

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Adaptif Deng. Elekt. Hibrit

Yüksek Lisans Tezi

Nuri Yüngül

1988

152
77

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ADAPTİF DENGELİMELİ
ELEKTRONİK HİBRİT

YÜKSEK LİSANS TEZİ
MÜH. NURİ YÜNGÜL

İSTANBUL - 1987

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

Kot : R 152
77
Alındığı Yer : ~~Fen Bil. Enst.~~
Tarih : 8.5.1991
Fatura :
Fiatı : 6000 TL
Ayniyat No : 1/3
Kayıt No : 47615
UDC : 621.3 378v242
Ek :



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ADAPTİF DENGELİMELİ
ELEKTRONİK HİBRİT



YÜKSEK LİSANS TEZİ
MÜH. NURİ YÜNGÜL

KADIKÖY - 1987

ÖZET

ABSTRACT

Analog santralların yerlerini dijital santrallara bırakması ve uydu haberleşmesinin yaygınlaşmasıyla alışıla gelmiş hibritlerin performansları yetersiz kalmıştır. Bu nedenle dengeleme devrelerinin çok daha iyi dengelenmesi gerekmektedir. 1978'li yıllarda güncellenen adaptif dengelemeli hibritler artık çok önem kazanmıştır. Hacimce küçük ve fiatça ekonomik olmaları da çekiciliklerini arttırmıştır. Özellikle uydu haberleşmesinde kullanılan yankı gidericilerin çalışma ilkesine çok benzemekle birlikte daha basit bir yapıdadır. Bu nedenle burada yankı gidericilere de bir miktar yer verilmiştir. Adaptif dengelemeli hibriti detaylıca ele alırken, alışıla gelmiş hibritleri de ilk bölümlerde biraz inceledik. Son bölümleri ise adaptif dengelemeli hibritin gerçekleşmesi konularına ayırdık.

Çalışmamın, bu konularda inceleme yapacak araştırmacılara yardımcı olmasını ümit ederim.

NURİ YÜNGÜL

ABSTRACT

With the advent of digital switches for replacement of analog switches in the local telephone network, and as satellite communication becomes wider. Traditional hybrids' performances are not sufficient anymore. For that reason there is a need for more accurate balancing. During 1978 adaptive balancing hybrids became popular for search, and nowadays their necessities are seen to be an axiom for telecommunication. Low cost and small volume make them more attractive. Working principle is similar but simpler than echo canceller used in satellite communication. For that reason we mentioned echo canceller. While studying adaptive balancing hybrid with more details, we took a little look on traditional hybrid at the first chapters. Final chapters are dealt with the realization of the SLIC.

I hope that, my thesis will be a reference for the further studies.

NURİ YÜNGÜL

İÇİNDEKİLER

1-	Türkçe özet	
ii-	İngilizce özet	
iii-	İçindekiler	1
1-	Alışıl gelmiş Hibritler	2
2-	Dengeleme devresi	9
3-	Dijital santrallarda Hibritler	12
4-	Adaptif dengelemeli Hibritler	21
5-	ADEH tanımı	27
6-	Hibrit analizi	32
7-	Ekler	50
8-	Tasarım ve gerçekleştirme	82
9-	WO4O	95
10-	Uygulama alanları	99
11-	Kaynaklar	100
12-	Özgeçmiş	102

ALİŞILA GELMİŞ HİBRİTLER

Bir transmisyon hattı üzerinde gerilim ve akımlar kaynak tarafından alıcıya doğru gittikçe zayıflar. Hattın kilometrik zayıflaması α (Neper/km.) ise, ℓ kilometre uzunluktaki gerilime göre $\alpha \ell$ neper zayıflamış olacaktır. Bu gerilim alıcıya çalıştıracak güçte olmadığından, zayıflayan işareti hat üzerine uygun noktalara konacak amplifikatörlerle kuvvetlendirmemiz gerekir.

$$\frac{E(0)}{E(\ell)} = e^{\alpha \ell}$$

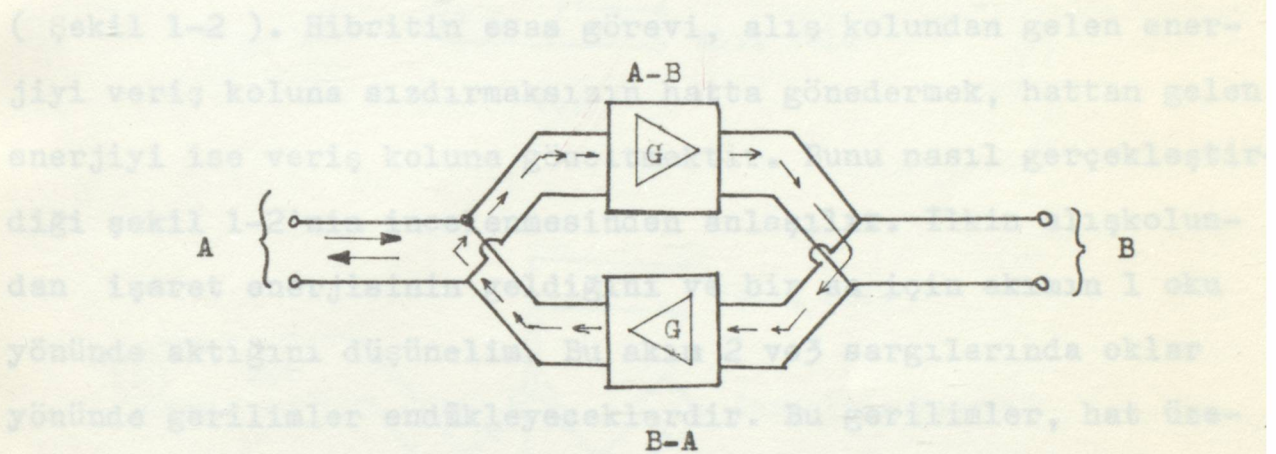
$E(0)$ = Hat başı gerilimi

$E(\ell)$ = ℓ km. uzaktaki gerilim

Transmisyon hatları üzerine monte edilen ve iki yönlü kuvvetlendirme sağlayan düzeneklere REPETÖR denilir. Mesaj işaretinin, iletim hattındaki gürültüye karışıp kaybolmaması için kabul edilebilir bir işaret/gürültü oranının altına inmeden işaretin kuvvetlendirilmesi gerekmektedir. Hatta gönderilecek maksimum işaret seviyesi belirlendikten sonra, belirli bir işaret/gürültü oranını sağlayacak en küçük işaret seviyesi belirlenir. Bu iki seviye arasındaki fark amplifikatörün kazancıdır. Ancak bu kazanç istenildiği kadar büyük seçilemez. Çünkü iki yönlü işaretlerin bir hibrit ile ayrılarak kuvvetlendirme sırasında amplifikatörlerin kararlılıklarının bozulmaması (devrenin ısıklık çalıp, ötmemesi) gibi düşüncelerle bu kazanç sınırlandırılır.

Hem A-B hem de B-A yönündeki iletim için aynı devreyi

kullanılan iki telli transmisyon hatları üzerine amplifikatör yerleştirirken özel bir düzenek kullanmak gerekir. Amplifikatörler tek yönlü aygıtlar olduğundan; ancak bir yönde işareti geçirir. Aksi yönden gelen işaretleri de tümüyle keserler. Bu nedenle A dan B'ye gidecek işaretler için bir amplifikatör ve B'den de A'ya gidecek işaretler için ayrı bir amplifikatör kullanma zorunluluğu ortaya çıkar. Ayrıca bunları şekil 1-1



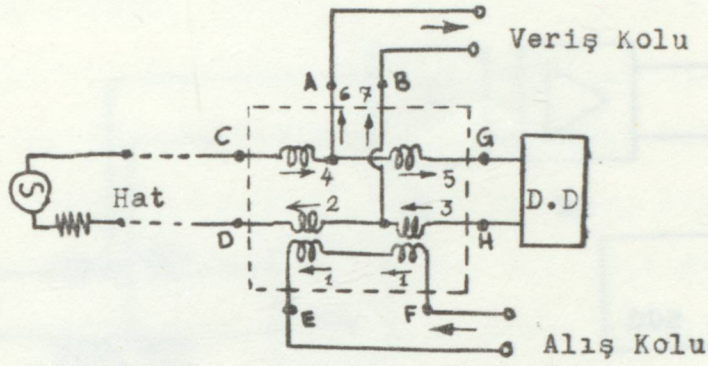
Şekil : 1-1 İKİ YÖNLÜ İLETİM YAPAN HAT ÜZERİNE
AMPLİFİKATÖRLERİN HATALI BAĞLANMASI.

deki gibi hatta bağlayamayız. Eğer amplifikatörleri böyle bağ-larsak; bir amplifikatörün kuvvetlendirerek çıkış uçlarına gön-derdiği işaretler, doğrudan doğruya ikinci amplifikatörün giri-şine uygulanmış olur. Bu amplifikatör, işareti daha da kuvvet-lendirip, ilk amplifikatöre verir. Bu durum zincirleme sürüp gider. Sonunda sistem bir osilatör olarak çalışır ve devrede osilasyon frekansından başka bir şey duyulmaz. (ısırlık çalma-ötme). Bunu önlemek için, amplifikatöre uygulamadan önce gide ve gelen işaretleri birbirinden ayırmak, yani iki telli devre-yi önce dört telliye çevirmek gerekir. Bu işi yapan düzeneğe

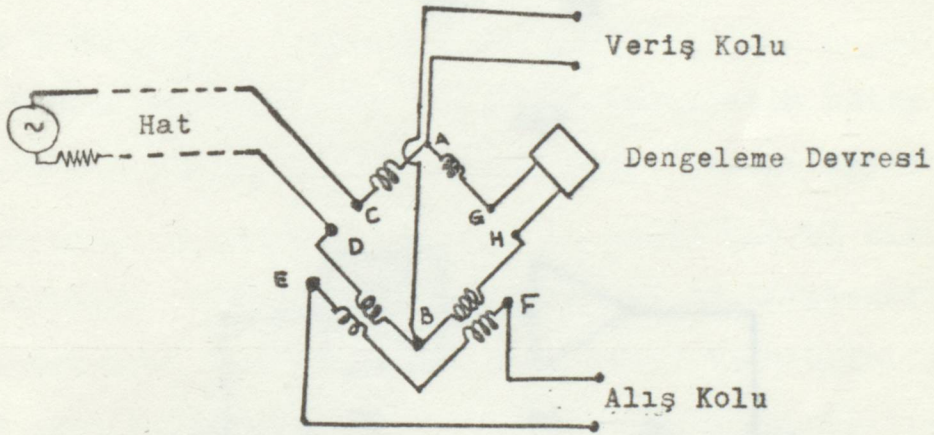
hibrit adı verilir.

Geleneksel hibrit esas itibariyle üç sargılı bir transformatörden oluşur. Dört adet kapısı vardır. Hibritin esas fonksiyonu alış kolundan gelen enerjiyi veriş koluna sızdırmaksızın hatta göndermek ve hattan gelen enerjiyi ise veriş koluna yöneltmektir. Geleneksel hibrit esas itibariyle üç sargılı bir transformatörden oluşur. Sekiz ucu yada dört kapısı vardır. (Şekil 1-2). Hibritin esas görevi, alış kolundan gelen enerjiyi veriş koluna sızdırmaksızın hatta göndermek, hattan gelen enerjiyi ise veriş koluna yöneltmektir. Bunu nasıl gerçekleştirdiği şekil 1-2'nin incelenmesinden anlaşılır. İlk alışkolundan işaret enerjisinin geldiğini ve bir an için akımın 1 oku yönünde aktığını düşünelim. Bu akım 2 ve 3 sargılarında oklar yönünde gerilimler endükleyeceklerdir. Bu gerilimler, hat üzerinde 2 ve 4 okları yönünde, dengeleme devresinde ise 3 ve 5 okları yönünde akımlar akıtır. Veriş koluna gelince; hat akımı bu kolda 6 yönünde, dengeleme devresi akımı ise 7 oku yönünde akım akıtmaya çalışır. Bu akımlar birbirine eşit ve zıt olduklarından birbirini yok ederler. Bu durum şekil 1-2(b)deki köprü devresinin incelenmesinden daha kolay anlaşılır. Hat empedansı eşit olduklarından köprü dengededir. Diyagonalı oluşturan veriş kolundan geçen akım sıfırdır. Sonuç olarak görülüyor ki, alıcı koldan gelen enerjinin yarısı 2 telli hata geçmekte, diğer yarısı da dengeleme devresinde harcanmaktadır. Veriş koluna ise hiçbir enerji geçmemektedir.

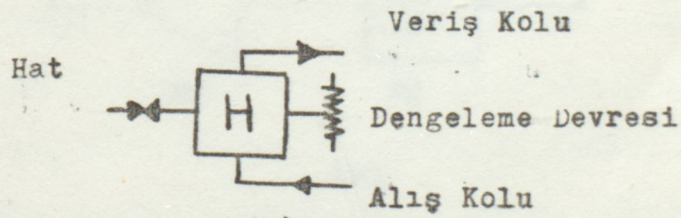
EF kolundan gelen enerjinin yarısı hatta geçer diğer yarısı dengeleme devresinde kaybolur. Veriş koluna ise hiç bir



(a)

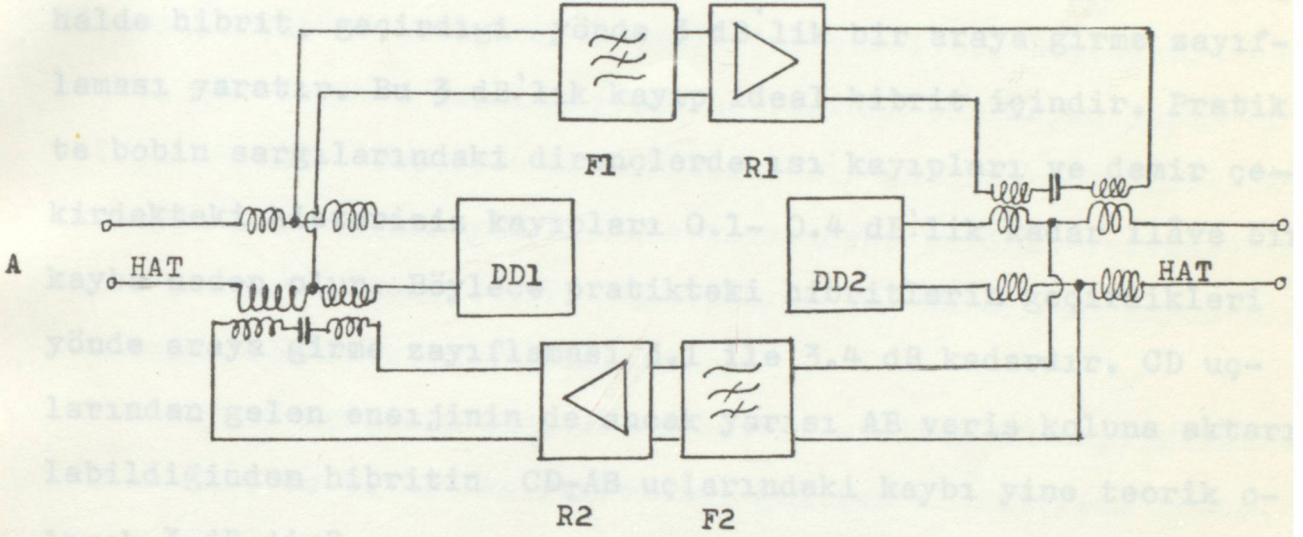


(b)

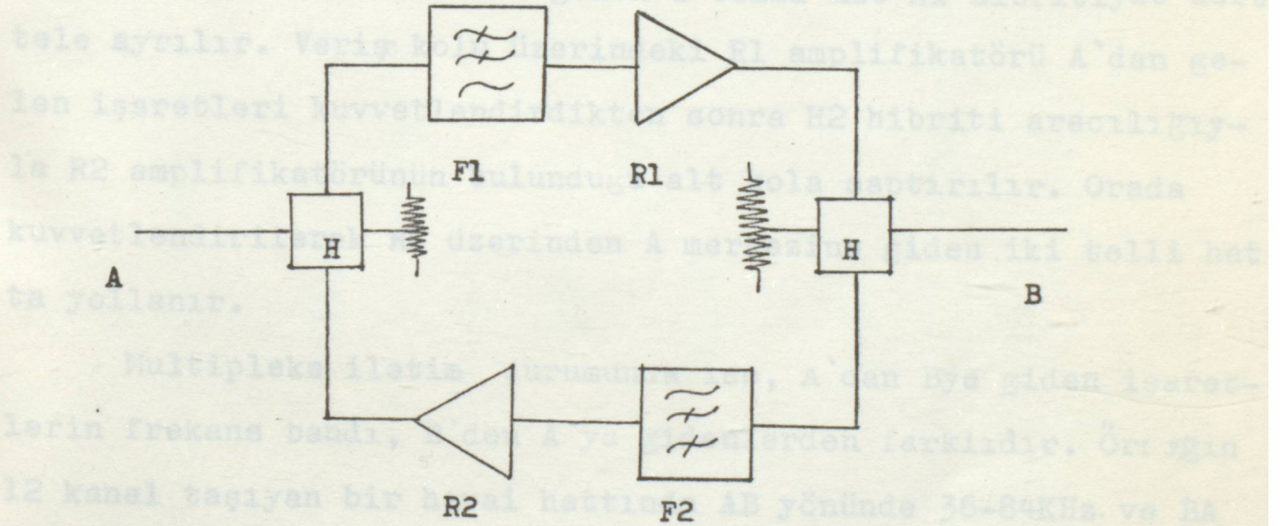


(c)

Şekil :1-2 (a) HİBRİT BOBİNİ
 (b) EŞDEĞER KÖPRÜ DEVRESİ
 (c) HİBRİTİN ŞEMALARDA GÖSTERİLMESİ



(a)



(b)

Şekil :1-3 22 TİPİ BİR TELEFON REPETERÜ

(a) AÇIK ŞEMA

(b) ŞEMATİK GÜSTERİMİ

enerji geçmez. Enerjinin yarısının kaybolması 3 dB'lik bir kayı demektir. Şu halde hibrit, geçirdiği yönde 3 dB'lik bir araya girme zayıflaması yaratır. Bu 3 dB'lik bir kayıp demektir. Şu halde hibrit, geçirdiği yönde 3 dB'lik bir araya girme zayıflaması yaratır. Bu 3 dB'lik kayıp ideal hibrit içindir. Pratik te bobin sargılarındaki dirençlerde ısı kayıpları ve demir çekirdekteki histeriziz kayıpları 0.1- 0.4 dB'lik kadar ilâve bir kayba neden olur. Böylece pratikteki hibritlerin geçirdikleri yönde araya girme zayıflaması 3.1 ile 3.4 dB kadardır. CD uçlarından gelen enerjinin de ancak yarısı AB veriş koluna aktarılabilindiğinden hibritin CD-AB uçlarındaki kaybı yine teorik olarak 3 dB.dir?

Hibrit kullanılarak iki telli bir iletim hattı üzerine uygulanan iki yönlü bir repetörün basit şeması şekil 1-3'de görülmektedir. A merkezinden gelen 2 telli hat H1 hibritiyle dört tele ayrılır. Veriş kolu üzerindeki R1 amplifikatörü A'dan gelen işaretleri kuvvetlendirdikten sonra H2 hibriti aracılığıyla R2 amplifikatörünün bulunduğu alt kola saptırılır. Orada kuvvetlendirilerek H1 üzerinden A merkezine giden iki telli hat ta yollanır.

Multipleks iletim durumunda ise, A'dan B'ye giden işaretlerin frekans bandı, B'den A'ya gidenlerden farklıdır. Örneğin 12 kanal taşıyan bir havai hattında AB yönünde 36-84KHz. ve BA yönünde de 92-140 KHz. bandında işaretler gider. Bu durumda R1 amplifikatörünün girişine konulan F1 alçak geçiren filtresi ile sadece 84 KHz. den alçak frekansları gönderip, daha yüksek frekansları durdurmakta yarar vardır.

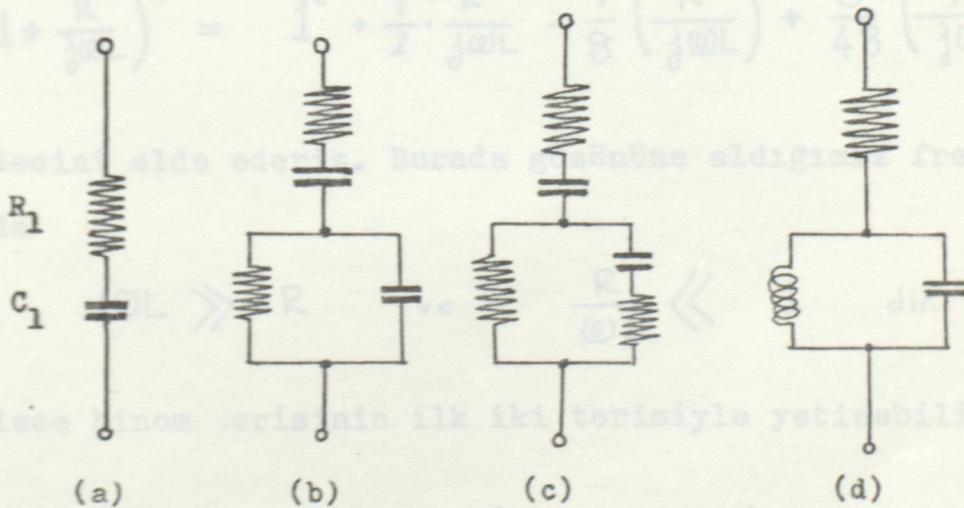
Birinci fayda şudur, B-A yönüne giden 92-140 KHz bandındaki işaretlerin bir kısmı H1 hibritinin hibrit geçiş kaybının yeter sızlığı yüzünden R1 koluna sızması halinde F1 filtresi bunların R1 amplifikatörü girişine erişmelerini engeller. Böylelikle hem yankı, hem de dört telli repetör devresinin osilasyon yapma olasılığı önlenir. Repetöre daha kararlı bir çalışma sağlanır. İkinci fayda ise, istenmeyen frekans bandındaki parazit işaretlerin amplifikatörü gereksiz yere yüklemesinin ve entermodulasyon oluturmasının önüne geçilmiş olmasıdır.

BA yönünde giden işaretleri kuvvetlendiren R2 amplifikatöründen önce de 92 KHz. ve yukarısını geçiren F2 filtresi konur. Bunun da görevi ve faydası F1 filtresininkine tamamen benzer.

DENGELEME DEVRESİ (BALANCING NETWORK)

Hibrit geçiş kaybı dediğimiz alış kolu ile veriş kolu arasındaki zayıflamanın olabildiğince büyük olabilmesi için, çalışma frekans bandında, dengeleme devresi empedansı ile hibritin iki telli hat uçlarından hatta doğru ölçülen empedansın birbirine mümkün merteye yakın olması gerekir. Bunlar birbirine eşit ise Hibrit Geçiş Kaybı sonsuzdur. Bu fark arttıkça Hibrit Geçiş Kaybı küçülür.

Transmisyon hatlarında kullanılan başlıca dengeleme devreleri şekil 2-1'de gösterilmiştir. Ekonomik olmaları ve hacimce ufak olmaları için mümkün merteye az eleman kullanılmasıdır. Fakat frekans bandı geniş ise eleman sayısının arttırılması gerekir.



şekil : 2-1 BAřLICA DENGELEME DEVRELERİ

(a) ve (b) ÇIPLAK TELLİ HAVAİ HATLARDA

(c) YüKLENMEMİş KABLOLARDA

(d) YüKLENMİş KABLOLARDA

Dengeleme devrelerinin hesabına örnek olarak karakteristik empedansı ile uçlandırılmış çıplak telli havai hat için şekil 2-1 (a) daki en basit devreyi hesaplayalım. Havai hatlarda frekansın yüksek değerleri için ωC yanında G ihmal edilecektir. Buna göre karakteristik empedans,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \cong \sqrt{\frac{R + j\omega L}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{R}{j\omega L} \right)^{1/2}$$

şeklinde yazılabilir. Parantezli terimi binom serisine açarsak

$$\left(1 + \frac{R}{j\omega L} \right)^{1/2} = 1^{1/2} + \frac{1/2}{1!} 1^{\frac{1}{2}-1} \left(\frac{R}{j\omega L} \right) + \frac{\frac{1}{2}(\frac{1}{2}-1)}{2!} 1^{\frac{1}{2}-2} \left(\frac{R}{j\omega L} \right)^2 + \dots$$

ve gerekli kısaltmalar sonucu;

$$\left(1 + \frac{R}{j\omega L} \right)^{1/2} = 1^{1/2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{R}{j\omega L} - \frac{1}{8} \left(\frac{R}{j\omega L} \right)^2 + \frac{3}{48} \left(\frac{R}{j\omega L} \right)^3 + \dots$$

ifadesini elde ederiz. Burada gözönüne aldığımız frekans bandında

$$\omega L \gg R \quad \text{ve} \quad \frac{R}{\omega L} \ll 1 \quad \text{dir.}$$

Böylece binom serisinin ilk iki terimiyle yetinebiliriz.

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{R}{j\omega L} \right)^{1/2} \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{R}{j\omega L} \right)$$

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{R}{j2\omega\sqrt{LC}}$$

Bu empedansı seri bağlı bir direnç ve bir kapasite ile gerçekleyebiliriz.

$$R_1 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad C_1 = \frac{2\sqrt{LC}}{R}$$

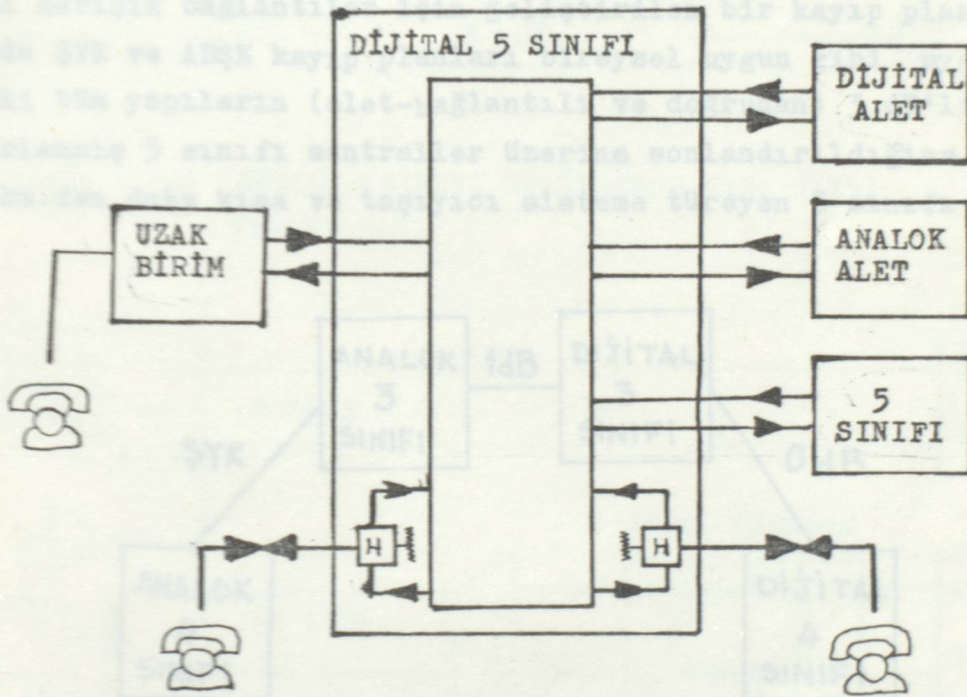
Burada R, L, C hattın ilkel parametreleridir. Elde ettiğimiz Z_1 empedansı yüksek frekanslarda Z_0 emp.ına yaklaşır. Ancak alçak frekanslarda aralarındaki fark büyüktür. Bunun için binom serisinden daha fazla terim alınarak fark küçültülmeye sağlanır. Ancak Hattın ilkel parametreleri dağılmış parametreler olduğundan bunların nem, sıcaklık-soğukluk gibi atmosferik etkilerden etkilenmeleri dengeleme devresindeki devre elemanlarınınkinden daha farklıdır. Bu nedenle dengesizlik zamanla farklılaşır.



Şekil 3-1 Uzak birimlerin 4 telli yereliletimli santrallerde sonlandırılması için, anahtarlanmalıiletim arayışı.

DİJİTAL SANTRALLERDE HİBRİTLER

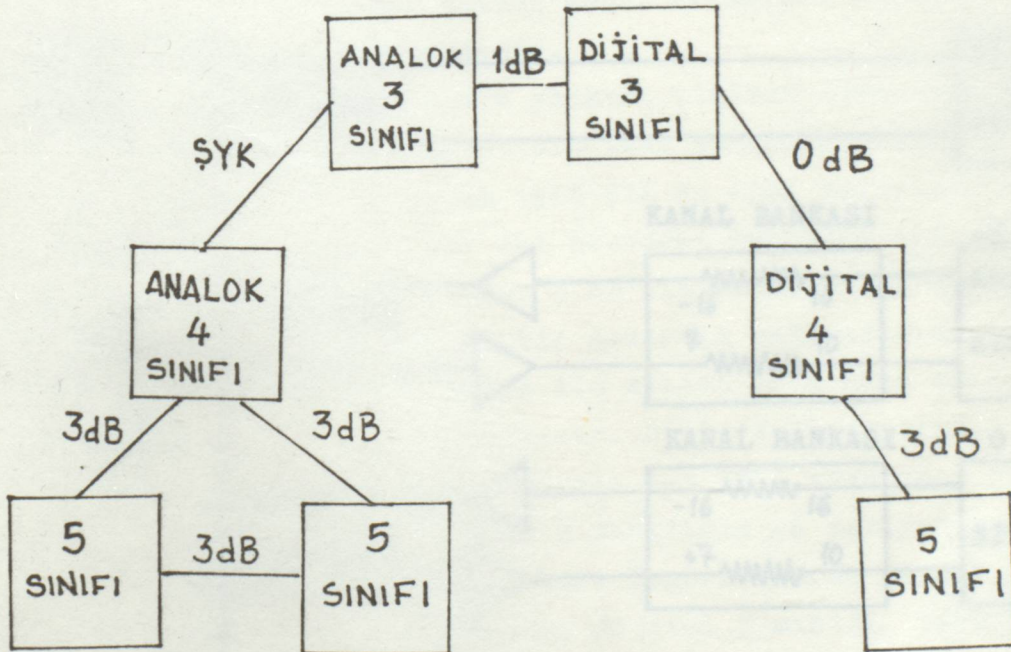
Yerel telefon hatlarında, dijital santrallerin yaygınlaşması ile hibritler daha da güncelleşmiştir. Dijital santrallerin yapısı dört telli ilettime dayanmaktadır. Böylece tüm yerel bağlantılar için 2 telden 4 tele ve 4 telden 2 tele dönüşüm gerekmektedir.



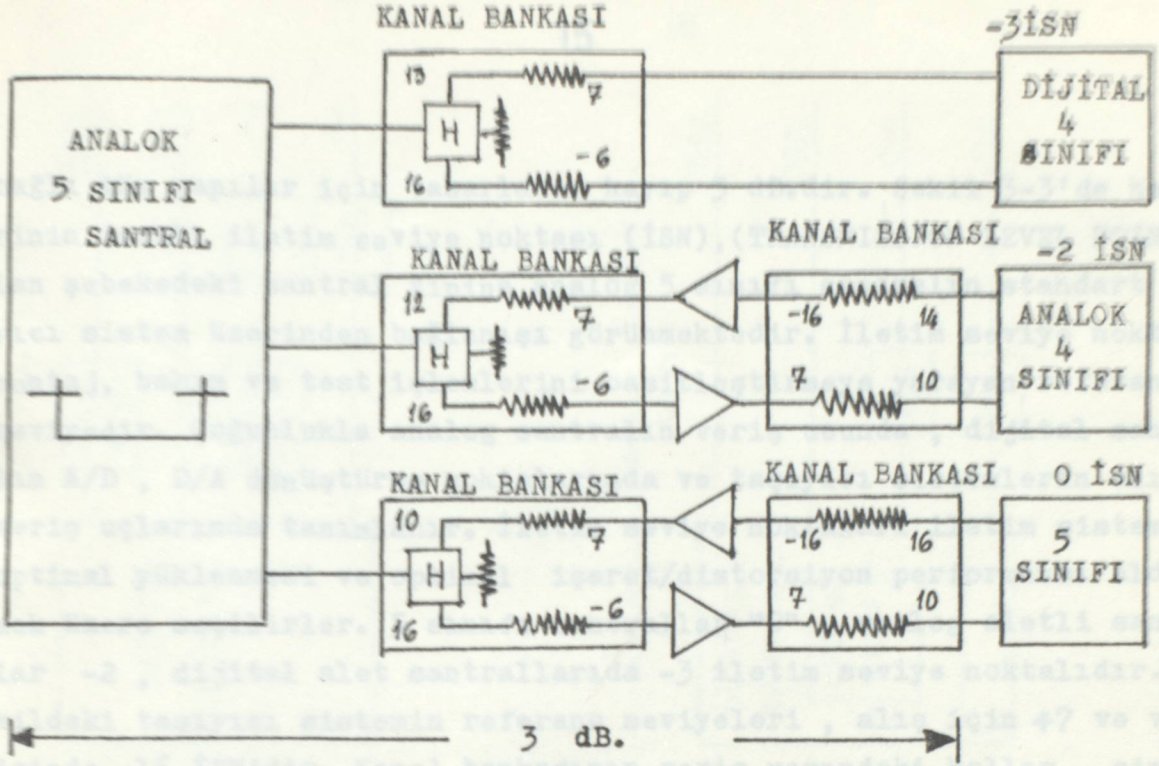
Şekil 3-1 Uzak birimlerin 4 telli yerel iletimli santrallarda sonlandırılması için, anahtarlamalı iletim interfeysi.

Dört telli yerel bağlantılarda uygun kararlılık sınırları sağlanmadığına da ötme ve yakın ötme (near singing) distorsiyonları oluşacaktır. Dört telli alet bağlantıları için yankının en büyük kaynağını 2 telden 4 tele çevirme noktasında oluşan yansıyan işaret oluşturur. Çünkü santrallerin geniş empedans değişim bölgelerine iletim sistemlerinin ($900+2.16\mu F$) empedanslarını her zaman uyumlaştıramayız. Bu yüzden alet kayıp kısmı, ana konuşma işaretini aşırı bir şekilde bastırmadan, yansıyan işareti kont altında tutabilecek derecede yeterli bir zayıflama sağlamaktadır.

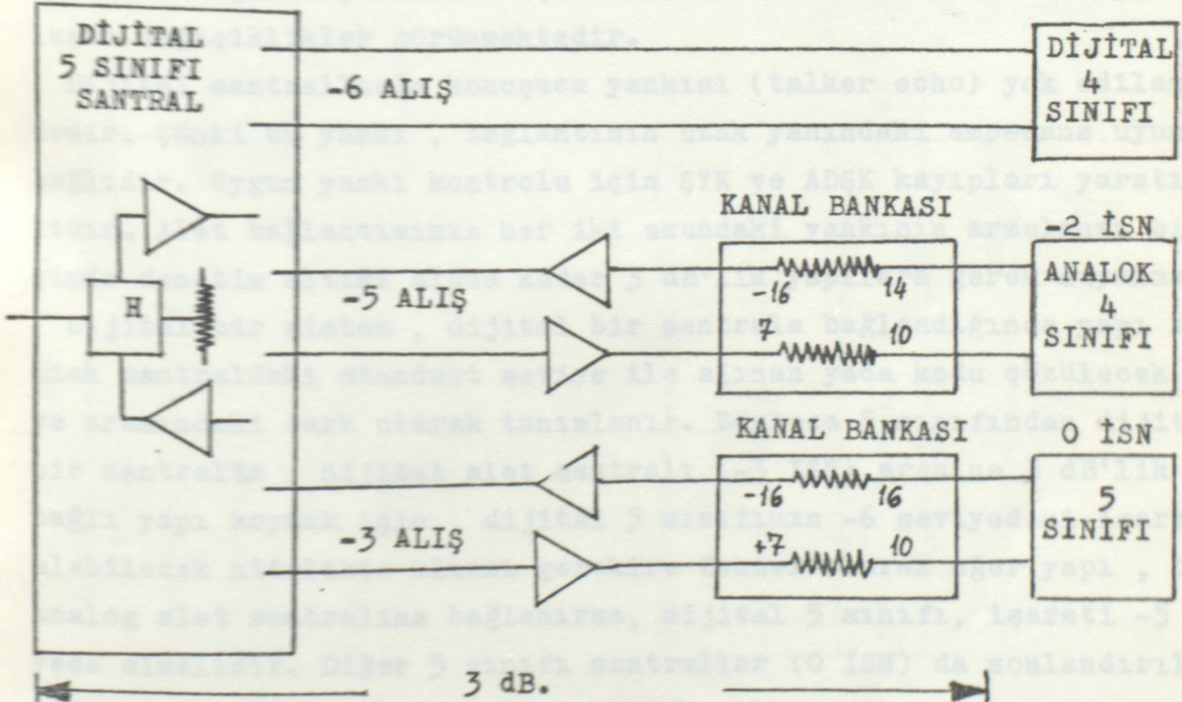
Analog bağlantılar için şebeke yoluyla kayıp (ŞYK), (VIA NET LOSS) ve dijital bağlantılar içinde anahtarlamalı dijital şebeke kaybı (ADŞK), (SWITCHED DIGITAL NETWORK LOSS) geliştirilmiştir. Şekil 3-2'de analog/dijital karışık bağlantılar için geliştirilen bir kayıp planı görünmektedir. Burada ŞYK ve ADŞK kayıp planları bireysel uygun gibi uygulanmıştır. Buradaki tüm yapıların (alet-bağlantılı ve doğrudan) 3 dB'lik kayıp için tasarlanmış 5 sınıfı santraller üzerine sonlandırıldığına dikkat edelim. 300 km.den daha kısa ve taşıyıcı sisteme türeyen 5 sınıfı santrallara



Şekil : 3-2 Yapı kaybı yerleştirme örneği



ŞEKİL : 3-3 ANALOK 5 SINIFI DÜZENLERDE YAPI KAYBI YARATILMASI



ŞEKİL : 3-4 DİJİTAL 5 SINIFI DÜZENLERDE YAPI KAYBI YARATILMASI

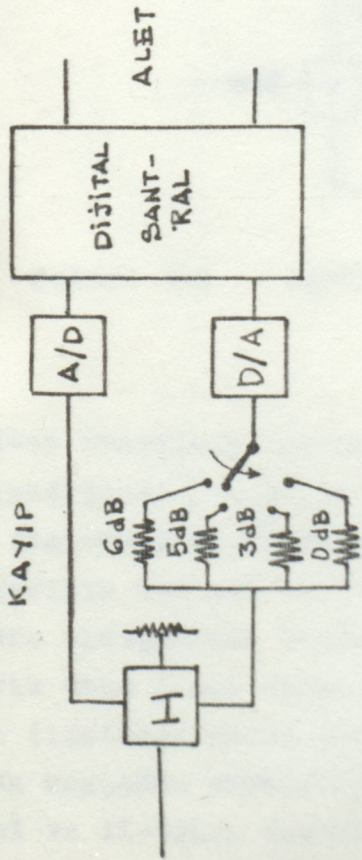
bağlı tüm yapılar için tasarlanan kayıp 3 dB'dir. Şekil 3-3'de her birinin farklı iletim seviye noktası (İSN), (TRANSMISSION LEVEL POINT) olan şebekedeki santral tipine analog 5 sınıfı santralin standart taşıyıcı sistem üzerinden bağlantısı görülmektedir. İletim seviye noktası montaj, bakım ve test işlemlerini basitleştirmeye yarayan referans bir seviyedir. Çoğunlukla analog santralin veriş ucunda, dijital santralin A/D, D/A dönüştürme noktalarında ve taşıyıcı sistemlerin alış ve veriş uçlarında tanımlanır. İletim seviye noktaları iletim sisteminin optimal yüklenmesi ve optimal işaret/distorsiyon performansı elde etmek üzere seçilirler. 5 sınıfı santraller "0", analog aletli santraller -2, dijital alet santralleri de -3 iletim seviye noktasıdır. Şekildeki taşıyıcı sistemin referans seviyeleri, alış için +7 ve veriş içinde -16 İSN'dir. Kanal bankasının veriş yanındaki kollar, sinyali taşıyıcı sistem için uygun seviyeye (burada -16 İSN'dir) ayarlamaya yarar. Kanalin alış yanındaki kollar da arzulanan 3 dB'lik yapı kaybını elde etmek üzere ayarlanmıştır. Farklı yapılar için kol değerleri de farklıdır. Şekil 3-4'de analog santrallerin yerine dijital santraller konulduğunda, kolları içeren kanal bankaları kaldırıldığında oluşan değişiklikler görülmektedir.

Dijital santrallerle konuşucu yankısı (talker echo) yok edilememektedir. Çünkü bu yankı, bağlantının uzak yanındaki empedans uyumuna bağlıdır. Uygun yankı kontrolü için ŞYK ve ADŞK kayıpları yaratılmalıdır. Alet bağlantısının her iki ucundaki yankının arzulanan bir biçimde denetim altına alana kadar 3 dB'lik yapılara gerek duyulmaktadır.

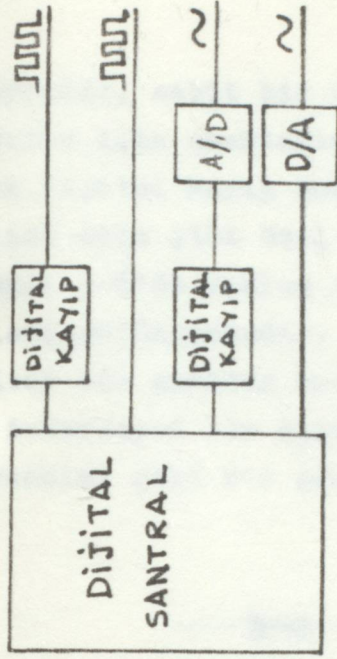
Dijital bir sistem, dijital bir santrale bağlandığında yapı kaybı uzak santraldaki standart seviye ile alınan yada kodu çözülecek seviye arasındaki fark olarak tanımlanır. Böylece 5 sınıfından dijital bir santralla, dijital alet santrali (-3 İSN) arasına 3 dB'lik alet bağlı yapı koymak için, dijital 5 sınıfının -6 seviyedeki işareti alabilecek nitelikte olması gerekir. Benzer olarak eğer yapı, bir analog alet santralına bağlanırsa, dijital 5 sınıfı, işareti -5 seviyede olmalıdır. Diğer 5 sınıfı santraller (0 İSN) da sonlandırılan yapılar için -3'lük alış seviyesi gerekecektir.

Şekil 3-5'deki farklı alış seviyelerini elde etmeye yarayan 4 seçeneğe dikkat ediniz.

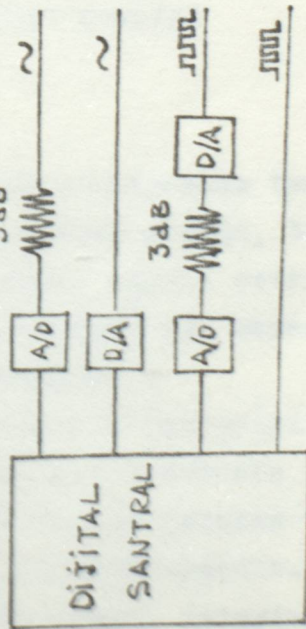
HAT İNTERFEYSİNDE ANAHTARLAMALI ANALOK KAYIP



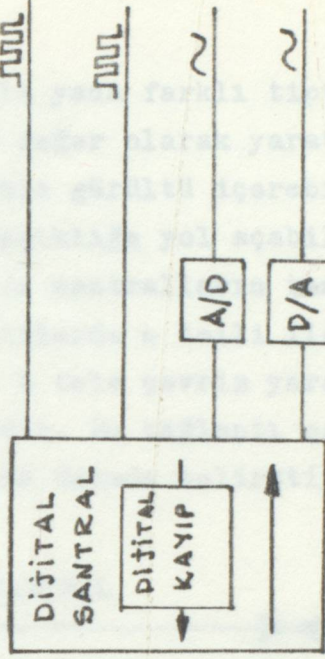
YAPI İNTERFEYSİNDE SABİT DİJİTAL KAYIP



YAPI İNTERFEYSİNDE SABİT ANALOK KAYIP



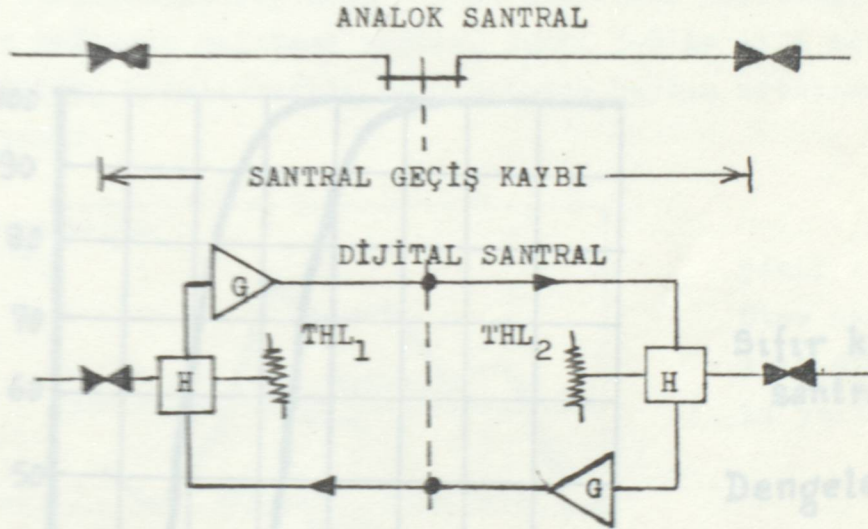
ANAHTARLAMALI DİJİTAL KAYIP



ŞEKİL : 3-5 KAYIP YARATMA SEÇENEKLERİ

Kayıplar, sabit bir değeri olan yapıyla yada farklı tipten bir sonlandırma için anahtarla seçilebilen bir değer olarak yaratılmaktadır. Ancak dijital kayıp seçenekleri daha fazla gürültü içerebilirler ve dijital data gibi özel servislerde karmaşıklığa yol açabilirler.

Şekil 3-6'da analog ve dijital 5 sınıfı santrallerin temel farklılıkları görünmektedir. Tüm yerel bağlantılarda 4 telli iletim yoluna dijital bir anahtar konmuştur. 2 telden 4 tele çevrim yaratan hat/santral interfeyisi bir hibritle sağlanmaktadır. Bu bağlantı şekli konuşucu yankısı gibi bir problem yaratır. Daha öncede belirttiğimiz gibi

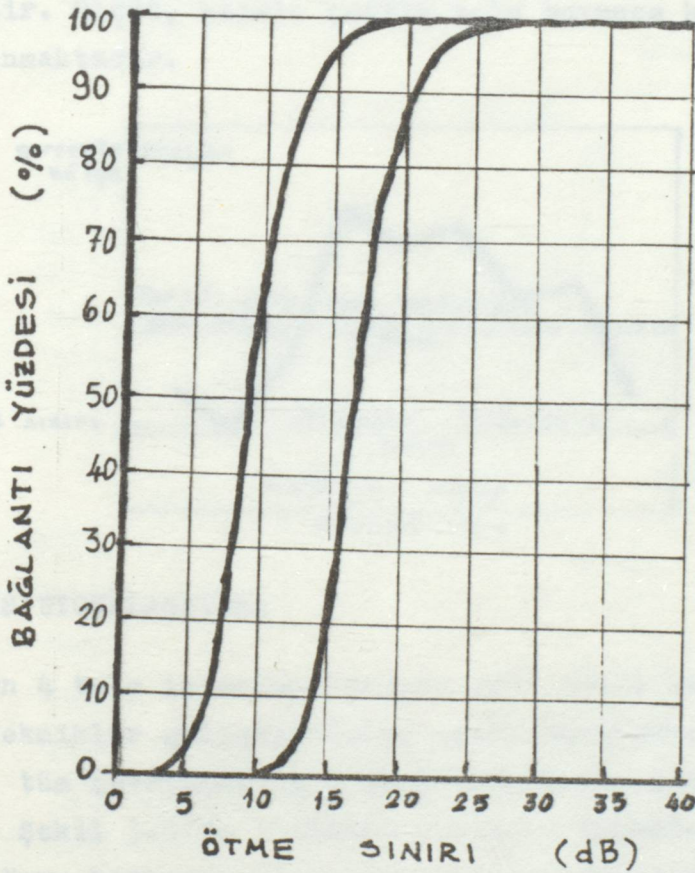


Şekil: 3-6 SANTRAL İÇİ KARARLILIK ANALİZİ

hibritin dengeleme devresi abone hattının empedansına tam olarak ayarlanmadığında, 4 telli kapalı çevrimde dönen enerji, ötme ve yakın ötme distorsiyonu yaratacaktır. Ötme olayı, kapalı çevrimde bir birimlik gerilim kazancı ve herhangi bir frekanstaki faz kaymasının 360° 'nin katları olduğundaki osilasyon olarak tanımlanır.

Yakın Ötme (near singing)'de oyuk etkisidir. Dinleyici yankısı olarak (listener echo) adlandırılır. Konuşucunun sesinin yansımalarıyla oluşan konuşucu yankısından farkı, işaretin iki yansımaya noktasından geçişi ve iletilen işarete bir gecikme ile eklenmesidir. 4 telli bağlantıların geleneksel iyilik ölçütü, Ötme sınırı (singing margin)'dir.

Ötme sınırı , ilgilenilen frekans bandında, kapalı çevrim boyunca kayıp ve kazançların toplamının en küçüğüdür. İkinci mertebeden etkileri göz önüne almadığımızda , ötme sınırı, iki hibrit interfeysindeki geri dönüş kayıpları ve bunlara 2 kere santral geçiş kaybının eklenmesi olarak da tanımlanır. Ancak repetörlerde santral geçiş kaybı söz konusu değildir. Şekil 3-7'de ötme sınırının kümülatif dağılım fonksiyonu görülmektedir.



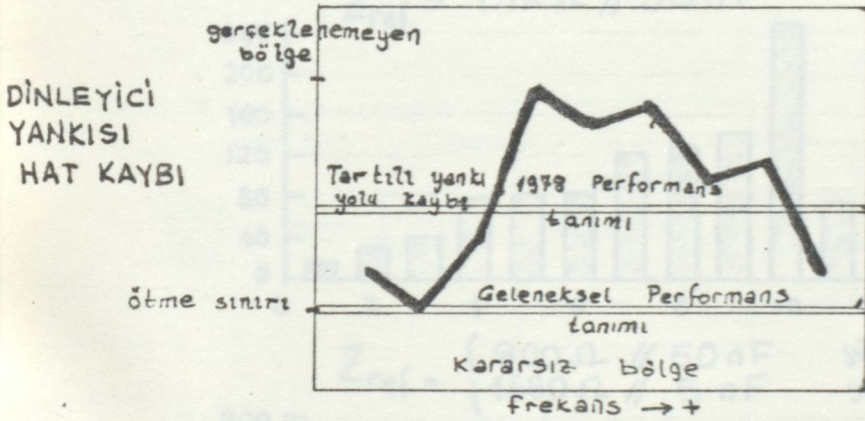
Sıfır kayıplı
santral

Dengeleme devresi
 $900\Omega + 2.16\mu F$

Şekil : 3-7 Ötme sınırının kümülatif dağılım fonksiyonu

YAKIN ÖTME DİSTORSİYONU

Yakın ötme distorsiyonu, "o" araya girme kayıplı santrallarda oluşan tipik bir bozulma şeklidir. Kapalı çevrim oluşturan 4 telli iletim hattındaki geri beslemeden oluşur. Bu distorsiyon 2 telden 2 tele, 4 telli sistemlerin yanıtı olarak hafif bir dalgalanma yaratır. Bu dalgalanma, geri besleme yolundaki kaybın frekans karakteristiği ve bu kapalı çevrim boyunca oluşan gecikmeyle karakterize edilir. Etkileri ise doğal olmayan bir ses şeklindedir. Uzun ve ince bir borudan iletilen sese benzer. Yakın ötme distorsiyonunun etkilerini ölçülebilir değerlere bağlamak için bireysel testler yapılır. Bu testlerin bir sonucu olarak Ağırlaştırılmış Yankı Yolu Kaybı (AYYK) denen subjektif bir kalite ölçütü tanımlanmıştır. AYYK, ötme sınırının yarattığından çok daha kesin bir bağlantı kalitesi sağlar. Şekil 3-8'de AYYK kavramı görülmektedir. Ölçüt, kapalı çevrim yolu boyunca kaybın ortalaması temeline dayanmaktadır.



Şekil : 3-8

Ötme sınırı ve tartılı dinleyici yankı yolu kaybı

EMPEDANS UYGUNLAŞTIRMA

2 telden 4 tele arayışlarındaki geri dönüş kayıplarını arttırmaya yönelik teknikler geliştirilmeye çalışılmaktadır. Bunlardan en iyi yaklaşım, tüm çevrimler için empedans uygunlaştırma devrelerini seçmektedir. Şekil 3-9'da 3 farklı empedans uygunlaştırma devresinin, ötme geri dönüş kaybının histogramları görülmektedir. Şekiller için ötme geri dönüş kaybı, 200-3200 Hz'lik frekans bandındaki en küçük geri dönüş kaybı olarak tanımlanmıştır. Geri dönüş kaybı aşağıdaki gibi tanımlanır.

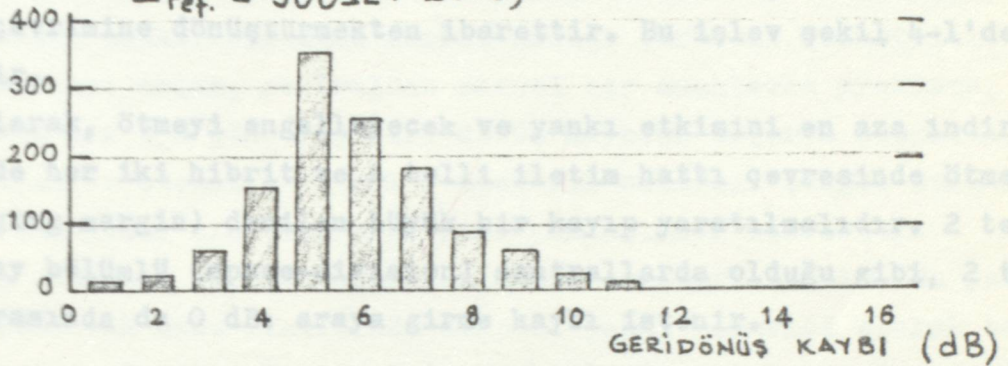
$$G.D.K = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_{Loop} + Z_{Bal}}{Z_{Loop} - Z_{Bal}} \right|$$

ADAPTIF DENGELENELİ ELEKTRONİK HİBRİT

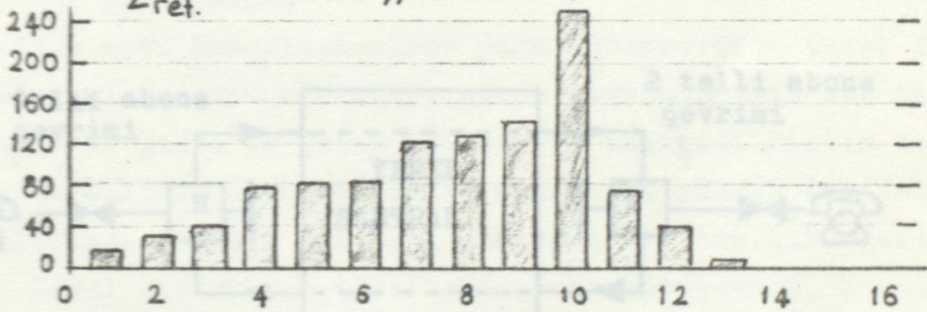
Mahalli telefon şebekelerindeki analog santrallerin yerlerini dijital

GEVRİM SAYISI

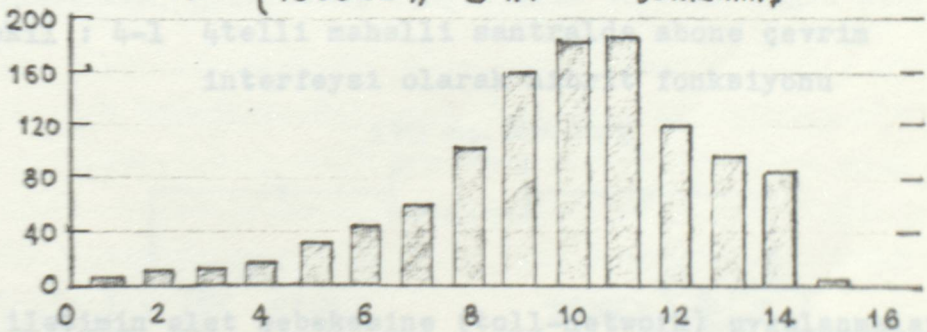
$$Z_{ref.} = 900\Omega + 2.16\mu F$$



$$Z_{ref.} = 1.1K\Omega // 30nF$$



$$Z_{ref.} = \begin{cases} 800\Omega // 50nF & \text{yüklenmemiş} \\ 1650\Omega // 5nF & \text{yüklenmiş} \end{cases}$$



Şekil 3-9

GEVRİM ÖTME GERİDÖNÜŞ KAYBI

ADAPTİF DENGELLEMELİ ELEKTRONİK HİBRİT

Mahalli telefon şebekelerindeki analog santralların yerlerini dijital santralların almaya başlamasıyla hibritleri çok daha kesin bir şekilde dengelemek sorunu ortaya çıkmıştır. Hibrit fonksiyonu, mahalli dijital santrallarda doğal olarak var olan 4 telli iletimden, dengelenmiş 2 telli abone çevrimine dönüştürmekten ibarettir. Bu işlev şekil 4-1'de görülmektedir.

İdeal olarak, ötmeyi engelleyecek ve yankı etkisini en aza indirgeyecek şekilde her iki hibrit ve 4 telli iletim hattı çevresinde ötme sınırı (singing margin) denilen büyük bir kayıp yaratılmalıdır. 2 telli analog uzay bölümlü (space-division) santrallarda olduğu gibi, 2 telli kapılar arasında da 0 dB. araya girme kaybı istenir.



Şekil : 4-1 4telli mahalli santralda abone çevrim interfeysi olarak hibrit fonksiyonu

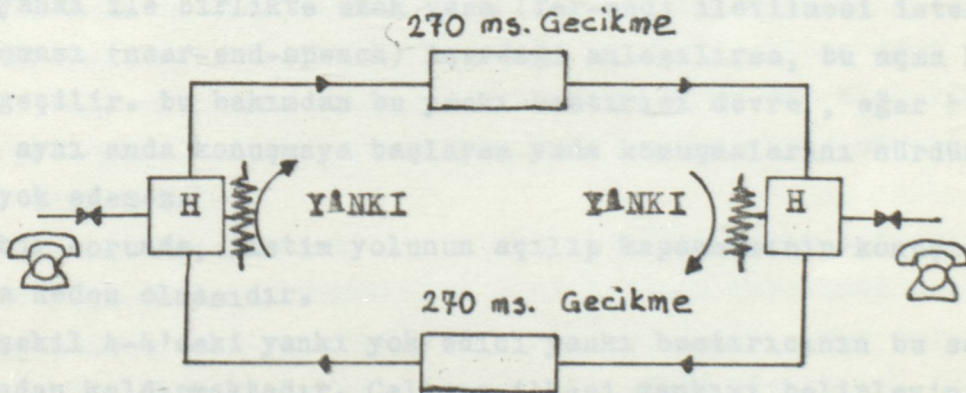
4 telli iletimin alet şebekesine (toll-network) uygulamaları daima "0" olmayan araya girme kaybı ve ötme sınırında yükselmeler yaratmıştır. Bu probleme birçok çözüm önerileri getirilmiştir. Bu çözümlerin bir tanesi, 2 dB. kadarlık bir santral araya girme kaybı bırakmaktır. Fakat bu çözüm, uzun abone çevrimlerinde, servis derecesi ve gürültü kaybına olumsuz olarak etkimektedir.

Diğer bir yaklaşım da iki yada daha fazla sonlandırmayla her bir abone çevrimi tipini birtek hibrit ile sonlandırmaktır. Bu sonlandırma ile gerçek çevrim empedansı büyük bir hassasiyetle hibrit denge uyumu-na hakim olur.

Biri yüklenmiş, diğeri yüklenmemiş çevrim sonlandırmaları için birbirinden bağımsız iki çalışma sonunda, sonlandırmalar "0" kayıplı sant-rallarla kabul edilir bir ötme sınırı sonucu vereceği belirtilmiştir. Bu sonlandırmayı seçme, santraldan manuel bir anahtarla ayarlama, çağ-rı sırasında bir ton gönderip geri dönüş kaybını ölçerek otomatik ola-rak ayarlamak ve otomatik olarak , abonenin ahizesi çengel durumdaki empedansı (on-hook)'nın ölçülmesi gibi yaklaşımlar içerirler.

Bu tezde otomatik hibrit denge yaklaşımı araştırılmıştır. Bu yaklaşı-mın felsefesi ilk uydu iletiminde adaptif yankı giderici olarak hayli ilgi çekmiştir. Bunun için ilk önce yankı bastırıcı ve yankı giderici sistemlere bir göz atalım.

Şekil 4-2'de uydu haberleşmesinde yankı kontrolünün temel fakat ge-lişmemiş elemanları görünmektedir. Abone çevrimlerinin her iki yanın-daki hibritlerle giden ve gelen işaretler, taşıyıcı sistem için 4 tel-li iletime çevrilir. 36000 km. kadar yukardaki yüksek irtifalı haber-leşme uydularında her bir kol için yaklaşık 270 msn.lik gecikmeler mevcuttur. İdeal olarak sol taraftaki abone konuşurken, konuşma işare-ti üst taraftaki iletim kolundan sağ taraftaki hibrit ile 2 telli ile-time çevrilecekken, hibritteki dengesizlik ve buna bağlı hibrit geçiş

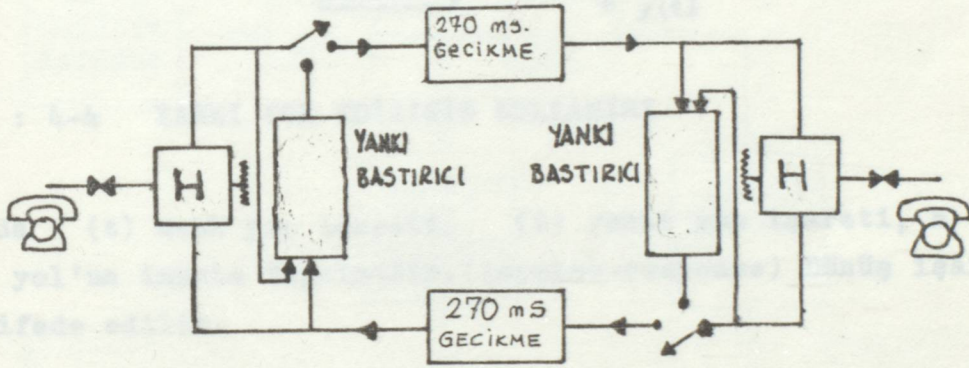


Şekil : 4-2 uydu devresinde yankının temel elemanları

kaybının sonsuz olmamasından dolayı işaretin bir kısmı aşağı koldan tekrar geri döner ve bu dönüşde de 270 msn'lik gecikme ile 540 msn. ye ulaşır. Bu mertebedeki bir yankı konuşucuyu son derece rahatsız eder. Haberleşmeyi de çok zorlaştırır.

1985 yılında Türkiye-USA arasında yaptığım bir telefon görüşmesinde aşırı yankı konuşmayı hem zorlaştırmış, hem de oldukça uzatmıştı.

Şekil 4-3'de yine uydu haberleşmesinde kullanılan yankı bastırıcı bir sistem görülmektedir.



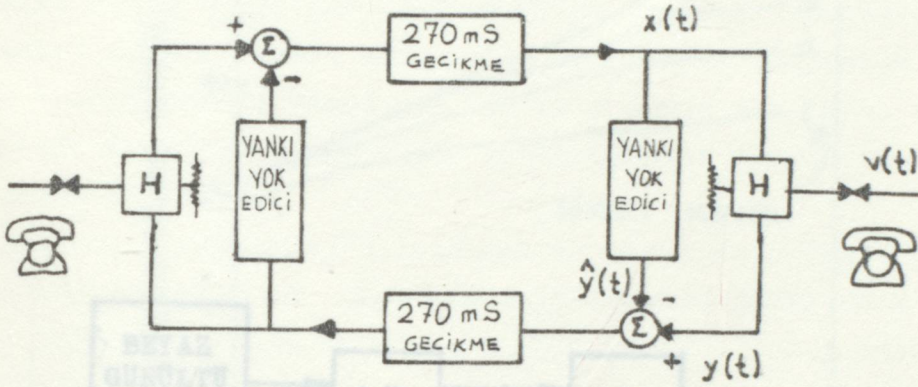
Şekil : 4-3 YANKI BASTIRICININ KULLANIMI

Sağ taraftaki yankı bastırıcı üst koldan bir enerji belirler belirlemez, alt kola seri bağlı bir anahtarı açar. Eğer hibritin veriş kolundaki işaretin yankı ile birlikte uzak yana (far-end) iletilmesi istenen yakın yan konuşması (near-end-speech) içerdiği anlaşılırsa, bu açma kararından vaz geçilir. bu bakımdan bu yankı bastırıcı devre , eğer her iki abone de aynı anda konuşmaya başlarsa yada konuşmalarını sürdürürse, yankıyı yok edemez.

Diğer bir sorunda, iletim yolunun açılıp kapanmasının konuşmada kırıntılara neden olmasıdır.

Ancak şekil 4-4'deki yankı yok edici yankı bastırıcının bu sakıncalarını ortadan kaldırmaktadır. Çalışma ilkesi yankıyı belirleyip geri dönüş kolundaki sinyalden çıkartmaktan ibarettir.

İçindeki enerjiye bakarak kadar basit değildir. Çünkü yakın taraf konuşması olmasa bile, yankıdan dolayı burada bir enerji var olacaktır.



-Şekil : 4-4 YANKI YOK EDİCİNİN KULLANIMI

Burada $x(t)$ uzak yan işareti, $y(t)$ yakın yan işareti, $h(t)$ ise hibrit ve yol'un impuls tepkisi (impulse-response) dönüş işareti $y(t)$ şöyle ifade edilir.

$$y(t) = h(t) * x(t) + v(t)$$

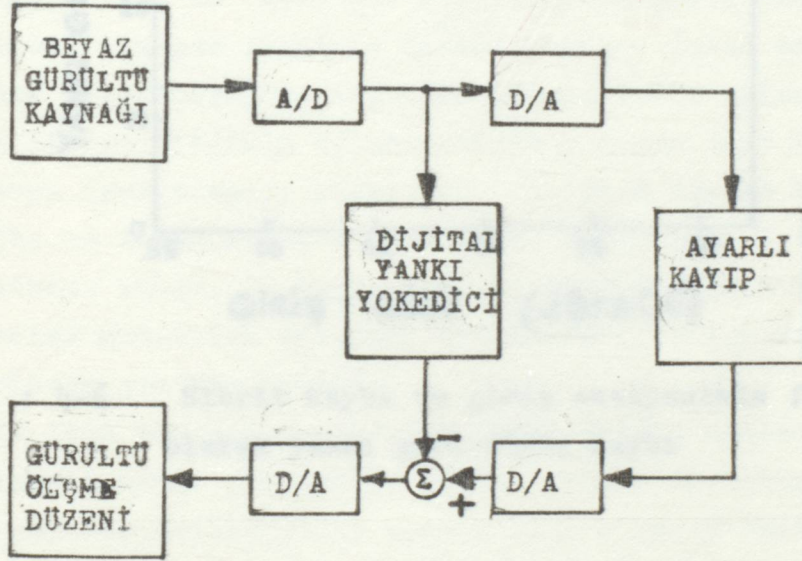
Burada $*$ konvolüsyon'dur.

Yankı yok edici, $h(t) * x(t)$ 'yi belirleyip bunu $y(t)$ 'den çıkararak $v(t)$ 'nin dönüş koluna tek başına aktarılmasını sağlar.

Bizim bu çalışmada ele aldığımız adaptif dengelemeli elektronik hibrit, (kısa adıyla, ADEH) bir yankı gidericiden oldukça basittir. Bu nedenle çok daha az güç tüketimi ve az yer kapladığından entegre devre olarak imal edilebilirler. Her bir abone çevrimine birer adet takılması mümkündür. Puna ek olarak oldukça sınırlandırılmış bir özgürlük derecesi sağlar. Böylece adaptasyonun durumu ne olursa olsun oldukça doğru bir denge durumu sağlar.

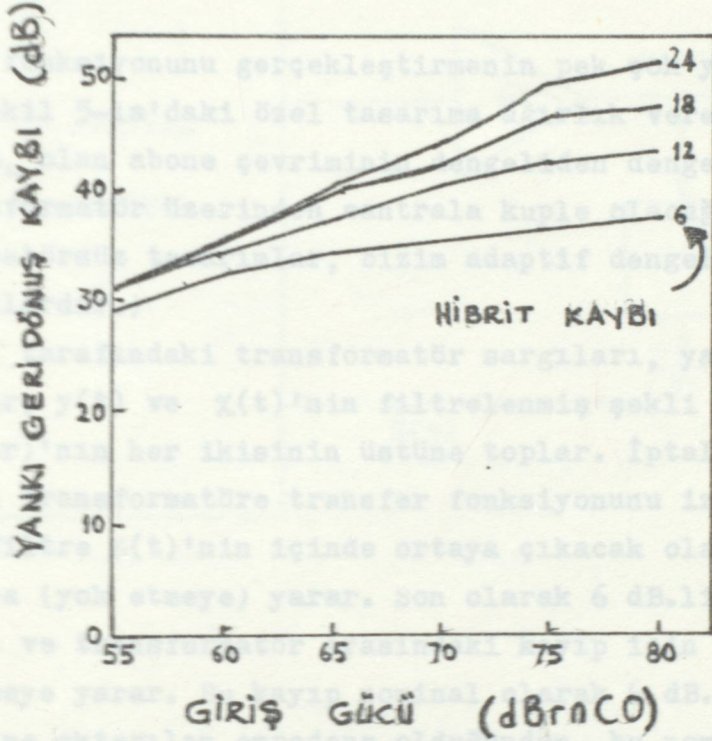
Bunlara karşın bir yankı giderici yakınsamadan sonra çok daha iyi bir adaptasyon sağlayabilir. Fakat kötü bir ayarlama durumunda çok kötü bir denge oluşturur. $y(t)$ geri dönüş sinyalindeki $v(t)$ yakın taraf konuşması, $h(t) * x(t)$ yankısından bile daha kuvvetli olacaktır. Bu yakın taraf konuşması istemeyen gürültüdür. Yakın taraf konuşma detektörü, yankı yok edicinin en önemli kısmıdır. Yakın taraf konuşmasını belirtmek $y(t)$

içindeki enerjiye bakmak kadar basit değildir. Çünkü yakın taraf konuşması olmasa bile , yankıdan dolayı burada bir enerji var olacaktır.



-Şekil : 4-5 Yankı geri dönüş kaybını ölçme düzeni

Şekil 4-5'de eko yok edicilerdeki yankı geri dönüş kaybının ölçülmesi için bir deney düzeneği görünmektedir. A/D ve D/A dönüştürücüleri, dijital yankı yokediciler kullanıldığından gereklidir. Burada hibrit, ayarlı kayıp devreleriyle modellenmiştir. Ancak bu ayarlanabilir kayıp devreleri, herhangi bir frekans farkı gözetmediklerinden, kaybın gerçek hibritlerdeki gibi olması için yeniden şekillendirici filtreler kullanılmıştır



-Şekil : 4-6 Hibrit kaybı ve giriş seviyesinin fonksiyonu olarak yankı geri dönüş kaybı

Şekil 4-6'da yankı geri dönüş kaybı , giriş gürültü seviyesinin fonksiyonu hibrit kaybı parametre olarak gösterir. Yankı geri dönüş kaybı , hibrit kaybı ve/veya giriş sinyal seviyesi arttıkça artmaktadır.

Bizim bu çalışmada ele aldığımız adaptif dengelemeli elektronik hibrit, (kısa adıyla, ADEH) bir yankı gidericiden oldukça basittir. Bu nedenle çok daha az güç tüketimi ve az yer kapladıklarından entegre devre olarak imal edilebilirler. Her bir abone çevrimine birer adet takılması mümkündür. Buna ek olarak oldukça sınırlandırılmış bir özgürlük derecesi sağlar. Böylece adaptasyonun durumu ne olursa olsun oldukça doğru bir denge durumu sağlar.

Bunlara karşın bir yankı giderici yakınsamadan sonra çok daha iyi bir adaptasyon sağlayabilir. Fakat kötü bir ayarlama durumunda çok kötü bir denge oluşturur.

ADAPTİF DENGELİMLİ HİBRİTİN TANIMI

Hibrit fonksiyonunu gerçekleştirmenin pek çok yöntemi olmasına karşılık burada şekil 5-la'daki özel tasarıma ağırlık vereceğiz. Karakteristik empedansı Z_L olan abone çevriminin dengeli dengeye dönüştürmek üzere bir transformatör üzerinden santrale kuple olacağını varsayalım. (Diğer transformatörsüz tasarımlar, bizim adaptif dengeleme yaklaşımımıza engel olmayacaklardır.)

Santral tarafındaki transformatör sargıları, yakın yan konuşması (near end talker) $y(t)$ ve $\chi(t)$ 'nin filtrelenmiş şekli uzak yan konuşması (far end talker)'nin her ikisinin üstüne toplar. İptal edici $H(\omega)$ filtresi, $\chi(t)$ 'den transformatöre transfer fonksiyonunu izlemek için tasarlanmıştır. Bu filtre $Z(t)$ 'nin içinde ortaya çıkacak olan $\chi(t)$ 'nin bileşenini bastırmaya (yok etmeye) yarar. Son olarak 6 dB'lik kazanç devresi vardır. Bu, $\chi(t)$ ve transformatör arasındaki kayıp için 6 dB'lik kazancı kompanse etmeye yarar. Bu kayıp nominal olarak 6 dB'dir. R hibrit tarafından çevrime aktarılan empedans olduğundan, bu nominal çevrim empedansı 900Ω olacak şekilde seçilir.

Hibrit için bir eşdeğer devre şekil 5-lb'de gösterilmiştir. Buradaki $y(t)$ sinyali abone çevriminde oluşan yakın-yan-konuşması'dır. $H(\omega)$, $H_L(\omega)$ olacak şekilde seçildiğinde sonsuz hibrit geçiş kaybı sağlanır. Fakat bununla birlikte ne yazık ki Z_L kesin olarak bilinemez. Ancak elverişli bir ötme sınırının $H(\omega)$ 'nın, $H_1(\omega)$ yada $H_2(\omega)$ olacak şekilde seçilmesiyle sağlanabilmektedir. Burada,

$$H_1(\omega) = \frac{Z_1}{R+Z_1}, \quad H_2(\omega) = \frac{Z_2}{R+Z_2} \quad (1)$$

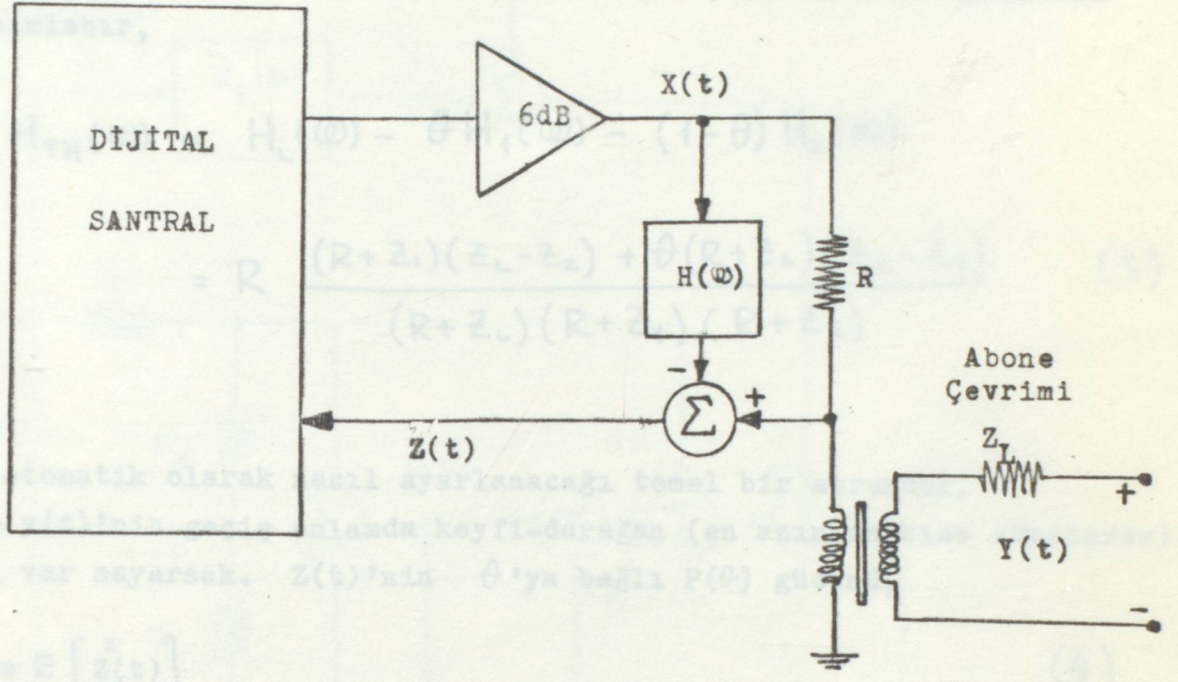
ve Z_1 , Z_2 de sırasıyla yüklenmiş ve yüklenmemiş çevrimlerle uyumlaşma için seçilmiş empedanslardır. Buna göre yaklaşımımız,

$$H(\omega) = \theta H_1(\omega) + (1-\theta) H_2(\omega) \quad \text{olacaktır.} \quad (2)$$

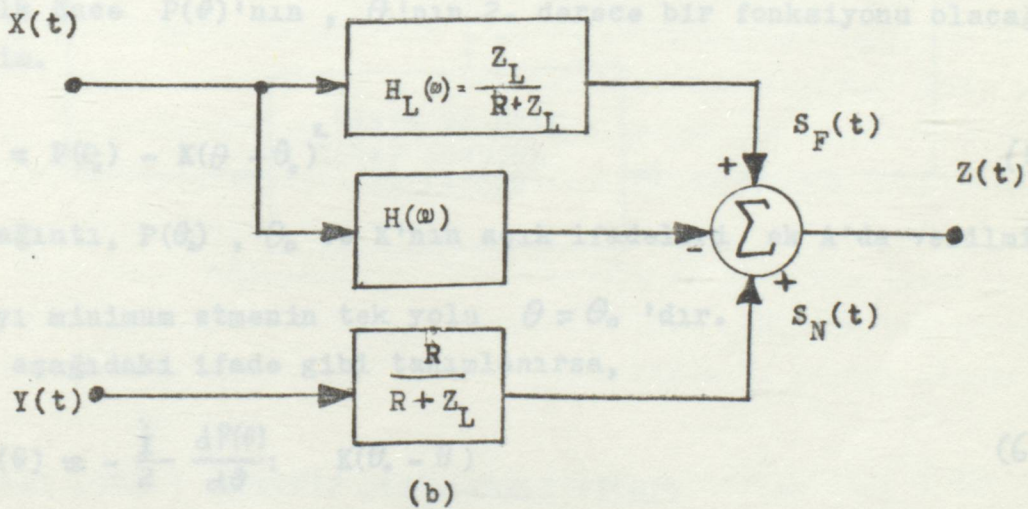
θ , 0 ile 1 arasında seçilebilen bir değerdir.

$$\theta = 1 \text{ iken } H(\omega) = H_1(\omega) \text{ ve } \theta = 0 \text{ iken de } H(\omega) = H_2(\omega) \text{ olmaktadır.}$$

Böylece θ 'nin uygun seçilmesiyle elverişli bir ötme sınırı sağlanır.



(a)



(b)

Şekil : 5-1

ELEKTRONİK HİBRİT

- (a) elektronik hibrit devresi
(b) eşdeğer devresi

$\chi(t)$ 'den $Z(t)$ 'ye hibrit geçiş transfer fonksiyonu basitce aşağıdaki gibi tanımlanır,

$$H_{TH}(\omega) = H_L(\omega) - \theta H_1(\omega) - (1-\theta) H_2(\omega)$$

$$= R \frac{(R+z_1)(z_L-z_2) + \theta(R+z_L)(z_2-z_1)}{(R+z_L)(R+z_1)(R+z_2)} \quad (3)$$

θ 'nın otomatik olarak nasıl ayarlanacağı temel bir sorundur.

(t) ve $y(t)$ 'nin geçiş anlamda keyfi-durağan (en azından kısa sürelerde) olduğunu var sayarsak. $Z(t)$ 'nin θ 'ya bağılı $P(\theta)$ gücünü,

$$P(\theta) = E[Z^2(t)] \quad (4)$$

olarak tanımlarız. θ 'nın seçimindeki kriterimiz $P(\theta)$ 'yı minimum etmektir. Başka bir deyişle $z(t)$ içinde oluşan uzak-yan konuşmasını en aza indirmektir. θ 'nın değerlendirilmesi (t) 'nin spektral karakteristiğine bağılı olacağını belirtmemiz gerekir.

θ 'yı belirleyen, (4)'ü minimize eden bir devreyi nasıl gerçekleyeceğiz? İlk önce $P(\theta)$ 'nın, θ 'nın 2. derece bir fonksiyonu olacağını belirtelim.

$$P(\theta) = P(\theta_0) - K(\theta - \theta_0)^2 \quad (5)$$

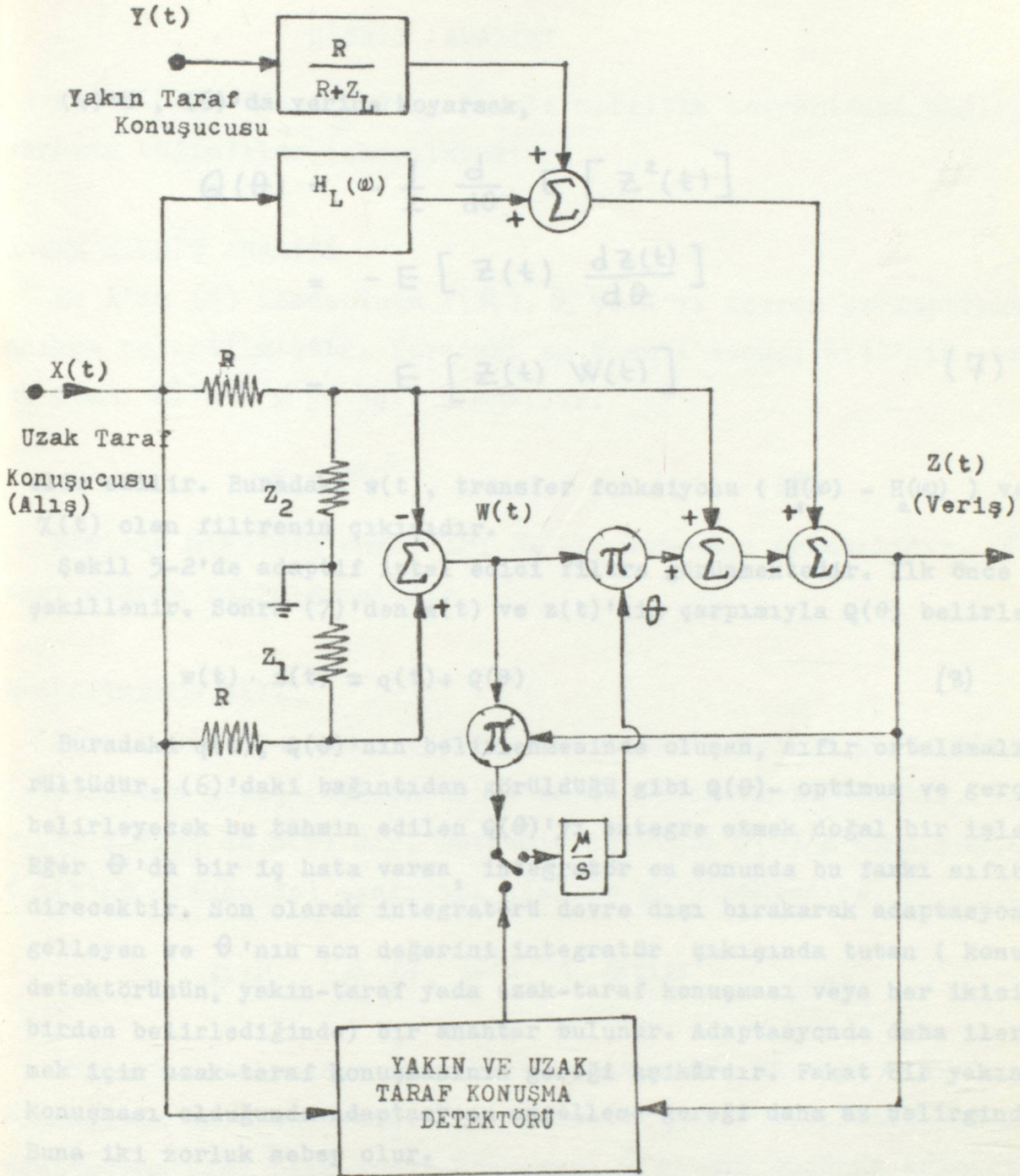
Bu bağıntı, $P(\theta_0)$, θ_0 ve K 'nin açık ifadeleri ek A'da verilmiştir.

θ 'yı minimum etmenin tek yolu $\theta = \theta_0$ 'dır.

$Q(\theta)$ aşağıdaki ifade gibi tanımlanırsa,

$$Q(\theta) = -\frac{1}{2} \frac{dP(\theta)}{d\theta} = K(\theta_0 - \theta) \quad (6)$$

$Q(\theta)$ 'yı belirleyecek devrede, θ 'nın uygun ayarı, eğer $Q(\theta) > 0$ ise θ 'yı büyütmek, $Q(\theta) < 0$ olduğunda da θ 'yı küçültmektir.



Şekil :5-2 ADAPTİF Dengelemeli Hibrit

HİBRİT ANALİZİ

Bu bölümde adaptif dengelemeli hibritin davranışını belirleme-
yarayan bağıntılar çıkarılacaktır.

A-TEK HİBRİT ANALİZİ

Ek A'da (5) ifadesinin $P(\theta_0)$, θ_0 ve K 'yı içeren parametreleri
açıkça belirtilmiştir. Buradaki en önemli sonuç; $w(t)$ 'nin varyan-
sı olan σ_w^2 'nin K 'ya eşit olmasıdır.

$$K = \sigma_w^2 \quad (9)$$

Böylece $Q(\theta)$ 'nin büyüklüğü σ_w^2 ile doğrudan orantılıdır. σ_w^2
ayrı olarak belirlenmelidir.

B-ADAPTASYON HIZI

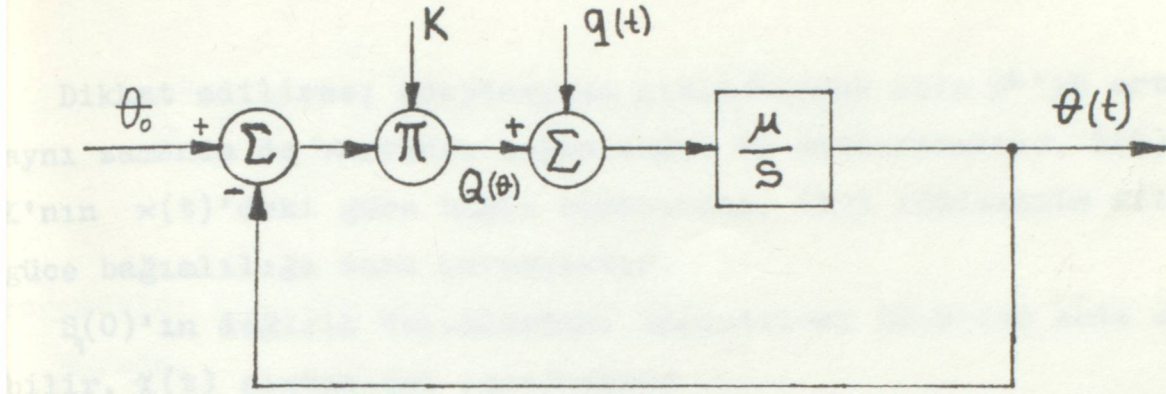
Hibrit adaptasyonuna eşdeğer devre Şekil 6-1'de gösterilmiştir.
İntegratöre giriş (6) ifadesini ve (8) ifadesini yansıtır. İnteg-
rator çıkışı da $\theta(t)$ dir. Devrenin iç koşul $\theta(0)$ 'a olan yanıtı
($q(t)=0$ olduğunda) aşağıdaki ifadede görülmektedir.

$$\theta(t) = \theta_0 (1 - e^{-\mu t}) + \theta(0) e^{-\mu t} \quad (10)$$

Böylece üstel adaptasyon hızı, integratör kazancı μ 'nın arttı-
rılmasıyla da artacaktır. (9) ifadesinden görülebileceği gibi
adaptasyon hızı uzak-taraf-konuşması $x(t)$ 'nin gücünün artmasıyla
da artmaktadır.

C- θ 'NİN VARYANSI

Şekil 6-1'den anlaşıldığı gibi $\theta(t)$, $q(t)$ gürültüsünü de
içermektedir. $q(t)$ ve $\theta(t)$ arasındaki transfer fonksiyonu aşağı-
ğıdaki bağıntıda görülmektedir.



-Şekil : 6-1 HİBRİT ADAPTASYON MODELİ

$$G(s) = \frac{\mu}{s + K\mu} \quad (11)$$

Bundan dolayı θ 'yı belirlemenin varyansı;

$$\text{Var}(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mu^2 S_q(0)}{K^2 \mu^2 + \omega^2} \frac{d\omega}{2\pi} \quad (12)$$

şeklinde olacaktır. Pekçok koşullar altında K kesim frekansı, $q(t)$ 'nin bant genişliğine olan ilişkisi çok az olduğundan $S_q(\omega)$, $S_q(0)$ olarak ele alınabilir. Böylece; (12) ifadesi şöyle olur.

$$\text{Var}(\theta) \cong \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mu^2 S_q(0)}{K^2 \mu^2 + \omega^2} \cdot \frac{d\omega}{2\pi} = \frac{\mu^2 S_q(0)}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\omega}{K^2 \mu^2 + \omega^2}$$

$$\text{Var}(\theta) \cong \frac{\mu^2 S_q(0)}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\omega}{K^2 \mu^2 (1 + \frac{\omega^2}{K^2 \mu^2})}$$

$$\text{Var}(\theta) \cong \frac{\mu S_q(0)}{2K} \quad (13)$$

Dikkat edilirse; adaptasyonu hızlandırmak için μ 'ü arttırmak aynı zamanda da varyansı belirlemeyi de arttıracaktır. $S(0)$ ve K 'nin $x(t)$ 'deki güce bağlı olmasından, (13) ifadesinin $x(t)$ 'deki güce bağımlılığı daha karmaşıktır.

$S_q(0)$ 'ın değişik durumlardaki bağıntıları Ek-B'den elde edilebilir. $x(t)$ sinüzoidal yapıdayken;

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (14)$$

ve ϕ $-\pi$ ile π arasında düzenli dağıldığında

$$S_q(0) = \frac{1}{2} A^2 |H_1(\omega_0) - H_2(\omega_0)|^2 S_y(\omega_0) \quad (15)$$

ifadesiyle verilmektedir. * işlemi konvülsiyon anlamında kullanılmış biçiminde olacaktır. $Y(t)$ 'nin de sinüzoidal olduğu durumlarda da,

$$S_q(0) = \frac{1}{2} A^2 |H_1(\omega_0) - H_2(\omega_0)|^2 S_x(\omega_0) \quad (16)$$

biçimine girecektir. K 'de değişir. Böylece (1) ifadesinin varyan-

$x(t)$ ve $y(t)$ 'nin konuşma sinyaline en yakın model olan bağımsız, durağan, Gaussiyen keyfi fonksiyonu olması durumunda, (14) ve

$$S_q(0) = \sigma_N^2 + \sigma_F^2 \quad (17)$$

bağıntısından dolayı

$$\sigma_N^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) S_y(\omega) |H_1(\omega) - H_2(\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\pi} \quad (18)$$

$$\sigma_F^2 = 2 \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) [\operatorname{Reel} H_T(\omega)]^2 \frac{d\omega}{2\pi} \quad (19)$$

varyanslar tanımlanmış olacaklardır.

Burada,

σ_N^2 yakın taraf konuşmasından ve σ_F^2 de sadece uzak taraf konuşmasından dolayı oluşan varyanslardır. Ayrıca (19) eşitliğindeki

$H_T(\omega)$;

$$H_{TH}(\omega) = [H_L(\omega) - H_2(\omega)] * [H_1(\omega) - H_2(\omega)] - \theta |H_1(\omega) - H_2(\omega)|^2$$

ifadesiyle verilmiştir. * işlemi konvülsiyon anlamında kullanılmıştır. $x(t)$ 'nin güç spektrumu aynı şekilde kaldığında fakat bu sırada toplam güç değiştiğinde (15)-(17) ifadelerindeki tüm terimler bu güçle doğrudan orantılı olarak artar. (19) ifadesi ise bu gücün karesi ile değişir. Buna benzer şekilde (9) ifadesinde $x(t)$ 'deki güçle orantılı olarak K'da değişir. Böylece (1) ifadesinin varyansı $x(t)$ 'nin içindeki güçten bağımsız olmaya eğilimlidir. Ancak (19) ifadesi varyansdaki terime arttırıcı yönde etki eder. (14) ve (19) ifadelerinden çıkarılan bir başka sonuç da şudur; $x(t)$ yada $y(t)$ 'den biri sinüzoidal olduğunda, sadece öteki sinyalde aynı frekanslı belirgin bir bileşen olduğunda, θ 'da da belirgin bir değişim olacaktır.

$y(t)$ sıfır olsa bile $x(t)$ Gausyen ise, θ 'da bazı değişimler olacaktır. $y(t)$ 'nin Gausyen olmasında $x(t)$ ve $y(t)$ 'nin birbirlerine etkisinden dolayı ek bir değişim daha oluşur. Bu değişim $S_x(\omega)$ ve $S_y(\omega)$ integralleriyle orantılıdır. Böylece sadece $x(t)$ ve $y(t)$ 'nin

anlamlı ortak frekans bileşenleri var olduğunda belirli ve anlamlı olur.

D-ÇAPRAZ İLİŞKİDE SINIRLAMAMIN ETKİSİ

$w(t)$ $z(t)$ 'nin ortalaması yerine $w(t)$ veya $z(t)$ 'nin yada her ikisini birden katlı bir şekilde sınırlandırırsak, gerçekleştirilecek devre oldukça basitleşir. Bu yeni değişikliğin etkisini $W(t)$ ve $z(t)$ 'nin Gausyen olduklarını varsayarak yeniden değerlendiririz. Bu analiz daha ziyade Ek-C 'de ele alınmıştır. Ek-C'nin genel sonucu $w(t)$ 'yi sınırlandırıp, $z(t)$ 'yi sınırlandırmamaktır.

$z(t)$ sınırlandırılırsa, yakın taraf konuşucusuna olan duyarlılık fazla olacak ve buna bağlı olarak da adaptasyon hızı azalacak ve θ 'nin varyasyonu artacaktır. $w(t)$ sınırlandırıldığında, θ 'nin varyansı daha duyarlı ve adaptasyon hızı, uzak taraf konuşucu gücüne daha az duyarlı olacaktır. Bu nedenden dolayı $w(t)$ 'nin sınırlandırılması tavsiye edilmektedir.

E-UZAK TARAF KONUŞUCU SPEKTRUMUNUN ETKİSİ

Daha önce de değinildiği gibi θ 'nin optimum değeri θ_0 , $S_x(\omega)$ 'ya bağlıdır. Bu bağımlılığın derecesini belirlemek için $x(t)$ 'yi ω_0 açısal frekanslı sinüzoidal bir işaret olduğunu varsayalım. Bu durumda A-6 daki gibi,

$$\theta_0 = \frac{\text{Reel} (H_L - H_2) (H_1 - H_2)}{\text{Reel} (H_1 - H_2)^2} \bigg|_{\omega = \omega_0} \quad (21)$$

θ_0 , sinüzoidal işaretin genliğinden bağımsız olacaktır. Z_1 ve Z_2 paralel RC devreleri olduğunda aşağıdaki bağıntılar oluşacaktır.

$$H_1(\omega_0) = \frac{1}{j\omega_0 RC_1 + \frac{R}{R_1} + 1} \quad (22)$$

$$H_2(\omega_0) = \frac{1}{j\omega_0 RC_2 + \frac{R}{R_2} + 1}$$

Buradaki parametreler;

$$R=900\Omega \quad R_1=1650\Omega \quad R_2=800\Omega \quad C_1=5nF \quad C_2=50nF$$

değerlerindedir.

(21) eşitliğindeki ω_0 'ın etkisini irdeleyebilmek için, z_L 'yi abone çevrimlerinin keyfi örnekleme sininin bir ortalaması olarak ele alalım. Bu değerler Tablo I'de verilmiştir.

Bunlara bağlı olarak bulunan θ_0 'lar ise Tablo II'de verilmiştir. $\theta_0 < 0$ yada $\theta_0 > 1$ olduğunda sırasıyla $\theta = 0$ ve $\theta = 1$ olarak seçilmektedir. Yüklenmemiş hatlarda, bant kenarlarında (200 ve 3200 Hertz) θ_0 'ın değeri $\theta = 0$ beklenen değerine ve yüklenmiş hatlarda da $\theta = 1$ beklenen değerine çok yakındır. 1 KHz gibi bant ortalarında θ_0 her iki durumun ortalarında bir değer alacaktır. Böylece θ_0 'dan işaretin şekline bağlı belirgin bir değişim bekleriz. Örneğin konuşma işaretinin frekans spektrumu, bantın alt kısımlarında yoğunlaşır. Fakat bu bantta iletilen data şeklindeki işaretin frekans spektrumu da bant ortalarında yoğunlaşır. Ama tek bir sinyal için, özellikle adaptasyonun yakınsama süresi uzunken, geniş bir θ_0 değişimi beklemeyeceğiz.

θ_0 'ın frekansa olan bu bağımlılığı, adaptif hibritin en iyi dengeyi sağlamasına yarar. Denge, çevrim empedansının fonksiyonu ol-

duğu gibi, aynı zamanda da $S_x(\omega)$ 'nin da fonksiyonudur. Gerçekte bu özellik, adaptif hibritin basit çevrim ayrımının tek başına elde ettiği dengeden daha iyi bir denge sağlamasını engeller. Yankı yokedicilerinde $S_x(\omega)$ 'ya olan bu duyarlılık yoktur. Çünkü serbestlik dereceleri, tüm frekanslarda (kuantlama gürültüsünün sınırlandırılması gibi nedenlerden dolayı) mükemmel denge sağlamaya uygundur.

1- 6 dB'lik kazanç : Akustik yankı yoldan 6 dB. kazanç elde edildiğinde, 4 telden 2'de daha fazla kazanç sağlanabilir. Bu kazanç, yankı yoldan sağlanır.

2- Akustik ve yankı yoldan kazanç : 6 dB. kazançlarında en-
titledir ve yankı yoldan kazanç sağlanır.

3- Akustik yankı yoldan 6 dB. kazanç sağlanır. Filtreler, transistörler ve diğer elektronikler kullanılır.

Şekil 6-1'inci sayfa üzerindeki blok diyagramı.



Eğer blok diyagramı, aşağıdaki gibi yazılırsa,

$H(s)$

(22)

Her iki konusundan $W_1(\omega)$ ve $Z_1(\omega)$ 'ya transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

F ARKA-ARKAYA BAĞLI HİBRİTLER

İki adaptif hibrit 4 telli hat ile arka-arkaya bağlandığında birbirlerine iki taraflı etki ederler. Bunun sonucu olarak ötme sınırında ciddi ölçüde bir düşüş olur. Şekil 6-2'de bunun bir modeli görülmektedir. Buradaki $H_{TH1}(\omega)$ ve $H_{TH2}(\omega)$ sırasıyla yakın ve uzak taraftaki hibritlerin, hibrit geçiş kayıplarıdır. $y_1(t)$ ve $y_2(t)$ 'de sırasıyla yakın ve uzak taraf konuşucularıdır. 4 telli iletim hattı da $H_s(\omega)$ transfer fonksiyonuyla modellenmiştir. Burada 3 önemli kısım şunlardır,

- 1- 6 dB.lık kazanç : Araya girme kaybının 0 dB. olması istendiğinde, 4 telin iki tele çevrim sırasındaki hibrit kaybını yok etmeye yarar.
- 2- Alçak ve yüksek geçiren filtreler : PCM sistemlerinde antializing ve yeniden şekillendirmeye yarar.
- 3- Gecikme : Bu gecikme 1 ms. veya daha fazla olabilir. Filtreler, tamponlar ve zaman sabitlerinden kaynaklanır.

Şekil 6-2'den aşağıdaki ifadeleri yazabiliriz.

$$\begin{bmatrix} Z_1(\omega) \\ W_1(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1 - H_s^2 \cdot H_{TH1} \cdot H_{TH2}} & \frac{H_s \cdot H_{TH1}}{1 - H_s^2 \cdot H_{TH1} \cdot H_{TH2}} \\ \frac{H_s^2 \cdot H_{TH2} (H_1 - H_2)}{1 - H_s^2 \cdot H_{TH1} \cdot H_{TH2}} & \frac{H_s (H_1 - H_2)}{1 - H_s^2 \cdot H_{TH1} \cdot H_{TH2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1(\omega) \\ Y_2(\omega) \end{bmatrix}$$

Eğer ötme sınırı transfer fonksiyonunu tanımlarsak,

$$H_{SM}(\omega) = H_s^2 \cdot H_{TH1} \cdot H_{TH2} \quad (22)$$

Her iki konuşucudan $W_1(\omega)$ ve $Z_1(\omega)$ 'ya transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur,

$$\frac{Z_1(\omega)}{Y_1(\omega)} = \frac{1}{1 - H_{SM}(\omega)} \quad (23)$$

$$\frac{W_1(\omega)}{Y_1(\omega)} = \frac{H_s^2 \cdot H_{TH2} \cdot (H_1 - H_2)}{1 - H_{SM}(\omega)} \quad (24)$$

$$\frac{Z_1(\omega)}{Y_2(\omega)} = \frac{H_s \cdot H_{TH1}}{1 - H_{SM}(\omega)} \quad (25)$$

$$\frac{W_1(\omega)}{Y_2(\omega)} = \frac{H_s (H_1 - H_2)}{1 - H_{SM}(\omega)} \quad (26)$$

$Z_1(t)$ ile $W_1(t)$ arasındaki çapraz güç spektral yoğunluğu da aşağıdaki ifadeyle verilmiştir.

$$S_{Z_1 W_1}(\omega) = S_{Y_1}(\omega) \frac{H_s^2 H_{TH2} (H_1 - H_2)}{|1 - H_{SM}|^2} + S_{Y_2}(\omega) \frac{|H_s|^2 H_{TH1}^* (H_1 - H_2)}{|1 - H_{SM}|^2} \quad (27)$$

Bu yoğunluk, hibritlerin farklı durumlarda nasıl davranacağını önceden belirlemeye yarar. (27) ifadesinin ikinci terimi θ 'nın adaptasyonunu engelleyen ve bu nedenle arzu edilen bir terimdir. $S_{Y_2} |H_s|^2$ 'yi S_x 'e benzer, uzak taraf konuşucu spektrumu olarak kabul edelim. Bu takdirde, hibritlerin birbirlerine etkimesine bağlı olarak oluşan tek farklılık payda terimidir. Yakınsayan hibritin θ 'sındaki etkilerle ilgilendiğimizden, hibritlerin 8 dB.lık ötme sınırı sağlayabilecek yapıda olduklarını var sayalım. Böylece,

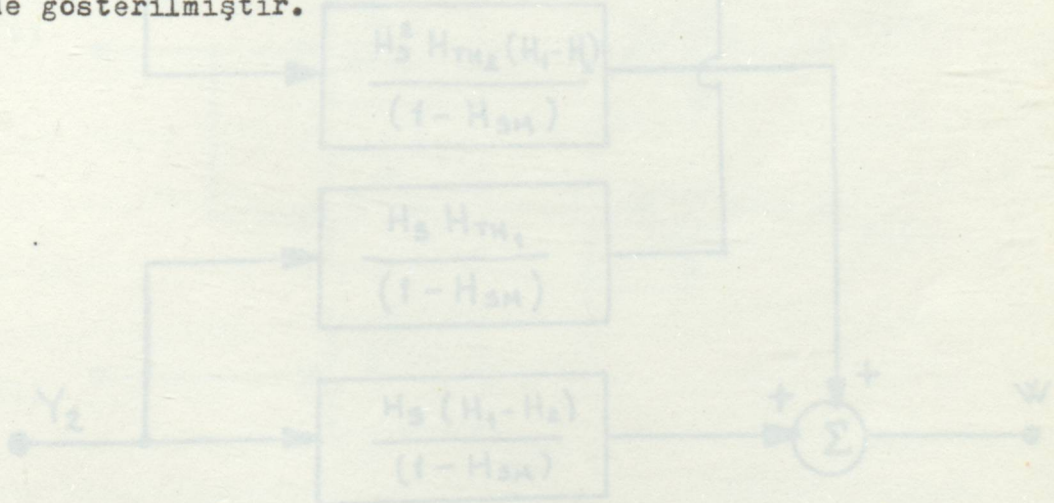
$$|H_{SM}| \leq 0.398 \quad \text{ve}$$

$$0.512 \leq \frac{1}{|1 - H_{SM}|^2} \leq 2.76$$

eşitsizliklerini yazabiliriz. (27) ifadesindeki payda terimi, ötme sınırının 4.4 dB. yada 2.9 dB. olduğu frekanslarda sırasıyla kuvvetlendirme yada zayıflamaya neden olacaktır. Yine (27) ifadesinin ilk terimi, uzak taraftaki hibritin sonlu bir hibrit geçiş kaybından oluşan θ 'daki istenmeyen bir etkiyi göstermektedir. Bu iki terimin birbirine göre bağıl büyüklüğü konusunda bir fikir edinmek amacıyla birbirine oranlarsak,

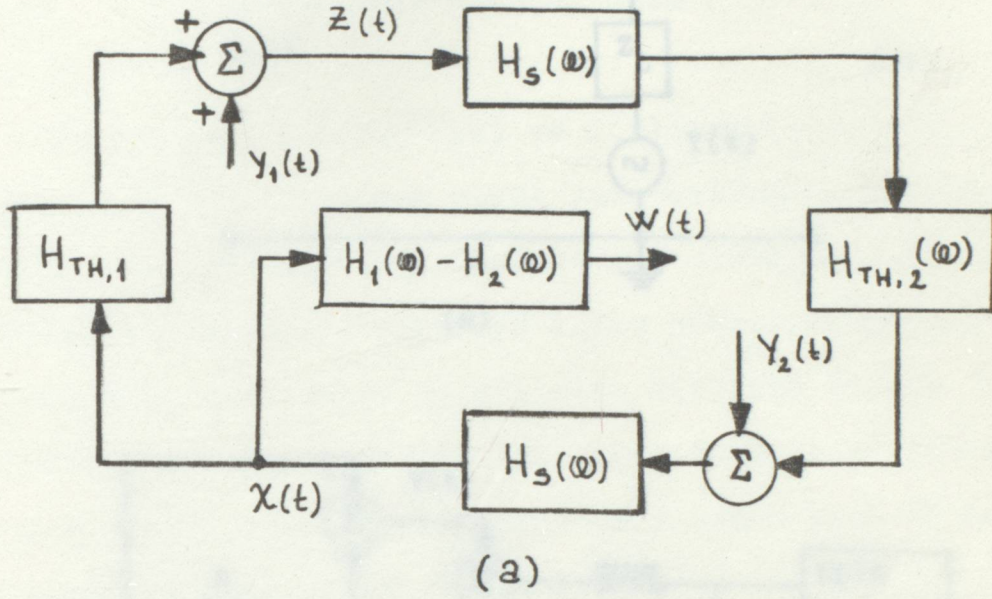
$$\frac{S_{y1}(\omega)}{S_{y2}(\omega)} = \frac{H_s^2}{|H_s|^2} \cdot \frac{H_{TH2}}{H_{TH1}^*}$$

İkinci terim birim büyüklüktedir. Üçüncü terim birim genlikten daha büyük olabilir. Bu oranı küçük tutabilmek için ilk önce birinci terimin küçük olduğuna emin olmalıyız. Bu da , yakın taraf konuşucu gücüne bağıl olarak daha küçük tutmak anlamına gelir. Bunu yapabilmeyin tek yolu, yakın taraf konuşucusuna yakın yada daha büyük olduğunda adaptasyonu engellemektir. Bununla ilgili konuşma detektörü şekil 6-3'de gösterilmiştir.

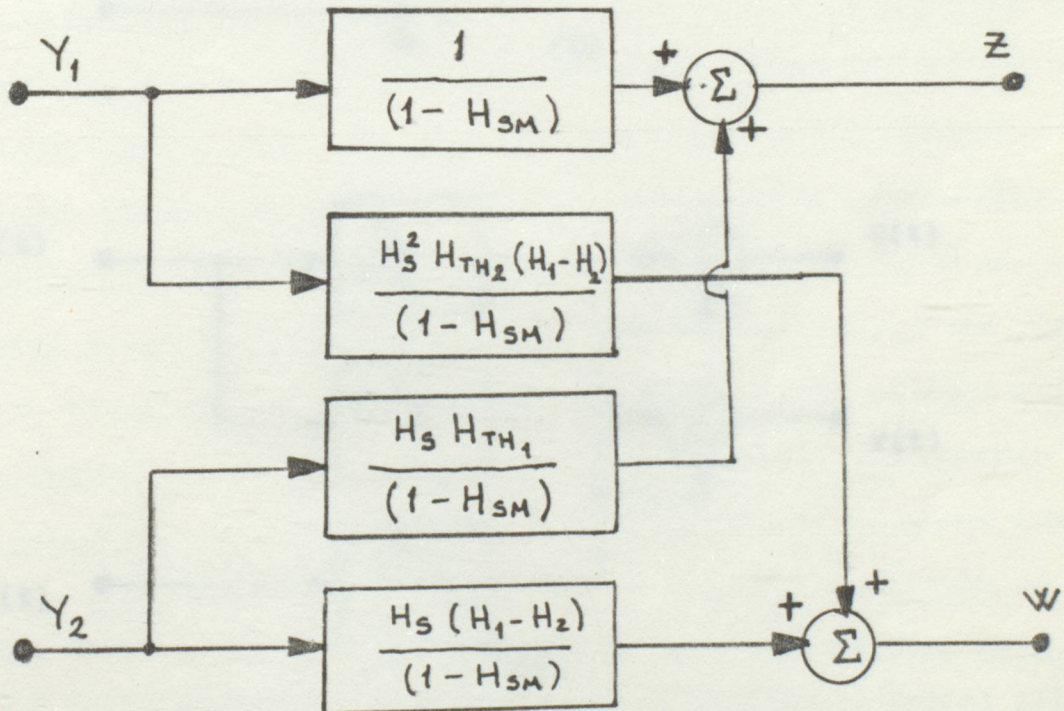


Şekil : 6-2 (a) Perceptron modelinin hibritlerin sinyallerinin etkileme modeli

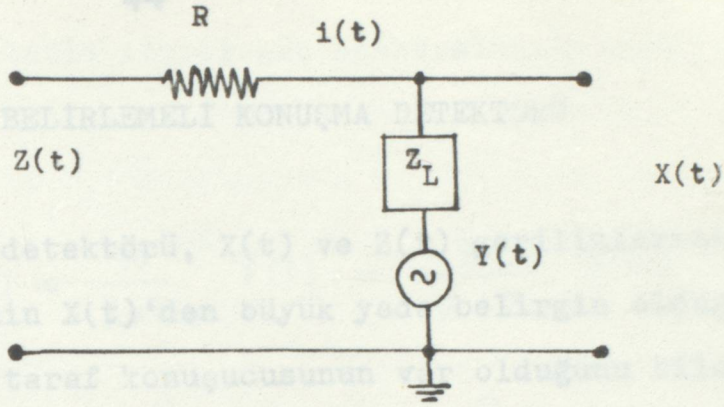
(b) Modelin indirgenmiş modeli



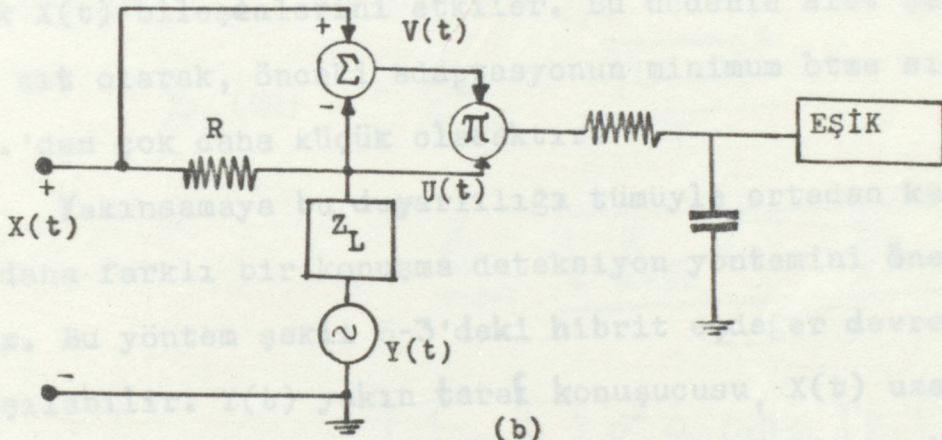
(b)



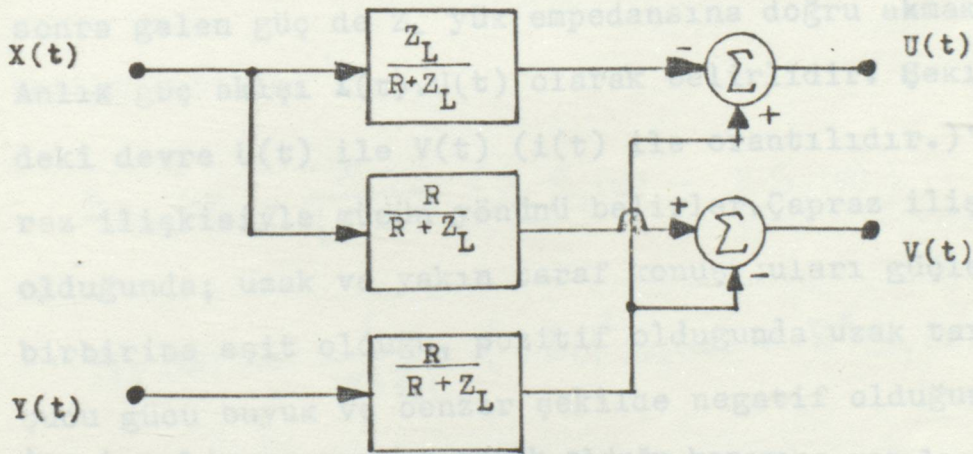
Şekil : 6-2 (a) PEŞPEŞE BAĞLI HİBRİTLERİN BİRBİRLERİNİ ETKİLEME MODELİ
(b) MODELİN İNDİRGENMİŞ HALİ



(a)



(b)



(c)

GÜÇ BELİRLEMELİ KONUŞMA DETEKTÖRÜ

Konuşma detektörü, $X(t)$ ve $Z(t)$ gerilimlerini gözleyerek, $Z(t)$ 'nin $X(t)$ 'den büyük yada belirgin olduğu durumlarda yakın taraf konuşucusunun var olduğunu bildirir. Bu standart yöntem bir dereceye kadar hibrit adaptasyonunun yakınsama derecesine duyarlıdır. $Z(t)$ 'nin içinde oluşacak $X(t)$ bileşenlerini etkiler. Bu nedenle alet şebekesine zıt olarak, önceki adaptasyonun minimum ötme sınırı 6 dB.'den çok daha küçük olacaktır.

Yakınsamaya bu duyarlılığı tümüyle ortadan kaldıran daha farklı bir konuşma deteksiyon yöntemini önermekteyiz. Bu yöntem şekil 6-3'deki hibrit eşdeğer devresinden anlaşılabilir. $Y(t)$ yakın taraf konuşucusu, $X(t)$ uzak taraf konuşucusundan ayrılabilmeğe. Çünkü bir az önce gelen güç Z_L yük empedansından dışarıya doğru akarken, bir sonra gelen güç de Z_L yük empedansına doğru akmaktadır. Anlık güç akışı $\dot{I}(t) \cdot U(t)$ olarak belirlidir. Şekil 6-3'deki devre $U(t)$ ile $V(t)$ ($i(t)$ ile orantılıdır.)'nin çapraz ilişkisiyle gücün yönünü belirler. Çapraz ilişki sıfır olduğunda; uzak ve yakın taraf konuşucuları güçlerinin birbirine eşit olduğu, pozitif olduğunda uzak taraf konuşucu gücü büyük ve benzer şekilde negatif olduğunda da yakın taraf konuşucusunun büyük olduğu kararına varılır. Küçük yakın taraf güçlerini belirlemeye çalıştığımızdan, çapraz ilişkiye pozitif bir eşik değeri uyguluyoruz. Bu eşik açılınca hibrit adaptasyonu başlayacaktır.

$X(t)$ ve $Y(t)$ 'nin birbirinden bağımsız olduklarını

varsayarsak bunlarla ilgili güç spektrallerini şöyle elde ederiz.

$$U(t) = \frac{R}{R+Z_L} Y(t) - \frac{Z_L}{R+Z_L} X(t)$$

$$V(t) = \frac{R}{R+Z_L} X(t) - \frac{R}{R+Z_L} Y(t)$$

olduklarından;

$$\begin{aligned} S_u(\omega) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\overline{|U(\omega)|}^2}{T} \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\overline{\left| \frac{R}{R+Z_L} Y(t) - \frac{Z_L}{R+Z_L} X(t) \right|}^2}{T} \\ &= \left| \frac{1}{R+Z_L} \right|^2 \cdot \left\{ R^2 S_Y(\omega) + |Z_L|^2 S_X(\omega) \right\} \end{aligned}$$

Benzer şekilde;

$$S_{u,v}(\omega) = \frac{R}{|R+Z_L|^2} (Z_L S_X(\omega) - R S_Y(\omega)) \quad (28)$$

$$S_u(\omega) = \frac{1}{|R+Z_L|^2} (|Z_L|^2 S_X(\omega) + R^2 S_Y(\omega)) \quad (29)$$

$$S_v(\omega) = \frac{R^2}{|R+Z_L|^2} (S_X(\omega) + S_Y(\omega)) \quad (30)$$

Z_L 'nin rezistif olduğunu kabul edersek; $R_{uv}(0)$ çapraz ilişkisi σ_x^2 ve σ_y^2 terimleri cinsinden hali hazırda ifade edilmişti. Mamafî Z_L 'nin kompleks ve frekansa bağlı olduğu daha gerçekçi durumlarda $R_{uv}(0)$, $S_x(\omega)$ ve $S_y(\omega)$ 'nin şekillerine bağlı olacaktır.

İşî basitleştirmek için; $X(t)$ ve $Y(t)$ 'yi ω_0 merkez frekansında dar bantlı işaretler olarak ele alalım. Burada;

$$Z_L(\omega) = R_L + j\chi_L \quad (31)$$

olduğundan; (28), (29), (30) bağıntılarından,

$$R_{uv}(0) = \frac{R}{(R+R_L)^2 + \chi_L^2} (R_L \sigma_x^2 - R \sigma_y^2) \quad (32)$$

$$R_u(0) = \frac{1}{(R+R_L)^2 + \chi_L^2} ((R_L^2 + \chi_L^2) \sigma_x^2 + R^2 \sigma_y^2) \quad (33)$$

$$R_v(0) = \frac{R^2}{(R+R_L)^2 + \chi_L^2} (\sigma_x^2 + \sigma_y^2) \quad (34)$$

ifadeleri elde edilir.

Bu nedenlerden dolayı $U(t)$ ve $V(t)$ 'yi çapraz ilişkiye öncelikle sınırlandırmak avantajlıdır. Böylece ρ diye bir ifadeyi aşağıdaki gibi tanımlarız.

$$\rho \triangleq E(\text{Sgn } U(t) \cdot \text{Sgn } V(t)) \quad (35)$$

$U(t)$ ve $V(t)$ 'nin Gausyen olduklarını varsayarsak ((C-3) deki gibi);

$$\begin{aligned} \varphi &= \frac{2}{\pi} \text{Arc Sin} \left(\frac{R_{uv}(0)}{\sqrt{R_u(0) \cdot R_v(0)}} \right) \\ &= \frac{2}{\pi} \text{Arc Sin} \left(\frac{R_L \sigma_x^2 - R \sigma_y^2}{\sqrt{[(R_L^2 + X_L^2) \sigma_x^2 + R^2 \sigma_y^2][\sigma_x^2 + \sigma_y^2]}} \right) \quad (36) \end{aligned}$$

$\sigma_y^2 = 0$ olunca, (36) ifadesi aşağıdaki biçime dönüşür.

$$\varphi = \frac{2}{\pi} \text{Arc Sin} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_L}{R_L}\right)^2}} \quad (37)$$

$X_L = 0$ olduğu özel durumda da φ , R 'den bağımsız olarak $\varphi = 1$ değerini alacaktır. φ 'nun yük empedansından bağımsız olduğunda $U(t)$ ve $V(t)$ sınırlandırılmamışsa, rezistif bir yük için uzak taraf konuşucu gücü hiç bir yakın taraf konuşucu içermeyecektir. Böylece φ 'nun yorumlanması çok daha zorlaşacaktır.

σ_y^2 'nin belirgin olduğu durumda, (36) ifadesinden φ 'yu η eşik değeriyle karşılaştırılarak deteksiyon gerçekleştirilir. Burada $-1 < \eta < 1$ aralığındadır.

$$\varphi < \eta \quad (38)$$

$\sigma_y^2 > 0$ olduğunda φ azalacaktır. Böylece (38) ifadesi sağlansa engellenecektir. Yakın taraf konuşucusu olmadığı halde bile yükün reaktif bileşeni varsa (37) ifadesinden φ azaltılacaktır. η 'yı seçmeden önce bu hususu belirtmekte yarar vardır. Böylece böyle bir yük için (37) ifadesinden biraz daha küçük bir değerde seçilmelidir aksi takdirde adaptasyon gerektiğinde engellenemeyecektir.

Bu sebepten dolayı, tüm abone çevrimlerinden beklenen X_L/R_L 'nin tahmini maksimum bir değeri ve küçük değerli yakın taraf konuşucu güçlerini belirleyecek konuşma detektör yeteneği vardır. η bir kere belirlendiğinde (38) ifadesini sağlayacak (σ_x^2/σ_y^2) oranının alabileceği değerler (36) ifadesinden belirlenir.

Sayısal bir örnekvermiş olmak için tablo I'den abone çevrim empedansları değerlerinden en büyük X_L/R_L oranını seçelim. Örneğimizde bu oran 3200 Hertz için yüklenmemiş hatlarda $370/410=0.90244$ değeridir. Bu sonucu (37) ifadesinde yerine koyarsak;

$$\eta = \frac{2}{\pi} \text{Arc Sin } \frac{1}{\sqrt{1+0.90244^2}}$$

$$\eta = 0.5326$$

değerine erişilir. Bundan birazcık küçük η eşik değeri olarak da;

$$\eta = 0.53$$

seçebiliriz. Tablo I'deki her bir empedans için (38) ifadesini sağlayan en büyük (σ_x^2/σ_y^2) oranını nesaplarız. Bunun sonuçları tablo 3'de verilmiştir.

Eşik seçildiği durumda, 3200 Hertzde yüklenmemiş bir hatta konuşma detektörü, uzak taraf konuşucu gücünün 31 dB. altındaki yakın taraf konuşucuyu detekte edebilecek kadar duyarlıdır. En kötü durum ise aynı frekansta

EKLER

Bu bölümde dahaönceki bölümlerde kullanılan ifadelerin elde edilişleri verilecektir. Sırasıyla. TEK HİBRİT ANALİZİ, EK-A başlığı altında $Q(\theta)$ 'NİN VARYANSI , EK-B başlığı altında ve ADAPTASYONDA SINIRLAMAMANIN ETKİLERİ de EK-C başlığı adı altında verilmiştir. Bunlardan başka, ABONE HATLARININ ELEKTRİKSEL VE FİZİKSEL KARAKTERİSTİKLERİ -HATLARIN İLKEL PARAMETRELERİ gibi bilgileri içeren grafikler ve tablolar da verilmiştir.

EK - A

(1),(2),(3) ifadelerini yeniden yazarsak

$$H_1(\omega) = \frac{Z_1}{R+Z_1} \quad H_2(\omega) = \frac{Z_2}{R+Z_2} \quad (1)$$

$$H(\omega) = \theta H_1(\omega) + (1-\theta) H_2(\omega) \quad (2)$$

$$H_{TH}(\omega) = H_L(\omega) - \theta H_1(\omega) - (1-\theta) H_2(\omega) \quad (3)$$

$$H_{TH}(\omega) = R \frac{(R+Z_1)(Z_L-Z_2) + \theta(R+Z_L)(Z_2-Z_1)}{(R+Z_L)(R+Z_1)(R+Z_2)}$$

$$P(\theta) \triangleq E[Z^2(t)] \quad \text{tanımından dolayı}$$

$$P(\theta) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T Z^2(t) dt$$

Burada Z yerine şekil 6- 'den aşağıdaki ifadeyi yazalım.

$$Z(\omega) = X(\omega) \cdot H_{TH}(\omega) + Y(\omega) \frac{R}{R+Z_L}$$

$$|Z(\omega)|^2 = \left| X(\omega) H_{TH}(\omega) + Y(\omega) \frac{R}{R+Z_L} \right|^2$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} (Z(t))^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| X(\omega) H_{TH}(\omega) + Y(\omega) \frac{R}{R+Z_L} \right|^2 d\omega$$

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\overline{|Y_T(\omega)|^2}}{T} = S_y(\omega)$$

yukardaki ifadeyi Güç spektral yoğunluk fonksiyonunun

$$P(\theta) = A \cdot \{E[\chi^2(t)]\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) d\omega$$

özelliğini kullanarak yazabiliyoruz. Buradaki $S_x(\omega)$ ise; yine güç spektral yoğunluk fonksiyonunun aşağıdaki özelliğine göre belirlenmiştir.

Buradan :

$$S_x(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\overline{|\chi_T(\omega)|^2}}{T} \quad (A-1)$$

Bunlara göre ifademiz daha açık olarak;

Burada σ_y^2 yakın taraf konuşucusunun varyansıdır. $X(t)$

$$P(\theta) = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\overline{|\chi_T(\omega)|^2}}{T} \cdot |H_{TH}(\omega)|^2 d\omega + \right.$$

$$\left. \int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\overline{|Y_T(\omega)|^2}}{T} \cdot \left| \frac{R}{R + Z_L} \right|^2 d\omega \right] \quad (A-2)$$

burada

$$\|H\|^2 \triangleq (H, H) \quad (A-3)$$

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\overline{|\chi_T(\omega)|^2}}{T} = S_x(\omega) \quad \text{ve};$$

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\overline{|Y_T(\omega)|^2}}{T} = S_y(\omega)$$

olarak yerlerine konursa;

$$P(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) |H_{TH}(\omega)|^2 d\omega + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S_y(\omega) \cdot \left| \frac{R}{R+Z_L} \right|^2 d\omega$$

ifadesine varırız. Bu ifadenin ikinci terimi σ_y^2 'den başka bir şey değildir.

Buradan ;

$$P(\theta) = \sigma_y^2 + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) |H_{TH}(\omega)|^2 d\omega \quad (A-1)$$

ifadesi elde edilir.

Burada σ_y^2 yakın taraf konuşucusunun varyansıdır. $X(t)$ ve $Y(t)$ 'nin birbirleriyle ilişkili olmadığını var sayarsak; (A-1) ifadesi aşağıdaki tanımları yapmamıza neden olur.

$$(G, H) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) H(\omega) G^*(\omega) \frac{d\omega}{2\pi} \quad (A-2)$$

$$\|H\|^2 \triangleq (H, H) \quad (A-3)$$

Bu takdirde;

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) H_{TH}(\omega) \cdot H_{TH}^*(\omega) d\omega = (H_{TH}, H_{TH})$$

K sabiti ve bulmak için şekil 7'deki dik üçgene benzerliğini uygularsak;

$$(H_{TH}, H_{TH}) = \|H_{TH}\|^2$$

olur. Burada $\|H_{TH}\|^2$, H_{TH} vektörünün norm karesi ve (G, H) da G vektörüyle H vektörünün skaler çarpımıdır.

$$H_{TH}(\omega) = H_L(\omega) - H(\omega) \quad \text{olduğu hatırlanırsa;}$$

$$\|H_{TH}(\omega)\|^2 = \|H_L(\omega) - H(\omega)\|^2 \quad \text{ifadesine varırız.}$$

Buradan da;

$$P(\theta) = \sigma_y^2 + \|H_L - H\|^2$$

(A-4)

ifadesine ulaşırız.

$\|H_L - H\|^2$ 'nin $(H_L - H)$ vektörünün uzunluğu olarak yorumlarsak, (A-4) ifadesinin geometrik gösterimi olarak şekil 7'ye bakabiliriz. θ 'nın 0'dan 1'e gitmesiyle H 'da H_2 'den H_1 'e doğru ilerleyecektir. $P(\theta) - \sigma_y^2$ 'de H_L 'den H 'ye olan uzaklıktır. $P(\theta)$ 'nin minimum değeri olan $P(\theta_0)$ 'a $(H_L - H)$ vektörünün $(H_1 - H_2)$ vektörüne dik olduğunda erişilecektir.

$$(H_L - H, H_1 - H_2) = 0, \quad \theta = \theta_0 \quad (A-5)$$

Şekil 7'den,

$$\|H_1 - H_2\|^2 \cdot \theta_0 = (H_L - H_2, H_1 - H_2)$$

ve buradan da;

$$\theta_0 = \frac{(H_L - H_2, H_1 - H_2)}{\|H_1 - H_2\|^2}$$

K sabitini bulmak için şekil 7'deki dik üçgene pisagor teoremini uygularsak;

$$\|H_L - H\|^2 = \|H - \theta_0 H\|^2 + \|H_L - H_0\|^2$$

Burada

$$H = \theta H_1 + (1 - \theta) H_2 \quad \text{ve}$$

$$H_0 = \theta_0 H_1 + (1 - \theta_0) H_2$$

olarak bir yukardaki ifadede yerine konursa;

$$P(\theta) = \sigma_y^2 + \|H - H_0\|^2 + \|H_L - H_0\|^2$$

$$P(\theta) = \sigma_y^2 + \|\theta H_1 + (1 - \theta) H_2 - (\theta_0 H_1 + (1 - \theta_0) H_2)\|^2 + \|H_L - (\theta_0 H_1 + (1 - \theta_0) H_2)\|^2$$

$$P(\theta) = \sigma_y^2 + \|(\theta - \theta_0) H_1 - (\theta - \theta_0) H_2\|^2 + \|H_L - (\theta_0 H_1 + (1 - \theta_0) H_2)\|^2$$

$$P(\theta) = \sigma_y^2 + \|H_L - (\theta_0 H_1 + (1 - \theta_0) H_2)\|^2 + \|(\theta - \theta_0) \cdot (H_1 - H_2)\|^2$$

$$P(\theta) = P(\theta_0) + \|H_1 - H_2\|^2 \cdot (\theta - \theta_0)^2$$

Buradan $K = \|H_1 - H_2\|^2$ olarak bulunur.

$$K = \|H_1 - H_2\|^2 \quad (A-7)$$

Bu da $W(t)$ 'nin varyansı olarak tanımlanır. $P(\theta_0)$, (A-4) ifadesi (A-6) ifadesinde yerine konulursa;

$$P(\theta_0) = \sigma_y^2 + \|H_L - H_2\|^2 \frac{(H_L - H_2, H_1 - H_2)}{\|H_1 - H_2\|^2} \quad (A-8)$$

olarak elde edilecektir. Schwartz eşitsizliği (A-8) ifadesine uygulanırsa aşağıdaki ifadeye varılır.

$$P(\theta_0) \geq \sigma_y^2 \quad (A-9)$$

$Q(\theta)$ 'NİN VARYANSI

Bu bölümde $Q(\theta)$ 'nin varyansına $X(t)$ ve $Y(t)$ 'nin farklı yapılarda olmalarının etkileri ele alınacak ve gerekli ifadeler çıkarılacaktır.

1- $X(t)$ Sinüzoidal

$$X(t) = A \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta)$$

biçiminde veriliyor;

$A = |H_0|$ ve $\theta = \angle H_0$ olarak kabul ediliyor. H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor.

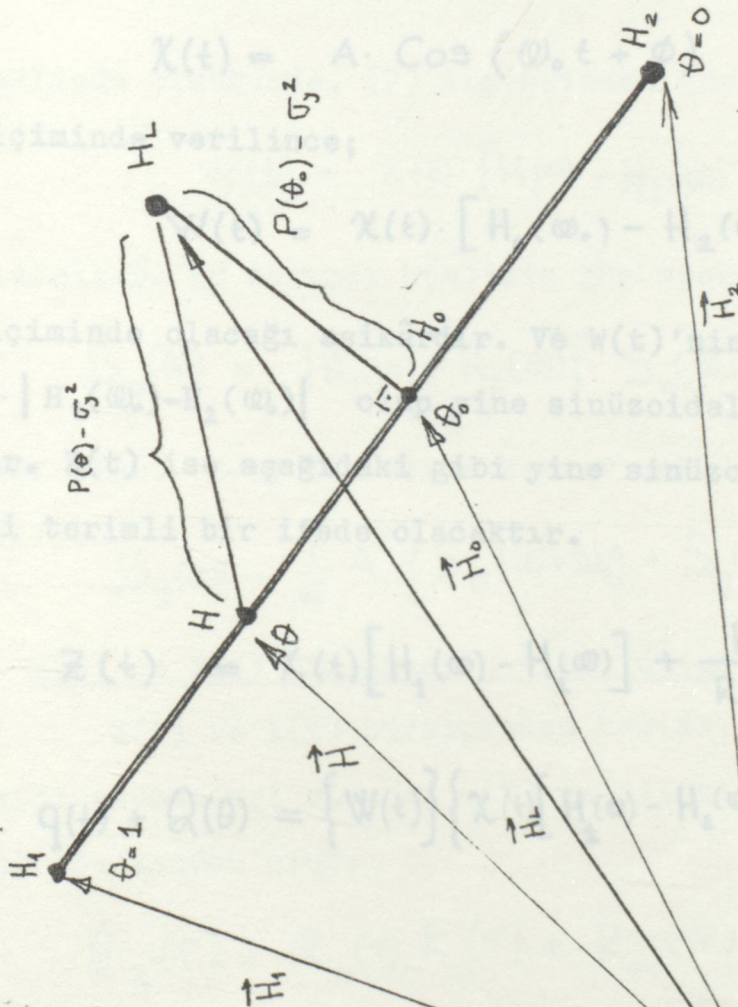
H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor. H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor.

H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor. H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor.

H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor. H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor.

H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor. H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor.

H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor. H_0 vektörünün büyüklüğü A ve θ açısı θ_0 olarak kabul ediliyor.



Şekil:7 . $P(\theta)$ 'nin geometrik yorumu

çevrim transfer fonksiyonu EK - B ant genişliğinin etkisi dışında değildir.

$Q(\theta)$ 'NIN VARYANSI

Bu bölümde $Q(\theta)$ 'nin varyansına $X(t)$ ve $Y(t)$ 'nin farklı yapılarda olmalarının etkileri ele alınacak ve gerekli ifadeler çıkarılacaktır.

2- $Y(t)$ Sinüzoidal

1- $X(t)$ Sinüzoidal

$$X(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \phi)$$

biçiminde verilince;

$$W(t) = X(t) \cdot [H_1(\omega_0) - H_2(\omega_0)]$$

biçiminde olacağı aşikârdır. Ve $W(t)$ 'nin genliği de $A \cdot |H_1(\omega_0) - H_2(\omega_0)|$ olup yine sinüzoidal yapıda olacaktır. $Z(t)$ ise aşağıdaki gibi yine sinüzoidal yapıda ve iki terimli bir ifade olacaktır.

$$Z(t) = X(t) [H_1(\omega) - H_2(\omega)] + \frac{R}{R+Z_L} Y(t)$$

$$q(t) + Q(\theta) = \{W(t)\} \left\{ X(t) [H_1(\omega) - H_2(\omega)] + \frac{R}{R+Z_L} Y(t) \right\}$$

Bu çarpım sonucu $Q(\theta)$ oluşurken; $2\omega_0$ frekanslı bir terim daha oluşacaktır. Bu bileşeni $q(t)$ olarak kabul edemeyiz. Çünkü μ 'nün pratik değerleri için, kapalı

çevrim transfer fonksiyonunun bant genişliğinin oldukça dışındadır.

$$S_q(\omega) = \frac{1}{4} A^2 |H_1(\omega_0) - H_2(\omega_0)|^2 \{ S_y(\omega + \omega_0) + S_y(\omega - \omega_0) \} \quad (B-1)$$

2- Y(t) Sinüzoidal

$$Y(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \phi)$$

şeklinde olduğunda, (7) ifadesinden görülebileceği gibi

$$W(t) = X(t) \cdot [H_1(\omega) - H_2(\omega)]$$

olacaktır. Bu durumda W(t)'nin güç spektrumu;

$$S_w(\omega) = |H_1(\omega) - H_2(\omega)|^2 S_x(\omega) \quad (B-2)$$

gibi olur. (B-1) ifadesine benzer şekilde de ifadesi elde edilir.

$$S_q(\omega) = \frac{1}{4} A^2 \{ S_w(\omega + \omega_0) + S_w(\omega - \omega_0) \} \quad (B-3)$$

3- X(t) ve Y(t)'nin Gaussyen olma durumu

X(t) ve Y(t) birbirinden bağımsız, durağan, Gaussyen keyfi prosesleri olunca; q(t) öz ilişkisi (Auto-Correlation) söz konusu olur.

$$R_q(\tau) = R_x(\tau) R_w(\tau) + R_{zw}(-\tau) R_{zw}(\tau) \quad (B-4)$$

ve böylece;

$$\begin{aligned}
 S_q(0) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_q(\tau) d\tau \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} (S_z(\omega) S_w(\omega) + S_{zw}^2(\omega)) \frac{d\omega}{2\pi} \quad (B-5)
 \end{aligned}$$

$$S_z(\omega) = S_y(\omega) + |H_{TH}(\omega)|^2 S_x(\omega) \quad (B-6)$$

$$S_w(\omega) = S_x(\omega) |H_1(\omega) - H_2(\omega)|^2 \quad (B-7)$$

$$S_{zw}(\omega) = S_x(\omega) H_{TH}^*(\omega) \cdot (H_1(\omega) - H_2(\omega)) \quad (B-8)$$

(B-6), (B-7), (B-8) ifadelerini (B-5)'de yerine koyarsak

$$S_q(0) = \sigma_N^2 + \sigma_F^2 \quad (17)$$

$$\sigma_N^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) S_y(\omega) |H_1(\omega) - H_2(\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\pi} \quad (18)$$

$$\sigma_F^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_x^2(\omega) \cdot [\text{Reel } H_{TH}(\omega)]^2 \frac{d\omega}{2\pi} \quad (19)$$

ifadelerine veririz.

ADAPTASYONDA SINIRLAMININ ETKİSİ

Bu bölümde $W(t)$ ve $Y(t)$ 'yi durağan ve Gausyen değişkenler olarak ele aldığımızda, $W(t)$ ve $Y(t)$ 'yi ayrı-ayrı yada her ikisinin birden sınırlandırıldığındaki etkilerini belirleyeceğiz. Bunun için önce PRICE teorisine bir göz atmada yarar vardır.

X_1 ve X_2 Gausyen bir prosesin keyfi değişkenleri olsun. $f_1(x)$ ve $f_2(x)$ 'de giriş ile çıkış arasındaki ilişki olarak tanımlansın. Buradaki her bir X_i , $f_i(x)$ 'in tek bir girişi olacaktır. Bunlara göre ikinci dereceden çıkış ilişkisini aşağıdaki gibi tanımlarız.

$$R = \prod_{i=1}^2 f_i(x_i)$$

Buradaki çizgi, tüm X_i 'ler üzerinden ortalama alındığını göstermektedir. ρ 'yu X_1 ve X_2 çapraz ilişki katsayısı olarak adlandırırsak;

$$\frac{\partial^k R}{\partial \rho^k} = \overline{f_1^{(k)}(x_1) \cdot f_2^{(k)}(x_2)}$$

ifadesine varırız. Buradaki X_1 ve X_2 'yi öz ilişki fonksiyonu $\rho(\tau)$ olan, durağan Gausiyen $X(t)$ zaman serisinin değerleri olarak kabuledelim. X_1 t anında ve X_2 de $(t+\tau)$ anındaki değerlerdir. Çıkışları $X(t)$ ve $X(t+\tau)$ olan sıfır bellekli doğrusal olmayan düzeneğin çı-

kışları arasındaki çapraz ilişki fonksiyonunu $R(\tau)$ olarak adlandıralım. Çıkışların aşağıdaki gibi sıkı bir şekilde sınırlandırılması halinde ve $f_1'(x)$ ve $f_2'(x)$ de

$$f_1(x) = f_2(x) = \begin{cases} 1 & ; \quad x \geq 0 \\ -1 & ; \quad x < 0 \end{cases} \quad (4)$$

birinci mertebeden 2 birim alanlı " δ " delta dirak fonksiyonu olursu; integrasyon sonucu:

$$\frac{\partial R(\tau)}{\partial \rho(\tau)} = \frac{2}{\pi \sqrt{1 - \rho^2(\tau)}} \quad (6)$$

elde edilir. $\rho(\tau)$ ve $R(\tau)$ 'nin sıfır olması durumunda da;

$$R(\tau) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\rho(\tau)} \frac{d\rho(\tau)}{\sqrt{1 - \rho^2(\tau)}}$$

$$R(\tau) = \frac{2}{\pi} \text{Arc Sin} [\rho(\tau)] \quad (C-4)$$

sonucuna varılır. Bunlara göre;

$$E[W(t) \text{ Sgn } Z(t)] = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{Q(\theta)}{\sigma_z} \quad (C-1)$$

$$E[Z(t) \cdot \text{Sgn } W(t)] = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{Q(\theta)}{\sigma_w} \quad (C-2)$$

$$E[\text{Sgn } W(t) \cdot \text{Sgn } Z(t)] = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \text{Arc Sin} \left(\frac{Q(\theta)}{\sigma_w \sigma_z} \right) \quad (C-3)$$

elde edilecektir. Böylece her iki işaretide sınırlandırıldığımızda; $Q(\theta)$ ve $Q(\theta)$ 'nin belirlenmesi arasında doğrusal bir bağıntı olacağı aşikârdır.

$$P(\theta) = E [Z^2(t)] \quad (4)$$

$$P(\theta) = P(\theta_0) + K(\theta - \theta_0)^2 \quad (5)$$

$$Q(\theta) = -\frac{1}{2} \frac{dP(\theta)}{d\theta} = K(\theta_0 - \theta) \quad (6)$$

$$K = \sigma_w^2 \quad (9)$$

$$\sigma_z = \sqrt{P(\theta_0) + \sigma_w^2 (\theta_0 - \theta)^2}$$

ifadelerinden

$$E [Z(t) \text{Sgn } W(t)] = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_w (\theta_0 - \theta) \quad (C-4)$$

$$E [W(t) \text{Sgn } Z(t)] = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\sigma_w^2 (\theta_0 - \theta)}{\sqrt{P(\theta_0) + \sigma_w^2 (\theta_0 - \theta)^2}} \quad (C-5)$$

$$E [\text{Sgn } W(t) \cdot \text{Sgn } Z(t)] = \frac{2}{\pi} \text{Arc Sin} \left(\frac{\sigma_w (\theta_0 - \theta)}{\sqrt{P(\theta_0) + \sigma_w^2 (\theta_0 - \theta)^2}} \right) \quad (C-6)$$

Eğer $P(\theta_0)$ yeteri derecede küçükse; (C-5) ve (C-6) ifadeleri sadeleşerek;

$$E[W(t) \text{Sgn } Z(t)] \cong \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_w \text{Sgn}(\theta_0 - \theta) \quad (C-7)$$

$$E[\text{Sgn } W(t) \text{Sgn } Z(t)] \cong \text{Sgn}(\theta_0 - \theta) \quad (C-8)$$

Her iki durumda da $(\theta_0 - \theta)$ hatasının genliği hakkındaki tüm bilgiler kaybolmaktadır. $P(\theta_0)$, $\sigma_w^2 (\theta_0 - \theta)^2$ ye göre büyük olduğu büyük yakın taraf konuşucusu yada θ 'nın θ_0 optimal değerine çok yakın bir değer aldığı durumlarda; (C-5) ve (C-6) ifadeleri aşağıdaki şekillere dönüşür.

$$E[W(t) \cdot \text{Sgn } Z(t)] \cong \sqrt{\frac{2}{\pi P(\theta_0)}} \sigma_w^2 (\theta_0 - \theta) \quad (C-9)$$

$$E[\text{Sgn } W(t) \cdot \text{Sgn } Z(t)] \cong \frac{2}{\pi} \text{Arc Sin} \left(\frac{\sigma_w (\theta_0 - \theta)}{\sqrt{P(\theta_0)}} \right) \quad (C-10)$$

Her iki durumda da θ optimum olmasa bile, $P(\theta_0)$ artarken, çapraz ilişki de sifıra doğru gidecektir. Böylece; $Z(t)$ yi sınırlamak büyük yakın taraf konuşucusu varken adaptasyonun otomatik olarak duyarlılığını istenen bir oranda azaltılmasına ve yakın taraf konuşucu yokken de, $(\theta_0 - \theta)$ 'nin genliğine ait bilgilerin kaybedilmesine neden olmaktadır.

Artık $W(t)$ yada $Z(t)$ 'yi veya her ikisini birden sınırlamanın adaptasyon oranına etiklerini belirleyebiliriz. Sadece $W(t)$ sınırlandırıldığında, (10) ifadesindeki K terimi, σ_w^2 ile orantılı olmayıp σ_w ile orantılı olacaktır.

$$K = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_w \quad (C-11)$$

Böylelikle adaptasyon hızının uzak taraf konuşucu gücüne olan bağımlılığı azaltılır. Buna rağmen (13) ifadesindeki θ 'nin varyansı σ_w ve σ_w^2 ile orantılı terimlerinden dolayı şimdi σ_w 'ya daha duyarlıdır. $Z(t)$ 'nin sınırlandırıldığı ve $(\theta - \theta_0)$ 'nin büyük olduğu durumlarda (10) ifadesi geçersiz olur ve $\theta(t)$ zamana göre C^μ eğimi ile doğrusal olarak değişir.

Buradaki C aşağıdaki ifadeyle verilmiştir, ve $W(t)$ de sınırlandırılmamıştır.

$$C = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_w \quad (C-12)$$

$$C = 1 \quad (C-13)$$

Olduğunda $W(t)$ de sınırlandırılmış olur. $\theta(t)$, θ_0 'a yaklaştıkça, (10) ifadesi eğer $W(t)$ sınırlandırılmamışsa,

$$K = \sqrt{\frac{2}{\pi P(\theta_0)}} \sigma_w^2 \quad (C-14)$$

ve $W(t)$ sınırlandırılmışsa da,

$$K = \frac{2}{\pi} \frac{\sigma_w}{\sqrt{P(\theta_0)}} \quad (C-15)$$

ifadeleriyle yeniden geçerli olur. θ , θ_0 'a yakın bir değer aldığı anda (13) ifadesinin varyansı,

$$\text{Var}(\theta) \cong \frac{\mu}{2K} S_q(0) \quad (13)$$

(C-14) ve (C-16) ifadelerindeki K ile geçerliliğini korur.

(A-14) ifadesinin yardımıyla, $P(\theta_0)$ yakın taraf konuşucusu yokken, $X(t)$ 'nin içindeki güç ile orantılı olacaktır. Bu sonuçların ışığı altında, (C-14) ifadesi σ_w ile orantılı ve (C-15) ifadesi de σ_w^2 'nin bağımsızlığına etkin olduğu sonucuna varılır. Sadece $Z(t)$ 'yi tek başına (13) ifadesinin varyansına sınırlamakla, sadece $W(t)$ 'yi sınırlamanın etkisi aynı olmak-

tadır. Fakat $Z(t)$ ve $W(t)$ 'nin her ikisini birden sınırlamak, $X(t)$ 'nin içindeki güce olan duyarlılığı daha fazla arttıracaktır. (A-4) ifadesindeki gibi yakın taraf konuşucusu varken, ve σ_y^2 büyük değerdeyse (C-14) ve (C-15) ifadelerindeki K değeri sıfıra yaklaşacak ve (13) ifadesindeki σ 'nın varyansı çok büyüyecektir.

(Hz)		
200		
1000		
3200		

TABLO-I DEKİ ENERJİLERİNİN GÖRÜLME NİSPLERİ		
FREKANS (Hz)		
200		
1000		
3200		

TABLO-I DEKİ ENERJİLERİNİN GÖRÜLME NİSPLERİ DETEKTÖRÜ		
FREKANS (Hz)		
200		
1000		
3200		

TABLO-I

ORTALAMA ABONE ÇEVİRİM EMPEDANSININ FREKANSLA DEĞİŞİMİ		
FREKANS (Hz)	EMPEDANS (OHM)	
	YÜKLENMEMİŞ	YÜKLENMİŞ
200	800+j 200	1550+j 210
1000	900-j 330	1050-j 280
3200	410-j 370	2200+j 50

TABLO-II

TABLO-I DEKİ EMPEDANSLAR İÇİN OPTİMUM θ		
FREKANS (Hz)	θ_0	
	YÜKLENMEMİŞ	YÜKLENMİŞ
200	0.0188	0.9226
1000	0.3576	0.5045
3200	-0.1664	1.2400

TABLO-III

TABLO-I DEKİ EMPEDANSLAR VE $\eta=0.53$ İÇİN KONUŞMA DETEKTÖRÜ EŞİK DEĞERLERİ ($P=900\Omega$)		
FREKANS (Hz)	$10 \log \frac{\sigma_x^2}{\sigma_y^2}$	
	YÜKLENMEMİŞ	YÜKLENMİŞ
200	9.17	6.25
1000	9.15	8.07
3200	30.96	5.01

STANDARD (2.6/9.4 Tipi) KOAKSİYAL KABLOLARIN 20°C DEKİ
İLKEL PARAMETRELERİNİN FREKANSLA DEĞİŞİMİ.
(C = 48 nF/Km)

f MHz	R ohm/Km	L mH/Km	G umho/Km	z ₀ ohm	α mN/Km	β Rad/Km	γ Km/s
0.06	11.47	0.228	1.19	77.5	74.5	1.38	269,600
0.1	14.17	0.283	2.00	76.8	92.1	2.31	272,700
0.5	30.61	0.273	10.05	75.4	201	11.36	278,600
1	42.99	0.270	20.09	75.0	285	22.60	280,100
2	60.44	0.268	40.18	74.7	403	45.20	281,100
3	73.84	0.267	60.28	74.6	495	67.46	281,600
4	85.14	0.266	80.37	74.5	572	89.85	281,800
5	95.09	0.266	100.47	74.5	640	112.200	282,000
6	104.09	0.266	120.56	74.4	701	134.63	282,200
8	120.06	0.265	160.75	74.4	811	179.38	282,300
10	134.14	0.265	200.93	74.3	907	224.13	282,400

MİNYATÖR (1.2/4.4 Tipi) KOAKSİYAL KABLOLARIN 20°C DEKİ
İLKEL PARAMETRELERİNİN FREKANSLA DEĞİŞİMİ

(C = 51 nF/Km)

f MHz	R ohm/Km	L mH/Km	G umho/Km	z ₀ ohm	α mN/Km	β Rad/Km	γ Km/s
0.06	21.2	0.334	1.9	80.0	183	1.50	259,000
0.1	27.4	0.322	3.1	79.0	219	2.47	262,000
0.3	45.2	0.306	9.3	76.7	343	7.17	270,000
0.5	61.5	0.297	15.7	75.9	432	11.85	276,000
1	87.0	0.292	31.4	75.0	615	23.40	279,000
1.5	106.8	0.289	47.1	74.4	764	34.80	280,000
3	150.0	0.286	94.2	73.7	1,075	69.50	282,000
5	194.0	0.284	157.0	73.4	1,390	115.00	283,000
10	274.4	0.282	314.0	72.7	1,950	229.00	284,000

ÇIPLAK BAKIR TELLİ HAVAI TELEFON HATLARININ
TİKEL PARAMETRELERİ

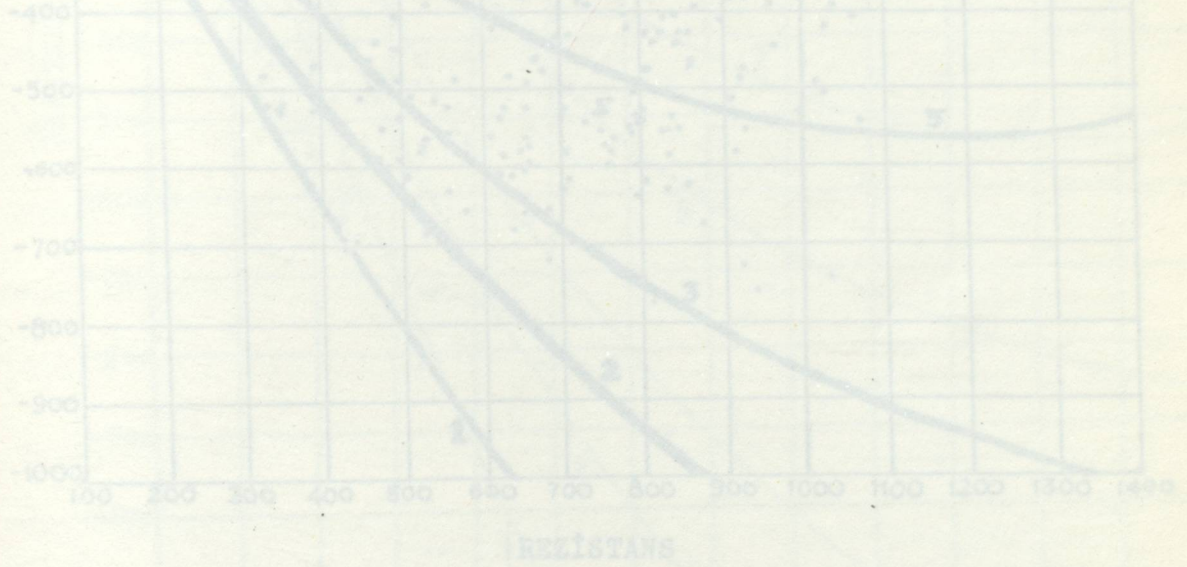
$f \approx 800 \text{ Hz}$

Tel Çapı (mm)	Açıklık (cm)	R Ohm/Km	L mH/Km	C nF/Km	G µmho/ Km	α dB/Km	β Rad/Km	$ Z_0 $ Ohm	φ Derece
2.0	40	11.19	2.64	4.38	0.18	0.0713	0.0181	888	-18.9
2.5	40	7.16	2.55	4.54	0.18	0.0500	0.0175	802	-13.4
3.0	40	4.97	2.47	4.68	0.18	0.0373	0.0173	754	-9.7
3.5	40	3.65	2.41	4.81	0.18	0.0291	0.0172	724	-7.2
4.0	40	2.79	2.36	4.92	0.18	0.0236	0.0171	701	-5.5
4.5	40	2.21	2.31	5.03	0.18	0.0196	0.0171	684	-4.2
2.0	30	11.19	2.52	4.59	0.18	0.0739	0.0182	856	-19.5
2.5	30	7.16	2.43	4.77	0.18	0.0520	0.0176	769	-14.0
3.0	30	4.97	2.36	4.92	0.18	0.0387	0.0173	721	-10.3
3.5	30	3.65	2.30	5.06	0.18	0.0302	0.0172	690	-7.7
4.0	30	2.79	2.24	5.19	0.18	0.0244	0.0171	667	-5.9
4.5	30	2.21	2.20	5.30	0.18	0.0203	0.0171	650	-4.6

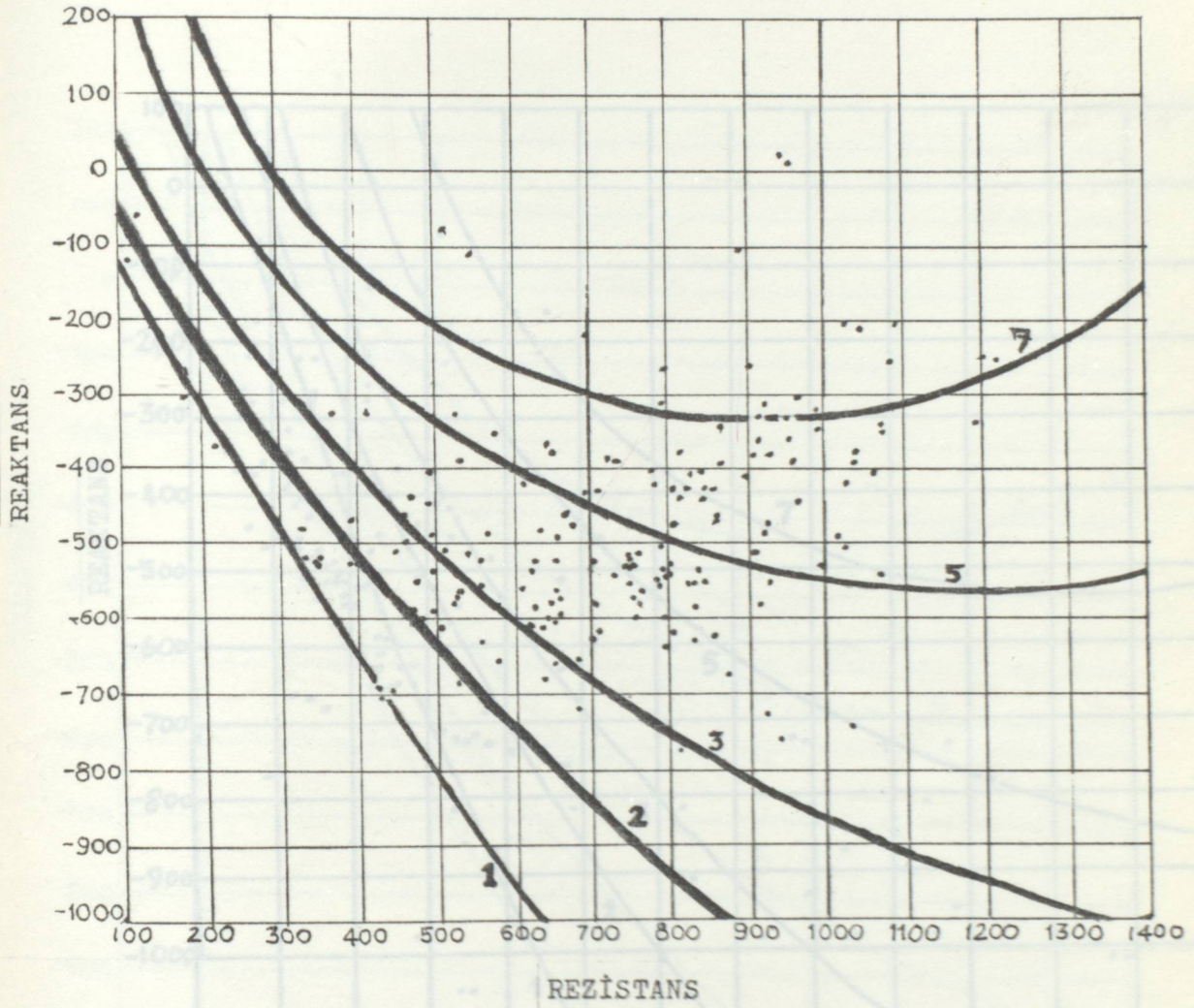
69

KÂÇIT YALITKANLI ÇİFT İLETKENLİ TELEFON KABLOLARININ
PARAMETRELERİ ($f = 800$ Hz)

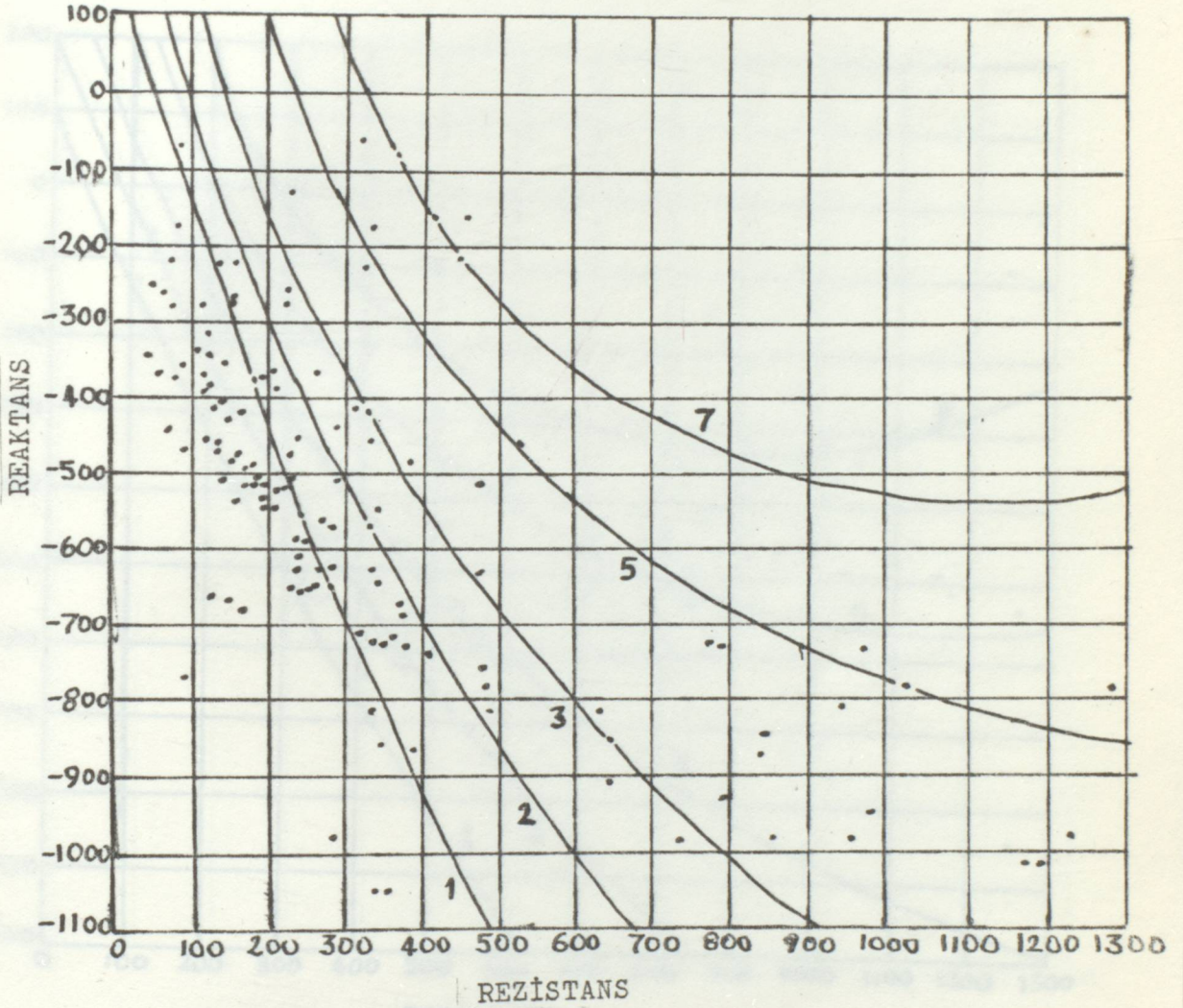
d (mm)	R Ohm/Km	L mH/Km	C nF/Km	G μ mho/Km	α mN/Km	$ Z_o $ Ohm	φ Derece
0.5	184.0	0.7	31	0.5	118.0	1040	-44
0.6	123.0	0.7	32	0.5	97.9	880	-44
0.7	92.5	0.7	32.5	0.5	88.0	730	-44
0.8	69.8	0.7	33	0.6	73.8	650	-44
0.9	54.6	0.7	33.5	0.6	65.6	570	-43
1.0	44.3	0.7	34	0.6	59.1	510	-42
1.2	30.8	0.7	34.5	0.7	48.8	425	-42
1.4	22.6	0.6	35.5	0.7	42.0	360	-41
1.5	19.7	0.6	36	0.7	39.1	330	-41
1.8	13.7	0.6	37	0.7	32.0	275	-39
2.0	11.0	0.6	38	0.8	28.4	245	-37



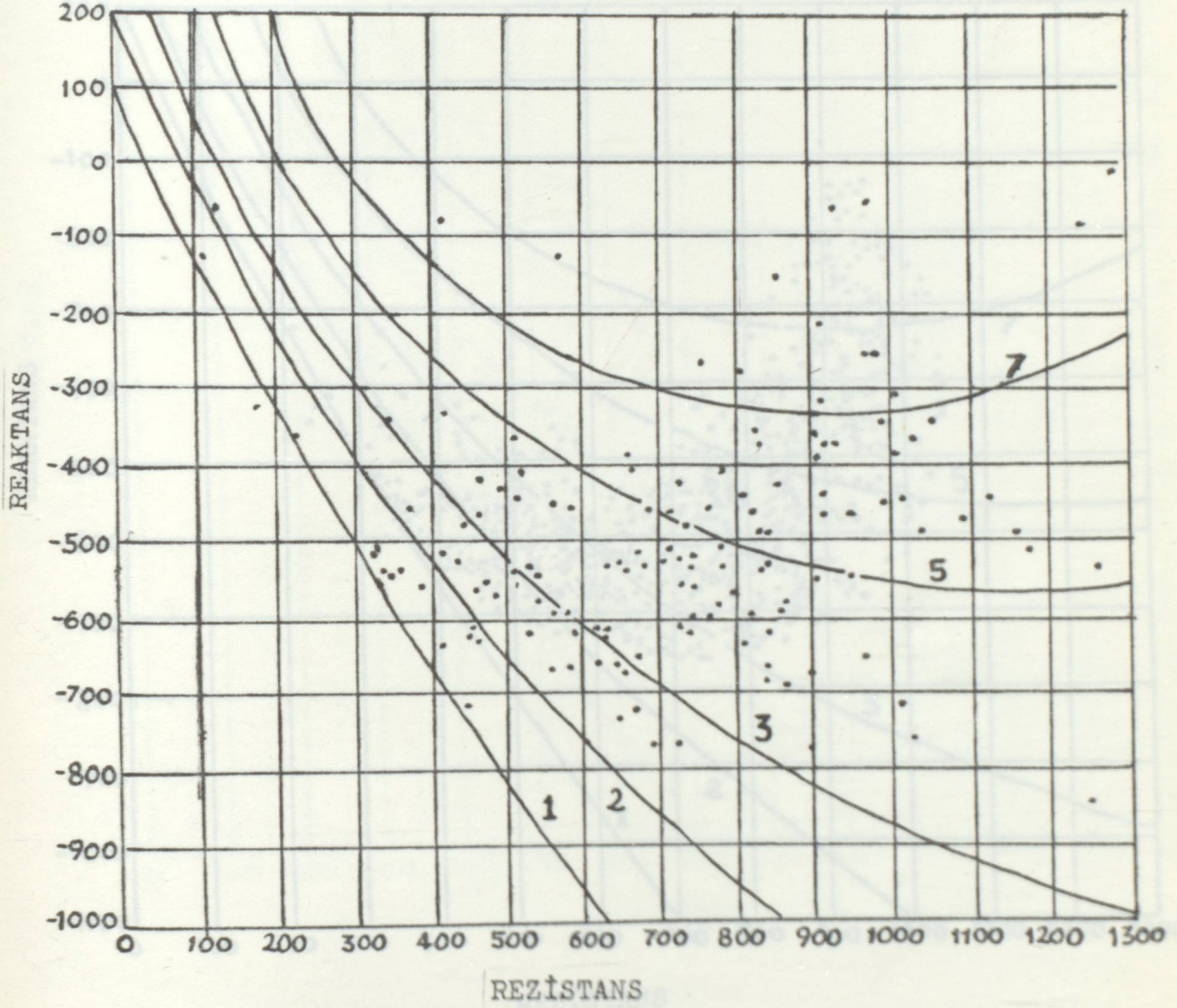
1 KHz.de yüklenmiş çevresel giriş empedansları. Çiğdalılar merkezi santralinde 2 telli yapı sonlandırma modelinde yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 500 alt küne empedansı temel alınarak çevrelenmiştir.



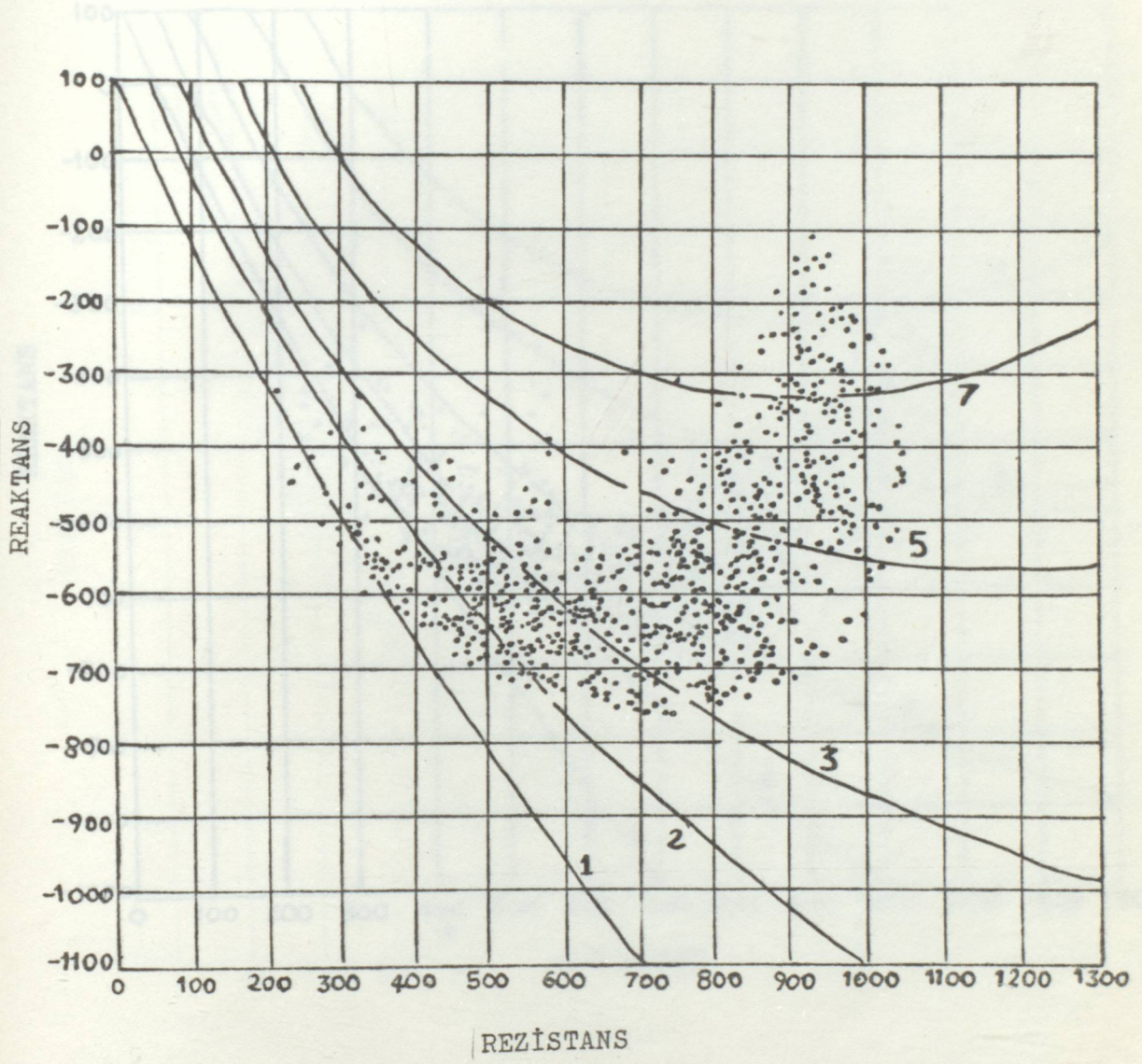
1 KHz.de yüklenmiş çevrim giriş empedansları. Ölçümler merkezi santralda 2 telli yapı sonlandırma modelinde yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 500 alt küme empedansı temel alınarak çevrelenmiştir.



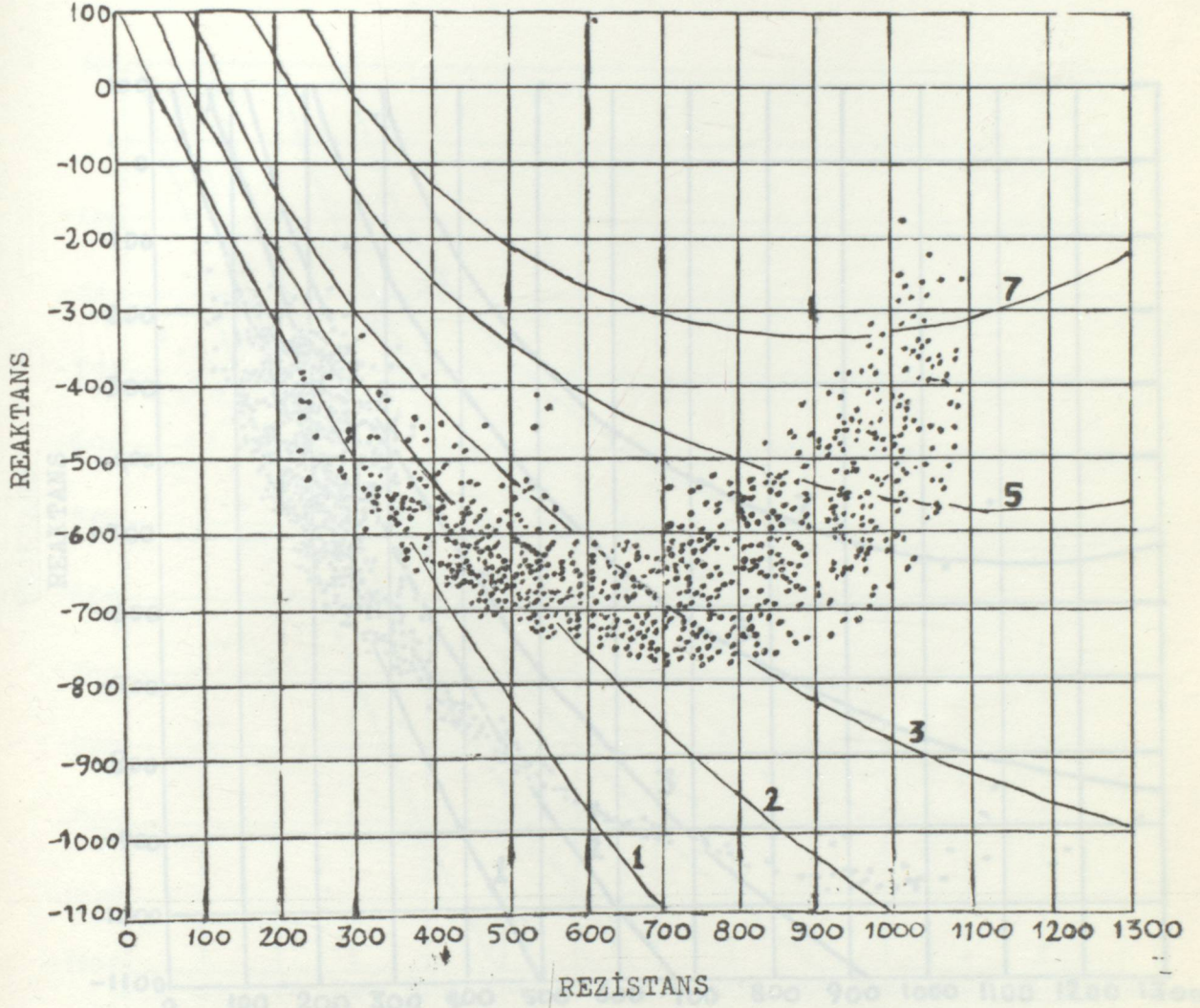
3 KHz.de yüklenmiş çevrim giriş empedansları. Ölçümler merkezi santralda 2 telli yapı sonlandırma modelinde yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 500 alt küme empedansı temel alınarak çevrelenmiştir.



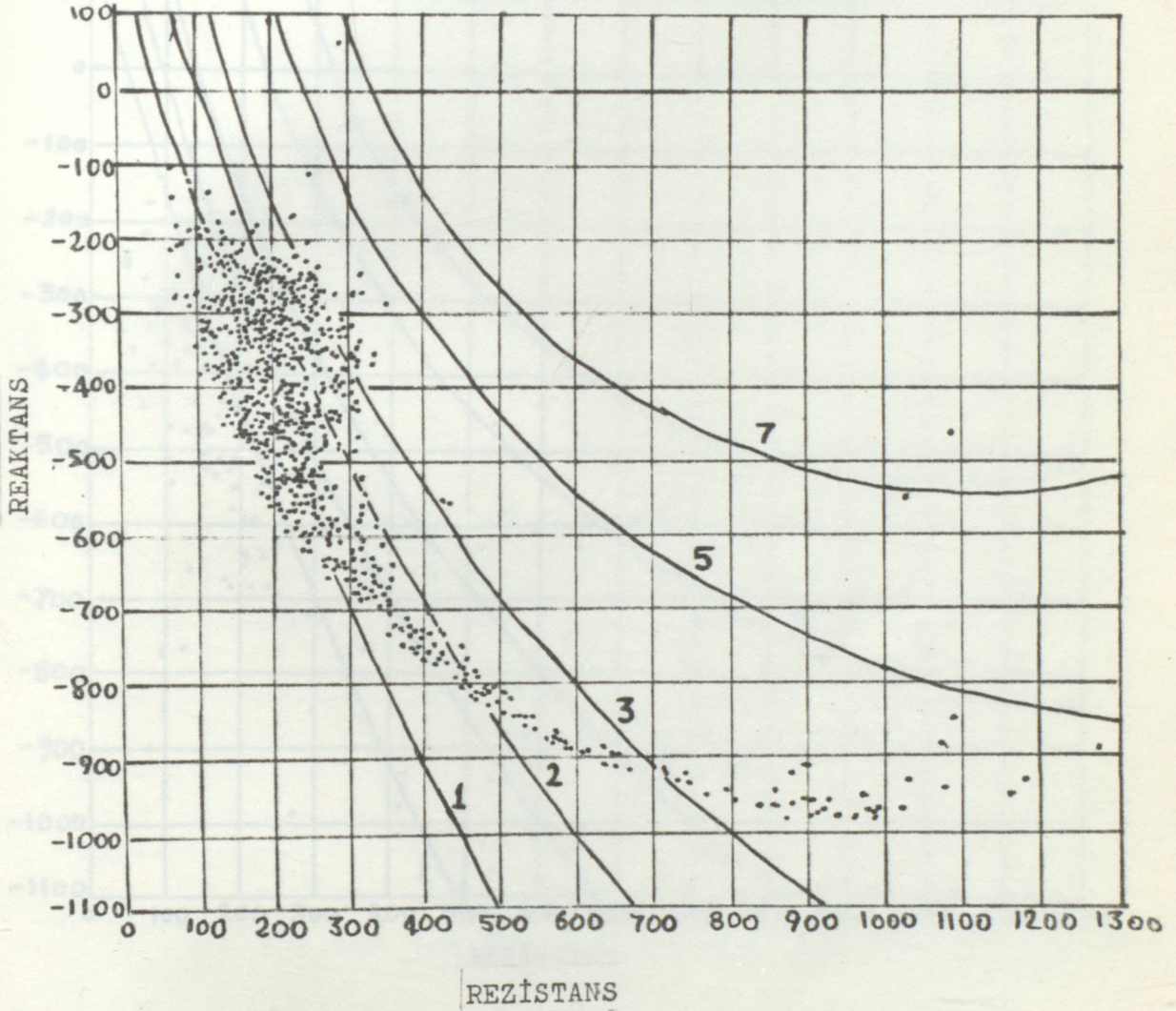
1 KHz.de yüklenmiş çevrim giriş empedansları. Ölçümler merkezi santralda 4 telli yapı sonlandırma modelinde yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 500 alt küme empedansı temel alınarak çevrelenmiştir.



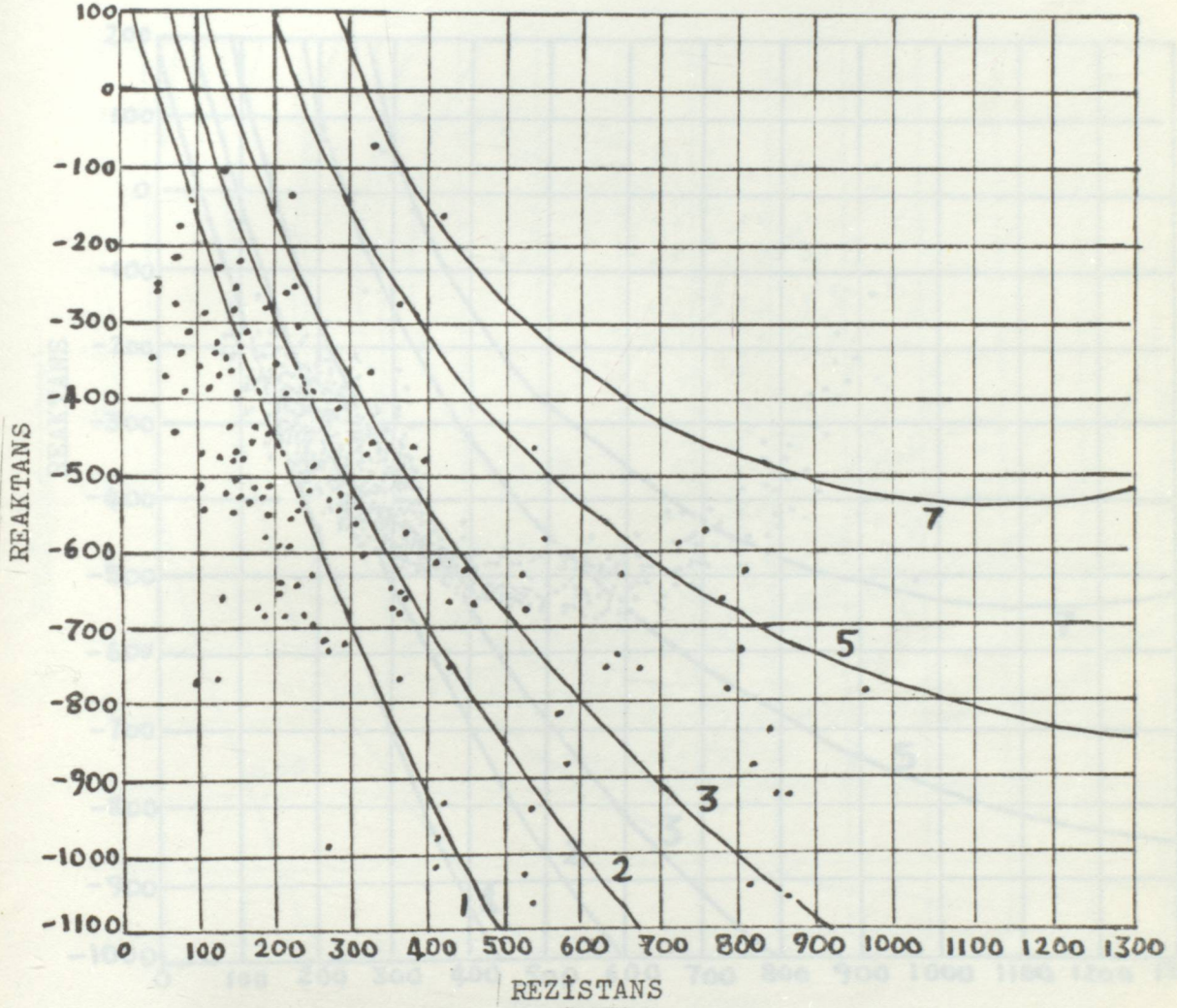
1 KHz.de yüklenmemiş çevrim giriş empedansları. Ölçümler merkezi santralda 4 telli yapı sonlandırma modelinde yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 500 alt küme empedansı temel alınarak çevrelenmiştir.



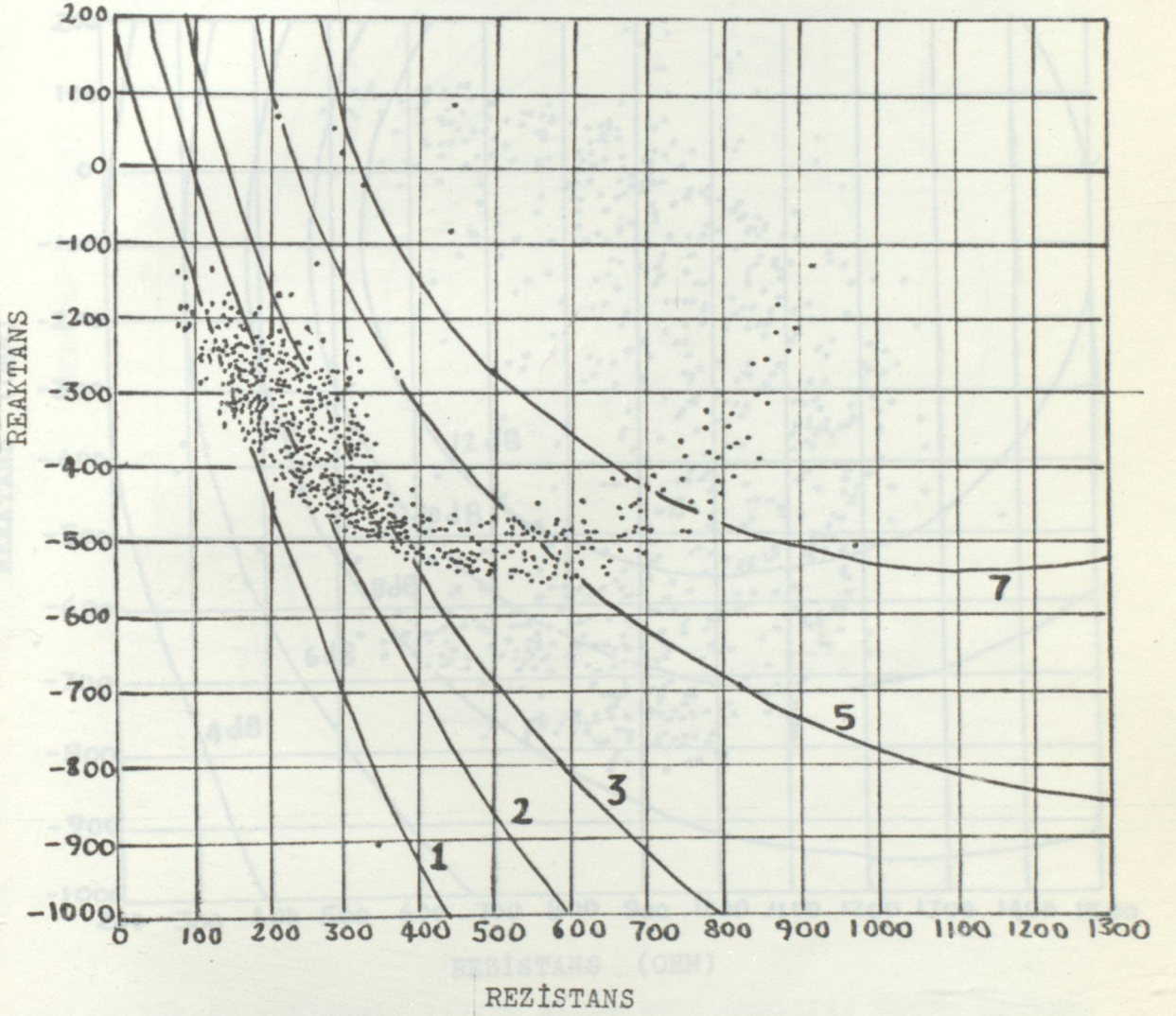
1 KHz.de yüklenmemiş çevrim giriş empedansları. Ölçümler merkezi santralda 2 telli yapı sonlandırma modelinde yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 500 alt küme empedansı temel alınarak çevrelenmiştir.



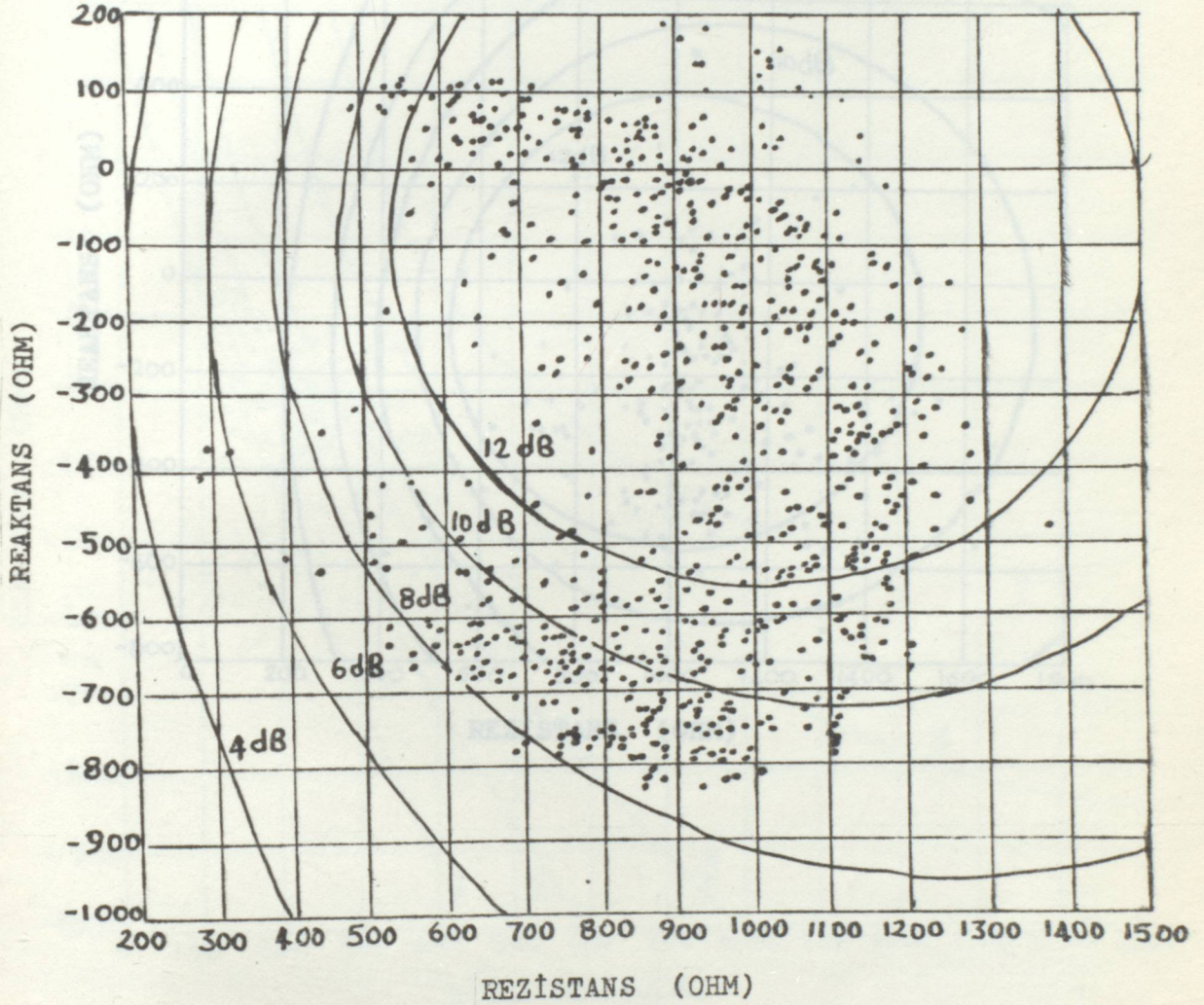
3 KHz.de yüklenmemiş çevrim giriş empedansları. Ölçümler merkezi santralda 2 telli yapı sonlandırma modelinde yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 500 alt küme empedansı temel alınarak çevrelenmiştir.



3 KHz.de yüklenmemiş çevrim giriş empedansları. Ölçümler merkezi santralda 4 telli yapı sonlandırma modelinde yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 500 alt küme empedansı temel alınarak çevrelenmiştir.

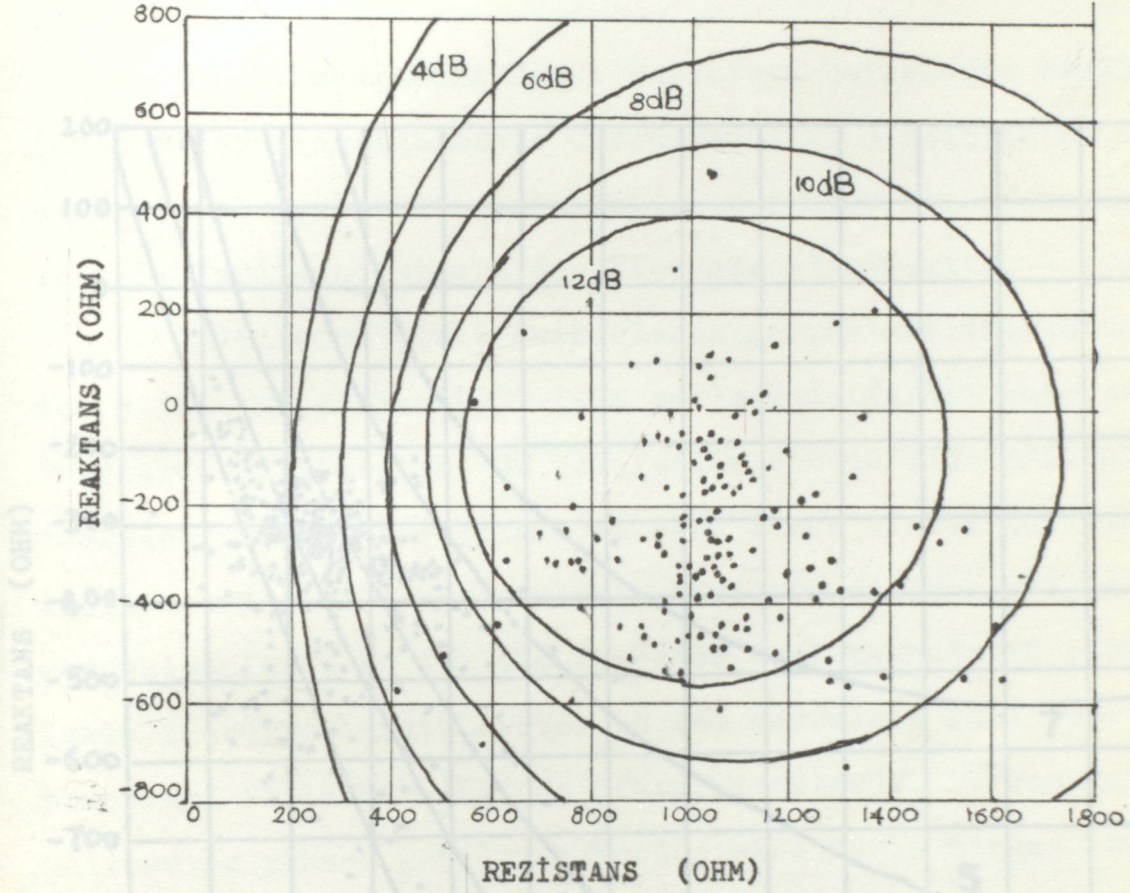


3 KHz.de yüklenmemiş çevrim giriş empedansları. Ölçümler merkezi santralda 4 telli yapı sonlandırma modelinde yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 500 alt küme empedansı temel alınarak çevrilenmiştir.



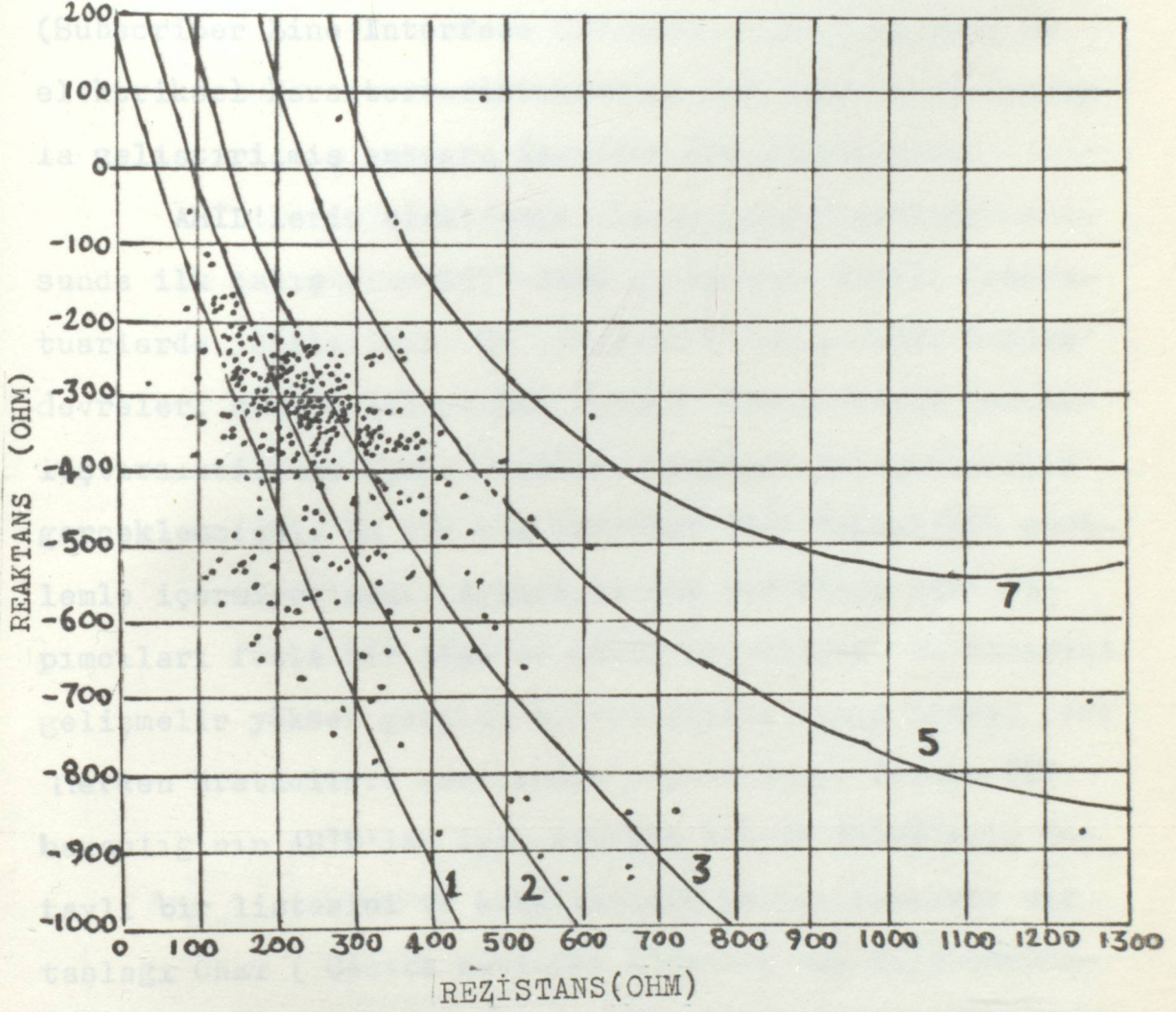
1 KHz.de yüklenmiş çevrim giriş empedansları. Ölçüm merkezi santraldan yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 900Ω 2. μ F'lık şebeke temel alınarak çevrelenmiştir.

1 KHz.de yüklenmemiş çevrim giriş empedansları. Ölçüm merkezi santraldan yapılmıştır. Geri dönüş kaybı 900Ω 2. μ F'lık şebeke temel alınarak çevrelenmiştir.



1 KHz.de yüklenmiş çevrim giriş empedansları. Ölçüm merkezi santraldan yapılmıştır. Geri dönüş kaybı $900\Omega - 2/\mu F$ 'lık şebeke temel alınarak çevrelenmiştir.

3 KHz.de istasyon grubundan ölçülmüş tüm çevrimlerdeki giriş empedansları. Merkezi santral, santral çevre sonlandırması ile modellenmiştir. Dönüş kaybı 500 alt küme empedansları temel alınarak çevrelenmiştir.



3 KHz.de istasyon grubundan ölçülmüş tüm çevrimlerdeki giriş empedansları. Merkezi santral, santral devre sonlandırması ile modellenmiştir. Dönüş kaybı 500 alt küme empedansları temel alınarak çevrelenmiştir.

TASARIM VE GERÇEKLEME

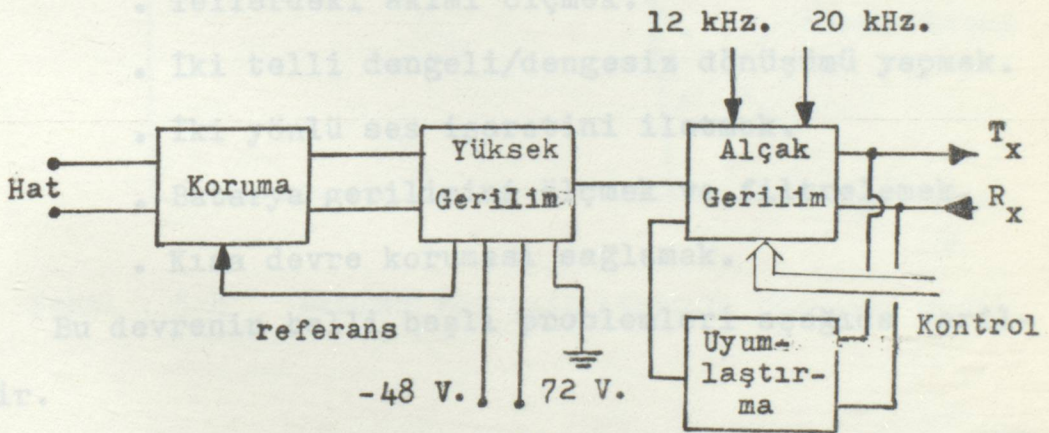
Bu bölümde Abone Hattı İnterfeys Devrelerin (AHİD) (Subscriber Line Interface Circuits: SLIC) maliyet ve elektriksel karakterteristiklerini optimize etmek amacıyla geliştirilmiş entegre devreler ele alınacaktır.

AHİD'lerin elektronik olarak gerçekleştirme konusunda ilk çalışmalar 1977-1978 yıllarında farklı laboratuvarlarda yapılmıştır. Bu çalışmalar sonucu elde edilen devreler; sadece kolaylıkla entegre devre olarak gerçekleştirilebilen fonksiyonların birlikte çalışmalarıyla gerçekleşmişti. Bu tür tüm devreler özel teknolojik problemle içermiyorlardı. Ayrıca bu tüm devrelere PABX yapımcıları fazla bir ilgi de göstermiyorlardı. Bu konudaki gelişmeler yüksek gerilim teknolojisine sahip birkaç yarı iletken üreticileri tarafından yapılmıştır. Fransa PTT Bakanlığının AHİD'ler için gerekli teknik isteklerin detaylı bir listesini ve kendilerinin geliştirdikleri bir taslağı CNET (Centre National d'Etudes des Telecommunication)'e aktarıp, bu konuda çalışma yapmasını istemesiyle çalışmalar hızlandı.

Tüm devre olarak gerçekleştirilecek fonksiyonları 4 gruba ayırmaktayız.

- 1- Özel bir teknoloji gerektirenler: Bunlara örnek olarak; aşırı gerilim koruması ve abone zili için kaldırılmasını verebiliriz. Bu tür fonksiyonlar ayrı devrelerle yaratılmıştır. Çünkü böyle bir

- 1- çözümle performans karakteristikleri ve maliyet optimum olmaktadır.
- 2- Daha düşük maliyet ve daha fazla çalışma güvenliği sağlayan fonksiyonlar: Örnek olarak hat ve AHİD testlerini verebiliriz. Bu çalışmalar geçinde pasçici olarak takılan interfeyslerde AHİD ve hat değiştirme testlerinin kolaylıkla yapılmasını sağlar.
- 3- Elektiriksel performansı arttırmaya yarayan fonksiyonlar: Örnek olarak kendi kendini dengelemek. Her zaman tümüyle gerekli olmamaktadır. Çünkü bu fonksiyon ayrı bir kılıfa yerleştirilmiş tüm devreyle de sağlanabilmektedir.
- 4- Bu fonksiyonlar bir araya geldiğinde herhangi bir sorun yarattırmayacak bir fonksiyon.



Şekil : 8-1 dört kırıktan oluşan AHİD

Şekil 8-1'de dört farklı kılıftan oluşan bir takım görülmektedir. Buradaki her bir kılıf şu devreleri içerir.

- 1- Hat interfeysi ya da yüksek gerilim devresi.
- 2- Interfeys yada alçak gerilim devresi.
- 3- Koruma devresi.
- 4- Kendi kendine uyumlaştırma devresi.

Bunlardan en sonuncusu isteğe bağlıdır, istendiğinde pasif elemanlardan oluşan bir dengeleme devresiyle değiştirilebilir. Şimdi bu kılıfları teker teker ele alıp inceleyelim.

I- YÜKSEK GERİLİM YADA HAT INTERFEYS DEVRESİ

Bu devrenin ana fonksiyonları şunlardır.

- . D.C akımla hattı beslemek.
- . Polarite değiştirmek.
- . Sataryayı desteklemek.
- . Abonelerin zilini çaldırıcı akımı üretmek.
- . Tellerdeki akımı ölçmek.
- . İki telli dengeli/dengesiz dönüşümü yapmak.
- . İki yönlü ses işaretini iletmek.
- . Batarya gerilimini ölçmek ve filtrelemek.
- . Kısa devre koruması sağlamak.

Bu devrenin belli başlı problemleri aşağıda verilmiştir.

Hemen hemen universal kullanımlı bir tüm devre yapmanın zorluklarından biri, bir kaç farklı çalışma modunun olmasıdır. Biz üç farklı çalışma modu tanımladık.

- 1- Alçak güç yada sınırlı akım modu: Sukünet durumunda kullanılan bir moddur. Örneğin abone ahizi çengeldéyken veya hat arızaları olduğunda

gibi kavram kullanılır.

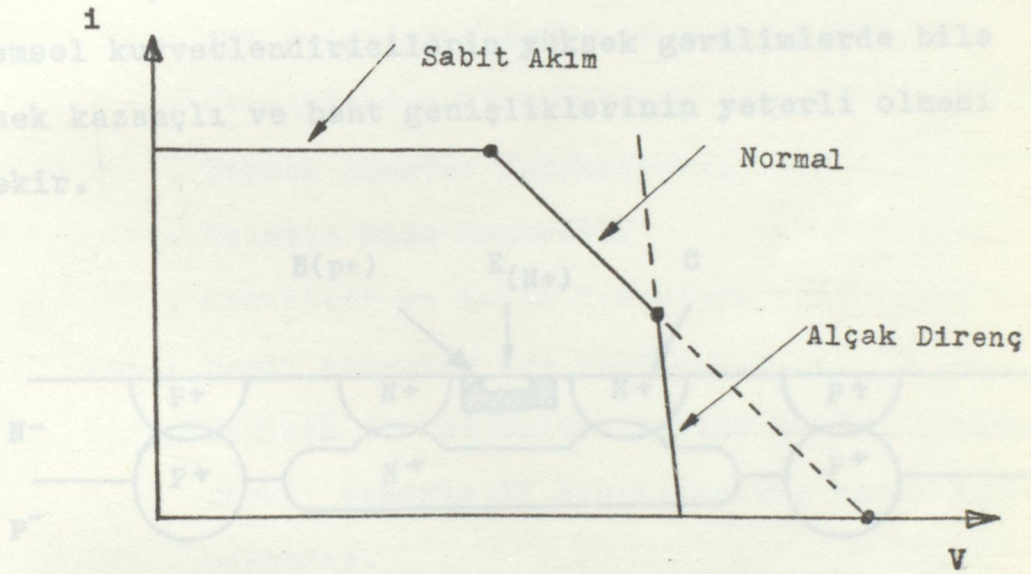
2- Alçak direnç modu: Uzun hatlarda kullanılır.

Köprü direnci maksimum gerilimde 60 Ohm'dan daha küçüktür.

3- Normal mod: Gerilim regülelidir. Köprü direncinin değeri dışarıdan 400 ile 1200 Ohm arasında ayarlanabilir.

4- Sabit Akım modu: Bu modda akım 30,45,60 mA. olabilir.

Bunun yanı sıra geri besleme çevriminde kaskat bağlı işlemsel kuvvetlendiriciler yüksek gerilimlerde bile yüksek kazançlı ve bant genişliklerinin yeterli olması gerekir.



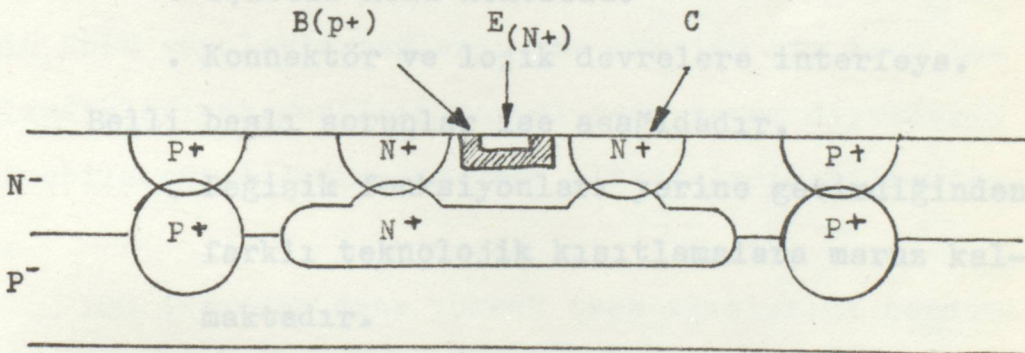
Şekil : 8-2 BESLEME MOD'LARI ARASINDA OTOMATİK SEÇME

Şekil 8-2'de son üç mod arasında akım değıştikçe süreksizlik yaratmadan otomatik olarak geçişler gösterilmiştir.

Elektiriksel karakteristikler sağlanması zorunludur. Uzunlamasına denge ve ortak mod bastırma (C.M.R.)

gibi kavramlardır. Özel hedeflere ulaşmak için son bir düzeltme bile yapılsa, çıkış devrelerinin dengesi tam olmazdır. Daha alçak ısı gerilmelerden oluşan kazanç ve empedans karakteristikleri ise alçak gerilim devresinde ele alınacaktır.

Abonenin zilini çaldırma amacıyla 60 Volt r. m.s. üretmek için yüksek besleme gerilimine ve bunun peşinden de 120 Volttan daha yüksek gerilimlerde bile yeterli izolasyon sağlayan bir yarı iletken teknolojisine gerek vardır. Bunun yanı sıra geri besleme çevriminde kaskat bağlı işlemsel kuvvetlendiricilerin yüksek gerilimlerde bile yüksek kazançlı ve bant genişliklerinin yeterli olması gerekir.



Şekil : 8-3 DİKEY NPN TRANZİSTORUN YAPISI

Bu nedenle yüksek gerilim bipolar teknolojisi ile SGS'in dikey tranzistorları kullanılmıştır. Bu tranzistorda; 18 MHz. de $V_{ce} = 10$ Volt ve $I_c = 0.3$ mA dir.

Özellikle çalışma anındaki güç tüketimi başka bir sorun olarak karşımıza çıkar. Ortaya çıkan ısıdan devre-

nin zarar görmemesi için silikon kırmağı bir pakette derlerken; alçak termal direnç ve geniş termal kapasite kullanılmalıdır.

Şekil 8-3'de dikey NPN tranzistorun yapısı görülmektedir.

II- INTERFEYS VE KONTROL (ALÇAK GERİLİM) DEVRESİ

Bu devrenin ana fonksiyonları aşağıda sıralanmıştır.

III- KORUMA DEVRESİ

- . 2 telden 4 tele çevrim.
- . Darbe üretmek.
- . Zil çaldırma işaretinin senkronizasyonu.
- . Çevrimin denetlenmesi.
- . Toprak anahtar deteksiyonu.
- . İşletim modu kontrolü.
- . Konnektör ve lojik devrelere interfeys.

Belli başlı sorunlar ise aşağıdadır.

- . Değişik fonksiyonları yerine getirdiğinden farklı teknolojik kısıtlamalara maruz kalmaktadır.
- . Analog işaretler için kesin kararlılık ve geniş bantlılık gerekir.
- . Lojik devrelerin çoğu için alçak güç tüketimi gerekir.
- . Kontrol interfeysi için yüksek data oranı ($> \text{Mb/sn.}$) gerekir. Alçak gerilim kısmında

kullanılan bipolar teknolojisinin, I^2L analog ve alçak hızlı devreler için ve

dan kaldırılır. S³ TL de yüksek hızlı interfeysler için iki geliştirilebilir uyumlu tipidir. Bu bölge genişletilmiştir.

IV. Kullanıcının istediği elektriksel karakteristikleri sağlamak amacıyla dışarıdan eklenen ayırık devre elemanları hem bacak sayısını dengeler, arttırır, hem de devrenin daha karmaşık olmasına neden olur.

III- KORUMA DEVRESİ

Bu devrenin esas fonksiyonu hat interfeysinin giriş uçlarına uygulanan dış kaynaklı aşırı gerilimlerden devreyi korumaktır. Dış kaynaklı gerilimler; çok kısa süreli ve yüksek genlikli impulsif gerilimler olabildiği gibi elektrik şebekesinden indüksiyonla karışan 50 Hertzlik sinyaller de olabilir. Gerilim kenetlenmesi iki yönlü PNPN yapılarla sağlanır. Bu yapılar bir kere testiklendiklerinde gerilimi normal yada zener diyotların indirebileceği değerin çok daha altına indirebilmektedir.

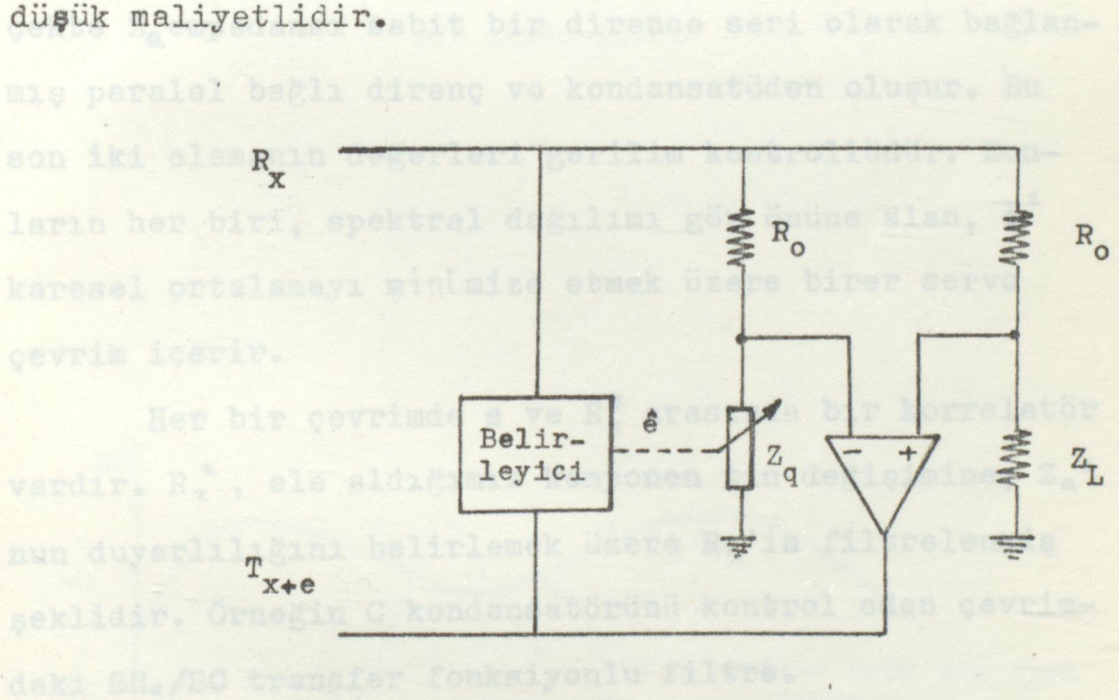
100 Amperden daha yüksek tepe akımlarını söndürmede çabuk yanıt vermek gerekir. Bu nedenle oldukça yüksek ani güç tüketimi zorunludur. Kırmığa bağlantıların kalın bacak ve iletkenlerle yapılması kılıfın yüzeyinin büyük olmasını gerektirir. Bu nedenden dolayı koruma düzeni ayrı bir kılıfa yerleştirilmektedir.

Bundan başka devre ne türden iletim olduğunu belirlemek için gerekli harici bir referans gerilimi için bir bacak daha içermektedir. Böylece; besleme gerilimi ve diyot eşikleri gibi değişik tolerans etkilerini orta-

dan kaldırılarak ve kaynak moduna adapte olma yeteneği geliştirilerek, güvenli çalışma bölgesi genişletilmiştir.

IV- UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ

Bu devrenin amacı; 2 telli hattın gerçek karakteristiklerini göz önüne alarak, 4 telden 2 tele çevrimde dengeleme devresini otomatik olarak uyumlaştırmaktır. İdare edilmesi oldukça zor olan santralli şebekelerdeki uyumlaşma devrelerini ortadan kaldırır ve bundan daha iyi sonuçlar verir. Çalışma prensibi dijital yankı yok edicilerinkine benzemekle birlikte daha basit ve daha düşük maliyetlidir.



Şekil : 8-4 KENDİ -KENDİNE UYUMLAŞAN DEVRE PRENSİBİ

ÇALIŞMA PRENSİBİ

Empedans uyumlaştırılmasının sağlanamamasından dolayı "e" hata işareti alınan işaret R_x 'in kısmi yansımaya neden olur. Bu işaret T_x iletilecek işarete

eklenir.

$$e = (H_L - H_Q) R_x$$

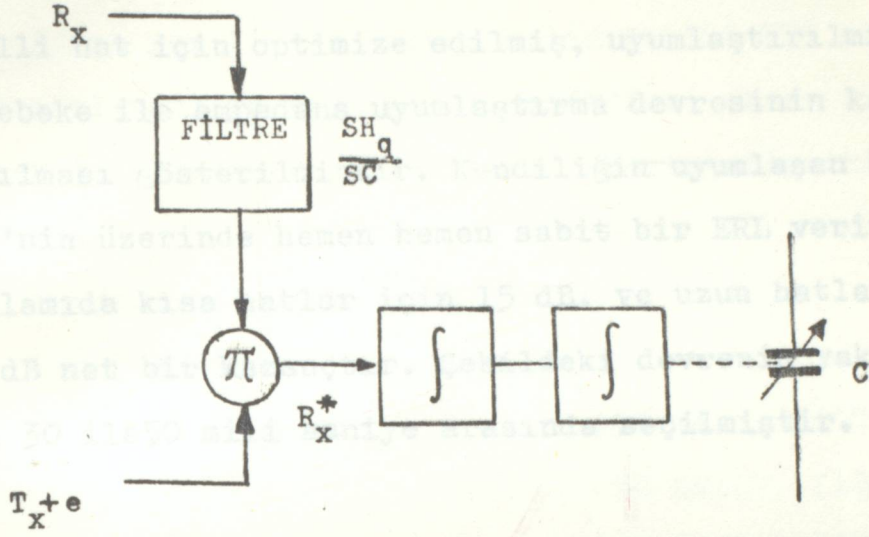
$$H_L = \frac{Z_L}{Z_L + R_0}$$

$$H_Q = \frac{Z_Q}{Z_Q + R_0}$$

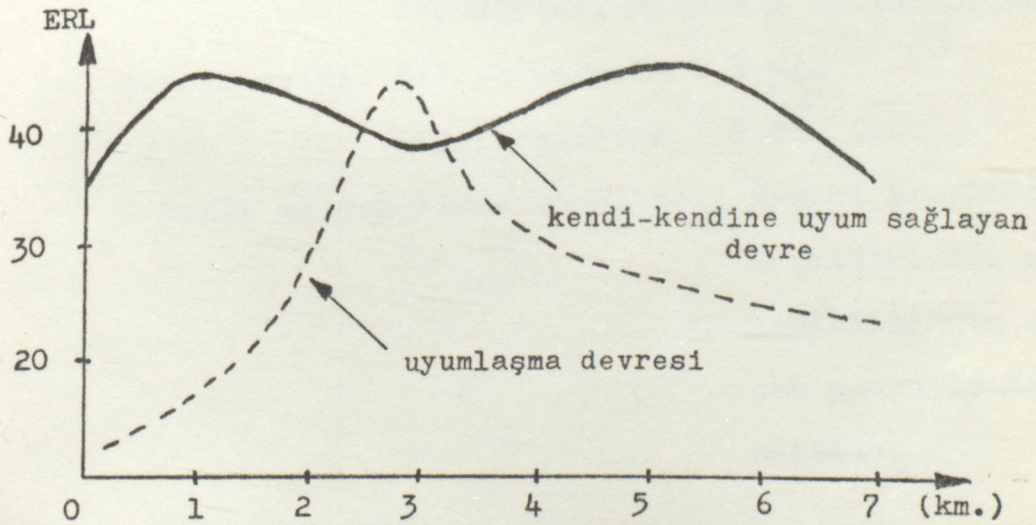
Belirleyici devre e ve R_x arasındaki ilişki ile $\hat{e}$ işaretini belirler. Normalde T_x R_x 'den bağımsızdır. Bu işaretle dengeleme devresinin Z_Q empedansı değiştirilir. Bunun sonucu olarak e hata işareti azaltılır. Gerçekte Z_Q empedansı sabit bir dirence seri olarak bağlanmış paralel bağlı direnç ve kondansatörden oluşur. Bu son iki elemanın değerleri gerilim kontrollüdür. Bunların her biri, spektral dağılımı göz önüne alan, $\bar{e}^2$ karesel ortalamayı minimize etmek üzere birer servo çevrim içerir.

Her bir çevrimde e ve R_x^* arasında bir korrelatör vardır. R_x^* , ele aldığımız komponentin değişimine; Z_Q 'nin duyarlılığını belirlemek üzere R_x 'in filtrelenmiş şeklidir. Örneğin C kondansatörünü kontrol eden çevrimdeki SH_Q/SC transfer fonksiyonlu filtre.

Her bir korrelatörde bir gerilim çarpıcı vardır. Bunu; R_x işareti görünür görünmez hızlı bir şekilde yakınsamasını sağlamak amacıyla seçilmiş bir zaman sabiti olan bir integratör izler. Her çevrimde seri bağlı ikinci bir integratör bulunur. Bu ikinci integratör; R_x geçici olarak kaybolduğunda bile, az önce varılan empedans uyumunu korur.



Şekil : 8-5 KENDİ KENDİNE UYUM SAĞLAMADA
BİR SERVO ÇEVİRİM



Şekil : 8-6 PERFORMANS KARŞILAŞTIRMASI

Şekil 8-6'da 0.4mm^2 çapında 2.4 km. uzunluğunda iki telli hat için optimize edilmiş, uyumlaştırılmış dengeli şebeke ile empedans uyumlaştırma devresinin karşılaştırılması gösterilmiştir. Kendiliğinden uyumlaşan şebeke 35 dB.'nin üzerinde hemen hemen sabit bir ERL verir. Bunun anlamıda kısa hatlar için 15 dB. ve uzun hatlar için de 10 dB net bir kazançtır. Şekildeki devrenin yakınsama zamanı 30 ile 50 mili saniye arasında seçilmiştir.

ABONE HATTI INTERFEYS DEVRELERİNİN KARAKTERİSTİKLERİ

Aşırı gerilimden koruma kılıfını iki PTC direnci akım sınırlaması yaparak korur. AHİD'leri abone hatlarına bağlamak için aşağıdaki elektriksel karakteristikler gereklidir.

Besleme Gerilimi: -48,-72,-5,-5 Volt

Güç Tüketimi:

Çengelde: 150 mW. (48 Volt)

50 mW. (10 Volt)

Çengelden alınmış: 400-2000 mW (48 Volt)

450 mW (10 Volt)

Çaldırma: 500-6000 mW (120 Volt)

500 mW (10 Volt)

Hat beslemesi: Şekil 8-2'de gösterilen her bir kullanım modu için harici komponentler gerilim eğrisi vermektedir.

Zil çaldırma: 22 Volt üzerine bindirilmiş, dengeli sinüzoedal, maksimum 60 Volt r.m.s.

Çevrim eşiği: Zil çaldırmada : 3 mA.

Diğer hallerde : 6 mA. D.C

2 telli ve dengeleme empedansı: Harici komponentlerle seçilebildiği gibi, kendiliğinden uyumlaşan devreyle de sağlanabilir.

4 telli empedans:

iletim işareti çıkışı: ≤ 100 Ohm.

Alış işareti girişi: $\gg$ 1 MOhm.

Maksimumu işaret seviyesi: Tepeden tepeye 3.5 Volt.

Veriş ve alış kazancı: 0 ± 0.2 dB.

Kazanç karalılığı: -40 , $+ 44$ dBm.

Frekans bölgesi: 300 ± 3400 Hz. (± 0.1 dB.)

Gürültü seviyesi: < -75 dBm.

Besleme gerilimi (-48 V.) bastırma oranı: > 40 dB.

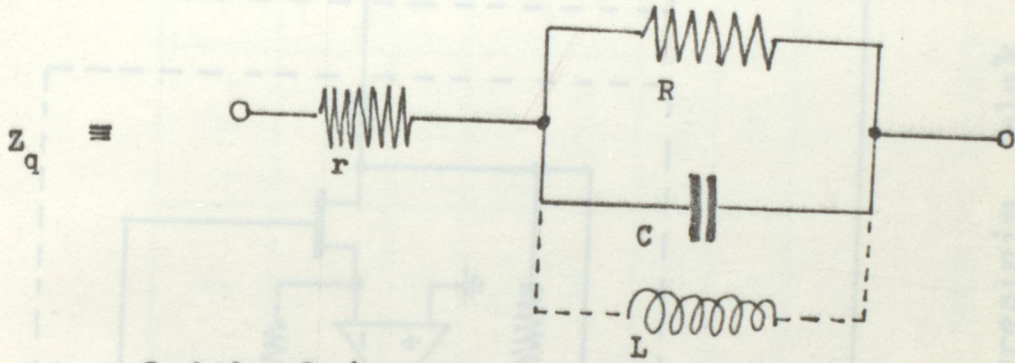
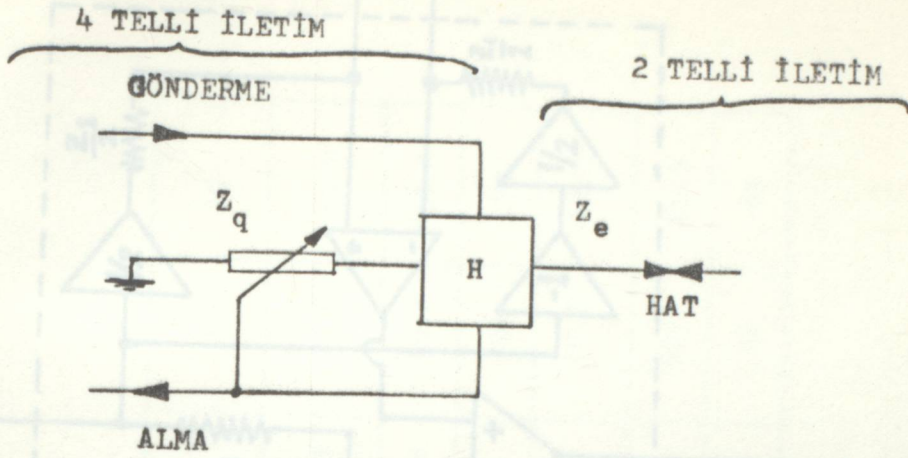
Uzunlamasına denge: > 49 dB.

Kontrol lojik ile interfeys: TTL uyumlu.

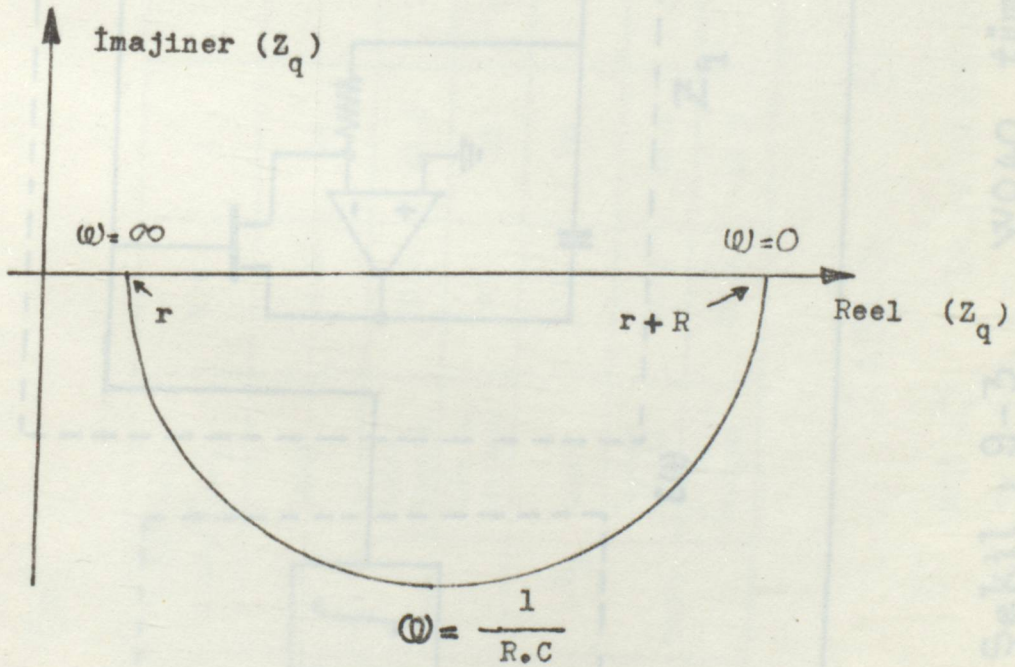
W040

SGS piyasaya w040 ticari adlı adaptif dengelemeli bir tüm devre çıkartmıştır. Bu devrenin temel yapısı şekil 9-1'de görünmektedir. Bu tüm devrenin fonksiyonu hibritin dengeleme devresinin empedansına adapte etmektir. Hat karakteristiği de şekil 9-2'de gösterilmiştir. İletilen ve alınan işaretler arasındaki ilişki integraliyle empedans uyumu sağlamıştır. Alış işaretinde hiçbir veriş işareti bileşeni yoksa bu iki işaret arasında hiçbir ilişki olmamaktadır. Bu durumda integral sıfır olacaktır. Aksi halde komparatör çıkışında D.C. bir gerilim olacaktır. Kompratör çıkışındaki bu gerilim, aktif devre olarak gerçekleşmiş gerilim kontrollü bir direnç ve bir kondansatörü ayarlama kontrol işareti olarak kullanılmaktadır.

Sistemin blok diyagramı şekil 9-3'de ve bread-board üzerinde elde edilen deney sonuçları da tablo 9-1'de toplu olarak verilmiştir.

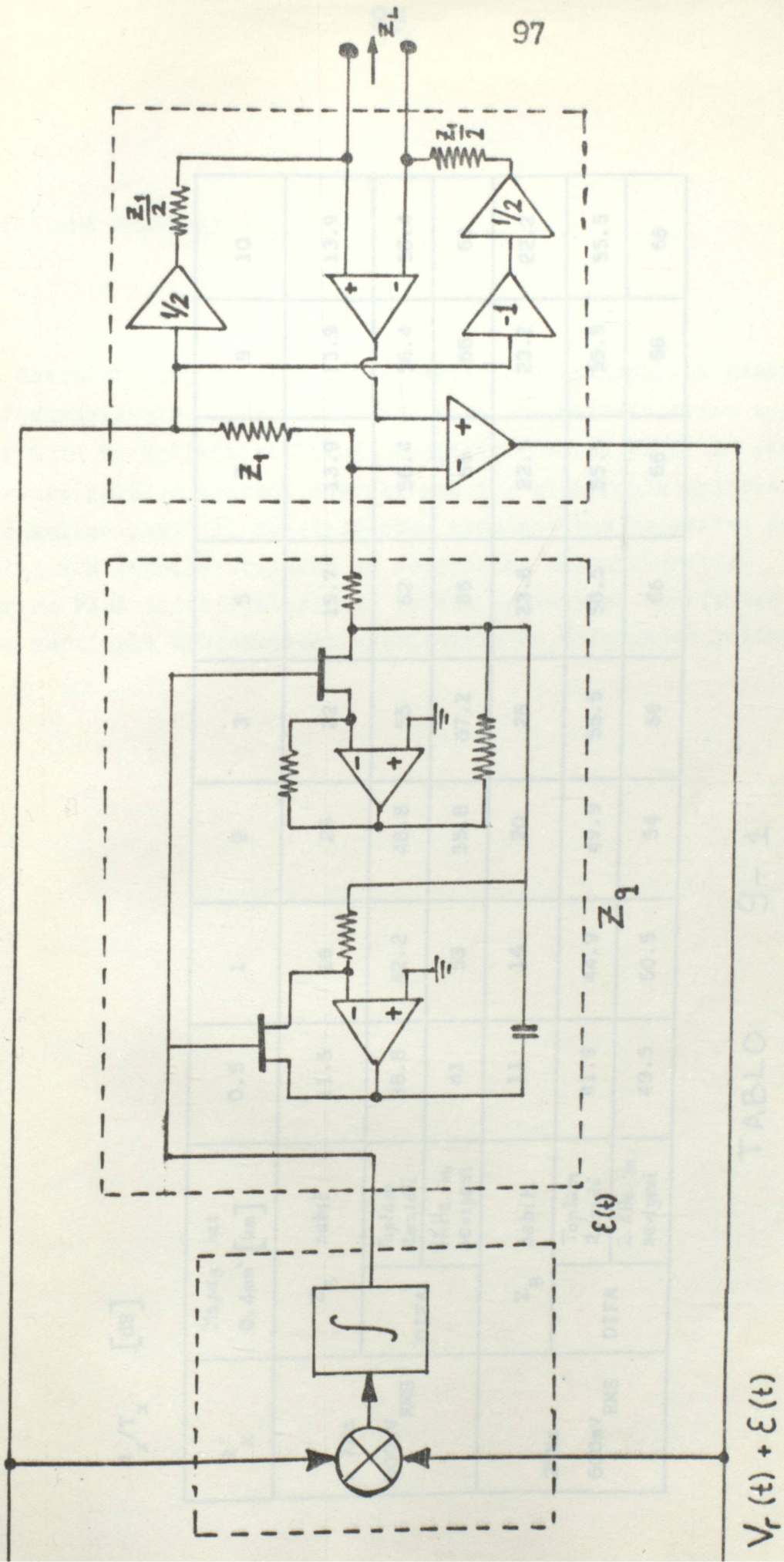


Şekil : 9-1



Şekil : 9-2

$x(t)$



Şekil : 9-3 W040 tüm devresinin blok diagramı

R_x/T_x [dB]

R_x	Yapay hat 0.4mm^2 [km]	0.5	1	2	3	5	7	9	10
1 KHz 800mV RMS	Z_B sabit	11.5	16	26	22	15.7	13.9	13.9	13.9
		38.8	42.2	48.8	55	62	56.4	56.4	56.4
	DIFA	41	53	55.8	67.2	66	66	66	60
2KHz 600mV RMS	Z_B sabit	11	14	20	28	23.8	22.5	23.2	22.2
		41.9	44.9	49.9	55.5	56.5	55.5	55.5	55.5
	DIFA	49.5	50.5	54	66	66	66	66	66

TABLO 9-1

WO40 TÜMDEVRESİNİN
SONUÇLARI

BRED-BOARD DA DENEY

KAYNAKÇA

UYGULAMA ALANLARI

- 1- "A new design of SLICK with self-matching balancing network." SILIGONI M. , GOUTIERRE M. , WARRIS M. , LAVOISARD J.L.Y.S.S-1984

Bu devreler C.O. ve PABX abone hatlarında kullanılmak amacıyla tasarlanmışlardır. Fakat bunun yanısıra iki kılıfın başka uygulamalar için de kullanılabileceği kesindir. Harici referans gerilimli, aşırı gerilim kontrol devresi pek çok elektronik aygıtta rahatlıkla kullanılabilir. Kendiliğinden uyumlaştırma yapabilen devre de 2 telli PCM çoğullayıcılarda ve modemlerde kullanılabilir.

Ayrıca PABX interfeyslerinin, farklı yapımcılar tarafından üretilen yapılarla dengelenmesi probleminin de üstesinden gelilebilir.

- 4- HANİP ATALAY- "Transmisyon tekniği" K.T.C.

- 5- J.H. WRIGHT- "Transmission planning for an evolving local switched digital network." IEEE Trans. Comm. Vol. COM-27, P.1019, July 1979

- 6- ROBERTSON DAVID, "An electronic hybrid adaptive network for telephony" IEEE Trans. Comm. Vol. COM-28, P.1225, August 1980

- 7- P.H. WRIGHT, "Design and transmission characteristics of a new type of digital filter" Bell Syst. Tech. J., P.333, 1979

- 8- E. WRIGHT, "Design and transmission characteristics of a new type of digital filter for nonlinear devices"

KAYNAKÇA

- 1- "A new design of SLICK with self-matching balancing network." SILIGONI M. , GOUTTEBEL R. , WAJIH M. , LAVOISARD J.L.I.S.S-1984
- 2- BEDRİ KARAFAKİOĞLU- "Uzak mesafe yeraltı kabloları"- İ.T.Ü-1964
- 3- D.L. DUTTWELLER- "A twelve channel digital echo canceler."-IEEE Trans. Comm. Vol. COM-26 P.645. May 1978
- 4- HAMİT ATALAY- "Transmisyon tekniği" K.T.Ü.
- 5- J.L. NEIGH- "Transmission planning for an evolving local switched digital network." IEEE Trans. Comm. Vol. COM-27. P.1019. July 1979
- 6- MESSERSCHMIT DAVID. "An electronic hybrid adaptive balancing for telephony" IEEE Trans. Comm. Vol. COM-28. No: 8. P.1399. August 1980
- 7- P.A. GRESH. "Physical and transmission characteristics of customer loop plant. "Bell Syst. Tech. J. , P.3337. Dec. 1969
- 8- R. PRICE. "A useful theorem for nonlinear devices

having Gaussian inputs." IRE trans. Inform. Theory.

P.69 June 1958.

9- SGS Data Sheet of WO40

10- UZGÖREN FİKRİ. "Transmisyon tekniği ders notları" İ.T.Ü.

1983

11- W.C. AHERO. "Speech signal power in the switched message network." Bell Syst. Tech. J., P.2695 Sept. 1978

12- "Zero loss considerations in a digital class 5 office."

IEEE Trans. Comm. Vol. COM-27 P.1013 ,July 1979

ÖZGEÇMİŞ

YÜNGÜL, Nuri 5/mart/1960 İstanbul doğumludur. Annesi sevimli bir ev kadını, babası inşaat profesörüdür. 1958 ve 1966 doğumlu iki kız kardeşi vardır. 3 yaşında okuma-yazma ve aritmetik öğrenmeye, 4 yaşında da ailesinin zoruyla piyano dersleri almaya başlamıştır.

Mecidiyeköy, 6/ekim ilkokulunda okula başlamış, babasının KTÜ'de çalışmaya başlamasıyla ilköğrenimine Trabzon, Cudi Bey ilkokulunda devam etmiştir. Orta öğrenimini Samsun, Anadolu Lise'sinde sürdürüp lise son sınıfı Trabzon Lise'sinde tamamlamıştır. 1978'de İTÜ Maçka Elektronik ve Haberleşme mühendisliği'ne girmiştir. Daha sonra Medikal elektronik konulu teziyle 1983'de Mühendis olmuştur.

Arkadaşlarının önerileriyle İ.U. - İşletme İktisadi Enstitüsü'ne girip 1984 yılında da burayı bitirmiştir. Aynı yıl Yıldız Üniversitesi'nde Elektronik ve Haberleşme dalında yüksek lisans programına başlamıştır.

Yaz aylarında şantiye mühendisi olarak çalışmıştır. Ilıcı-Horasan petrol boru hattının hidrostatik testini yürütüp, daha sonra Diyarbakır-KARAKAYA baraj ve hidro elektrik santralında, aydınlatma, topraklama, telefon, anons sistemi, saat sisteminde hem proje, hem de saha mühendisi olarak görev yapmıştır. Öğrencilik yıllarında programcılık, ansiklopedi yazarlığı, matematik-fizik-ingilizce-piyano ve gitar ders hocalığı yapmıştır.

Hobilerinin başında, müzik-ziraat-yolculuk ve en önemlisi kampçılık gelir. Çok küçük yaşlardan beri Türkiye'nin dört bir yanında kamp kurmuş ve arkadaşları Sadi AKSÜT ve Cüneyt BİLGİNAY'la birlikte oldukça geniş araştırmalar yapmıştır.

Halen, annesi, kızkardeşi ve kedisiyle Kızıltoprak'ta oturmaktadır.

TEŞEKKÜRLER

Herkesin yaşantısında çok zorlu ve kritik dönemler mevcuttur. Benim de bu tez çalışmam böyle bir döneme rastladı. Doğruyu söylemek gerekirse bu çalışmayı yarıda kesmeyi düşünmedim değil. Ancak çevremdeki değerli kişilerin hem maddi hem manevi destekleriyle bu çalışmayı tamamladım. En başından, en sonuna kadar hiçbir yardımı eşirgemeyen,

Dr. Cüneyt BİLGİNAY
Müh.Teğ. Murat TEKİN
Dr. Mehmet TOPALAN
Bn. Emine YÜNGÜL
Müh. Zeynep YÜNGÜL
Müş. Cafer GÜLER
Ark. Tayyar GÜLER
Müh. Hakan TANAAŞIK

Aydos, Demiryürek, Dirican ve Akıncı ailelerine, Özellikle TAŞDEMİR ailesine , Kızıltoprak STAD çay bahçesi personeline, Şule, Sadı AKSÜT' ve bana bu tezde kütüphanelerini açan Portekizli meslektaşlarım Don Pedro Manual ve Porsado Valenté'ye sonsuz teşekkürlerimi sunmayı borç bilirim.

Ayrıca, hocam Dç.Zeynep Filiz GÜNEŞ'in hem yoğun çalışmaları hem de sağlık problemlerinin bulunduğu günlerde bile bana her türlü yardımı sağlamasından dolayı nasıl teşekkür edeceğimi kestiremiyorum.

