



T.C.
ANKARA MÜZİK VE GÜZEL SANATLAR ÜNİVERSİTESİ
MÜZİK VE GÜZEL SANATLAR ENSTİTÜSÜ

ÖZYİNELEMELİ TEK YAN BANTLI GENLİK MODÜLASYONUNUN MODELLEME
YOLUYLA GELİŞTİRİLMESİ

DOKTORA TEZİ

Doğuhan Eren KARACAN

Müzikoloji Anabilim Dalı
Müzik Bilimleri Doktora Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Abdurrahman TARİKCİ

Ağustos 2024



T.C.
ANKARA MÜZİK VE GÜZEL SANATLAR ÜNİVERSİTESİ
MÜZİK VE GÜZEL SANATLAR ENSTİTÜSÜ

ÖZYİNELEMELİ TEK YAN BANTLI GENLİK MODÜLASYONUNUN MODELLEME
YOLUYLA GELİŞTİRİLMESİ

DOKTORA TEZİ

Doğuhan Eren KARACAN
2002023

Müzikoloji Anabilim Dalı
Müzik Bilimleri Doktora Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Abdurrahman TARİKCI

Ağustos 2024



TEZ ONAYI

MGÜ Müzik ve Güzel Sanatlar Enstitüsü'nün 2002023 numaralı Doktora Öğrencisi Doğuhan Eren KARACAN, ilgili yönetmeliklerce belirlenmiş gerekli tüm şartları yerine getirmek suretiyle, "Özyinelemeli Tek Yan Bantlı Genlik Modülasyonunun Modelleme Yoluyla Geliştirilmesi" başlıklı tezini hazırlamış ve aşağıda imzaları bulunan jüri önünde, başarıyla sunmuştur.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Abdurrahman TARİKCİ
Ankara Müzik ve Güzel Sanatlar
Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Abdurrahman TARİKCİ
Ankara Müzik ve Güzel Sanatlar Üniversitesi

Prof. Dr. Barış ATAKAN
İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü

Prof. Dr. Cenk GÜRAY
Hacettepe Üniversitesi

Doç. Dr. Serdar ÇELİK
Ankara Müzik ve Güzel Sanatlar Üniversitesi

Doç. Dr. İlker Deniz BAŞUĞUR
Ankara Müzik ve Güzel Sanatlar Üniversitesi

Teslim Tarihi : 12 Ağustos 2024
Savunma Tarihi : 6 Eylül 2024



ETİK BEYAN

Ankara Müzik ve Güzel Sanatlar Üniversitesi Müzik ve Güzel Sanatlar Enstitüsü Lisansüstü Tez Yazım Kılavuzunda belirtilen hususlar doğrultusunda hazırladığım bu tez çalışmasının akademik ve etik kurallar çerçevesinde gerçekleştirilmiş olduğunu; tezde yer verdiğim tüm bilgi, belge, bulgu, yorum ve sonuçları bilimsel etik ilkelere bağlı kalarak oluşturduğumu; yararlandığım eserlerin tümüne etik kurallar dâhilinde atıfta bulunup kaynakçada yer verdiğimi ve Enstitüye teslim ettiğim çalışmanın bütünüyle özgün nitelikte olduğunu bildirir; tez çalışmamla ilgili olarak burada dile getirdiğim kişisel bildirimin aksi yönünde ortaya çıkabilecek ve etik kuralların ihlal edilmiş olduğuna işaret eden bir tespit durumunda, akademik kariyer bağlamında aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını peşinen kabullendiğimi beyan ederim.

12 Ağustos 2024

Doğuhan Eren KARACAN



ÖNSÖZ

Ultrasonik hoparlör sistemleri, pek çok bilimsel çalışma doğrultusunda şekillendirilmiş ve yıllar içerisinde çok daha verimli hale getirilmiş sistemlerdir. Ancak bu alanda hala geleneksel hoparlör sistemleri ile karşılaştırılabilir güç ve sinyal verimi elde edilememiştir. Bu çalışma, ultrasonik hoparlör sistemlerinde kullanılacak yeni modülasyon yöntemlerine dair bir öneri sunmak, yönsel ses reproduksiyonunun geliştirilerek kişisel ses sistemlerinde daha yaygın olarak kullanılabilmesine olanak sağlamak adına gerçekleştirilmiştir.

Çalışma konusunun seçiminde ve çalışmanın gerçekleştirilmesinde sağladığı katkılardan dolayı tez danışmanım sayın Prof. Dr. Abdurrahman TARİKCİ'ye, bütün araştırma ve yazım sürecinde desteklerini esirgemeyen annem Nurcan KARACAN'a, babam Mehmet Sayım KARACAN'a ve mesai arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Ağustos 2024

D. Eren KARACAN



İÇİNDEKİLER

TEZ ONAYI	iii
ETİK BEYAN.....	v
ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER.....	ix
ÖZET.....	xvii
SUMMARY	xix
1. GİRİŞ.....	1
2. KAVRAMSAL ÇERÇEVE VE LİTERATÜR TARAMASI.....	9
2.1. Sesin Yönlülüğü	9
2.2. Ultrasonik Hoparlör Sistemleri	13
2.2.1. Ultrasonik hoparlörün tanımı	13
2.2.2. İntermodülasyon.....	16
2.2.3. Ultrasonik hoparlörün tarihi gelişimi	20
2.2.4. Ultrasonik hoparlör ve modülasyon	22
2.3. Modülasyon.....	24
2.4. Ultrasonik Hoparlörde Kullanılan Modülasyon Yöntemleri	27
2.4.1. Çift yan bant genlik modülasyonu (DSBAM)	28
2.4.2. Karekök genlik modülasyonu (SRAM)	30
2.4.3. Tek yan bant genlik modülasyonu (SSBAM).....	32
2.4.4. Rekürsif tek yan bant genlik modülasyonu (RSSBAM)	34
2.5. Sistem Modelleme.....	37
2.5.1. Konvolüsyon.....	38
2.5.2. Akustik sistemlerde dürtü tepkisi	39
2.5.3. Tarihçe	40
2.5.4. Logaritmik sinüs süpürme tekniği	41
2.5.5. Sonlu dürtü tepkisi filtreleri	42
3. YÖNTEM	45
3.1. Modülasyon Yöntemleri.....	46
3.1.1. RSSBAM	46
3.1.2. CRSSBAM	48
3.2. Ölçüm.....	52
3.2.1. Kullanılan ekipman	52

3.2.2. Ölçüm planlaması	54
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	61
4.1. Frekans Tepkisi.....	61
4.1.1. Yakın alan.....	61
4.1.2. Uzak alan	63
4.2. Toplam Harmonik Bozulma	65
4.2.1. Yakın alan.....	65
4.2.2. Uzak alan	67
4.3. Sinyal Gürültü Oranı	70
4.4. İntermodülasyon Bozulması	72
5. SONUÇ	75
KAYNAKÇA.....	79
EK A Yakın Alan Frekans Tepkisi.....	84
EK B Uzak Alan Frekans Tepkisi.....	88
EK C Yakın Alan Toplam Harmonik Bozulma	92
EK D Uzak Alan Toplam Harmonik Bozulma	96

KISALTMALAR

A/D	: Analog/Digital
AM	: Amplitude Modulation
°C	: Derece Celcius
cm	: Santimetre
CRSSBAM	: Convolutional Recursive Single Side Band Amplitude Modulation
dB	: Desibel
dB/oct	: Desibel/Oktav
DBFS	: Decibels Full Scale
DC	: Direct Current
DM	: Distortion Model
DSBAM	: Double Side Band Amplitude Modulation
DSP	: Digital Signal Processing
FFT	: Fast Fourier Transform
FHT	: Fast Hadamard Transform
FIR	: Finite Impulse Response
FM	: Frequency Modulation
Hz	: Hertz
IMD	: Intermodulation Distortion
IRS	: Inverse Repeated Sequence
kHz	: Kilohertz
KZK	: Khoklov-Zabolotskaya-Kuznetsov
LSBAM	: Lower Side Band Amplitude Modulation
LTI	: Linear Time Invariant
MLS	: Maximum Length Sequence
NLD	: Non-Linear Demodulator
RC	: Resistor Capacitor
REW	: Room Eq Wizard
RSSBAM	: Recursive Single Side Band Amplitude Modulation
SNR	: Signal to Noise Ratio
SRAM	: Square Root Amplitude Modulation
SSB	: Single Side Band
SSBAM	: Single Side Band Amplitude Modulation
TDS	: Time Delay Spectrometry
THD	: Total Harmonic Distortion

TSP : Time Stretched Pulses
USBAM : Upper Side Band Amplitude Modulation
VHF : Very High Frequency
WF : Windowing Function



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 5.1 Yakın alan genel karşılaştırma.....	76
Çizelge 5.2 Uzak alan genel karşılaştırma.....	76





ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 Konik hoparlör (Eargle, 1995).....	10
Şekil 2.2 θ ve ϕ açılarının üç boyutlu düzlemde gösterimi	11
Şekil 2.3 Ses frekans aralıkları.....	13
Şekil 2.4 Parametrik hoparlörde ses yayılma biçimi (Mei, Xu, Hu, Alkahtani ve Wang, 2023)	14
Şekil 2.5 Parametrik hoparlör sistemi.....	15
Şekil 2.6 Parametrik hoparlör sisteminin bölümleri ve demodülasyon süreci (Gan, Tan ve Kuo, 2011)	15
Şekil 2.7 Parametrik hoparlör ve havadaki doğrusal olmayan etkileşim	16
Şekil 2.8 İkinci dereceden intermodülasyon bozulma ürünleri	18
Şekil 2.9 İkinci ve üçüncü dereceden intermodülasyon ürünleri	19
Şekil 2.10 40 kHz ve 35 kHz'in havada demodülasyonu	20
Şekil 2.11 Üç frekanslı hava demodülasyonu.....	23
Şekil 2.12 Genlik modülasyonu.....	24
Şekil 2.13 Çift ve tek yan bantlı genlik modülasyonunun frekans spektrumu.....	26
Şekil 2.14 Modülasyon derinliği.....	27
Şekil 2.15 DSBAM blok diyagramı	29
Şekil 2.16 SRAM blok diyagramı.....	30
Şekil 2.17 Kite ve arkadaşları (1998) tarafından önerilen önileşim şeması	31
Şekil 2.18 Sinüzoidal girişli USBAM blok diyagramı	33
Şekil 2.19 Bastırılmamış taşıyıcılı SSBAM genel formu	34
Şekil 2.20 SSB modülatörü	35
Şekil 2.21 Doğrusal olmayan demodülatör.....	35
Şekil 2.22 SSB Channel Model.....	36
Şekil 2.23 Bozulma modeli.....	36
Şekil 2.24 RSSBAM blok diyagramı	37
Şekil 2.25 Hoparlör ($K[xt]$) ve akustik alan ($h(t)$) içeren küresel sistemin kara kutu modellenmesi.....	41
Şekil 3.1 RSSBAM akış şeması	47
Şekil 3.2 CRSSBAM akış şeması	49
Şekil 3.3 SSBAM Response'un hesaplanması	50
Şekil 3.4 USound Amalthea devre şeması	52
Şekil 3.5 Amplifikatör devre şeması	53
Şekil 3.6 Amplifikatör prototipi.....	53
Şekil 3.7 Ultrasonik dizi.....	54

Şekil 3.8 Sinüs süpürme sinyali	55
Şekil 3.9 Modüle edilmiş sinüs süpürme sinyali	55
Şekil 3.10 Frekans tepkisi grafiği	56
Şekil 3.11 Toplam harmonik bozulma grafiği	57
Şekil 4.1 50 cm ikinci derece frekans tepkisi karşılaştırması.....	61
Şekil 4.2 50 cm dördüncü derece frekans tepkisi karşılaştırması	61
Şekil 4.3 50 cm dördüncü derece frekans tepkisi karşılaştırması	62
Şekil 4.4 Uzak alan ikinci derece frekans tepkisi karşılaştırması.....	63
Şekil 4.5 Uzak alan dördüncü derece frekans tepkisi karşılaştırması.....	63
Şekil 4.6 Uzak alan altıncı derece frekans tepkisi karşılaştırması	64
Şekil 4.7 Yakın alan ikinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması	65
Şekil 4.8 Yakın alan dördüncü derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması ...	65
Şekil 4.9 Yakın alan altıncı derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması	66
Şekil 4.10 Uzak alan ikinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması	67
Şekil 4.11 Uzak alan dördüncü derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması ..	68
Şekil 4.12 Uzak alan altıncı derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması	68
Şekil 4.13 Yakın alan sinyal-gürültü oranı karşılaştırması	70
Şekil 4.14 Uzak alan sinyal-gürültü oranı karşılaştırması	70
Şekil 4.15 Yakın alan intermodülasyon bozulması karşılaştırması	72
Şekil 4.16 Uzak alan intermodülasyon bozulması karşılaştırması	72

ÖZYİNELEMELİ TEK YAN BANTLI GENLİK MODÜLASYONUNUN MODELLEME YOLUYLA GELİŞTİRİLMESİ

ÖZET

Havanın doğrusal olmayan yapısının ses yayılımına etkisi, 20. Yüzyılda etraflıca araştırılmıştır. Sonraları intermodülasyon olarak da isimlendirilecek hava demodülasyonu, yüksek genlikli ses dalgalarının havada yayılırken yeni frekanslar ortaya çıkarmasına sebep olmaktadır. Pek çok alanda yalnızca bir bozulma ve gürültü kaynağı olarak görülen bu fenomen, bazı alanlar için de kullanılabilecek bir araç teşkil etmektedir. Ultrasonik hoparlör sistemleri, hava demodülasyonunu bir araç olarak kullanan alanlardan biridir.

Duyulabilir ses sinyalleri, yüksek dalga boyları dolayısıyla kolaylıkla yönlü olarak iletilememektedir. Sonuçta, günümüzde kullanılan hoparlör sistemleri her yöne dağılan ses dalgaları üretmektedir. Ultrasonik hoparlör sistemleri, yüksek frekanslı ultrason dalgalarının düşük dalga boylarından faydalanarak sadece tek bir yönde yoğunlaşabilen ses ışınları yaratmak amacıyla ortaya atılmıştır. Ultrasonik sinyaller düşük dalga boyları sayesinde yüksek yönlülükle iletebilmekte, havada meydana gelen demodülasyon vasıtasıyla da duyulabilir sinyallere dönüşebilmektedir. Demodülasyonun istenen sinyali iletebilmesi için ise, yüksek frekanslı bir taşıyıcı frekansın duyurulacak sinyal ile modüle edilmesi gerekmektedir.

İletim sistemleri gereği geleneksel hoparlör sistemlerinden daha düşük verimle çalışan ultrasonik hoparlör sistemlerinin geliştirilmesi amacıyla pek çok çalışma gerçekleştirilmiştir. Ultrasonik iletim öncesinde gerçekleştirilen modülasyon teknikleri de, bu çalışmaların yoğunlaştığı önemli bir alan olagelmıştır. Üretilen modülasyon yöntemlerinin en yeni ve en verimlilerinden biri de, rekürsif tek yan bantlı genlik modülasyonudur (*RSSBAM*). *RSSBAM* yöntemi, modülasyonun gerçekleştirilmesi sırasında havada meydana gelecek bozulmanın matematiksel bir modelle hesaplanıp ana sese ters fazda eklenmesi temeline dayanmaktadır.

Bu çalışma, *RSSBAM* yönteminde havada meydana gelecek bozulmanın matematiksel bir model yerine ölçüm vasıtasıyla elde edilecek bir model ile gerçekleştirilmesinin verimli bir modülasyon yöntemi teşkil edebileceği hipoteziyle gerçekleştirilmiştir. Bu doğrultuda havanın ultrasonik ses üzerine bıraktığı etki ölçülmüş, ölçüm çıktısı vasıtasıyla bir FIR filtre üretilmiş ve bahsedilen filtreyi kullanarak bozulma tahmini gerçekleştirecek bir modülasyon sistemi tasarlanmıştır. Geliştirilen modülasyon yöntemi *RSSBAM* ile karşılaştırılmış ve FIR filtrelerin ultrasonik ses üretiminde kullanılan modülasyon yöntemlerine önemli katkı sağlayabileceği ortaya konulmuştur.



IMPROVEMENT OF RECURSIVE SINGLE SIDE BAND AMPLITUDE MODULATION VIA MODELING

SUMMARY

The effect of the nonlinear nature of air on sound propagation was extensively studied in the 20th century. Air demodulation, later called intermodulation, causes high amplitude sound waves to generate new frequencies as they propagate through the air. The new frequencies are equal to multiples, sums and differences of the frequencies originally transmitted into the air. In many fields this phenomenon is seen as a source of distortion and noise, but in others it can be a useful tool. Ultrasonic loudspeaker systems are one such field that uses air demodulation as a tool.

Audible sound signals cannot be easily transmitted directionally due to their high wavelengths. In order to achieve directional sound transmission, the wavelength of the generated sound must be smaller than the surface area of the sound source. The fact that the audible sound range includes wavelengths as long as 17 meters makes it almost impossible for conventional loudspeakers to produce directional sound. As a result, today's loudspeaker systems produce sound waves that disperse in all directions. Ultrasonic loudspeaker systems take advantage of the low wavelengths of ultrasound waves, which are above the frequency range perceptible to the human ear, to create sound beams that can be concentrated in only one direction.

Ultrasonic signals can be transmitted with high directivity due to their small wavelengths and can be converted into audible signals through demodulation in air. In this process, the frequencies resulting from air demodulation are used. As mentioned, the transmission of multiple high amplitude sound waves results in new frequencies equal to multiples, sums and differences of the transmitted waves. Considering that the frequencies used are ultrasonic, it is necessary to utilize the difference frequencies to obtain audible sound waves. Therefore, to obtain an audible frequency, it is necessary to use two ultrasonic waves whose difference is equal to the desired frequency.

The ultrasonic signals required for the transmission of single frequencies can be easily calculated. However, the transmission of broadband complex signals through ultrasonic loudspeaker systems is not possible by means of a simple subtraction process. At this point, modulation methods are utilized.

Modulation is the modification of one signal depending on another signal. For ultrasonic sound transmission, the most useful of the basic modulation methods is amplitude modulation. This is because the sidebands resulting from amplitude modulation are the sum and difference of the frequencies of the modulated waves. On the other hand, if desired, the wave used as a carrier in modulation can be transmitted audibly with sidebands without suppression. Therefore, for a complex audio signal to become audible through ultrasonic transmission, it is sufficient to subject it to amplitude modulation by modulating a carrier ultrasonic frequency.

Many studies have been carried out to improve ultrasonic loudspeaker systems that naturally operate with lower efficiency than conventional loudspeaker systems due to their transmission systems. Modulation techniques prior to ultrasonic transmission have been an important area of focus in these studies. Basic amplitude modulation is not sufficient to transmit an audible sound signal with sufficient strength and audibility. This is because the use of high modulation depth in basic amplitude modulation method results in high noise and distortion, while the use of low modulation depth results in low audible signal level.

Much work has been done to overcome the inefficiency of basic amplitude modulation. One of the most important of these is square root amplitude modulation (SRAM). In square root amplitude modulation, the square root of the modulator frequency is used, based on a mathematical model of the distortion in the air. The performed square root operation produces an infinite number of sidebands. The generated sidebands neutralize the distortion that would occur if they are produced together with the main audio. However, this method has several fundamental problems. First of all, the infinite number of sidebands greatly increases the bandwidth that the ultrasonic loudspeaker must be able to transmit. This is because the noise reduction is proportional to the number of sidebands that can be transmitted by the ultrasonic speaker. However, most of the transducers used in ultrasonic transmission cannot provide the required bandwidth. Therefore, very special transducers or complex transducer systems are needed to use this system. On the other hand, the infinite number of sidebands that occur uses a significant portion of the power sent to the system. Therefore, the signal region sent for noise reduction reduces the power of the main signal region, causing inefficiency. Another problem is that some of the resulting sidebands are within the frequency range audible to the human ear. This creates a new source of audible noise.

In order to reduce the inefficiency caused by square root amplitude modulation, single sideband amplitude modulation (SSBAM) was tested. In single sideband amplitude modulation, one of the sum and difference sidebands of the fundamental amplitude modulation is mathematically eliminated or filtered out. The eliminated sideband will both prevent unnecessary power consumption in the signal sent to the system and reduce the demodulation distortion in the air. As a result of the experiments, it was discovered that single sideband amplitude modulation produces an output similar to square root amplitude modulation with higher efficiency and less requirements.

One of the newest and most efficient modulation methods is recursive single sideband amplitude modulation (RSSBAM). The RSSBAM method is based on a mathematical model that calculates the distortion that will occur in the air during the modulation process and adds it to the main sound in negative phase. Accordingly, the main audio is first modulated by means of SSBAM. It is then processed by a Non-Linear Demodulator (NLD), which calculates the airborne distortion. This process is a mathematical model that predicts the response of the air. The signal from the NLD forms the first-order output. Subtracting the desired fundamental sound from the first-order output yields the first-order distortion expression. The first-order RSSBAM is completed by subtracting the resulting distortion expression from the initial audio signal. The recursive nature of the system allows the process to be repeated in any number of orders.

An alternative to the mathematical model used in the NLD in the RSSBAM system is the use of techniques available in the field of system modeling. System modeling techniques allow the system to be represented by a filter by calculating the responses of complex systems to basic inputs. In this respect, we start from impulses, which are the simplest element of complex signals in the time domain. By measuring and calculating the response of the system to an impulse, a model of the system can be obtained. This modeling is close to the black box modeling method. Because, although the reason for the system's response to an impulse is unknown, the output to be obtained as a result can be modeled. System modeling methods utilizing impulse response are typically used for linear time invariant systems. This is because modeling both nonlinear and time-varying systems requires different techniques. However, although they are not suitable for use in nonlinear systems, it is possible that impulse response based models can give better results than the mathematical model used in the RSSBAM method.

This study was carried out with the hypothesis that in the RSSBAM method, estimating the airborne distortion with a model obtained through measurement instead of a mathematical model can constitute an efficient modulation method. The idea behind the study is that predicting the complex interactions in the air with physical measurements instead of mathematical expressions can provide a more accurate distortion reduction. Accordingly, the effect of air on the ultrasonic sound transmitted by single sideband amplitude modulation was measured, an FIR filter was generated from the measurement output, and a novel modulation system (CRSSBAM) was designed to perform distortion estimation using this filter. Although the designed modulation system is similar to RSSBAM in terms of noise reduction steps, it differs in the distortion estimation stage. The present study aims to improve the usability of ultrasonic loudspeaker systems in music transmission. Therefore, for the comparison of CRSSBAM and RSSBAM methods, it was decided to use both the ultrasonic modulation measurement methods available in the literature and the measurement methods frequently used in the field of music technology. Accordingly, the frequency response, total harmonic distortion, intermodulation distortion and signal to noise ratio of the generated and measured modulation outputs were measured and compared. As a result of the comparisons, satisfactory results were obtained and it was revealed that FIR filters can make a significant contribution to the modulation methods used in ultrasonic sound generation. Based on this study, it is believed that further studies can be developed to create even more efficient FIR filters by means of more complex measurement methods used in modeling nonlinear systems.



1. GİRİŞ

Müzik, seslerin varlığı ve yokluğunun birleşiminden ortaya çıkıp işitilerek algılanmasıyla oluşmaktadır. Bu nedenle müzik teknolojisi müziğin oluşma sürecindeki olası tüm detayları analiz etmek, mümkün olduğunca kontrol altında tutmak ve sanatsal fikir ve hayal gücü çerçevesinde değişiklikler yapmak amacıyla yürütülen çalışmalardan oluşmaktadır. Diğer taraftan, teknolojik gelişmeler sonucunda ortaya çıkan araç ve yöntemler, müzik teknolojisinde kullanılabilecek yeni fikirler için tetikleyici olabilmektedir. Bu çalışmada, özellikle 1900'lu yıllarda hava demodülasyonu üzerine yapılan çalışmalar sonucunda ortaya çıkan ve yüksek frekanslı ses dalgalarını kullanarak sesin nereye gideceğinin çok daha hassas bir şekilde kontrol altında tutulmasını sağlayan parametrik hoparlör sistemlerini daha az gürültülü ve daha verimli yapmak amacıyla yeni bir model tasarlanmıştır. Parametrik hoparlörün ortaya çıkmasını sağlayan gelişmeler, en temel haliyle sesi anlamaya dair çalışmalarla başlar.

Ses dalgaları, bir kuvvet sonucunda titreşen nesnenin içinde bulunduğu ortama ilettiği basınç değişikliklerinden oluşmaktadır (Meyer, 2009). Dolayısıyla dalga hareketinin tanımında kullanılan frekans, genlik, faz gibi birçok kavram ses için de kullanılır. İnsan işitme sistemi, doğası gereği frekans ve genlik işitmesinde sınırlı yetiye sahiptir. İnsanlar tarafından işitilebilen ses dalgalarının kaydedilmesi, güçlendirilmesi, değiştirilmesi ve tekrar duyurulması amacıyla geliştirilen mikrofon, amplifikatör ve hoparlör gibi günümüzde oldukça yaygın olarak kullanılan cihazlar, ses teknolojisi alanındaki araştırmaların sonucu olarak ortaya çıkmıştır. Hoparlörler, kaydedilmiş ses dalgalarının tekrar duyulabilir hale getirilmesinde kullanılan cihazlardır. Günümüzde kullanılan hoparlörlerin çoğu, ses çıkışını manyetik alan içine yerleştirilmiş bir ses bobini vasıtasıyla üreten dinamik hoparlörlerdir (Eargle, 1995). Farklı kullanım alanlarına ve ihtiyaçlara yönelik olarak geliştirilmiş pek çok farklı hoparlör sistemi mevcuttur. Ancak hem sıklıkla kullanılan dinamik hoparlör sistemlerinin hem de şerit hoparlör gibi farklı hoparlör sistemlerinin birlikte taşıdığı bir özellik, sesi her yönlü (*omnidirectional*) olarak, başka bir ifade ile oldukça düşük yönlülükle iletmeleridir.

Ses kaynağının yönlülüğü, kaynaktan yayılan ses dalgalarının farklı yönlere ne şekilde dağıldığını ifade eden fiziksel özelliktir. Yönlülük, ölçülen doğrultudaki ses basıncının diğer doğrultulardaki ses basıncından ne kadar daha fazla olduğunu göstermektedir. Başka bir ifade ile, yüksek yönlülüğe sahip bir ses kaynağı, tek bir doğrultuda yüksek ses basıncı, diğer doğrultularda ise düşük ses basıncı yaratacaktır.

Örnelemek gerekirse, düşük yönlülüğe sahip bir ses kaynağını tek bir ampule, yüksek yönlülüğe sahip ses kaynağını ise bir el fenerine benzetmek mümkündür. Tıpkı el fenerinden iletilen ışığın tek bir yönde yoğunlaştığı gibi, yüksek yönlülüğe sahip ses kaynağı tarafından üretilip iletilen ses dalgaları da tek bir yönde yoğunlaşacaktır.

Günümüzde kullanılan hoparlör sistemlerinin neredeyse tamamı, nispeten düşük yönlülüğe sahiptir. Zira ses kaynağının yönlülüğü, ses kaynağının yüzey alanının iletilen frekansın dalga boyuna oranıyla doğru orantılıdır. İnsanlar tarafından işitilebilen frekans aralığının önemli bir kısmı, birkaç metrelik dalga boyuna sahiptir. Bu derece yüksek dalga boylu frekansların yüksek yönlülükle iletilmesi için yine birkaç metrelik hoparlör sistemlerinin kullanılması gerekecektir. Ancak bu boyutlardaki hoparlör sistemleri üretilbilse de kullanışlı olmayacaktır. Dolayısıyla, alışlagelmiş hoparlör sistemleri ses dalgalarını her yöne ileterek üretilen sesin hoparlöre aynı yakınlıktaki noktalarda benzer şekilde duyulabilmesine sebep olmaktadır. Bu durum, konser veya siren sistemleri gibi alanlarda fayda yaratabileceği gibi; kapalı alan seslendirmesi, kişisel müzik sistemleri ve ses ile mesaj iletimi gibi kullanım alanlarında verimsiz sonuçlara yol açabilmektedir. Meydana gelen verimsizlik, ses alanı kontrolü gibi çalışma alanlarının ortaya çıkmasına neden olmuştur. Ses alanı kontrolü, istenilen ses alanının hedeflenen bir bölgede üretilmesi ile ilgilenen araştırma dalıdır (Yang, Wu ve Han, 2022). Ses alanı kontrolünün bir alt dalı sayılabilecek kişisel ses sistemleri ise hedeflenen ses alanının yalnızca dinleme bölgesinde üretilmesiyle ve diğer bölgelerdeki istenmeyen girişimlerin azaltılması ile ilgilenmektedir. Kişisel ses sistemleri alanında; hem geleneksel hoparlör sistemlerinin ön işlemler ile geliştirilerek farklı kurulumlar ile kullanılması, hem de yüksek yönlülüğe sahip özel hoparlör sistemlerinin geliştirilmesi gibi çözüm yöntemleri araştırılmaktadır. Bu araştırmalar sonucunda parabolik hoparlör sistemleri, düz panel hoparlör sistemleri ve ultrasonik hoparlör sistemleri gibi çeşitli yönlü hoparlör sistemleri geliştirilmiştir.

Ultrasonik hoparlör sistemleri, iki temel fiziksel fenomenden yararlanmaktadır: ses kaynağı yönlülüğü ve intermodülasyon. Ses kaynağı yönlülüğü, yukarıda bahsedildiği üzere, temel olarak ses kaynağının yüzey alanının iletilen frekansın dalga boyuna oranıyla doğru orantılıdır. Başka bir ifade ile, iletilen sesin dalga boyu ses kaynağının yüzey alanından ne kadar daha küçükse, ses o kadar yüksek yönlülükle iletilecektir. Ultrasonik ses dalgaları, insan kulağı tarafından işitilemeyecek derecede yüksek frekanslı ses dalgalarıdır. Bilindiği üzere, ses dalgalarının frekansı arttıkça, dalga boyları kısalmaktadır. Dolayısıyla ultrasonik dalgalar her ne kadar insan kulağı tarafından duyulamasa da, küçük dalga boyları sayesinde yüksek yönlülükle

iletilebilmektedir. İletilen ses dalgalarının duyulabilir hale gelmesi ise, intermodülasyon vasıtasıyla mümkün olmaktadır.

İntermodülasyon, havanın doğrusal olmayan yapısı dolayısıyla ortaya çıkan bir fenomendir ve doğrusal olmayan her ortamda meydana gelmektedir. Bahsedildiği üzere, ses dalgaları titreşen nesnenin içinde bulunduğu medyuma iletilen periyodik basınç değişikliklerinden meydana gelmektedir. Dolayısıyla ses dalgaları iletim medyumunda mevcut olan parçacıkların periyodik hareketi vasıtasıyla iletilmektedir. Havaya iletilen ses dalgaları da, havadaki moleküllerinin yer değişimi vasıtası ile iletilmektedir. Ancak havadaki moleküller meydana gelen yüksek ve alçak basınç durumlarında aynı tepkiyi göstermemektedir. Bu sebeple ses dalgalarının yayılımında bir form değişimi meydana gelmektedir (Lamb, 1910).

Meydana gelen form değişimi, havada yalnızca yüksek genlikli ses dalgalarının iletiminde gözlenebilir duruma gelmektedir. Gözlenen fenomen, yüksek genlikli ses dalgasının havadaki iletimi sürecinde birincil frekans olarak adlandırılan ilk gönderilen sinyalin frekansı ile ilişki içerisinde olan yeni frekansların ortaya çıkmasıdır.

Aslında, sinyal iletiminde gönderilen sinyalden farklı sinyallerin elde edilmesi pek çok kullanım alanında istenmeyen bir durumdur. Bu sebeple intermodülasyondan sıklıkla “intermodülasyon bozulması” olarak bahsedilmektedir. Ancak ultrasonik hoparlör sistemi, ses aktarımını intermodülasyon vasıtasıyla gerçekleştirmektedir.

Bahsedildiği üzere, yüksek genlikli iki frekansın havaya iletilmesi, yeni frekansların ortaya çıkmasına sebep olmaktadır. Ortaya çıkan bu frekanslardan biri de $f_1 - f_2$, yani fark frekansıdır. Havanın demodülasyon süreci sonucunda bu fark frekansını ortaya çıkarabiliyor olması, ultrasonik sesler vasıtasıyla duyulabilir ses elde edilmesini mümkün kılmaktadır. Dolayısıyla 5 kHz’lik bir frekansın yüksek yönlülükle iletilebilmesi için havaya yüksek genlikli 40 kHz ve 35 kHz frekanslarının iletilmesi yeterli olacaktır. Elbette aynı durum, aralarında 5 kHz fark bulunan herhangi iki ultrasonik frekans için de geçerlidir.

Yukarıdaki örnekte de gösterildiği gibi, tekil frekansların iletilmesi durumunda havaya gönderilecek ultrasonik frekans çiftinin belirlenmesi bir çıkarma işlemi ile mümkün olmaktadır. Ancak müzik ya da konuşma gibi geniş frekans bandına sahip karmaşık dalgaların iletiminde, gönderilecek ultrasonik frekans çiftinin belirlenmesi yalnızca çıkarma işlemi ile gerçekleştirilememektedir. Bu noktada daha karmaşık sinyal işleme yöntemlerinden yararlanılması gerekmektedir. Geniş frekans bandı ile çalışmanın ortaya çıkarttığı problem, modülasyon yöntemlerinin uygulanmasıyla çözülebilmektedir.

Modülasyon, bir sinyalin başka bir sinyal tarafından değiştirilmesi anlamına gelmektedir. Telekomünikasyonda sıklıkla kullanılan modülasyon yöntemlerinde, bir taşıyıcı ve bir modülatör olmak üzere iki temel sinyal bulunmaktadır. Taşıyıcı sinyalin bir veya birden fazla fiziksel özelliği, genellikle iletilecek bilgileri içeren modülatör sinyale bağlı olarak değiştirilir. Modülatör sinyalin taşıyıcı sinyalde ne kadar değişiklik meydana getireceğini ifade eden çarpına ise modülasyon derinliği denmektedir. Genlik modülasyonunda (*Amplitude Modulation - AM*) taşıyıcı sinyalin anlık genlik değeri, modülatör sinyalin anlık genlik değeri ile çarpılır. Elde edilen yeni sinyal, modüle edilmiş sinyal ya da modülasyon çıktısıdır.

Genlik modülasyonu, en eski ve en temel modülasyon yöntemlerindendir. Günümüzde hala elektronik haberleşmede sıklıkla kullanılmaktadır. Öte yandan taşıyıcı ve modülatör sinyallerin frekansına bağlı olarak ortaya çıkarttığı yan bantlar sebebiyle, müzik teknolojisinde ses sentezleme tekniklerinde de kullanılmaktadır. Bir taşıyıcı sinyalin modülatör sinyalle genlik modülasyonuna sokulması, farklı yan bantlar oluşturmaktadır. Meydana gelen yan bantlar taşıyıcı ve modülatör sinyallerin frekanslarının toplamı ($f_{\text{taşıyıcı}} + f_{\text{modülatör}}$) ve farkı ($f_{\text{taşıyıcı}} - f_{\text{modülatör}}$) frekansına sahip iki yeni sestir. Bu şekilde meydana gelen genlik modülasyonuna, çift yan bantlı genlik modülasyonu ismi verilmektedir (Croft ve Norris, 2001).

Genlik modülasyonunun ultrasonik hoparlör sistemlerinde kullanımına ilk kez H. O. Berktaş'ın 1965 tarihli makalesinde işaret edilmiştir. Ancak genlik modülasyonunu kullanan ilk deney, 1983 yılında Japonya'da gerçekleştirilmiştir (Yoneyama, Fujimoto, Kawano ve Sasabe). Deneyde çift yan bantlı genlik modülasyonu kullanılmıştır. Elde edilen veriler, çift yan bantlı genlik modülasyonu sonucunda elde edilen sinyal basıncının modülasyon derinliği ile, gürültü basıncının ise modülasyon derinliğinin karesi ile orantılı olduğunu ortaya koymuştur. Dolayısıyla, çift yan bantlı genlik modülasyonu uygulamalarında meydana gelecek gürültüden kaçınmak adına düşük modülasyon derinliği ile çalışılması gerekmektedir. Ancak düşük modülasyon derinliği, düşük yan bant genişliği ve dolayısıyla düşük duyulabilir ses seviyesi anlamına gelmektedir. Bahsedilen gürültü problemi, çift yan bantlı genlik modülasyonunun en önemli eksikliğidir. Alanda gerçekleştirilen çalışmaların önemli bir kısmı, genlik modülasyonunun ortaya çıkardığı gürültünün çeşitli işlemlerle azaltılması amacıyla gerçekleştirilmiştir.

Çift yan bantlı genlik modülasyonunda karşılaşılan gürültü problemini önlemek amacıyla gerçekleştirilen ilk çalışma, 1984 yılında yine Japon araştırmacılar tarafından gerçekleştirilmiştir (Kamakura, Yoneyama ve Ikegaya). Önerilen ön işlem, Berktaş'ın uzak alan çözümüne dayanmaktadır. Berktaş'ın çözümüne göre, hava

demodülasyonu esnasında ortaya çıkan gürültü yapılarından biri, modülatör sinyalin karesidir (Croft ve Norris, 2001). Dolayısıyla araştırmacılar modülatörün karekökünü alarak bir ön bozulma işlemi uygulamış, havada meydana gelecek bozulmayı gönderilen ses üzerinde gerçekleştirilen bir ön işlem ile engellemeye çalışmıştır. Gerçekleştirilen ölçümler sonucunda karekök genlik modülasyonunun çift yan bant genlik modülasyonundan daha az bozulmaya sebep olduğu ortaya çıkmıştır. Ancak bahsedilen karekök alma işlemi sinyale çok yüksek bant genişliğinde yeni harmonikler eklemektedir. Bu harmonikler, havada meydana gelecek bozulmanın önlenmesinde önemli rol oynamaktadır. Dolayısıyla kullanılan hoparlörün bant genişliği ne kadar yüksekse, başka bir ifadeyle hoparlör ne kadar fazla harmoniği duyurabiliyor ise elde edilen gürültü o kadar az olmaktadır. Ancak bu yöntem, iki önemli eksikliğe sahiptir. Öncelikle ultrasonik sinyal iletiminde kullanılan dönüştürücülerin önemli bir bölümü çok yüksek bant genişliğine sahip değildir. Dolayısıyla karekök genlik modülasyonunun verimli bir biçimde kullanılabilmesi için çok özel dönüştürücülerin kullanılması gerekmektedir. Öte yandan bahsedilen “karekök harmonikleri” duyulabilir ses bölgesinde de oluşabilmekte, dolayısıyla yeni bir duyulabilir gürültü ögesi haline gelebilmektedir.

Ultrasonik hoparlör sistemlerinde kullanılabilecek modülasyon yöntemine yönelik araştırmalar sonucunda önerilen bir diğer yöntem ise, tek yan bantlı genlik modülasyonudur. Tek yan bantlı genlik modülasyonu, geleneksel çift yan bantlı genlik modülasyonunun gerçekleştirilmesi aşamasında veya modülasyon sonrası filtreleme yöntemleriyle belirlenen yan bandın yok edilmesi ile elde edilmektedir. Hem üst yan bandın hem alt yan bandın yok edilmesi mümkündür. Yan bantlardan birinin yok edilmesinin çeşitli faydaları mevcuttur. Öncelikle, hoparlöre sunulacak olan bant genişliği azalmakta, böylece daha yüksek enerji verimliliği sağlanabilmektedir. Öte yandan çift yan bantlı genlik modülasyonundaki temel sorunlardan biri, hem üst yan bandın hem alt yan bandın hava demodülasyonuna uğrayarak gürültü üretmesidir. Tek yan bandın kullanılması ile, ortaya çıkacak gürültü miktarını azaltmak mümkün olacaktır. Tek yan bantlı genlik modülasyonu vasıtasıyla karekök genlik modülasyonu zarfına oldukça benzeyen ancak yüksek bant genişliği gerektirmeyen bir modülasyon mümkün hale gelmektedir. Bahsedilen bu avantaj, geliştirilen yeni modülasyon yöntemlerinin tek yan bant modülasyonunu temel almasına sebep olmuştur (Croft, Spencer ve Norris, 2003; Tan, Gan ve Yang, 2008).

Rekürsif tek yan bantlı genlik modülasyonu, J. Croft'un 2003 yılında aldığı patent ile önerilmiştir. Teknikte amaçlanan, tek yan bantlı genlik modülasyonu vasıtasıyla elde edilen yüksek verimin ön işleme ile geliştirilmesidir. Bahsedilen ön işlem, havanın

gönderilecek olan sinyal üzerinde meydana getireceği bozulmanın tahmin edilmesidir. Tahmin edilen bozulma ana sestten çıkartılmakta, böylece tıpkı karekök genlik modülasyonu gibi havaya ön bozulma taşıyan bir ses iletilmektedir. Bozulma tahmini ve ana sestten çıkartma işlemi, istenen sayıda farklı derecede tekrarlanabilmektedir. Bu şekilde gerçekleştirilen rekürsif tek yan bantlı genlik modülasyonunun ön işlemsiz tek yan bantlı genlik modülasyonundan daha yüksek performans gösterdiği ortaya koyulmuştur (Ji, Gan, Tan ve Yang, 2010).

Rekürsif tek yan bantlı genlik modülasyonunda gerçekleştirilen bozulma tahmini, matematiksel bir modele dayanmaktadır. Bu çalışma, bozulmanın matematiksel modeller yerine sistem modelleme yöntemleri ile de gerçekleştirilebileceği düşüncesini temel almaktadır.

Sistem modelleme yöntemleri, doğrusal zamanda değişmeyen sistemlerde çıkış sinyalinin giriş sinyali cinsinden matematiksel olarak ifade edilebilmesine dayanmaktadır. Her sinyalin farklı zaman ve genlik değerlerine sahip dürtülerden (*impulse*) meydana geldiği düşünüldüğünde, bir sistemin tek bir dürtüye verdiği tepkinin doğru bir biçimde ölçülmesi ile elde edilecek dürtü tepkisi (*impulse response*) ile, sistemin mümkün olan her tür karmaşık sinyale vereceği tepki hesaplanabilmektedir. Dürtü tepkisi zaman içerisinde pek çok farklı yöntem ile ölçülmüştür. *Time Delay Spectrometry*, *Maximum Length Sequence*, *Inverse Repeated Sequence* ve *Time Stretched Pulses* bu yöntemlerden bazılarıdır. Ancak günümüzde en çok tercih edilen ölçüm yöntemi, sinüs tarama (*sine sweep*) tekniğidir (Wang, 2014).

Dürtü tepkisinden faydalanan sistem modelleme yöntemleri doğrusal zamanda değişmeyen sistemlerin modellenmesi amacıyla kullanılmaktadır. Dolayısıyla hava demodülasyonu gibi doğrusal olmayan bir tepkinin tamamen modellenmesi için yeterli veriyi sunmayacaktır. Bu çalışma, ultrasonik hoparlör sistemlerinde kullanılabilecek yeni bir modülasyon yöntemi önermektedir. Önerilen yöntemde temel sistem modellemesi teknikleri kullanılacak ve elde edilen modülasyon yöntemi, rekürsif tek yan bantlı genlik modülasyonu yöntemi ile karşılaştırılacaktır. Ayrıca bu çalışmanın hipotezine göre, her ne kadar hava tepkisini tamamen modelleyemeyecek olsa da, sistem modelleme yöntemlerinin kullanılmasıyla rekürsif tek yan bantlı genlik modülasyonunda kullanılan matematiksel modelleme yöntemine benzer performans elde etmek mümkündür. Elde edilen sonuçların modelleme tabanlı modülasyon yönteminin yüksek performans gösterdiğini ortaya koyması durumunda, doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesine yönelik daha karmaşık modelleme yöntemleri

vasıtasıyla oldukça yüksek performanslı ultrasonik modülasyon yöntemlerinin geliştirebileceğine yönelik bir bulgu ortaya koyulmuş olacaktır.

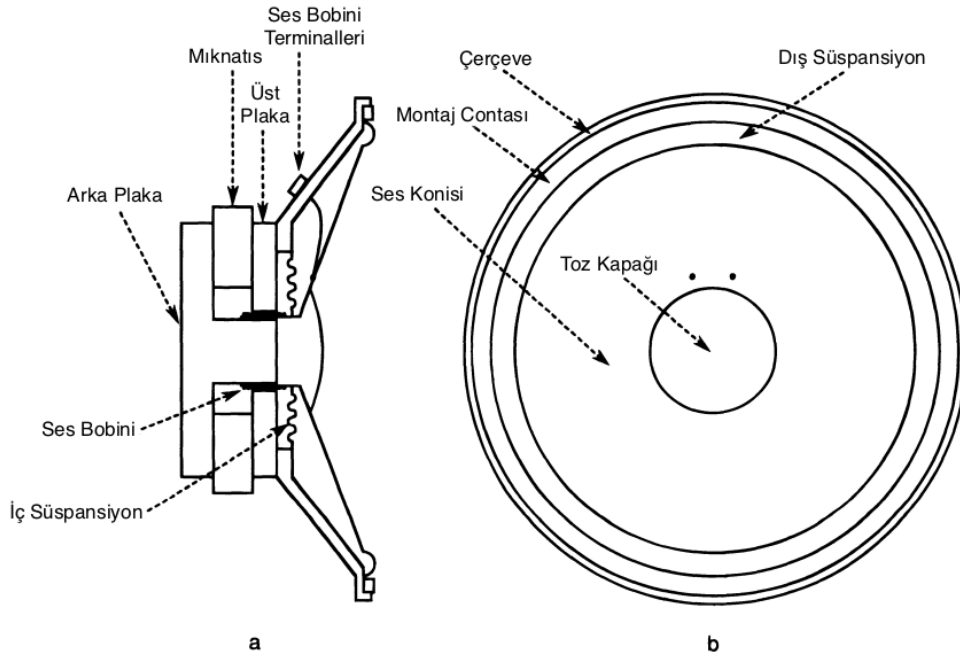
Bu çalışma, müzik teknolojileri perspektifinden gerçekleştirilmiş, dolayısıyla ultrasonik hoparlör sistemleri ile müzik iletimi öncelenmiştir. Müzik teknolojilerinde sıklıkla kullanılan ölçüm yöntemlerine de başvurulmuş, belirli bir frekans aralığında gerçekleştirilecek tüm ölçümler 20 Hz – 20 kHz aralığında gerçekleştirilmiştir. Ölçümlerdeki temel amaç, önerilen yeni modülasyon yönteminin ultrasonik hoparlörler vasıtasıyla müzik iletimindeki performansını elde etmektir. Bu noktada literatürden daha farklı bir bakış açısı sunulmaktadır. Öte yandan, gerçekleştirilen ölçümlerde insan duyma aralığının bütünü temel alındığı için, önerilen modülasyon yönteminin uyarı sistemleri, kütüphaneler, müzeler ve enstelasyonlar gibi pek çok farklı alanda kullanılması mümkündür.



2. KAVRAMSAL ÇERÇEVE VE LİTERATÜR TARAMASI

2.1. Sesin Yönlülüğü

Ses, bir cisimde meydana gelen titreşimin bir ortam aracılığıyla iletilerek duyulması olarak tanımlanmaktadır (Lamb, 1910). Titreşen nesnenin içinde bulunduğu medyuma ilettiği periyodik basınç değişikliğinden oluşan ses dalgaları (Meyer, 2009); frekans, genlik, faz gibi çeşitli fiziksel özellikleriyle tanımlanır. Ses kaydı ve reproduksiyonu alanındaki çalışmalar sonucunda, doğada meydana gelen bu fenomen çeşitli araçlarla kaydedilebilir, değiştirilebilir ve kontrollü olarak tekrarlanabilir hale gelmiştir. Bu işlemlerin gerçekleştirilebilmesi için sesin öncelikle mikrofonlar vasıtasıyla kaydedilerek akustik sinyalden elektrik sinyaline dönüştürülmesi gerekmektedir (Beranek ve Mellow, 2019). Elektrik sinyaline dönüştürülmüş akustik ses sinyalinin tekrar duyulabilmesi için de hoparlörler kullanılmaktadır. Günümüzde kullanılan hoparlör sistemleri, elektrik enerjisi olarak ifade edilen ses sinyallerinin ortaya çıkardığı elektromanyetik kuvvet vasıtasıyla hareket eden çeşitli materyallerden meydana gelmektedir. Sıklıkla kullanılan hoparlör sistemlerinden biri olan konik hoparlör sistemlerine ilişkin bir çizim, Şekil 2.1’de sunulmuştur. Konik hoparlör sistemleri, ses konisinin arkasında bulunan mıknatıslar tarafından üretilen manyetik alanın, bir bobin vasıtasıyla ses konisini (diyaframı) hareket ettirmesi prensibine dayanmaktadır. Dolayısıyla hoparlör sistemine gönderilen ses sinyali, elektromanyetizma vasıtasıyla mekanik kuvvete dönüştürülerek havaya iletilmektedir (Eargle, 1995).



Şekil 2.1 Konik hoparlör (Eargle, 1995)

Tüketici kullanımına ya da profesyonel kullanıma yönelik geliştirilmiş hoparlör sistemleri, sesi her yöne iletmektedir. Fakat son yıllarda sesin de lazere benzer şekilde çizgisel ve yönlü bir biçimde üretilmesi üzerine çeşitli çalışmalar yapılmaktadır. Bu biçimde iletilen hoparlörlere yönlü (*directional*) hoparlör, bu şekilde iletilen seslere ise yönlü ses ismi verilmektedir.

Ses kaynağının yönlülük (*directionality*) özelliği, ses basıncının, kaynaktan farklı yönlere ne şekilde dağıldığını tanımlamaktadır. Bir ses kaynağının ölçülen doğrultuda ne kadar yönlülük gösterdiği, yönlülük indisi (*directionality index*) ile ifade edilmektedir. Yönlülük indisi Denklem 1’de ifade edildiği gibi, ölçülen doğrultudaki ses basınç seviyesinden tüm yönlerdeki ses basınç seviyesinin ortalamasının çıkartılması ile elde edilmektedir (Long, 2014). Dolayısıyla, daha yüksek yönlülük indisi, ölçülen doğrultuda daha yüksek, diğer doğrultularda daha alçak ses basıncını ifade edecektir. Hesaplama kullanılan θ ve ϕ açılarının üç boyutlu düzlemde hangi yönü ifade ettiğini gösteren diyagram, Şekil 2.2’de sunulmuştur.

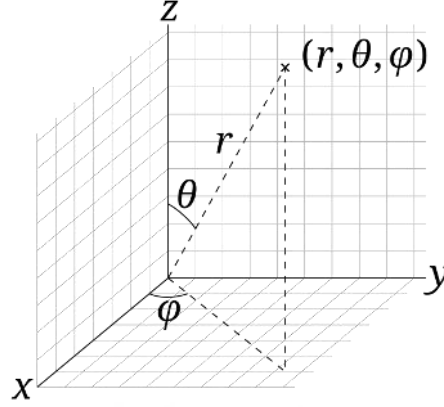
$$D(\theta, \varphi) = L_p(\theta, \varphi) - \overline{L_p} \quad (1)$$

$$D(\theta, \varphi) = \text{Ölçülen doğrultudaki yönlülük indisi}$$

$$L_p(\theta, \varphi) = \text{Ölçülen doğrultudaki ses basınç seviyesi (dBSPL)}$$

$\overline{L_p}$ = Her yöndeki ses basınç seviyesinin ortalaması (dBSPL)

$(\theta, \phi) = \text{Ölçülen yön}$



Şekil 2.2 θ ve ϕ açılarının üç boyutlu düzlemde gösterimi

Müzik reproduksiyonunda kullanılan ses kaynakları oldukça karmaşık yönsel özelliklere sahiptir. Ancak bu hesaplamaları temel olarak etkileyen faktör dalga boyudur (Eargle, 1995). Bir hoparlör tarafından üretilen sesin yönlülüğü, hoparlörün diyafram boyutunun iletilen sinyalin dalga boyuna oranı ile doğru orantılıdır (Beranek ve Mellow, 2019). Başka bir ifade ile, sesi üreten diyaframın genişliği üretilen ses dalgasının dalga boyundan ne kadar büyükse, üretilen sesin yönlülüğü o kadar fazla olacaktır. Bu durumda hoparlörün diyaframının işaret ettiği doğrultudaki ses basıncı, diğer doğrultulardaki ses basıncından çok daha yüksek seviyede ölçülecek ve dolayısıyla daha yüksek bir yönlülük indisi elde edilecektir.

Mevcut hoparlör sistemleri üretim kolaylığı ve kullanım verimliliği için insan işitme sisteminin algılama kapasitesi ile sınırlanarak tasarlanmaktadır. İnsan işitmesi alanında gerçekleştirilen çalışmaların ortaya koyduğu üzere, insan kulağının işitebildiği frekans aralığı 20 Hz – 20.000 Hz olarak kabul edilir (Hall ve Guyton, 2011). Ses teknolojisi alanında geliştirilen araçların büyük bir çoğunluğu bu aralıkta işlem gösterecek şekilde tasarlanmaktadır. Bu durum, günümüzde kullanılan hoparlör sistemlerinin neredeyse tamamının oldukça düşük yönlülükle çalışmasına sebep olmaktadır. 20Hz'lik bir ses dalgası, 20°C sıcaklıktaki havada 17,15 metrelik bir dalga boyuna sahiptir. Dolayısıyla 20 Hz'in yüksek yönlülükle iletilmesi için en az 17,15 metrelik bir hoparlör diyaframına ihtiyaç duyulacaktır. 20 Hz – 20.000 Hz aralığı hesaplandığında insan kulağının duyabildiği frekans aralığı yaklaşık olarak on oktavdır. On oktavlık duyulabilir frekans aralığında yer alan oktavların frekans ve dalga boyu aralıkları Çizelge 2.1'de sunulmuştur.

Çizelge 2.1 Duyulabilir frekans bölgesinin frekans ve dalga boyu değerleri

Oktav	Frekans Aralığı	Dalga Boyu
1	20 Hz - 40 Hz	1715 cm – 857,5 cm
2	40 Hz - 80 Hz	857,5 cm – 428,75 cm
3	80 Hz - 160 Hz	428,75 cm – 214,38 cm
4	160 Hz - 320 Hz	214,38 cm – 107,19 cm
5	320 Hz - 640 Hz	107,19 cm – 53,59 cm
6	640 Hz - 1280 Hz	53,59 cm – 26,797 cm
7	1280 Hz - 2560 Hz	26,797 cm – 13,398 cm
8	2560 Hz - 5120 Hz	13,398 cm – 6,699 cm
9	5120 Hz - 10240 Hz	6,699 cm – 3,3496 cm
10	10240 Hz - 20480 Hz	3,3496 cm – 1,6748 cm

Duyulabilen on oktavlık ses aralığının 2000 Hz'den yüksek frekans barındıran bölümü, başka bir ifadeyle en yüksek frekanslı üç oktavı 17cm ve altındaki dalga boylarından oluşmaktadır. Başka bir ifadeyle kullanışlı olduğu savunulabilecek diyafram boyutları baz alınarak hesaplandığında, insan duyma aralığının yalnızca son üç oktavı geleneksel hoparlör sistemleriyle yönlü olarak iletmeye uygundur.

Duyulabilir frekans aralığı için üretilen ses reproduksiyon sistemlerinin neredeyse tamamı her yönlü (*omnidirectional*) yönsel karaktere sahiptir. Her yönlü yönsel karakter, kaynaktan yayılan ses dalgalarının bütün doğrultularda yayıldığını ifade eder. Dolayısıyla bir hoparlör sistemi ile seslendirilen bir odada bulunan tüm dinleyiciler hoparlörün çıktısını duyabilmektedir. Bu durum her ne kadar endüstride kabul edilmiş olsa da, sesin yönlülüğünü kontrol altına almayı amaçlayan çalışma alanlarının da ortaya çıkmasına sebep olmuştur. Bu alanlardan biri, ses alanı kontrolüdür (*sound field control*).

Ses alanı kontrolü, istenilen ses alanının hedeflenen bir bölgede üretilmesi ile ilgilenen araştırma dalıdır (Yang ve diğerleri, 2022). İçeriğinde ses alanı

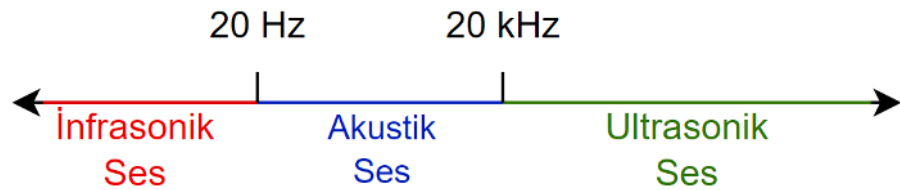
reprodüksiyonu, kişisel ses sistemleri ve aktif gürültü kontrolü gibi alt dalları barındırmaktadır. Ses yönlülüğüne dayanan prensipleri kullanan ses alanı kontrolü dalı ise, kişisel ses sistemleridir.

Kişisel ses sistemleri, hedeflenen ses alanının yalnızca dinleme bölgesinde üretilmesiyle ve diğer bölgelerdeki istenmeyen girişimlerin azaltılmasıyla ilgilenmektedir. Kişisel ses sistemlerinde genel kontrol bölgesi iki farklı kesime ayrılmıştır: istenen ses alanının üretildiği akustik “aydınlık kesim” ve ses basınç seviyesinin kontrol altında tutulması gereken “karanlık kesim” (Schellekens, Moller ve Olsen, 2016). Ses alanını kontrol altında tutmak için yapılan akustik düzenlemeler; hem geleneksel hoparlör kurulumlarının çeşitli ön işlemler ile geliştirilmesi, hem de özel geliştirilmiş yönlü hoparlör sistemleriyle bölgesel ses ortamlarının (Kuutti, Leiwo ve Sepponen, 2014) yaratılması vasıtasıyla oluşturulabilmektedir. Parabolik hoparlör sistemleri, düz panel hoparlör sistemleri ve ultrasonik hoparlör sistemleri, geliştirilmiş yönlü hoparlör sistemlerinden bazılarıdır.

2.2. Ultrasonik Hoparlör Sistemleri

2.2.1. Ultrasonik hoparlörün tanımı

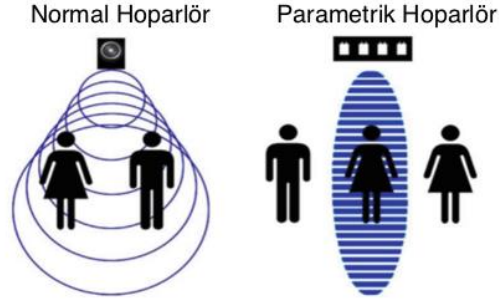
Ses dalgaları, Şekil 2.3’de sunulduğu üzere, taşıdıkları frekans aralığına bağlı olarak üç gruba ayrılabilir. İnsan kulağının işitebildiği frekans aralığı olan akustik bölge, 20 Hz – 20.000 Hz olarak kabul edilir (Hall ve Guyton, 2011). 20 kHz’in üzerindeki frekanslar ise ultrasonik frekansları oluşturur. Huygens'in prensibine göre, düşük dalga boylu ultrasonik dalgaların kırınımına uğraması daha zordur ve düz bir çizgi üzerinde iletimi daha kolaydır.



Şekil 2.3 Ses frekans aralıkları

Huygens prensibinden faydalanarak tasarlanan parametrik hoparlör sistemleri (*parametric array loudspeaker*), ses dalgalarını belirli bir yönde yoğunlaştırarak odaklanmış ses iletimi sağlayan ses teknolojisi alanıdır. Bu alan, ultrasonik frekansları kullanarak akustik frekanslar ortaya çıkartmak için havanın doğrusal olmayan

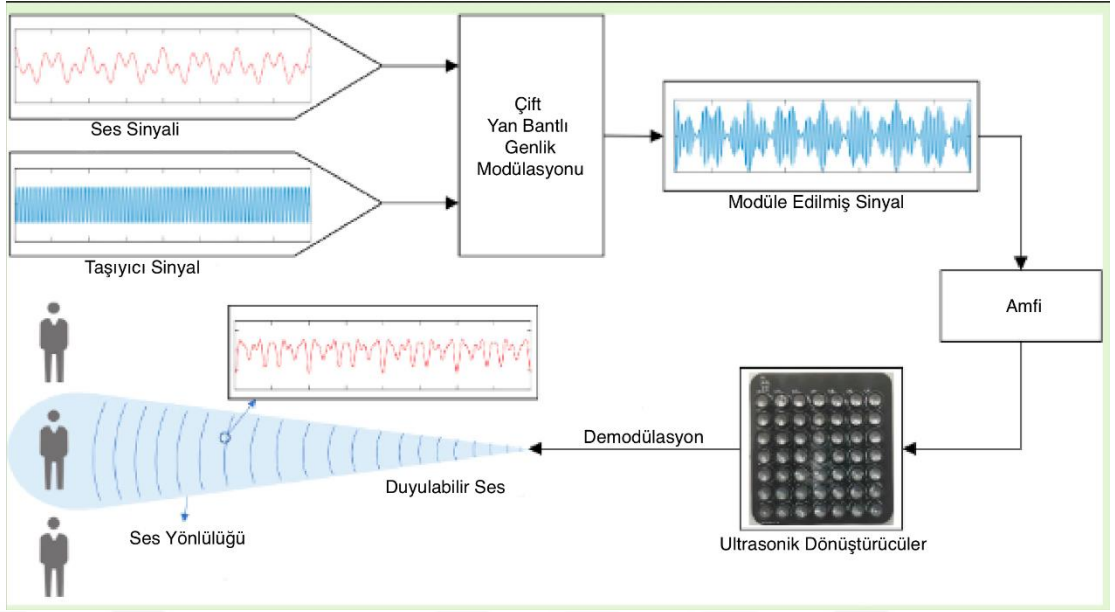
özelliklerinden yararlanır. Sonuçta, yüksek yönlülüğe sahip duyulabilir bir ses demeti elde edilir. Parametrik hoparlörlerin yayılma biçimi Şekil 2.4'te gösterilmiştir.



Şekil 2.4 Parametrik hoparlörde ses yayılma biçimi (Mei, Xu, Hu, Alkahtani ve Wang, 2023)

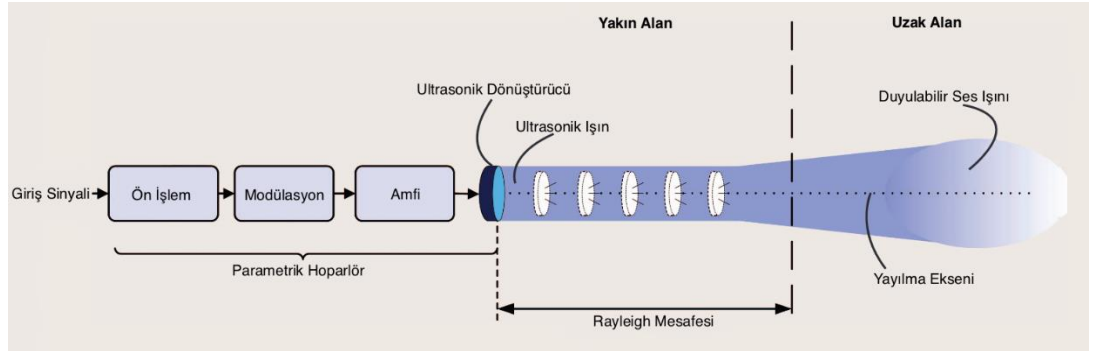
Ultrasonik dalgaların iletiminde geleneksel hoparlörler yerine parametrik hoparlörler tercih edilmektedir. Parametrik hoparlörlerde, hareketli bir elektromanyetik bobin ve diyafram yerine, dönüştürücü (*transducer*) adı verilen bir dizi elektronik cihaz kullanılmaktadır (Yang, Gan, Tan ve Er, 2005). Bir parametrik hoparlör dizisi, tipik olarak düzlemsel bir düzende yerleştirilmiş bir grup ultrasonik dönüştürücüden oluşur. Ultrasonik dönüştürücüler, elektrik enerjisini ultrasona yani insan işitme aralığının üzerindeki ses dalgalarına dönüştüren cihazlardır. Ultrason üretiminde genellikle piezoelektrik dönüştürücüler kullanılmaktadır. Piezoelektrik dönüştürücüler, voltaj uygulandığında boyut değiştirme özelliğine sahip olan materyaller barındırmaktadır. Dolayısıyla dönüştürücülere alternatif voltaj uygulandığında, bu elektrik sinyali mekanik bir titreşime dönüşerek ses dalgaları üretebilmektedir.

Parametrik hoparlör sistemlerinde de en yaygın kullanılan ultrasonik dönüştürücüler, piezoelektrik dönüştürücülerdir. Murata MA40S4S tipi dönüştürücüler, sıklıkla kullanılan dönüştürücü modellerindendir. Geleneksel ultrasonik yayıcıların hava ortamındaki verimlilikleri genellikle düşüktür. Bunun ana nedeni, hava ve yayıcı arasındaki empedans uyumsuzluğudur (Gallego-Juarez, Rodriguez-Corral ve Gaete-Garretón, 1978).



Şekil 2.5 Parametrik hoparlör sistemi

Şekil 2.5'te parametrik hoparlör sisteminin bölümleri gösterilmektedir. Sistem üç parçadan oluşmaktadır: sinyal işleme modülü, amplifikatör ve ultrasonik dönüştürücü. Sinyal işleme modülü, ön işleme ve modülasyon olmak üzere iki ana işlevi olan sistem elemanıdır. Güç amplifikatörleri, ses sinyalini dönüştürücülerin ihtiyaç duyduğu seviyeye yükseltmek için kullanılır. Son olarak, dönüştürücü dizisi ultrasonik sinyalin havaya iletilmesini sağlar.



Şekil 2.6 Parametrik hoparlör sisteminin bölümleri ve demodülasyon süreci (Gan, Tan ve Kuo, 2011)

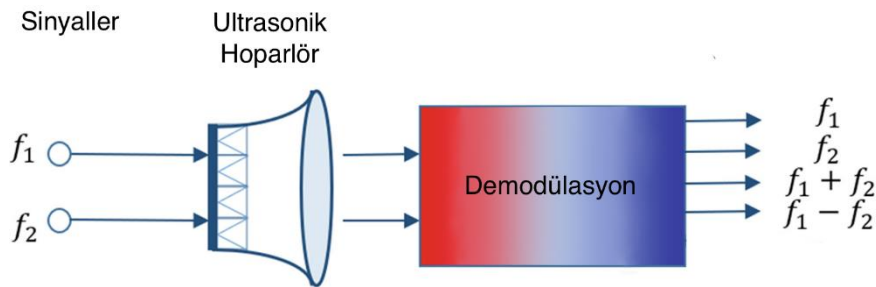
Ultrasonik hoparlör sistemlerinde sıklıkla kullanılan önemli bir birim, Rayleigh mesafesidir. Rayleigh mesafesi, yakın alan bölgesinden uzak alan bölgesine geçişin gerçekleştiği bölge olarak tanımlanmaktadır. Yakın alanda, dolayısıyla Rayleigh mesafesinin içinde, dalga yaklaşık olarak düzlemseldir. Rayleigh mesafesinden itibaren dalga küresel hale gelmeye başlar ve daha hızlı zayıflar (Kamakura ve diğerleri, 1984). Bu sebeple ultrasonik hoparlör sistemlerinin incelenmesinde uzak ve

yakın alan ayırımına sıklıkla yer verilmektedir. Rayleigh mesafesi, ses kaynağının alanının iletilen ses dalgasının dalga boyuna oranı ile elde edilmektedir (Farias ve Abdulla, 2015).

2.2.2. İntermodülasyon

Bahsedildiği üzere, üretilen sesin yönlülüğünü etkileyen en önemli faktör ses kaynağının boyutunun üretilen sesin dalga boyuna oranıdır. Dolayısıyla yüksek frekanslı (ve buna bağlı olarak düşük dalga boyu) ses dalgalarının yüksek yönlülükle iletilmesi çok daha kolaydır. Ultrasonik hoparlörlerin çalışma prensibi, sesin havaya iletilmesinde çok düşük dalga boyu (20°C’de 1,7cm – 0,85cm) ultrasonik dalgaların kullanılmasına dayanmaktadır. Gönderilen ultrasonik dalgalar, havada meydana gelen ve “intermodülasyon” olarak isimlendirilen bir fenomen sonucunda duyulabilir sese dönüşmektedir.

Parametrik hoparlörlerde ultrasonik ses dalgaları, duyulabilir ses dalgaları için taşıyıcı olarak kullanılır. Önce akustik (duyulabilir) sinyal ultrasonik taşıyıcı sinyal ile modüle edilir. Ardından, modüle edilmiş ultrasonik dalga, ultrasonik dönüştürücüler vasıtasıyla havaya iletilir. Genliğin yeterince yüksek olduğu durumda, havanın kendisi doğrusal olmayan bir demodülatör görevi görür ve iletilen modüle edilmiş ultrasonik dalgayı demodüle ederek duyulabilir ses dalgaları ortaya çıkartır. Bu süreç, Şekil 2.7’de görselleştirilmiştir.



Şekil 2.7 Parametrik hoparlör ve havadaki doğrusal olmayan etkileşim

2.2.2.1. Teori ve deney

Havanın doğrusal bir sistem olmaması sebebiyle ortaya çıkan ek frekanslar 19. yüzyılda büyük ölçüde bilinmektedir. Fizikçi ve matematikçi Horace Lamb, bu olgunun ilk teorik izahını 1910 tarihli kitabında gerçekleştirmiştir. Lamb’e göre sonlu genliğe sahip dalgalar (basınç ve yoğunluk arasında özel bir ilişki olmadığı durumlarda) bir form değişimine maruz kalmaksızın yayılamamaktadır. Matematiksel ifade, uzun düz

bir borunun içerisinde bir piston vasıtasıyla hareket ettirilen hava kütlesi üzerinden açıklanmıştır. Uzun bir düz boruda, bir pistonun t süre hareketi sonucunda oluşan yer değiştirme ξ ile gösterilmiştir.

Sonlu genlikli dalgaların yayılımını gösteren denklem ξ için çözülüp çeşitli basitleştirme işlemleri uygulandıktan sonra sonra Denklem 2’de sunulan ifade elde edilmektedir:

$$\xi = f\left(t - \frac{x}{c}\right) + \frac{\gamma + 1}{4c^2} x \left\{ f'\left(t - \left(\frac{x}{c}\right)\right) \right\}^2 \quad (2)$$

Pistonun hareketi Denklem 3’te gösterildiği üzere basit-harmonik olarak kabul edildiğinde ise yukarıdaki ifadeler Denklem 4’te gösterilen şekli almaktadır:

$$f(t) = a \cos nt \quad (3)$$

$$\xi = a \cos n \left(t - \frac{x}{c}\right) + \frac{(\gamma + 1)n^2 a^2}{8c^2} x \left\{ 1 - \cos 2n \left(t - \frac{x}{c}\right) \right\} \quad (4)$$

Bu formüle göre, herhangi bir parçacığın yer değişimi artık basit-harmonik değildir. Formül, t ’den bağımsız bir ifade $\left(\frac{(\gamma+1)n^2 a^2}{8c^2} x\right)$ ile iki basit-harmonik terimi içerir: birinin frekansı birincil titreşimin frekansına eşittir $(a \cos n \left(t - \frac{x}{c}\right))$, diğerinin frekansı ise birincil titreşimin frekansından iki kat daha büyüktür $(a \cos 2n \left(t - \frac{x}{c}\right))$.

Pistona verilen titreşimin iki basit-harmonik hareketten meydana $(f(t) = a_1 \cos n_1 t + a_2 \cos n_2 t)$ durumunda ise formül Denklem 5’te gösterilen şekli almaktadır:

$$\xi = a_1 \cos n_1 \left(t - \frac{x}{c}\right) + a_2 \cos n_2 \left(t - \frac{x}{c}\right) \quad (5)$$

$$+ \frac{\gamma + 1}{8c^2} x \left\{ \begin{array}{l} n_1^2 a_1^2 + n_2^2 a_2^2 \\ -n_1^2 a_1^2 \cos 2n_1 \left(t - \frac{x}{c}\right) \\ -n_2^2 a_2^2 \cos 2n_2 \left(t - \frac{x}{c}\right) \\ +2n_1 n_2 a_1 a_2 \cos(n_1 - n_2) \left(t - \frac{x}{c}\right) \\ -2n_1 n_2 a_1 a_2 \cos(n_1 + n_2) \left(t - \frac{x}{c}\right) \end{array} \right\}$$

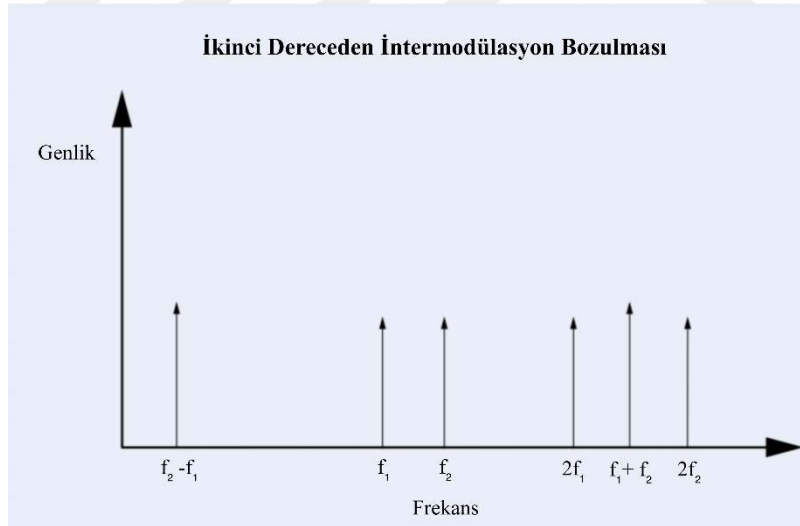
Bu durumda, temel frekansların harmoniklerine ek olarak yeni ikincil frekanslar ortaya çıkmaktadır. Lamb tarafından “kombinasyon tonları” olarak isimlendirilen bu yeni ikincil frekanslar, birincil frekansların toplamlarına ve farklarına karşılık gelmektedir. Başka bir ifadeyle, intermodülasyon bozulması oktavlarının ve kombinasyon tonlarının ortaya çıkmasına neden olmaktadır.

1935’de bir t p içinde sonlu düzlem dalgalarının ölçümleri ilk kez yayınlanmıştır (Thuras, Jenkins ve O’Neil). Deneysel çalışmada, bir tüp boyunca meydana gelen ikinci harmonikler ölçülmüştür. Ayrıca, tüpe aynı anda iki temel frekans uygulanmış ve ortaya çıkan toplam ve fark frekansları kaydedilmiştir. Böylece oktav ve kombinasyon frekanslarının varlığı ilk defa deneysel olarak kanıtlanmıştır.

2.2.2.2. İntermod lasyon dereceleri

Doğrusal olmayan ortamda gözlemlenen frekanslar, hem ortama iletilen giriş frekanslarını hem de giriş frekanslarının harmonik ve kombinasyon frekanslarını içerir. İki-tonlu bir sistemde, iki adet f_1 ve f_2 frekansı bulunduğunda, şekil 2.8’de görselleştirildiği üzere, meydana gelen ikinci dereceden intermod lasyon ürünleri şu şekildedir:

- $f_1 + f_2$ (kombinasyon)
- $f_2 - f_1$ (kombinasyon)
- $2f_1$ (harmonik)
- $2f_2$ (harmonik)



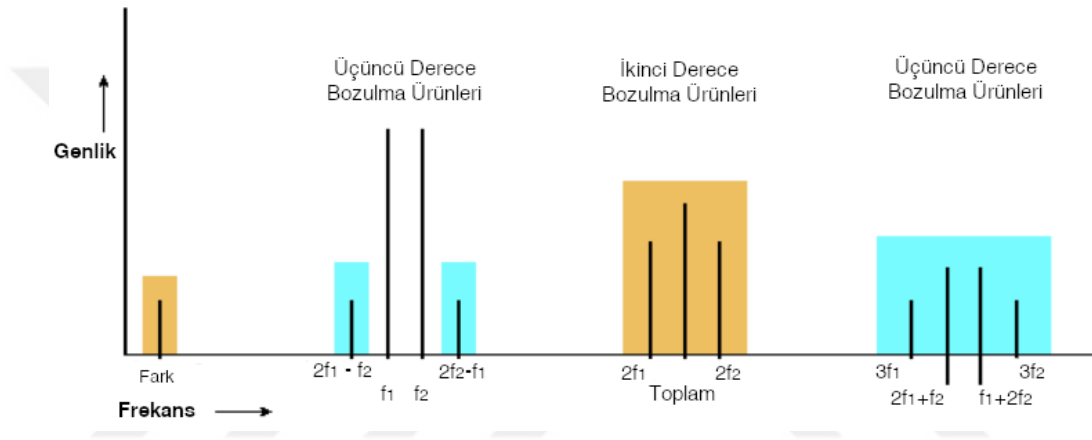
şekil 2.8 İkinci dereceden intermod lasyon bozulma ürünleri

f_1 ve f_2 frekanslarının bir sonraki adımda temel frekanslarla etkileşerek oluşturduğu üçüncü dereceden intermod lasyon ürünleri ise şu şekildedir:

- $2f_1 + f_2$
- $2f_1 - f_2$

- $f_1 + 2f_2$
- $f_1 - 2f_2$

Şekil 2.9'da gösterildiği üzere, üçüncü dereceden intermodülasyon ürünleri arasında üçüncül harmonikler ($3f_1$ ve $3f_2$) de bulunur. İntermodülasyon derecesi, intermodülasyon ürünlerinin katsayılarının toplamı ile ifade edilmektedir: $2f_1$ ikinci dereceden (2), $f_1 + f_2$ ikinci dereceden (1+1), $3f_1$ üçüncü dereceden (3), $2f_2 - f_1$ ve $2f_2 + f_1$ 'in her ikisi de üçüncü derecedendir (2 + 1) (Bellin ve Beyer, 1960; Berktaay ve Al-Temimi, 1971; Dean, 1960; Ingard ve Pridmore-Brown, 1956; Jones ve Beyer, 1970).



Şekil 2.9 İkinci ve üçüncü dereceden intermodülasyon ürünleri

$f_2 - 2f_1$ ve $f_1 - 2f_2$ intermodülasyon ürünleri çıkarılan frekansın çıkan frekanstan düşük olması durumunda "negatif" frekanslara neden olabilecek gibi görünmektedir. Ancak bu hesaplamalarda mutlak değer dikkate alınmaktadır. Dolayısıyla $f_1 - 2f_2$ 'nin mutlak değeri $2f_2 - f_1$ 'in mutlak değerine eşittir. Bu nedenle üçüncü dereceden intermodülasyon ürünleri " $2f_1 \pm f_2$ " şeklinde ifade edilir.

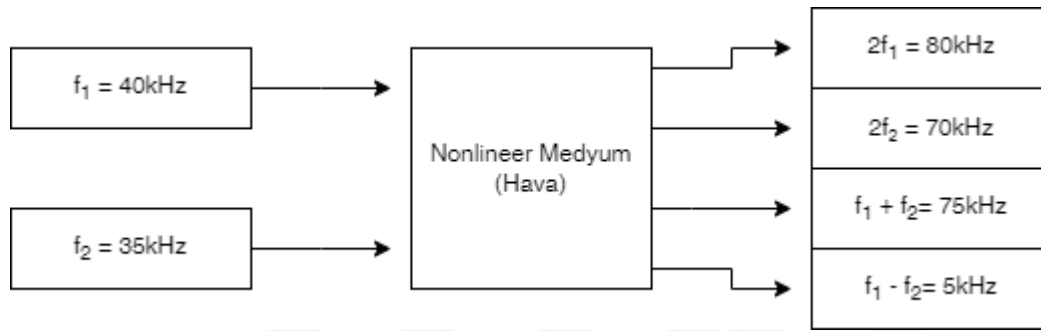
2.2.2.3. İntermodülasyon ve ultrasonik hoparlör

Bahsedildiği üzere, doğrusal olmayan ortama iletilen yüksek genlikli ses dalgaları intermodülasyona uğrayarak demodüle olmaktadır. Parametrik hoparlör sistemleri, doğrusal olmayan bir ortam olan havanın demodülasyon karakteristiğini kullanarak yüksek yönlülükte duyulabilir ses meydana getirmektedir.

İntermodülasyon her ne kadar pek çok disiplinde kaçınılması gereken bir bozulma türü olarak nitelendirilse de, ses alanı kontrolünde farklı uygulamaları mümkün kılan bir fenomendir. Ultrasonik frekansların yüksek yönlülükle iletilebilmesi, intermodülasyonun oldukça kullanışlı bir araç haline gelmesine sebep olmaktadır.

Bilindiği üzere ultrasonik frekanslar yönlü olarak iletilseler dahi duyulamazlar. Ancak yüksek genlikli ultrasonik dalgaların havaya iletimi sonucunda meydana gelecek intermodülasyon fark frekansları, hem yüksek yönlülüğe sahip hem duyulabilir ses dalgalarının üretilmesini mümkün kılmaktadır. Bu teori, şu şekilde uygulamaya geçirilebilmektedir:

Yüksek yönlülüğe sahip 5 kHz frekansında bir ses demetinin iletilmek istendiği durumda, havaya aralarında 5 kHz'lik bir fark bulunan iki ultrasonik frekansın yüksek genlikte iletilmesi yeterli olacaktır. 40 kHz ve 35 kHz frekansları ultrasonik hoparlörler vasıtasıyla havaya iletilindiğinde, havada gözlemlenecek frekanslar Şekil 2.10'daki gibi olacaktır.



Şekil 2.10 40 kHz ve 35 kHz'in havada demodülasyonu

Şekilde görülebildiği üzere, 40 kHz ve 35 kHz'in havaya iletimi sonucu ortaya çıkan ikinci dereceden intermodülasyon ürünlerinden fark frekansı (5 kHz) dışındaki tüm frekanslar, ultrasonik frekanslardır. Dolayısıyla havada dört farklı frekans gözlemleniyor olsa da, yalnızca 5 kHz insan kulağı tarafından duyulabilmektedir. Böylece yüksek yönlülüğe sahip 5 kHz'lik ses dalgasının iletilmesi için, aralarında 5 kHz fark bulunan iki ultrasonik sinyalin yüksek genlikte havaya iletilmesi yeterli olmaktadır.

2.2.3. Ultrasonik hoparlörün tarihi gelişimi

Akustik intermodülasyonun teorik ve deneysel temelleri 20. yüzyılın ilk çeyreğinde etraflıca açıklanmıştır. Ancak akustik intermodülasyondan faydalanan teknolojik girişimlere Peter Westervelt'in 1963 yılında yayımlanan makalesine kadar rastlanmamıştır (Garrett, 2017).

Bahsedilen çalışma, aeroakustik dalının önemli bilim insanlarından matematikçi James Lighthill'in önemli katkılarıyla meydana getirilmiştir. James Lighthill (1952, 1954), iki bölümlük çalışmasında akışkan parçacık hareketine dair açıklamalarda bulunmuş ve bir denklem öne sürmüştür. Peter Westervelt de 1957 yılında

tamamladığı makalesinde James Lighthill tarafından öne sürülen denklemi sesin doğrusal olmayan akustik ortamdaki hareketini tarif edecek şekilde düzenlemiştir.

Makaleyi inceleyen James Lighthill, Westervelt'in öne sürdüğü yöntem ile yüksek yönlülüğe sahip bir ses ışınının üretilebileceğini önermiştir. Westervelt, Lighthill'in önerisi üzerine çalışarak 1963 tarihli çalışmasını ortaya koymuştur. Bu çalışma ile yüksek yönlülükle iletilen ultrasonik sesin hava medyumunda meydana gelecek intermodülasyon vasıtasıyla duyulabilir sese demodüle olabileceği anlaşılmıştır. Sonuç olarak bu çalışmayla birlikte düşük frekanslı ses dalgalarının yüksek yönlülükle iletilmesinin mümkün olmadığına dair yaygın kanının isabetli olmadığı kanıtlanmıştır (Zhou, Huang ve Li, 2020).

Westervelt'in teorik analizinden önce, parametrik dizi, ilk kez Bellin ve Beyer (1960) tarafından suda deneysel olarak gösterilmiştir. Sonuçlar, Westervelt'in "sesin ses tarafından saçılması" teorisiyle iyi bir uyum içindedir (Westervelt, 1957). Bu ses ışın demeti, düşük frekansa, yüksek yönlülüğe ve yarı sonsuz uzunluğa sahiptir (Bellin ve Beyer, 1962).

Parametrik hoparlör dizilerinin hava medyumunda denenmesine yönelik ilk deneysel çalışma, Mary Bennett ve David Blackstock tarafından 1975 yılında yayımlanan makaledir. Çalışmada 18,6 kHz ve 23,6 kHz'lik iki sinüs dalgası kullanılarak 5 kHz'lik duyulabilir sinyal elde edilmiştir. Test odasının küçüklüğü dolayısıyla ölçümler 2 metre mesafede gerçekleştirilmiştir. İmkânsızlık nedeniyle yalnızca yakın alan yayılımı üzerine ölçümler gerçekleştirilebilmiş olsa da parametrik hoparlör dizilerinin hava medyumunda da kullanılabileceği kanıtlanmış, elde edilen verilerin teorik hesaplamalarla büyük oranda örtüştüğü tespit edilmiştir (Bennett ve Blackstock, 1975).

İntermodülasyon alanında gerçekleştirilen teorik çalışmalar devam ettikçe Westervelt'in ortaya koyduğu denklemden türetilen yeni denklemler ortaya atılmıştır. Bunlardan *Khoklov-Zabolotskaya-Kuznetsov* (KZK) denklemi, sonlu genlikli ses ışınlarının dağılımını kırınım, soğurma ve parabolik yaklaşıklıkla ifade edilen nonlinearite etkilerini birleştirerek ifade etmektedir (Kuznetsov, 1971). KZK denklemi her ne kadar yakın ve uzak alanı ifade eden en isabetli denklem olarak görülse de oldukça karmaşık olması dolayısıyla çoğu uygulamada uzak alan hesaplamaları için Orhan Berktaş'ın geliştirdiği denklem kullanılmaktadır (1965; Shi ve Gan, 2010).

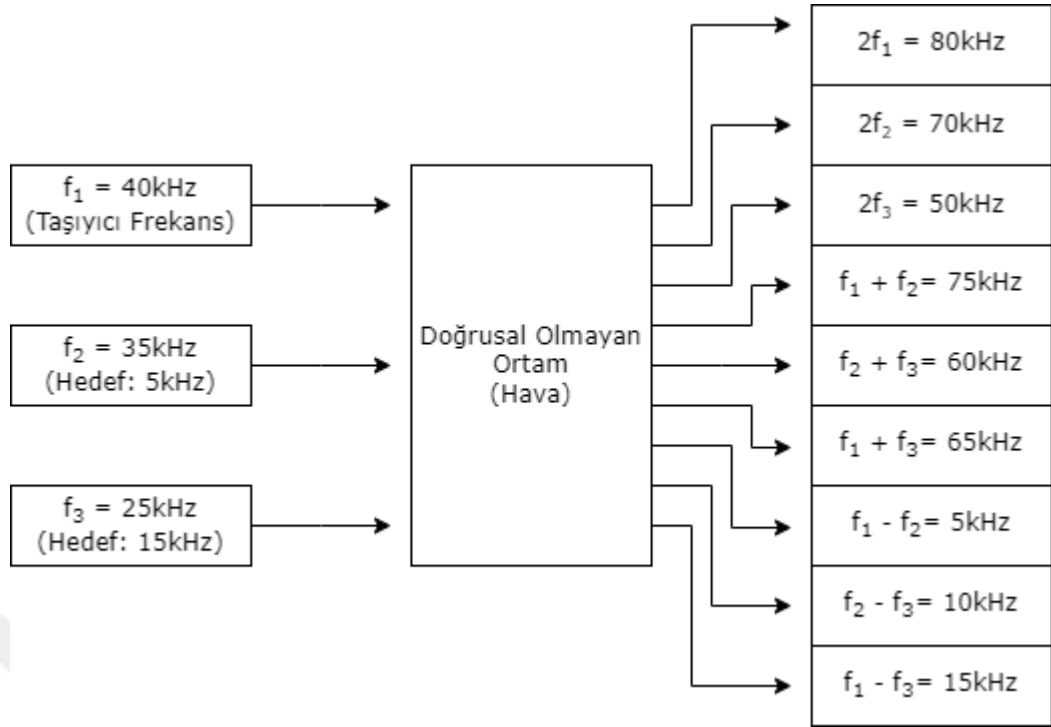
2.2.4. Ultrasonik hoparlör ve modülasyon

Orhan Berktaş'ın çalışmasında karşılaşılan önemli noktalardan biri, gerçekleştirdiği analizleri yalnızca iki frekansın birbirini etkilemesi ile sınırlı tutmamasıdır (Croft ve Norris, 2001). Berktaş, çalışmasında “modülasyon zarfı” kavramına başvurmuştur. Bu kavrama başvurulması oldukça önemlidir. Zira parametrik hoparlörlerin ikiden fazla frekans kullanılarak çalıştırılabilmesi mümkündür.

Bahsedildiği üzere, parametrik hoparlör sistemleri iki ultrasonik frekansın havada demodüle olarak duyulabilir bir fark frekansı üretmesi prensibine dayanmaktadır. Ancak bu demodülasyon işlemi yalnızca iki frekans ile sınırlı kalmak zorunda değildir.

Hedeflenen bir frekansın hava intermodülasyonu vasıtasıyla duyulur hale gelebilmesi için bir ön işleme ihtiyaç vardır. Elde edilecek duyulabilir ses sinyali iletilen iki ultrasonik sinyalin farkından oluşacaktır. Dolayısıyla kullanılacak ultrasonik sinyaller belirlenirken farklarının istenen frekansı oluşturmaya dikkat edilmelidir.

Şekil 2.11’de üç frekansın lineer olmayan ortamda demodüle olması sonucunda ortaya çıkacak ikinci dereceden intermodülasyon ürünleri sunulmuştur. İkiden fazla frekans kullanıldığında bir taşıyıcı frekans ve birden fazla uyarıcı frekans kullanılması hem hesaplama kolaylığı hem de gürültü kontrolü sağlayabilmek adına faydalı olacaktır. Sunulan örnekte oluşan yeni demodülasyon frekanslarından 80 kHz – 60 kHz aralığında olanlar insan duyma sınırının çok üstünde olduğu için duyulmayacaktır. Fark frekansları iki hedef frekans olan 5 kHz ve 15 kHz’i barındırmaktadır. f_2 ve f_3 ’ün farkından meydana gelen 10 kHz, gürültü olarak ortaya çıkmaktadır. Taşıyıcı frekansın genliğinin uyarıcı frekanslardan daha yüksek olması sağlanarak ortaya çıkan gürültünün azaltılabilmesi mümkündür. Zira ortaya çıkan ikinci dereceden demodülasyon ürününün genliği, kendisini oluşturan frekans çiftlerinin genliği ile orantılı olacaktır.



Şekil 2.11 Üç frekanslı hava demodülasyonu

Görüldüğü gibi demodülasyonun ikiden fazla frekans için kullanılması mümkündür. Bu durum konuşma sesi ya da müzik gibi geniş bantlı ses sinyallerinin parametrik hoparlör sistemleriyle aktarılabilmesini mümkün kılmaktadır. Ancak kullanılan bant genişliği arttıkça istenmeyen demodülasyon ürünlerinden ileri gelen gürültü de artacaktır.

$$f_{\text{uyarıcı}} = f_{\text{taşıyıcı}} - f_{\text{hedef}} \quad (6)$$

Denklem 6'da da görüldüğü üzere birden fazla duyulabilir frekans elde etmek için hedeflenen her frekans için bir çıkarma işleminin gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Bahsedilen çıkarma işlemi tek frekans barındıran sinüs dalgalarının üretilmesinde uygulanabilir olsa da, müzik ve konuşma gibi karmaşık sinyallerin işlenmesinde bir zorluk oluşturmaktadır.

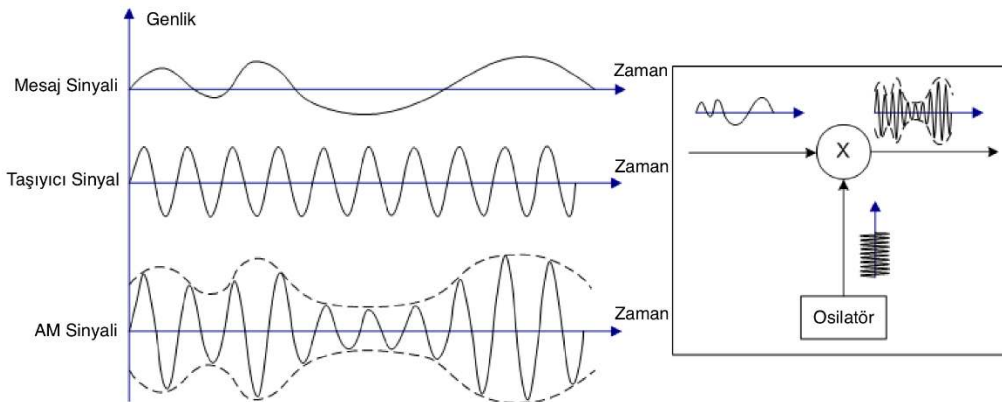
Bilindiği üzere her karmaşık sinyalin sinüs dalgalarından, dolayısıyla tekil frekanslardan meydana geldiği söylenebilmektedir (Hartmann, 2013). Karmaşık sinyal frekans düzleminde incelendiğinde, sinyali oluşturan frekans bandında her anda farklı değerlerin okunduğu gözlemlenebilmektedir. Dolayısıyla bir karmaşık sinyalin parametrik hoparlör sistemiyle yönlü bir biçimde iletilebilmesi için, sinyali oluşturan her an için tüm frekansları temsil edecek uyarıcı frekansların hesaplanması gerekmektedir. Bu işlemin frekans düzleminde yukarıda sunulan çıkarma işlemiyle

gerçekleştirilmesi oldukça verimsiz olacaktır. Ancak modülasyon yöntemleri kullanılarak istenilen sonuca daha basit bir biçimde ulaşmak mümkündür.

2.3. Modülasyon

Modülasyon, bir sinyalin başka bir sinyal tarafından değiştirilmesi anlamına gelir. Elektronik ve telekomünikasyonda modülasyon, taşıyıcı sinyal olarak adlandırılan periyodik bir dalga formunun bir veya daha fazla özelliğini, iletilecek bilgileri içeren mesaj sinyaline uygun olarak “modülasyon sinyali” adı verilen başka bir sinyal ile değiştirme işlemidir. Örneğin, mesaj sinyali bir mikrofondan gelen ses sinyali, bir video kameradan gelen hareketli görüntüleri temsil eden bir video sinyali veya bir bilgisayardan gelen bir dijital sinyal olabilir. Bu taşıyıcı dalga genellikle mesaj sinyalinden çok daha yüksek bir frekansa sahiptir. Bunun nedeni, bahsedildiği üzere, düşük frekanslı sinyalleri iletmenin pratik olmamasıdır. Temel olarak, üç farklı modülasyon tekniği mevcuttur: Genlik modülasyonu (*Amplitude Modulation - AM*), frekans modülasyonu (*Frequency Modulation - FM*) ve faz modülasyonu (*Phase Modulation - PM*) (Faruque, 2017). Ultrasonik hoparlör sistemlerinde gerçekleştirilen çalışmalarda genellikle genlik modülasyonu tercih edilmiştir. Bunun en temel sebebinin genlik modülasyonu sonucunda ortaya çıkan yan bantların havada oluşacak olan intermodülasyon ile gösterdiği simetri olduğu söylenebilir.

Genlik modülasyonu, erken dönem radyo uygulamalarında da kullanılan en eski modülasyon tekniğidir. Genlik modülasyonunda, taşıyıcı sinyalin genliği modülatör sinyale bağlı olarak değişirken, frekans ve fazı sabit kalır. Bu değişiklik, Şekil 2.12’de görselleştirilmiştir. Genlik modülasyonu günümüzde hala bilgisayar modemlerinde, VHF uçak telsizlerinde, taşınabilir iki yönlü telsizlerde ve elektronik haberleşmede sıklıkla kullanılmaktadır.



Şekil 2.12 Genlik modülasyonu

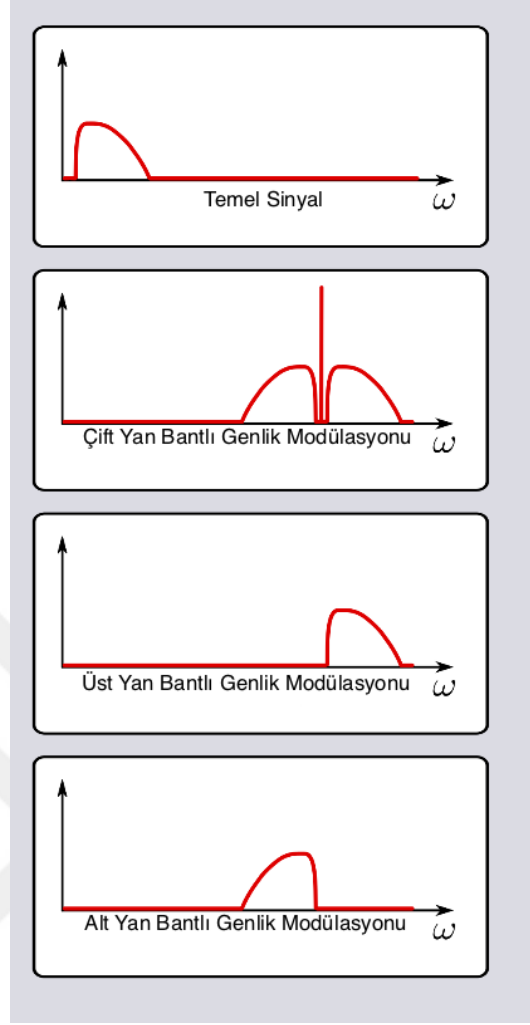
Genlik modülasyonunda, modülatör sinyal $m(t) = M \sin(2\pi f_m t)$ ve taşıyıcı sinyal $c(t) = C \sin(2\pi f_c t)$ 'dir. Genlik modülasyonu ürünü $y(t)$, modülatör sinyal ile taşıyıcı sinyalin çarpımı şeklinde ifade edilir. Bu çarpım, Denklem 7'de sunulmuştur:

$$y(t) = M \sin(2\pi f_m t) C \sin(2\pi f_c t) \quad (7)$$

Trigonometrik ters dönüşüm formülleri kullanılarak yukarıdaki eşitlikten Denklem 8'de sunulan eşitlik elde edilebilir:

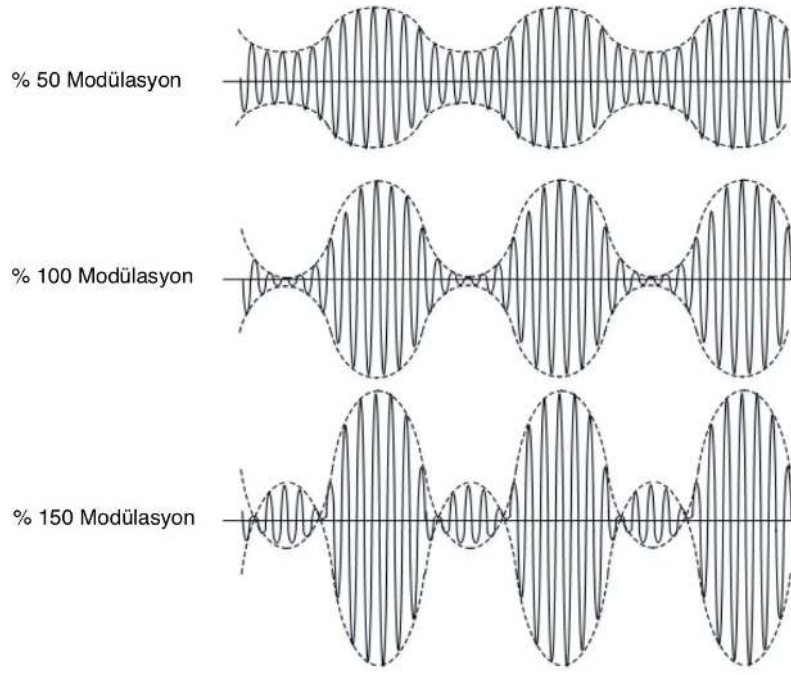
$$y(t) = MC \left[-\frac{1}{2} \cos 2\pi t(f_m + f_c) + \frac{1}{2} \cos 2\pi t(f_m - f_c) \right] \quad (8)$$

Eşitlikte, çıkış sinyalinde, $f_m + f_c$ ve $f_m - f_c$ frekanslı yan bant sinyalleri bulunur. Bu modülasyona “çift yanbantlı genlik modülasyonu” (*Double Side Band Amplitude Modulation - DSBAM*) ismi verilir. Ancak uygulamalarda modülatör sinyalin genliği modülatöre girmeden önce sabit bir genlikle toplanır. Bu durumda çıkış sinyalinde $f_m + f_c$ ve $f_m - f_c$ frekanslı yan bantların yanı sıra bir de f_c frekansı bulunur. Bu şekilde yapılan bir modülasyon, “taşıyıcısı bastırılmamış” temel genlik modülasyonudur. Genel uygulamalarda, iletilecek bilginin sadece yan bantlarda kalması dolayısıyla taşıyıcısı bastırılmış genlik modülasyonları daha verimlidir. Taşıyıcı frekansla birlikte yalnızca bir adet yan bant içeren, diğer yan bantın baskılandığı genlik modülasyonuna ise “tek-yanbant genlik modülasyonu” (*Single Side Band Amplitude Modulation - SSBAM*) adı verilir. Baskılanan yan bantın hangisi olduğuna bağlı olarak bu modülasyon türüne “üst yanbant genlik modülasyonu” (*Upper Side Band Amplitude Modulation - USBAM*) veya “alt yanbant genlik modülasyonu” (*Lower Side Band Amplitude Modulation - LSBAM*) ismi de verilebilmektedir. Bahsedilen modülasyon yöntemlerine ait frekans spektrumları, Şekil 2.13'te sunulmuştur.



Şekil 2.13 Çift ve tek yan bantlı genlik modülasyonunun frekans spektrumu

Kullanılan modülatör sinyal genliğinin taşıyıcı sinyal genliğine oranı “modülasyon derinliği” veya “modülasyon indeksi” olarak isimlendirilmektedir. Çeşitli modülasyon derinliği değerleriyle gerçekleştirilmiş genlik modülasyonu grafikleri, Şekil 2.14’te sunulmuştur. Şekilde sırayla düşük modülasyon derinliği, tam modülasyon derinliği ve aşırı modülasyon derinliği ile gerçekleştirilmiş genlik modülasyonları gösterilmektedir.



Şekil 2.14 Modülasyon derinliği

Modülasyon sonucu oluşan yan bantların genliği, modülasyon derinliği ile doğrudan ilişkilidir. Modülasyonun kullanıldığı çoğu uygulamada iletilen mesajın yan bantlarda meydana gelmesi dolayısıyla, genellikle %100 modülasyon derinliği hedeflenmektedir (Couch, 2013). Dolayısıyla %100 modülasyon derinliği “tam modülasyon derinliği” olarak adlandırılmıştır. Çoğu uygulamada, %100 derinliğin altında gerçekleştirilen modülasyon düşük sinyal-gürültü oranı ortaya çıkaracağı için verimsizdir. %100’den daha yüksek derinlikte modülasyon ise bozulma ortaya çıkaracağı için tercih edilmemektedir.

2.4. Ultrasonik Hoparlörde Kullanılan Modülasyon Yöntemleri

Toplam harmonik bozulma (*Total Harmonic Distortion - THD*), bir sinyalde mevcut olan harmonik bozulmanın bir ölçümüdür ve tüm harmonik bileşenlerin güçlerinin temel frekansın gücüne oranı olarak tanımlanır. Ses sistemlerinde daha düşük bozulma; hoparlör, amplifikatör, mikrofon gibi ekipmanlar ile üretilen, yükseltilebilir veya kaydedilen ses sinyalinin aslına yakın bir şekilde işlenmesini sağlamaktadır. Dolayısıyla ultrasonik hoparlör sistemlerinde de mümkün olan en düşük toplam harmonik bozulma hedeflenmektedir. Ultrasonik hoparlör sistemlerinde kullanılan modülasyon yöntemleri, düşük harmonik bozulma hedefine ulaşmak amacıyla en yoğun şekilde incelenen alanlardan biridir. Temel genlik modülasyonunun ultrasonik hoparlör sistemlerindeki verimsizliği, bu verimsizliği gidermeyi amaçlayan pek çok çalışmanın gerçekleştirilmesine sebep olmuştur.

Berktaş'ın uzak alan çözümünde (Berktaş, 1965), ikincil dalga basıncı P_2 'nin frekansı, birincil dalga basıncı P_1 'in karesinin ikinci türeviyle orantılıdır. $g(t)$ sinyali ile modüle edilmiş sonlu genlikli bir ultrasonik ışının parametrik bir hoparlörden havaya yayıldığı düşünüldüğünde, kaynaktan x uzaklığındaki birincil dalganın eksen üzerindeki ses basıncı Denklem 9'da gösterildiği şekilde ifade edilmektedir:

$$P_1(t) = P_0[1 + mg(t)]e^{-\alpha x} \sin \omega_c t \quad (9)$$

Burada P_0 birincil dalganın genliği, m modülasyon derinliği, α soğurma katsayısı ve ω_c taşıyıcı sinyalin frekansıdır. Bu ifadeden yola çıkarak toplam harmonik bozulma Denklem 10 ile verilebilmektedir:

$$THD = \sqrt{\frac{|P_d|^2}{|P_d|^2 + |P_s|^2}} * \%100 \quad (10)$$

$$THD = \frac{m}{\sqrt{m^2 + 1}} * \%100$$

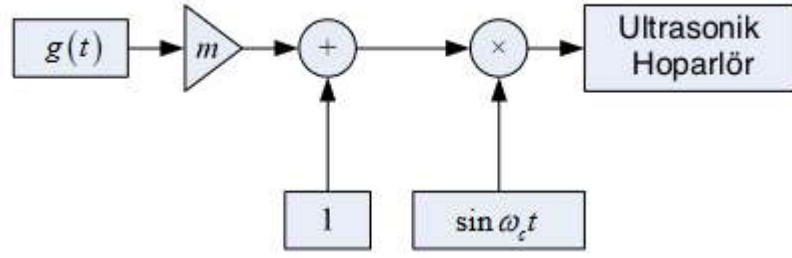
Formülde, P_s demodüle edilmiş sinyal basıncına, P_d harmonik bozulmaya karşılık gelmektedir (Tan, Gan ve Yang, 2008). Yukarıdaki eşitliğe göre, temel genlik modülasyonunda toplam harmonik bozulmanın modülasyon derinliğine oldukça bağlı olduğu ve $m = 1$ olduğunda maksimum %70,71 değerine sahip olduğu görülmektedir. Alt ve üst yan bantlar arasındaki etkileşimi önlemek için küçük bir modülasyon indeksi gerekmektedir, böylece toplam harmonik bozulmanın azaltılması mümkün olmaktadır. Buna karşılık, yeterli yan bant genliği ve dolayısıyla ses basıncı üretmek için m 'nin yeterince büyük olması gerekir, ancak bu da harmonik bozulmayı artırır. Bu gözlemlerden, geleneksel AM'nin parametrik hoparlörlerle ses üretmek için verimli olmadığı sonucuna varılabilmektedir.

2.4.1. Çift yan bant genlik modülasyonu (DSBAM)

1980'lerden itibaren Japonya'da parametrik hoparlör sistemleri üzerine birçok çalışma yayımlanmıştır. Genlik modülasyonunun parametrik hoparlör sistemlerinde ilk kullanımı da Yoneyama, Fujimoto, Kawamo ve Sasabe'nin 1983 tarihli makalesi ile ortaya çıkmıştır. Sistemde geleneksel AM veya çift yan bant genlik modülasyonu (DSBAM) kullanılmıştır. Kullanılan modülasyon zarfı Denklem 11'de gösterildiği şekildedir:

$$E(t) = 1 + mg(t) \quad (11)$$

Formülde m modülasyon derinliğini, $g(t)$ giriş sinyalini ve $E(t)$ üretilen modülatör sinyali ifade etmektedir. DSBAM'ın blok diyagramı Şekil 2.15'te verilmiştir. Şekildeki $\sin(\omega_c t)$ ultrasonik taşıyıcıyı ifade etmektedir.



Şekil 2.15 DSBAM blok diyagramı

Çalışmada genlik modülasyonu ile çalışan yeni sistemin yanısıra, altıgen biçiminde dizilmiş 547 ultrasonik dönüştürücüden oluşan parametrik hoparlör dizisi ile yapılan ölçümler sunulmuştur. Genlik modülasyonunun çift yan bantlı çıktısının ortaya çıkardığı bozulmaya dair teorik arkaplan da ortaya sürülmüştür. Orhan Berktaş'ın hesaplamalarının işaret ettiği 12dB/oktav'lık frekans tepkisi eğrisinin üstesinden gelmek adına hedef ses sinyaline modülasyon işleminden önce 12dB/oktav'lık bir filtreleme uygulanmıştır.

Öte yandan çift yan bantlı genlik modülasyonu kullanıldığında ortaya çıkan sinyal basıncının modülasyon derinliği ile, gürültü basıncının ise modülasyon derinliğinin karesi ile orantılı olduğu saptanmıştır. Sonuç olarak sinyal basıncının gürültü basıncından fazla olması için modülasyon derinliğinin 1'den daha az olacak şekilde hesaplanması önerilmiştir. Bahsedilen gürültü, çift yan bant üreten temel genlik modülasyonunun ana eksikliğini oluşturmaktadır. Çift yan bantlı genlik modülasyonu kullanıldığında gürültüden kaçınmak adına düşük modülasyon derinliği kullanma gereksinimi ortaya çıkmaktadır. Ancak modülasyon derinliğinin düşük olması, aynı zamanda demodüle olup duyulabilir hale gelen sinyal basıncının da düşük olmasına sebep olacaktır. Dolayısıyla sistem yüksek kapasiteyle çalıştırıldığında gürültü oranı artacak, gürültüden kaçınmak adına düşük modülasyon derinliği kullanıldığında ise sistemin kapasitesi verimsiz bir biçimde kullanılmış olacaktır.

Bahsedildiği üzere, Berktaş'ın uzak alan çözümüne göre, demodüle ikincil dalga, modülasyon zarfının karesinin zamana göre ikinci türeviyle orantılıdır (Berktaş, 1965). Bu nedenle ikincil dalga, düşük modülasyon indekslerinde bile yüksek seviyelerde harmonik bozulma üretmektedir (Blackstock, 1997). Ancak, ses sinyalinin ön işleme (*preprocessing*) tabi tutulmasıyla harmonik bozulmanın azaltılması mümkündür. 1983'ten sonra, genlik modülasyonunun çeşitli ön ve son işlemlerle ultrasonik ses iletimine daha uygun hale getirilmesi için pek çok çalışma gerçekleştirilmiştir.

2.4.2. Karekök genlik modülasyonu (SRAM)

1984 yılında Kamakura, Yoneyama ve Ikegaya tarafından yayımlanan makale ile karekök genlik modülasyonu (*Square Root Amplitude Modulation - SRAM*) ilk defa önerilmiştir. Çalışmada üç soruna değinilmiştir: taşıyıcı frekans ve birincil dalganın ses basınç seviyesi gibi akustik parametrelerin tercihi, demodüle olan duyulabilir sinyalde meydana gelecek harmonik bozulmaların azaltılması ve insan sağlığına zararlı olabilecek yüksek genlikli ultrasonik dalgaların kontrol altına alınması.

Yapılan ölçümler sonucunda taşıyıcı frekansı oluşturacak birincil dalganın frekansının mümkün olduğunca düşük olmasının duyulabilir ikinci dalganın basıncını artırdığı saptanmıştır. Dolayısıyla tercih edilecek taşıyıcı frekansın 30 kHz – 70 kHz aralığında olması önerilmiştir.

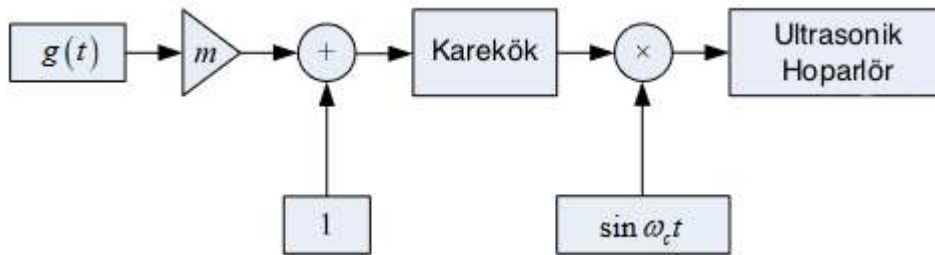
Bozulmanın azaltılmasında Berktaş'ın uzak alan çözümüne başvurulmuştur. Formül yeniden düzenlenerek Denklem 12 elde edilmiştir:

$$p(t) \cong \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ 2 * m * g \left(t - \frac{r}{c} \right) + m^2 * g^2 \left(t - \frac{r}{c} \right) \right\} \quad (12)$$

Formülde r birincil dalgaların kesişim alanını ve c ses hızını ifade etmektedir. Elde edilen denklemde $m^2 g^2$ çarpımıyla ifade edilen bileşen, bozulma bileşenidir. Bu denklem uyarınca ortaya çıkacak olan gürültüyü azaltmak adına birinci dalga modülasyonunun Denklem 13'te gösterildiği şekilde yapılması önerilmiştir:

$$f(t) = \sqrt{1 + m * g(t)} \quad (13)$$

Karekök genlik modülasyonu yönteminin blok diyagramı, Şekil 2.16'da gösterilmektedir.

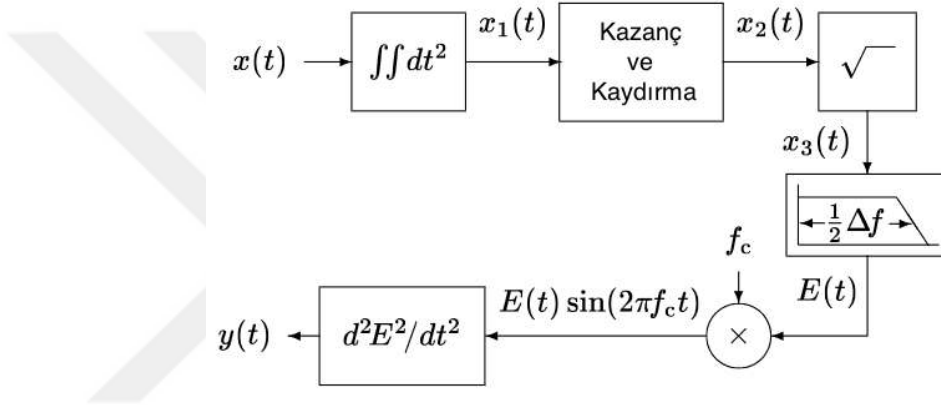


Şekil 2.16 SRAM blok diyagramı

Hedef, kontrollü olarak ön bozulmaya (*predistortion*) maruz bırakılmış modülatör sinyal kullanılarak havada oluşacak bozulmanın önüne geçilmesidir. Ancak kullanılan karekök işleminin ihtiyaç duyulan bant genişliğini artırması dolayısıyla daha geniş bantlı dönüştürücülerin kullanılması gerekmektedir.

Yapılan ölçümler sonucunda karekök genlik modülasyonunun temel genlik modülasyonuna kıyasla daha az bozulmaya sebep olduğu ortaya çıkmıştır. İkinci derece harmonik bozulmanın 10dB kadar azaldığı, ancak üçüncü derece harmonik bileşenlerin yüksek seviyede olduğu ve kullanılan frekansla doğru oranda arttığı gözlemlenmiştir. Bu durumun kullanılan dönüştürücülerin frekans tepkisinin bahsedilen bant genişliğini destekleyecek kadar geniş olmamasından ileri geldiği takdir edilmiştir.

Kite ve arkadaşları (1998) karekök genlik modülasyonu performansının dönüştürücü bant genişliği ile arasındaki ilişkiyi araştırmıştır. Çalışmada kullanılan önışlemin blok diyagramı Şekil 2.17’de sunulmuştur.



Şekil 2.17 Kite ve arkadaşları (1998) tarafından önerilen önışlem şeması

Pompei (1999), bu önışleme tekniğini kullanarak geniş bant spektrumlu, yüksek doğrulukta ses üretebilen ilk parametrik hoparlörü tasarlamış ve toplam harmonik bozulmayı %5'in altına düşürmeyi başarmıştır. Ancak bozulmada oluşan azalma hala ultrasonik transdüserin bant genişliği ile sınırlıdır. Bahsedildiği üzere, karekök genlik modülasyonu karekök işlemini kullanarak ve sonsuz harmonik üretmektedir. Demodüle edilmiş sinyaldeki bozulma, yalnızca tüm harmoniklerin yeniden üretilmesi durumunda tamamen ortadan kaldırılabilir (Ee-Leng Tan, Woon-Seng Gan, ve Jun Yang, 2008).

Berktaş'ın model eşitliğine dayanarak, demodüle edilmiş sinyalin kalitesini artırmak için birçok başka girişim denenmiştir. Örneğin; Tan, Gan, Ji ve Yang (2008) SRAM'de harmonik bozulmayı daha fazla azaltmak için ortogonal bir taşıyıcı kullanmıştır.

2.4.3. Tek yan bant genlik modülasyonu (SSBAM)

Bahsedildiği üzere, çift yan bantlı genlik modülasyonunun temel sorunu, oluşan çift yan bantın bozulmaya sebep olmasıdır (Matsui, Ikefuji, Nakayama ve Nishiura, 2013). Ultrasonik hoparlör sisteminin çalışma prensibi düşünüldüğünde, hava demodülasyonu ile duyulabilir ses üretilmesi için tek yan bant yeterlidir. 5 kHz'lik bir frekansın duyurulabilmesi için 35 kHz ve 40 kHz'in iletilmesi yeterli olacaktır. Ancak çift yan bantlı genlik modülasyonu kullanıldığında hem 35 kHz'de, hem de 45 kHz'de yan bantlar oluşmaktadır. Ortaya çıkan ikinci yan bant hem havaya iletildiğinde bozulma ortaya çıkartmakta, hem hoparlörün desteklemesi gereken bant genişliğini artırmakta, hem de hoparlöre gönderilen sinyal içerisinde gerekli olmaksızın yer tutarak sinyal gücü verimsizliği yaratmaktadır.

Çift yan bantlı genlik modülasyonunun bahsedilen sorunlarından kurtulmak adına, pek çok farklı modülasyon yönteminde tek yan bantlı genlik modülasyonu temel alınmıştır (Croft ve diğerleri, 2003; Tan, Gan ve Yang, 2008). Literatürde karşılaşılan tek yan bantlı genlik modülasyonu uygulamalarında Hilbert dönüşümü temel alınmıştır.

Hilbert dönüşümü, tek yan bantlı genlik modülasyonu sinyallerinin üretilmesi de dahil olmak üzere, sinyal işleme uygulamalarında kullanılan doğrusal bir operatördür. Hilbert Dönüşümü, bir sinyalin tüm pozitif frekanslarını -90° ve tüm negatif frekanslarını $+90^\circ$ faz kaymasına tabi tutar (Choi ve Liu, 2016).

Herhangi bir gerçek değerli sinyalde, spektrumda pozitif ve negatif frekans bileşenleri bulunmaktadır. Hilbert dönüşümü, gerçek değerli sinyalin negatif frekans bileşenlerinden ayrılmasını mümkün kılar. Dönüşüm sonucunda elde edilen çıktı, analitik sinyaldir. Analitik sinyal $x_a(t)$, Denklem 14'te sunulan şekilde tanımlanan karmaşık bir sinyaldir:

$$x_a(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (14)$$

Analitik sinyalin sadece pozitif spektral bileşenleri içermesi, pek çok sinyal işleme uygulamasını mümkün kılmaktadır. Bunlardan biri de tek yan bantlı genlik modülasyonudur.

$$X_a(f - f_c) \xrightarrow{I.F.T} x_a(t)e^{j2\pi f_c t} \quad (15)$$

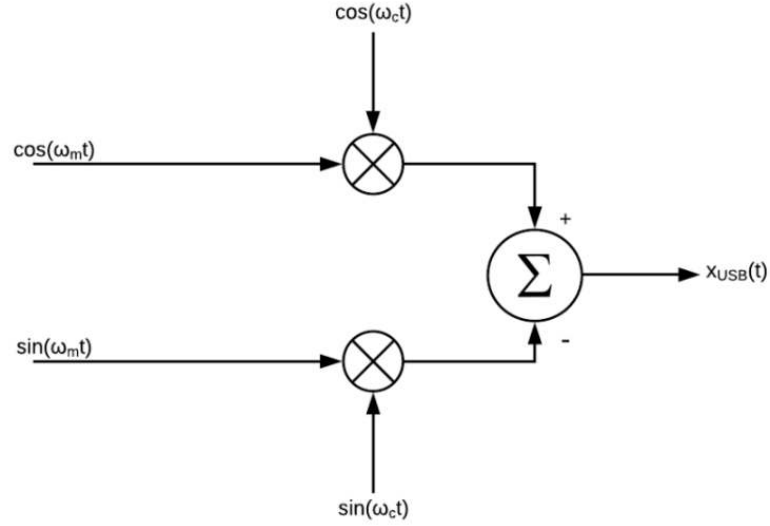
$$x_{USB}(t) + j\hat{x}_{USB}(t) = x_a(t)e^{j2\pi f_c t}$$

$$x_{USB}(t) = \text{Re}\{x_a(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$

$$x_{USB}(t) = \text{Re}\{[x(t) + j\hat{x}(t)][\cos(2\pi f_c t) + j\sin(2\pi f_c t)]\}$$

$$x_{USB}(t) = x(t)\cos(2\pi f_c t) - \hat{x}(t)\sin(2\pi f_c t)$$

Denklem 15'te, bastırılmış taşıyıcılı üst yan bant modülasyonunun zaman düzlemi gösterimi sunulmuştur. Taşıyıcı ve modülatör sinyallerin sinüzoidal dalgalardan oluştuğu durumda, bastırılmış taşıyıcılı üst yan bant modülasyonu Şekil 2.18'de sunulmuş işlem şemasıyla gerçekleştirilebilmektedir.



Şekil 2.18 Sinüzoidal girişli USBAM blok diyagramı

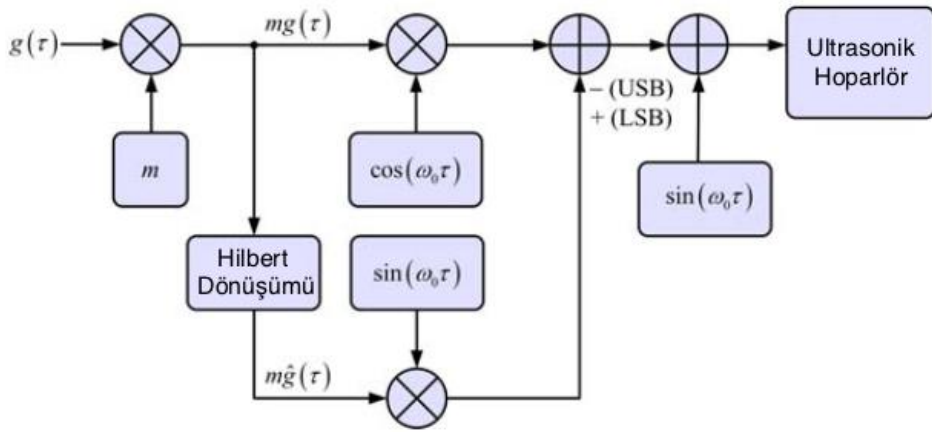
Şekil 2.16'da sunulan şemanın yazılı gösterimi Denklem 16'da gösterildiği şekildedir:

$$x_{USB}(t) = \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) - \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t) \quad (16)$$

Bu ifade, $\cos(a + b) = \cos(a)\cos(b) - \sin(a)\sin(b)$ trigonometrik özdeşliği kullanılarak Denklem 17'ye ulaşılacak şekilde sadeleştirilebilmektedir:

$$x_{USB}(t) = \cos((\omega_c + \omega_m)t) \quad (17)$$

Görüldüğü üzere, bahsedilen yöntemle taşıyıcı ve modülatör sinyallerin frekanslarının toplamından meydana gelen bir üst yan bant sinyali elde edilmektedir. Aynı trigonometrik özdeşliğe dayanarak alt yan bant sinyali elde etmek için gerekli olan tek değişiklik, sinüs ifadesinin pozitifte çevrilmesidir. Unutulmamalıdır ki, elde edilen sinyal taşıyıcısı bastırılmış bir üst yan bant sinyalidir. Pek çok haberleşme uygulamasında bu çıktı kullanılabilir olsa da, ultrasonik hoparlör sistemlerinde hava demodülasyonundan faydalandığı için hem yan banda, hem de taşıyıcı sinyale ihtiyaç duyulmaktadır. İhtiyaç duyulan taşıyıcı, Şekil 2.19'da gösterildiği gibi işlemin sonunda çıktı sinyale eklenebilmektedir (Marathe, 2019).



Şekil 2.19 Bastırılmamış taşıyıcılı SSBAM genel formu

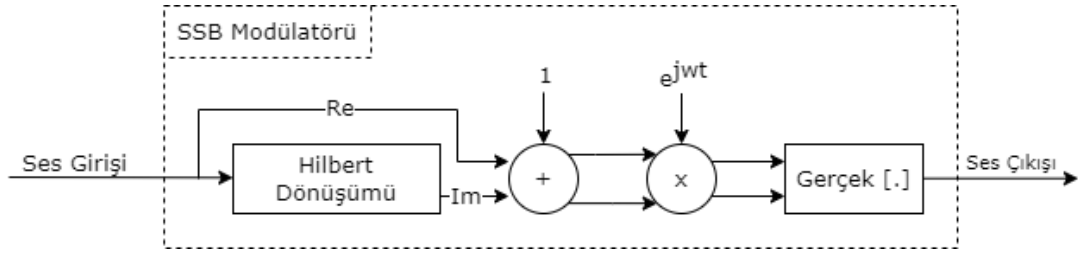
SSBAM yönteminin avantajlarından biri, SRAM yöntemindekine benzer bir zarfı SRAM yönteminden çok daha az bir bant genişliğiyle üretmesidir.

SSBAM hem bozulmayı hem de güç tüketimini azaltmaktadır (Sakai, Kamakura, Enflo, Hedberg ve Kari, 2008). Tek yanbant modülasyonu, SRAM'e çok benzeyen, ancak sonsuz harmonikler içermeyen bir modülasyon zarfı üretmektedir. SSB modülasyonunun bu özelliği, düşük bozulma elde etmek için SRAM örneğinde olduğu gibi yüksek bant genişliğine sahip dönüştürücü kullanılması gerekliliğini ortadan kaldırmaktadır (Gan ve diğerleri, 2011).

2.4.4. Rekürsif tek yan bant genlik modülasyonu (RSSBAM)

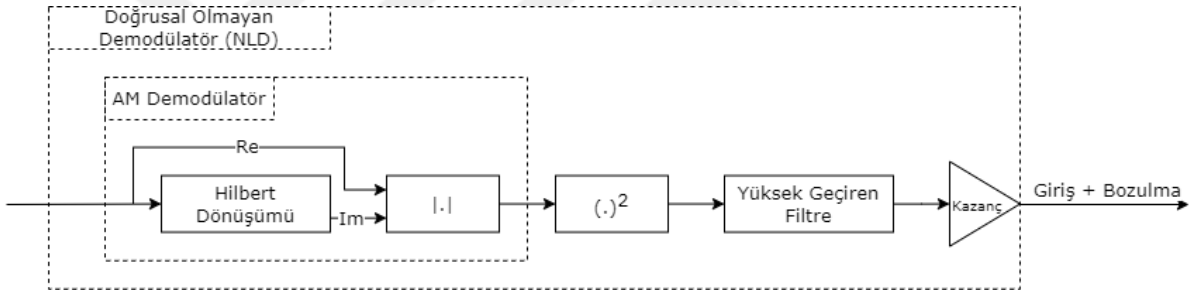
Rekürsif tek yan bant genlik modülasyonu (*Recursive Single Side Band Amplitude Modulation - RSSBAM*) yöntemi, Croft ve arkadaşları tarafından önerilmiştir (2003). RSSBAM, tek yan bantlı genlik modülasyonunu temel almaktadır. Tek yan bantlı genlik modülasyonunun sağladığı yüksek verimi, SRAM tekniğine benzer şekilde, ön bozulma işlemiyle geliştirmeyi amaçlamaktadır. Bu doğrultuda, sinyal öncelikle tek yan bantlı genlik modülasyonundan geçirilir ve ardından ultrasonik sinyalin havada geçireceği değişimi hesaplayan bir sinyal işlemci ile işlenir. Elde edilen simüle edilmiş değişim vasıtasıyla havada meydana gelecek olan bozulma hesaplanır. Hesaplanan bozulma, ana sese ters fazda eklenir. Böylece havaya iletiminde meydana gelecek bozulmanın önüne geçilmesi amaçlanmaktadır.

RSSB-AM sistemi, iki temel parçadan oluşmaktadır: Şekil 2.20'de sunulan tek yan bant modülatörü (*Single Side Band Modulator – SSB Modulator*) ve Şekil 2.21'de sunulan doğrusal olmayan demodülatör (*Non-Linear Demodulator - NLD*).



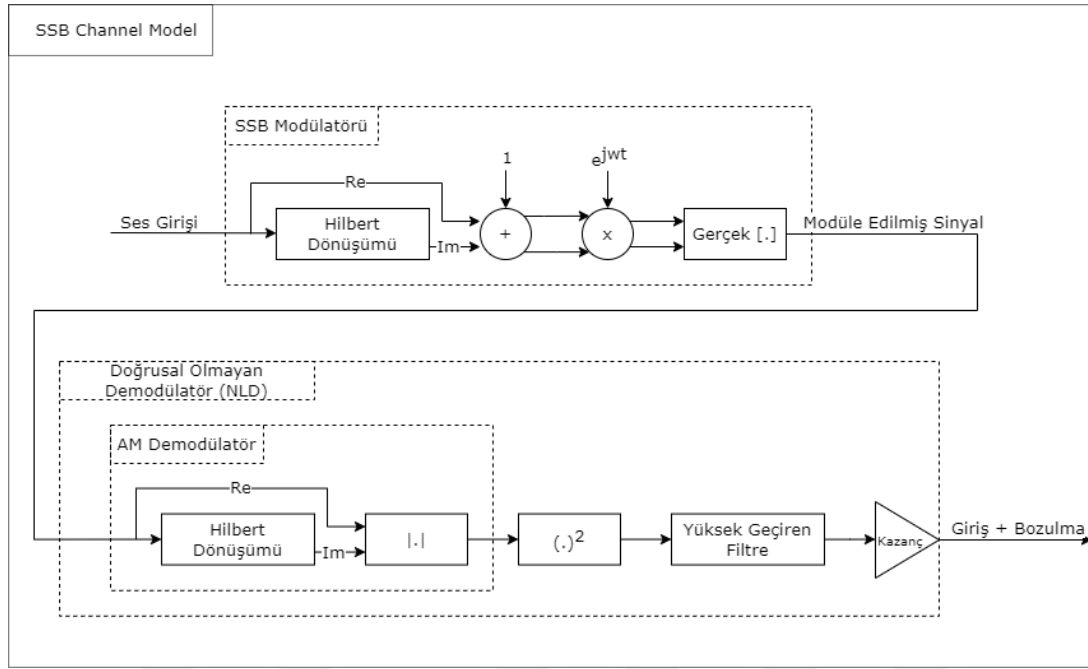
Şekil 2.20 SSB modülatörü

NLD, hava demodülasyonu etkisini hesaplayan sinyal işlemcidir. Hava etkisinin hesaplanmasında iki adım kullanılmaktadır. Öncelikle, SSB modülatöründen geçirilmiş modülasyon çıktısının Hilbert dönüşümü gerçekleştirilir ve mutlak değeri alınır. Bu aşama, sinyalin havadaki demodülasyonunu simüle etmektedir. Ardından, havanın doğrusal olmayan tepkisinin simülasyonu için elde edilen demodüle sinyalin karesi alınır ve oluşabilecek DC kaymasını engellemek adına bir yüksek geçiren (*highpass*) filtreden geçirilir.



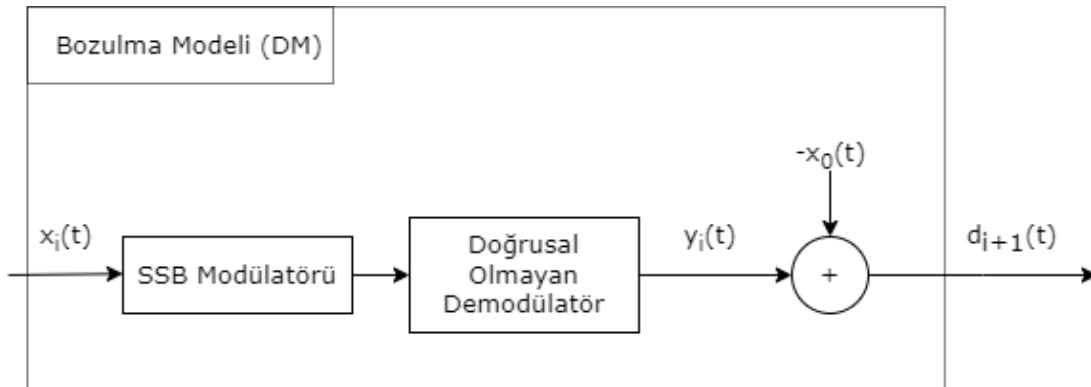
Şekil 2.21 Doğrusal olmayan demodülatör

SSB modülatörü ile NLD'nin birleştirilmesi ile *SSB Channel Model* elde edilmektedir. SSB Channel Model'in işlem şeması, Şekil 2.22'de sunulmuştur.



Şekil 2.22 SSB Channel Model

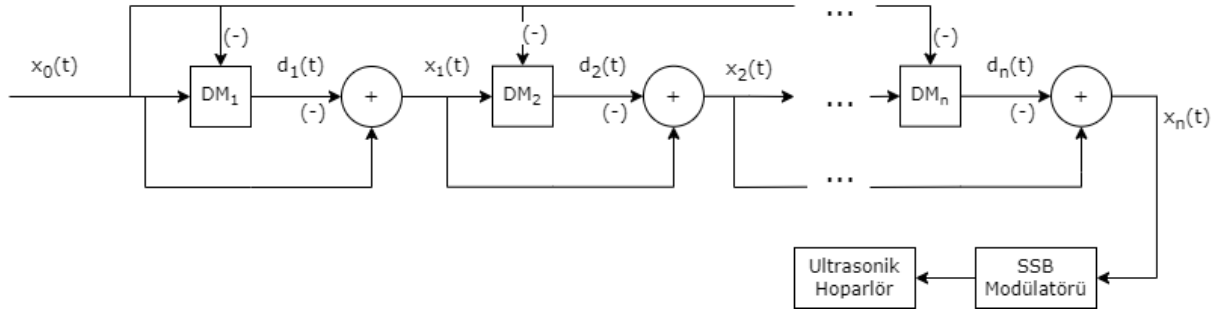
Bu model, girişine sunulan akustik sinyali hava demodülasyonu etkilerini taşıyan akustik sinyale dönüştüren sinyal işleme bloğunu meydana getirmektedir. Başka bir ifade ile, bir akustik sinyalin ultrasonik iletimi sonucunda meydana gelecek duyulabilir sinyalin hesaplanması, SSB Channel Model ile gerçekleştirilebilmektedir. Bir akustik sinyalin SSB Channel Model'den geçirilmesi sonucu alınan çıktı, o akustik sinyalin ultrasonik iletim sonucunda alacağı halin bir simülasyonudur



Şekil 2.23 Bozulma modeli

RSSBAM'in detaylarının açıklandığı patent belgesinde, SSB Channel Model'den meydana gelen bir de bozulma modeli (*Distortion Model - DM*) sunulmuştur. Şekil 2.23'te sunulan Distortion Model, aslında yalnızca SSB Channel Model'in çıktısının ana ses (ultrasonik hoparlörden dinletilmek istenen akustik sinyal) ile farkından meydana gelmektedir. Başka bir ifade ile ultrasonik hoparlör ile iletim sonucunda

değişime uğramış sestten ana ses çıkartılmaktadır. Böylece havada meydana gelecek bozulma elde edilmektedir.



Şekil 2.24 RSSBAM blok diyagramı

RSSBAM'nin blok diyagramı Şekil 2.24'te verilmektedir. RSSBAM'in çalışma prensibi şu şekildedir:

$x_0(t)$ ana sinyaldir, sinyal ilk olarak DM1 aşamasından geçirilerek önce $d_1(t)$ bozulma terimi, ardından $d_1(t)$ 'nin ana sinyalden çıkartılmasıyla ön bozulmuş $x_1(t)$ sinyali oluşturulur. Daha sonra elde edilen $x_1(t)$, DM2 aşamasından geçer ve DM2'nin çıktısı olan $d_2(t)$ orijinal sinyalden çıkartılarak ön bozulmuş $x_2(t)$ sinyali üretilir.

$x_1(t)$ 'nin oluşturulmasıyla modülasyonun birinci derecesi (*order*) tamamlanmış olmaktadır. RSSBAM'in rekürsif bir modülasyon yöntemi olması, modülasyonun istenilen derecede ardışık işlemlerle gerçekleştirilebilmesi anlamına gelmektedir. Bu ardışık işlemler, n 'inci iterasyondaki bozulma önceden belirlenmiş bir düzeye inene kadar veya i 'inci aşamadaki bozulma, $(i - 1)$ 'inci aşamadan daha az olmayana kadar devam eder. Her aşamadaki bozulma şu koşulu sağlamalıdır: $d_0(t) \geq \dots \geq d_{i-1}(t) \geq \dots \geq d_{n-1}(t)$ (Ji ve diğerleri, 2010).

RSSBAM tekniğinin analitik performansı üzerine yapılan kapsamlı bir araştırmada, bazı önemli özellikleri gözlemlenmiş ve RSSBAM'in en verimli çalıştığı parametreler belirlenmiştir. RSSB-AM'nin en verimli uygulaması farklı modülasyon indeksleri için seçilebilmektedir. RSSBAM'in geleneksel DSBAM'den daha iyi performans gösterdiği rapor edilmiştir.(Ji ve diğerleri, 2010).

2.5. Sistem Modelleme

Doğrusal zamanda değişmeyen (*Linear Time Invariant - LTI*) bir sistemde çıkış sinyali giriş sinyali cinsinden matematiksel olarak ifade edilebilmektedir, bunun için konvolüsyon işlemi kullanılmaktadır. Konvolüsyon, iki sinyali birleştirerek üçüncü bir sinyal üretilmesini mümkün kılan bir işlemdir. Konvolüsyonun sistem

modellemesindeki kullanımı, her sinyalin sıralı *impulse*'lerden oluştuğu varsayımına dayanmaktadır.

Impulse, bir noktası dışındaki her noktası sıfır değerine sahip olan sinyaldir. DSP bağlamında, zaman düzleminde ifade edilebilecek en temel sinyal türü olduğu düşünülebilir. Böyle incelendiği zaman, her sinyalin çeşitli farklı büyüklük ve zaman değerlerine sahip impulse'lerden oluştuğu söylenebilmektedir. Bu bakış açısının önemi, çeşitli sistemlerin modellenmesine olanak sağlamasıdır (S. W. Smith, 1999).

Her sinyalin farklı zaman ve genlik değerlerinde impulse'lerden oluştuğu düşünüldüğünde, sinyale etki eden bir sistemin bir impulse'a nasıl tepki verdiğinin ölçülmesi, her karmaşık sinyale nasıl tepki vereceğinin hesaplanabilmesi anlamına gelmektedir. Zira tekrarlandığı üzere, karmaşık sinyaller çok sayıda tekil impulse'ın birleşmesinden meydana gelmektedir. Bahsedilen hesaplamanın mümkün olabilmesi için sistemin tek bir impulse'a ne şekilde tepki verdiğinin ölçülmesi gerekmektedir. Bu ölçüm, sistemin dürtü tepkisi (*impulse response*) olacaktır. Sistemin dürtü tepkisi ölçüldükten sonra, dürtü tepkisinin herhangi bir sinyalle konvolüsyonu, sistemin konvolve edilen sinyalde meydana getireceği değişiklikleri simüle edebilmektedir.

2.5.1. Konvolüsyon

Konvolüsyon, matematiksel olarak, biri y ekseninde simetriği alınmış ve kaydırılmış iki fonksiyonun integrali olarak Denklem 18 ile tanımlanmaktadır:

$$(f * g)(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)g(t - \tau)d\tau \quad (18)$$

Formülde $g(t)$ giriş sinyalini ve $f(T)$ dürtü tepkisini ifade etmektedir.

Bilindiği üzere, dijital sinyaller analog sinyallerin aksine sürekli zamanlı (*continuous time*) değil ayrık zamanlıdır (*discrete time*). Başka bir ifade ile, dijital sinyallerin belirli değerlere eşit olduğu belirli zaman noktaları bulunmaktadır. Dijital sinyallerin bu ayrık yapısı, konvolüsyonun dijital düzlemde daha kolay bir şekilde ifade edilebilmesini ve hesaplanabilmesini sağlamaktadır. Konvolüsyon işlemi ayrık zamanda Denklem 19 ile ifade edilebilmektedir:

$$(f * g)[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} f[m]g[n - m] \quad (19)$$

Konvolüsyonun en önemli özelliklerinden biri, iki sinyalin konvolüsyonunun aynı iki sinyalin Fourier dönüşümlerinin çarpımlarına eşit olmasıdır. Başka bir ifade ile, iki

sinyalin zaman düzleminde konvolüsyonu, frekans düzleminde çarpımlarına karşılık gelmektedir. Bu eşitlik, Denklem 20 ile gösterilebilmektedir:

$$F\{f * g\} = F\{f\} \cdot F\{g\} \quad (20)$$

Formülde $F\{f\}$, f sinyalinin Fourier dönüşümünü ifade etmektedir. Böylece iki sinyalin frekans düzleminde çarpılıp zaman düzlemine geri dönüşümünün sağlanmasıyla da konvolüsyon işleminin gerçekleştirilmesi mümkün olmaktadır.

2.5.2. Akustik sistemlerde dürtü tepkisi

Bir sistemde bulunan yansıma, gecikme, rezonans frekansı gibi akustik özellikler, sistemin dürtü tepkisi ile matematiksel olarak ifade edilebilmektedir. Dürtü tepkisi ölçülen ortamın çeşitli fiziksel özelliklerine bağlı olarak değişmektedir. Bahsedilen fiziksel özellikler ortamın geometrisi, sıcaklık, nem miktarı gibi değişkenlerle örneklendirilebilir. Dolayısıyla ölçüm sırasında sıcaklık ve nem değişirse dürtü tepkisi de değişecektir.

Ortamda kaydedilen sinyal, ortama gönderilen ölçüm sinyali ile ortamın ölçüm noktasındaki dürtü tepkisinin konvolüsyonudur. Bu eşitlik Denklem 21 ile ifade edilebilir:

$$g(t) = h(t) * s(t) \quad (21)$$

Formülde $g(t)$ kaydedilen sinyali, $h(t)$ ortamın ölçüm noktasındaki dürtü tepkisini ve $s(t)$ ölçüm sinyalinin kendisini ifade etmektedir (Vorländer, 2020). Dolayısıyla herhangi bir ortamın belirli pozisyonundaki dürtü tepkisi, kaydedilen sinyalden ölçüm sinyalinin dekonvolve edilmesiyle, başka bir ifade ile ters konvolüsyonunun gerçekleştirilmesiyle elde edilebilmektedir.

Dürtü tepkisi, bir sistemin sunulan dürtüye zaman düzleminde ne şekilde tepki vereceğinin karakterizasyonudur. Dürtü tepkisinin frekans düzlemindeki karşılığı ise transfer fonksiyonu olarak isimlendirilmektedir. Transfer fonksiyonu ile dürtü tepkisi, Fourier dönüşümü bağlamında ilişkilidir (Bader, 2018). Bir sistemin dürtü tepkisinin Fourier dönüşümünden transfer fonksiyonuna, transfer fonksiyonunun ters Fourier dönüşümünden ise dürtü tepkisine ulaşmak mümkündür. Dolayısıyla, transfer fonksiyonunun sistemin çeşitli frekanslardaki girdileri ne şekilde etkileyeceğini gösterdiği söylenebilmektedir.

Teorik olarak akustik sistemin dürtü tepkisini ya da transfer fonksiyonunu ölçmek için kullanılacak ölçüm sinyali herhangi bir geniş bant sinyal olabilir. Ölçüm sinyali bilindiği sürece kaydedilen sinyal verisinden dürtü tepkisi doğrudan hesaplanabilmektedir.

2.5.3. Tarihçe

Sistem ölçümlerinde bilgisayarlar kullanılmaya başlamadan önce, transfer fonksiyonları farklı teknikler ile belirlenmiştir. Örneğin, bir yöntem uyarınca sinüs tarama sinyali analog jeneratörler tarafından üretilerek elde edilen voltaj bir amplifikatörün girişine, ardından potansiyometreye gönderilmektedir. Potansiyometrenin çıkışı bir kaleme bağlanarak ve frekans tepki voltajı kâğıt üzerine geçirilmiştir. Kullanılan başka bir yöntem ise transfer fonksiyonu ölçen analog TDS (*Time Delay Spectrometry*) cihazıdır. TDS, Richard C. Heyser tarafından hoparlör ölçümü için geliştirilmiştir (Wang, 2014).

İlerleyen zamanlarda, sinyal işleme algoritmalarının ve dijital devrelerin gelişmesiyle transfer fonksiyonu daha isabetli bir biçimde ölçülmeye başlanmıştır. Bu yüksek isabetli teknikler, akustik ölçüm sistemlerine 1970'lerden sonra dahil olmuştur.

1980'lerde, MLS (*Maximum Length Sequence*) tekniği sıklıkla kullanılmaya başlanmıştır (Borish 1985, Rife 1989). MLS, yüksek seviyede enerji taşıyabilen ve geniş bant aralığına sahip "sözde-rastgele" (*pseudo-random*) bir gürültü dizisinden meydana gelmektedir. Bu sözde-rastgele dizinin oto-korelasyon fonksiyonunun Dirac fonksiyonu olması dolayısıyla, dürtü tepkisi, kaydedilen sinyallerle sözde-rastgele dizinin çapraz korelasyon işlemi ile elde edilebilmektedir. Çapraz korelasyon işlemi FHT (*Fast Hadamard Transform*) ile hesaplanmaktadır. FHT işlemi, çapraz korelasyon hesaplamasında yalnızca toplama ve çıkartma işlemlerinden yararlanması dolayısıyla aynı uzunluktaki FFT (*Fast Fourier Transform*) işleminden daha hızlı bir şekilde gerçekleştirilebilmektedir. Ortaya çıkan hesaplama kolaylığı, 1980'lerdeki hafıza ve işlem hızı kısıtlılıkları göz önünde bulundurulduğunda MLS sisteminin yaygınlaşmasına yardımcı olmuştur (Wang, 2014).

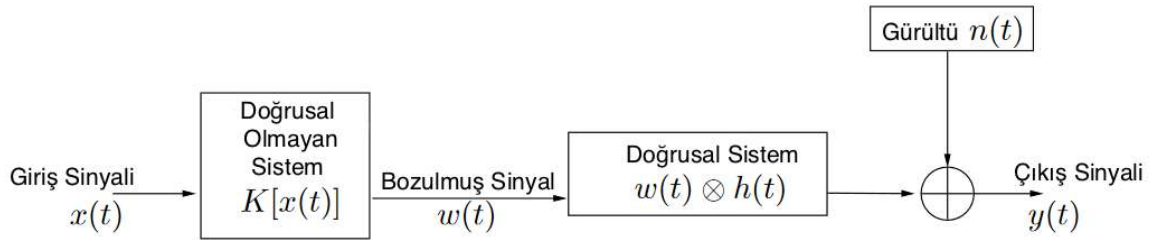
MLS sistemi, 1980'lerde yaygın olarak kullanılmış olmasına rağmen, her koşulda yüksek verimle çalışmamaktadır. Öncelikle, MLS sistemi ölçüm sinyalinin üretimi ve kaydı arasındaki zaman kaymalarından yüksek ölçüde etkilenmektedir. Dolayısıyla sinyal üreticisi ve kayıt sinyalini işleyen A/D dönüştürücünün senkronize edilmesi oldukça önemli hale gelmektedir (Vorländer ve Kob, 1997). Öte yandan MLS sistemi, ölçümlerde meydana gelebilecek bozulmalardan yüksek derecede etkilenebilmektedir (Müller ve Massarani, 2001). MLS'in bahsedilen eksiklikleri, 2000'lerden itibaren sinüs tarama yönteminin tercih edilmesine sebep olmuştur.

Sinüs tarama, MLS yönteminin eksik kaldığı pek çok durumda isabetli sonuç vermektedir. Öncelikle, tarama ölçümleri sistemde meydana gelebilecek zamansal değişimlerden daha az etkilenmektedir. Öte yandan, ölçüm sisteminin herhangi bir

noktasında ortaya çıkan harmonik bozulmalar ölçülebilmekte ve gerekli olmadığı takdirde dürtü tepkisine uygulanacak bir pencere (*window*) fonksiyonuyla göz ardı edilebilmektedir. Sinüs süpürme tekniği, sayılanlar ve çok sayıda başka avantajı sayesinde günümüze değin tercih edilen ölçüm yöntemi olagelmıştır (Wang, 2014).

2.5.4. Logaritmik sinüs süpürme tekniği

MLS, IRS (*Inverse Repeated Sequence*) ve TSP (*Time-Stretched Pulses*) gibi yöntemler, ölçülen sistemin doğrusal zamanda değişmeyen bir sistem olduğu varsayımına dayanmaktadır ve bu koşul yerine getirilmediğinde dürtü tepkimelerinde bozulma etkileri ortaya çıkmaktadır. Farina (2000) tarafından aslen MLS sisteminde karşılaşılan sorunları ortadan kaldırmaya çalışırken geliştirilen sinüs süpürme tekniği, bu kısıtlamanın üstesinden gelmektedir. Sinüs süpürme tekniğinin dayandığı hipotez şudur: üstel olarak zaman içinde büyüyen bir frekans taraması kullanarak, sistemin doğrusal dürtü tepkisini çözmek ve dikkate alınan harmonik bozulma derecelerine karşılık gelen her bir dürtü tepkisini seçerek ayırmak mümkündür. Doğrusal olmayan bozulmalar, doğrusal dürtü tepkisinden önce ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle, hem ölçülen doğrusal dürtü tepkisinin herhangi bir doğrusal olmama durumundan muaf olması, hem de çeşitli derecelerdeki harmonik bozulmanın ölçümünün gerçekleştirilmesi mümkün hale gelmektedir.



Şekil 2.25 Hoparlör ($K[x(t)]$) ve akustik alan ($h(t)$) içeren küresel sistemin kara kutu modellenmesi

Şekil 2.25'te, ölçüm sürecinin kara kutu modellemesi gösterilmektedir. Sunulan modellemelerde, ölçüm sisteminin özünde doğrusal olmadığı varsayılmakta, ancak dürtü tepkisinin türetileceği akustik alanın mükemmel doğrusallıkta olduğu kabul edilmektedir.

Sinüs süpürme yönteminin diğer ölçüm yöntemlerine kıyasla daha yüksek verim sağladığı pek çok durum mevcuttur. Öncelikle, logaritmik sinüs süpürme yöntemi vasıtasıyla sistemin hem bozulma hem dürtü tepkisi karakteristiği, tek bir ölçümle elde edilebilmektedir. Öte yandan yandan pek çok diğer ölçüm yönteminin aksine, sinüs süpürme tekniği vasıtasıyla gerçekleştirilen ölçümler sistemde doğrusal olmayan

tepkilerin bulunması halinde de sonuç vermektedir. Diğer yandan sistem, ses üretici ve kaydedici cihazlar arasında diğer ölçüm yöntemlerine nazaran çok daha düşük hassasiyetli senkronizasyonla dahi çalışabilmektedir. Ayrıca ölçüm dijital ses işleme yazılımları vasıtasıyla oldukça zahmetsizce ve çok pahalı olmayan ekipmanlarla gerçekleştirilebilmekte, çok kanallı ölçümü de mümkün kılmaktadır (Farina, 2000).

2.5.5. Sonlu dürtü tepkisi filtreleri

Bahsedildiği üzere, her doğrusal zamandan bağımsız sistem dürtü tepkisi vasıtasıyla tanımlanabilmektedir. Dolayısıyla bir sistemin dürtü tepkisi biliniyorsa, sisteme verilecek herhangi bir sinyal girdisinin dürtü tepkisi ile konvolüsyonu sonucunda sistem çıktısı hesaplanabilmektedir (Gazi, 2018). Her ne kadar “filtre” ifadesi belirli frekans öğelerini geçirirken diğerlerini engelleyen bir sisteme işaret etse de, geniş bir bağlamda incelendiğinde, belirli frekans değerlerine diğer frekans değerlerinden daha farklı etkide bulunan her sistemin bir filtre olduğu söylenebilmektedir (Oppenheim ve Schaffer, 2010). Böylece, her doğrusal zamandan bağımsız sistemin aslında bir filtre olduğu ve dolayısıyla bir dürtü tepkisi ile ifade edilebileceği görülmektedir.

Filtreler analog ve dijital olmak üzere iki farklı grupta incelenebilmektedir. Analog filtre sistemleri daha ucuz ve hızlıdır ancak dijital filtre sistemleri çok daha yüksek performans göstermektedir. Dijital filtreler ile analog filtrelerden çok daha hassas filtreleme işlemlerinin gerçekleştirilmesi mümkün olmaktadır. Analog filtre sistemlerinde kullanılan direnç ve kapasitörlerin ne derecede isabetli ve istikrarlı şekilde çalışabildiği, filtrenin verimini büyük oranda etkilemektedir. Ancak dijital filtre sistemleri ile elde edilen sonuçlar o kadar isabetlidir ki, bu alandaki çalışmaların genel odağı dijital filtre performansı değil, dijital sinyalin teorik sınırlılıkları olagelmıştır (S. W. Smith, 1999).

Filtreler iki temel sınıftan oluşmaktadır: sonsuz dürtü tepkisi (*Infinite Impulse Response – IIR*) filtreleri ve sonlu dürtü tepkisi (*Finite Impulse Response – FIR*) filtreleri. FIR filtreler, giriş sinyalinin filtrenin dürtü tepkisi ile konvolve edilmesi temeline dayanmaktadır. “Sonlu dürtü tepkisi” filtreleri olarak isimlendirilmelerinin sebebi, “filtre çekirdeği” olarak da isimlendirilen (S. W. Smith, 1999) ve konvolüsyon işleminde kullanılan dürtü tepkisinin, sonlu süreye sahip olmasıdır. Filtre çekirdeği, sistemin dürtü tepkisini ifade eden birçok sayıdan oluşmaktadır ve çekirdeği oluşturan sayılar, belirli bir uzunluktan sonra sıfıra eşitlenmektedir (J. O. Smith, 2007). Sıfıra eşitlenmeden önce var olan sayıların uzunluğu, filtre çekirdeğinin uzunluğunu da belirlemektedir.

FIR filtrelerin tasarlanmasında birkaç farklı yöntem kullanılsa da en temel tasarım yöntemi pencereleme (*windowing*) yöntemidir (Oppenheim ve Schafer, 2010). Pencereleme yöntemi, teorik olarak, ideal sistemlerin FIR filtrelere dönüştürülmesinde kullanılmaktadır. İdeal sistemler, dürtü tepkileri matematiksel formüllerle ifade edilen ve oldukça hassas frekans tepkisi değişikliklerine sebep olan sistemlerdir. Ancak ideal sistemler için hesaplanan dürtü tepkileri sonsuz uzunluktadır (J. O. Smith, 2011). Sonsuz uzunluktaki dürtü tepkisinin sonlu dürtü tepkisi filtresine dönüştürülmesinde kullanılan en basit yöntem, dürtü tepkisinin pencereleme yöntemiyle kırılmasıdır (Oppenheim ve Schafer, 2010).

Pencereleme işlemi, sinyalin bir pencere fonksiyonu ile çarpılması vasıtasıyla gerçekleştirilmektedir. Pencere fonksiyonları, seçilen belirli bir aralık dışındaki tüm değerleri sıfır olan fonksiyonlardır. Dolayısıyla sonsuz bir dürtü tepkisinin belirli uzunluktaki pencere fonksiyonu ile çarpılması sonucunda belirli bir uzunluk dışındaki tüm değerleri sıfıra eşit olan, başka bir ifadeyle sonlu uzunluğa sahip bir dürtü tepkisi elde edilmektedir. Böylece istenilen sonlu dürtü tepkisi filtreleri oluşturulabilmektedir.



3. YÖNTEM

Çalışmanın temel amacı, ultrasonik modülasyon yöntemlerinin FIR filtreler vasıtasıyla geliştirilebileceğini ortaya koymaktır. Bu amaç doğrultusunda nicel araştırma yöntemlerinden karşılaştırmalı yöntem kullanılacaktır. Öncelikle RSSBAM yöntemi ile modülasyon gerçekleştirilecek ve ultrasonik çıktılar ölçülecektir. Ardından bu çalışmada kullanılmak üzere geliştirilmiş, FIR filtrelerden yararlanan CRSSBAM (*Convolutional Recursive Single Side Band Amplitude Modulation*) yöntemi ile modülasyon gerçekleştirilecek ve ultrasonik çıktılar ölçülecektir. Elde edilen ölçüm sonuçları vasıtasıyla RSSBAM ve CRSSBAM yöntemleri karşılaştırılacaktır. Bunun için; frekans tepkisi, sinyal-gürültü oranı, toplam harmonik bozulma ve intermodülasyon bozulması parametreleri incelenecektir.

Çalışma, çeşitli sınırlılıklar ile gerçekleştirilmiştir. Öncelikle, inşa edilen amplifikatör sistemi, gürültü ve intermodülasyon bozulması üretmektedir. Öte yandan kullanılan dönüştürücüler de çalışılan genlik ve frekans değerlerine bağlı olarak gürültü ve bozulma üretmektedir. Ancak iki modülasyon yönteminin de aynı sistemde test edileceği göz önünde bulundurulduğunda, bahsedilen sınırlılıkların çalışmanın sonucunu olumsuz yönde etkilemeyeceği düşünülmektedir.

Öte yandan, anekoik oda erişiminin bulunmaması dolayısıyla çalışma, Ankara Müzik ve Güzel Sanatlar Üniversitesi Ses Kayıt Stüdyosu'nda gerçekleştirilmiştir. Ancak ultrasonik hoparlör sistemlerinin yüksek yönlülükle ses iletmesinin, bu sınırlılığı büyük oranda etkisiz kıldığı tahmin edilmektedir.

Çalışmada mevcut olan bir diğer sınırlılık ise, kullanılan FIR filtrenin oldukça temel bir filtre olmasıdır. Doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesinde kullanılan teknikler, çalışmanın kapsamı dışında bırakılmıştır. Dolayısıyla çalışma FIR filtreler ile elde edilebilecek en iyi modülasyon yöntemini değil, FIR filtrelerin ultrasonik modülasyon alanında yüksek verimle kullanılabileceğini ortaya koymayı amaçlamaktadır.

Her ne kadar ultrasonik hoparlörlerde kullanılan modülasyon yöntemlerine ilişkin pek çok çalışma olsa da, günümüze kadar ortaya koyulmuş tüm modülasyon yöntemlerinin karşılaştırıldığı bir çalışmaya rastlanmamıştır. 2020 yılında gerçekleştirilen bir çalışma ile pek çok modülasyon yöntemi karşılaştırılmış, ancak RSSBAM karşılaştırmaya dahil edilmemiştir (San Martín, Tello, Valencia ve Marzo). 2010 yılında gerçekleştirilen bir çalışmada ise RSSBAM yönteminin günümüze kadar geliştirilmiş diğer yöntemlerden daha etkili olduğu ortaya koyulmuş ve çeşitli ölçümler gerçekleştirilmiştir (Ji ve diğerleri). Dolayısıyla mevcut çalışmada 2010 yılında

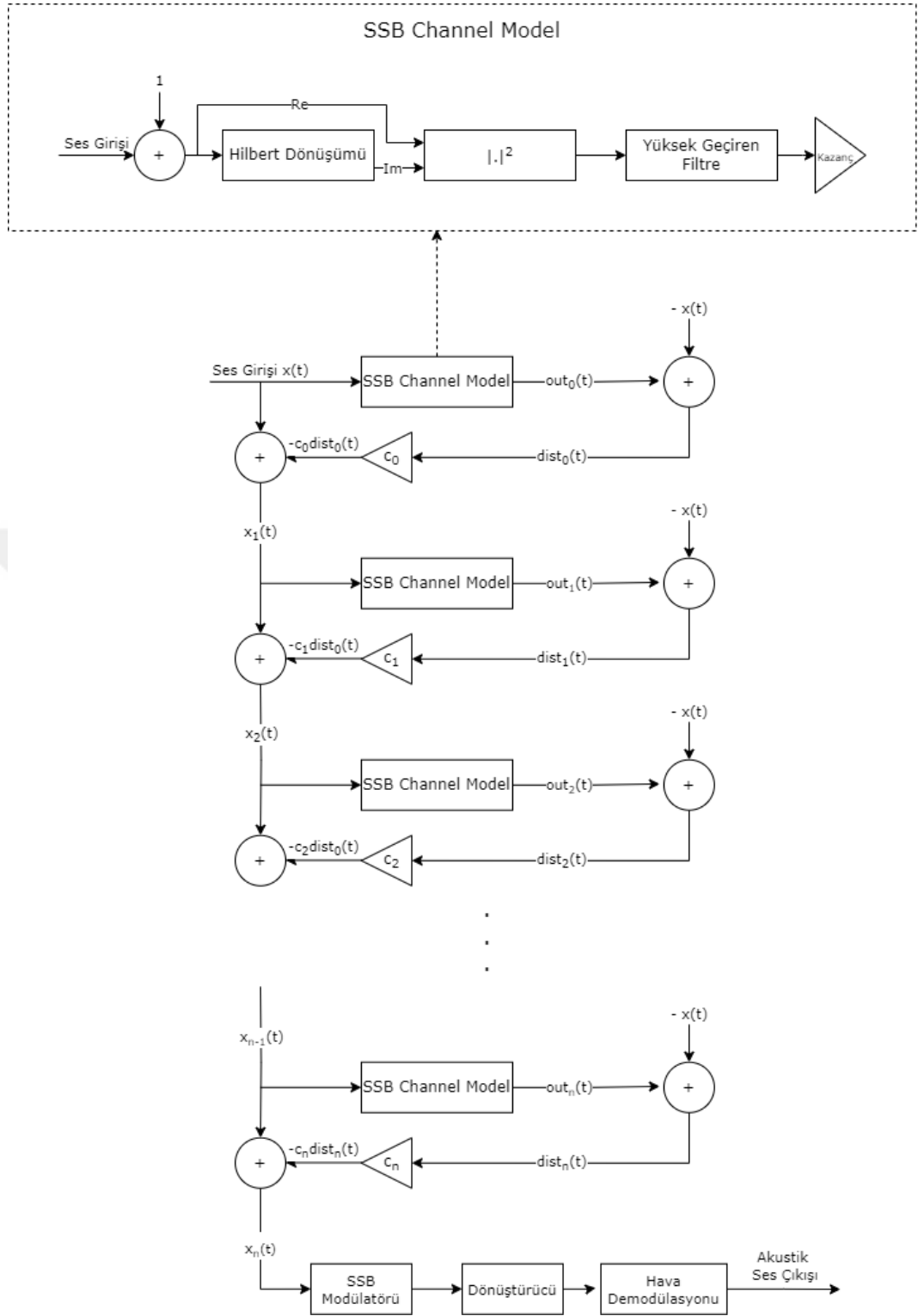
yayımlanmış olan makale temel alınmış ve RSSBAM'in en etkili ultrasonik modülasyon yöntemi olduğu varsayılmıştır.

3.1. Modülasyon Yöntemleri

3.1.1. RSSBAM

Çalışmada gerçekleştirilen RSSBAM modülasyonu, ilgili patent belgesinde bulunan akış şeması temel alınarak geliştirilen yazılım vasıtasıyla gerçekleştirilmiştir (Croft ve diğerleri, 2003). Croft ve arkadaşları tarafından geliştirilmiş olan Rekürsif Tek Yan Bantlı Genlik Modülasyonu (RSSBAM) yönteminin akış şeması Şekil 3.1'de verilmektedir.





Şekil 3.1 RSSBAM akış şeması

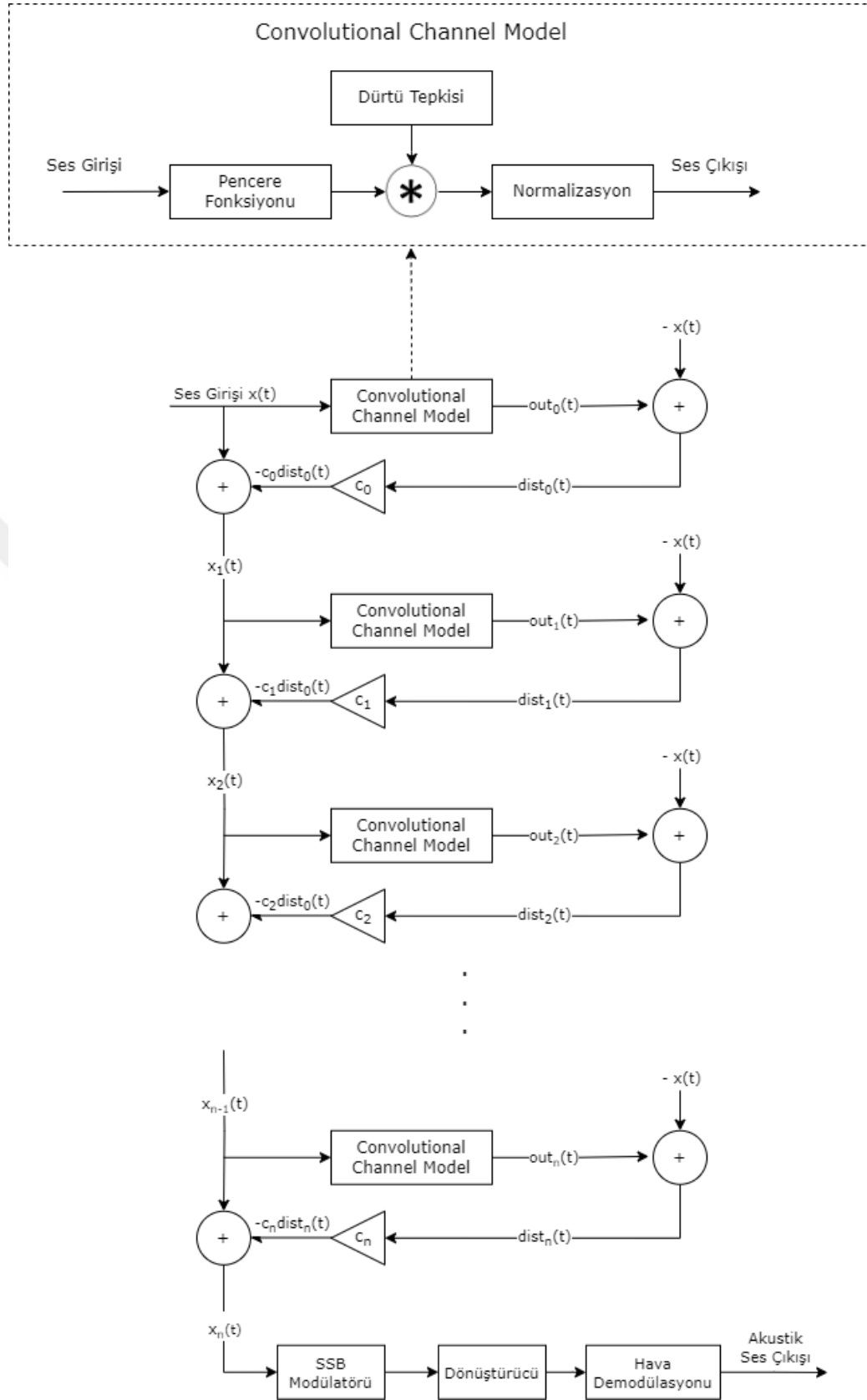
SSB Channel Model, ultrasonik hoparlörler vasıtasıyla havaya iletilmesinin ardından demodüle olup duyulabilir hale gelen ses sinyalini elde etmek amacıyla tasarlanmıştır. Modüle edilecek ses sinyali $x(t)$, öncelikle SSB Channel Model'den geçirilmektedir. Dolayısıyla SSB Channel Model'in çıkıtısı olan $out(t)$, hem duyulabilir ses sinyalini

hem de bahsedilen demodülasyon sürecinin duyulabilir ses üzerinde meydana getirdiği bozulmayı barındırmaktadır $[x(t) + \text{dist}(t)]$. Elde edilen çıkış sinyalinin yalnızca bozulma ögesini elde etmek adına, duyulması istenen sinyal $[x(t)]$, çıkış sinyalinden çıkarılmaktadır. Bu çıkarma işleminin $[x(t) + \text{dist}(t) - x(t)]$ ardından yalnızca bozulmayı barındıran sinyal $[\text{dist}(t)]$ elde edilmektedir. Elde edilen bozulma sinyali, c parametresi ile çarpılarak genliği değiştirilmektedir. Kullanılacak c parametresinin hangi büyüklükte olması gerektiğine ilişkin bilgiye ilgili patentte ve literatürde yer alan diğer kaynaklarda rastlanamamıştır. Bozulmayı barındıran sinyalin c parametresiyle çarpılarak yeni genlik değerine ulaşmasının ardından elde edilen sinyal, duyurulması istenen sinyalden çıkarılmaktadır $[x(t) - c\text{dist}(t)]$. Böylece elde edilen yeni sinyal hem duyurulması istenen sinyali, hem de bu sinyalin havada uğrayacağı bozulmanın tersini barındırmaktadır. Bu ardışık işlem önceden tanımlanmış bir düzeye inene kadar devam ettirilebilmektedir.

RSSBAM yönteminde kullanılan NLD, hava bozulmasını matematiksel bir modele dayanarak tahmin etmektedir. Bu modelde, beyaz kutu modelleme yöntemine benzer şekilde, havada meydana gelecek olaylar birer matematiksel işlem ile temsil edilmektedir. Düşüncemize göre, havanın doğrusal olmayan tepkisinin basit matematiksel modeller ile tahmin edilmesi, sonucun gerçeğe yeterince yaklaşmamasına sebep olmaktadır. Havada meydana gelen parçacık hareketini matematiksel olarak açıklamak oldukça zordur, ancak kara kutu modelleme prensiplerine uygun olarak havada ne olduğu bilinmese dahi ne şekilde sonuçlarla karşılaşılacağı öngörülebilmektedir. Hava tepkisinin modellenerek bir filtre haline getirilmesi, sesin hava iletiminde maruz kalacağı değişimin daha isabetli bir şekilde tahmin edilmesini mümkün kılacaktır. Bahsedilen filtre sistemini kullanan CRSSBAM'ın, ultrasonik modülasyon yöntemlerine yeni bir ilerleme alanı sağlayabileceği düşünülmektedir.

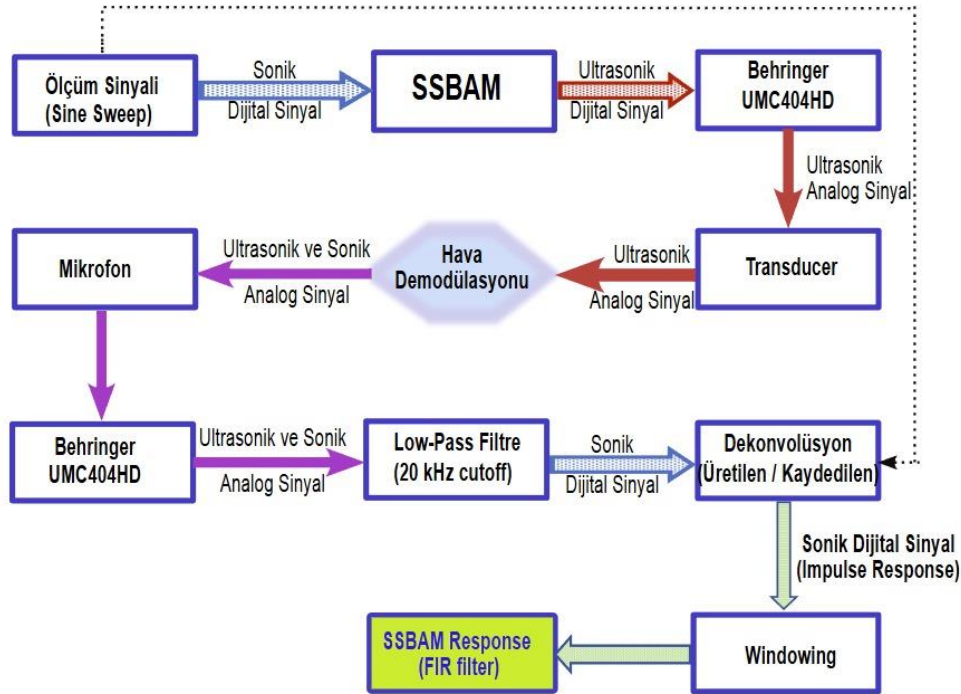
3.1.2. CRSSBAM

Geliştirilen yazılım vasıtasıyla gerçekleştirilen CRSSBAM sinyal oluşturma ve akış şeması, Şekil 3.2'de sunulmuştur.



Şekil 3.2 CRSSBAM akış şeması

Şemada da görülebildiği üzere, ses sinyalinin işlendiği ilk nokta, *Convolutional Channel Model*'dir. Convolutional Channel Model (CCM)'in amacı, giriş sinyalinin havadaki demodülasyon sürecinde geçireceği bozulmaları tespit etmektir. Modelin çalışma prensibi, havanın demodülasyon sürecinde sinyal üzerinde meydana getirdiği değişikliklerin ölçülerek elde edilmesine dayanmaktadır. Ölçüm sonucu elde edilen veriler vasıtasıyla, havanın ultrasonik iletme verdiği tepki bir FIR filtreye dönüştürülmektedir. Filtrenin amacı, havanın SSBAM yöntemine verdiği tepkinin modellenerek yazılımsal olarak tekrarlanabilmesidir. Herhangi bir sinyalin üretilen FIR filtre ile konvolve edilmesi sonucunda, SSBAM ile modüle edilip havaya iletilmesi durumunda maruz kalacağı değişikliklerin ana sinyale eklendiği bir filtre çıktısı elde edilmektedir.



Şekil 3.3 SSBAM Response'un hesaplanması

SSBAM Response olarak isimlendirilmiş FIR filtrenin elde edilme süreci, Şekil 3.3'te gösterilmiştir. Filtrenin elde edilmesi için, öncelikle bir ölçüm sinyali üretilmiştir. Ölçüm sinyali, SSBAM yöntemiyle modüle edilerek UMC404HD ses kartı vasıtasıyla transducer'lara gönderilmektedir. Havada demodüle olan sinyal ölçüm mikrofonu vasıtasıyla kaydedilerek yine ses kartı vasıtasıyla dijital sinyal olarak bilgisayara yazılmaktadır. Ölçümler 20 – 20 kHz aralığındaki ses sinyalinin geçirdiği değişikliğin incelenmesi amacıyla gerçekleştirildiği için, kaydedilen sesin ultrasonik bölgesi düşük geçiren (*lowpass*) filtre ile filtrelenmekte, sinyalin ultrasonik bölümü yok edilmektedir.

Elde edilen sonik dijital sinyal ilk aşamada üretilen ölçüm sinyaliyle dekonvole edilerek sistemin impulse response'u elde edilmektedir. Hesaplanan impulse response'un kullanım amacına uygun bir FIR filtreye dönüştürülebilmesi için kullanılacak zaman dilimlerinin belirlenerek impulse response'un bölünmesi ve bölme noktalarının pencere fonksiyonundan (*window function – WF*) geçirilmesi gerekmektedir. CRSSBAM'in çalışma prensibi göz önünde bulundurularak zamanlama farklılıklarının önüne geçmek adına impulse response'un t=0 anından başlatılmasına karar verilmiş, bu bölgedeki frekans tepkisini korumak adına *rectangular* pencere fonksiyonu kullanılmıştır. Bitiş anı için ise impulse'tan 60ms sonrası tercih edilmiş, 0.25 *Tukey* pencere fonksiyonu kullanılmıştır. Windowing işlemlerinin tamamlanmasının ardından SSBAM Response olarak isimlendirilen FIR filtre elde edilmiştir. Böylece *Convolutional Channel Model*'in temel işlem noktası oluşturulmuştur.

Convolutional Channel Model, öncelikle giriş sinyalinin bir pencere fonksiyonundan geçirilmesiyle başlamaktadır. WF kullanılarak sinyalin başında ve sonunda mevcut olabilecek yüksek frekanslı hareketlerin ölçüm sonucunu etkileme ihtimali ortadan kaldırılmaktadır. WF dan geçirilen giriş sinyali SSBAM Response ile konvolve edilir. Giriş sinyalinin impulse response ile konvolve edilmesinden sonra hava etkisini taşıyan bir giriş sinyaline ulaşıldığı kabul edilmektedir. Ancak konvolüsyon işlemi sonrasında elde edilen çıktının genliği, işlem zincirinin geri kalanını etkileyebilecektir. Dolayısıyla çıktının genliğinin kontrollü bir aralığa çekilmesi gerekmektedir. Bu amaçla konvolüsyon çıktısının normalize edilmesine karar verilmiştir.

Normalizasyon işlemi genliğin düzenlenmesinde kullanılmaktadır. Bilindiği üzere, dijital ses sinyalleri [-1, +1] aralığında işlenmektedir. Normalizasyon işleminde, sinyalin en yüksek genlikli noktasının ifade edilebilecek en yüksek değere eşitlenmesi için kullanılması gereken çarpan tespit edilir, ardından tüm sinyal bu çarpan ile çarpılarak genlik ölçeklenir. Bu çalışmada elde edilen modelleme çıktılarının normalizasyonu için Denklem 22'de sunulan formül kullanılmıştır:

$$sinyal_{normalize} = \left| \frac{1}{\max\{sinyal\}} \right| * sinyal \quad (22)$$

Convolutional Channel Model (CCM)'in çıktısı olan [out(t)], hem duyulabilir ses sinyalini hem de demodülasyon sürecinin duyulabilir ses üzerinde meydana getirdiği bozulmayı barındırmaktadır [x(t) + dist(t)].

Akış şemasında görüldüğü gibi çıkış sinyalinin yalnızca bozulma ögesini elde etmek için, duyulması istenen sinyal [x(t)], çıkış sinyalinden çıkarılmaktadır. Bu çıkarma

işleminin $[x(t) + \text{dist}(t) - x(t)]$ ardından yalnızca bozulmayı barındıran sinyal $[\text{dist}(t)]$ elde edilmektedir. Bu bozulma sinyali, c parametresi ile çarpılarak genliği değiştirilmektedir.

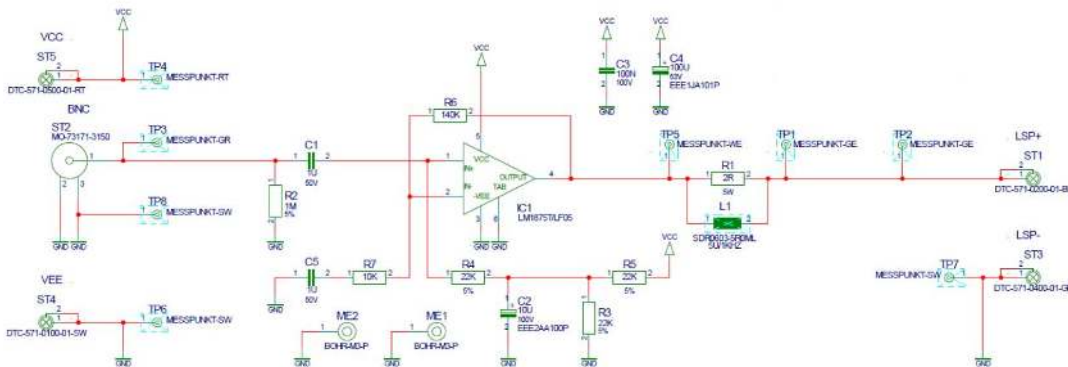
Bozulmayı barındıran sinyalin c parametresiyle çarpılarak yeni genlik değerine ulaşmasının ardından elde edilen sinyal, duyurulması istenen sinyalden çıkarılmaktadır $[x(t) - c \cdot \text{dist}(t)]$. Böylece elde edilen yeni sinyal hem duyurulması istenen sinyali, hem de bu sinyalin havada uğrayacağı bozulmanın tersini barındırmaktadır.

3.2. Ölçüm

3.2.1. Kullanılan ekipman

Ölçümlerde Isemcon EMX-7150 ölçüm mikrofonu ve Behringer UMC404HD ses kartı kullanılmıştır. Ultrasonik frekans şiddetinin yüksek olması sebebiyle meydana gelebilecek 40 kHz üzeri intermodülasyon bozulması ürünlerinin *aliasing*'e uğrayarak ölçümleri etkilememesi adına 192 kHz örnekleme oranı tercih edilmiştir.

Ses kartından elde edilen çıkışın ultrasonik hoparlörleri sürebilecek seviyeye ulaştırılmasında kullanılacak amplifikatör için, breadboard üzerinde çeşitli farklı konfigürasyonlarda prototipler oluşturulmuştur. Denenen amplifikatör modelleri arasında en iyi sonuç, USound şirketi tarafından piezoelektrik hoparlörler için tasarlanmış olan Amalthea isimli amplifikatör modelinden alınmıştır. Amplifikatör, Amalthea'nın *datasheet*'inde bulunan ve Şekil 3.4'te sunulan devre modelinin takip edilmesiyle breadboard üzerinde tasarlanmıştır.



Şekil 3.4 USound Amalthea devre şeması

Oluşabilecek DC kayması ve 20kHz altı gürültünün engellenmesi adına amplifikatör devresinin çıkış katına bir RC yüksek geçiren filtre eklenmiştir. Ölçümlerde kullanılan

The diagram shows an active low-pass filter circuit. The input signal is connected to the non-inverting input (pin 3) of the LM1875 op-amp. The inverting input (pin 2) is connected to ground through a resistor R4 (22K). The op-amp is configured with a voltage divider on its non-inverting input, consisting of resistor R3 (140K) connected to VCC and resistor R2 (10K) connected to ground. The output of the op-amp (pin 6) is connected to a load resistor R7 (2R) and a parallel combination of an inductor L1 (5u/1KHZ) and a resistor R5 (22K). The output is also connected to a capacitor C4 (1u) which is connected to ground. The op-amp is powered by VCC and ground. The input signal is connected to the circuit through a screw terminal J1, and the output is connected through a screw terminal J2.

Amplifikasyon sonucu elde edilen sinyal, Pro-Wave Electronics 400ST/R160 transdüserler vasıtasıyla seslendirilmektedir. 18 transdüserden oluşan ultrasonik dizi, Şekil 3.7’de sunulmuştur.



Şekil 3.7 Ultrasonik dizi

Amplifikatör sisteminin inşa edilmesinin ardından test ölçümleri gerçekleştirilmiş, sistemin kullanılan ölçüm yazılımında ölçüm gerçekleştirebilecek miktarda ses üretebildiği saptanmıştır. Bu saptamanın ardından gerçekleştirilecek ölçümlerin planlanmasına başlanmıştır.

Ultrasonik hoparlör sistemleri, literatürde “yakın alan” ve “uzak alan” tepkileriyle tanımlanmaktadır. Dolayısıyla gerçekleştirilecek ölçümlerin hem yakın alan tepkisini hem uzak alan tepkisini temsil etmesine karar verilmiştir. Yakın alan ve uzak alan arasındaki ayrım, Rayleigh mesafesi ile belirlenmektedir (Shi ve Gan, 2010).

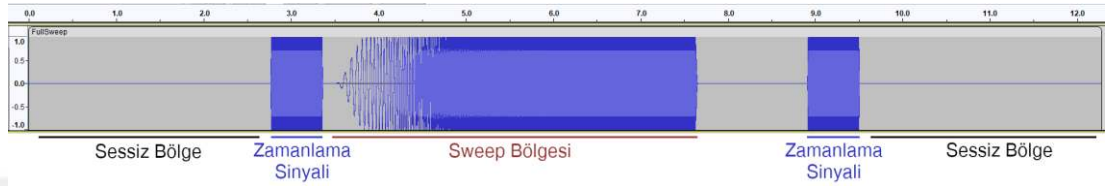
Rayleigh mesafesinin kullanılan frekans bandının üst ve alt sınırları için hesaplanması sonucunda mevcut hoparlör sisteminin yakın alan ölçümü için 50cm, uzak alan ölçümü için 150cm mesafelerin kullanılmasına karar verilmiştir.

3.2.2. Ölçüm planlaması

Ölçümlerin planlanmasında, öncelikle elde edilecek ölçüm çıktılarının hangi özelliklerinin analiz edilmesi gerektiğine karar verilmiştir. Ölçümler, RSSBAM ve CRSSBAM modülasyon yöntemlerinin müzik iletim performanslarının ölçülmesi ve karşılaştırılması adına gerçekleştirilmektedir. Dolayısıyla elde edilen ölçüm çıktılarının müzik teknolojisi alanında kullanılan ekipman analiz yöntemleri ile incelenmesi gerektiğine karar verilmiştir. Gerçekleştirilen literatür araştırması sonucunda, ölçüm çıktılarının frekans tepkisi, sinyal-gürültü oranı, toplam harmonik bozulma ve intermodülasyon bozulması değerlerinin analiz edilmesine karar verilmiştir. Kullanılan taşıyıcı dalga 40kHz’lik sinüs dalgası, modülasyon derinliği 1 (%100) olarak belirlenmiştir. İki modülasyon yönteminin de her bir derecesi için gerçekleştirilen

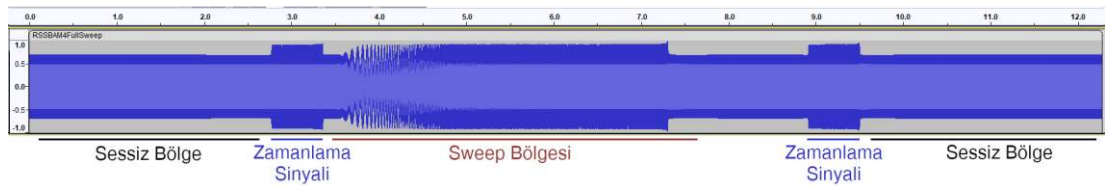
ölçümler 10 defa tekrarlanmıştır. Sunulan bulgular her bir modülasyon derecesi için gerçekleştirilen 10 ölçümün ortalamasıdır.

Ölçümlerin gerçekleştirilmesinde ve grafiklenmesinde *REW (Room Eq Wizard)* yazılımı kullanılmıştır. Frekans tepkisi, sinyal-gürültü oranı ve toplam harmonik bozulma ölçümleri, Angelo Farina tarafından 2000 yılında ortaya atılan sinüs süpürme (*swept-sine*) tekniği ile gerçekleştirilmiştir. Bu teknik uyarınca, öncelikle Şekil 3.8’de sunulan 20 Hz - 20 kHz aralığında bir logaritmik sinüs süpürme sinyali oluşturulmuştur.



Şekil 3.8 Sinüs süpürme sinyali

Oluşturulan sinüs süpürme sinyali RSSBAM ve CRSSBAM yöntemleri ile modüle edilmiştir. Ardından Şekil 3.9’da sunulan modüle edilmiş süpürme sinyali ultrasonik hoparlörler vasıtasıyla seslendirilmiş, havada demodülasyona maruz kalarak duyulabilir intermodülasyon ürünleri oluşturması sağlanmıştır. Havaya iletilen ultrasonik sinyal ve ortaya çıkan duyulabilir sinyal bir ölçüm mikrofonu vasıtasıyla kaydedilmiştir. Ölçümlerin modülasyon yöntemlerinin duyulabilir bölge performanslarını karşılaştırmak amacıyla gerçekleştirilmesi dolayısıyla, elde edilen kayıtların 20 kHz üzerinde kalan bölgeleri filtrelenmiştir. Yapılan analizler, filtrelenmiş ölçüm çıktıları üzerinden gerçekleştirilmiştir.

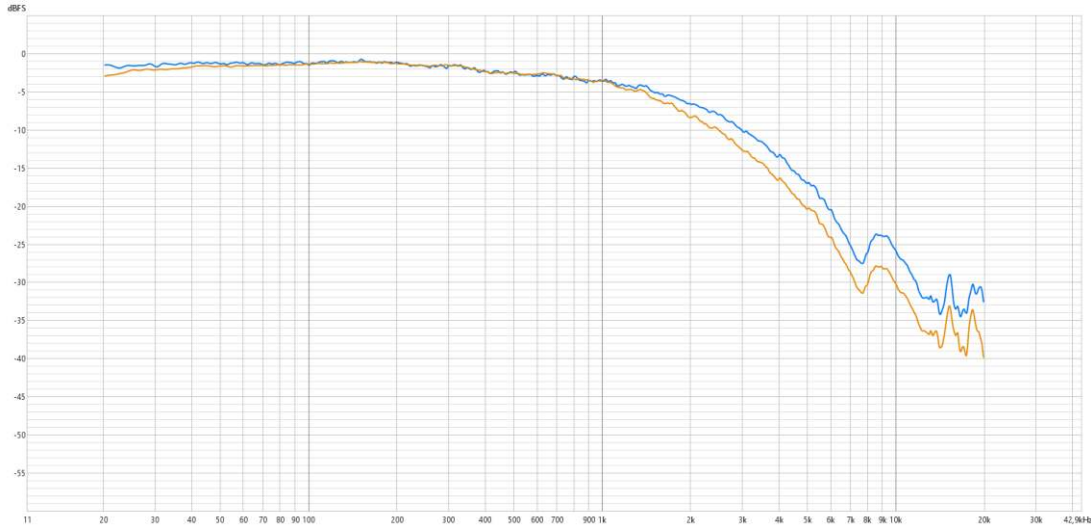


Şekil 3.9 Modüle edilmiş sinüs süpürme sinyali

3.2.2.1. Frekans tepkisi

Frekans tepkisi (*frequency response*) sistemin, sinüs süpürme ile taranan frekans bölgesinde bulunan her bir frekansın genliğini ne şekilde etkilediğini göstermektedir. Frekans tepkisi analizi için elde edilmiş filtrelenmiş ölçüm çıktısı, ilk adımda oluşturulmuş olan logaritmik sinüs süpürme sinyali ile dekonvolve edilmiştir. Böylece sistemin 20 Hz – 20 kHz arasındaki her bir frekans üzerinde gösterdiği etki gözlemlenebilmektedir. Dekonvolüsyon sonucunda ortaya çıkan impulse response’un

Fourier Dönüşümü'ne tabi tutulması sonucunda frekans tepkisi elde edilmektedir. Örnek bir frekans tepkisi grafiği, Şekil 3.10'da sunulmuştur. Grafiğin düşey eksen dBFS değerini, yatay eksen ise frekansı ifade etmektedir. Buna göre, 0 dBFS değerinde sabit yatay bir çizgi olarak gösterilen bir grafik, transparan bir frekans tepkisini ifade edecektir. Ancak uygulamada tamamen transparan bir frekans tepkisi sunan, başka bir ifade ile hiçbir frekans bandında genlik artmasına veya azalmasına sebep olmayan sistemlerle karşılaşmak oldukça güçtür. Dolayısıyla sistemlerin etki ettiği frekans bantları, frekans tepkisi ile ölçülmektedir. Verilen örnek grafikte, farklı renklerle gösterilen iki ölçüm sinyalinin de yüksek frekans bölgesinde kayba maruz kaldığı, ancak mavi renk ile ifade edilen sinyalin daha düşük bir kayıp gösterdiği gözlemlenebilmektedir.



Şekil 3.10 Frekans tepkisi grafiği

3.2.2.2. Sinyal-gürültü oranı

Sinyal-gürültü oranı (*Signal to Noise Ratio - SNR*), ölçülen kayıttaki sinyal bölgesinin gücünün gürültü bölgesinin gücüne oranı ile elde edilmektedir. Sinyal bölgesindeki örnek sayısının gürültü bölgesindeki örnek sayısına eşit olduğu durum için sinyal-gürültü oranı, Denklem 23'te sunulan formülle hesaplanmıştır.

$$SGO = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{N_s} s_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{N_g} g_n^2}} \quad (23)$$

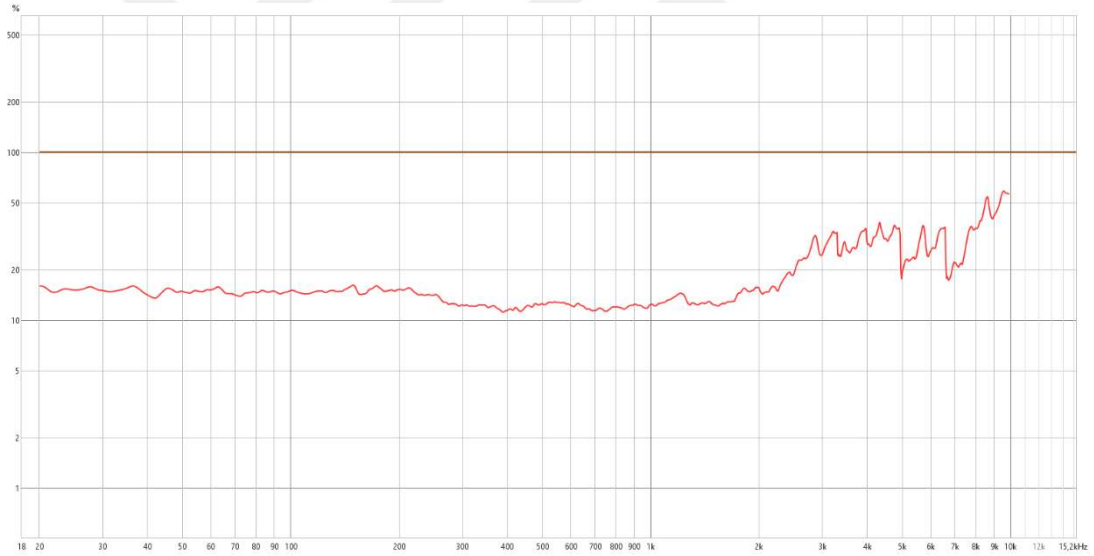
Formülde N_s toplam sinyal örnek sayısını, N_g toplam gürültü örnek sayısını, s_n sinyal örneklerini, g_n ise gürültü örneklerini temsil etmektedir. Sinyal-gürültü oranı analizi için sinüs tarama sinyalinin başında ve sonunda bulunan sessiz bölge boyunca elde edilen genlik ve tarama bölgesinde elde edilen genlik karşılaştırılmaktadır.

3.2.2.3. Toplam harmonik bozulma

Toplam harmonik bozulma (*Total Harmonic Distortion - THD*), ölçülen sistemin iletilen temel frekansın harmoniklerinde oluşturduğu ilave frekanslardır ve Denklem 24'te sunulan formül ile hesaplanmıştır.

$$THB = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + H_4^2 + \dots}}{H_1} \quad (24)$$

Formülde H_n ölçülen harmoniğin sayısını ifade etmektedir. Toplam harmonik bozulma, REW yazılımında gerçekleştirilen sinüs süpürme dekonvolüsyonunda ölçülmüş ve her frekans için grafiklenmiştir. Grafikte düşey eksen bozulmayı, yatay eksen ise frekansı temsil etmektedir. Bozulma, yüzde cinsinden ifade edilmektedir. Örneğin; 8 kHz, 12 kHz, 16 kHz ve 20 kHz'de ölçülen harmoniklerin 4 kHz'deki temel harmoniğin yarısı kadar genliğe sahip olduğu durumda, grafik 4 kHz noktasında %50'yi gösterecektir. Örnek bir toplam harmonik bozulma grafiği, Şekil 3.11'de sunulmuştur.



Şekil 3.11 Toplam harmonik bozulma grafiği

Bahsedildiği üzere, toplam harmonik bozulma her frekansın harmoniklerinde meydana gelen ek frekansların genliklerini incelemektedir. Dolayısıyla [20Hz – 20kHz] aralığındaki sinyalin toplam harmonik bozulma grafiği [20Hz – 10kHz] aralığında olacaktır. Zira analiz edilen sinyalin 10kHz'den sonraki bölgesinde ölçülebilecek bir harmonik bulunmamaktadır. Bu çalışmada gerçekleştirilen toplam harmonik bozulma ölçümleri temel frekansın 9. harmoniğine kadar gerçekleştirilmiştir.

Bozulma grafiklerinin isabetli bir şekilde çizilerek ifade edilebilmesi, çeşitli parametrelere bağlıdır. Bozulmanın genellikle ortaya çıkan harmoniklerin temel

frekansa oranı olarak gösterilmesi, kullanılan değerlerin çeşitli özel durumlardan kaçınmak amacıyla düzeltilmesini gerektirmektedir. Kullanılan REW yazılımında, bu gibi durumlardan kaçınmak için kullanılabilen iki seçenek mevcuttur: normalizasyonun tepe noktasının 30dB altı ile sınırlandırılması ve referans olarak harmonik frekansın kullanılması. Bu seçeneklerin her ikisi de, mevcut çalışmada tercih edilmiştir.

Kullanılan ultrasonik hoparlör sistemi dahil, pek çok hoparlör sisteminde üst frekans bölgesinde güç kaybı ölçülmektedir. Standart uygulamada, bozulma grafiğinin her frekans için aynı değer aralığında gösterilebilmesi için her temel frekans teker teker normalize edilerek maksimum değere yükseltilmekte, böylece her frekans bölgesindeki bozulma aynı aralıkta ifade edilebilmektedir. Ancak bahsedilen özellikle yüksek frekans bölgesinde görülen güç kaybı, ilgili frekans bölgesinin büyük ölçüde yükseltilmesini gerektirebilmektedir. Bahsedilen yükseltme, temel frekans ile birlikte ilgili bölgedeki harmonik bozulmayı (ve potansiyel olarak dip gürültüsünü) yükseltecektir. Bu çeşit bir normalizasyon sonucunda üst frekans bölgesindeki toplam harmonik bozulma çok yüksek değerlere ulaşacaktır. REW yazılımı, düşük temel frekans bölgelerine uygulayacağı normalizasyonu 30dB sınırlandırarak bahsedilen yanıltıcı sonuçlardan kaçınabilmektedir ("Distortion Graph", t.y.).

Harmonik frekansın referans alınması, bozulma ölçümünün sistemin düz olmayan tepkisinden etkilenmemesi amacıyla gerçekleştirilmektedir ve Steve F. Temme tarafından ortaya atılmıştır (1993). Standart uygulamada, her frekans bölgesindeki harmoniğin genliğinin hesaplanmasında, harmoniğin temel frekans bölgesindeki genliği temel alınmaktadır. Başka bir ifadeyle, 100Hz'lik temel frekansın ikinci harmoniği olan 200Hz'in genliğinin hesaplanıp temel frekansa oranlanması, 100Hz'in genliği temel alınmaktadır. Ancak bu şekilde gerçekleştirilen hesaplama, sistemin düz olmayan frekans tepkisinden kolaylıkla etkilenebilmektedir. Örneğin, ölçülen sistemin 200Hz bölgesinde 6dB kadar yüksek güç ortaya çıkartması durumunda, ikinci harmoniğin seviyesi de gerçekte olduğundan daha yüksek ölçülebilmektedir. Harmonik frekansın referans alınmasıyla, 200Hz bölgesindeki harmoniğin genliği hesaplanırken 200Hz bölgesinde ölçülen temel frekans da dikkate alınmaktadır. Bu şekilde gerçekleştirilen ölçüm, sistemin ilgili bölgede gösterebileceği sinyal artmalarından veya azalmalarından etkilenmeyecektir. Başka bir ifade ile, harmonik frekans referans alınarak sistemde ölçülen bozulma, sistemin düz bir frekans tepkisi sunması durumunda gerçekleştirilebilecek ideal bozulma ölçümüne yaklaştırılmaktadır ("Distortion Graph", t.y.).

3.2.2.4. İntermodölasyon bozulması

İntermodölasyon bozulması (*Intermodulation Distortion - IMD*), ölçülen sistemin sunulan iki frekansın toplam ve fark frekanslarını üreterek ana sinyale eklemesi olarak tanımlanabilmektedir. İntermodölasyon bozulmasının ölçümü için kullanılan çeşitli standartlar mevcuttur. Bu çalışmada SMPTE standardı kullanılmıştır. SMPTE yönteminde ölçüm frekansları olarak 60Hz ve 7kHz kullanılmaktadır. Düşük frekans ve yüksek frekans arasında 4:1'lik bir genlik oranı bulunmaktadır. Çift frekanslı sinyal sisteme iletildikten sonra Denklem 25'te sunulan formül ile intermodölasyon bozulması hesaplanmıştır. Formülde G_{yf} yüksek frekansın genliğini, G_{df} ise düşük frekansın genliğini ifade etmektedir.

$$IMD = \frac{\sqrt{(G_{yf-df} + G_{yf+df})^2 + (G_{yf-2df} + G_{yf+2df})^2}}{G_{yf}} * \%100 \quad (25)$$

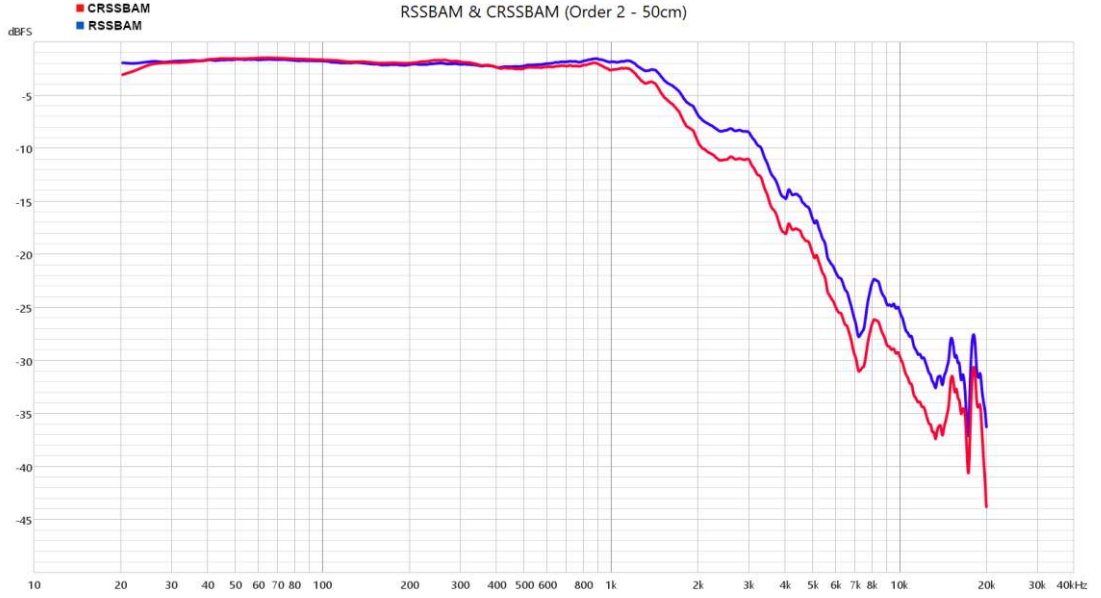


4. BULGULAR VE TARTIŞMA

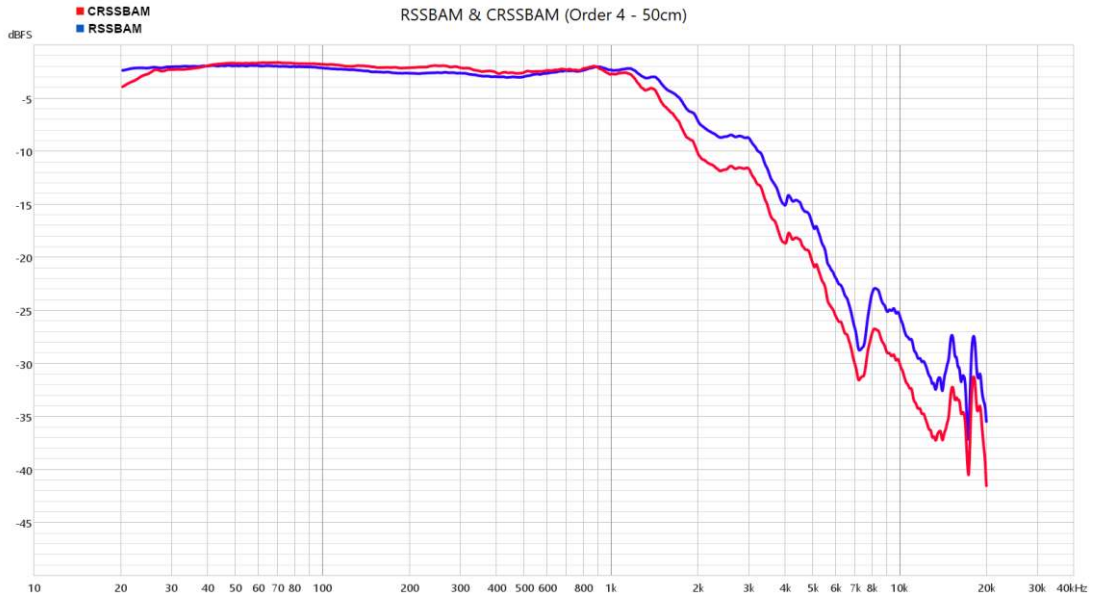
Bu bölümde elde edilen verilerden yalnızca ikinci, dördüncü ve altıncı derece modülasyon grafikleri verilecektir. Diğer grafikler, eklerde sunulmuştur.

4.1. Frekans Tepkisi

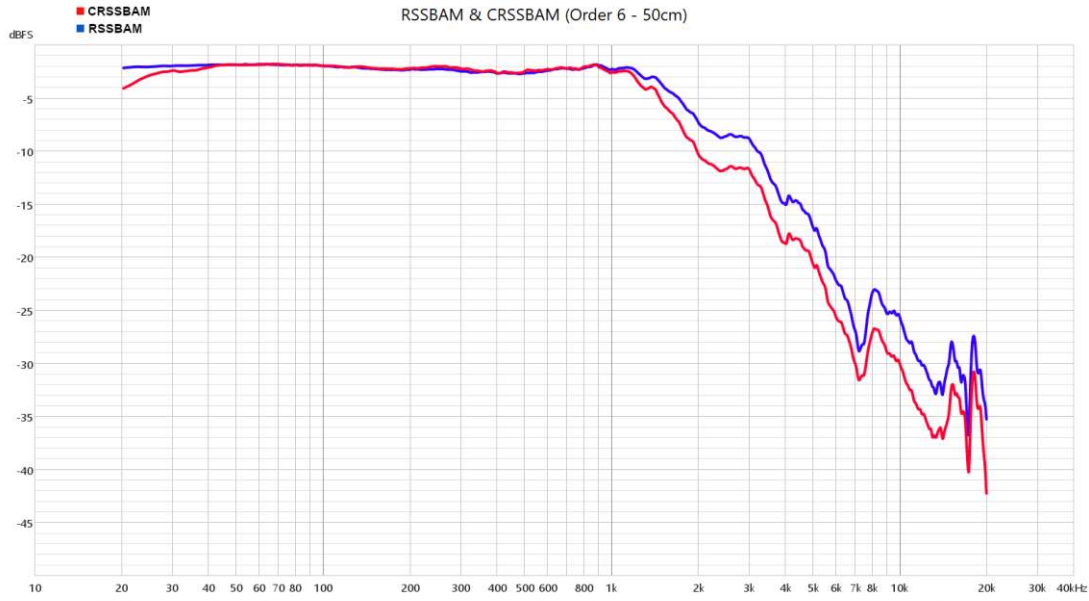
4.1.1. Yakın alan



Şekil 4.1 50 cm ikinci derece frekans tepkisi karşılaştırması



Şekil 4.2 50 cm dördüncü derece frekans tepkisi karşılaştırması



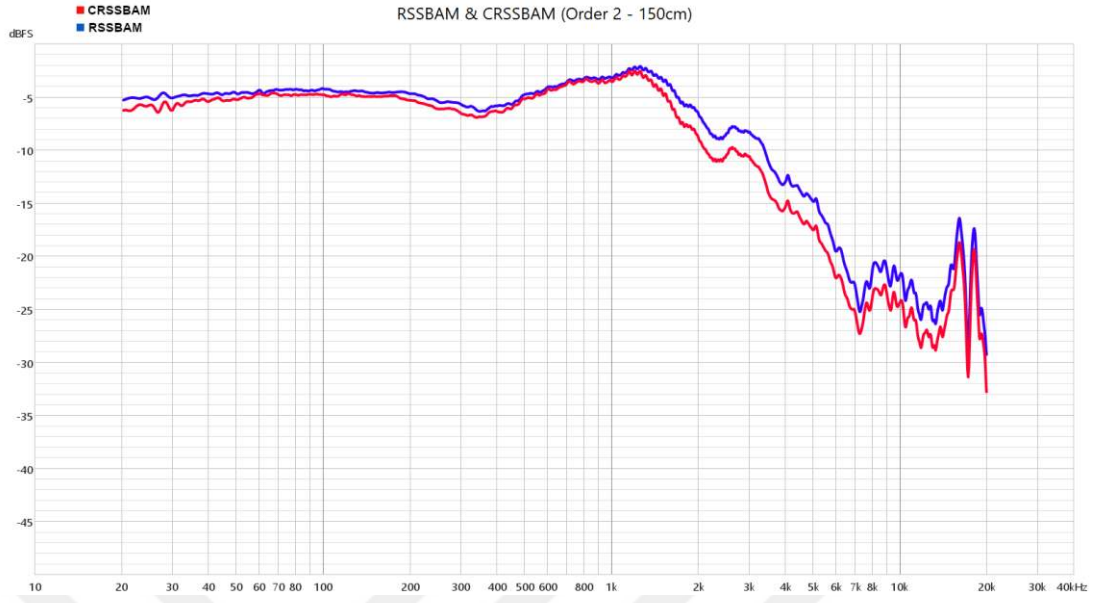
Şekil 4.3 50 cm dördüncü derece frekans tepkisi karşılaştırması

50 cm mesafeden gerçekleştirilen yakın alan frekans tepkisi ölçümlerinde iki modülasyon tekniğinde de 1 kHz sonrası bölgede yüksek seviyede güç kaybı izlenmiştir. 1 kHz noktasından itibaren, RSSBAM yönteminde yaklaşık 5dB/oct seviyesinde, CRSSBAM yönteminde ise yaklaşık 7 dB/oct seviyesinde bir kayıp görülmektedir. İki modülasyon yöntemi arasında yaklaşık 4 dB'lik seviye farklılığı dışında bir frekans tepkisi değişikliğine rastlanmamaktadır. CRSSBAM, RSSBAM'den daha düşük yüksek frekans hassasiyeti göstermektedir, ancak iki modülasyon yöntemi de aynı dar bant bölgelerinde benzer yönde hareket göstermektedir: 7 kHz bölgesinde 1 oktav genişlikte 5 dB'lik bir azalma, 15 kHz bölgesinde 5 dB'lik bir artma ve 18 kHz bölgesinde 10 dB'lik bir artma kaydedilmiştir. Bahsedilen yerel değişikliklerin iki modülasyon yönteminin tüm derecelerinde tutarlı olmasının değişikliklerin dönüştürücü ve amplifikatör sistemi kaynaklı olduğuna işaret ettiği düşünülmektedir.

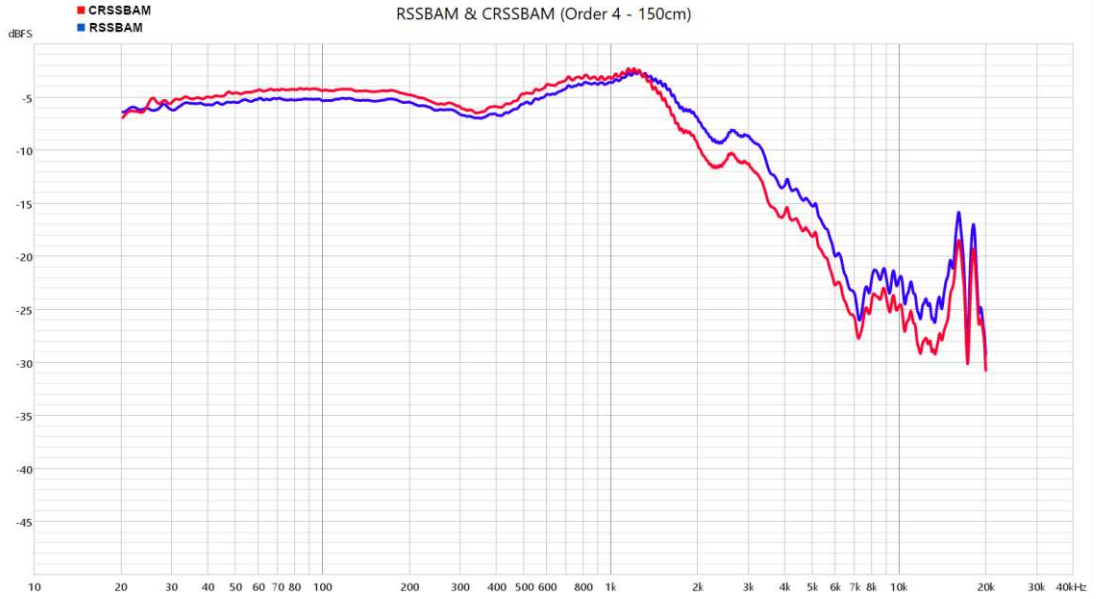
İki modülasyon yöntemi de, farklı modülasyon derecelerinde benzer performans sergilemektedir. Dikkate değer tek değişiklik, CRSSBAM'in dördüncü derecede 1 kHz altı bölgede RSSBAM'den 1 dB'ye kadar daha yüksek güç iletmesidir.

Yakın alan frekans tepkisi ölçümleri sonucunda iki modülasyon yönteminin yakın sonuç verdiği, ancak RSSBAM'in 1 kHz üzeri bölgede CRSSBAM'den 4 dB daha yüksek güç iletimi sağladığı kaydedilmiştir.

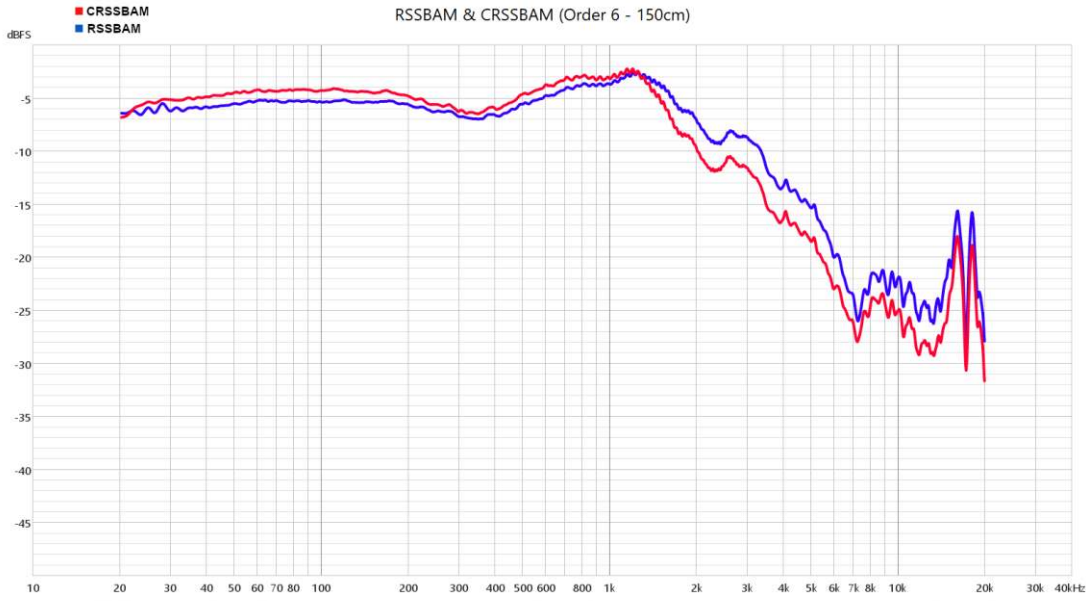
4.1.2. Uzak alan



Şekil 4.4 Uzak alan ikinci derece frekans tepkisi karşılaştırması



Şekil 4.5 Uzak alan dördüncü derece frekans tepkisi karşılaştırması



Şekil 4.6 Uzak alan altıncı derece frekans tepkisi karşılaştırması

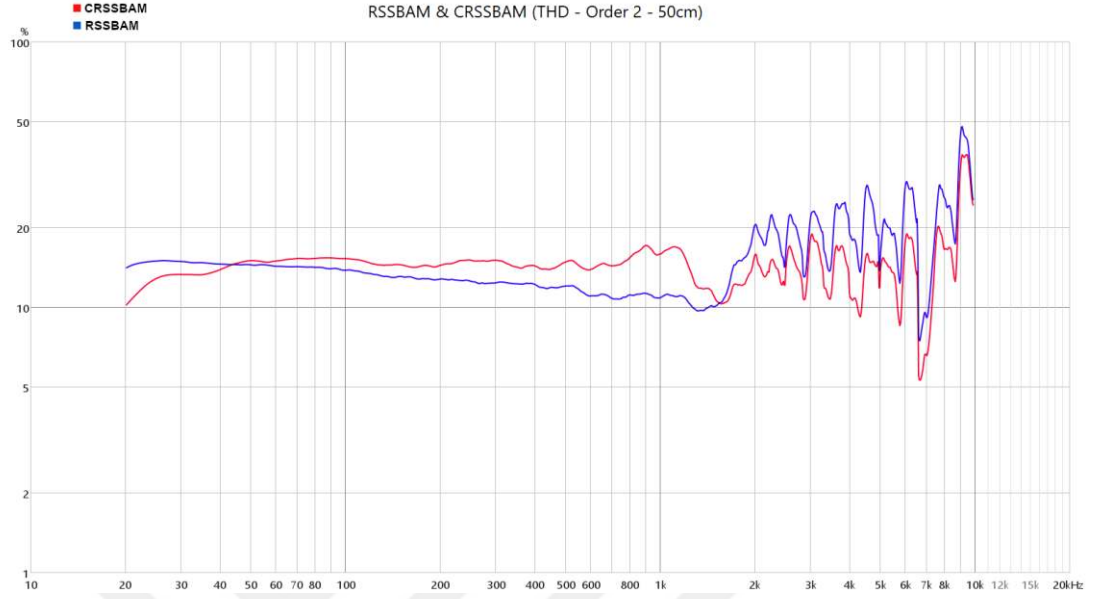
150 cm mesafeden gerçekleştirilen uzak alan ölçümleri, yakın alan ölçümleriyle benzer yerel değişiklikler göstermiştir. Yakın alan ölçümlerine benzer şekilde, iki modülasyon yöntemi de 1 kHz sonrası bölgede güç kaybı meydana getirmiştir. Ancak yakın alan ve uzak alan frekans tepkisi ölçümlerinde iki farklılık gözlemlenmiştir. Öncelikle, yakın alanda -2 dB civarında neredeyse sabit seyreden güç, uzak alanda -6 dB'ye kadar inmekte ve çok daha fazla varyasyon göstermektedir. Öte yandan yakın alanda 1 kHz'den 20 kHz'e kadar yerel farklılıklara rağmen benzer ivmede devam eden frekans kaybı, uzak alan kaydında 7 kHz'den sonra değişmiştir. Uzak alan ölçümlerinde yerel değişiklikler dışında 7 kHz sonrası frekans kaybı tespit edilmemiştir.

Uzak alan ölçümlerinde, yakın alan ölçümlerinde olduğu gibi, RSSBAM'in 1 kHz sonrası bölgede daha yüksek güç ürettiği saptanmıştır. Ancak yakın alanda yaklaşık 4 dB olan genlik farkı, uzak alan ölçümlerinde yaklaşık 2 dB'ye inmiştir. Öte yandan, dördüncü modülasyon derecesinden itibaren CRSSBAM'in yakın alan ölçümlerine kıyasla 1 kHz altında daha dikkate değer bir frekans tepkisi gösterdiği kaydedilmiştir. Yakın alanda en fazla 1 dB'ye ulaşan genlik farkı, uzak alanda 1 kHz altındaki neredeyse her frekans bandında 1 dB olarak ölçülmüştür.

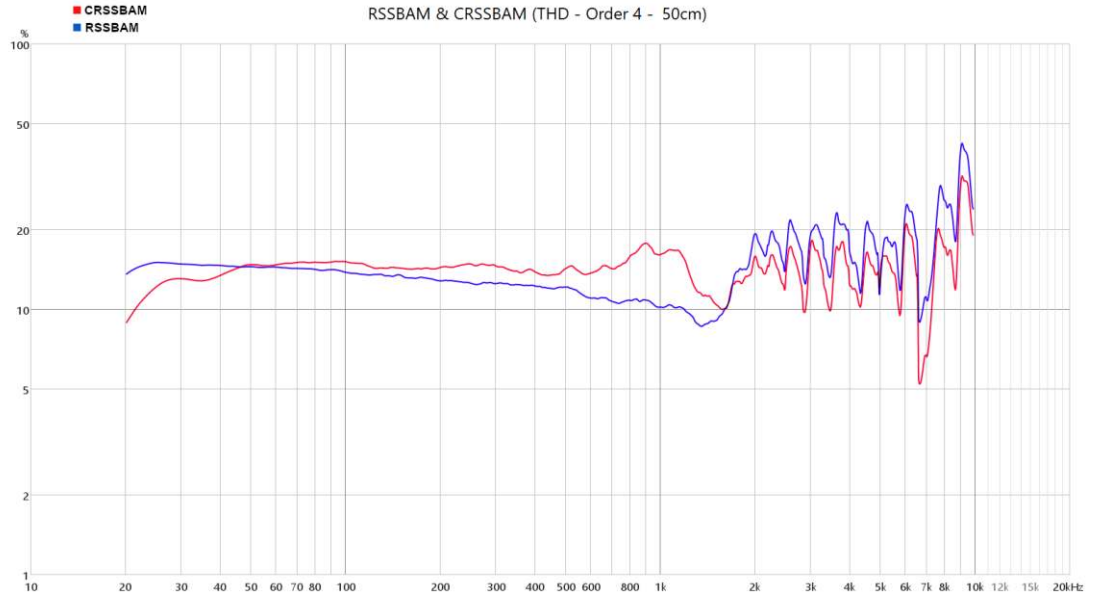
Uzak alan frekans tepkisi ölçümleri sonucunda iki modülasyon yönteminin yakın sonuç verdiği, RSSBAM'in 1 kHz üzeri bölgede CRSSBAM'den 2 dB daha yüksek güç iletimi sağladığı, CRSSBAM'in ise dördüncü modülasyon derecesinden itibaren 1 kHz altı bölgede RSSBAM'den 1 dB daha yüksek güç iletimi sağladığı kaydedilmiştir.

4.2. Toplam Harmonik Bozulma

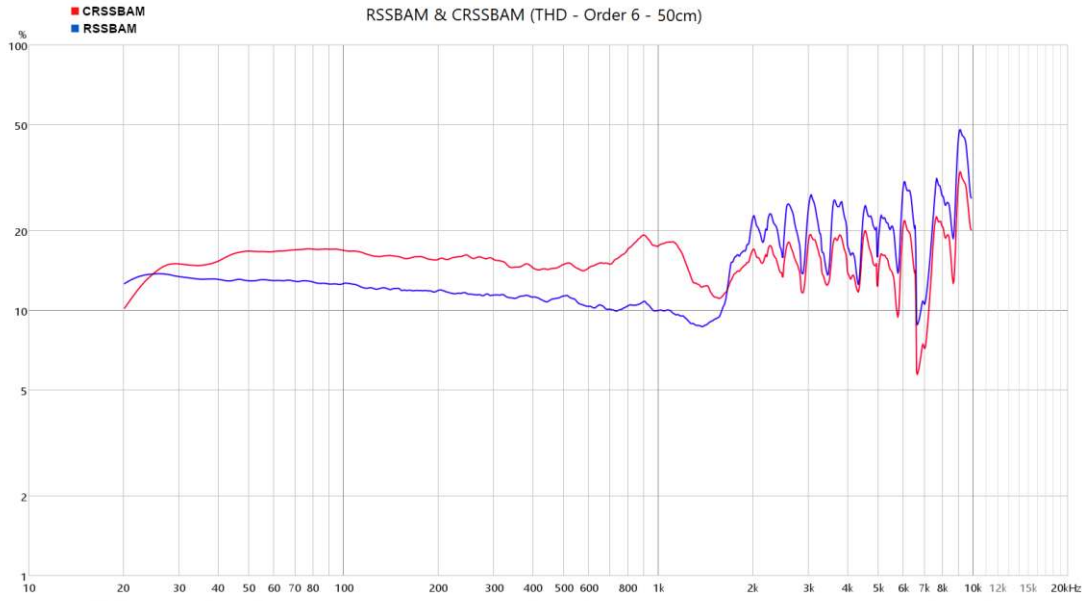
4.2.1. Yakın alan



Şekil 4.7 Yakın alan ikinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



Şekil 4.8 Yakın alan dördüncü derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



Şekil 4.9 Yakın alan altıncı derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması

50 cm mesafede gerçekleştirilen yakın alan toplam harmonik bozulma (THD) ölçümlerinde iki modülasyon yöntemi arasında dikkate değer farklar gözlenmiştir. Farklılıklar 1,5 kHz altı ve üstü olmak üzere iki başlıkta incelenecektir.

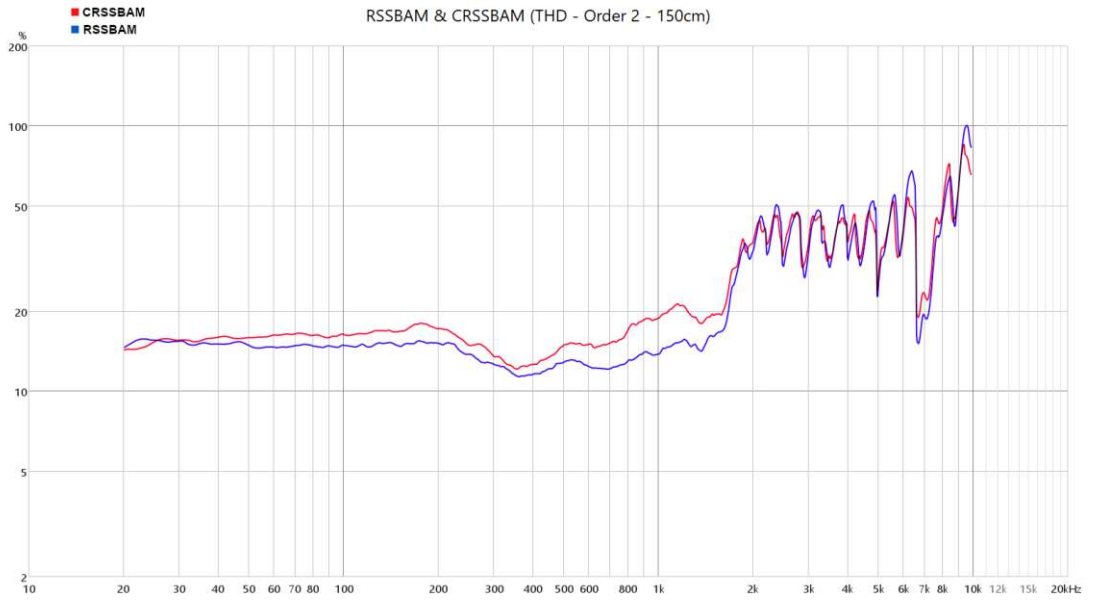
1,5 kHz altı bölgede, RSSBAM ortalama %12 THD üretirken CRSSBAM %15 THD üretmiştir. RSSBAM'in THD grafiği [20 Hz – 1,5 kHz] aralığında %15'ten %9'a sabit bir şekilde azalmaktadır. Ancak CRSSBAM'in THD grafiği [20 Hz – 800 Hz] aralığında ufak değişiklikler dışında sabit bir şekilde yaklaşık %15 bozulma kaydetmektedir. [800 Hz – 1,5 kHz] aralığında ise önce %17'ye kadar çıkmakta, ardından %10'a düşmektedir. İki modülasyon yönteminde de 1,5 kHz altı bölgede meydana gelen harmonik bozulmanın neredeyse tamamı ikinci harmonikten ileri gelmektedir. Ancak CRSSBAM'deki [800 Hz – 1,5 kHz] aralığındaki bozulma artışına altıncı, yedinci, sekizinci ve dokuzuncu harmonikler destek vermektedir.

1,5 kHz üstü bölgede ise her iki modülasyon yönteminde de ikinci harmonik düşmekte, ikinci dereceden yüksek dereceli harmonikler büyük ölçüde artmaktadır. [2kHz – 7kHz] aralığındaki harmonik bozulmanın büyük bir kısmı, ikiden daha yüksek dereceli harmonikler dolayısıyla ortaya çıkmaktadır. 1,5 kHz üstü bölgede RSSBAM daha yüksek harmonik bozulma göstermektedir. İzlenen tepeler, %19'dan %42'ye kadar yükselen frekanslarda artış göstermektedir. CRSSBAM ise bu bölgede daha düşük bozulma üretmiştir. Yüksek frekans bölgesinde izlenen tepeler RSSBAM ile aynı frekanslardadır. Ancak bu bölgelerde CRSSBAM ölçümlerinde kaydedilen bozulma %15'ten %31'e yükselmektedir.

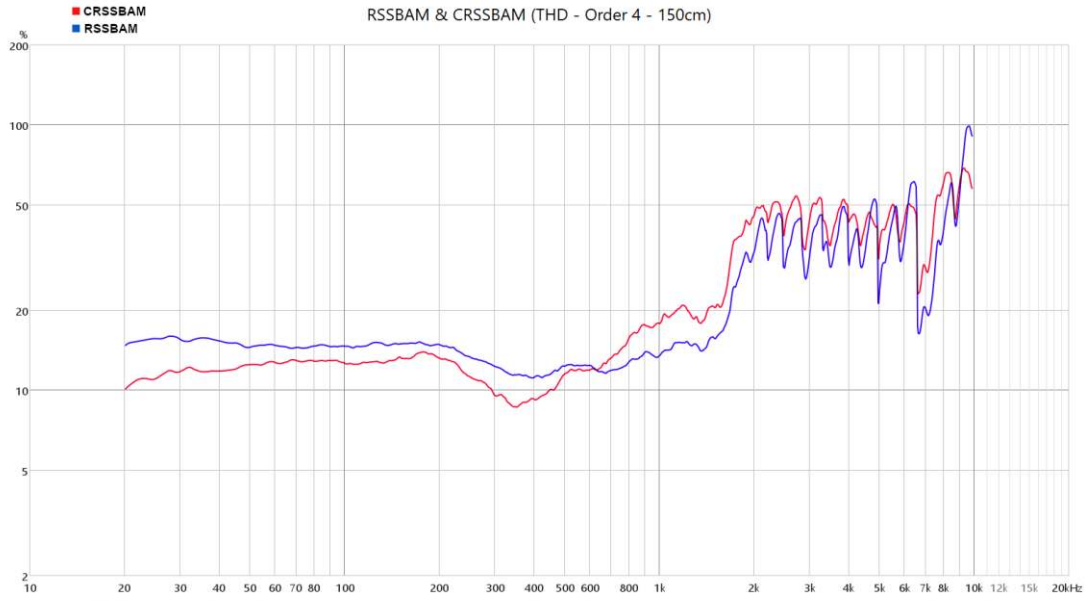
İkinci ve dördüncü modülasyon derecelerinde CRSSBAM benzer sonuç verirken, RSSBAM dördüncü modülasyon yönteminde daha az bozulma üretmiştir. Altıncı modülasyon derecesinde her iki modülasyon yönteminde de halihazırda yüksek bozulma kaydedilen bölgelerde daha çok bozulma ortaya çıkmıştır.

Yakın alan toplam harmonik bozulma ölçümleri sonucunda CRSSBAM'in 1,5 kHz altı frekanslarda, RSSBAM'in ise 1,5 kHz üstü frekanslarda daha fazla bozulma ortaya koyduğu kaydedilmiştir. Bozulma, her iki modülasyon türünde de 1,5 kHz üstü bölgede artış göstermiştir.

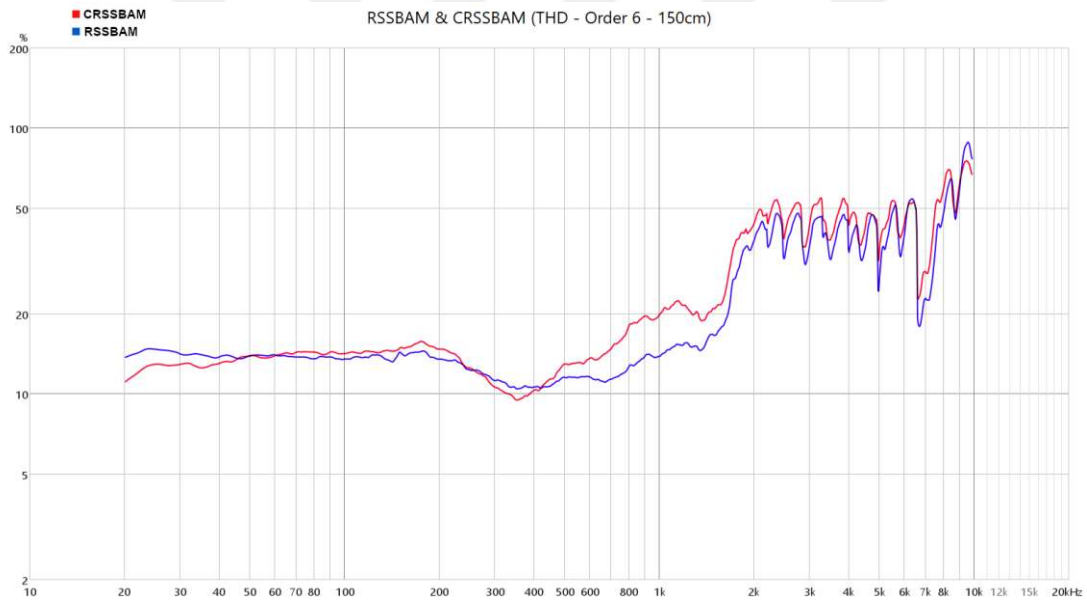
4.2.2. Uzak alan



Şekil 4.10 Uzak alan ikinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



Şekil 4.11 Uzak alan dördüncü derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



Şekil 4.12 Uzak alan altıncı derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması

150 cm mesafeden gerçekleştirilen toplam harmonik bozulma ölçümleri, genel karakteristik olarak yakın alan ölçümleriyle benzerlik göstermektedir. Uzak alan ölçümlerinde de 1,5 kHz altı bölgede düşük seyreden bozulma, 1,5 kHz'den itibaren büyük oranda artmaktadır. Yakın alandan farklı olarak, uzak alan ölçümlerinde 1,5 kHz üstü bölgede kaydedilen artış, daha yüksek seviyededir. Öte yandan modülasyon yöntemlerinin bozulma tepkisi yakın ve uzak alan arasında farklılık göstermiştir.

İkinci derecede modülasyon yöntemlerinin bozulma grafiği yakın alan ölçümlerine benzer niteliktedir. Bu derecede CRSSBAM 1,5 kHz altı bölgede yaklaşık %2 daha

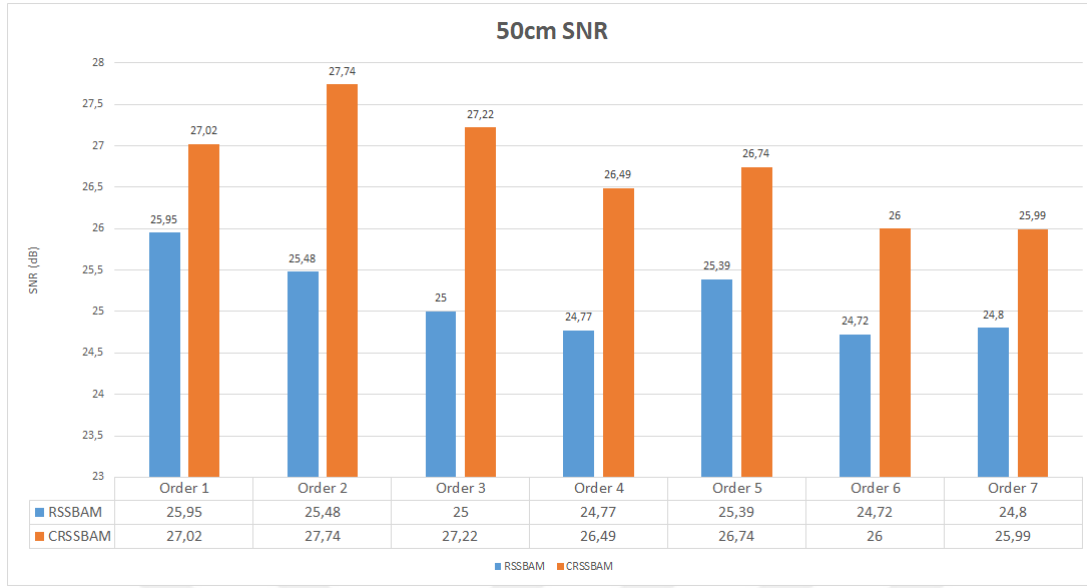
yüksek bozulma üretirken 1,5 kHz üstü bölgede RSSBAM'den yaklaşık %5 daha düşük bozulma üretmektedir.

Dördüncü derece modülasyonda ise bozulma karakteristikleri arasında bir değişim izlenmektedir. Dördüncü derecede [20 Hz – 600 Hz] aralığında CRSSBAM'in gösterdiği yaklaşık %17'lik bozulma, %13' e inmektedir. Bu derecede CRSSBAM'de meydana gelen düşük frekans bozulma azalması, RSSBAM'de izlenmemektedir. Öte yandan, CRSSBAM dördüncü derecede yaklaşık %5 daha fazla yüksek frekans bozulması üretirken, RSSBAM'in yüksek frekans bozulması yaklaşık %4 azalmıştır. Böylece dördüncü derecede [1,5 kHz – 4 kHz] bölgesinde CRSSBAM, RSSBAM'den daha yüksek bozulma üretmeye başlamıştır.

Altıncı derece modülasyonda CRSSBAM neredeyse her frekans bandında daha yüksek bozulma üretmiştir. Buna karşın RSSBAM'in 700 Hz altı bölgede meydana getirdiği bozulma azalmıştır. Dolayısıyla altıncı derece modülasyonda [20 Hz – 400 Hz] aralığında iki modülasyon yöntemi benzer seviyede bozulma üretmeye başlamıştır. Ancak [400 Hz – 5 kHz] üzerindeki bölgede CRSSBAM'in ortaya koyduğu bozulma, RSSBAM'in ürettiği bozulmadan daha yüksek hale gelmiştir. [5 kHz – 20 kHz] aralığındaki bölgede iki modülasyon yöntemi benzer performans sergilemektedir.

Sonuç olarak uzak alan bozulma ölçümlerinde iki modülasyon yönteminin modülasyon derecelerine bağlı olarak büyük farklılıklar gösterdiği kaydedilmiştir. CRSSBAM, en düşük bozulmayı dördüncü derecede üretmiştir. RSSBAM'de ise artan derecelerde 800 Hz altı bölgede meydana gelen bozulma azalmış, 800 Hz üstü bölgede meydana gelen bozulma artmıştır. En düşük alt frekans bozulması CRSSBAM'in dördüncü derecesinde, en düşük üst frekans bozulması ise CRSSBAM'in ikinci derecesinde kaydedilmiştir.

4.3. Sinyal Gürültü Oranı



Şekil 4.13 Yakın alan sinyal-gürültü oranı karşılaştırması



Şekil 4.14 Uzak alan sinyal-gürültü oranı karşılaştırması

Gerçekleştirilen sinyal-gürültü oranı ölçümleri, yakın ve uzak alanda benzer verilerle sonuçlanmıştır. İki modülasyon yöntemi de, yakın alanda 25 dB civarında sinyal-gürültü oranı üretirken, uzak alanda bu seviye 13 dB civarına düşmüştür. Dolayısıyla iki modülasyon yönteminin de yakın alanda gürültüye nazaran çok daha yüksek sinyal seviyesi ürettiğini söylemek mümkündür.

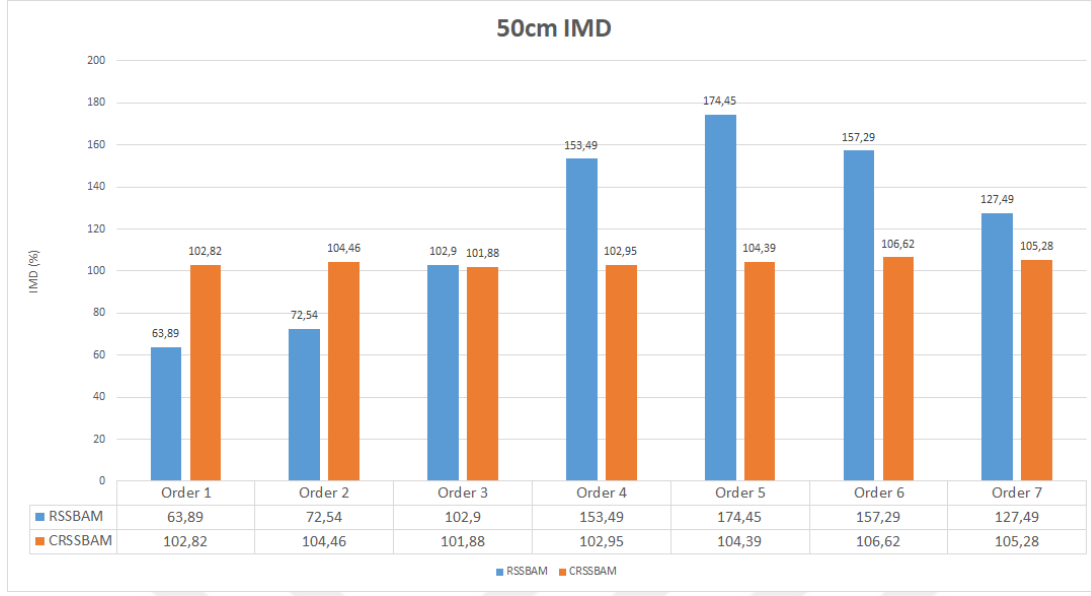
Yakın alanda, RSSBAM en yüksek sinyal-gürültü oranını birinci derecede 25,95 dB seviyesinde, en düşük sinyal-gürültü oranını ise altıncı derecede 24,72 dB

seviyesinde üretmiştir. Bu alanda CRSSBAM en yüksek sinyal-gürültü oranını ikinci derecede 27,74 dB seviyesinde, en düşük sinyal-gürültü oranını ise yedinci derecede 25,99 dB seviyesinde meydana getirmiştir. Yakın alanda eş dereceler arasında kıyaslama gerçekleştirildiğinde CRSSBAM'in en az 1,07 dB, en çok 2,26 dB seviyelerinde daha yüksek sinyal-gürültü oranı verdiği kaydedilmiştir. Dolayısıyla yakın alanda CRSSBAM'in daha yüksek sinyal-gürültü performansı kaydettiği söylenebilmektedir.

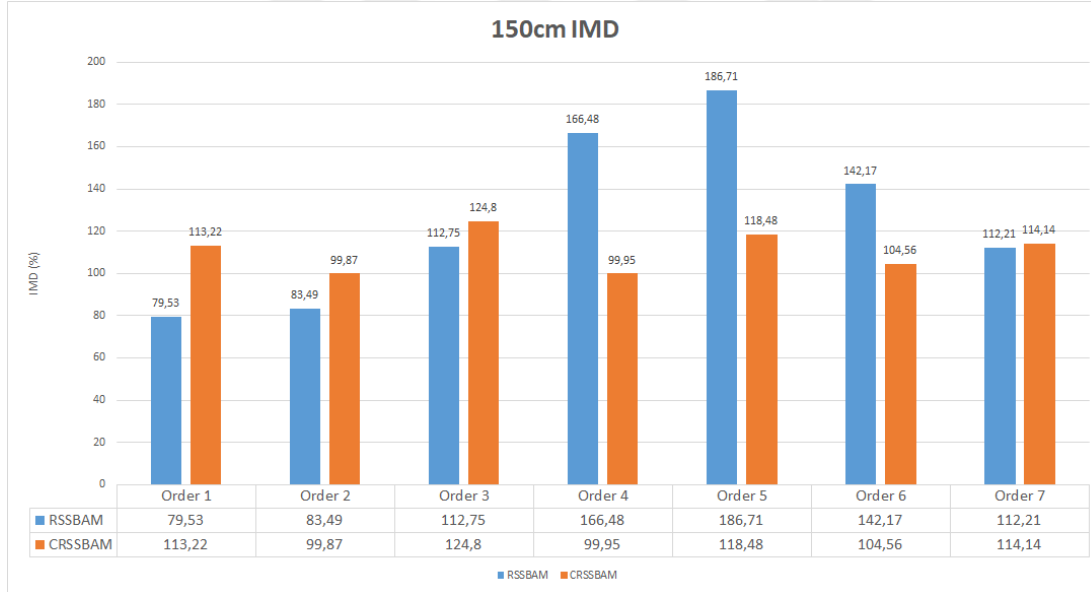
Uzak alanda ise RSSBAM en yüksek sinyal-gürültü oranını birinci derecede 14,53 dB seviyesinde, en düşük sinyal-gürültü oranını ise altıncı derecede 12,67 dB seviyesinde üretmiştir. CRSSBAM ise en yüksek sinyal-gürültü oranını 14,47 dB ile birinci derecede, en düşük sinyal-gürültü oranını 13,24 ile yedinci derecede kaydetmiştir. İki modülasyon yöntemi de uzak alanda oldukça daha düşük sinyal-gürültü oranı üretmiştir. Ancak CRSSBAM'in uzak alandaki sinyal kaybının RSSBAM'in sinyal kaybından daha yüksek olduğu söylenebilmektedir. Her ne kadar CRSSBAM uzak alanda daha fazla sinyal kaybına uğramışsa da, tüm dereceler göz önüne alınarak değerlendirildiğinde CRSSBAM'in uzak alanda da RSSBAM'den daha verimli olduğu gözlemlenmektedir.

Sinyal gürültü oranı ölçümleri sonucunda CRSSBAM'in sinyal verimliliği bağlamında RSSBAM'den daha yüksek performans ürettiği kaydedilmiştir. CRSSBAM, hem yakın alanda hem de uzak alanda RSSBAM'den daha yüksek sinyal-gürültü oranı üretmiştir. Ancak iki modülasyon yöntemi arasında yakın alanda [1,07 dB – 2,26 dB] aralığında gözlenen sinyal-gürültü oranı farkı, uzak alanda [0,06 dB – 0,82 dB] aralığında gözlenmiştir.

4.4. İntermodülasyon Bozulması



Şekil 4.15 Yakın alan intermodülasyon bozulması karşılaştırması



Şekil 4.16 Uzak alan intermodülasyon bozulması karşılaştırması

Gerçekleştirilen intermodülasyon bozulması ölçümleri sonucunda iki modülasyon yönteminin değişen modülasyon derecelerine farklı tepkiler verdiği gözlenmiştir.

Yakın alan intermodülasyon bozulması ölçümlerinde RSSBAM beşinci dereceye kadar dereceyle doğru orantıda artan bir intermodülasyon bozulması grafiği ortaya koymuştur. Elde edilen intermodülasyon bozulması beşinci dereceye kadar artmış, altıncı ve yedinci derecelerde azalmıştır. En düşük intermodülasyon bozulması birinci derecede %63,89 seviyesinde, en yüksek intermodülasyon bozulması ise beşinci

derecede %174,45 seviyesinde ölçülmüştür. CRSSBAM incelendiğinde yakın alanda modülasyon derecesinden neredeyse bağımsız bir intermodülasyon bozulması grafiği ile karşılaşılmasıdır. En düşük intermodülasyon bozulması üçüncü derecede %101,88 seviyesinde, en yüksek intermodülasyon bozulması ise yedinci derecede %105,28 seviyesinde ölçülmüştür. Elde edilen intermodülasyon bozulması değerleri yükselen modülasyon dereceleriyle oldukça az bir artış göstermiş, en yüksek değişim üçüncü ve yedinci derece arasında %3,4 seviyesinde kaydedilmiştir. %3,4'lük bu değişim, RSSBAM'in birinci ve beşinci dereceleri arasında kaydedilen %110,56'lık değişim ile kıyaslandığında oldukça göz ardı edilebilir görülmektedir.

Uzak alan ölçümlerinde iki modülasyon türü de yakın alan ölçümlerine benzer sonuç üretmiştir. RSSBAM yine beşinci dereceye kadar doğru orantıda artan ve beşinci dereceden itibaren azalan bir bozulma grafiği ortaya koymuş, CRSSBAM ise yine modülasyon derecelerinden neredeyse bağımsız bir bozulma kalıbı izlemiştir. RSSBAM, en düşük bozulmayı birinci derecede %79,53 seviyesinde, en yüksek bozulmayı ise beşinci derecede %186,71 seviyesinde üretmiştir. CRSSBAM ise en yüksek bozulmayı üçüncü derecede %124,8 seviyesinde, en düşük bozulmayı ikinci derecede %99,87 seviyesinde üretmiştir.

İntermodülasyon bozulması ölçümleri sonucunda iki modülasyon yönteminin birbirinden farklı bozulma yapılarına sahip olduğu saptanmıştır. RSSBAM yönteminde ölçülen bozulma değerleri modülasyon derecesi ile yakın bir ilişki içerisindeyken CRSSBAM yöntemi modülasyon derecesinden çok daha az miktarda etkilenen bir bozulma yapısına sahiptir. Yakın mesafe ölçümlerinde CRSSBAM'in beş farklı modülasyon derecesinde RSSBAM'den daha az bozulma ürettiği saptanmıştır. Ancak uzak mesafe ölçümlerinde CRSSBAM'in düşük bozulma ürettiği derece sayısı üçe inmiştir. Elde edilen bozulma yapılarının farklılığı iki modülasyon yöntemi arasında doğrudan bir karşılaştırma gerçekleştirmeyi güçleştirse de, CRSSBAM ve RSSBAM'in farklı kullanım biçimlerine sahip olabileceğine dair bir bulgu ortaya koymuştur.



5. SONUÇ

Bu çalışmada, ultrasonik modülasyon yöntemlerine ilişkin gerçekleştirilecek araştırmalarda kullanılmak üzere yeni bir yöntem olan CRSSBAM geliştirilmiştir. CRSSBAM, RSSBAM yönteminin önerdiği sinyal işleme şemasını temel almaktadır. RSSBAM yöntemi, havada meydana gelecek olan gürültünün hesaplanarak ana sese ters fazda eklenmesinin ve bu işlemin birçok derecede tekrarlanmasının yüksek sinyal verimliliği sağladığını göstermiştir. Çalışmanın hipotezi, bahsedilen gürültü hesaplamasının FIR filtreler ile gerçekleştirilmesinin verimli olacağı yönündedir. Önerilen CRSSBAM yönteminde RSSBAM'in ön bozulma yöntemi temel alınmış, ancak bozulmanın hesaplanmasında FIR filtrelere başvurulmuştur.

CRSSBAM yöntemi RSSBAM ile aynı akış şemasını kullanmasına rağmen, sinyal oluşturma süreçleri farklıdır. RSSBAM'de kullanılan "SSB Channel Model" in yerini, CRSSBAM'de "Convolutional Channel Model" almaktadır. Her iki sinyal işleme ünitesi de, giriş sinyalinin hava demodülasyonu sürecinde geçireceği değişiklikleri tespit etmektedir.

Convolutional Channel Model, giriş sinyalinin oluşturulan FIR filtre ile konvolve edilip normalize edilmesinden meydana gelmektedir. Giriş sinyalinin konvolüsyonu, sinyalin modellenmiş hava tepkisine maruz bırakılmasını sağlamaktadır. FIR filtreler her ne kadar genellikle doğrusal zamanda değişmez sistemlerin modellenmesinde kullanılsa da, bozulma hesaplamasında RSSBAM'de bulunan SSB Channel Model ile karşılaştırılabilir seviyede performans sağlayabilecekleri öngörülmüştür.

RSSBAM ve CRSSBAM yöntemlerinin karşılaştırılması sonucunda elde edilen bulgular, Bölüm 4'te ayrıntılı olarak verilmektedir. Modülasyon yöntemlerinin çeşitli parametrelere göre diğer yöntemden üstün sonuç verdiği alanlar incelenerek özetlenmiş; yakın alan için Çizelge 5.1'de, uzak alan için Çizelge 5.2'de sunulmuştur.

Çizelge 5.1 Yakın alan genel karşılaştırma

YAKIN ALAN		
	CRSSBAM	RSSBAM
Frekans Tepkisi	-	Yüksek frekans bölgesinde yüksek genlik
Toplam Harmonik Bozulma	Yüksek frekans bölgesinde az bozulma	Düşük frekans bölgesinde az bozulma
Sinyal Gürültü Oranı	Yüksek sinyal-gürültü oranı	-
İntermodülasyon Bozulması	Düşük intermodülasyon bozulması	-

Çizelge 5.2 Uzak alan genel karşılaştırma

UZAK ALAN		
	CRSSBAM	RSSBAM
Frekans Tepkisi	Düşük frekans bölgesinde yüksek genlik	Yüksek frekans bölgesinde yüksek genlik
Toplam Harmonik Bozulma	Farklı derecelerde en düşük yüksek ve düşük frekans bölgesi bozulması	İstikrarlı bozulma yapısı
Sinyal Gürültü Oranı	Yüksek sinyal-gürültü oranı	-
İntermodülasyon Bozulması	Dördüncü, beşinci ve altıncı derecelerde düşük intermodülasyon bozulması	Diğer derecelerde düşük intermodülasyon bozulması

Elde edilen sonuçlara göre, CRSSBAM'in yakın alanda RSSBAM'den çoğu noktada daha üstün performans ortaya koyduğu, uzak alanda ise RSSBAM ile karşılaştırılabilir performans gösterdiği gözlenmiştir.

Frekans tepkisi incelendiğinde yakın alanda RSSBAM yüksek frekans bölgesinde daha büyük genlikte sinyal üretmektedir, ancak uzak alanda düşük frekans bölgesini

CRSSBAM ve yüksek frekans bölgesini RSSBAM daha yüksek genlikle iletmiştir. Dolayısıyla uzak alanda frekans tepkisine göre tercih edilecek yöntemi, kullanım amacına göre değişmektedir. Ancak buna rağmen, CRSSBAM'in daha geniş bir oktav aralığında daha yüksek genlik sağladığı, bu sebeple müzik iletiminde uzak alanda üstün bir frekans tepkisi sunduğu söylenebilir.

Toplam harmonik bozulma ölçümlerinde yakın alanda düşük frekans bölgesinde CRSSBAM ve yüksek frekans bölgesinde RSSBAM daha düşük bozulma üretmiştir. Yakın alanda iki modülasyon yöntemi yine farklı avantajlar sunabilen bozulma yapıları göstermiştir. Ancak RSSBAM'in yüksek frekans bölgesinde gösterdiği yüksek bozulmanın periyodik olduğu gözlenmiştir. Bilindiği üzere, periyodik karakter gösteren bozulma ögeleri, geniş bir frekans bandına yayılmış bozulmadan daha sakıncalıdır (Katz, 2014). Dolayısıyla her ne kadar düşük frekans bölgesinde daha yüksek bozulma ortaya koyuyor olsa da, CRSSBAM'in yakın alanda müzik iletimine daha uygun bir sonuç sunduğu düşünülmektedir.

Sinyal-gürültü oranı ölçümleri, hem yakın alanda hem uzak alanda neredeyse her derecede CRSSBAM'in daha yüksek sinyal ilettiğini göstermiştir. Dolayısıyla CRSSBAM'in düşük gürültülü müzik iletimi için daha iyi bir modülasyon yöntemi olduğu ortaya çıkmıştır.

İntermodülasyon bozulması ölçümleri ise pek çok derecede CRSSBAM'in daha düşük bozulma sunduğunu göstermiştir. Öte yandan, CRSSBAM düşük bozulma sunmasının yanı sıra oldukça sabit bir bozulma yapısı göstermiştir. Artan modülasyon dereceleri, CRSSBAM'in sebep olduğu intermodülasyon bozulmasına büyük oranda etki etmemiştir. Bu sonuç, hem CRSSBAM'in daha az intermodülasyon bozulması barındıran müzik iletimi için daha iyi bir modülasyon yöntemi olduğunu göstermekte, hem de FIR tabanlı modülasyon yöntemlerinin yüksek derecelerde daha istikrarlı sonuç doğurabileceğine işaret etmektedir.

Tez kapsamında geliştirilen CRSSBAM yöntemi, yeni bir teknik öneren bir prototiptir. CRSSBAM'de kullanılmak üzere üretilen FIR filtre, çalışma kısıtlılıkları dolayısıyla oldukça temel bir teknikle geliştirilmiştir. Dolayısıyla bu çalışmada önerilen CRSSBAM yöntemi, iki yönden geliştirilebilir durumdadır:

Öncelikle, mevcut Convolutional Channel Model sisteminde kullanılan SSBAM Response filtresinin elde edilmesinde dürtü tepkisi 0 ms noktasından önceki bölgede rectangular pencere ile, 60 ms noktasından sonraki bölgede ise *Tukey* pencere ile pencerelenmiştir. $t = 0$ bölgesinin öncesinde ve sonrasında daha farklı süre ve algoritma kullanılarak gerçekleştirilecek çerçeveleme yöntemleri, SSBAM Response

filtresinin yapısını değiştirerek elde edilen n bozulmayı farklılaştıracaktır. Meydana gelen değişiklik CRSSBAM vasıtasıyla elde edilen sesin frekans tepkisini ve bozulma yapısını büyük oranda değiştirebilecektir. Başka bir ifade ile, bu çalışmada çerçeveleme [0 ms Rectangular – 60 ms Tukey] olarak belirlenmiş ve ölçümler bu parametrelerle gerçekleştirilmiştir. Ancak farklı çerçeveleme yöntemlerinin kullanılıp ölçülmesiyle CRSSBAM yönteminde kullanılacak en verimli çerçeveleme yönteminin elde edilmesi, dolayısıyla daha verimli bir CRSSBAM yöntemine ulaşılması mümkündür.

Diğer yandan, bahsedildiği üzere, bir sistemin sinüs tarama yöntemi ile elde edilen tek impulse response vasıtasıyla modellenmesi, genellikle doğrusal zamanda değişmeyen sistemler için kullanılan bir yöntemdir. Bilindiği üzere, hava yüksek genlikli ultrasonik sesi doğrusal olmayan tepkisi vasıtasıyla demodüle etmektedir. Dolayısıyla mevcut yöntemde elde edilen FIR filtre, havanın tepkisini tam olarak ifade etmek için yeterli değildir. Filtre, çalışmanın sınırlılıkları kapsamında yeni bir modülasyon yöntemine işaret edilebileceğini ortaya koymak amacıyla geliştirilmiştir. Doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesine yönelik dürtü tepkisi tabanlı karmaşık yöntemlerin (Kemper, 2022) kullanılması vasıtasıyla filtre performansının artırılması mümkün olabilecektir.

Elde edilen sonuçlar ışığında, üretilen CRSSBAM yönteminin bir prototip olmasına rağmen çeşitli kullanım amaçları için RSSBAM yönteminden daha üstün performans gösterdiği tespit edilmiştir. Ayrıca, FIR filtrelerin hava tepkisini modellemekte mevcut RSSBAM yönteminden üstün sonuçlar kaydedebileceği kanıtlanmıştır. Böylece, FIR filtrelerin ultrasonik modülasyon alanında yüksek verimle kullanılabileceği, FIR filtrelere dayanan daha gelişmiş ve daha yüksek performanslı yeni ultrasonik modülasyon yöntemleri retilabileceği ortaya koyulmuştur.

KAYNAKÇA

- Bader, R. (Ed.). (2018). *Springer Handbook of Systematic Musicology*. Springer Handbooks. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg. doi:10.1007/978-3-662-55004-5
- Bellin, J. L. S. ve Beyer, R. T. (1960). Scattering of Sound by Sound. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 32(3), 339-341. doi:10.1121/1.1908053
- Bellin, J. L. S. ve Beyer, R. T. (1962). Experimental Investigation of an End-Fire Array. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 34(8), 1051-1054. doi:10.1121/1.1918243
- Bennett, M. B. ve Blackstock, D. T. (1975). Parametric array in air. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 57(3), 562-568. doi:10.1121/1.380484
- Beranek, L. L. ve Mellow, T. J. (2019). *Acoustics: Sound fields, transducers and vibration* (Second edition.). London San Diego, CA Cambridge, MA Kidlington, Oxford: Academic Press, an imprint of Elsevier.
- Berktaş, H. O. (1965a). Possible exploitation of non-linear acoustics in underwater transmitting applications. *Journal of Sound and Vibration*, 2(4), 435-461. doi:10.1016/0022-460X(65)90122-7
- Berktaş, H. O. (1965b). Possible exploitation of non-linear acoustics in underwater transmitting applications. *Journal of Sound and Vibration*, 2(4), 435-461. doi:10.1016/0022-460X(65)90122-7
- Berktaş, H. O. ve Al-Temimi, C. A. (1971). Scattering of Sound by Sound. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 50(1B), 181-187. doi:10.1121/1.1912618
- Blackstock, D. T. (1997). Audio application of the parametric array. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 102(5_Supplement), 3106-3106. doi:10.1121/1.420530
- Choi, K. ve Liu, H. (Ed.). (2016). Hilbert Transform, Analytic Signal, and SSB Modulation. *Problem-Based Learning in Communication Systems Using Matlab and Simulink* içinde (1. bs., ss. 109-122). Wiley. doi:10.1002/9781119060239.ch11
- Couch, L. W. (2013). *Digital and analog communication systems* (8th ed.). Upper Saddle River, N.J: Pearson.
- Croft, J. J. ve Norris, J. O. (2001). Theory, History and the Advancement of Parametric Loudspeakers. American Technology Corporation.
- Croft, J. J., Spencer, M. E. ve Norris, J. O. (2003, 24 Haziran). Modulator processing for a parametric speaker system. <https://patents.google.com/patent/US6584205B1/en> adresinden erişildi.
- Dean, L. W. (1960). Scattering of Sound by Sound. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 32(7_Supplement), 934-934. doi:10.1121/1.1936544
- Distortion Graph. (t.y.). 19 Temmuz 2024 tarihinde https://www.roomeqwizard.com/help/help_en-GB/html/graph_distortion.html adresinden erişildi.
- Eargle, J. M. (1995). *Music, Sound, and Technology*. Boston, MA: Springer US. doi:10.1007/978-1-4757-5936-5
- Farias, F. ve Abdulla, W. (2015). On Rayleigh distance and absorption length of parametric loudspeakers. *2015 Asia-Pacific Signal and Information*

- Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA)* içinde (ss. 1262-1265). 2015 Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA), sunulmuş bildiri, Hong Kong: IEEE. doi:10.1109/APSIPA.2015.7415476
- Farina, A. (2000). Simultaneous Measurement of Impulse Response and Distortion with a Swept-Sine Technique (ss. 19-22). AES 108th Convention 2000, Paris, sunulmuş bildiri, Paris.
- Faruque, S. (2017). *Radio Frequency Modulation Made Easy*. SpringerBriefs in Electrical and Computer Engineering. Cham: Springer International Publishing. doi:10.1007/978-3-319-41202-3
- Gallego-Juarez, J. A., Rodriguez-Corral, G. ve Gaete-Garreton, L. (1978). An ultrasonic transducer for high power applications in gases. *Ultrasonics*, 16(6), 267-271. doi:10.1016/0041-624X(78)90053-7
- Gan, W.-S., Tan, E.-L. ve Kuo, S. (2011). Audio Projection: Directional Sound and Its Applications in Immersive Communication. *IEEE Signal Processing Magazine*, 28(1), 43-57. doi:10.1109/MSP.2010.938755
- Gan, W.-S., Yang, J. ve Kamakura, T. (2012). A review of parametric acoustic array in air. *Applied Acoustics*, 73(12), 1211-1219. doi:10.1016/j.apacoust.2012.04.001
- Garrett, S. L. (2017). *Understanding Acoustics: An Experimentalist's View of Acoustics and Vibration*. Graduate Texts in Physics. Cham: Springer International Publishing. doi:10.1007/978-3-319-49978-9
- Gazi, O. (2018). *Understanding Digital Signal Processing*. Springer Topics in Signal Processing (C. 13). Singapore: Springer Singapore. doi:10.1007/978-981-10-4962-0
- Hall, J. E. ve Guyton, A. C. (2011). *Guyton and Hall textbook of medical physiology* (12th ed.). Philadelphia, Pa: Saunders/Elsevier.
- Hartmann, W. M. (2013). *Principles of Musical Acoustics*. Undergraduate Lecture Notes in Physics. New York, NY: Springer New York. doi:10.1007/978-1-4614-6786-1
- Ingard, U. ve Pridmore-Brown, D. C. (1956). Scattering of Sound by Sound. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 28(3), 367-369. doi:10.1121/1.1908332
- Ji, P., Gan, W.-S., Tan, E.-L. ve Yang, J. (2010). Performance analysis on recursive single-sideband amplitude modulation for parametric loudspeakers. *2010 IEEE International Conference on Multimedia and Expo* içinde (ss. 748-753). 2010 IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME), sunulmuş bildiri, Singapore, Singapore: IEEE. doi:10.1109/ICME.2010.5583814
- Jones, J. P. ve Beyer, R. T. (1970). Scattering of Sound by Sound. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 48(1B), 398-402. doi:10.1121/1.1912141
- Kamakura, T., Yoneyama, M. ve Ikegaya, K. (1984). Developments of Parametric Loudspeaker for Practical Use. *Proceedings of the 10th International Symposium on Nonlinear Acoustics* içinde . Osaka University.
- Katz, B. (2014). *Mastering Audio: The Art and the Science* (3rd edition.). Burlington, MA: Routledge.
- Kemper, C. (2022, 10 Nisan). Method for adapting a sound converter to a reference sound converter.

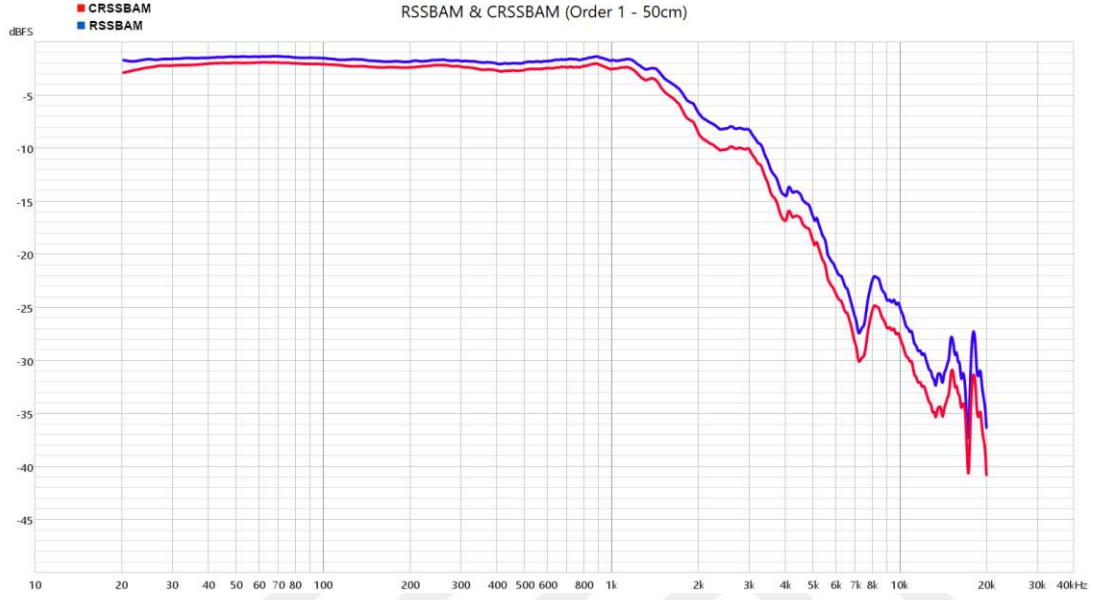
- Kuutti, J., Leiwo, J. ve Sepponen, R. (2014). Local Control of Audio Environment: A Review of Methods and Applications. *Technologies*, 2(1), 31-53. doi:10.3390/technologies2010031
- Kuznetsov, V. P. (1971). Equations of Nonlinear Acoustics. *Soviet Physics Acoustics*, 16, 467-470.
- Lamb, H. (1910). *The dynamical theory of sound*. University of Michigan Library.
- Lighthill, M. J. (1952). On Sound Generated Aerodynamically. I. General Theory. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Mathematical and Physical Sciences*, 211(1107), 564-587.
- Lighthill, M. J. (1954). On Sound Generated Aerodynamically. II. Turbulence as a Source of Sound. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Mathematical and Physical Sciences*, 222(1148), 1-32.
- Long, M. (2014). *Architectural acoustics* (2nd edition.). Boston: Elsevier/Academic Press.
- Marathe, V. A. (2019). *Analog single sideband-pulse width modulation processor for parametric acoustic arrays*. California Polytechnic State University, San Luis Obispo.
- Matsui, T., Ikefuji, D., Nakayama, M. ve Nishiura, T. (2013). A design of audio spot based on separating emission of the carrier and sideband waves. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 133(5_Supplement), 3303-3303. doi:10.1121/1.4805470
- Mei, S., Xu, H., Hu, Y., Alkahtani, M. ve Wang, Y. (2023). The Parametric Array Speaker: A Review. C. Hu ve W. Cao (Ed.), *Conference Proceedings of 2022 2nd International Joint Conference on Energy, Electrical and Power Engineering* içinde , Lecture Notes in Electrical Engineering (C. 1060, ss. 1254-1271). Singapore: Springer Nature Singapore. doi:10.1007/978-981-99-4334-0_149
- Meyer, J. (2009). *Acoustics and the performance of music: Manual for acousticians, audio engineers, musicians, architects and musical instruments makers*. Modern acoustics and signal processing (5. ed.). New York, NY: Springer.
- Müller, S. ve Massarani, P. (2001). Transfer Function Measurement with Sweeps. *Journal of the Audio Engineering Society. Audio Engineering Society*, 49(6).
- Oppenheim, A. V. ve Schaffer, R. W. (Ed.). (2010). *Discrete-time signal processing*. Prentice Hall signal processing series (3. ed.). Upper Saddle River Munich: Pearson.
- Pompei, F. J. (1999). The Use of Airborne Ultrasonics for Generating Audible Sound Beams. *J. AudioEng. Soc.*, 47(9), 726.
- Sakai, S., Kamakura, T., Enflo, B., Hedberg, C. M. ve Kari, L. (2008). Dynamic single sideband modulation for realizing parametric loudspeaker. *AIP Conference Proceedings* içinde (C. 1022, ss. 613-616). NONLINEAR ACOUSTICS - FUNDAMENTALS AND APPLICATIONS: 18th International Symposium on Nonlinear Acoustics - ISNA 18, sunulmuş bildiri, Stockholm (Sweden): AIP. doi:10.1063/1.2956299
- San Martín, R., Tello, P., Valencia, A. ve Marzo, A. (2020). Experimental Evaluation of Distortion in Amplitude Modulation Techniques for Parametric Loudspeakers. *Applied Sciences*, 10(6), 2070. doi:10.3390/app10062070
- Schellekens, D. H. M., Moller, M. B. ve Olsen, M. (2016). Time domain acoustic contrast control implementation of sound zones for low-frequency input

- signals. *2016 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)* içinde (ss. 365-369). 2016 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), sunulmuş bildiri, Shanghai: IEEE. doi:10.1109/ICASSP.2016.7471698
- Shi, C. ve Gan, W.-S. (2010). Development of Parametric Loudspeaker. *IEEE Potentials*, 29(6), 20-24. doi:10.1109/MPOT.2010.938148
- Smith, J. O. (2007). *Introduction to Digital Filters: With Audio Applications*. Stanford, Calif: W3K Publishing.
- Smith, J. O. (2011). *Spectral Audio Signal Processing*. Stanford, Calif: W3K Publishing.
- Smith, S. W. (1999). *The scientist and engineer's guide to digital signal processing* (2nd edition.). San Diego (Calif.): California Technical Pub.
- Tan, E.-L., Gan, W. S. ve Yang, J. (2008). Preprocessing techniques for parametric loudspeakers (ss. 1204-1208). 2008 International Conference on Audio, Language and Image Processing (ICALIP), sunulmuş bildiri, Shanghai, China: IEEE. doi:10.1109/ICALIP.2008.4590234
- Tan, E.-L., Gan, W.-S., Ji, P. ve Yang, J. (2008). Distortion Analysis and Reduction for the Parametric Array.
- Temme, S. F. (1993). How To Graph Distortion Measurements. 94th AES Convention, sunulmuş bildiri, Berlin.
- Thuras, A. L., Jenkins, R. T. ve O'Neil, H. T. (1935). Extraneous Frequencies Generated in Air Carrying Intense Sound Waves. *The Journal of the Acoustical Society of America*, VI, 173.
- Vorländer, M. (2020). *Auralization: Fundamentals of Acoustics, Modelling, Simulation, Algorithms and Acoustic Virtual Reality*. RWTHeDition. Cham: Springer International Publishing. doi:10.1007/978-3-030-51202-6
- Vorländer, M. ve Kob, M. (1997). Practical aspects of MLS measurements in building acoustics. *Applied Acoustics*, 52(3-4), 239-258. doi:10.1016/S0003-682X(97)00029-7
- Wang, X. (2014). *Model Based Signal Enhancement for Impulse Response Measurement*. Berlin: Logos Verlag Berlin.
- Westervelt, P. J. (1957). Scattering of Sound by Sound. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 29(2), 199-203. doi:doi.org/10.1121/1.1908830
- Westervelt, P. J. (1963). Parametric Acoustic Array. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 35(4), 535-537. doi:10.1121/1.1918525
- Yang, J., Gan, W.-S., Tan, K.-S. ve Er, M.-H. (2005). Acoustic beamforming of a parametric speaker comprising ultrasonic transducers. *Sensors and Actuators A: Physical*, 125(1), 91-99. doi:10.1016/j.sna.2005.04.037
- Yang, J., Wu, M. ve Han, L. (2022). A Review of Sound Field Control. *Applied Sciences*, 12(14), 7319. doi:10.3390/app12147319
- Yoneyama, M., Fujimoto, J., Kawamo, Y. ve Sasabe, S. (1983). The audio spotlight: An application of nonlinear interaction of sound waves to a new type of loudspeaker design. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 73(5), 1532-1536. doi:10.1121/1.389414
- Zhou, H., Huang, S. H. ve Li, W. (2020). Parametric Acoustic Array and Its Application in Underwater Acoustic Engineering. *Sensors*, 20(7), 2148. doi:10.3390/s20072148

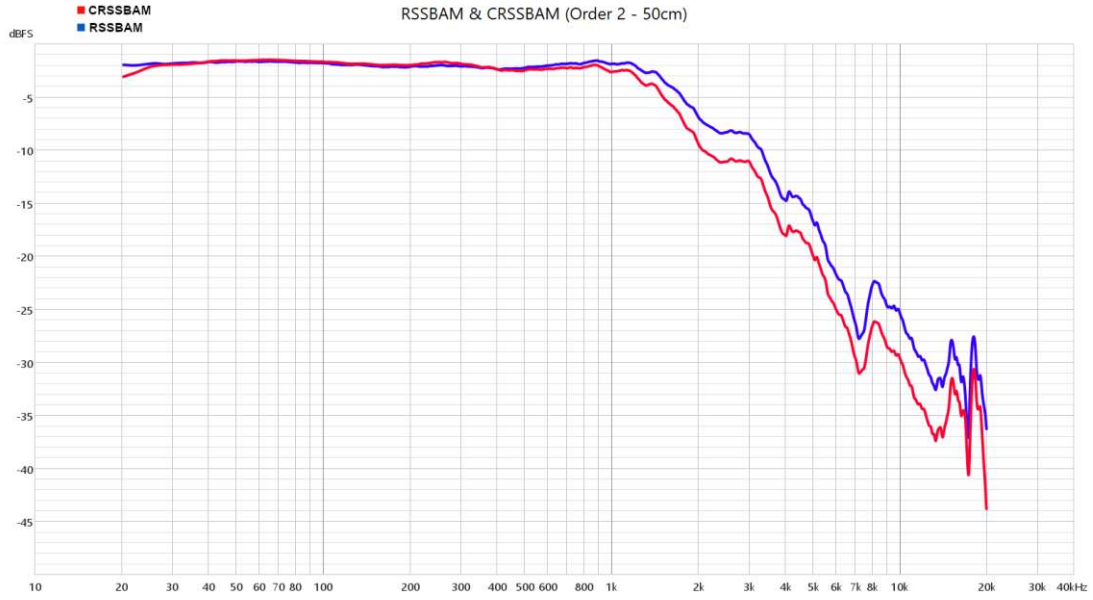
EKLER



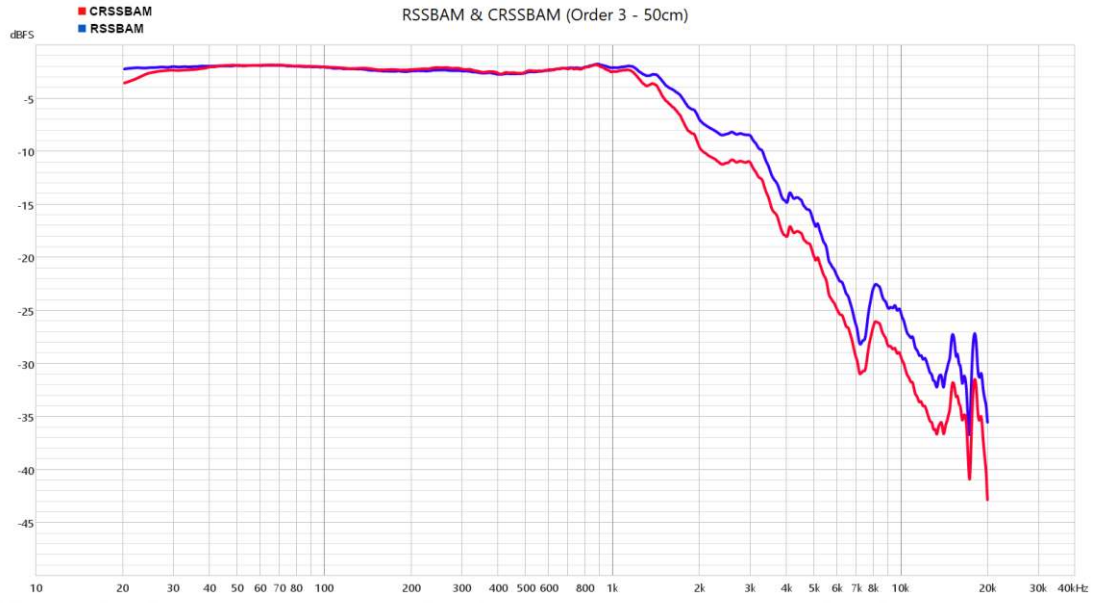
EK A Yakın Alan Frekans Tepkisi



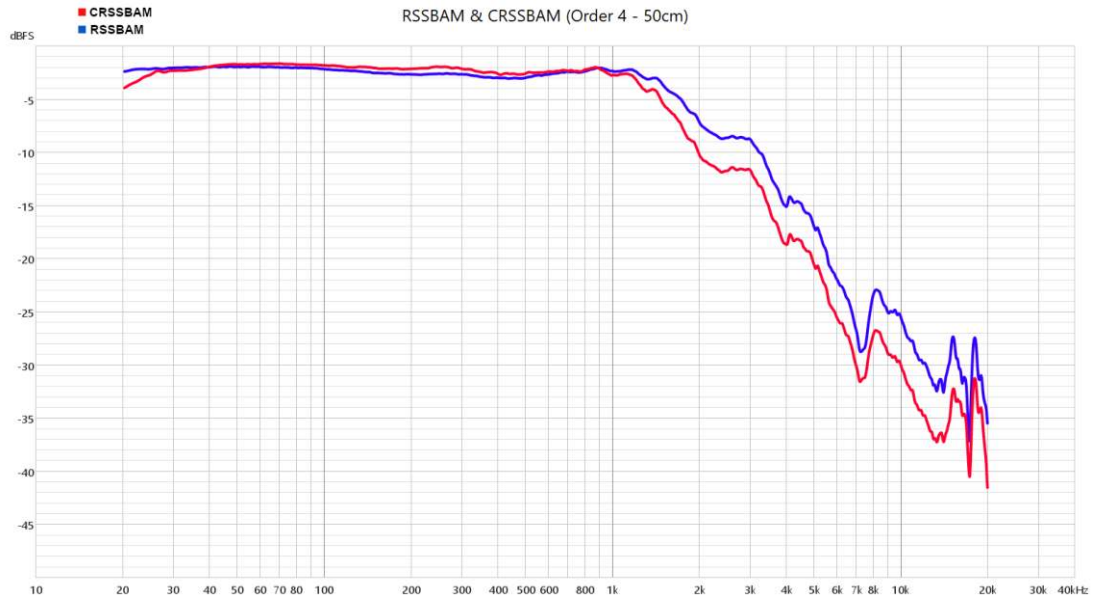
Şekil A.1 50 cm birinci derece frekans tepkisi karşılaştırması



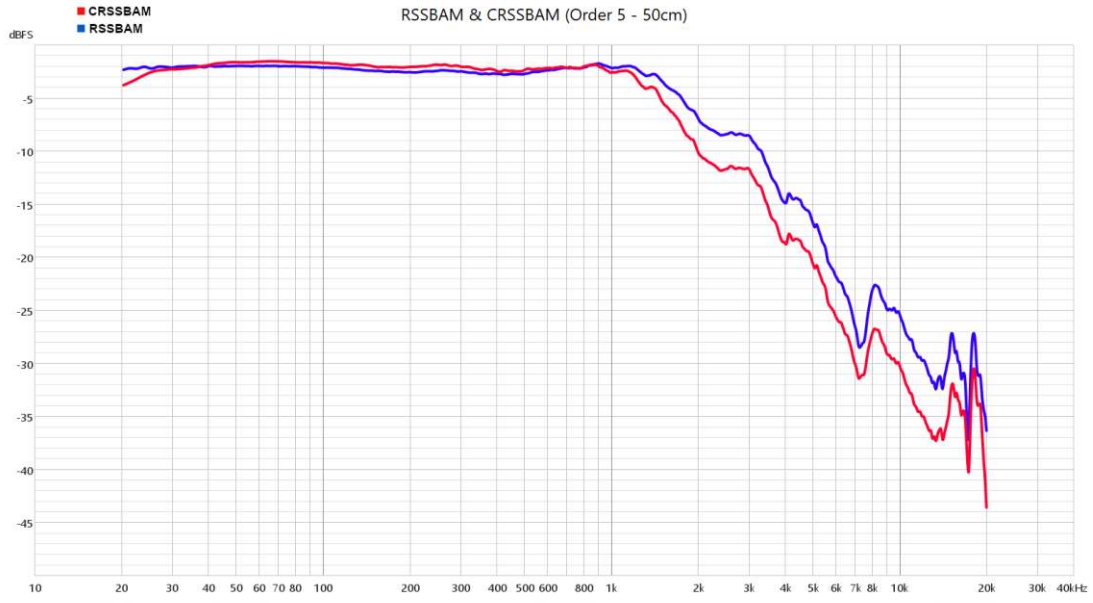
Şekil A.2 50 cm ikinci derece frekans tepkisi karşılaştırması



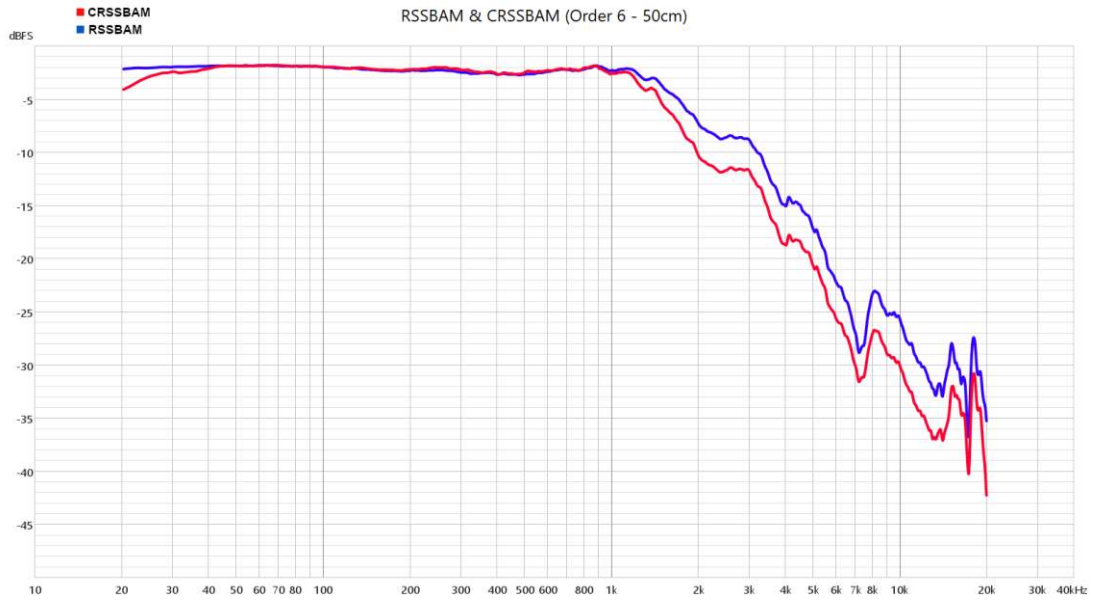
Şekil A.3 50 cm üçüncü derece frekans tepkisi karşılaştırması



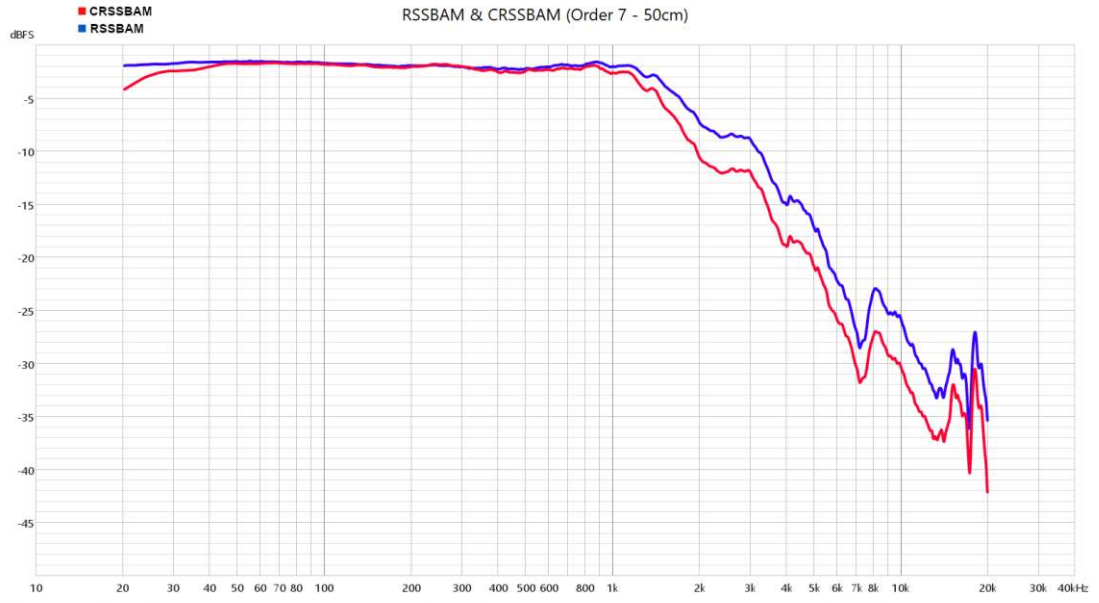
Şekil A.4 50 cm dördüncü derece frekans tepkisi karşılaştırması



Şekil A.5 50 cm beşinci derece frekans tepkisi karşılaştırması

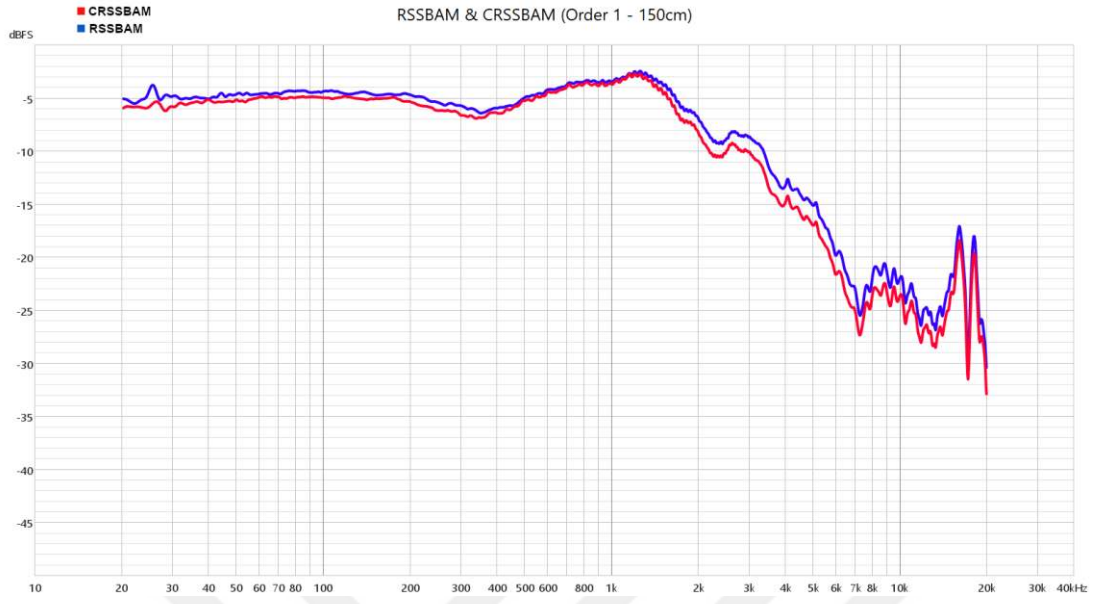


Şekil A.6 50 cm altıncı derece frekans tepkisi karşılaştırması

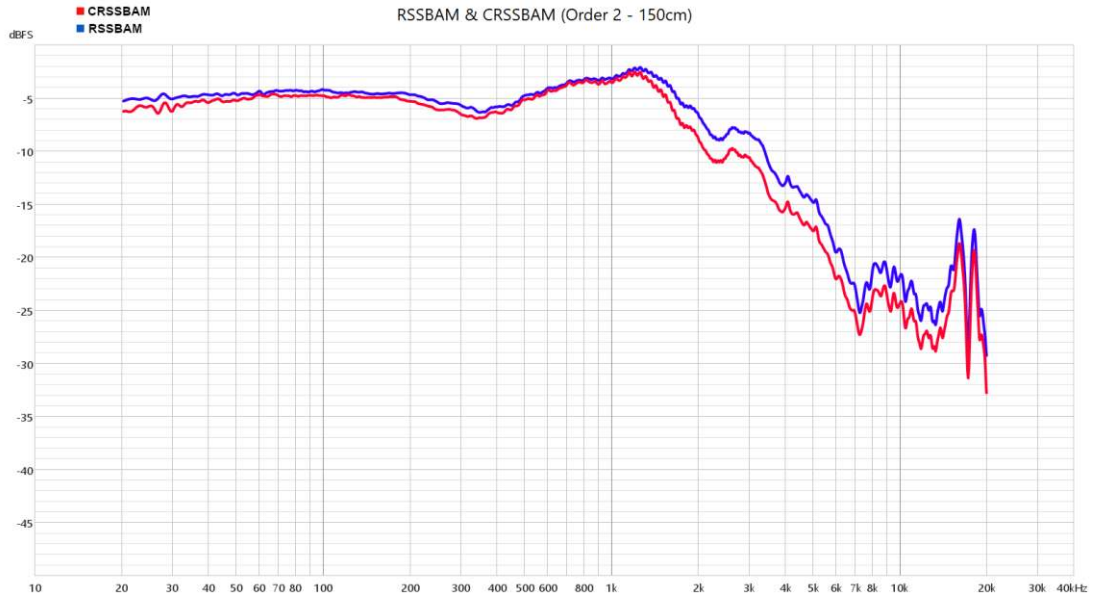


Şekil A.7 50 cm yedinci derece frekans tepkisi karşılaştırması

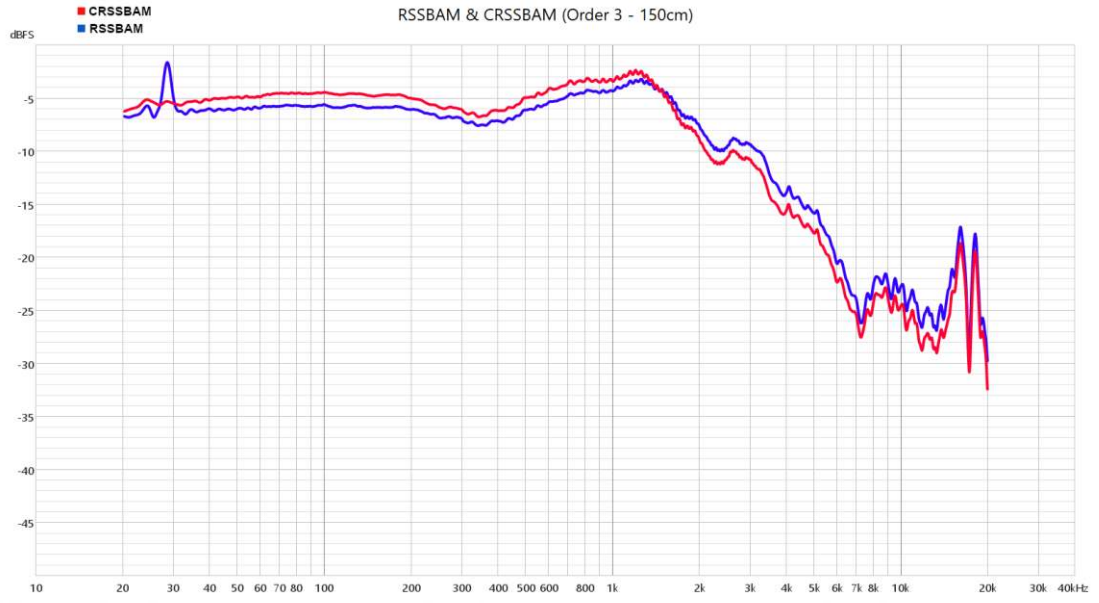
EK B Uzak Alan Frekans Tepkisi



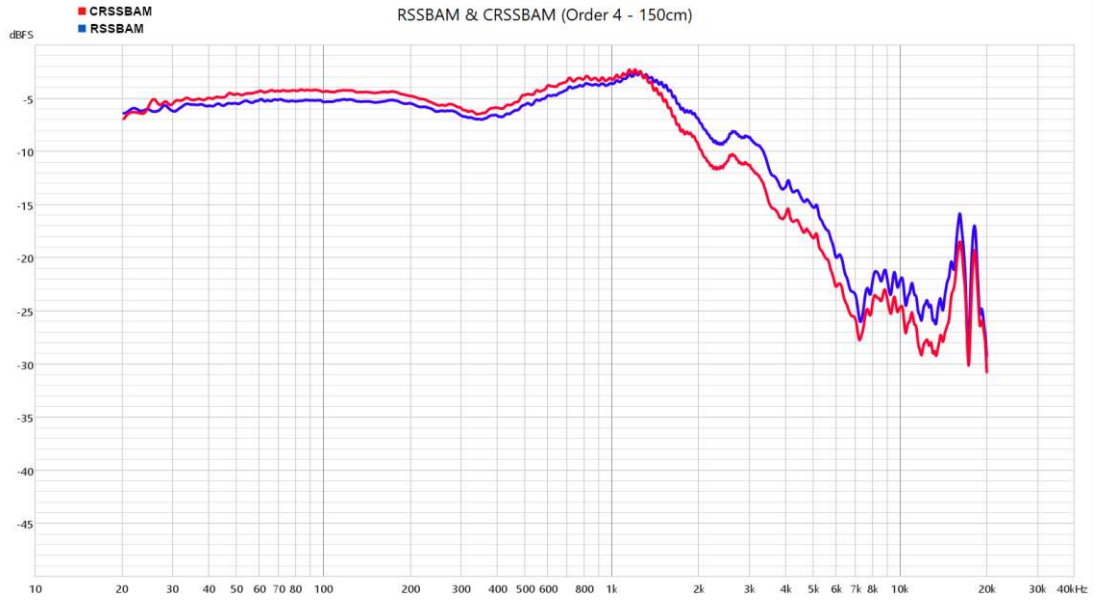
Şekil B.1 150 cm birinci derece frekans tepkisi karşılaştırması



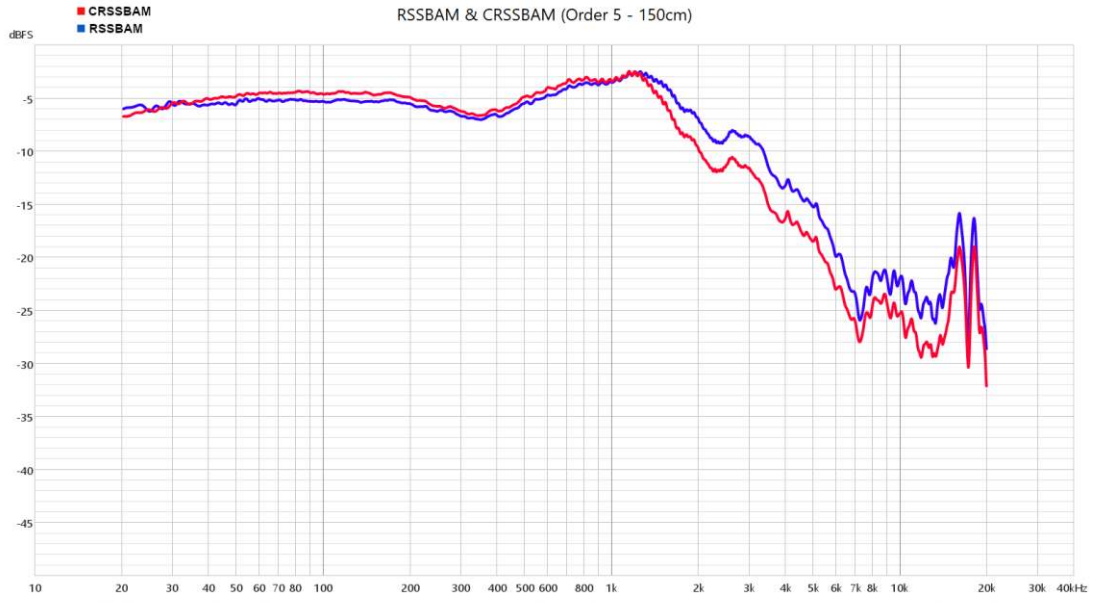
Şekil B.2 150 cm ikinci derece frekans tepkisi karşılaştırması



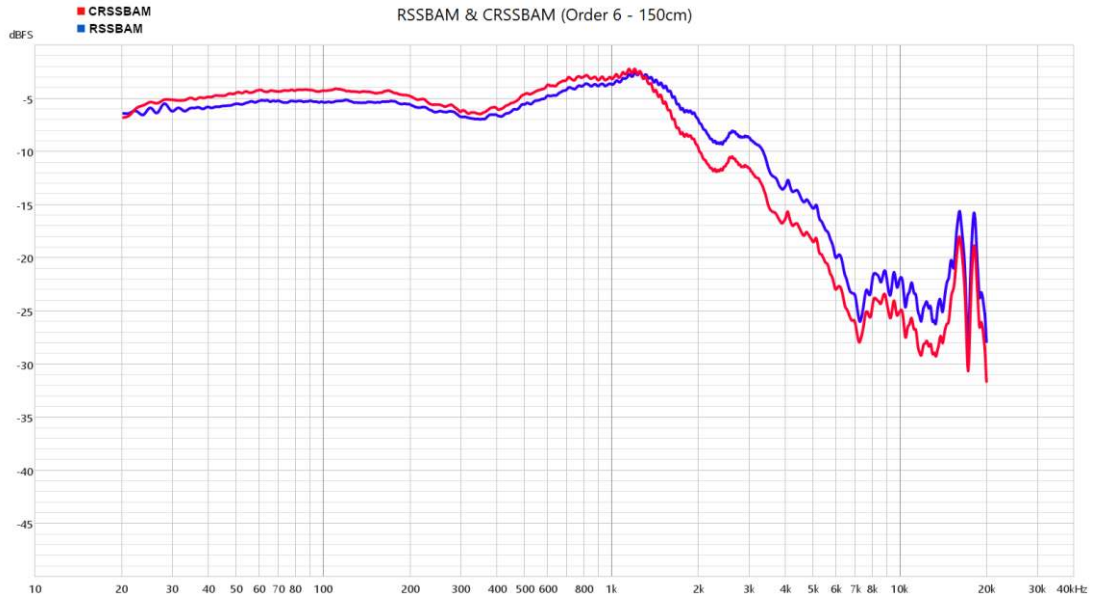
Şekil B.3 150 cm üçüncü derece frekans tepkisi karşılaştırması



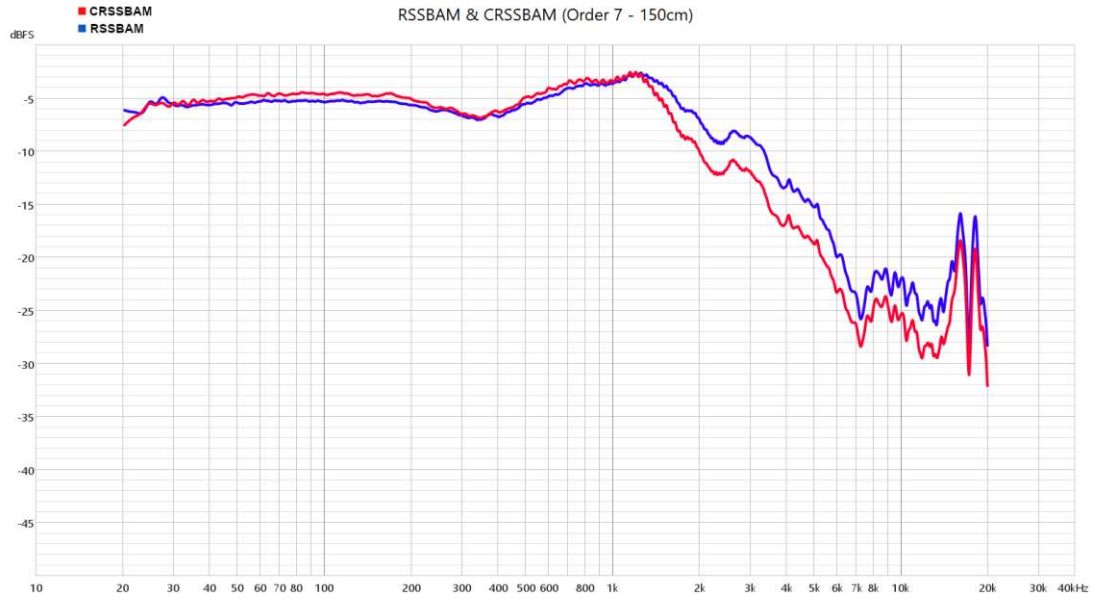
Şekil B.4 150 cm dördüncü derece frekans tepkisi karşılaştırması



Şekil B.5 150 cm beşinci derece frekans tepkisi karşılaştırması



Şekil B.6 150 cm altıncı derece frekans tepkisi karşılaştırması

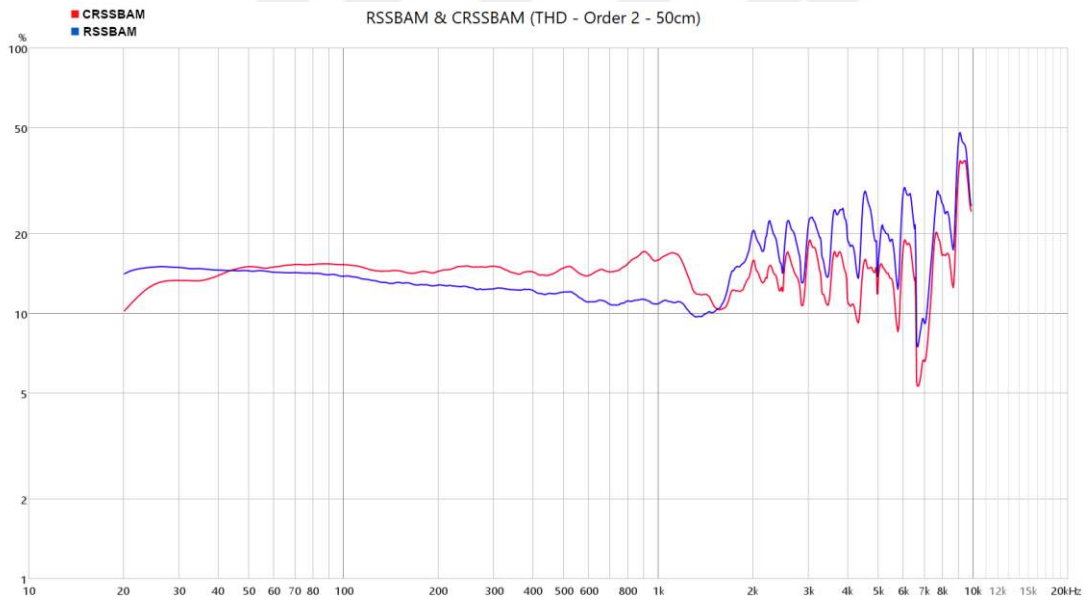


Şekil B.7 150 cm yedinci derece frekans tepkisi karşılaştırması

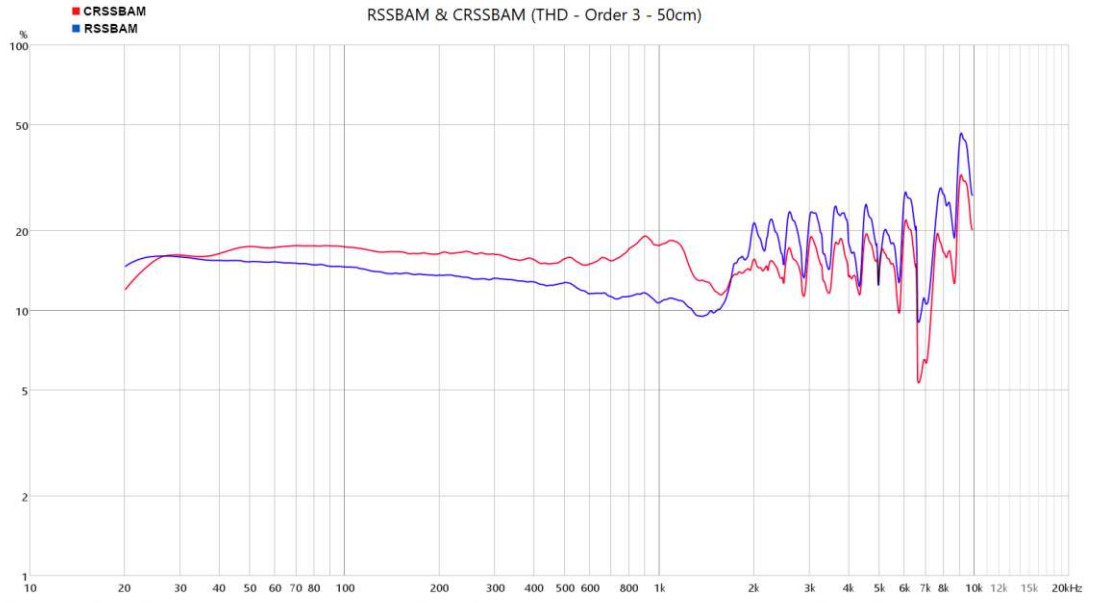
EK C Yakın Alan Toplam Harmonik Bozulma



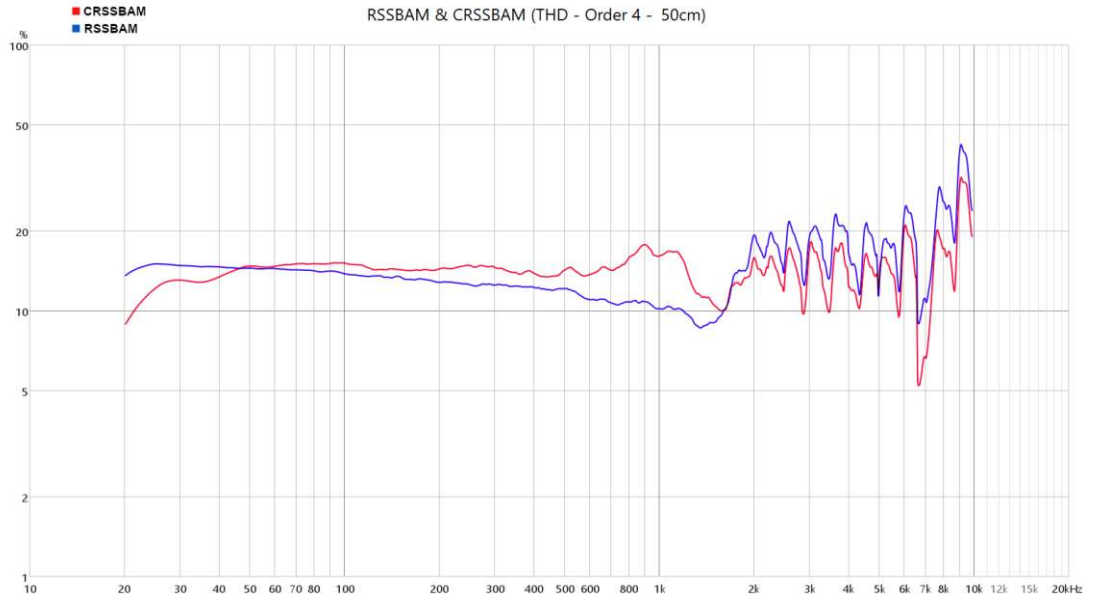
Şekil C.1 50 cm birinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



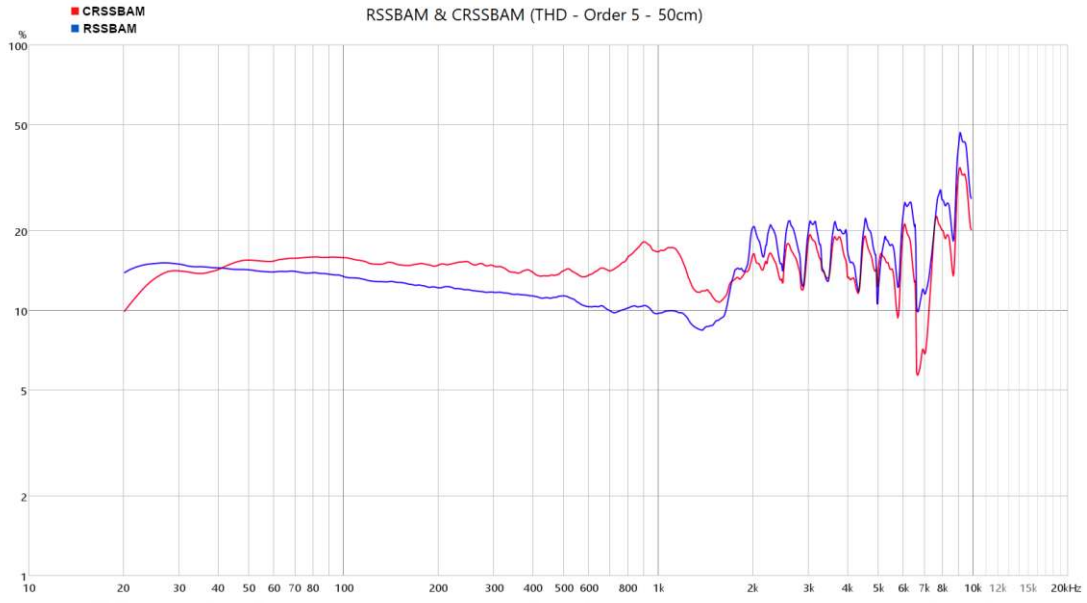
Şekil C.2 50 cm ikinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



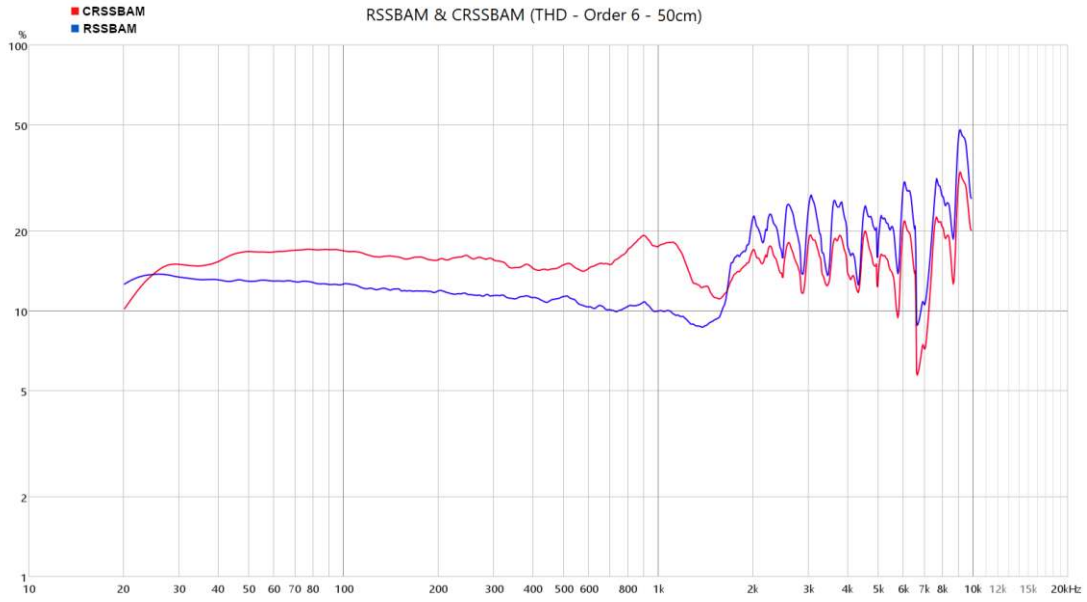
Şekil C.3 50 cm üçüncü derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



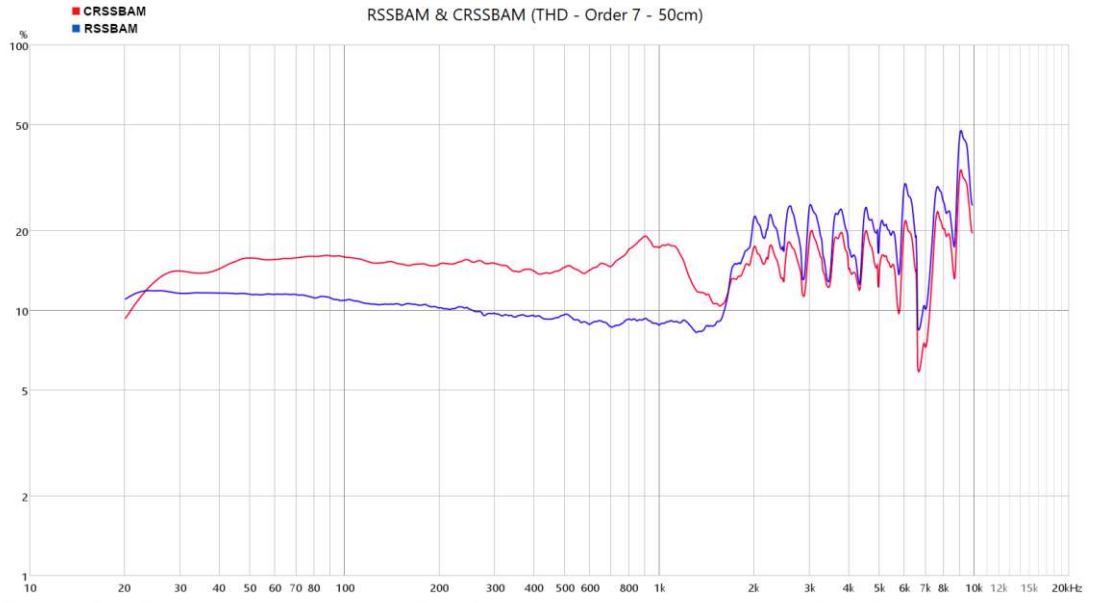
Şekil C.4 50 cm dördüncü derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



Şekil C.5 50 cm beşinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması

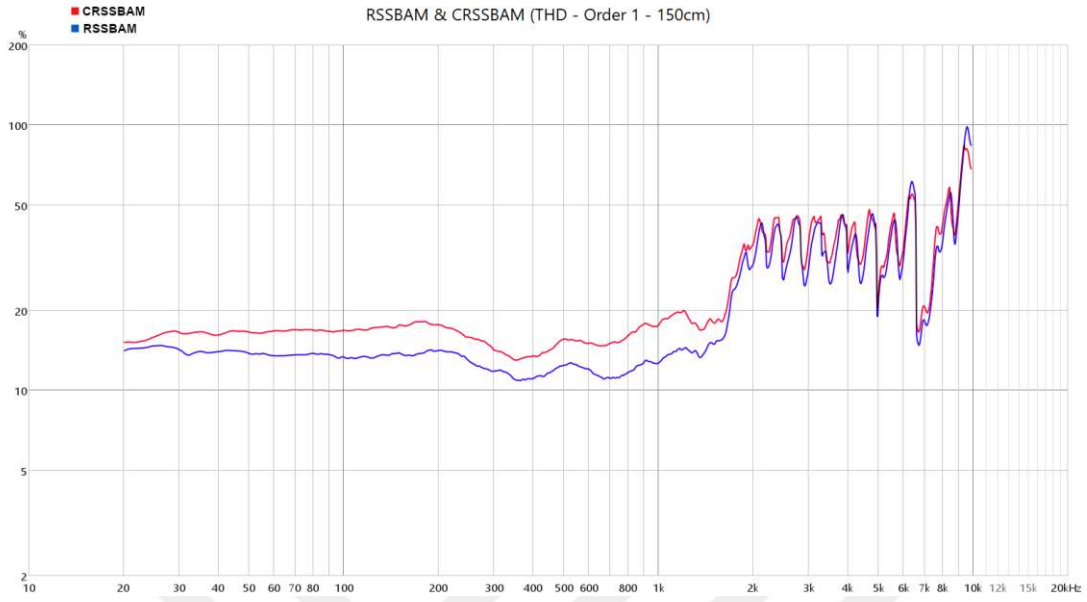


Şekil C.6 50 cm altıncı derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması

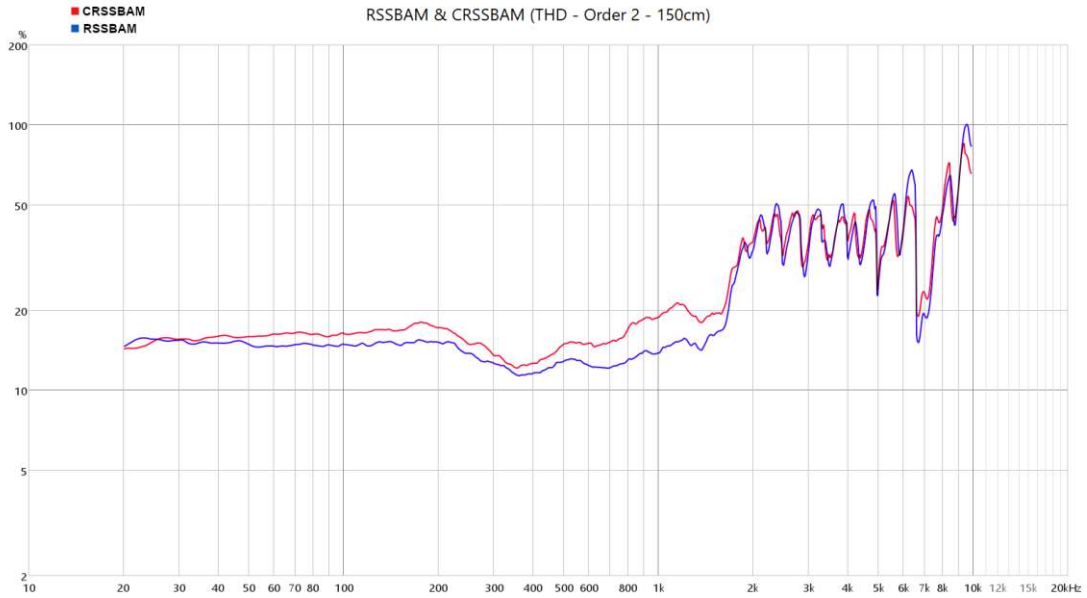


Şekil C.7 50 cm yedinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması

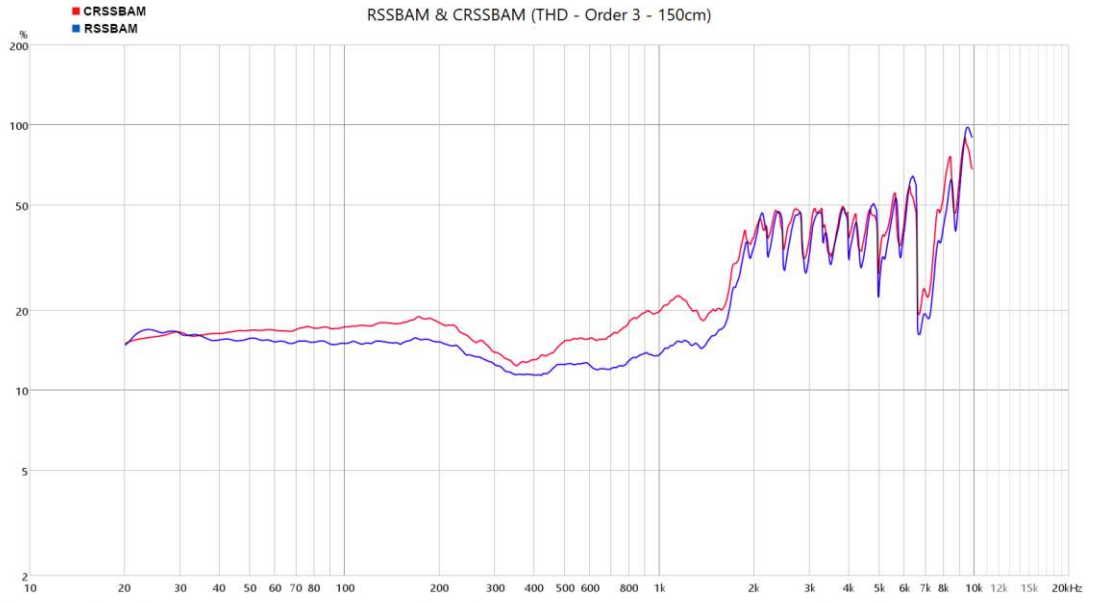
EK D Uzak Alan Toplam Harmonik Bozulma



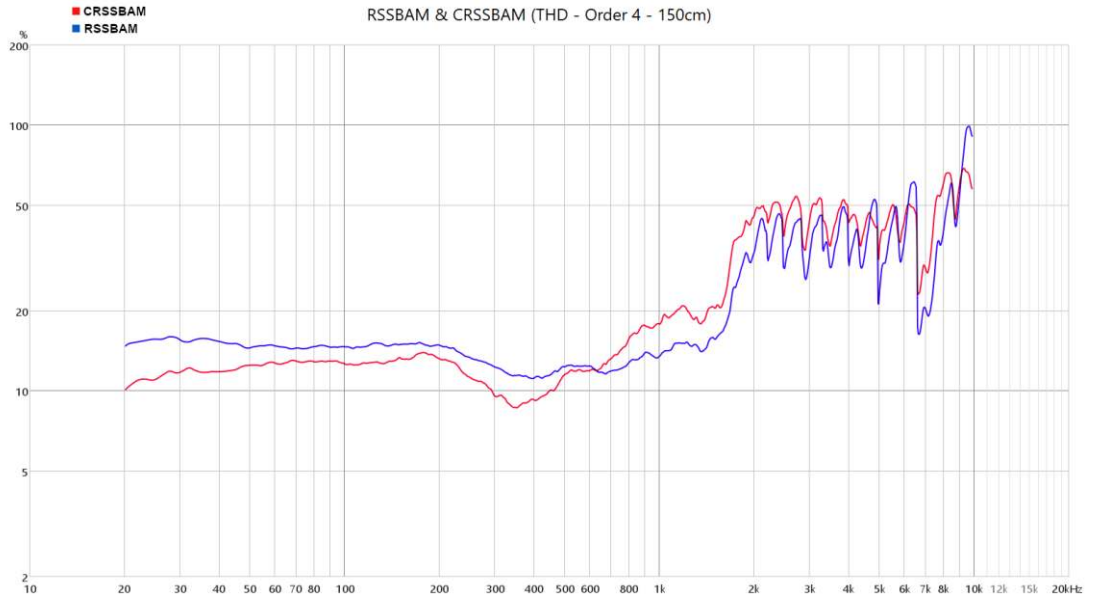
Şekil D.1 150 cm birinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



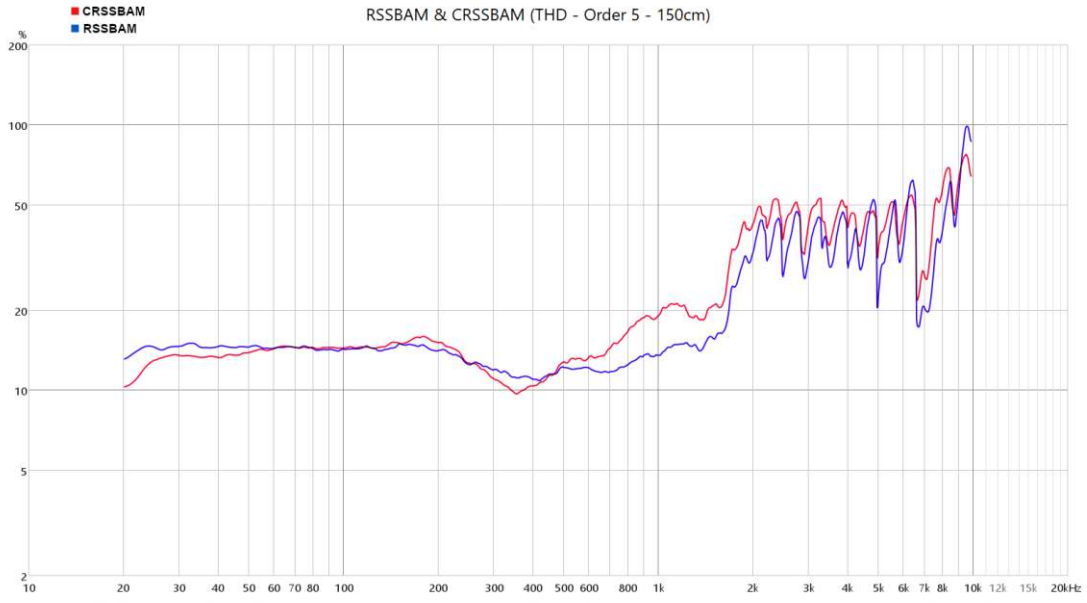
Şekil D.2 150 cm ikinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



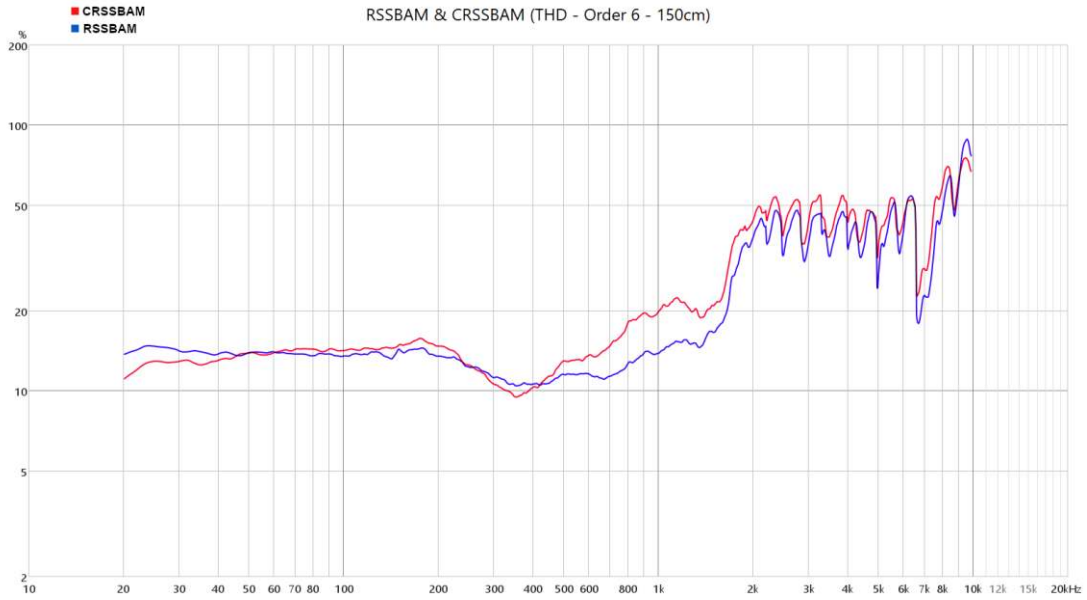
Şekil D.3 150 cm üçüncü derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



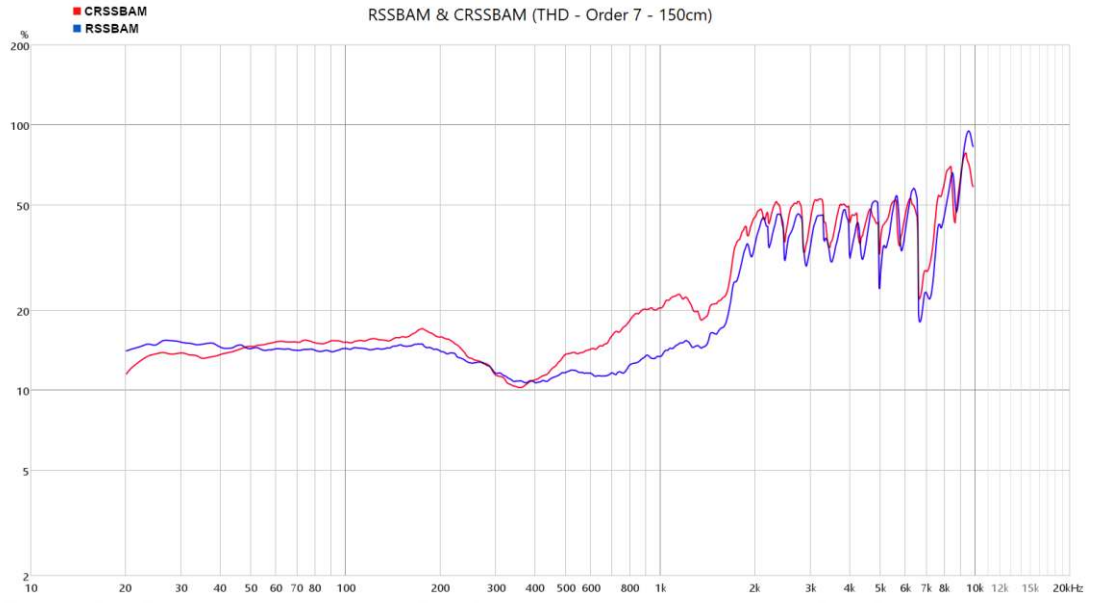
Şekil D.4 150 cm dördüncü derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



Şekil D.5 150 cm beşinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



Şekil D.6 150 cm altıncı derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması



Şekil D.7 150 cm yedinci derece toplam harmonik bozulma karşılaştırması