeki bireylerden kazanmış bir vektörün, yine popülasyon içerisinde kaybetmiş başka bir vektörden kötü olma olasılığı mevcut ise de yerel en iyiyi bünyesinde barındırma garantisi sunmaktadır.

Algoritma önceden belirlenmiş durma koşulu sağlanıncaya kadar iteratif olarak devam etmektedir. Klasik DE algoritmasının C-tipi sözde kodu Şekil 4.6 da verilmiştir.

```

//Başlangıç popülasyonu ve ilk koşullar
do //bir deneme popülasyonu oluştur
{
    for (i=0;i<Np;i++)
    {
        do r0=floor(rand(0,1)*Np);while(r0==i);
        do r1=floor(rand(0,1)*Np);while(r0==i || r1==r0);
        do r2=floor(rand(0,1)*Np);while(r0==i || r1==r0 || r2==r1);
        jrand=floor(rand(0,1)*D);

        for (j=0;j<D;j++) //bir deneme vektörü oluştur
        {
            if (rand(0,1)<=Cr || j==jrand)
            {
                 $u_{j,i} = x_{j,r0} + F * (x_{j,r1} - x_{j,r2});$  //sınırlar dahilinde mi kontrol et
            }
            else
            {
                 $u_{j,i} = x_{j,i};$ 
            }
        }
    }
    // yeni nesli seç
    for (i=0;i<Np;i++)
    {
        if (f(ui)<=f(xi)) xi= ui;
    }
} while (sonlandırma koşulu sağlanmamışsa)

```

Şekil 4.7. DE algoritması için C-tipi sözde kodu [41].

4.2. Modifiye Edilmiş Diferansiyel Evrim Yaklaşımları

Uygulama alanına bağlı olmak üzere, DE küçük ve orta seviyeli bilinmeyen sayılarında genetik algoritmalar veya parçacık kümelenmesi varyantları gibi evrimsel tekniklerden daha iyi performans göstermesine rağmen, düşük yakınsama özellikleri ve global optimumun bulunması hususlarında sıkıntılar gösterebilmektedir [49]. Bu sıkıntıların giderilmesi bakımından çeşitli DE

türleri veya başka bir deyişle klasik metodun iyileştirilmiş versiyonları bulunmaktadır. Bu modifiye edilmiş DE türevleri algoritmanın işleyişi açısından büyük farklılıklar arzetmemekle beraber ufak farklılıklar taşımaktadır. Bu yaklaşımlara örnek olarak; dinamik diferansiyel evrim, modifiye edilmiş diferansiyel evrim, rastgelenin en iyisi fark mutasyonlu diferansiyel evrim ve strateji adaptasyonu gösterilebilir.

4.2.1. Dinamik diferansiyel evrim

Yakınsama özelliklerinin artırılması bakımından popülasyon içerisindeki yerel en iyinin mutasyon sürecinde kullanılması klasik DE’de kullanılan bir metoddur. Fakat yerel en iyinin iterasyon başlangıcında belirlenmesi ve iterasyon sonuna kadar bu çözümün kullanılması prensibine göre çalışmaktadır. Yerel en iyinin iterasyon boyunca sabit tutulması, oluşturulabilecek yerel en iyiden daha iyi bir çözüm ile yerel en iyinin arama uzayında yerinin değişmesine rağmen, bu çözümün kullanılmaması durumunu beraberinde getirmektedir. Bu bakımdan Dinamik Diferansiyel Evrimde klasik DE’den farklı olarak yerel en iyinin belirlenmesi dinamik olarak yapılmaktadır. Bu şekilde anlık olarak popülasyon içerisindeki yerel en iyi tespit edilmekte ve algoritmanın yakınsama hızı artırılmaktadır. Yerel en iyinin ve dolayısıyla popülasyonun anlık olarak güncellenmesi iterasyon konseptini de ortadan kaldırmaktadır. Çünkü bulunan her daha iyi çözümde popülasyon güncellenmektedir. Fakat dinamik DE’de de iterasyon indeksi bir sonlandırma kriteri olarak kullanılabilir. DE den farklı olarak dinamik DE şu şekilde adımlandırılabilir:

1. **basamak** – mutasyon işlemi Eş. 4.8’deki gibi gerçekleştirilir.
2. **basamak** – çaprazlama işlemi binom çaprazlama olarak yapılır.
3. **basamak** – oluşturulan deneme vektörü ile seçim yapılır ve popülasyon güncellenir (kazanan vektör kaybeden vektörün yerini alır).

- 4. basamak** – eğer yerel en iyiden daha iyi bir sonuç bulunduysa yerel en iyi güncellenir (bulunmadı ise halihazırda var olan yerel en iyi kullanılmaya devam edilir).

Dinamik DE klasik metoda göre daha iyi yakınsama değerleri vermesine karşın “DE/best/1/bin” mutasyon şeması kullanmasından ötürü yüksek popülasyon büyüklüklerinde sonuç vermeyecektir [49].

4.2.2. Modifiye edilmiş diferansiyel evrim

Modifiye edilmiş diferansiyel evrim daha iyi yakınsama oranları vermesi açısından klasik metoddan iki modifikasyonla ayrılmaktadır. Bunlardan birincisi daha iyi yakınsama oranı sağlaması açısından yerel en iyinin optimal sonucun komşuluğuna bağlılığının artırılması için oluşturulan bir $x_{opt,g}$ iyileştirme şemasının kullanılması, ve dinamik DE’de de olduğu gibi oluşturulan kazanmış yeni deneme vektörlerinin dinamik olarak popülasyona aktarılmasıdır [50]. İkinci modifikasyon ise yerel en iyide takılmayı engellemek için dağılımı yenileme operatörüdür. Bu operatör önceden tanımlı iterasyon sayısına ulaşıldığında (K_{fresh}) popülasyonun içerisindeki bireyleri uygunluk derecesine göre sıralamakta ve popülasyonun en iyi değerlere sahip yarı bölümü için klasik DE operatörleri ile işlem yapmakta, diğer yarısını ise yeniden oluşturmaktadır. Bu işlem her K_{fresh} iterasyonda bir tekrarlanmaktadır [49]. Bu şekilde birinci modifikasyonda oluşturulan optimum komşuluğunda oluşturulmuş bireyler ile yerel optimumlarda takılma sorunu çözülmeye çalışılmaktadır. Yeniden oluşturulan bireyler popülasyonda çeşitlilik ve rassallık sağlamak ve eğer algoritma yerel optimum komşuluğunda sıkışmış ise bu yeni oluşturulmuş bireyler vasıtası ile yerel en iyiden kurtulma sağlanmaktadır.

4.2.3. Rastgelenin en iyisi fark mutasyonlu diferansiyel evrim

Bu modifiye edilmiş yaklaşım sadece mutasyon operatöründeki farklılık ile gerçekleştirilmektedir. Mutasyon operatöründeki farklılık arama uzayında hem arama kabiliyeti hem de yakınsama iyileştirmesini beraberinde getirmektedir. Yaklaşım “DE/rand/1/*” algoritmasına benzemektedir. Bu yaklaşımdan farklı olarak popülasyon içerisinde rastgele seçilen üç birey arasından en uygun olanı baz vektör olarak kullanılmaktadır. Bu işlem $\Psi(\cdot)$ uygunluk fonksiyonunu göstermek ve $\Psi(x_{r0}) \leq \min\{\Psi(x_{r1}), \Psi(x_{r2})\}$ olmak üzere şu şekilde tanımlanabilir:

$$v_{i,g} = x_{r0,g} + F(x_{r1,g} - x_{r2,g}) \quad (4.15)$$

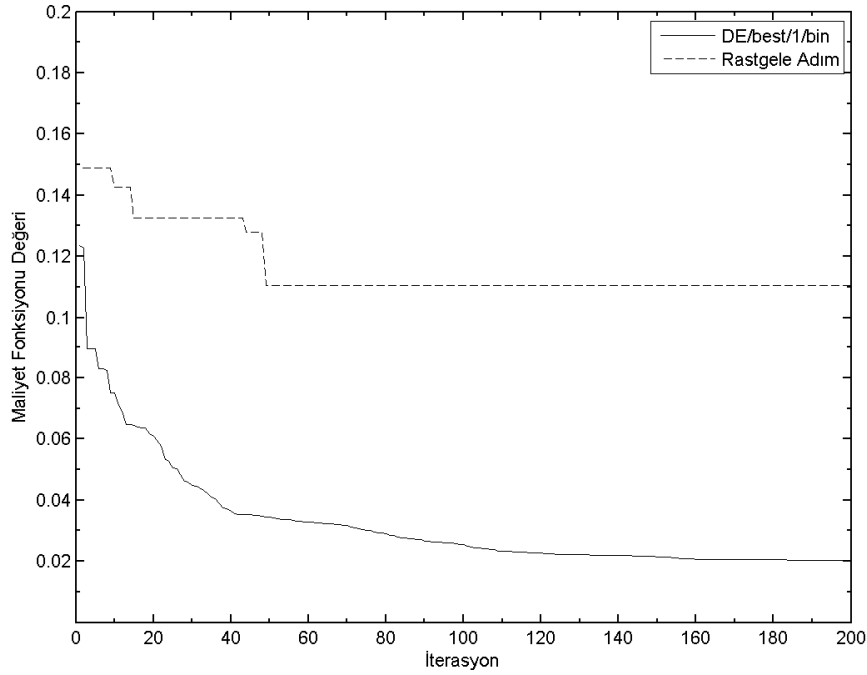
4.2.4. Strateji adaptasyonu

Bir diğer yöntem ise algoritmayı önceki nesiller üzerinden karar vermesi prensibine göre çalıştırmaktır. Bu işlem “DE/best/1/bin” ile “DE/rand/1/bin” şemalarının ortak kullanılması ile olmaktadır. “DE/best/1/bin” ile arama uzayı minimumuna doğru hızlı bir arama ile ulaşıp, “DE/rand/1/bin” ile de yerel minimumlardan kaçınma sağlanabilmektedir.

4.3. Yakınsama Hızı

Evrimsel eniyileme araçlarının başlangıç popülasyonları çoğunlukla rassaldır ve süreç rassal temelli çalışmaktadır. Bu bakımdan rastgele adımdan (random walk) farklılıkları ortaya konulmalıdır. Hernekadar evrimsel tekniklerin süreçleri rassal temelli olsa da, kullandığı operatörler bakımından rastgele adımdan farklılıklar arz etmektedir ve evrimsel tekniklerin büyük bir çoğunluğu da kendi aralarında kullandıkları operatörlerin yapıları ile ayrılmaktadırlar. Kullanılan operatörler Şekil 4.1 ve Şekil 4.2’de de iki boyutta gösterildiği üzere arama uzayındaki rasgele bir noktanın diğer bir noktaya

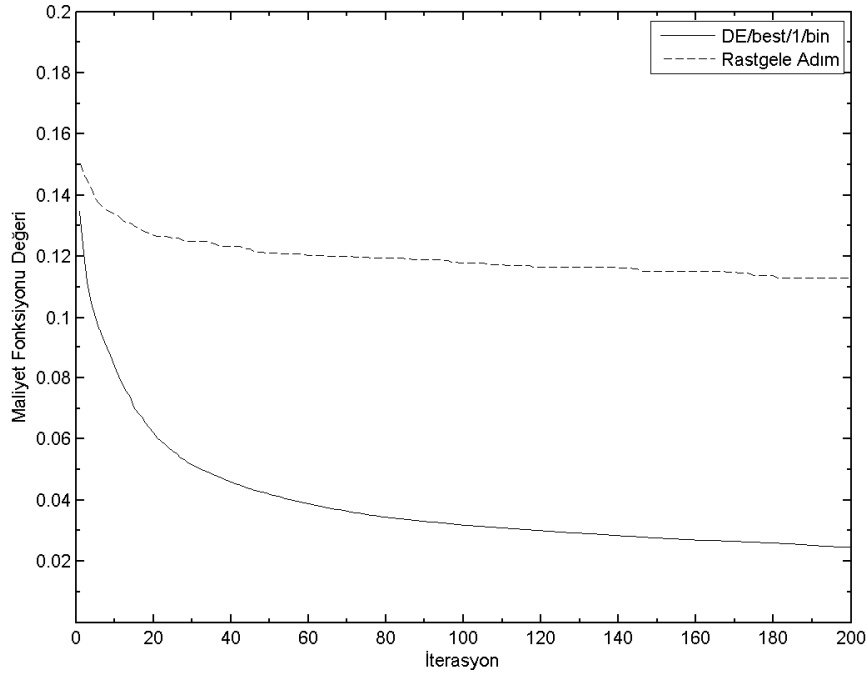
nasıl götürüleceğini tanımlamaktadır. Bu bakımdan tüm kısıtlar ve şartlar aynı iken, evrimsel eniyileme tekniklerinin yakınsama hızlarını doğrudan kullandıkları operatörler belirlemektedir. Örnek olarak rastgele adım ile “DE/best/1/bin” algoritmaları için her iterasyonda elde edilen değerler değerlerin başlangıçları rassal oldukları için rassal olacaktır. Fakat basit bir örnek problem için yakınsama hızları Şekil 4.8’ de verilmiştir. Örnek problem olarak 20 elemanlı elemanları arası uzaklık 0,5 dalgaboyu olan bir dizi için maksimum 10^0 hüzme genişliği olmak kaydıyla genlik eniyilemesi ile yankulakçık bastırımı yapılamak istenirse, üretilen sonuçlar her iki arama şekli için de rassal olmasına rağmen rastgele adımda 200 iterasyon sonucu -19,13dB seviyesine ulaşılabilirken DE için -33,85 seviyesine ulaşılabilir. Bu durum Şekil 4.8’den de gözlemlenebilir.



Şekil 4.8. Örnek problem için DE ve rastgele adımın yakınsama hızları

Bu durum bir tek çözümü içermektedir ve sonuçlar rassal olduğu için yanıltıcı olabilir bu bakımdan ortalama değerler daha anlamlı veriler sunacaktır. Örnek 40 bağımsız deney ile tekrar edildiği takdirde her iterasyonda elde edilecek ortalama çözümler Şekil 4.9’ da verilmiştir. Rastgele adım 40 deney

ortalamasında -18,94dB sonuç üretirken, DE ortalama -32,18dB seviyesinde sonuç üretmektedir. Şekil 4.9 eniyileme süreci her iki yöntemde de rassal olmasına rağmen kullanılan operatörlerin etkisini göstermektedir.



Şekil 4.9. Örnek için 40 bağımsız deney üzerinden ortalama yakınsama hızları

Literatürde birçok eniyileme algoritması mevcuttur ve anten eniyilemesi problemlerinde kullanılmaktadır bunlara genetik algoritma (GA) [43], karınca kolonisi optimizasyonu algoritması (ACO) [44], gerçel kodlanmış genetik algoritma (RGA) [45], ve örüntü arama algoritması (PS) [46] örnek olarak verilebilir. Bu algoritmalar birbirlerinden ufak yakınsama hızları bakımından farklılık göstermektedir. Hepsinde temel amaç tanımlı operatörler kullanarak arama uzayında rassal bir noktayı başka bir noktaya taşımaktır ve bu sayede ulaşılmak istenilen nokta komşuluğunda bir noktaya ulaşmaktır. S. Yang ve arkadaşları gerçel uzayda anten eniyileme problemleri için DE' nin yakınsama hızı bakımından çok kullanılan RGA Algoritmasına göre daha iyi sonuçlar verdiğini söylemektedir [53].

5. MAKSİMUM YANBANT SEVİYESİNİN ÜST SINIRI

Zaman modülasyonlu dizilerde maksimum yanbant seviyesini gösteren bir ifade bulunmamaktadır, dolayısıyla maksimum yanbant seviyesi hesabı YKS hesabında olduğu gibi uzayın örneklenip, daha sonra bu örnekler içerisinde maksimum olanını belirleme şeklinde yapılmaktadır. Bu işlem uzun zaman alan ve sistem kaynaklarını zorlayan bir prosedürdür. Özellikle sonsuz sayıda yanbant olmasından dolayı bu yanbantların tam olarak kontrolü için yüksek miktarda yanbantın hesaba katılması gerekmektedir. Bu durum da yapılan işlemi uzatmaktadır.

Yan kulakçık için tanımlı bölge, örüntünün görünen bölgesinde ana hüzmeye dışında kalan alanlardır. Fakat yanbantlar için tanımlı bölge tüm görünen bölgedir. Bu fark YBS hesabını YKS hesabından farklı kılmaya yeter bir özelliktir. Yanbantların ana ışımaya göre oluşabilecek maksimum değeri hesaplanabilir ve bu değer kalan tüm yanbantların bu seviyenin altında olacağını garanti edebilir. Bu şekilde hesaplanacak bu maksimum sınır kapalı form bir eşitsizlik şeklinde olacağından işlem kolaylığı ve hesaplama hızı bakımından fayda sağlayacaktır.

Doğrusal bir dizi için dizi faktörü ifadesi şu şekilde yazılabilir:

$$F(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j\beta_n} e^{jkd_n \cos \theta}. \quad (5.1)$$

Bu ifadede $\forall I_n \in [0,1], \forall \beta_n \in [0,2\pi]$ ve $\forall d_n \in R$ olarak alınabilir. Bu dizinin her bir elemanının bir anahtarlama aygıtı ile:

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & \tilde{t}_n^1 \leq t \leq \tilde{t}_n^2 \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (5.2)$$

fonksiyonu kullanılarak periyodik olarak anahtarlandığı varsayılırsa, dizi faktörü zaman bölgesinde:

$$F(\theta, t) = e^{j\omega_0 t} \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta_n} U_n(t) e^{jkd_n \cos \theta} \quad (5.3)$$

şeklinde yazılabilir. $U_n(t)$ kompleks Fourier serisine:

$$U_n(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m^n e^{j\omega_p m t}, \omega_p T_p = 2\pi \quad (5.4)$$

şeklinde açılabilir. $m = 0$ için bu katsayılar:

$$C_n^0 = \frac{1}{T_p} \int_{t_0}^{t_0+T_p} U_n(t) e^{-j\omega_p m t} dt \Big|_{m=0} = \frac{1}{T_p} \int_{\tilde{t}_n^1}^{\tilde{t}_n^2} dt = \frac{\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_n^1}{T_p} = \tau_n \quad (5.5)$$

olacaktır. $|m| > 0$ için ise:

$$C_n^m = \frac{1}{T_p} \int_{t_0}^{t_0+T_p} U_n(t) e^{-j\omega_p m t} dt = \frac{1}{T_p} \int_{\tilde{t}_n^1}^{\tilde{t}_n^2} e^{-j\omega_p m t} dt \quad (5.6)$$

$$= \frac{-1}{jm\omega_p T_p} \left[e^{-jm\omega_p \tilde{t}_n^2} - e^{-jm\omega_p \tilde{t}_n^1} \right] \quad (5.6.a)$$

$$= \frac{-1}{jm\omega_p T_p} e^{-jm\omega_p \tilde{t}_n^1} \left[e^{-jm\omega_p (\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_n^1)} - 1 \right] \quad (5.6.b)$$

$$C_n^m = \frac{1}{jm2\pi} e^{-jm2\pi \tilde{t}_n^1 / T_p} \left[1 - e^{-jm2\pi \tau_n} \right] \quad (5.6.c)$$

olarak yazılabilir. Zaman bölgesinde dizi faktörü:

$$F(\theta, t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta_n} C_n^0 e^{jknd \cos \theta} e^{jw_0 t}, & m = 0 \\ \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta_n} C_n^m e^{jknd \cos \theta} e^{j(w_0 + mw_p)t}, & |m| > 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

olacaktır. Uzak alan bölgesinde dalga cephesinin düzlemsel olduğu kabul edilirse, basit bir ortam için ışınan güç yoğunluğu anlık Poynting vektörü ile ifade edilir. Anlık Poynting vektörü, t alt indisi zamana bağıllığı göstermek üzere:

$$\vec{W}_t = \vec{E}_t \times \vec{H}_t \quad (5.8)$$

şeklinde verilir. Zaman modülasyonlu dizilerde bu ifadedeki $\vec{E}_t$ ve $\vec{H}_t$:

$$\vec{E}_t = \text{Re} \left\{ \vec{E} e^{j(w_0 + mw_p)t} \right\} \quad (5.8.a)$$

$$\vec{H}_t = \text{Re} \left\{ \vec{H} e^{j(w_0 + mw_p)t} \right\} \quad (5.8.b)$$

olarak yazılabilir. Zaman bölgesindeki alanların gerçel kısmı:

$$\text{Re} \left\{ \vec{E} e^{j(w_0 + mw_p)t} \right\} = \frac{1}{2} \left[\vec{E} e^{j(w_0 + mw_p)t} + \vec{E}^* e^{-j(w_0 + mw_p)t} \right] \quad (5.9)$$

ve

$$\text{Re} \left\{ \vec{H} e^{j(w_0 + mw_p)t} \right\} = \frac{1}{2} \left[\vec{H} e^{j(w_0 + mw_p)t} + \vec{H}^* e^{-j(w_0 + mw_p)t} \right] \quad (5.10)$$

olarak yazılabilir. Eş. 5.9 ve Eş. 5.10 zaman bağımlı Poynting vektöründe yerlerine yazılırsa Eş. 5.8 ifadesi:

$$\vec{W}_t = \frac{1}{4} \left[\vec{E} \times \vec{H} e^{j2(w_0 + mw_p)t} + \vec{E} \times \vec{H}^* + \vec{E}^* \times \vec{H} + \vec{E}^* \times \vec{H} e^{-j2(w_0 + mw_p)t} \right] \quad (5.11)$$

$$\vec{W}_t = \frac{1}{2} \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} + \frac{1}{2} \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H} e^{j2(w_0 + mw_p)t} \} \quad (5.12)$$

şekline dönüşür. Zaman ortalama güç yoğunluğu için bir periyot boyunca integrali alınıp periyoda bölünürse:

$$w_{\langle av \rangle} = \frac{1}{2} \left[\underbrace{\frac{1}{T_p} \int_{T_p} \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} dt}_{F_1} \right] + \frac{1}{2} \left[\underbrace{\frac{1}{T_p} \int_{T_p} \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H} e^{j2(w_0 + mw_p)t} \} dt}_{F_2} \right] \quad (5.13)$$

ifadesi elde edilecektir. Eş. 5.13 şu şekilde iki parçaya ayrılabilir:

$$w_{\langle av \rangle} = \frac{1}{2} F_1 + \frac{1}{2} F_2. \quad (5.14)$$

F_1 için integral alınırsa:

$$F_1 = \frac{1}{T_p} \int_{T_p} \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} dt = \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} \quad (5.15)$$

olacaktır. F_2 için $\vec{E} \times \vec{H}$ ifadesine f denirse, $\vec{E} \times \vec{H} = f \in C$ olacaktır yani karmaşık uzayda bir fonksiyonu gösterecektir. F_2 için integral alınırsa:

$$F_2 = \frac{1}{T_p} \int_{T_p} \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H} e^{j2(w_0 + mw_p)t} \} dt \quad (5.16)$$

$$F_2 = \frac{1}{T_p} \int_{T_p} [\text{Re} \{ f \} \cos(2(w_0 + mw_p)t) - \text{Im} \{ f \} \sin(2(w_0 + mw_p)t)] dt \quad (5.17)$$

$$F_2 = \underbrace{\frac{1}{T_p} \operatorname{Re}\{f\} \int_{T_p} \cos(2(w_0 + mw_p)t) dt}_{\Delta_1} - \underbrace{\frac{1}{T_p} \operatorname{Im}\{f\} \int_{T_p} \sin(2(w_0 + mw_p)t) dt}_{\Delta_2} \quad (5.18)$$

olarak yazılabilir. Δ_1 ve Δ_2 sırasıyla çözülecek olursa:

$$\Delta_1 = \frac{\operatorname{Re}\{f\}}{T_p} \left[\frac{\sin(2(w_0 + mw_p)t)}{2(w_0 + mw_p)} \right]_0^{T_p} \quad (5.19)$$

$$\Delta_1 = \operatorname{Re}\{f\} \frac{\sin(2(w_0 + mw_p)T_p)}{2T_p(w_0 + mw_p)} = \operatorname{Re}\{f\} \frac{\sin(2(w_0 + mw_p)T_p)}{2T_p w_p \left(\frac{w_0}{w_p} + m \right)} \quad (5.20)$$

elde edilir. Eş. 5.20' de bölme işleminin üst sınırı $1/4\pi(k+m)$ ' dir. $k = w_0/w_p \gg 1$ olarak alınırsa bu bölme işlemi sıfıra yaklaşacaktır ve ihmal edilebilir. Dolayısıyla:

$$\Delta_1 \approx 0 \quad (5.21)$$

yazılabilir. Δ_2 için:

$$\Delta_2 = \frac{\operatorname{Im}\{f\}}{T_p} \left[\frac{\cos(2(w_0 + mw_p)t)}{2(w_0 + mw_p)} \right]_0^{T_p} \quad (5.22)$$

$$\Delta_2 = \frac{\operatorname{Im}\{f\}}{T_p} \left[\frac{\cos(2(w_0 + mw_p)T_p) - 1}{2(w_0 + mw_p)} \right] \quad (5.23)$$

elde edilir. Eş. 5.23'ün parantez içerisindeki ifadesinin pay kısmı $[-2,0]$ kapalı aralığında değişecektir. Payda kısmı ise $4\pi(k+m)$ ' dir ve $k = w_0/w_p \gg 1$

olduğundan dolayı parantez içerisindeki ifade sifıra yaklaşacaktır. Dolayısıyla:

$$\Delta_2 \approx 0 \quad (5.24)$$

yazılabilir. Eş. 5.21 ve Eş. 5.24, Eş. 5.18'de yerine yazılırsa:

$$F_2 = \Delta_1 - \Delta_2 \approx 0 \quad (5.25)$$

yazılabilir. Eş. 5.15 ve Eş. 5.25, Eş. 5.14' de yerine yazılırsa:

$$w_{\langle av \rangle} \approx \frac{1}{2} \text{Re} \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} \quad (5.26)$$

elde edilir. Eş. 5.26 zaman modülasyonlu dizilerde taşıyıcı frekansın anahtarlama frekansından çok büyük olduğu durumlar için zaman ortalama güç yoğunluğunun modüle edilmemiş dizilerdeki gibi olduğunu göstermektedir. Dalga cephesinin dülemsel olduğu kabul edilirse, basit bir ortam için Eş. 5.26:

$$w_{\langle av \rangle} \approx \frac{|\vec{E}|^2}{2\eta} \quad (5.27)$$

olarak yazılabilir. İzotropik kaynaklar kullanılan bir dizi için toplam elektrik alan şiddeti dizi faktörü olacaktır. Bu sebeple $m = m_0$ harmoniğinin ana ışımaya göre normalize edilmiş ışıması:

$$\left(\overline{SR} \right)_{m=m_0} = \frac{w_{\langle av \rangle} \big|_{m=m_0}}{\max \left\{ w_{\langle av \rangle} \big|_{m=0} \right\}} \quad (5.28)$$

$$\left(\overline{SR}\right)_{m=m_0} = \frac{\left|\frac{F(\theta)^2}{2\eta}\right|_{m=m_0}}{\max\left\{\left|\frac{F(\theta)^2}{2\eta}\right|_{m=0}\right\}} \quad (5.29)$$

$$\left(\overline{SR}\right)_{m=m_0} = \frac{\left|F(\theta)^2\right|_{m=m_0}}{\max\left\{\left|F(\theta)^2\right|_{m=0}\right\}} \quad (5.30)$$

olarak ifade edilebilir. Bir $f(x)$ fonksiyonu için $f(x): R \rightarrow R^+$ ise $\max\{f^2(x)\} = [\max\{f(x)\}]^2$ olarak yazılabilir. Bu sebeple Eş. 5.30 ifadesi:

$$\left(\overline{SR}\right)_{m=m_0} = \left[\frac{\left|F(\theta)\right|_{m=m_0}}{\max\left\{\left|F(\theta)\right|_{m=0}\right\}}\right]^2 \quad (5.31)$$

olarak yazılabilir. Eş. 5.31'in pay kısmı şu şekilde açılabilir:

$$\left|F(\theta)\right|_{m=m_0} = \left|\sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta_n} C_n^{m_0} e^{jknd \cos \theta}\right| \quad (5.32)$$

Eş. 5.32 ifadesinin toplam terimleri karmaşık uzayda olduklarından dolayı bu terimlerin her biri $Z_n, \forall Z_n \in C$ terimi ile gösterilebilir. O halde

$$\left|F(\theta)\right|_{m=m_0} = \left|\sum_{n=0}^{N-1} Z_n\right| \quad (5.33)$$

olarak ifade edilebilir. Karmaşık uzayda iyi bilinen bir eşitsizlik olan:

$$\left| \sum_{\langle n \rangle} Z_n \right| \leq \sum_{\langle n \rangle} |Z_n|, \forall Z_n \in C \quad (5.34)$$

eşitsizliği kullanılırsa Eş. 5.35 doğru olacaktır.

$$\left| \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta_n} C_n^{m_0} e^{jknd \cos \theta} \right| \leq \sum_{n=0}^{N-1} \left| I_n e^{j\beta_n} C_n^{m_0} e^{jknd \cos \theta} \right| \quad (5.35)$$

Ayrıca yine karmaşık uzayda

$$\left| \prod_{\langle n \rangle} Z_n \right| = \prod_{\langle n \rangle} |Z_n|, \forall Z_n \in C \quad (5.36)$$

eşitliği sağlanacağından dolayı

$$\|F(\theta)\|_{m=m_0} \leq \sum_{n=0}^{N-1} \|I_n\| e^{j\beta_n} \|C_n^{m_0}\| e^{jknd \cos \theta} \quad (5.37)$$

eşitsizliği yazılabilir. Eş. 5.37' de $\forall I_n \in R^+$ olduğundan dolayı $|I_n| = I_n$ olacaktır ve $f(x): C \rightarrow R$ olmak üzere $e^{jf(x)}$ birim çember üzerinde bir noktayı göstermektedir. Dolayısıyla Eş. 5.37:

$$\|F(\theta)\|_{m=m_0} \leq \sum_{n=0}^{N-1} I_n |C_n^{m_0}| \quad (5.38)$$

formuna indirgenir. Bu ifadedeki $C_n^{m_0}$ m_0 harmoniği için karmaşık Fourier katsayılarıdır ve açık formu Eş. 5.6.c' de verilmiştir. O halde katsayıların mutlak değeri hesaplanacak olursa:

$$|C_n^{m_0}| = \left| \frac{1}{jm_0 2\pi} e^{-jm_0 2\pi \tilde{\tau}_n^1 / T_p} [1 - e^{-jm_0 2\pi \tau_n}] \right| \quad (5.39)$$

$$|C_n^{m_0}| = \left| \frac{1}{jm_0 2\pi} e^{-jm_0 2\pi \tilde{t}_n^1 / T_p} e^{-jm_0 \pi \tau_n} \left[e^{jm_0 \pi \tau_n} - e^{-jm_0 \pi \tau_n} \right] \right| \quad (5.40)$$

$$|C_n^{m_0}| = \left| \frac{1}{jm_0 2\pi} e^{-jm_0 2\pi \tilde{t}_n^1 / T_p} e^{-jm_0 \pi \tau_n} 2j \sin(m_0 \pi \tau_n) \right| \quad (5.41)$$

$$|C_n^{m_0}| = \left| \frac{1}{m_0 \pi} \right| \left| e^{-jm_0 2\pi \tilde{t}_n^1 / T_p} \right| \left| e^{-jm_0 \pi \tau_n} \right| \left| \sin(m_0 \pi \tau_n) \right| \quad (5.42)$$

$$|C_n^{m_0}| = \frac{1}{|m_0| \pi} |\sin(m_0 \pi \tau_n)| \quad (5.43)$$

olacaktır. Bu ifade Eş. 5.38' de yerine konulacak olursa:

$$|F(\theta)|_{m=m_0} \leq \sum_{n=0}^{N-1} \frac{I_n}{|m_0| \pi} |\sin(m_0 \pi \tau_n)| \quad (5.44)$$

elde edilir. Ana ışımaya göre görelî ışımayı bulmak için ana ışımının maksimumunun bulunması da gerekmektedir, başka bir ifadeyle Eş. 5.31' in payda kısmı da hesaplanmalıdır.

$$|F(\theta)|_{m=0} = \left| \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta_n} C_n^0 e^{jknd \cos \theta} \right| \quad (5.45)$$

Eş. 5.34 kullanılacak olursa:

$$\left| \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta_n} C_n^0 e^{jknd \cos \theta} \right| \leq \sum_{n=0}^{N-1} \left| I_n e^{j\beta_n} C_n^0 e^{jknd \cos \theta} \right| \quad (5.46)$$

olacaktır. Eş. 5.36 kullanılırsa ve Eş. 5.5' de verilen C_n^0 yerine yazılırsa:

$$\sum_{n=0}^{N-1} |I_n e^{j\beta_n} C_n^0 e^{jknd \cos \theta}| = \sum_{n=0}^{N-1} |I_n| |e^{j\beta_n}| |C_n^0| |e^{jknd \cos \theta}| = \sum_{n=0}^{N-1} |I_n| |C_n^0| = \sum_{n=0}^{N-1} |I_n \tau_n| \quad (5.47)$$

olacaktır. $\xi_n = I_n \tau_n$ olarak ifade edilebilir ve dinamik genlik olarak adlandırılmaktadır [23]. Eş. 5.47 ifadesinden yola çıkarak Eş. 5.45 için:

$$|F(\theta)|_{m=0} \leq \sum_{n=0}^{N-1} |\xi_n| \quad (5.48)$$

ifadesi yazılabilir. Dinamik genlikleri oluşturan I_n ve τ_n ' in tanım kümesi $I_n \in R^+$ ve $\tau_n \in R^+$ olduğu için $\sum_{\langle n \rangle} |\xi_n| = \sum_{\langle n \rangle} \xi_n$ yazılabilir. Bu sebeple Eş.

5.31'in payda kısmı:

$$\max \{ |F(\theta)|_{m=0} \} = \sum_{\langle n \rangle} \xi_n \quad (5.49)$$

olacaktır. Eş. 5.31' den dolayı Eş. 5.44 ile Eş. 5.49' un birleştirilmesi:

$$\frac{|F(\theta)|_{m=m_0}}{\max \{ |F(\theta)|_{m=0} \}} \leq \frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(m_0 \pi \tau_n)|}{|m_0| \pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n} \quad (5.50)$$

sonucunu doğurur. İfadenin her iki tarafı da pozitif olduğu için eşitsizlik, eşitsizliğin her iki tarafının da karesinin alınması ile de bozulmaz. Dolayısıyla

$$\left(\frac{|F(\theta)|_{m=m_0}}{\max \{ |F(\theta)|_{m=0} \}} \right)^2 = (\overline{SR}) \leq \left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(m_0 \pi \tau_n)|}{|m_0| \pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n} \right)^2 \quad (5.51)$$

eşitsizliği yazılabilir. Bu ifadede $\forall m_0 \in \mathbb{Z}$ ve $m_0 \neq 0$ 'dır. Ayrıca $|\sin(x)| = |\sin(-x)|$ ve $|m_0| = |-m_0|$ olduğundan $\forall m_0 \in \mathbb{Z}^+$ olmak kaydıyla Eş. 5.52:

$$(\overline{SR}) \leq \left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(m_0 \pi \tau_n)|}{m_0 \pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n} \right)^2 \quad (5.52)$$

olarak yazılabilir. Eş. 5.52 m_0 'a göre bir üst sınır kümesi belirtir. Bu üst sınır kümesinin en büyük elemanı ise sonsuz sayıda olan tüm yanbantlar için genel bir üst sınır teşkil eder. Bu sebeple bu üst sınır kümesinin hangi elemanının en büyük olduğu araştırılmalıdır ve bu küme içerisinde en büyük eleman $m=1$ 'de oluşmaktadır. $m=1$ 'in diğer küme elemanlarına göre her zaman daha büyük olduğu gösterilmelidir.

$|\sin(mx)|, \forall m \in \mathbb{Z}$, $T_m = \pi/|m|$ periyoduna sahiptir ve $[0, \pi]$ kapalı aralığında $|m|$ maksimumu ve $|m|+1$ minimumu mevcuttur. Ayrıca $\forall m \in \mathbb{Z}$ olmasından dolayı $|\sin(x)|$ 'in bir periyodunda $|m|$ tane $|\sin(mx)|$ periyodu vardır ve $|\sin(x)|$ 'in tüm kökleri aynı zamanda $|\sin(mx)|$ 'in kökleridir. $|\sin(mx)|$ 'in başka bir özelliği de $0 < |m|x < \pi$ aralığında $\pi/2$ etrafında simetrik olmasıdır. Bu özellikler kullanılarak şu iki fonksiyon tanımlanabilir:

$$f_1(x) = |\sin(x)|, x \in [0, \pi] \quad (5.53)$$

ve

$$f_m(x) = \frac{|\sin(mx)|}{|m|}, \forall m \in \mathbb{Z}, (|m|x) \in [0, \pi] \quad (5.54)$$

Başka bir ifadeyle

$$f_m(x) = \frac{|\sin(mx)|}{m}, \forall m \in \mathbb{Z}^+, (mx) \in [0, \pi] \quad (5.55)$$

yazılabilir. $f_1(x)$ in bir periyodunda değeri $\max\{f_m(x)\} = 1/m$ olan m maksimumu vardır. $0 \leq mx \leq \pi/2$ bölgesi iki bölgeye ayrılabilir:

$$\text{Bölge (I)} \rightarrow 0 \leq mx \leq \frac{\pi}{2m} \quad (5.56)$$

$$\text{Bölge (II)} \rightarrow \frac{\pi}{2m} < mx \leq \frac{\pi}{2} \quad (5.57)$$

Bölgeleri ayıran $\pi/2m$ noktası $[0, \pi]$ kapalı aralığında $f_m(x)$ ' in ilk maksimumudur ve değeri $|f_m(\pi/2m)| = 1/m$ ' dir. Birinci bölgede $|\sin(mx)| = \sin(mx)$ olacaktır. Ayrıca:

$$\frac{df_1(x)}{dx} = \cos(x) \quad (5.58)$$

ve

$$\frac{df_m(x)}{dx} = \frac{m \cos(mx)}{m} = \cos(mx) \quad (5.59)$$

olacaktır. Bu türevler her iki fonksiyonun ilk ortak kökten başlamak kaydı ile artış hızını göstermektedir ve bu iki türevin sonucu irdelenmelidir. $\forall m \in \mathbb{Z}^+$ olduğundan $mx \in [0, \pi/2m]$ aralığında $\cos(x) \geq \cos(mx)$ ' dir ve bu da bu aralıkta $f_1(x)$ ' deki artışın $f_m(x)$ ' deki artıştan büyük ya da eşit olduğunu göstermektedir. $mx = 0$ veya $m = 1$ ' de eşit olurlar ki $mx = 0$ ilk kökü temsil

etmektedir ve $m = 1$ ' de bu iki fonksiyonun aynı olduğunu göstermektedir. Bu sebeple birinci bölge için:

$$|\sin(x)| \geq \frac{|\sin(mx)|}{m}, mx \in \left[0, \frac{\pi}{2m}\right], \forall m \in \mathbb{Z}^+ \quad (5.60)$$

ifadesi yazılabilir. İkinci bölgede, $\pi/2$ $f_1(x)$ ' in bu bölgedeki tek maksimumudur denilebilir. Bu sebeple $\pi/2m$ ' den $\pi/2$ ' ye doğru $f_1(x)$ maksimum değeri olan $\max\{f_1(x)\} = 1$ ' e doğru artışını sürdüreceksen, $\pi/2m$ ' de $\max\{f_m(x)\} = 1/m$ değerine ulaşan $f_m(x)$ $[0, 1/m]$ aralığında salınımını sürdürecektir. Eş. 5.60 ' da verildiği üzere ikinci bölgenin başlangıcı olan $mx = \pi/2m$ ' de $f_1(x) \geq f_m(x)$ olduğundan dolayı $(\pi/2m, \pi/2]$ aralığında da $f_1(x) \geq f_m(x)$ yazılabilir. Dolayısıyla:

$$|\sin(x)| \geq \frac{|\sin(mx)|}{m}, mx \in \left(\frac{\pi}{2m}, \frac{\pi}{2}\right], \forall m \in \mathbb{Z}^+ \quad (5.61)$$

yazılabilir. Eş. 5.60 ve Eş. 5.61 birleştirilirse:

$$|\sin(x)| \geq \frac{|\sin(mx)|}{m}, mx \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right], \forall m \in \mathbb{Z}^+ \quad (5.62)$$

ifadesi yazılabilir. Simetriden dolayı mx ' in tanım kümesi $[0, \pi/2]$ den $[0, \pi]$ ' ye genişletilebilir. $f_m(x)$ fonksiyon ailesinin en büyük periyodu $T_m = \pi$ ' dir. Bu sebeple Eş. 5.62 daha genel bir formda şu şekilde yazılabilir:

$$|\sin(x)| \geq \frac{|\sin(mx)|}{m}, \forall x \in \mathbb{R}, \forall m \in \mathbb{Z}^+, m > 1. \quad (5.63)$$

Bu durumda rastgele bir I_n ve τ_n dizisi için, $\xi_n = I_n \tau_n$, $\forall I_n, \tau_n \in [0,1]$ olmak üzere ξ_n ' lerin toplamı pozitif bir değer verir. Bu durum:

$$\sum_{\langle n \rangle} \xi_n = \Gamma > 0 \quad (5.64)$$

şeklinde gösterilebilir. $\Omega(m, n)$ sınır fonksiyonlarının kökünü göstermek üzere birinci ve m_0 . sınır fonksiyonları:

$$\Omega(1, k) = \sum_{\langle n \rangle} \Omega(1, k_n) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(\pi \tau_n)|}{\pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(\pi \tau_n)|}{\Gamma \pi} \quad (5.65)$$

ve

$$\Omega(m_0, k) = \sum_{\langle n \rangle} \Omega(m_0, k_n) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(m_0 \pi \tau_n)|}{m_0 \pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(m_0 \pi \tau_n)|}{m_0 \Gamma \pi} \quad (5.66)$$

olarak yazılabilir. Belirli bir I_n ve τ_n için Eş. 5.65 ve Eş. 5.66:

$$\Omega(1, k_{n_0}) = \frac{I_{n_0} |\sin(\pi \tau_{n_0})|}{\Gamma \pi} \quad (5.67)$$

ve

$$\Omega(m_0, k_{n_0}) = \frac{I_{n_0} |\sin(\pi m_0 \tau_{n_0})|}{m_0 \Gamma \pi} \quad (5.68)$$

olarak yazılabilir. Eş. 5.67 ve Eş. 5.68' de $I_{n_0}, \tau_{n_0}, \Gamma > 0$ olduğundan:

$$\frac{I_{n_0}}{\Gamma \pi} = C > 0 \quad (5.69)$$

olacaktır. Eş. 5.63' de verilen eşitsizlik her iki tarafın da pozitif değerler ile çarpılması ile değişmeyecektir. Dolayısıyla:

$$C |\sin(\pi \tau_{n_0})| \geq C \frac{|\sin(m_0 \pi \tau_{n_0})|}{m_0}, C > 0, \forall \tau_{n_0} \in R, \forall m_0 \in Z^+ \quad (5.70)$$

eşitsizliği doğru olacaktır. Bu ifade

$$\Omega(1, k_{n_0}) \geq \Omega(m_0, k_{n_0}) \quad (5.71)$$

olduğunu göstermektedir. Her bir terim için bu ifade doğru ise terimlerin toplamları için de doğru olacaktır. Dolayısıyla:

$$\sum_{\langle n \rangle} \Omega(1, k_n) \geq \sum_{\langle n \rangle} \Omega(m_0, k_n) \quad (5.72)$$

olacaktır. Başka bir ifade ile

$$\frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(\pi \tau_n)|}{\pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n} \geq \frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(m_0 \pi \tau_n)|}{m_0 \pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n}, \forall m_0 \in Z^+ \quad (5.73)$$

olur. Eşitsizliğin her iki tarafı da pozitif olduğu için eşitsizlik ifade kareleri için de doğrudur. Dolayısıyla:

$$\left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(\pi \tau_n)|}{\pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n} \right)^2 \geq \left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(m_0 \pi \tau_n)|}{m_0 \pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n} \right)^2, \forall m_0 \in \mathbb{Z}^+ \quad (5.74)$$

eşitsizliği de doğru olacaktır. Eş. 5.74, Eş. 5.52 ile verilen üst sınır kümesinin en büyük elemanının $m = 1$ ' de oluştuğunu göstermektedir. Dolayısıyla tüm yanbantlar için genel üst sınır ifadesi:

$$(\overline{SR}) \leq \left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n |\sin(\pi \tau_n)|}{\pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n} \right)^2 \quad (5.75)$$

olarak yazılabilir. Ayrıca ek olarak $\tau_n \in [0,1]$ aralığında tanımlı olduğu için sinüs fonksiyonunun argümanı $[0, \pi]$ aralığında değişecektir. Bu da sinüs fonksiyonunun gerçel pozitif değerler üreteceği ve mutlak değer operatörünün kaldırılabilceği anlamına gelmektedir. Dolayısıyla Eş. 5.75 ifadesi:

$$(\overline{SR}) \leq \left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} I_n \sin(\pi \tau_n)}{\pi \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n} \right)^2 \quad (5.76)$$

olarak yazılabilir. Bu şekilde maksimum ana ışımaya göre yanbant ışımaları için kapalı form bir üst sınır formülasyonu yazılmış olmaktadır. Yanbant bastırımı problemleri için Eş. 5.76 ile, geleneksel çözüm olan tüm yanbantlar için görünen uzayın örneklenip bu örnekler üzerinden işlem yapılmasına oranla daha hızlı yakınsama değerleri elde edilebilir. Ayrıca Eş. 5.76 sadece uyarım genliklerine ve anahtarlama sürelerine bağlı bir formülasyondur. Yani bu formülasyon ile optimize edilmiş bir dizi için, uyarım genlikleri ve

anahtarlama süreleri ile oynanmadığı sürece, elemanların konumlarının değişmesi, elemanlar arası faz farkının değişmesi ve frekans değişimi yanbant ışımlarını değiştirmesine rağmen maksimum seviye Eş. 5.76 ile elde edilen sonuçtan küçük olacaktır. Bu durum yanbantları Eş. 5.76 ile optimize edilmiş bir dizinin elemanlarının konumlarının değiştirilmesi veya faz terimlerinin ilave edilmesi ile ana ışımanın şekillendirilebileceği sonucunu doğurmaktadır. Bu da literatürde karşılaşılmamış bir tasarım prosedürü olarak ortaya çıkmaktadır.

6. DOĞRUSAL VE DÜZLEMSEL DİZİLER İÇİN YANBANT IŞIMALARININ GENELLEŞTİRİLMİŞ KAPALI FORM GÖSTERİMİ

J. C. Bregains ve arkadaşlarının çalışmasına göre yanbantlarda ışınan toplam güç Eş. 3.55 ile verilmektedir [23]. Eş. 3.55 ile verilen denklem doğrusal diziler için $t = 0$ çevresinde simetrik anahtarlama süreleri için geçerli bir ifadedir. $t = 0$ çevresinde simetrik darbelerin seçilmesi oluşacak Fourier katsayılarının gerçel ifadeler olmasını ve işlem kolaylığı sağlamak içindir. Eş. 3.55' den çıkan sonuç yanbant ışımalarında darbelerin sürelerinin etkili olduğudur ve bu ifade L. Poli ve arkadaşlarının çalışmasındaki gibi darbeleri $t = 0$ çevresinde simetrik olmayan durumlar için de kullanılmaktadır [28]. Fakat $t = 0$ çevresinde simetrik olmayan durumlar için Eş. 3.55' in kullanımı hatalı sonuçlar ortaya koymaktadır. Bu bakımdan bu ifadenin asimetric durumlar için düzenlenmesi gerekmektedir. Bunun için Eş. 3.22' de tanımlanan anahtarlama fonksiyonu yerine bir periyot içerisinde darbelerin yer değiştirebildiği varsayılan:

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \tilde{t}_n^1 < t < \tilde{t}_n^2 \leq T_p \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (6.1)$$

fonksiyonu düşünülebilir [54]. Bu fonksiyonda $\tilde{t}_n^1$ ve $\tilde{t}_n^2$ sırasıyla darbenin başlangıç ve bitiş anlarını göstermektedir. Eş. 6.1 için kompleks Fourier katsayıları:

$$C_h^n = \frac{j}{2\pi h} \left[e^{-jh2\pi\tilde{t}_n^1} - e^{-jh2\pi\tilde{t}_n^2} \right] \quad (6.2)$$

şeklinde ifade edilebilir. Eş. 3.23' ün aksine Eş. 6.2 kompleks bir ifade olduğundan matematiksel kolaylık sağlayan ve Eş. 3.41 ile ifade edilen

$\sum_{h=-\infty, h \neq 0}^{\infty} C_h^n C_h^m$ ifadesi $\sum_{h=-\infty, h \neq 0}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^*$ olmalıdır ve bu kompleks eşlenik

çarpımı yeniden hesaplanmalıdır. Bu hesap için $m=n$ olan durumlardan başlanabilir. $m=n$ durumu için $C_h^n(C_h^m)^*$ çarpımı:

$$C_h^n(C_h^m)^* = \frac{1}{2\pi^2 h^2} [1 - \cos(2\pi h(\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_n^1))] \quad (6.3)$$

olacaktır. Bu ifadede $(\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_n^1)$ ifadesi darbenin süresini göstermektedir ve τ_n şeklinde tek bir değişkenle gösterilebilir. Dolayısıyla $\sum_{h=-\infty, h \neq 0}^{\infty} C_h^n(C_h^m)^*$ çarpımı:

$$\sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n(C_h^m)^* = \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{2\pi^2 h^2} - \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{2\pi^2 h^2} \cos(2\pi h \tau_n) \quad (6.4)$$

olarak ifade edilebilir. Eş. 6.4 ' ün toplam terimlerini oluşturan fonksiyonlar çift fonksiyon olduklarından Eş. 6.4:

$$\sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n(C_h^m)^* = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{\pi^2 h^2} - \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{\pi^2 h^2} \cos(2\pi h \tau_n) \quad (6.5)$$

şekline indirgenebilir. $\zeta(\cdot)$ Riemann zeta fonksiyonunu göstermek üzere $\sum_{x=1}^{\infty} 1/x^n = \zeta(n)$ olduğundan dolayı eşitliğin ilk toplam terimi için:

$$\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{\pi^2 h^2} = \frac{1}{\pi^2} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h^2} = \frac{1}{\pi^2} \zeta(2) = \frac{1}{\pi^2} \frac{\pi^2}{6} = \frac{1}{6} \quad (6.6)$$

yazılabilir. İkinci terim için Eş. 3.43 $x = 2\pi\tau_n$ alınarak kullanılırsa:

$$\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{\pi^2 h^2} \cos(2\pi h \tau_n) = \frac{1}{\pi^2} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{\cos(2\pi h \tau_n)}{h^2} = \frac{1}{\pi^2} \left\{ \frac{\pi^2}{6} - \frac{\pi}{2} 2\pi\tau_n + \frac{(2\pi\tau_n)^2}{4} \right\} \quad (6.7)$$

olur, dolayısıyla

$$\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{\pi^2 h^2} \cos(2\pi h \tau_n) = \frac{1}{6} - \tau_n + (\tau_n)^2 \quad (6.8)$$

olacaktır. Eş. 6.6 ve Eş. 6.8, Eş. 6.5' de yerine yazılırsa

$$\sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* = \tau_n - (\tau_n)^2 = \tau_n (1 - \tau_n) \quad (6.9)$$

olarak bulunur. Bu ifade [23]'de de bulunan sonuçtur.

$m \neq n$ durumu için $\sum_{h=-\infty, h \neq 0}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^*$ çarpımı ise:

$$\begin{aligned} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* &= \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{(2\pi h)^2} \left\{ \cos[2\pi h(\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1)] - j \sin[2\pi h(\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1)] \right\} \\ &\quad - \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{(2\pi h)^2} \left\{ \cos[2\pi h(\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2)] - j \sin[2\pi h(\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2)] \right\} \\ &\quad - \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{(2\pi h)^2} \left\{ \cos[2\pi h(\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1)] - j \sin[2\pi h(\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1)] \right\} \\ &\quad + \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{(2\pi h)^2} \left\{ \cos[2\pi h(\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2)] - j \sin[2\pi h(\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2)] \right\} \end{aligned} \quad (6.10)$$

olarak yazılabilir. Eş. 6.10' da sinüs fonksiyonu tek ve kosinüs fonksiyonu da

çift fonksiyonlar olduklarından dolayı $\sum_{h=-\infty, h \neq 0}^{\infty} \sin(hx) = 0$ ve

$\sum_{h=-\infty, h \neq 0}^{\infty} \cos(hx) = 2 \sum_{h=1}^{\infty} \cos(hx)$ olarak yazılabilir. Dolayısıyla Eş. 6.10 ifadesi:

$$\begin{aligned}
\sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* &= 2 \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2\pi h)^2} \cos[2\pi h(\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1)] - 2 \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2\pi h)^2} \cos[2\pi h(\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2)] \\
&\quad - 2 \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2\pi h)^2} \cos[2\pi h(\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1)] + 2 \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2\pi h)^2} \cos[2\pi h(\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2)]
\end{aligned} \tag{6.11}$$

şekline indirgenmiş olur. Bu ifade için Eş. 3.43 kullanılırsa:

$$\begin{aligned}
\sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* &= \frac{1}{2} \left\{ -|\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1| + |\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2| + |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1| - |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2| \right\} \\
&\quad + \frac{1}{2} \left\{ -2\tilde{t}_n^1 \tilde{t}_m^1 + 2\tilde{t}_n^1 \tilde{t}_m^2 + 2\tilde{t}_n^2 \tilde{t}_m^1 - 2\tilde{t}_n^2 \tilde{t}_m^2 \right\}
\end{aligned} \tag{6.11}$$

elde edilir. Başka bir ifade ile,

$$\sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* = \frac{1}{2} \left\{ -|\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1| + |\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2| + |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1| - |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2| - 2\tau_n \tau_m \right\} \tag{6.12}$$

olacaktır. Mutlak değer içerisindeki terimler göz önünde bulundurulursa, mutlak değer terimlerinin içerisinde pozitif veya negatif olmalarını etkileyen büyüklük veya küçüklük ifadeleri için toplam 24 farklı durum vardır. Fakat bu durumlar içerisinde $\tilde{t}_n^2$ ve $\tilde{t}_m^2$ darbelerin bitiş anlarını gösterdiğinden $\tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_n^1$ ve $\tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_m^1$ durumları mutlaka sağlanmalıdır. Bu koşulları sağlayan 6 farklı durum vardır ve kalan diğer durumlar gerçekleşmesi mümkün olmayan durumlardır. Bu 6 durum sırasıyla:

- $\tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_n^1 > \tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_m^1$
- $\tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_m^1 > \tilde{t}_n^1$
- $\tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_n^1 > \tilde{t}_m^1$

- $\tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_m^1 > \tilde{t}_n^1$
- $\tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_n^1 > \tilde{t}_m^1$
- $\tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_m^1 > \tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_n^1$

durumlarıdır ve mutlak değer sonuçları bu durumlar için irdelenmelidir.

$\tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_n^1 > \tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_m^1$ durumu için $\sum_{h=-\infty, h \neq 0}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^*$ çarpımı:

$$\begin{aligned}
 \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* &= \frac{1}{2} \left\{ -|\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1| + |\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2| + |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1| - |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2| - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ -(\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1) + (\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2) + (\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1) - (\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2) - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= -\tau_n \tau_m
 \end{aligned} \tag{6.13}$$

$\tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_m^1 > \tilde{t}_n^1$ durumu için:

$$\begin{aligned}
 \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* &= \frac{1}{2} \left\{ -|\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1| + |\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2| + |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1| - |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2| - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ -(\tilde{t}_m^1 - \tilde{t}_n^1) + (\tilde{t}_m^2 - \tilde{t}_n^1) + (\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1) - (\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2) - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= \tilde{t}_m^2 - \tilde{t}_m^1 - \tau_n \tau_m
 \end{aligned} \tag{6.14}$$

$\tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_n^1 > \tilde{t}_m^1$ durumu için:

$$\begin{aligned}
 \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* &= \frac{1}{2} \left\{ -|\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1| + |\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2| + |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1| - |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2| - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ -(\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1) + (\tilde{t}_m^2 - \tilde{t}_n^1) + (\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1) - (\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2) - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= \tilde{t}_m^2 - \tilde{t}_n^1 - \tau_n \tau_m
 \end{aligned} \tag{6.15}$$

$\tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_m^1 > \tilde{t}_n^1$ durumu için:

$$\begin{aligned}
 \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* &= \frac{1}{2} \left\{ -|\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1| + |\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2| + |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1| - |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2| - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ -(\tilde{t}_m^1 - \tilde{t}_n^1) + (\tilde{t}_m^2 - \tilde{t}_n^1) + (\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1) - (\tilde{t}_m^2 - \tilde{t}_n^2) - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= \tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1 - \tau_n \tau_m
 \end{aligned} \tag{6.16}$$

$\tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_n^1 > \tilde{t}_m^1$ durumu için:

$$\begin{aligned}
 \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* &= \frac{1}{2} \left\{ -|\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1| + |\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2| + |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1| - |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2| - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ -(\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1) + (\tilde{t}_m^2 - \tilde{t}_n^1) + (\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1) - (\tilde{t}_m^2 - \tilde{t}_n^2) - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= \tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_n^1 - \tau_n \tau_m
 \end{aligned} \tag{6.17}$$

ve $\tilde{t}_m^2 > \tilde{t}_m^1 > \tilde{t}_n^2 > \tilde{t}_n^1$ durumu için:

$$\begin{aligned}
 \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* &= \frac{1}{2} \left\{ -|\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^1| + |\tilde{t}_n^1 - \tilde{t}_m^2| + |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^1| - |\tilde{t}_n^2 - \tilde{t}_m^2| - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ -(\tilde{t}_m^1 - \tilde{t}_n^1) + (\tilde{t}_m^2 - \tilde{t}_n^1) + (\tilde{t}_m^1 - \tilde{t}_n^2) - (\tilde{t}_m^2 - \tilde{t}_n^2) - 2\tau_n \tau_m \right\} \\
 &= -\tau_n \tau_m
 \end{aligned} \tag{6.18}$$

olarak yazılabilir. $\sum_{h=-\infty, h \neq 0}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^*$ çarpımı için yazılan bu 6 farklı ifade aslında tek bir durumu göstermektedir. $\tau_n \tau_m$ çarpımından önceki terimler düşünüldüğünde, bu terimin öncesindeki terimler çarpılan iki darbenin kesişme bölgesini göstermektedir. Bu bakımdan $\sum_{h=-\infty, h \neq 0}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^*$ çarpımının 6 farklı durumu tek bir form altında birleştirilebilir. $\overline{\tau_{mn}}$ darbelerin kesişme bölgelerini göstermek üzere:

$$\sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^m)^* = \overline{\tau_{mn}} - \tau_n \tau_m \quad (6.19)$$

olarak yazılabilir [54]. Bu ifade Eş. 3.53 ve Eş. 3.54 ile verilen çarpımı da kapsamaktadır. Çünkü bu eşitliklerdeki $\tau_{m,n}^{\min}$ ifadesi sıfır çevresinde simetrik darbeler için küçük olanının seçilmesi gerektiğini söylemektedir. Kullanılan darbeler sıfır çevresinde simetrik olduklarından dolayı işlem yapılan iki darbeden küçük olanının seçilmesi aynı zamanda bu iki darbenin kesişiminin seçilmesi anlamına gelmektedir. Dolayısıyla Eş. 3.55 ile verilen doğrusal dizilerde yanbantlarda ışınan toplam zaman ortalama güç:

$$P_{YB} = 2\pi \sum_{n=0}^{N-1} |\alpha_n|^2 \tau_n (1 - \tau_n) + 2\pi \sum_{\substack{m,n=0 \\ m \neq n}}^{N-1} \Re \langle \alpha_m \alpha_n^* \rangle (\overline{\tau_{mn}} - \tau_m \tau_n) \text{sinc}(k(z_m - z_n)) \quad (6.20)$$

olarak ifade edilmelidir [54]. Eş. 3.55 ile verilen ifade yanbantlarda ışınan gücün sadece darbe sürelerine bağlı olduğunu anlatırken, Eş. 6.20 yanbantlarda ışınan gücün darbelerin birbirlerine göre olan konumlarına bağlı olduğunu anlatmaktadır.

Doğrusal diziler için yanbantlarda ışınan toplam zaman ortalama güç Eş. 6.20 ile verilirken düzlemsel dikdörtgen bir ızgara üzerine yerleştirilmiş MxN elemanlı düzlemsel bir dizi için:

$$P_{YB} = 2\pi \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{r=0}^{M-1} \sum_{s=0}^{N-1} \Re \langle I_{mn} I_{rs}^* \rangle (\Delta \tau_{mn}^{rs} - \tau_{mn} \tau_{rs}) \text{sinc} \left(k \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2} \right) \quad (6.21)$$

ile verilmektedir [24]. Bu ifadede $\Delta \tau_{mn}^{rs}$ ifadesi $\tau_{mn} \leq \tau_{rs}$ ise τ_{mn}' i diğer durumlarda τ_{rs}' yi temsil etmektedir. Eş. 6.21 NxN karesel bir dizi için:

$$\begin{aligned}
P_{YB} = & 2\pi \sum_{m,n=0}^{N-1} |I_{mn}|^2 \tau_{mn} (1 - \tau_{mn}) \\
& + 2\pi \sum_{\substack{m,n=0 \\ (r,s) \neq (m,n)}}^{N-1} \Re \langle I_{mn} I_{rs}^* \rangle (\Delta \tau_{mn}^{rs} - \tau_{mn} \tau_{rs}) \text{sinc} \left(k \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2} \right)
\end{aligned} \quad (6.22)$$

şekline indirgenmektedir [24]. Eş. 6.21 ve Eş. 6.22 dikdörtgen ve kare ızgara üzerine yerleştirilmiş düzlemsel için geçerli formülasyonlardır. Fakat kanonik bir ızgara üzerinde olmayan ve simetri içermeyen düzlemsel diziler için de toplam zaman ortalama yanbant güç ışıması hesaplanabilir.

Eş. 3.31' de de ifade edildiği gibi herhangi bir zaman modülasyonlu dizi için yanbantlarda ışınan toplam zaman ortalama güç:

$$P_{YB} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} |\mu_h(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (6.23)$$

olarak yazılabilir. Buradaki μ_m ifadesi kanonik bir ızgara üzerinde olmayan zaman modülasyonlu, N elemanlı bir düzlemsel dizi için dizi faktörü ifadesi olacaktır. Dolayısıyla:

$$\mu_h(\theta, \phi) = \sum_{\langle n \rangle} I_n C_h^n e^{jkx_n \sin \theta \cos \phi} e^{jky_n \sin \theta \sin \phi} \quad (6.24)$$

olarak yazılabilir. $|\mu_h(\theta, \phi)|^2 = \mu_h(\theta, \phi) \mu_h^*(\theta, \phi)$ olacağından dolayı $|\mu_h(\theta, \phi)|^2$ ifadesi:

$$|\mu_h(\theta, \phi)|^2 = \sum_{\langle n \rangle} I_n C_h^n e^{jkx_n \sin \theta \cos \phi} e^{jky_n \sin \theta \sin \phi} \left(\sum_{\langle n \rangle} I_n C_h^n e^{jkx_n \sin \theta \cos \phi} e^{jky_n \sin \theta \sin \phi} \right)^* \quad (6.25)$$

ya da başka bir ifade ile

$$|\mu_h(\theta, \phi)|^2 = \sum_{\langle n \rangle} \left(|I_n C_h^n|^2 \right) + \sum_{\substack{m, n=0 \\ m \neq n}}^{N-1} \Re \langle I_m I_n^* \rangle \left[C_h^n (C_h^m)^* \right] e^{jk(x_m - x_n) \sin \theta \cos \phi} e^{jk(y_m - y_n) \sin \theta \sin \phi} \quad (6.26)$$

olacaktır. Dolayısıyla Eş. 6.26, Eş. 6.23' de yerine yazılırsa yanbantlarda ışınan toplam zaman ortalama güç:

$$P_{YB} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \sum_{h=-\infty}^\infty \sum_{\langle n \rangle} \left(|I_n C_h^n|^2 \right) \sin \theta d\theta d\phi \\ + \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^\infty \sum_{\substack{m, n=0 \\ m \neq n}}^{N-1} \Re \langle I_m I_n^* \rangle \left[C_h^n (C_h^m)^* \right] e^{jk(x_m - x_n) \sin \theta \cos \phi} e^{jk(y_m - y_n) \sin \theta \sin \phi} \sin \theta d\theta d\phi \quad (6.27)$$

olacaktır. Eş. 6.27 ifadesi:

$$F_1(\theta, \phi) = \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^\infty \sum_{\langle n \rangle} \left(|I_n C_h^n|^2 \right) \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin \theta d\theta d\phi \quad (6.28)$$

ve

$$F_2(\theta, \phi) = \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^\infty \sum_{\substack{m, n=0 \\ m \neq n}}^{N-1} \Re \langle I_m I_n^* \rangle \left[C_h^n (C_h^m)^* \right] \int_0^{2\pi} \int_0^\pi e^{jk(x_m - x_n) \sin \theta \cos \phi} e^{jk(y_m - y_n) \sin \theta \sin \phi} \sin \theta d\theta d\phi \quad (6.29)$$

olmak üzere:

$$P_{YB} = \frac{1}{2} [F_1(\theta, \phi) + F_2(\theta, \phi)] \quad (6.30)$$

olarak yazılabilir. Öncelikle $F_1(\theta, \phi)$ çözülecek olursa:

$$F_1(\theta, \phi) = \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^\infty \sum_{\langle n \rangle} \left(|I_n C_h^n|^2 \right) \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin \theta d\theta d\phi = 4\pi \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^\infty \sum_{\langle n \rangle} \left(|I_n C_h^n|^2 \right) \quad (6.31)$$

$$F_1(\theta, \phi) = 4\pi \sum_{\langle n \rangle} |I_n|^2 \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} |C_h^n|^2 = 4\pi \sum_{\langle n \rangle} |I_n|^2 \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} C_h^n (C_h^n)^* \quad (6.32)$$

olacaktır. Eş. 6.19 yerine yazılırsa:

$$F_1(\theta, \phi) = 4\pi \sum_{\langle n \rangle} |I_n|^2 \tau_n (1 - \tau_n) \quad (6.33)$$

olarak bulunur. $F_2(\theta, \phi)$ ' nin çözümü için öncelikle toplamalar içerisindeki integralin çözümüne ihtiyaç vardır. Bu integralin çözümü için

$$a \cos(x) + b \sin(x) = \sqrt{a^2 + b^2} \sin\left(x + \tan^{-1}\left(\frac{a}{b}\right)\right) \quad (6.34)$$

bağıntısından faydalanılabilir. Eş. 6.34 kullanılırsa integral içerisindeki kompleks üstel terimler:

$$e^{jk(x_m - x_n) \sin \theta \cos \phi} e^{jk(y_m - y_n) \sin \theta \sin \phi} = e^{jk \sin \theta \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2} \sin\left(\phi + \tan^{-1}\left(\frac{x_m - x_n}{y_m - y_n}\right)\right)} \quad (6.35)$$

olarak yazılabilir. İntegral F_θ olarak adlandırılırsa:

$$F_\theta = \int_0^\pi \underbrace{\int_0^{2\pi} e^{jk \sin \theta \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2} \sin\left(\phi + \tan^{-1}\left(\frac{x_m - x_n}{y_m - y_n}\right)\right)} d\phi}_{F'_\theta} \sin \theta d\theta \quad (6.36)$$

olacaktır. $\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{x_m - x_n}{y_m - y_n}\right)$ olarak alınırsa ve $\phi' = \phi + \alpha$ değişken

değiştirmesi yapılırsa integral sınırları α dan $2\pi + \alpha$ 'ya olacaktır ve $d\phi' = d\phi$ olacaktır. Bu yeni değişken ile F'_θ yeniden yazılacak olursa:

$$F'_\theta = \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} e^{jk \sin \theta \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2} \sin(\phi')} d\phi' \quad (6.37)$$

olacaktır. Ayrıca Bessel fonksiyonunun tanımı olan [47]:

$$J_n(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} \cos(n\theta - z \sin \theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} e^{j(n\theta - z \sin \theta)} d\theta \quad (6.38)$$

kullanılırsa

$$F'_\theta = 2\pi J_0 \left(k \sin \theta \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2} \right) \quad (6.39)$$

olarak yazılabilir. Dolayısıyla integral değişkenine göre sabit olduğu için

$\sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2} = C$ olarak alınırsa, F_θ integrali:

$$F_\theta = \int_0^{\pi} 2\pi J_0(kC \sin \theta) \sin \theta d\theta \quad (6.40)$$

formuna indirgenmiş olur. Eş. 6.40 aynı zamanda:

$$F_\theta = \int_0^{\pi/2} 2\pi J_0(kC \sin \theta) \sin \theta d\theta + \int_{\pi/2}^{\pi} 2\pi J_0(kC \sin \theta) \sin \theta d\theta \quad (6.41)$$

olarak yazılabilir. İkinci integral için $\theta' = \theta - \pi/2$ değişken değiştirmesi yapılırsa:

$$F_\theta = \int_0^{\pi/2} 2\pi J_0(kC \sin \theta) \sin \theta d\theta + \int_0^{\pi/2} 2\pi J_0(kC \cos \theta) \cos \theta d\theta \quad (6.42)$$

olarak yazılabilir. Ayrıca F_θ için $\theta' = \theta - \pi/2$ değişken değiştirmesi yapılırsa:

$$F_\theta = 2\pi \int_0^\pi J_0(kC \sin \theta) \sin \theta d\theta = 2\pi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} J_0(kC \cos \theta') \cos \theta' d\theta' \quad (6.43)$$

olacaktır. Bu ifade

$$F_\theta = 2\pi \int_{-\pi/2}^0 J_0(kC \cos \theta) \cos \theta d\theta + 2\pi \int_0^{\pi/2} J_0(kC \cos \theta) \cos \theta d\theta \quad (6.44)$$

olarak da yazılabilir. Tekrar $\theta'' = -\theta'$ değişken değiştirmesi yapılırsa kosinüs çift bir fonksiyon olduğundan dolayı:

$$2\pi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} J_0(kC \cos \theta') \cos \theta' d\theta' = 4\pi \int_0^{\pi/2} J_0(kC \cos \theta'') \cos \theta'' d\theta'' \quad (6.45)$$

olarak yazılabilir. Dolayısıyla

$$F_\theta = 2\pi \int_0^\pi J_0(kC \sin \theta) \sin \theta d\theta = 4\pi \int_0^{\pi/2} J_0(kC \cos \theta) \cos \theta d\theta \quad (6.46)$$

olacaktır. Bu ifade Eş. 6.42 de yerine yazılırsa:

$$F_\theta = \int_0^{\pi/2} 2\pi J_0(kC \sin \theta) \sin \theta d\theta + \frac{1}{2} F_\theta \quad (6.47)$$

olarak ifade edilebilir. Dolayısıyla :

$$F_\theta = 2\pi \int_0^\pi J_0(kC \sin \theta) \sin \theta d\theta = 4\pi \int_0^{\pi/2} J_0(kC \sin \theta) \sin \theta d\theta \quad (6.48)$$

olarak ifade edilmiş olur. Bessel fonksiyonları için [47]' de verilen:

$$J_{\mu+\nu+1}(z) = \frac{z^{\nu+1}}{2^\nu \Gamma(\nu+1)} \int_0^{\pi/2} J_\mu(z \sin \theta) \sin^{\mu+1} \theta \cos^{2\nu+1} \theta d\theta \quad (6.49)$$

bağıntısı $\mu = 0$ ve $\nu = -1/2$ alınarak kullanılırsa:

$$F_\theta = 4\pi \int_0^{\pi/2} J_0(kC \sin \theta) \sin \theta d\theta = 4\pi \frac{J_{1/2}(kC) \Gamma\left(\frac{1}{2}\right)}{\sqrt{2kC}} = 4\pi j_0(kC) = 4\pi \frac{\sin(kC)}{kC} \quad (6.50)$$

olarak yazılabilir. Burada $\Gamma(\cdot)$ gamma fonksiyonunu ve $j_0(\cdot)$ ise küresel bessel fonksiyonunu temsil etmektedir. Eş. 6.50, Eş. 6.29' da yerine yazılacak olursa:

$$F_2(\theta, \phi) = \sum_{\substack{m,n=0 \\ m \neq n}}^{N-1} \Re \langle I_m I_n^* \rangle 4\pi \frac{\sin(kC)}{kC} \sum_{\substack{h=-\infty \\ h \neq 0}}^{\infty} [C_h^n (C_h^m)^*] \quad (6.51)$$

olarak bulunur. Eş. 6.19 yerine yazılırsa ve $C = \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2}$ olduğundan:

$$F_2(\theta, \phi) = 4\pi \sum_{\substack{m,n=0 \\ m \neq n}}^{N-1} \Re \langle I_m I_n^* \rangle [\overline{\tau_{mn}} - \tau_n \tau_m] \frac{\sin\left(k\sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2}\right)}{k\sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2}} \quad (6.52)$$

olarak bulunur. Eş. 6.33 ve Eş. 6.52, Eş. 6.30' da yerine yazılırsa:

$$\begin{aligned}
P_{YB} = & 2\pi \sum_{\langle n \rangle} |I_n|^2 \tau_n (1 - \tau_n) \\
& + 2\pi \sum_{\substack{m,n=0 \\ m \neq n}}^{N-1} \Re \left(I_m I_n^* \right) [\overline{\tau_{mn}} - \tau_n \tau_m] \frac{\sin \left(k \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2} \right)}{k \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2}}
\end{aligned} \quad (6.53)$$

olarak bulunur. Bu ifade kanonik bir ızgara üzerinde olmayan toplam N elemanlı düzlemsel bir dizi için genelleştirilmiş bir ifadedir.

Düzlemsel diziler için Eş. 6.53 ile verilen harmoniklerde ışınan toplam zaman ortalama güç ifadesi, doğrusal diziler için Eş. 6.20 ile verilmektedir. Eş. 6.20 ve Eş. 6.53 karşılaştırıldığında iki denklemin de aynı formda olduğu görülmektedir. Dolayısıyla bu iki ifade tek bir denklem cinsinden ifade edilebilir. Eş. 6.20' deki $(z_m - z_n) = \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2}$ ve Eş. 6.53' deki $\sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2}$ ifadeleri Öklid uzayında m . ve n . elemanlar arası mesafeyi temsil etmektedir ve d_{mn} olarak gösterilebilir. Ayrıca $(\beta_m - \beta_n)$ m . ve n . elemanlar arası faz farkını göstermek üzere $\Re \langle I_m I_n^* \rangle = |I_m| |I_n| \cos(\beta_m - \beta_n)$ olarak yazılabilir dolayısıyla Eş. 6.20 ve Eş. 6.53 ortak tek bir ifade olarak:

$$P_{YB} = 2\pi \sum_{\langle n \rangle} |I_n|^2 \tau_n (1 - \tau_n) + 2\pi \sum_{\substack{m,n=0 \\ m \neq n}}^{N-1} |I_m| |I_n| \cos(\beta_m - \beta_n) [\overline{\tau_{mn}} - \tau_n \tau_m] \frac{\sin(kd_{mn})}{kd_{mn}} \quad (6.54)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu şekilde hem düzlemsel diziler için yazılan formülasyonlar genelleştirilmiş hem de, hem doğrusal, hem de düzlemsel diziler için kullanılabilecek tek bir denklem yazılmış olmaktadır.

7. ZAMAN MODÜLASYONLU DİZİLERDE EVRİMSEL OPTİMİZASYON UYGULAMALARI

7.1. Zaman Modülasyonlu Seyreltilmiş Diziler

Dizi seyreltme işlemi genel bir tanım olarak istenilen karakteristikte bir dizi yapısı oluşturmak için dizi elemanlarının konumlarının değiştirilmesi işlemidir. Bu işlem elemanların arası mesafelerle oynanıp aperiodyik diziler oluşturmak şeklinde yapılabileceği gibi [51], literatürde en bilinen örneği ile, dizi üzerinden eleman çıkarmak ile de yapılabilir [43]. Diziden çıkarılan her bir eleman komşu elemanlar arası uzaklığı değiştireceğinden sonuçta oluşacak dizi seyreltilmiş bir dizi olacaktır. Bu bakımdan Haupt'un tanımına göre dizi seyreltme istenilen örüntüyü elde etmek için dizideki bazı elemanların kapatılması işlemidir [43]. Haupt' a göre özellikle büyük diziler için optimum konfigürasyonun istatistiksel yaklaşımlarla bulunması zor bir işlemdir ve global optimum'a ulaşabilmek için sub-optimal yöntemler olan evrimsel stratejiler kullanılabilir [43]. Genellikle seyreltme işlemi sistemin hangi elemanlarının var olması gerektiğini araştırması bakımından kuantize edilmiş genliklerin 1 veya 0 olma durumunu araştıran bir ikili eniyileme işlemi olarak görülmektedir [43-46] ve bu problem genetik algoritma (GA) [43], karınca kolonisi optimizasyonu algoritması (ACO) [44], gerçel kodlanmış genetik algoritma (RGA) [45], ve örüntü arama algoritması (PS) [46] gibi birçok evrimsel teknik ile çözülmeye çalışılmıştır. DE yaklaşımı sürekli uzayda arama yapan bir algoritma olması nedeniyle Y. Chen ve arkadaşlarının çalışmasında olduğu gibi aperiodyik diziler oluşturmak suretiyle dizi seyreltme işleminde kullanılmıştır [51]. Dizi seyreltme işlemi, diziden istenilen örüntüyü oluşturmak için eleman çıkarılması olarak tanımlanabildiği için bu işlem sürekli bir arama uzayında da yapılabilir [22,42]. Bu işlem sürekli bir genlik katsayısı eniyilemesi sırasında bazı elemanların genliklerinin sıfır olmaya zorlanması ile gerçekleştirilebilir. Bir penaltı fonksiyonu vasıtasıyla sıfır olmaya zorlanan genlikler ilgili elemanın çalışmadığını temsil etmektedir

ve bu şekilde düzgün dağılımlı olmayan genlikli seyreltilmiş diziler elde edilebilir [22].

Bir dizi için normalize edilmiş genlikler $[0,1]$ kapalı aralığı içerisinde olacaktır. Aynı zamanda bu aralık bir eniyileme sürecinde arama uzayının sınırlarını belirleyecektir. Eniyileme süreçlerinde mutasyon ya da çaprazlama gibi algoritma operatörlerinin oluşturdukları ara popülasyonlardaki bireylerin arama uzayı sınırları dışına çıkması tanım kümesinin dışında sonuçlar doğuracağından istenmeyen bir durum ve genel bir sorun olarak kabul edilmektedir. Arama uzayı sınırları dışına çıkan bu elemanlar çeşitli fonksiyonlar vasıtası ile tekrar tanım kümesi içerisine dahil edilmektedir. Tanım kümesi dışına çıkan elemanların bir penaltı fonksiyonu ile arama uzayının içerisine döndürülmek yerine sıfır kabul edilmesi sonuçta oluşacak dizilerin sonuçları içerisinde sıfır olma ihtimalini beraberinde getirmekte başka bir ifade ile oluşacak dizilerin bazı elemanlarının sıfır olması ile seyreltilmiş bir dizi meydana getirme ihtimalini oluşturmaktadır. DE algoritması için bu fonksiyon şu şekilde tanımlanabilir:

$$v_{k,i}^g = \begin{cases} 0, & v_{k,i}^g \leq v_{\min} \\ \left(\frac{v_{k,i}^g + v_{\min}}{2} \right), & v_{k,i}^g > v_{\min} \end{cases} \quad (7.1)$$

Bu ifadede v deneme vektörünü göstermektedir ve k , i , g sırasıyla popülasyon indeksi, parametre indeksi ve jenerasyon indeksini göstermektedir. $v_{\max}$ ve $v_{\min}$ ise arama uzayının sınırlarını göstermektedir. Belirtmek gerekir ki Eş. 7.1. benzersiz bir fonksiyon değildir ve algoritma yapısına göre veya isteğe göre farklı fonksiyonlar da yazılabilir.

Eş. 3.18 göz önünde bulundurulduğunda, sıfır fazlı, elemanlar arası uzaklıkları eşit doğrusal bir zaman modülasyonlu dizi için örüntüyü dinamik genlik olarak adlandırılan $\xi_n = \alpha_n \tau_n$ çarpımı şekillendirmektedir. Yanbantlar

ise elemanların anahtarlama süreleri ile orantılı olduğu için eniyileme işlemi iki basamağa ayrılabilir. Birinci basamakta ana frekanstaki ışımanın şekillendirilmesi için $\vec{v}_1 = \{\xi_n\}$ şeklinde tek bir eniyileme vektörü almak yeterli olacaktır. Birinci basamak sonucu elde edilecek sonuç istenilen hüzme genişliğine ve yan kulakçık seviyesine sahip ana frekanstaki ışıması şekillendirilmiş seyreltilmiş bir dizi olacaktır. Bu bakımdan birinci basamakta maliyet fonksiyonu, $H(\cdot)$ standart Heaviside basamak fonksiyonunu göstermek üzere:

$$f^{(1)} = H(\Lambda|_{m_0})\Lambda^2|_{m_0} + H(\Omega|_{m_0})\Omega^2|_{m_0} \quad (7.2)$$

olarak tanımlanabilir. Bu ifadede YKS yan kulakçık seviyesini ve HG ilk sıfır hüzme genişliğini göstermek üzere $\Lambda = \max(YKS)$, $\Omega = \max(HG)$ olarak alınmıştır, ayrıca m_0 alt indisi işlemin ana frekansta yapıldığını göstermektedir. Birinci basamak eniyileme işleminin sonucu oluşan dinamik genlikler ikinci bir eniyileme işleminden geçirilerek yanbantlar şekillendirilebilir. Yanbantlar anahtarlama süreleri ile doğru orantılı olduğu için ikinci basamakta eniyileme vektörü $\vec{v}_2 = \{\tau_n\}$ olarak alınabilir. Eniyileme için kullanılabilecek maliyet fonksiyonu $\Delta|_{m_1}$ maksimum ana ışımaya bağlı yanbant düzeyini (YBS) göstermek üzere:

$$f^{(2)} = H(\Delta|_{m_1})\Delta^2|_{m_1} \quad (7.3)$$

şeklinde tanımlanabilir. İkinci basamak ile optimize edilmiş anahtarlama süreleri $\xi_n = \alpha_n \tau_n$ ifadesinde yerine yazılarak statik genlikler elde edilebilir. Bu şekilde istenilen kriterlere uygun seyreltilmiş bir dizi elde edilebilir.

DE' de algoritma parametreleri olarak: popülasyon büyüklüğü 50, çaprazlama faktörü 0,9, mutasyon faktörü 0,6 ve mutasyon şeması olarak da

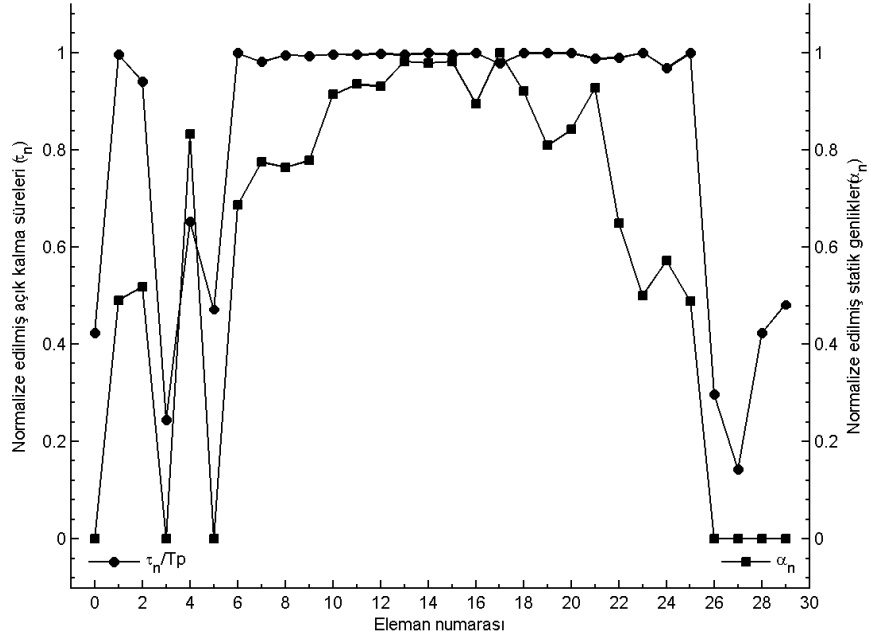
“DE/best/1/bin” mutasyon şeması kullanılabilir. Algoritmada sıfıra zorlanacak eleman sayısı arama uzayı sınırları ile doğrudan alakalıdır. Bu bakımdan eleman çıkarma işleminin gerçekleştiği basamak olan birinci basamakta dinamik genliklerin sınırının nispeten dar tutulmasının seyreltme işlemine faydası olacaktır. Bu bakımdan birinci basamakta arama uzayı sınırı $[0,5;1]$, ikinci basamakta ise tüm arama uzayı yani $[0,1]$ aralığı alınabilir. Sonlandırma kriteri olarak sınırlı iterasyon sayısı ile beraber maliyet fonksiyonu değeri ana sonlandırma koşulu olarak alınabilir.

Bahsedilen eniyileme sürecine örnek olarak 30 elemanlı, pozitif z -ekseni üzerine yerleştirilmiş elemanları arası uzaklık 0,7 çalışma dalgaboyu olan bir dizi ve bu dizi için maksimum YKS’nin -20dB yi, görelî yanbant seviyesinin -30dB yi ve ilk sıfır hüzmeye genişliğinin 15° yi aşmaması gereken bir senaryo düşünülürse nihai süreç sonucu elde edilmiş statik genlikler ve anahtarlama süreleri Şekil 7.1’ de, buna bağılı oluşacak ortalama güç örüntüleri de Şekil 7.2’ de verilmiştir. Bu örnek için istenilen koşullar 23 eleman ile gerçekleştirilmiş, başka bir ifade ile 7 eleman diziden çıkarılmış ve dizinin %76,67’ lik bölümü uyarılmıştır. Uyarılan kısım için dinamik dinamik aralık oranı (dynamic range ratio (DAO)) 2,04 olarak hesaplanmıştır.

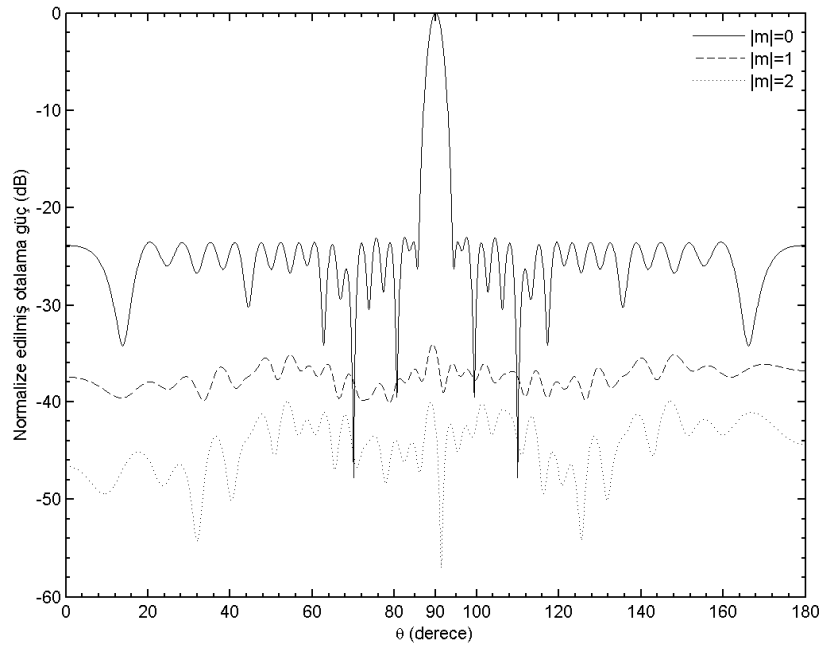
Aynı senaryo için ikinci bir örnek düşünülürse, eniyileme sonucu oluşacak statik genlikler ve anahtarlama süreleri ve bu değerlere bağılı ortalama normalize edilmiş güç yoğunluğu örüntüsü sırasıyla Şekil 7.3 ve Şekil 7.4’ de verilmiştir. Bu örnekte ise aynı koşullar 22 eleman ile sağlanmış ve dizinin %73,33’ lük kısmı uyarılmıştır. Aktif bölümün DAO’ su birinci örnekten 0,16 fazla yani 2,16 olarak hesaplanmıştır.

Verilen örnekler literatürde var olan J. Fondevila ve arkadaşlarının çalışmasının sonuçları ile kıyaslanabilir [9]. J. Fondevila ve arkadaşlarının çalışması Çizelge 7.1’de Örnek-3 olarak verilmiştir ve Çizelge 7.1’ den de

görülebileceği üzere kullanılan yöntem ile YKS ve YBS, HG takası ile birlikte daha düşük seviyelere çekilebilmektedir.



Şekil 7.1. Örnek-1 için Normalize edilmiş anahtarlama süreleri ve statik genlikler [22].



Şekil 7.2. Örnek-1 için ortalama güç yoğunluğu örüntüsü [22].

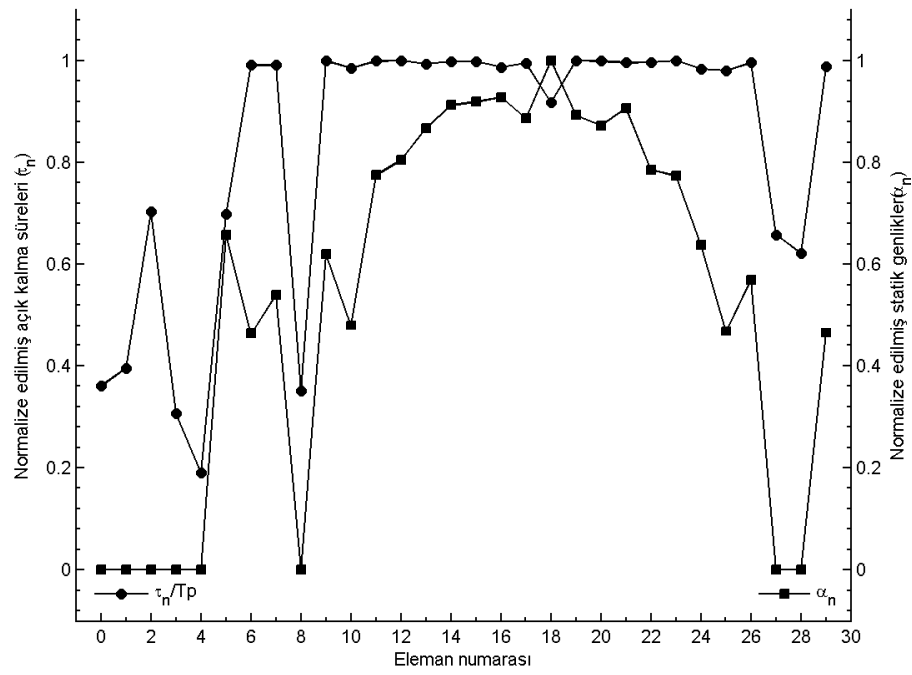
Çizelge 7.1. Örnekler için hesaplanmış parametreler [22]

	YKS(dB)	YBS(dB)	DAO	YGHG	HG	Uyarım(%)
Örnek-1	-23,01	-34,08	2,04	4,26	12,59	76,67
Örnek-2	-21,84	-33,77	2,16	5,26	13,39	73,33
Örnek-3	-20,04	-30,08	1	3,84	9,34	100

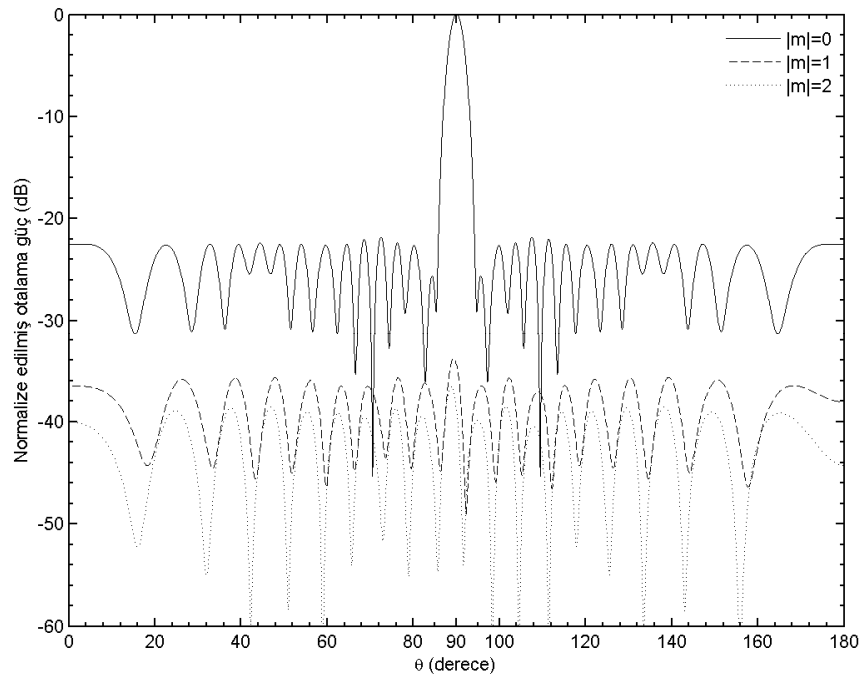
Bu durum beklenen bir durumdur. Çünkü Örnek-3 de bu parametreler sadece anahtarlama sürelerinin bir fonksiyonu iken kullanılan yöntemde dinamik genliklerin bir fonksiyonudur. Kullanılan yöntemde statik genlikler fazladan serbestlik derecesi getirmektedir. Sunulan çözümlerde ana hüzmedeki artışlar da olağan bir sonuçtur. Ana hüzme genişliği çoğunlukla dizinin en dış elemanlarına bağlı olarak değişmektedir ve örnekler incelendiğinde eniyileme sonucu bu elemanların diziden çıkarıldığı görülmektedir. Bu elemanların diziden çıkması ise ana hüzmede genişlemeye neden olmaktadır.

Örneklerdeki tekil en iyi çözümler yöntemin kullanılabilirliği hakkında yeterli bilgi sağlamamaktadır, bu bakımdan ortalama değerler üzerinde yapılacak yorumlar daha sağlıklı olacaktır. 200 bağımsız deney sonucunda yöntem, 209 ortalama iterasyonda 4,47/30 seyreltme oranını yakalamış ve minimum seyreltme olarak %10, maksimum seyreltme olarak %26,67 oranları gözlemlenmiştir. Seyreltme ortalaması ise %14,9 olarak gözlemlenmiştir.

Ayrıca yan kulakçık seviyesinin ve yanbant seviyesinin bastırılması işlemi ortak tek bir eniyileme sürecinde düşünülmüş ve hüzme genişliği kısıtı olmadan -20dB YKS ve -20dB YBS sınırı için 40 bağımsız deneyin ortalaması olarak 626 iterasyonda 3,35/30 eleman çıkarma oranı, %2,5 minimum seyreltme ve %26,67 maksimum seyreltme oranları gözlemlenmiştir. Bu gözlemlere dayanarak eniyileme süreci iki basamağa ayrıldığında sonuçların iyileştirilebildiği gösterilmiş olmaktadır.



Şekil 7.3. Örnek-2 için Normalize edilmiş anahtarlama süreleri ve statik genlikler [22].



Şekil 7.4. Örnek-2 için ortalama güç yoğunluğu örüntüsü [22].

Yapılan tüm bağımsız deneylerde tam dolu dizi durumu oluşmamıştır. Fakat bu durumun gözlenmemesi oluşmayacağı anlamını taşımamaktadır. Süreçte evrimsel bir yöntem olan DE kullanıldığından ve eleman çıkarma işlemi rassal tabanlı olduğundan, yöntemin tam dolu bir dizi ile sonuç vermesi ya da hiç sonuç vermemesi ihtimalleri gözlenmemesine rağmen yine de mevcuttur.

Yöntemin literatürde var olan seyreltme oranları ile bir karşılaştırması Çizelge 7.2’ de verilmiştir. Literatürde var olan çalışmalarda verilen sonuçlar en iyi çözümler üzerinden olmaktadır. Bu sebeple Çizelge 7.2 en iyi çözümler üzerinden hazırlanmıştır ve satırlar kullanılan algoritma ismi ile isimlendirilmiştir. Çizelge 7.2’den de anlaşılacağı üzere yöntemin seyreltme oranları var olan çalışmalarla uyum içerisindedir.

Çizelge 7.2. Referanslarda verilen seyreltme yüzdeleri

	Ör.-1	Ör.-2	Ör.-3	Ör.-4	Ör.-5	Ör.-6	Ör.-7
DE	%23,33	%26,67	-	-	-	-	-
GA	%23	%25	%25	%22	%22	%17	%17
ACO	%18	%28	-	-	-	-	-
RGA	%22	%24	-	-	-	-	-
PS	%20	%24	%20	%20	-	-	-

7.2. Zaman Modülasyonlu Dizilerde Örüntü Sıfırlama

Örüntü sıfırlama ya da başka bir ifade ile uzaysal filtreleme uzayın belirli bir noktasından gelen sinyalin fiziksel olarak anten tarafından algılanmaması için antenin ışıma örüntüsünün uzayın o noktasını bastırarak şekilde şekillendirilmesidir. Bu işlem ile istenmeyen kaynaklar elimine edilebilmekte, dinleme veya casusluk faaliyetlerine karşı da bir önlem alınabilmektedir. Bu işlem statik modda çalışan bir anten dizisi için dizi parametrelerinin ayarlanması ile mümkün kılınabilir. Statik modda çalışan giriş portları iyi filtrelenmiş bir anten dizisi için, dizi çalışma frekansı haricinde harmonik

ışma yapmayacaktır, bu sebeple antenin çalışma frekansı için bu bastırma işleminin gerçekleştirilmesi yeterli olmaktadır. Fakat zaman modülasyonlu diziler için durum her harmonik için ayrı ayrı düşünülmelidir. Başka bir ifade ile, statik modda çalışan bir dizi için çalışma frekansında uzaysal bastırım yapmak istenmeyen etkileri ortadan kaldırmaya yeterli olmakla beraber bu durum zaman modülasyonlu dizileri için harmonik frekanslarda da iletişimin mümkün olmasından dolayı tüm harmonik frekanslar göz önünde bulundurularak yapılmalıdır.

Örüntü şekillendirme dizi parametrelerine bağlı bir işlem olduğundan dolayı zaman modülasyonlu diziler için açısız bastırım bir eniyileme problemi olarak düşünülebilir. Bu problemde eniyileme işlemi, ana ışma eniyilemesi ve yanbant eniyilemesi olarak iki basamağa ayrılabilir. Bölüm 7.1.' de yapılan işleme benzer bir işlem ile ilk adımda ana ışma dinamik genlikler ile şekillendirilip, ikinci adımda anahtarlama süreleri ile yanbantlar ve harmoniklerde oluşan sıfır derinlik düzeyleri ayarlanabilir [52].

İşlemin birinci basamağı için maliyet fonksiyonu; $H(\cdot)$ standart Heaviside basamak fonksiyonu, $\Lambda = [\max(YKS) - YKS_d]$, q istenen sıfır sayısı ve $\Delta = \sum_{\langle q \rangle} (SDD_0^q - SDD_d^q)$ olmak üzere:

$$f_1 = H(\Lambda|_{m_0}) \Lambda^2|_{m_0} + H(\Delta|_{m_0}) \Delta^2|_{m_0} \quad (7.4)$$

şeklinde tanımlanabilir. Bu ifadede m_0 alt indisi işlemin çalışma frekansında yapıldığını göstermektedir. Bu işlem sonucu ikinci basamakta kullanılacak olan ξ_n dinamik genlikleri hesaplanmış olacaktır.

İkinci basamakta ξ_n sabit kalmak kaydıyla τ_n eniyileme vektörü,

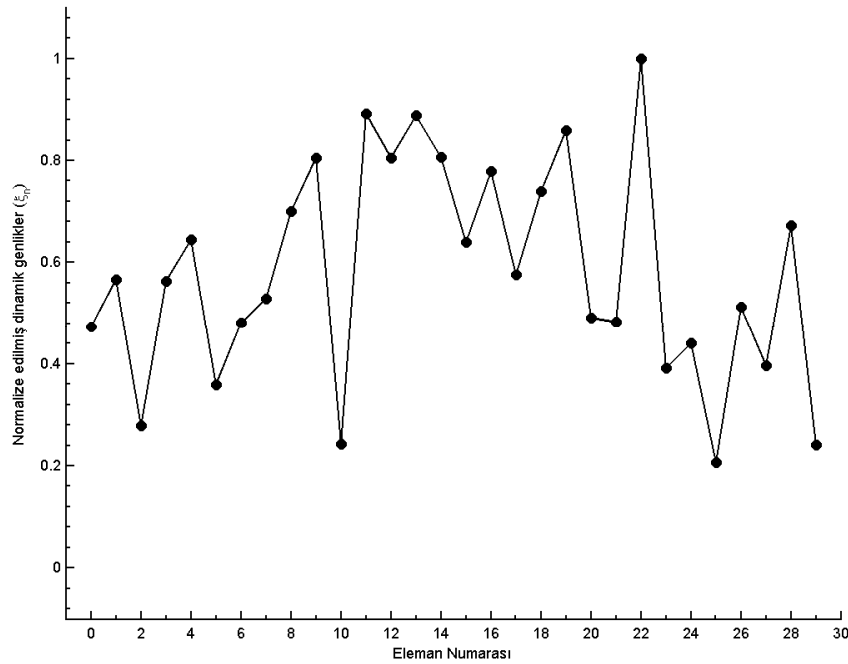
$\Omega|_{m_1} = [\max(YBS) - YBS_d]$, k istenilen sayıda harmonik numarası ve

$\Theta|_k = \sum_{\langle k \rangle} \sum_{\langle q \rangle} (SDD_0^q - SDD_0^q)$ olmak üzere:

$$f_2 = H(\Omega|_{m_1})\Omega^2|_{m_1} + H(\Theta|_k)\Theta^2|_k \quad (7.5)$$

şeklinde bir maliyet fonksiyonu kullanılabilir.

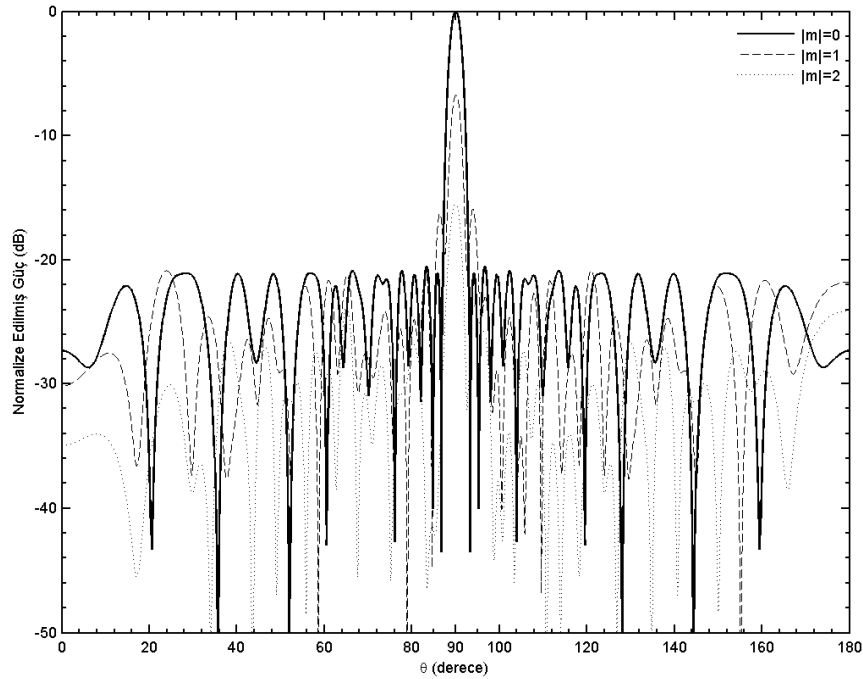
Örnek olarak z -ekseni üzerine yerleştirilmiş, elemanları arası uzaklık eşit ve $0,7\lambda$ olan doğrusal bir dizi ve bu dizi için -20dB YKS, -30dB YBS ve 52° de -50dB derinlikli örüntü sıfırı olması istenen bir senaryo düşünülürse, 1. basamak için eniyileme sonucu Şekil 7.5' de verilmiştir. Şekil 7.5' de verilen dinamik genliklere karşılık gelen ışınma örüntüsü ve ilk 70 harmonik için oluşacak maksimum YBS sırasıyla Şekil 7.6 ve Şekil 7.7'de verilmiştir.



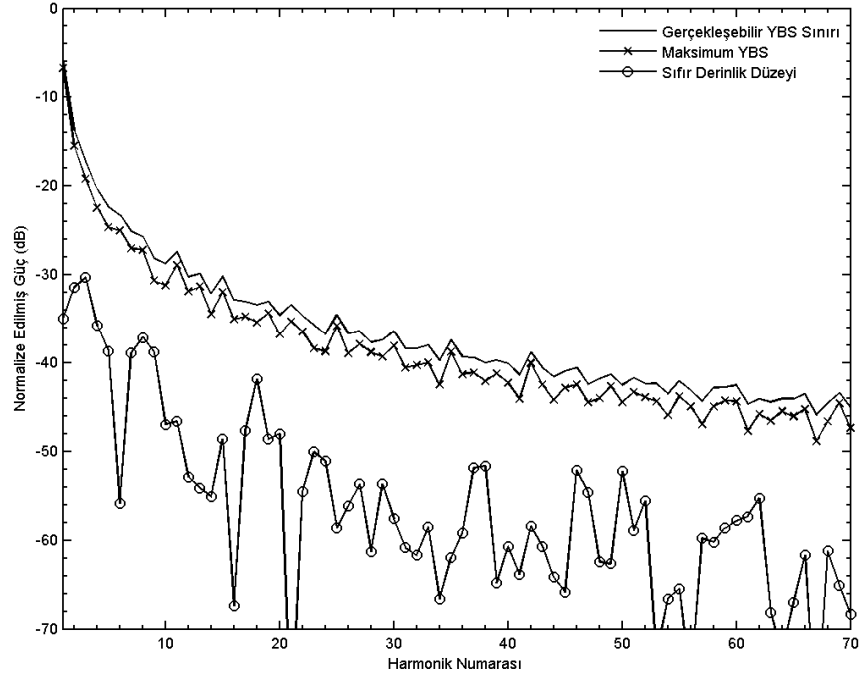
Şekil 7.5. Örnek senaryo için elde edilmiş dinamik genlikler [52].

Şekil 7.6 ve Şekil 7.7' den de anlaşılacağı üzere 1. Basamak sonucu sadece ana ışımının YKS ve sıfır derinlik düzeyi değerleri optimize edilmiştir. Şekil 7.7' de de gösterildiği üzere maksimum YBS istenilen değerin çok üzerindedir ve senaryo gereği düşürülmelidir. Ayrıca ana ışımada bastırılan 52° , yanbant ışımalarında varlığını sürdürmektedir. Bu bakımdan yanbantların bastırılması ile beraber bu açıdaki ışımada da istenilen değerin altına indirilmelidir.

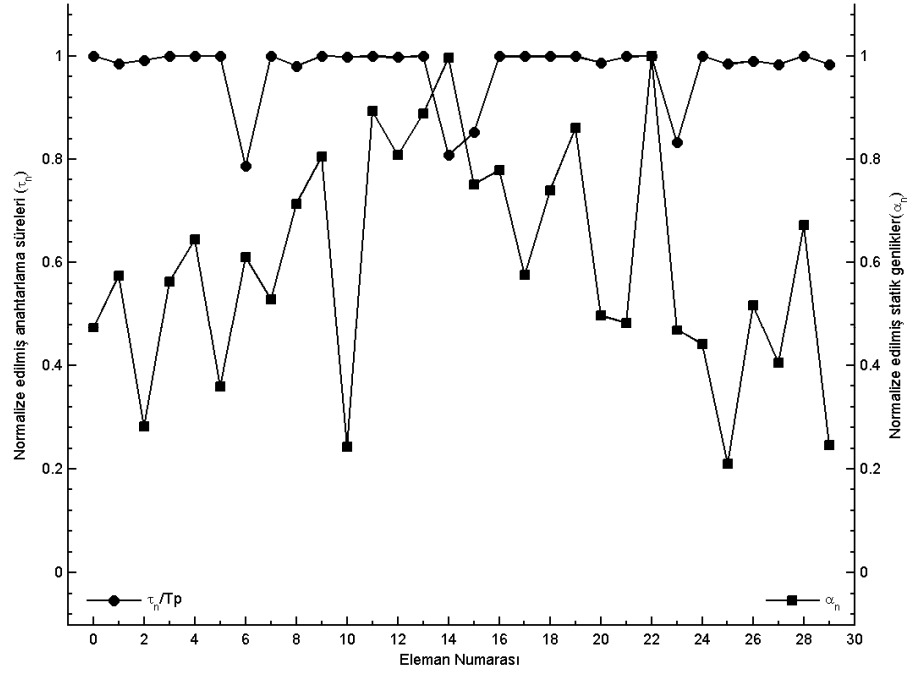
İkinci basamak için anahtarlama süreleri Şekil 7.5' de verilen değerler sabit kalmak kaydıyla Eş. 7.5. ile optimize edilirse oluşabilecek çözümlerden biri Şekil 7.8'de verilmiştir. Bu sonuçlar ile elde edilen ışımada örüntüsü ve yanbant değerleri ise sırasıyla Şekil 7.9 ve Şekil 7.10' da verilmiştir. Şekil 7.9 ve Şekil 7.10' dan anlaşılacağı üzere yöntem YKS ve YBS' yi istenilen şartlarda bastırmakla beraber örüntü sıfırlarını da tüm harmonikler için istenilen seviyenin altında tutabilmiştir.



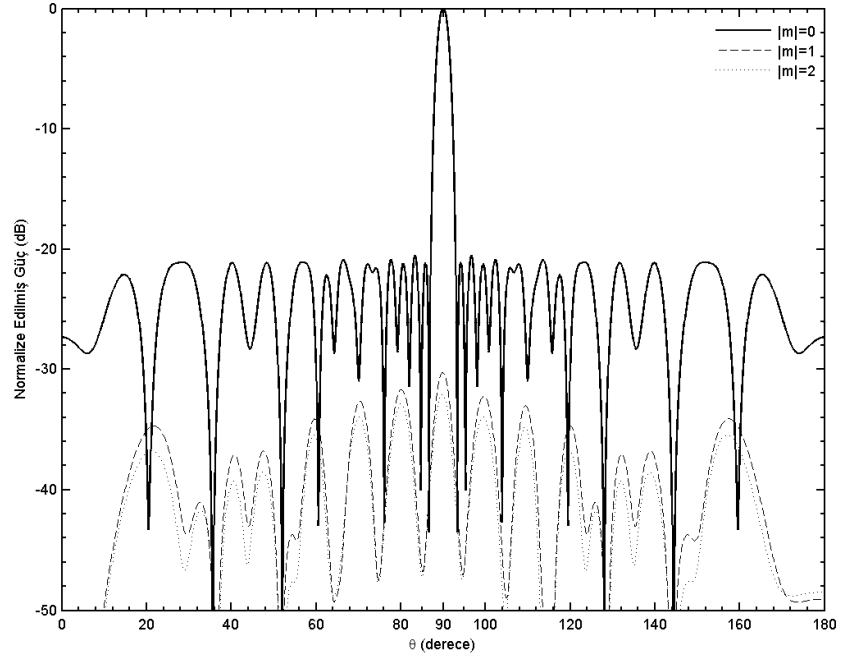
Şekil 7.6. Örnek senaryoda 1. basamak eniyileme sonuçları için verilen değerler için ışımada örüntüsü [52].



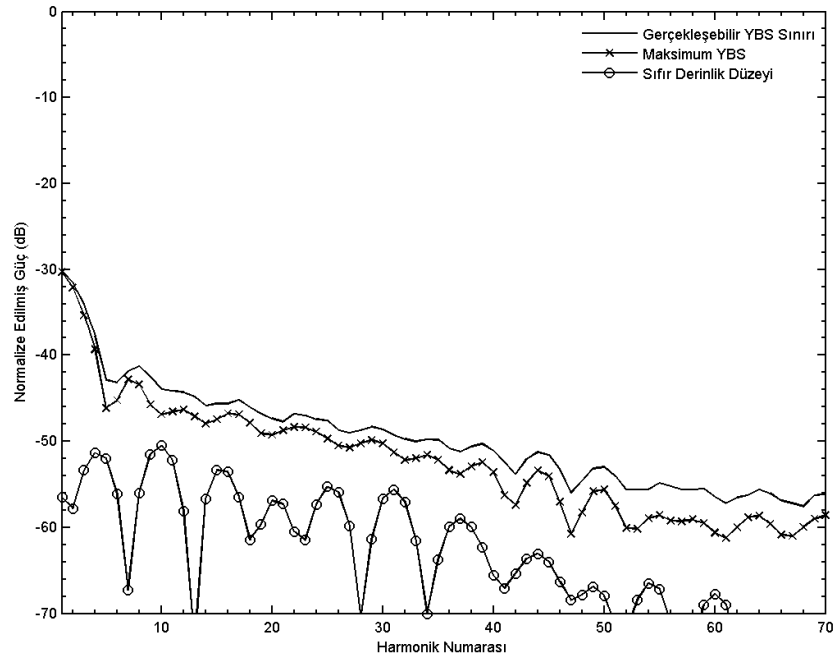
Şekil 7.7. Örnek senaryoda 1. basamak eniyileme sonuçları için yanbant değerleri [52].



Şekil 7.8. Örnek senaryo için 2. basamak eniyileme sonuçları [52].



Şekil 7.9. Örnek senaryoda 2. basamak eniyileme sonuçları için ışıma örüntüleri [52].



Şekil 7.10. Örnek senaryoda 2. basamak eniyileme sonuçları için yanbant değerleri [52].

Eniyileme aracı olarak seçilen DE için kullanılan algoritma parametreleri olarak popülasyon büyüklüğü 50, çaprazlama faktörü 0,95, mutasyon faktörü 0,6 alınmıştır. Ayrıca 40 bağımsız deney üzerinden sağlamlık testi yapılmış ve yöntemin tüm deneyler için sonuç verdiği gözlemlenmiştir. 40 bağımsız deney ortalaması olarak yöntem 1. Basamak için 19,1, 2. Basamak için 263,6 ortalama iterasyonda sonuca ulaşmaktadır.

7.3. Darbe Bölümlleme ile Zaman Modülasyonlu Dizilerde Yanbant Bastırımı

Periyot başına tek darbe kullanımı yanbant ışımasının kontrolü hususunda sıkça karşılaşılan bir durumdur. Fakat yanbantların kontrolü için veya ana örüntünün şekillendirilmesi için periyot başına tek darbe olması gerekli bir şart değildir. Literatürde ilk darbe bölümlleme işlemi, darbe periyodunun önceden tanımlı eşit bölümlenmiş aralıkları üzerinden hangi aralığın açık olması gerektiği problemi üzerinde bir çalışma ile belirmiştir [10]. Bu bakış açısı ile, periyodu eşit aralıklar ile bölerek ve bir ikili eniyileme neticesinde harmonik ışımasını kontrol etmek mümkündür. Başka bir bakış açısı ise, darbelerin dönel bir şekilde kaydırılması ile yanbant bastırımının sağlanabileceğidir [28]. Bu yaklaşımda, periyot sonlarında kalan darbe bölümleri bir sonraki periyoda aktarıldığı için periyot başına birden fazla darbe oluşmaktadır [28] ve bu durum bölümlenmiş darbeler olarak düşünülebilir.

Zaman modülasyonunda da anahtarlama süreleri olarak Chebyshev veya Taylor gibi statik bilinen dağılımların seçilmesi, statik modda çalışan aynı dağılımlı dizilerde olduğu gibi çalışma frekansındaki ışımanın bu dağılımlar ile şekillendirilmesine olanak sağlamaktadır. Başka bir ifade ile, anahtarlama süreleri olarak bilinen dağılımların kullanılması, bu dağılımların statik modda oluşturduğu örüntülerin dinamik modda çalışma frekansında da oluşmasını sağlamaktadır. Bu tipte oluşturulmuş diziler için zaman modülasyonundan kaynaklı yanbantların bastırımı istenebilmektedir. Bu durum çalışma

frekansındaki örüntüyü bozmadan darbe kaydırma ile gerçekleştirilebilir [28]. Ana ışımayı bozmadan yanbant bastırımı işlemi, darbeleri kaydırmak yerine ilgili elemanın toplam açık kalma süresi değişmemek kaydı ile darbeleri bölme ile de gerçekleştirilebilir [29].

Örnek olarak N elemanlı, pozitif z -ekseni üzerine yerleştirilmiş bir dizi düşünülürse ve bu dizinin her elemanı Q_n darbe ile anahtarlanırsa, bu dizi için yazılabilecek en genel anahtarlama fonksiyonu $\forall q \in N, q \leq Q_n - 1$, $0 < \tilde{t}_n^0 < \tilde{t}_n^1 < \dots < \tilde{t}_n^{2q+1} \leq T_p$ olmak ve $\tilde{t}^{2q}$ darbelerin başlangıç zamanını temsil etmek kaydıyla, $\tilde{t}$ darbelerin başlama ve bitiş zamanlarını göstermek üzere:

$$U_n(t) = \begin{cases} 1, & \tilde{t}_n^{2q} < t \leq \tilde{t}_n^{2q+1} \\ 0, & \text{diger} \end{cases} \quad (7.6)$$

şeklinde yazılabilir. Bu anahtarlama fonksiyonuna bağlı karmaşık Fourier katsayıları $\gamma_n^q = (\tilde{t}_n^{2q+1} - \tilde{t}_n^{2q})/T_p$ her bir darbenin süresini göstermek üzere:

$$C_n^m = \begin{cases} \sum_{q=0}^{Q_n-1} \gamma_n^q, & m = 0 \\ \frac{1}{\pi m} \sum_{q=0}^{Q_n-1} \sin(m\pi\gamma_n^q) e^{-jm\omega_p \tilde{t}_n^{2q}} e^{-jm\pi\gamma_n^q}, & |m| \neq 0 \end{cases} \quad (7.7)$$

olarak ifade edilebilir. Eş. 7.7'den de açıkça anlaşılabileceği üzere toplam açık kalma süresi sabit olacak şekilde darbeleri bölmek ana ışımanın örüntüsünü bozmayacaktır. Örnek olarak 16 elemanlı -30dB Chebyshev dizisi düşünülebilir. Her bölümlenebilir darbe, birincisi periyot başından başlamak üzere iki parçaya bölünürse, birinci darbenin süresi ve ikinci darbenin başlangıç noktası iki bağımsız eniyileme parametresi olarak düşünülebilir. τ_n^0 ve δ_n sırasıyla bu parametreleri göstermek üzere eniyileme vektörü

$\vec{v} = \{\tau_n^0, \delta_n\}$ olarak alınabilir. Bu vektör ile yanbant bastırımı için $\Lambda_m = \max(YBS_m)$ ve Λ_{ref} referans YBS' yi göstermek üzere:

$$\Psi(\vec{v}) = \max\{H(\Lambda_m - \Lambda_{ref})\Lambda_m\}, m = 1, \dots, K \quad (7.8)$$

fonksiyonu minimize edilebilir. Bu ifadede m harmonik numarasını temsil etmektedir ve tüm harmoniklerin kontrolü için $K \rightarrow \infty$ olarak alınmalıdır, fakat -22dB eşik değeri için $K = 5$ yeterli çözümler sunacaktır.

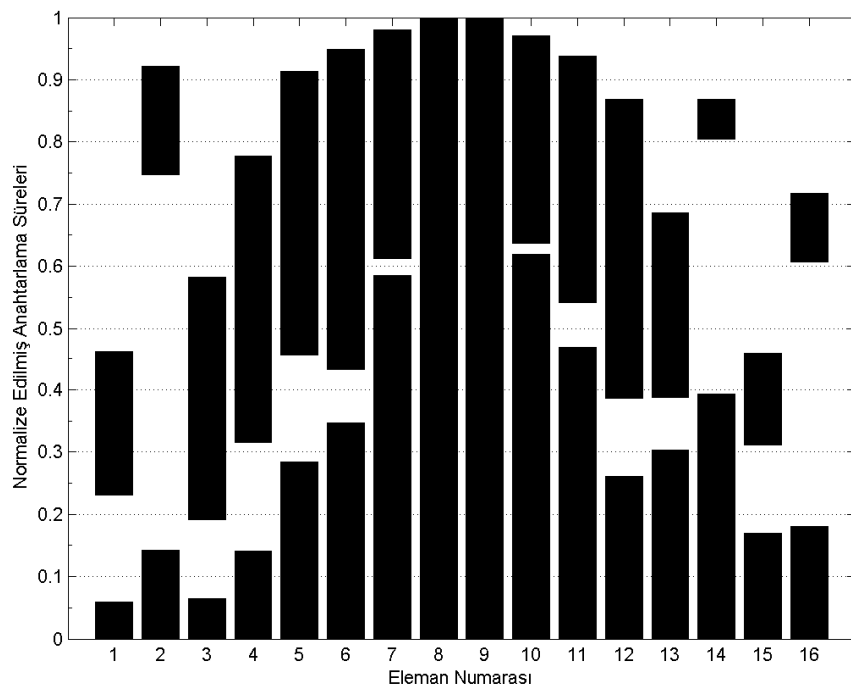
L. Poli ve arkadaşlarının çalışmasına göre darbe kaydırma ile aynı dizi için -19.5dB yanbant seviyesine ulaşılabilinmektedir [28]. Bu değer A. Tennat ve B. Chambers' ın çalışmasında elde edilen değerden -7dB daha iyi bir değerdir [27]. Eğer aynı 16 elemanlı -30dB Chebyshev dizisi düşünülürse ve bu dizi Eş. 7.8 için $P=50$, $Cr=0,9$ ve $F=0,6$ algoritma parametreleri ile "DE/best/1/bin" algoritması kullanılarak optimize edilirse, elde edilen anahtarlama süreleri, bu sürelerle bağlı ışıma örüntüsü ve ilk 30 harmonik için YBS düzeyleri sırasıyla Şekil 7.11, Şekil 7.12 ve Şekil 7.13'de verilmiştir. Şekil 7.13'den de görüleceği üzere darbe bölme ile maksimum YBS -22,5dB olarak gözlemlenmiştir. Bu seviye L. Poli ve arkadaşlarının çalışmasında bulunan en iyi değerden yaklaşık 3dB daha iyi bir sonuçtur ve darbe bölme ile literatürde var olan değerlerden daha iyi sonuçlar elde edilebilir [28].

Yanbant ışımaları her zaman bir kayıp olarak düşünülmeyip, amaç doğrultusunda da kullanılabilirler [30-33]. Bu durum örnek olarak askeri uygulamalarda kullanılmayan bantlardan yapılan ışımaların dinlenmesi gibi istenmeyen sonuçlar doğurabilmektedir. Bu bakımdan sadece istenmeyen harmoniklerin bastırılması ve kalanı üzerinden iletişim sağlanması durumu söz konusu olmaktadır. Örnek olarak ikinci harmonik üzerinden iletişim yapılan fakat birinci harmoniğin kullanılmak istenmediği bir senaryo düşünülürse ve bu senaryo için Eş. 7.8 kullanılarak bir eniyileme işlemi gerçekleştirilirse, istenen senaryo için elde edilen anahtarlama süreleri,

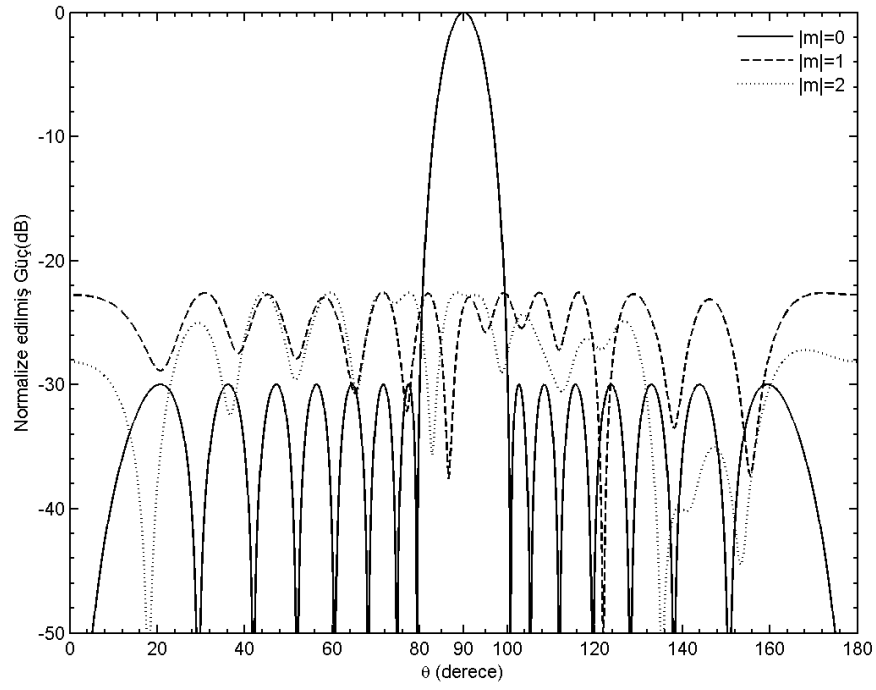
bu sürelerle ilgili ilk iki harmonik için ışıma örüntüleri ve ilk 30 harmonik için maksimum YBS sırasıyla Şekil 7.14, Şekil 7.15 ve Şekil 7.16' da verilmiştir.

Yanbant seviyelerinin dolaylı bastırımı için genel kabul gören görüşlerden biri en yüksek yanbant seviyesinin birinci harmonikte oluşacağı ve bu harmoniğin bastırılması ile diğer harmoniklerin de bastırılacağı görüşüdür [9]. Şekil 7.16' da açıkça görüleceği üzere genel kabul gören bu görüş her durum için geçerli bir görüş değildir ve yanbant bastırımı için sadece ilk harmoniğin kullanılması her zaman doğru sonuçlar üretmeyebilir.

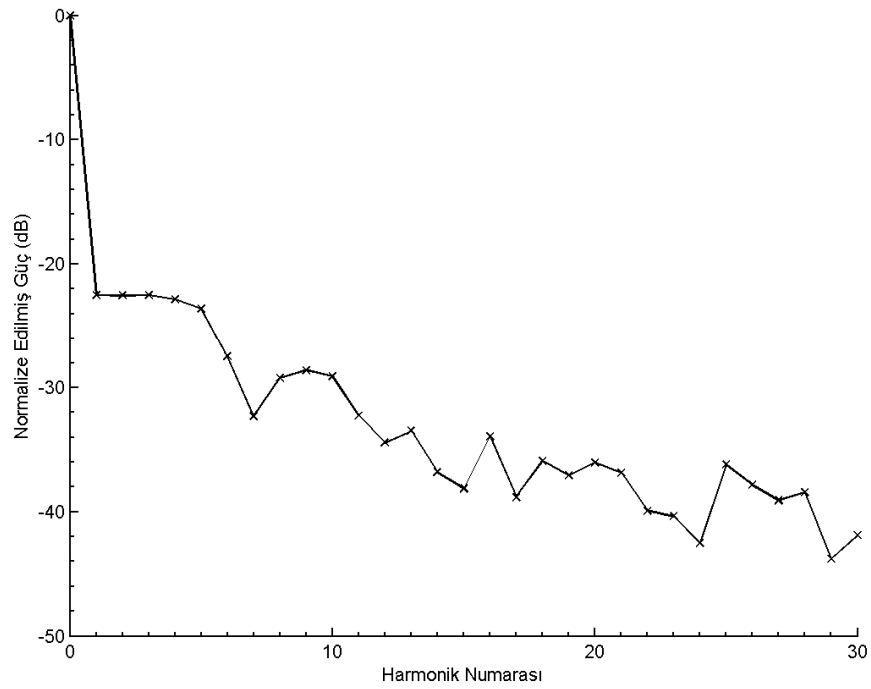
Darbe bölümlleme işlemi ile var olan görüşün aksine [9], her bir harmonik için bağımsız kontrol imkanı sağlanmış olmaktadır. Ayrıca bölme işlemi sonucu oluşan yeni darbeler ile tasarım sürecinde örüntü kontrolü için ekstra serbestlik derecesi sağlanmış olmaktadır.



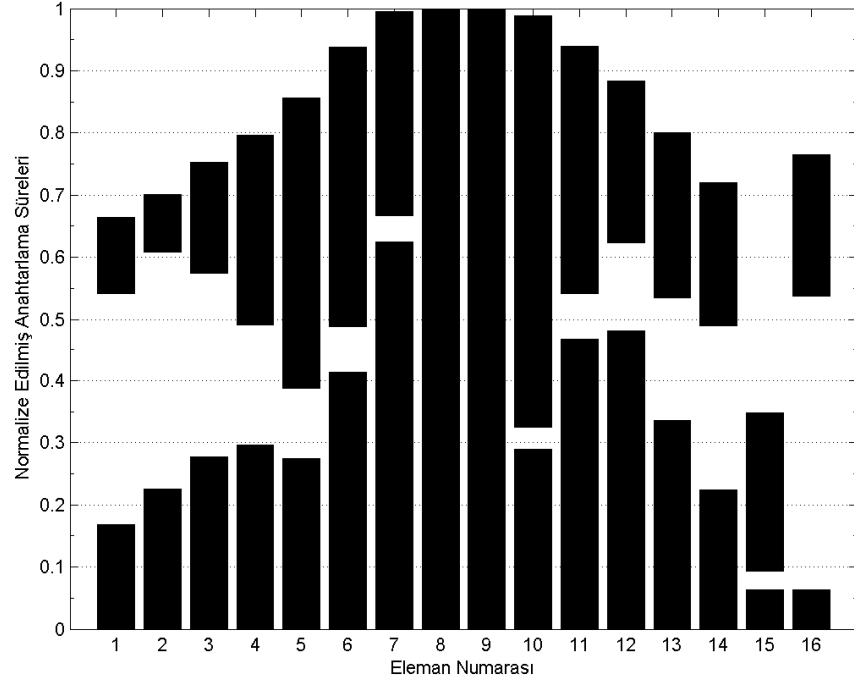
Şekil 7.11. Yanbant bastırımı için oluşturulan anahtarlama süreleri [29].



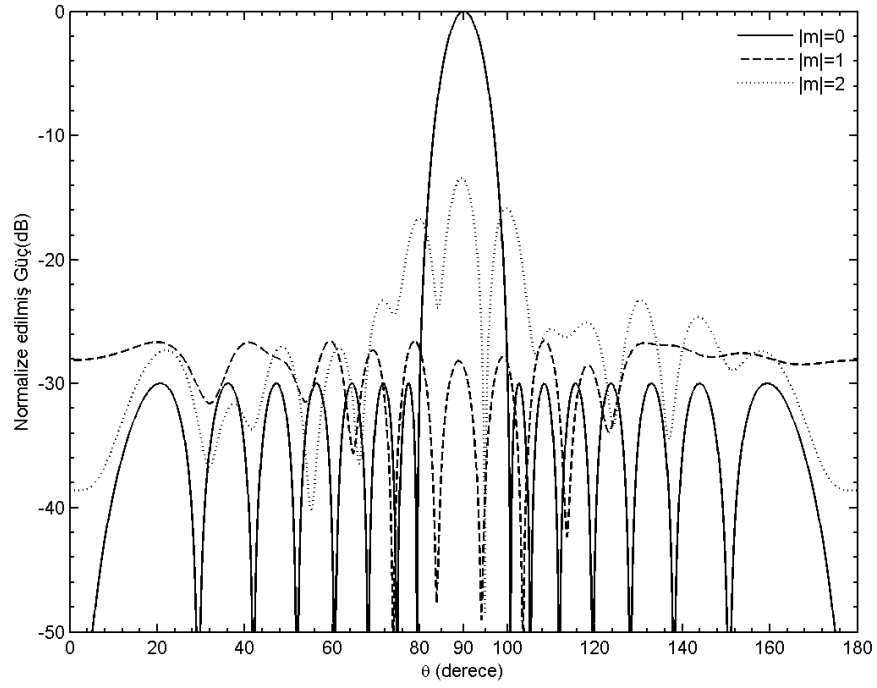
Şekil 7.12. Şekil 7.11' de elde edilen değerler için ışıma örüntüleri [29].



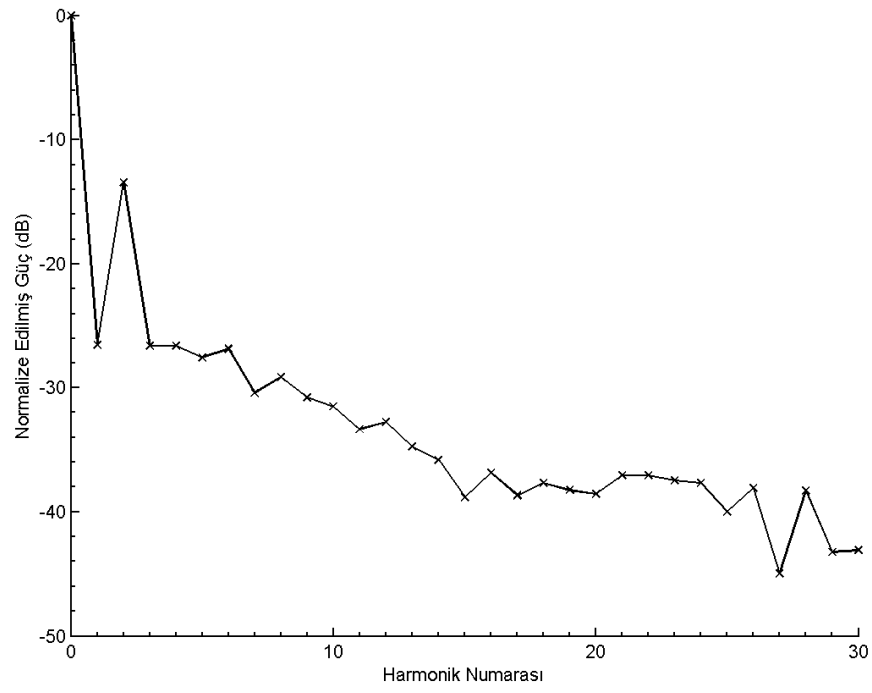
Şekil 7.13. Şekil 7.11 için yanbant seviyeleri [29].



Şekil 7.14. İlk yanbandı bastırmak için oluşturulmuş anahtarlama süreleri [29].



Şekil 7.15. Şekil 7.14 için elde edilmiş ışınma örüntüleri [29].



Şekil 7.16. Şekil 7.14. için yanbant seviyeleri [29].

8. SONUÇ

Bu tezde zaman modülasyonlu anten dizileri için dizi seyreltme, örüntü sıfırı kontrolü, yanbant bastırımı ve doğrusal ve düzlemsel diziler için yanbantlarda ışınan zaman ortalama toplam güç konuları üzerinde çalışılmıştır.

Halihazırda maksimum yanbant düzeyinin belirlenmesinde kullanılan uzayın örneklenip örnekler arasından en büyüğünün seçilmesi işlemi yerine kullanılabilecek kapalı form bir eşitsizlik verilmiştir. Bu üst sınır sayesinde tam olarak harmonik kontrolü için gerekli olan yüksek sayıda harmoniğin hesaba katılması ve uzayın örneklenmesi kaynaklı işlem uzunluğu problemine bir çözüm getirilmiştir. Verilen yanbant sınırı tüm yanbantların hesaplanan seviyenin altında olacağını garanti etmektedir. Ayrıca verilen ifade dinamik genliklere bağlı bir ifade olduğundan bu eşitsizlik ile verilen değer elemanların konumundan, frekansından ve fazından bağımsız olacaktır. Başka bir ifade ile fazların, konumların ve frekansın değişimi üst sınırı etkilemeyecektir. Bu eşitsizlik ile optimize edilecek bir dizi için ana hüzmeye konum ve faz ile ayarlanacak olursa, maksimum yanbant düzeyi hesabına gerek kalmayacaktır. Bu da yeni bir tasarım prosedürünün önünü açmaktadır.

Ayrıca, yanbantlarda ışınan toplam zaman ortalama güç ifadesi, darbelerin sıfır çevresinde simetrik olduğu doğrusal ve dikdörtgen ızgara üzerine yerleştirilmiş düzlemsel diziler için yazılmış formülasyonlardır. Bu tezde asimetrik durumlar için bu formülasyonların kullanılamayacağı belirtilmiştir. Simetrik darbe dağılımı durumu asimetrik duruma genelleştirilmiş ve dikdörtgen ızgara üzerine yerleştirilmiş düzlemsel bir dizi için yazılan formülasyon kanonik bir ızgara üzerinde olmayan düzlemsel diziler için genelleştirilmiş ve doğrusal diziler için verilen formla birleştirilmiştir. Bu sayede tüm doğrusal ve düzlemsel diziler için kullanılabilecek tek bir kapalı form denklem yazılmıştır.

Düzgün dağılımlı genliğe sahip olmayan zaman modülasyonlu diziler için DE algoritmasının operatörleri kullanılarak bir dizi seyreltme yöntemi önerilmiştir.

Yöntem varolan çalışmalardan farklı olarak doğrudan ikili eniyileme yerine gerçel uzayda bir ceza fonksiyonu vasıtasıyla seyreltme işlemini gerçekleştirmektedir. Yöntem doğrusal bir dizi için örneklendirilip incelenmiş, metodun literatürde var olan metodlar ile kıyaslaması yapılmış ve metodun kullanılabilirliği gösterilmiştir.

Zaman modülasyonlu bir dizi için örüntü sıfırı kontrolü konusunda, statik modda çalışan bir anten dizisinden farklılıkları ortaya konmuş ve tasarım sürecinde kullanılabilecek iki basamaklı bir eniyileme prosedürü önerilmiştir. Bu prosedür 30 elemanlı bir dizi ile örneklendirilmiş ve bu örnek üzerinden inceleme yapılmıştır. Birinci basamakta ana örüntünün şekillendirilmesi ve ikinci basamakta ise yanbantların bastırılması ve şekillendirilmesi önerilmiştir. Bu şekilde hem yakınsama oranlarında, hem de yakınsama hızında artış olacağı gözlemlenmiştir. Ayrıca statik modda örüntü sıfırının ana örüntüde şekillendirilmesi yeterli iken, zaman modülasyonlu dizilerde yanbant ışmalarının da hesaba katılması gerektiği ve uygulanacak eniyileme işlemlerinde bu durumun göz önünde bulundurulması gerektiği anlatılmıştır.

Literatürde var olan zaman modülasyonlu diziler için yanbant bastırımı probleminin çözümüne ek bir çözüm olarak darbelerin periyot içerisinde toplam süre değişmeksizin bölümlenmeleri ile çözüme ulaşılabileceği gösterilmiştir. Bu durum, literatürde var olan çalışmalar ile karşılaştırma yapılabilmesi için, 16 elemanlı -30dB Chebyshev dizisi ile örneklendirilmiş ve yaklaşımın bilinen genlik dağılımları altında yanbant bastırımı için darbe bölümlenmenin halihazırda var olan en uygun çözüm olan darbe kaydırma işleminden -3dB daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir. Ayrıca, genel kanı olan ilk yanbantın her zaman diğer yanbantlardan büyük olacağı, bu sebeple ilk yanbandın bastırımının diğer yanbantları da bastıracağı fikrinin her zaman kullanılabilir bir düşünce olmadığı verilen örnek ile gösterilmiştir. Yine, verilen bu örnek ile darbe bölümlenmenin kullanılabilir olduğu durumlarda bağımsız yanbant kontrolü sağladığı gösterilmiştir.

Yapılan çalışmalarda dizilerin izotropik kaynaklardan oluştuğu varsayılmıştır ve elemanlar arası etkileşim ihmal edilmiştir. alışmalar eleman tipinin yanbantlarda oluşturduğu etkinin incelenmesi ve elemanlar arası etkileşimin de hesaba katılması ile derinleştirilebilir.

KAYNAKLAR

1. Balanis, C. A., "Antenna theory analysis and design," 1st ed. **John Wiley & Sons**, New York, 204-282, (1982).
2. Yang, S., Nie, Z., "A review of the four dimensional antenna arrays," **J. Electronic Science and Technology of China**, 4(3): 193-201, (2006)
3. Mailloux, R. J., "Phased array antenna handbook," **Artech House**, London, 109-180, (1993).
4. Shanks, H. E., Bickmore, R. W., "Four-dimensional electromagnetic radiators," **Canad. J. Phys.**, 37: 263-275, (1959).
5. Kummer, W. H., Villeneuve, A. T., Fong, T. S., Terrio, F. G., "Ultra-low sidelobes from time-modulated arrays," **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 11(6): 633-639, (1963).
6. Yang, S., Gan, Y. B., Qing, A., "Sideband suppression in time-modulated linear arrays by the differential evolution algorithm," **IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.**, 1: 173-175, (2002).
7. Yang, S., Gan, Y. B., Qing, A., "Low sidelobe phased array antennas with time modulation," **Proc. IEEE Int.Symp. Antennas Propag. Soc.**, 4: 200-203, (2003).
8. Yang, S., Gan, Y. B., Tan, P. K., "A new technique for power-pattern synthesis in time-modulated linear arrays," **IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.**, 2: 285-287, (2003).
9. Fondevila, J., Bregains, J. C., Ares, F., Moreno E., "Optimizing uniformly excited linear arrays through time modulation," **IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.**, 3:298-301, (2004).
10. Yang, S., Gan, Y. B., Qing, A., Tan, P. K., "Design of a uniform amplitude time modulated linear array with optimized time sequences," **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 53(7): 2337-2339, (2005).
11. Fondevila, J., Bregains, J. C., Ares, F., Moreno, E., "Application of time modulation in the synthesis of sum and difference patterns by using linear arrays," **Microw. Opt. Technol. Lett.**, 48(5): 829-832, (2006).
12. Yang, S., "Study of low sidelobe time modulated linear antenna arrays at millimeter-waves," **Int. J. Infrared Milli Waves**, 26(3): 443-456, (2005).
13. Yang, S., Nie, Z., "Time modulated planar arrays with square lattices and circular boundaries," **Int. J. Numer. Model.**, 18: 469-480, (2005)

14. Yang, S., Nie, Z., "Millimeter-wave low sidelobe time modulated linear arrays with uniform amplitude excitations," *Int. J. Infrared Milli Waves*, 28: 531-540, (2007).
15. Chen, Y., Yang, S., Nie, Z., "Synthesis of optimal sum and difference patterns from time modulated hexagonal planar arrays," *Int. J. Infrared Milli Waves*, 29: 933-945, (2008).
16. Yang, S., Chen, Y., Nie, Z., "Multiple patterns from time-modulated linear antenna arrays," *Electromagnetics*, 28: 562-571, (2008).
17. Huang, M., Yang, S., Li, G., Nie, Z., "Synthesis of low and equal-ripple sidelobe patterns in time-modulated circular antenna arrays," *J. Infrared Milli Terahz Waves*, 30: 802-812, (2009).
18. Yang, S., Nie, Z., "Mutual coupling compensation in time modulated linear antenna arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 53(12): 4182-4185, (2005).
19. Li, G., Yang, S., Wang, G., Nie, Z., "Mutual-coupling compensation in time modulated antenna arrays for flat-top pattern synthesis," *Electromagnetics*, 29: 499-507, (2009).
20. Li, G., Yang, S., Huang, M., Nie, Z., "Sidelobe suppression in time modulated linear arrays with unequal element spacing," *J. Electromagn. Waves Appl.*, 24(5/6):775-783, (2010).
21. Yang, S., Gan, Y. B., Tan, P. K., "Evaluation of directivity and gain for time-modulated linear antenna arrays," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 42(2): 167-171, (2004).
22. Aksoy, E., Afacan, E., "Thinned nonuniform amplitude time modulated linear arrays," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 9: 514-517, (2010).
23. Bregains, J. C., Fondevila-Gomez, J., Franceschetti, G., Ares, F., "Signal radiation and power losses of time-modulated arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 56(6): 1799-1804, (2008).
24. Poli, L., Rocca, P., Manica, L., Massa, A., "Time modulated planar arrays - Analysis and optimisation of the sideband radiations," *IET Microw. Antennas Propag.*, 4(9): 1165-1171, (2010).
25. Poli, L., Rocca, P., Manica, L., Massa, A., "Handling sideband radiations in time modulated arrays through particle swarm optimization," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 58(4): 1408-1411, (2010).

26. Aksoy, E., Afacan, E., "Generalized representation of sideband radiation power calculation in arbitrarily distributed time-modulated planar and linear arrays," **Proc. PIERS'2011**, Suzhou, China, 368-371, (2011).
27. Tennant, A., Chambers, B., "Control of the harmonic radiation patterns of time-modulated antenna arrays," **Proc. IEEE AP-S Int. Symp.**, S. Diego, California, USA, 1-4, (2008).
28. Poli, L., Rocca, P., Manica, L., Massa, A., "Pattern synthesis in time modulated linear arrays through pulse shifting," **IET Microw. Antennas Propag.**, 4(9): 1157-1164, (2010).
29. Aksoy, E., Afacan, E., "Sideband level suppression improvement via splitting pulses in time modulated arrays under static fundamental radiation," **Proc. PIERS'2011**, Suzhou, China, 364-367, (2011).
30. Tennant, A., Chambers, B., "A two-element time-modulated array with direction-finding properties," **IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.**, 6: 64-65, (2007).
31. Tennant, A., "Experimental two-element time modulated direction finding array," **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 58(3): 986-988, (2010).
32. Li, G., Yang, S., Nie, Z., "Direction of Arrival Estimation in time modulated linear arrays with unidirectional phase center motion," **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 58(4): 1105-1111, (2010).
33. Li, G., Yang, S., Chen, Y., Nie, Z., "A novel electronic beam steering technique in time modulated antenna arrays," **Prog. Electromagn. Res.**, 97: 391-405, (2009).
34. Tong, Y., Tennant, A., "Simultaneous control of sidelobe level and harmonic beam steering in time-modulated linear arrays," **Electronics Letters**, 46(3): 201-202, (2010).
35. Zhu, X., Yang, S., Nie, Z., "Full-wave simulation of time modulated linear antenna arrays in frequency domain," **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 56(5): 1479-1482, (2008).
36. Manica, L., Rocca, P., Poli, L., Massa, A., "Almost time-independent performance in time-modulated linear arrays," **IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.**, 8: 843-846, (2009).
37. Li, G., Yang, S., Nie, Z., "A study on the application of time modulated antenna arrays to airborne pulsed Doppler radar," **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 57(5): 1578-1582, (2009).

38. Goldberg, D. E., "Genetic algorithms in search, optimization and machine learning", **Addison-Wesley**, Massachusetts, 89-145 (1989).
39. Storn, R., Price, K., "Differential evolution-a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces", **Journal of Global Optimization**, 11: 341-359 (1997).
40. Price, K. V., Storn, R. M., Lampinen, J. A., "Differential evolution: a practical approach to global optimization," **Springer**, Berlin, 20-182, (2005).
41. Aksoy, E., "Diferansiyel evrim algoritması ile anten dizilerinde örüntü şekillendirme," Yüksek Lisans Tezi, G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, 4-31, (2007).
42. Aksoy, E., Afacan, E., "Planar antenna pattern nulling using differential evolution algorithm," **Int. J. Electron. Commun.**, 63: 116-122, (2009).
43. Haupt, R. L., "Thinned arrays using genetic algorithms," **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, 42(7): 993-999, (1994).
44. Quevedo-Teruel, O., Rajo-Iglesias, E., "Ant colony optimization in thinned array synthesis with minimum sidelobe level," **IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.**, 5: 349-352, (2006).
45. Mahanti, G. K., Pathak, N., Mahanti, P., "Synthesis of thinned linear antenna arrays with fixed sidelobe level using real-coded genetic algorithm," **Prog. Electromagn. Res.**, 75: 319-328, (2007).
46. Razavi, A., Forooghi, K., "Thinned arrays using pattern search algorithms," **Prog. Electromagn. Res.**, 78: 61-71, (2008).
47. Watson, G. N., "A treatise on the theory of Bessel functions," **Cambridge University Press**, London, 373, (1922).
48. Gradshteyn, I. S., Ryzhig, I. M., "Table of integrals series and products," **Academic Press**, Boston, 46, (2000).
49. Rocca, P., Oliveri, G., Massa, A., "Differential Evolution as applied to electromagnetics," **IEEE Antennas Propag. Mag.**, 53(1): 38-49, (2011).
50. Chen, Y., Yang, S., Nie, Z., "The application of a modified differential evolution strategy to some array pattern synthesis problems," **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 56(7): 1919-1927, (2008).

51. Chen, Y., Yang, S., Nie, Z., "Synthesis of uniform amplitude thinned linear phased arrays using the differential evolution algorithm," ***Electromagnetics***, 27(5): 287-297, (2007).
52. Aksoy, E., Afacan, E., "Zaman modülasyonlu doğrusal dizilerde yanbant düzeyi ve örüntü sıfırı kontrolü", ***Proc. SIU'2011***, Antalya, 351-354, (2011).
53. Yang, S., Gan, Y. B., Qing, A., "Antenna-array pattern nulling using a differential evolution algorithm", ***Int. J. RF and Microwave CAE***, 14:57-63 (2004).
54. Aksoy, E., Afacan, E., "Calculation of sideband power radiation in time modulated arrays with asymmetrically positioned pulses," ***IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.***, 11: 133-136, (2012).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : Aksoy, Ertuğrul
 Uyruğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 17.08.1982, Malatya
 Medeni hali : Bekâr
 Telefon : +90 (0) 312 2317400/2307
 Web adresi : <http://w3.gazi.edu.tr/~ertugrulaksoy>
 e-posta : ertugrulaksoy@gazi.edu.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Y. Lisans	: Gazi Üniversitesi/ Elektrik-Elektronik. Müh. Bölümü	2007
Lisans	: Gazi Üniversitesi/ Elektrik-Elektronik. Müh. Bölümü	2005

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2005-2012	Gazi Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

1. **E. Aksoy**, E. Afacan, “Düzlemsel Anten Dizilerinde Diferansiyel Evrim Algoritması ile Örüntü Sıfırlama”, Proc. ELECO’2006 (Elektronik), pp. 77-79, Bursa, 2006.
2. **E. Aksoy**, E. Afacan, “Pattern Nulling in Linear Arrays with Fewer Elements by Using Differential Evolution Algorithm”, Proc. ELECO’2007 (Electronics), pp.260-264, Bursa, 2007.
3. **E. Aksoy**, E. Afacan, “Anten Uygulamalarına Yönelik Diferansiyel Evrim Algoritması için Performans Artırımı”, Proc. ELECO’2008 (Elektronik-Bilgisayar), pp. 96-99, Bursa, 2008.

4. **E. Aksoy**, E. Afacan, "Planar antenna pattern nulling using differential evolution algorithm," *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, vol. 63, pp. 116-122, 2009.
5. **E. Aksoy**, E. Afacan, "Thinned nonuniform amplitude time modulated linear arrays," *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 9, pp. 514-517, 2010.
6. **E. Aksoy**, E. Afacan, "Zaman Modülasyonlu Doğrusal Dizilerde Yanbant Düzeyi ve Örüntü Sıfırı Kontrolü", *Proc. SIU'2011*, pp. 351-354, Antalya, 2011.
7. **E. Aksoy**, E. Afacan, "Generalized Representation of Sideband Radiation Power Calculation in Arbitrarily Distributed Time-modulated Planar and Linear Arrays," *Proc. PIERS'2011*, pp.368-371, Suzhou, China, 2011.
8. **E. Aksoy**, E. Afacan, "Sideband Level Suppression Improvement via Splitting Pulses in Time Modulated Arrays under Static Fundamental Radiation," *Proc. PIERS'2011*, pp.364-367, Suzhou, China, 2011.
9. **E. Aksoy**, E. Afacan, "Calculation of Sideband Power Radiation in Time Modulated Arrays with Asymmetrically Positioned Pulses," *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 11, pp. 133-136, 2012.

Hobiler

Temel bilimler, Edebiyat, Basketbol