

## BÖLÜM-2

### 2. Haberleşme Sistemlerinde Temel Kavramlar-2

#### 2.1. İletim Zayıflaması

İletim zayıflaması veya iletim kaybı, birbirinin aynı iki fiziksel büyüklüğün oranı ile temsil edildiği takdirde, boyutsuz bir sayı olarak elde edilir.

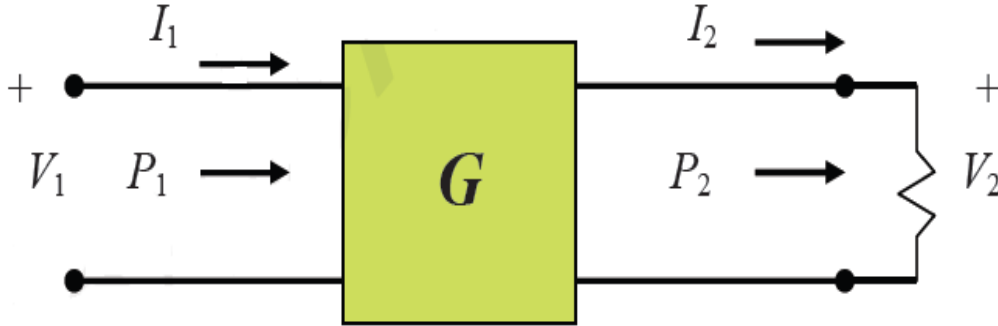
**Desi-Bell oranları:** Desi-Bell terimi ilk olarak telefon tekniğinde kullanılmıştır. O zamandan beri bu terim, tüm haberleşme alanında transmisyon faktörünü belirlemek amacıyla kullanılmaktadır. Desi-bell ölçümünün orijinal tanımı, iki güç seviyesinin karşılaştırılmasına dayanır. İşaret kazancını karşılaştırma amacıyla kullanmak için Şekil 1.21'deki lineer kuvvetlendiriciyi ele alalım. Giriş işaretinin kuvvetlendirici girişine  $P_1$  gücünü uyguladığımızı ve kuvvetlendiricinin de çıkışındaki yüke  $P_2$  gücünü aktardığımızı varsayalım. Mutlak güç kazancı  $G$ , bu durumda

$$G = \frac{P_2}{P_1} \quad (2.1)$$

biçiminde tanımlanır. (2.1)'deki tanımı kullanarak desi-bell (dB) cinsinden güç kazancı ise

$$G(\text{dB}) = 10 \log_{10} G = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad (2.2)$$

biçimde verilir.



Şekil-2.1 Kazanç tanımında kullanılan kuvvetlendiricinin blok diyagramı.

- $P_2 > P_1$  ise  $G > 1$  ve  $G_{dB} > 0$
- $P_2 < P_1$  ise  $G < 1$  ve  $G_{dB} < 0$  olur.

Çıkış gücünün giriş gücünden daha az olduğu sistemlerde, kazanç yerine kayıptan söz etmek daha doğru olur. Mutlak kayıp  $L$  şöyle tanımlanır:

$$L = \frac{P_1}{P_2} \quad (2.3)$$

(2.3)'deki tanımı kullanarak desi-bell (dB) cinsinden kayıp ise,

$$L(\text{dB}) = 10 \log_{10} L = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \quad (2.4)$$

olarak yazılabilir. Buradan, kayıp ve kazanç tanımları karşılaştırılırsa ( $\log_{10} \frac{1}{x} = -\log_{10} x$ )

$$L(\text{dB}) = -G(\text{dB}) \quad (2.5)$$

bulunur. O halde, negatif desi-bell kazanç pozitif kayıptır. Örneğin 20 dB kayıplı bir iletim kablosu, -20 dB kazançlı olarak da tanımlanabilir. Tablo-1'de kazanç ve kayıp arasındaki ilişki özet olarak verilmiştir.

Tablo-1. Desi-bell cinsinden kazanç ve kayıp arasındaki ilişki

Mutlak Kazanç	dB Kazanç	dB Kayıp
$G > 1$	$G(\text{dB}) > 0$	$L(\text{dB}) < 0$
$G < 1$	$G(\text{dB}) < 0$	$L(\text{dB}) > 0$

Eğer desi-bell kazanç  $G(\text{dB})$  verilmiş ve mutlak kazanç  $G$  bulunmak istenirse, (2.2) eşitliğinden

$$G = 10^{\frac{G(\text{dB})}{10}} \quad (2.6)$$

olarak bulunur. Benzer şekilde  $L$  kaybı da  $L_{\text{dB}}$  cinsinden yazılabilir; (2.4) eşitliğinden

$$L = 10^{\frac{L(\text{dB})}{10}} \quad (2.7)$$

yazılabilir. Her ne kadar desi-bell formunda tanım, güç oranları ile ilgili ise de, eşdeğer tanımı voltaj ve akım oranları biçiminde yazmak mümkündür. Buna göre, çıkış gücünün  $R$  direnci üzerinde harcandığını varsayalım. Ayrıca, sistemin giriş direnci de  $R$  olsun. Buna göre desi-bell kazanç,  $V_1$  ve  $V_2$  gerilimleri cinsinden

$$G(\text{dB}) = 10 \log_{10} \frac{V_2^2 / R}{V_1^2 / R} = 10 \log_{10} \frac{V_2^2}{V_1^2} \quad (2.8)$$

olur.  $\log_{10} x^2 = 2 \log_{10} x$  özelliği kullanılarak (2.8) eşitliğindeki ifade

$$G(\text{dB}) = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} \quad (2.9)$$

biçimine dönüştürülür. Benzer şekilde, giriş ve yük direncinin aynı olduğu durum için efektif (etkin)  $I_1$  ve  $I_2$  akımları cinsinden kazanç ifadesi

$$G(\text{dB}) = 20 \log_{10} \frac{I_2}{I_1} \quad (2.10)$$

biçiminde verilir. (2.9) ve (2.10)'den görülmektedir ki güç seviyelerini karşılaştırmada kullanılan 10 çarpanı yerine 20 çarpanı almıştır. Benzer şekilde akım ve gerilimler, desi-bell kazanç cinsinden

$$\frac{V_2}{V_1} = 10^{\frac{G(\text{dB})}{20}} \quad (2.11a)$$

$$\frac{I_2}{I_1} = 10^{\frac{G(\text{dB})}{20}} \quad (2.11b)$$

biçimlerinde verilir. Akım ve gerilim için desi-bell formları geliştirilirken, giriş ve yük dirençlerinin eşit olduğu kabul edilmiştir. Hesaplamanın doğru güç oranlarına karşı düşmesi için bu kabul zorunludur. Ancak, desi-bell notasyonunun gündelik kullanımında dirençler eşit olmadan da aynı formüller kullanılmaktadır. Bu tür uygulamalarda, gerçek güç ölçümünden söz edilemez.

Desi-bell tanımına dikkat edilecek olursa, desi-bell mutlak bir birim değildir. Bir büyüklüğün, bir diğeri ile karşılaştırılmasıdır. Buna göre, örneğin, bir işaretin seviyesinin 6 dB olduğunu söylemek, referans seviyesi belirtilmedikçe bir anlam ifade etmez. Bununla birlikte, 1 miliwatt (mW) referans seviyesi üzerinde 6 dB işaret seviyesi doğru olan bir ifadedir. Hangi referans seviyesine göre desi-bell ölçümünün yapıldığı kısaltma ile gösterilir. Üç çeşit referans seviyesi vardır:

**a) dBm:** 1 mW referans alınırsa, *dBm*, güç seviyelerini 1mW seviyesine göre ifade eder. O halde *dBm* güç seviyesi

$$\text{Güç Seviyesi (dBm)} = 10 \log_{10} \frac{\text{Güç(mW)}}{1\text{mW}} \quad (2.12)$$

biçiminde tanımlanır.

**b) dBW:** Vericiler gibi yüksek güçlü uygulamalarda 1 W standart seviye olarak kullanılır. dBW güç seviyelerini 1 W seviyesine göre ifade eder. Buna göre dBW güç seviyesi

$$\text{Güç Seviyesi (dBW)} = 10 \log_{10} \frac{\text{Güç(W)}}{1\text{W}} \quad (2.13)$$

biçiminde tanımlanır.

**c) dBf:** Son zamanlarda geliştirilen diğeri bir standart referans seviyesi de çok küçük güç seviyeleri için kullanılır. Bu seviye, 1 femtowatt (fW)'ır; 1 fW = 10<sup>-15</sup> W. Bu seviye için dBf kısaltması kullanılır. Buna göre dBf güç seviyesi

$$\text{Güç Seviyesi (dBf)} = 10 \log_{10} \frac{\text{Güç(fW)}}{1\text{fW}} \quad (2.14)$$

biçiminde verilir. İşaret seviyesi dBm olarak ifade edilirken, sistem bölümlerine ilişkin kazançlar veya kayıplar ise dB olarak verilir.

### Kas-kat Bağlı Sistemlerde Seviye

Desi-bell terimi ile çalışmanın üstünlüklerinden biri de, Şekil-2.2'de blok şeması verilen kas-kat bağlı sistemlerin kuvvetlendirme ve zayıflama seviyelerinin analizinde kullanılmasıdır.

Şekil-2.2 Kas-kat (seri) bağlı sistemler.

Tüm blokların mutlak kazançları sırasıyla  $G_1, G_2, \dots, G_n$  olmak üzere, tüm sistemin kazancı

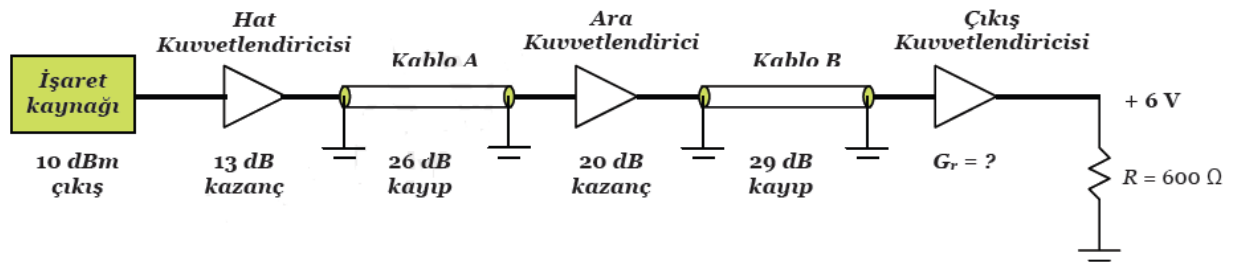
$$G = G_1 G_2 \dots G_n = \prod_{i=1}^n G_i \quad (1.27)$$

olarak yazılır. Burada kayıplar,  $G_i < 1$  ile ifade edilir. Desi-bell kazançları hesaplanıp  $\log(xy) = \log(x) + \log(y)$  kuralı kullanılırsa, tüm sistemin kazancı dB cinsinden

$$G(\text{dB}) = G_1(\text{dB}) + G_2(\text{dB}) \dots G_n(\text{dB}) = \sum_{i=1}^n G_i(\text{dB}) \quad (1.28)$$

biçiminde olur. Burada kayıplar,  $G_i(\text{dB}) < 1$  ile ifade edilir.

**Örnek:** Şekil-2.3'deki iletim sisteminde işaret kaynağı çıkışını 10 dBm varsayarak **a)** işaret seviyelerini çeşitli noktalarda dBm ve volt olarak ifade ediniz; **b)** Çıkış kuvvetlendiricisinin kazancını, 600  $\Omega$ 'luk direnç üzerinde nominal gerilim 6 V olacak şekilde belirleyiniz (Sistem 600  $\Omega$ 'luk uygun empedansa göre çalışmaktadır, yani tüm kaynak ve yükler 600  $\Omega$ 'dur).



Şekil-2.3 Örnek haberleşme sistemi

**a)** İşaret kaynağının çıkış seviyesinden başlanarak her bir bölümün kazancı veya kaybı cebrik olarak ilk seviyeye eklenir. Kayıplar negatif desi-bell kazancı olarak hesaba katılır. Hatırlanacağı üzere, işaret seviyesi dBm olarak ifade edilirken, sistem bölümlerine ilişkin kazançlar veya kayıplar ise dB olarak verilir. İşaret seviyesinin dBm veya dBW olarak ifade edilmesine bakmaksızın; desi-bell kazancı, işaret seviyesinde aynı kaymayı sağlar. Buna göre Şekil-2.3'deki haberleşme sistemi için kazanç-kayıp ilişkileri Tablo-2'deki gibi verilebilir:

Tablo-2. Şekil-2.3'deki iletim sistemine ilişkin kazanç-kayıp ilişkileri

Haberleşme Sistemi Bölümleri	Kazanç (dB)	Çıkış Seviyesi (dBm)
İşaret kaynağı	-	10
Hat kuvvetlendiricisi	13	23
Kablo A	-26	-3
Ara Kuvvetlendirici	20	17
Kablo B	-29	-12

Tablo-2'den de görüldüğü üzere, desi-bell değerleri ile çalışmak farklı kazanç ve kayıpların etkisini bulmayı basitleştirir. Buna göre, desi-bell değerlerinden hareket ederek, çıkışlardaki

işaretin volt (V) cinsinden seviyesi kolaylıkla bulunabilir. (2.12)'deki eşitlikten,

$$\text{Güç (mW)} = 10^{\frac{\text{Güç Seviyesi (dBm)}}{10}} \quad (2.17)$$

yazılabilir.  $R \Omega$ 'luk direnç uçlarında V geriliminin ürettiği güç  $V^2 / R$ 'dir. Buna göre  $R = 600 \Omega$  için gerilim seviyesi volt cinsinden

$$V = \sqrt{600 \cdot \text{Güç (W)}} \quad (2.18)$$

olacaktır. (2.17) ve (2.18)'deki ifadelerden faydalanarak her bir sistem bölümüne ilişkin gerilim değerleri Tablo-3'teki gibi bulunur.

Tablo-3. Şekil-2.3'deki iletim sistemine ilişkin gerilim değerleri

İletim Sistemi Bölümleri	Çıkış Seviyesi (V)
İşaret kaynağı	2.4495
Hat kuvvetlendiricisi	10.9415
Kablo A	0.5484
Ara kuvvetlendirici	5.4837
Kablo B	0.1946

b) İstenen çıkışın efektif gerilim seviyesinin 6 V olması istendiğine göre  $R = 600 \Omega$ 'luk yükte harcanan güç,  $P = V^2 / R$ 'den  $P = 6^2 / 600 = 60 \text{ mW}$  olacaktır. Buna göre çıkış güç seviyesi dBm cinsinden,

$$\text{Güç Seviyesi (dBm)} = 10 \log_{10} \frac{60 \text{ mW}}{1 \text{ mW}} = 17.782 \text{ dBm}$$

olacaktır. Bu şartlar altında çıkış kuvvetlendiricisinin olması gereken kazancı  $G_r$  (dB),

$$\begin{aligned} G_r \text{ (dB)} &= \text{Çıkış Güç Seviyesi (dBm)} - \text{B Kablosu Çıkışındaki Güç Seviyesi (dBm)} \\ &= 17.782 \text{ (dBm)} - (-12) \\ &= 29.782 \text{ (dB)} \end{aligned}$$

olarak bulunur.

Dikkat edilirse, yukarıdaki hesaplamada dBm birimleri kullanılmasına rağmen sonuç dB olarak bulunmuştur ve bu sonuç doğrudur. Çünkü elde edilen bu sonuç bir işaret seviyesini değil, bir kazancı temsil etmektedir. Aynı sonucu, gerilim kazancı  $G_v$  'den de elde etmek mümkündür. Bunun için, Tablo-3'deki Kablo B'nin çıkış geriliminden faydalanılır, 0.1946 V. Şöyle ki, Kablo B'nin çıkış gerilim seviyesi aynı zamanda çıkış kuvvetlendiricisinin giriş gerilimine,  $V_i$  karşı düşer. Çıkış kuvvetlendiricisinin çıkış geriliminin  $V_o = 6 \text{ V}$  olması istendiğine göre, gerilim kazancı

$$G_r = G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{6}{0.1946} = 30.8325$$

olarak bulunur. Bu sonuç (2.9)'daki eşitliği dikkate alarak dB cinsinden ifade edilirse

$$\begin{aligned} G_r(\text{dB}) &= 20 \log_{10} 30.8325 \\ &= 29.7802 \text{ dB} \end{aligned}$$

elde edilir ki, daha önceki bulunan değer ile uyuşmaktadır. Seviye hesabında logaritmanın tabanı "10" değil de "e" alınır, bu durumda güç, akım veya gerilim seviyeleri desi-bell değil de Neper (Np) olarak adlandırılır. Buna göre,

$$\text{Güç Seviyesi (Np)} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_2}{P_1} \quad (2.19a)$$

$$\text{Gerilim Seviyesi (Np)} = \ln \frac{V_2}{V_1} \quad (2.19b)$$

$$\text{Akım Seviyesi (Np)} = \ln \frac{I_2}{I_1} \quad (2.19c)$$

biçiminde verilir.  $1 \text{ Np} = 8.686 \text{ dB}$  veya  $1 \text{ dB} = 0.115 \text{ Np}$  ilişkisi vardır.

## 2.2. Gürültü (Noise)

En genel tanımı ile gürültü, bir haberleşme sistemindeki istenmeyen işaretleri kapsar. Gürültü konusu ve gürültüyü azaltma, haberleşme mühendisliği ve işaret işlemenin yapıldığı tüm alanlarda üzerinde durulması gereken çok önemli bir konudur. Sistem performansını sınırlayan en önemli unsurdur. Haberleşme sistemlerinde gürültü esas olarak,

- Isıl gürültü (thermal noise)
- Modülasyonlar arası gürültü (intermodulation noise)
- Diyafoni-Yan Ses (crosstalk)
- Darbe gürültüsü (impulse noise)

şeklinde dört ana grupta toplanabilir.

### 2.2.1 Isıl Gürültü (Thermal Noise)

Isıl gürültü, tüm iletim ortamlarında ve haberleşme cihazlarında var olan bir gürültü tipi olup direnç gibi iletken bir ortam içerisinde serbest elektronların ısı nedeniyle rastgele hareketleri sonucu ortaya çıkmaktadır. Bu rastgele hareketlilik, maddenin kinetik teorisinin bir doğrulaması olarak görülmektedir. Bu rasgele hareketlilik, ilk olarak İngiliz botanist Robert Brown tarafından mikroskopta polen tohumlarını incelerken keşfedilmiş ve *Brown hareketi* olarak adlandırılmıştır. Brown, polen tohumlarının, mikroskopta incelemeyi son derece güçleştiren olağandışı bir kıpırdanma içinde olduklarını fark etmiş ve daha sonra da aynı olayın havadaki duman parçacıkları için de geçerli olduğunu görmüştür.

Elektronların da *Brown hareketi* yaptıkları ilk olarak, 1927 yılında Bell Telefon laboratuvarları çalışanlarından J. B. Johnson tarafından bulunmuş ve 1928 yılında aynı laboratuvarında çalışan H. Nyquist, elektronların Brown hareketinin niceliksel teorisini

geliştirmiştir. İletken içerisindeki elektronların hareketinden kaynaklanan çarpışmalar sonucunda meydana gelen her bir elektron kaçıışı (sıçrayışı) kısa bir akım darbesi oluşturmaktadır. Elektronların hareketi rastgele ve her yönde olduğu için, oluşan doğru akımın (DC) ortalama gerilimi 0 V'dur. Ancak, bu rastgele hareketlilik alternatif akım (AC) bileşeninin oluşmasına neden olur. Gürültüyü oluşturan bu AC bileşeninin çeşitli adları vardır:

- Isıl gürültü (sıcaklığa bağlı olduğu için)
- *Brown* gürültüsü (Brown hareketini keşfeden kişinin adından dolayı)
- *Johnson* gürültüsü (Brown parçacık hareketinin elektronlar için de geçerli olduğunu bulan kişinin adından dolayı)
- *Rastgele* gürültü (elektron hareketinin yönü tamamen rastgele olduğu için)
- *Direnç* gürültüsü (gürültü gerilimin büyüklüğü dirence bağlı olduğu için)
- *Beyaz* gürültü (rastgele hareketten dolayı AC bileşeni, tüm frekansları içerisinde barındığı için)

Sonuç olarak ısı gürültü, bir iletkende ısı hareketin yol açtığı serbest elektronların rasgele hareketidir. Eğer sıcaklık mutlak sıfırın ( $-273^{\circ}\text{C}$ ) üzerinde ise ısı gürültü daima vardır. Alıcı sistemin duyarlılığının alt sınırını belirlemede etkindir. Isıl gürültü, bant genişliği ve sıcaklık ile orantılıdır.

Boltzmann ve Maxwell'in çalışmaları Johnson ve Nyquist'in çalışmalarıyla birleştirildiğinde, 1 Hz'lik bir bant genişliğinde, bir kaynak içerisinde oluşan ısı gürültü gücünün

$$P_n = kT \quad (2.20)$$

ifadesi ile hesaplanabileceği bulunmuştur. Burada,

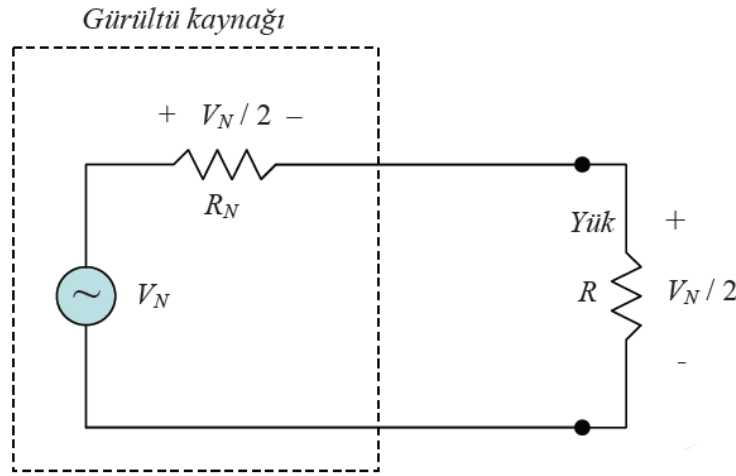
- $P_n$  = gürültü gücü yoğunluğu ( $\text{J} = \text{W}/\text{Hz}$ )
- $k = 1.3803 \cdot 10^{-23}$  (Joule (J)/ Kelvin ( $^{\circ}\text{K}$ )), Boltzmann sabiti
- $T$  = mutlak sıcaklık ( $^{\circ}\text{K}$ ) =  $273 + \text{sıcaklık } ^{\circ}\text{C}$ , (örneğin, sıcaklık =  $17^{\circ}\text{C}$  ise  $T = 273 + 27 = 290^{\circ}\text{K}$ 'dir) biçiminde tanımlıdır. Örneğin, oda sıcaklığında ( $T = 290^{\circ}\text{K}$  için) ısı gürültü gücü yoğunluğu, (2.20) eşitliğinden,

$$\begin{aligned} P_n &= kT = 1.3803 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \\ &= 4 \cdot 10^{-21} \text{ W / Hz} \\ &= -174 \text{ dBm / Hz} \\ &= -204 \text{ dBW / Hz} \\ &= -54 \text{ dBf / Hz} \end{aligned}$$

olarak elde edilir. Sınırlı bant genişliğine sahip bir sistem için,  $B$  gürültünün etkin olduğu bant genişliği olmak üzere, ısı gürültünün gücü

$$P = kTB = P_n B \quad (2.21)$$

ile verilir ki burada  $P_n$ 'nin birimi watt (W)'tır. Şekil-2.4'de elektriksel bir gürültü kaynağının eşdeğer devresi verilmiştir. Gürültü kaynağının iç direnci  $R_N$ , rms gürültü gerilimi  $V_N$  ile seri bağlıdır.



Şekil-2.4 Gürültü kaynağı eşdeğer devresi.

En kötü durumu (gürültü gücünün maksimum olarak aktarıldığı durum) göz önünde bulundurabilmek için, yük direnci  $R$ 'nin gürültü kaynağının iç direnci olan  $R_N$ 'ye eşit olduğunu varsaymak gerekir. Bu durumda,  $R$  yük direnci üzerindeki gürültü gerilimi düşümü  $V_N / 2$ 'ye gürültü gücü ise  $P = kTB$ 'ye eşit olur. Formüller olarak ifade edilirse,

$$P = kTB = \frac{(V_N / 2)^2}{R} = \frac{V_N^2}{4R}$$

ifadesinde gürültü geriliminin ifadesi

$$V_N = \sqrt{4kTB R} \quad (2.22)$$

olarak elde edilir.

Isıl gürültü, frekans tayfında eşit bir dağılıma sahiptir. Bu özelliğinden dolayı ısı gürültü kaynağına *beyaz gürültü kaynağı* da denir (tüm görünür ışık frekanslarını içeren beyaz ışıkla olan benzerliğinden dolayı). Bu sebeple, bu gürültü tipinde bir frekansta ölçülen gürültü gücü başka bir frekansta ölçülen gürültü gücüne eşittir. Isıl gürültü rastgeledir, kesintisizdir ve her frekansta oluşur. Ayrıca tüm cihazlarda bulunur, kestirilebilir ve toplanır niteliktedir. Tüm gürültü kaynakları içerisinde ısı gürültünün genelde en önemli gürültü olması da bundan kaynaklanmaktadır.

### 2.2.2. Modülasyonlar arası gürültü (intermodulation noise)

Modülasyonlar arası gürültü, içerik olarak modülasyonlar arası bozulma ile aynı olduğundan dolayı burada tekrar anlatılmamıştır.

### 2.2.3. Diyafoni -Yan Ses (crosstalk)

Diyafoni, komşu devrelerden istenmeyen haber geçişi ile ilgilidir. Bunun en önemli nedeni, haber taşıyan devreler arasındaki bağlaşma yani kuplajlardır. Diğer nedenleri de hatalı filtreleme (frekans cevabının iyi kontrol edilememesi) ve analog frekans çoğullamalı (FDM) sistemlerin doğrusal olmayan performans göstermesidir. İki tip diyafoni vardır:

**1- Anlaşılır diyafoni (intelligible):** 7 saniyelik bir dış konuşmada en az dört kelime



dinleyici tarafından anlaşılabilir.

- 2- AnlaşılmaZ diyafoni (unintelligible):** Bozucu işarete ait frekans bandının kayması veya ters dönmesi sonucu bozan işareti anlamak mümkün değildir. Sadece anlaşılmaZ bazı sesler duyulur. Ancak nakledilen haber de bozulmuş olur.

Anlaşılır diyafoninin bozuculuğu, anlaşılmaZ diyafoniden daha fazladır. Konuşmanın gizliliğini tehlikeye sokar. Mümkün olduğu kadar azaltılmalıdır. Diyafoni ortaya çıkış biçimine göre de sınıflandırılabilir; (i) Para diyafoni veya yakın diyafoni, (ii) Tele diyafoni veya uzak diyafoni.

### 2.2.3.1 Diyafoni Zayıflaması

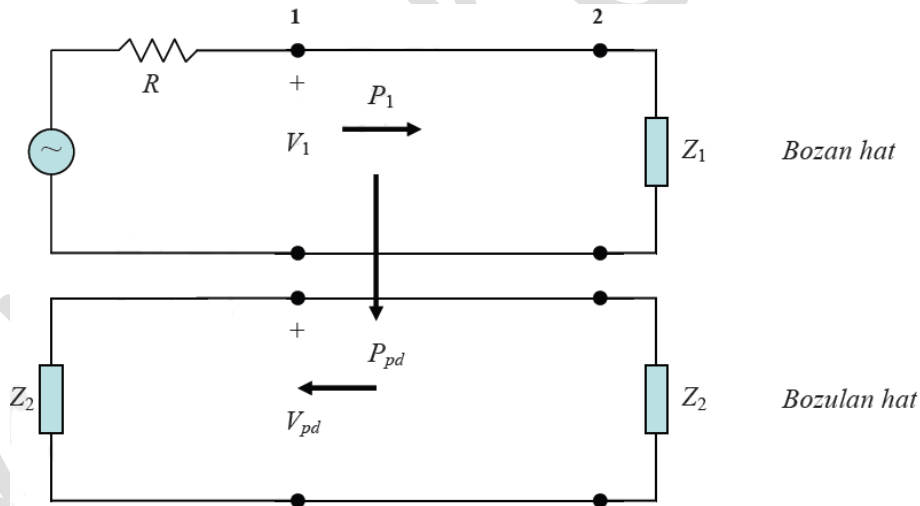
Bozan hattın başından gönderilen  $P_1$  gücünün, bozulan hattın başında veya sonunda oluşturduğu  $P_d$  gücüne oranının logaritmasına *diyafoni zayıflaması* adı verilir. Matematiksel olarak ifade edilirse,

$$G_d(\text{dB}) = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_d} \quad (2.23)$$

Bu tanıma göre, para diyafoni zayıflaması (Şekil-2.5), bozulan hattın başında ölçülen güç  $P_{pd}$  olmak üzere,

$$G_{pd}(\text{dB}) = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_{pd}} = 20 \log_{10} \frac{|V_1|}{|V_{pd}|} + 10 \log_{10} \frac{|Z_2|}{|Z_1|} \quad (2.24)$$

biçiminde elde edilir .

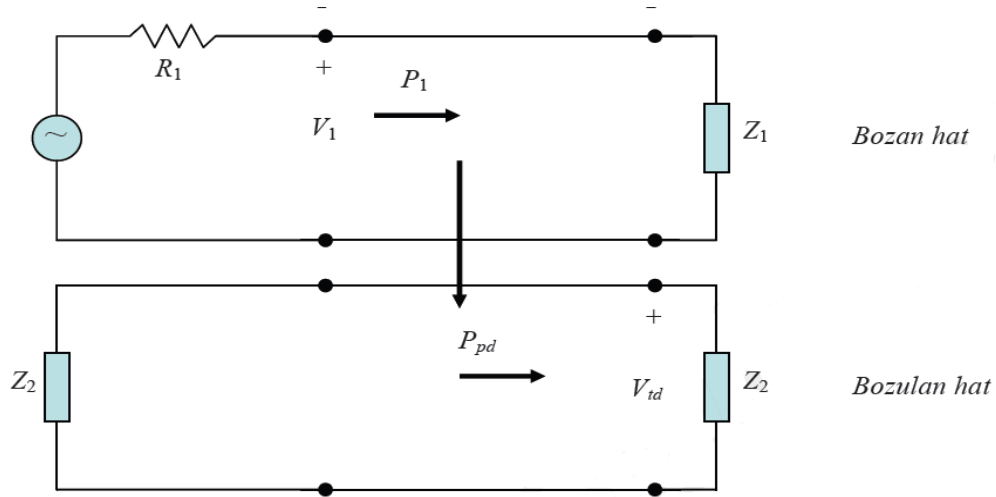


Şekil-2.5 Para veya yakın diyafoni.

Tele diyafoni zayıflaması (Şekil-2.6) ise, bozulan hattın sonunda ölçülen güç  $P_{td}$  olmak üzere,

$$G_{td}(\text{dB}) = 20 \log_{10} \frac{P_1}{P_{td}} = 20 \log_{10} \frac{|V_1|}{|V_{td}|} + 10 \log_{10} \frac{|Z_2|}{|Z_1|} \quad (2.25)$$

biçiminde verilir.



Şekil-2.6 Tele veya uzak diyafoni.

### 2.2.4 Darbe Gürültüsü (Impulse Noise)

Bu gürültü, süresiz olup yüksek genlikli düzensiz darbeler biçiminde ortaya çıkar. Darbe gürültüsünün telefon konuşmalarına etkisi azdır. Ancak, veri ve sayısal haberleşmede hata oranının önemli ölçüde etkilenmesine neden olur.

### 2.3. İşaret-gürültü oranı (Signal-to-Noise Ratio (SNR))

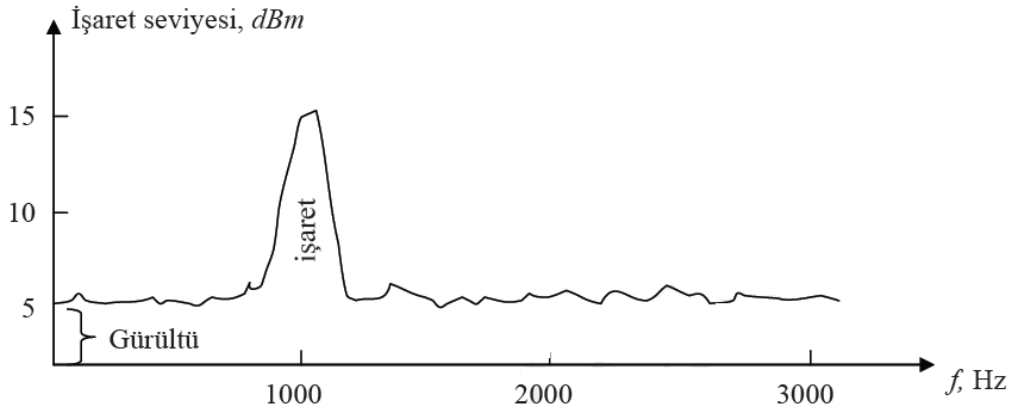
Haberleşme mühendisliğinde, işaretin gürültüye oranı (SNR), bir telekomünikasyon sistemi tasarlanırken ve sistemin performansını değerlendirmede muhtemelen en çok kullanılan ölçütlerden birisidir. Bu nedenle teori ve tasarımda önemli bir parametredir. SNR, belirlenen bant genişliği içerisinde, desi-bell cinsinden işaret seviyesinin gürültü seviyesinden farkını ifade eder.

Ortalama gürültü gücü  $P_N$ , ortalama işaret gücü de  $P_S$  olmak üzere,

$$\frac{P_S}{P_N} (\text{dB}) = \text{İşaret Seviyesi (dBm)} - \text{Gürültü Seviyesi (dBm)} \quad (2.26)$$

yazılabilir. Minimum  $P_S / P_N$  (dB) oranı, kullanıcıyı tatmin edecek bir düzeyde işaret cinsine bağlı olarak değişir. Örneğin, kullanıcı tatminkarlığı esas alınarak, ses için 30 dB, video için 45 dB; belirlenen hata oranı esas alınarak, veri (data) için 15 dB olarak belirlenir. Örnek olarak, gürültüyle bozulmuş (üzerine gürültü eklenmiş) 1000 Hz frekansındaki bir sinüzoidal işaretin ortalama güç spektrumu Şekil-2.7'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere,

$P_S/P_N$  (dB) oranı yaklaşık olarak 10 dB'dir. Burada, işaretin seviyesi  $P_S = 15 \text{ dBm}$ , gürültünün seviyesi ise  $P_N = 5 \text{ dBm}$ 'dir (Burada 4 kHz'lik bir bant genişliği varsayılmıştır).



Şekil-2.7 Sinüzoidal bir işaretin güç spektrumu (tayfı).

### 2.3.1. Bant genişliği ve SNR

Tüm haberleşme sistemleri; bant genişliği, işaretin gürültüye oranı (SNR), ve ekonomik faktörlere bağlı olarak değerlendirilir. Ancak, bu parametreler arasında da çeşitli karşılıklı ilişkiler (trade-off) bulunur. Bu ilişkileri görmek açısından, sayısal sistemlerde görülen bant genişliği ile işaretin gürültüye oranı arasındaki ilişkiyi incelemek için en azından geçici olarak haberleşme sisteminin sayısal olduğunu ve dolayısıyla gönderilecek işaretlerin ikili formda olduğunu varsayalım. Buna göre, gönderilmek istenen enformasyon  $n$  mümkün giriş durumundan biriyle karakterize edilebilir. Örneğin, bu giriş işareti  $n = 256$  gerilim seviyesinden biri olsun (bu seviyelerin ortaya çıkma olasılıkları eşit kabul edilmektedir). Bir bilgiyi, ikili (binary) sistemde gönderebilmek için  $m$  ikili sembolden oluşan sayısal bir kelime oluşturulur. Her bir kelime,  $m = \log_2 n$  ikili sayıdan (dijitten) oluşur.  $m$  ikili dijit (sayı), mümkün olabilecek  $n = 2^m$  adet giriş durumu oluşturur. Burada  $m$ , ikili sayı (dijit) veya bit'ler olarak adlandırılır. Buna göre,  $m = \log_2 256 = 8$  bitlik kelime 256 farklı giriş seviyesini tanımlamada kullanılır. Bu  $m$ -bit'lik ikili (binary) kelimeyi seri olarak kanaldan göndermek isteyelim. İkili sistemdeki 0 ve 1'ler +1 ve -1 ile sembolize edilebilir. Saniyede gönderilen kelime hızı  $r$  kelime/sn ise enformasyon oranı  $R = rm$  bit/sn olur ve bps (bits per second = saniyedeki bit sayısı) birimiyle gösterilir. Bir iletim ortamında  $R$  bps oranında gönderilen işarete gürültü ilavesi nedeniyle alıcıda bazı hatalar ortaya çıkar. Yani, gönderilen 1 biti alıcıda 0 olarak veya 0 biti alıcıda 1 biti olarak alınır. Böylece, alıcı hata yapar. SNR'ın artmasıyla, hata oranının azalacağını söylemek mantıklıdır. Diğer bir nokta da, alıcının karmaşıklığını artırarak hata oranının azaltılabilmesidir. Haberleşmenin hem güvenilir ve doğru hem de verimli olarak gerçekleşmesi arzu edileceğinden şu sorunun sorulması çok önemlidir:

*Verilen bir kanal ve enformasyon hızı için, hata oranını azaltmak amacıyla sistemde iyileştirme yapmak teorik olarak mümkün müdür?*

Bu sorunun cevabı, C. E. Shannon'un 1949'da yayınladığı teorik çalışmasına dayanır. Buna göre,  $C$  kanal kapasitesini,  $R$ 'de enformasyon oranını göstermek üzere  $R < C$  olmalıdır. Burada ele alınan kanal için, kanal kapasitesi Hartley-Shannon kanuna göre

$$C = B \log_2(1 + \text{SNR}) \text{ bps} \quad (2.27)$$

olarak verilir.  $B$  kanalın bant genişliğini (Hz),  $\text{SNR}$  ise işaret gücünün gürültü gücüne oranını temsil etmektedir. (1.39)'daki ifade, verilen bir bant genişliği ve SNR ile bir haberleşme sisteminin performansı için üst sınırı belirtir. Dikkat edilirse, işaret gücünde yani SNR'daki önemli bir artış, logaritmik ilişkiden dolayı kanal kapasitesinde benzer oranda artışa neden olamaz. Kanal kapasitesini artırmak için bant genişliğini artırmak gerekir.

$R > C$  olacak şekilde hızlı enformasyon gönderilir ise, hatalar hızla artmaya başlar.

Bu durumda, sistemi iyileştirmeye çalışmanın bir anlamı yoktur. Ancak,  $R < C$  için iyi tasarım ile (kanal kodlama, hata düzeltme kodları) sistemi iyileştirme ümidi vardır.

Teorik olarak, (2.27)'deki ifadeye göre,  $SNR \rightarrow \infty$ 'a giderse (gürültünün olmadığı durum) kanal kapasitesi de sonsuza gider? Bu durumda, istediğimiz miktar bilgiyi kanal üzerinden nakledip alıcı tarafta herhangi bir belirsizlik olmaksızın yeniden elde edebiliriz. Ancak, pratikte, gürültünün varlığından dolayı kanal kapasitesini sonsuz yapmak hiçbir zaman mümkün değildir. Gürültünün varlığından dolayı da, alıcıya ulaşan bilgide belirsizlikler oluşacaktır. Bunun üstesinde gelmek için, hata düzeltme yöntemlerine her zaman ihtiyaç vardır. (2.27)'de verilen kanal kapasitesi formülasyonu, beyaz Gauss gürültüsü (ısı gürültü) için doğru olan bir ifadedir.

### 2.3.2. Bant genişliğinin SNR ile değiştirilmesi

Enformasyon gönderme hızını, saniyede gönderilen kelime sayısını ( $r$  kelime/sn) artırarak yükseltmek istersek bunun için bant genişliğini artırmak gerekir. Hatırlanacağı üzere, enformasyon hızını artırmak, zamanı küçültmek ve dolayısıyla bant genişliğini artırmak demektir. Başka bir deyişle, verilen bir haber miktarını nakletmek için gerekli olan zaman ile bant genişliği arasında ters bir orantı vardır (Hartley kuralı).

Enformasyon oranını artırmak, bant genişliğini artırmayla gerçekleştirilebilir. Bu da, (2.27)'de verilen ilişkiden elde edilecek sonucu vurgulamaktadır. Hâlbuki sürpriz bir sonuç olarak, SNR işaretin gücüyle orantılı olduğundan dolayı, SNR ile bant genişliği yer değiştirebilir. Buna göre, daha küçük SNR daha büyük bant genişliği için yeterli olabilir. Bunun tam tersi de mümkündür. Yani aynı enformasyonu iletmek için daha büyük SNR ile daha küçük bant genişliği yeterli olabilir. Buna göre, verilen bir enformasyon oranı için gerekli bant genişliği  $B_1$  ve işaretin gürültüye oranı  $SNR_1$  ise aynı enformasyonu iletmek bant genişliği  $B_2$  ve işaretin gürültüye oranı  $SNR_2$  ile mümkündür. (2.27)'deki eşitlikten,

$$\begin{aligned} B_1 \log_2(1 + SNR_1) &= B_2 \log_2(1 + SNR_2) \\ \log_2(1 + SNR_1)^{\frac{B_1}{B_2}} &= \log_2(1 + SNR_2) \\ SNR_2 &\cong (SNR_1)^{\frac{B_1}{B_2}} \end{aligned} \quad (2.28)$$

yazılabilir. Burada  $SNR_1, SNR_2 \gg 1$  olduğu düşünülmüştür.

(2.28)'deki yaklaşık eşitliğe göre, kanal bant genişliği ilkinde göre iki kat artırılırsa ( $B_2 = 2B_1$ ), aynı enformasyonu iletmek için kullanılan ikinci kanalın işaret-gürültü oranı, ilkinin işaret-gürültü oranının sadece kareköküne karşı düşmektedir,  $SNR_2 = \sqrt{SNR_1}$ . Bunun anlamı, bant genişliğinde gerçekleştirilen küçük bir artış işareti iletmek için gereken güçte hatırı sayılır bir azalmaya yol açmaktadır. Bu büyük bir üstünlüktür. Diğer taraftan, iletim gücündeki büyük bir artış bant genişliğinde küçük bir azalmaya neden olmaktadır. Uygulamada, yerine göre her iki durumdan da faydalanılır.

Buna göre, (2.28) eşitliği, SNR ve bant genişliği  $B$  arasında tercih yapma açısından bir üst sınır sağlar. Tüm sistemler için bu sınır sağlanmayabilir. Bu sistemlere bir örnek, transmisyon bant genişliğini artırarak alıcı tarafta işaretin kalitesini iyileştirmek için radyo yayınında yaygın olarak kullanılan FM tekniği verilebilir. FM sistemi, iletim için gerekli olan SNR'ı azaltarak bant genişliğini etkin olarak kullanmayı gerçekleştirmez ve performansı (1.40) ile verilen ifadenin oldukça uzağında kalır. Çünkü gürültünün işareti bastırmaması için, uzak mesafelere iletimlerde gücün oldukça yüksek olması gerekir (iletim ortamının işaret gücünde sebep olabileceği zayıflatmalardan dolayı). Diğer taraftan, darbe kod modülasyonu (PCM), (2.28)'deki performansı sağlamaya yakın bir davranış gösterir (10 dB içerisinde). Genel olarak ifade edilirse, (2.28)'de verilen sınıra, analog formda gerçekleştirilen iletimden ziyade sayısal formda işaretlerin iletimi ile yaklaşılır. Dikkat edilirse, (2.28) yaklaşık eşitliği 1'e

göre oldukça büyük SNR'lar için elde edilmiş üstel bir ifadedir. Küçük SNR'lar için bant genişliği ile SNR arasındaki yer değiştirme yaklaşık olarak doğrusal olacaktır. Buna göre küçük  $x$  değerleri için  $\log_2(1+x) \cong (\log_2 e)x$  eşitliğinden

$$\text{SNR}_2 \cong \frac{B_1}{B_2} \text{SNR}_1 \quad (2.29)$$

elde edilir.

Hartley-Shannon kanunu, verilen bir kanal için enformasyon geçiş hızının sınırlı olduğunu söyler ve bant genişliği ile SNR arasındaki ilişkiyi ifade eder. Fakat bu beklentileri sağlayacak bir sistem için herhangi bir yöntem önermez.

**Örnek:** Siyah-beyaz bir TV resminin  $3 \cdot 10^5$  pikselden (en küçük resim elemanı) oluştuğunu ve her bir pikselin eşit olasılıkla farklı 10 parlaklık seviyesini alabildiğini varsayalım. Her saniyede 30 resim iletilmektedir ve tatminkâr bir resmi alıcıda yeniden elde etmek için en az 30 dB'lik işaretin gürültüye oranı gerektiğine göre iletim için gerekli minimum (en küçük) bant genişliğini bulunuz (Her bir seviyenin ortaya çıkma olasılığı  $p_i = 1/10$  olarak verilmekte ve her bir resim elemanındaki (pikseldeki) enformasyon miktarı  $I_i = \log_2(1/p_i)$  bit ifadesi ile hesaplanmaktadır).

**Çözüm:**

- $I_i = \log_2(1/p_i)$  ifadesinden, her bir resim elemanındaki (pikseldeki) enformasyon  $I_i = \log_2(10) = 3.32$  bit olur.
- Her bir resim  $3 \cdot 10^5$  pikselden oluştuğuna göre, bu durumda her bir resimdeki enformasyon  $3.32 \cdot 3 \cdot 10^5 = 9.96 \cdot 10^5$  bit olur.
- Saniyede 30 resim iletildiğine göre, enformasyon oranı,  $R = 30 \cdot 9.96 \cdot 10^5 = 29.9 \cdot 10^6$  bps olur.
- Enformasyon oranı  $R$ , kanal kapasitesinden daha az veya ona eşit olmalıdır. Buna göre,  $R = C = 29.9 \cdot 10^6$  bps alınır, (1.39) eşitliğinden

$$C = B_{\min} \log_2(1 + \text{SNR}) \quad \text{bps}$$

SNR (dB) = 30 dB olması istendiğine göre  $\text{SNR} = 10^3 = 1000$  yukarıda yerine konursa

$$B_{\min} = \frac{C}{\log_2(1+1000)} = \frac{29.9 \cdot 10^6}{3,323,004} \cong 3 \text{Mhz}$$

olarak elde edilir. Gerçekten de, ticari TV transmisyonda video işareti için 4-5 MHz'lik bant genişliği kullanılır.

**Kaynaklar:**

- 1-Kızılkaya A., “Haberleşme Teorisi” Ders Notları, Pamukkale Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, Denizli
- 2- Proakis, J.G., Masoud Salehi, *Communication Systems Engineering*, Second Ed., Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.
- 3- Kayran, A.H., *Analog Haberleşme*, Sistem Yayınları, İstanbul,1991.
- 4- Lathi, B.P., *Modern Digital and Analog Communication Systems*, Second Ed., Holt, Rinehart and Winston Inc., 1989.
- 5- Carlson, A. B., *Communication Systems*, Third Ed., McGraw-Hill, Singapore,1986.
- 6- Yılmaz, M., *Modülasyon Teorisi – İletişimin İlkeleri*, 2.Baskı, Trabzon, 1986.
- 7- Tomasi, W., *Elektronik İletişim Teknikleri*, 2.Baskı, Milli Eğitim Basımevi, İstanbul, 1997.