

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Adaptif Dengeleyiciler

Harva Güney

Yüksek Lisans Tezi

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

Kot	: R 152 158
Alındığı Yer	: ..Fen.Bil.Eas,.....
Tarih	: ..10.4.95.....
Fatura	:
Fiyatı	: ..100.150.-.....
Ayniyat No	: ..1-6.....
Kayıt No	: ..50987.....
UDC	:
Ek	:

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



ADAPTİF DENGLEYİCİLER



YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAVVA GÜVEY

NO : 871605

ANABİLİM DALI : ELK. VE HAB. BÖLÜMÜ

BİLİM DALI : TELEKOMÜNİKASYON

TEZ YÖNETİCİSİ: PROF. METİN YÜCEL

İSTANBUL 1990

Bu tezin hazırlanmasında emeği geçen herkese ;
özellikle katkı ve teşviklerinden dolayı değerli hocam
Prof Metin Yücel'e , yardımlarını esirgemeyen
Ar.Gör.Tuncay Uzun ve Ar.Gör.Herman Sedef'e teşekkür
etmeyi bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

SAYFA

GİRİŞ.....	1
SEMBOLLER ARASI GİRİŞİM VE Dengeleme.....	3
Dengeleme Yöntemleri.....	6
EN KÜÇÜK KARESEL ORTALAMA HATA YÖNTEMİ.....	8
KARAR GERİ BESLEMELİ Dengeleyici.....	11
İKİ BOYUTLU Dengeleyiciler VE DİK GENLİK MODÜLASYONU.....	13
ADAPTİF Dengeleyici ALGORİTMALARI.....	17
SİMÜLASYON PROGRAMI.....	19
SONUÇ.....	24
KAYNAKÇA.....	25
EK-1 SİMÜLASYON PROGRAM LİSTELERİ.....	26

BZET

Sayısal bir haberleşme sistemnde verimliliğin ölçütü iletilen işaretin alınmasındaki hata olasılığıdır. Başlıca hata kaynakları ise; kanalın ideal olmayan karakteristiklerinden dolayı ortaya çıkan simgelerarası girişim ve gönderilen sinyalden bağımsız olan kanal gürültüsüdür.

Ayrıca bu bozucu etkilere yol açan kaynaklar, bilinmeyen kaynaklardır ve zamanla değişebilirler.

İstenmeyen bu etkilerin giderilmesi için adaptif dengeleme yöntemleri geliştirilmiştir. Adaptif dengeleyicilerde, dengeleyicinin çıkışında elde edilen sinyal ile; bundan elde edilip kuantalanarak gönderilen ve gerçek sinyal olduğu kabul edilen sinyal arasındaki farkın minimuma indirilmesi hedeflenir. Adaptif dengeleyicinin temel elemanı katsayıları otomatik olarak ayarlanabilen adaptif süzgeçlerdir.

Bu tezde adaptif dengeleyiciler genel olarak incelenmiş ve "stochastic gradient algoritma" kullanılarak bir adaptif dengeleyici simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

ABSTRACT

For a digital data transmission system, a measure of performance is the probability that a particular data symbol will be received incorrectly. The principal source of error are intersymbol interference caused by a dispersive channel transmission characteristic and additive noise on the channel which is independent at the transmitted signal. In addition these degradation may be resulting from unknown time-varying sources. To combat these effects, equalization techniques some of which are adaptive have been suggested.

Adaptive equalizers seek continuously to minimize the deviation of their sampled output signal from a quantized reference signal that resembles the transmitted pulse amplitude.

The essential element at the adaptive equalizer is a tapped-delay-line (TDL) filter with an automatically adjustable gain at each tap.

In this thesis, adaptive equalizers are generally analyzed.

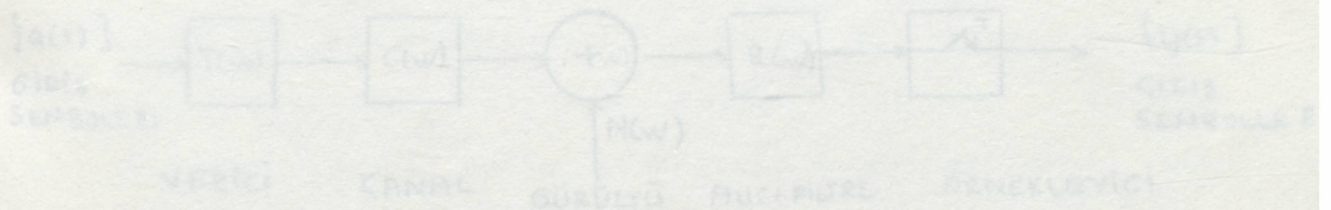
GİRİŞ

Bir veri iletişim sistemindeki temel hedef hatayı minimuma indirirken, kanal band genişliğinin verimli olarak kullanılabilmesi için maksimum iletim hızının elde edilmesidir. İletim hızının kanal band genişliğine oranına kanal band genişliği verimi denir ve birimi (bit/sn/Hz) dir.

Veri iletiminde, iletim ortamı olarak telefon kanalları geniş bir ağ oluşturmaları, dolayısıyla da ekonomik olmaları açısından önemli bir yer tutarlar. Ancak telefon kanallarının, zayıflama ve gecikme karakteristiklerinin frekans bandında sabit olmamalarından ve zamanla da değişmelerinden dolayı iletilen sinyalde genlik ve gecikme distorsiyonu oluşur. İletim hızını sınırlayan en önemli faktör, kanalın ideal olmayan karakteristiklerinden dolayı iletilen işaretin zaman ekseninde yayılması ve ardışıl darbelerin üst üste binmesi ile oluşan semboller arası girişimdir. Düşük hızlarda bu sorun sabit dengeleme devreleri kullanılarak çözümlenebilir. Sabit dengeleyici devrelerinin tasarımı, kanal karakteristiği tam olarak bilinemediğinden çeşitli telefon kanalları üzerinden yapılan ölçümler gözönüne alınarak elde edilen ortalama kanal karakteristiklerine

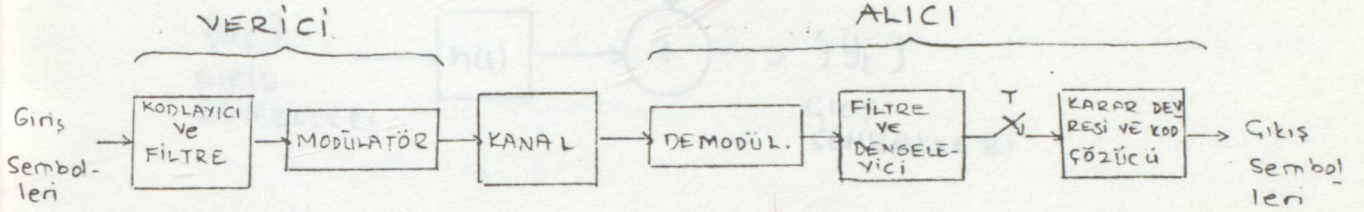
göre tasarlanılır. İletim hızı arttığında ise kullanılan kanal karakteristiğinin, ortalama kanal karakteristiğinden gösterdiği sapmalar, iletimin güvenilir olmasını engeller.

Bu amaçla yüksek hızlarda güvenilebilir bir veri iletimi için adaptif dengeleyiciler kullanılır. Adaptif dengeleyiciler, temelde katsayıları belirli bir yakınsama ölçütüne göre ayarlanabilen sayısal filtrelerdir. Bu filtrelerin kullanılmasının amacı, her türlü telefon kanalının frekans karakteristiğinin tersine yakınsayarak, toplam iletim ortamının frekans karakteristiğini düzgünleştirmek ve simgelerarası girişimi minimuma indirmektir. Katsayıların ayarlanmasında kullanılan dengeleme algoritmaları, dengeleme işleminin yapılmasında farklılıklar gösterirler.

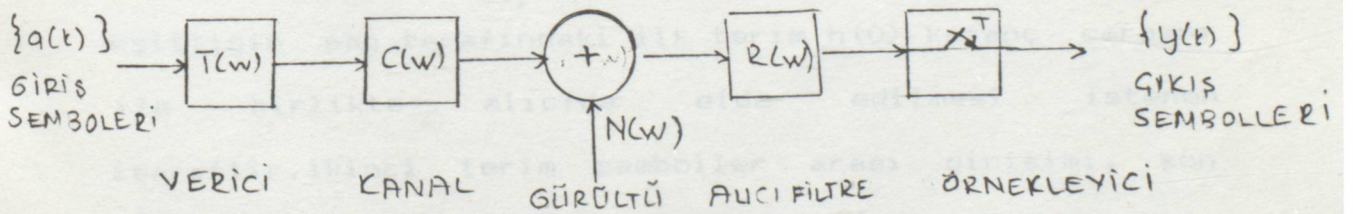


SEMBOLLER ARASI GİRİŞİM VE Dengeleme

Bir veri iletim sistemi aşağıdaki gibi gösterilebilir.

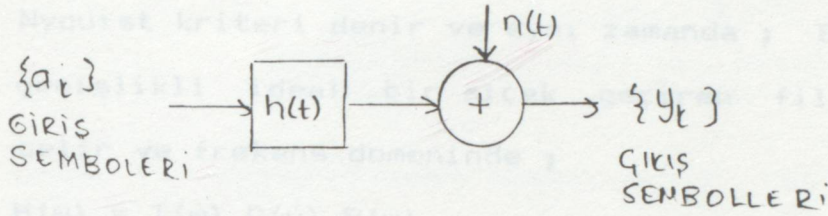


Veri iletiminde periyodik darbe katarındaki darbelerin genlikleri kodlanır. Kodlanan bu darbe katarı modüle edilerek kanala gönderilir. Alıcı kısımda demodüle edilir, dengelenir, senkron olarak örneklenir ve kuantalanır. Daha önce anlatıldığı gibi, dengeleyici kanalın ideal olmayan karakteristiğinden dolayı oluşan semboller arası girişimi engellemek için kullanılır. Semboller arası girişim darbe modüleli sistemlerin hepsinde oluşur. Ancak darbe genlik modülasyonunun (pam) incelenmesi daha kolaydır. Aşağıdaki şekilde basit bir PAM sistemi görülmektedir.



$h(t)$ verici filtresi; verici filtre + kanal + alıcı filtreyi (TCR); dolayısıyla bütün iletim sistemini içersin.

$$h(t) = 1/2 \int_{-\infty}^{+\infty} T(\omega) C(\omega) R(\omega) d\omega \quad \text{olsun.}$$



T :örnekleme zamanı ,

$n(t)$:kanal gürültüsü ,

$$y(t) = \sum_k a(k) h(t-kT) + n(t)$$

iletilmek istenilen işaret kT , $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ anlarında kanala verilen farklı genlikli $a(k)$ simgelerinden oluşan bir dizisidir. t_0 iletim sisteminin gecikmesi olmak üzere alıcı filtrenin çıkışındaki işaret $t = jt + t_0$ anlarında örneklenirse;

$$y(t_0 + jT) = \sum_k a(k) h(t_0 + jT - kT) + n(t_0 + jT)$$

$t_0 + jT$, j ile gösterilirse,

$$y(j) = \sum_k a(k) h(j - k) + n(j)$$

$$y(j) = a(j) h(0) + \sum_{k \neq j} a(k) h(j - k) + n(j) \quad \text{olur.}$$

eşitliğin sağ tarafındaki ilk terim $h(0)$ kazanç çarpanı ile birlikte alıcıda elde edilmesi istenen işarettir. İkinci terim semboller arası girişimi, son terim ise gürültüyü gösterir. Eşitlikten görüldüğü gibi, semboller arası girişim; yalnızca ve yalnızca k 'nin sıfırdan farklı bütün değerleri için $h(k) \neq 0$ ise önlenemez. Bu TCR'nin darbe cevabının T aralıklarıyla sıfırı

kesmesi gerektiğini, başka bir deyişle kT örnekleme anlarında sıfır olması gerektiğini gösterir. Bu şartta 1. Nyquist kriteri denir ve aynı zamanda ; $B = 1/2 T$ band genişlikli ideal bir alçak geçiren filtreye karşılık gelir ve frekans domeninde ;

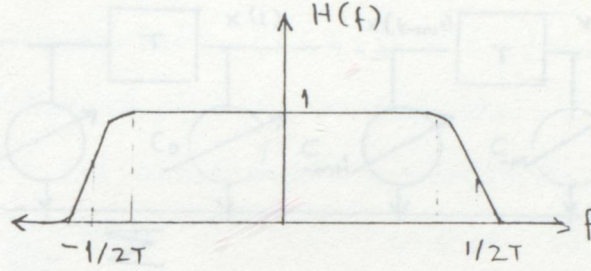
$$H(w) = T(w) C(w) R(w)$$

$$H(w) = \text{sabit} , f = 1/T \text{ için.}$$

Kanal transfer fonksiyonu bilinseydi tersini alarak simgelerarası girişimi sıfırlamak mümkün olabilirdi. Ancak düşük hızlarda bu yöntem kullanılabilse de özellikle yüksek hızlarda kanal karakteristiklerinin kendi aralarında farklılıklar göstermesi, üstelik bu karakteristiklerin zamanla da değişmesi büyük hatalara yol açar. O yüzden de güvenilir bir veri iletimi için adaptif bir dengeleme yöntemi gereklidir.

Uygulamada 1. Nyquist kriterini sağlayan ideal bir alçak geçiren filtre sağlamak mümkün olmayacağından gene bu kriteri sağlayan yükseltilmiş kosinüs filtresi kullanılır. Yükseltilmiş kosinüs filtresinin transfer fonksiyonu

$$H(f) = \begin{cases} 1 & , 0 < |f| < \frac{1-a}{2T} \\ 1/2 \left[1 - \sin \left(\frac{\pi T}{2a} (2f - 1/T) \right) \right] & , \frac{1-a}{2T} < |f| < \frac{1+a}{2T} \\ 0 & , |f| < \frac{1+a}{2T} \end{cases}$$



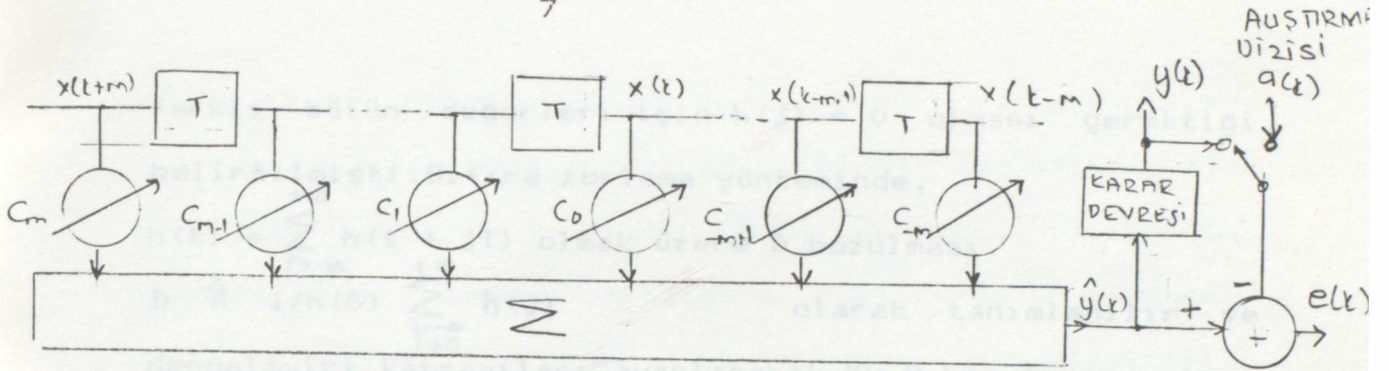
Burada a düşüş parametresidir. $a = 0$ için ideal alçak geçiren filtre, $a = 1$ için en geniş spektrumlu filtre elde edilir.

Amaç alıcı ve vericiye eklenen filtrelerle tüm iletim sisteminin toplam frekans fonksiyonunun, yükseltilmiş kosinüs fonksiyonuna benzetilmesidir. Bu özellik sağlanırsa simgelerarası girişim olmaksızın iletim yapmak mümkündür.

DENGELEME YÖNTEMLERİ

Daha önce adaptif dengeleyicilerin katsayılarının belirli bir yakınsama ölçütüne göre ayarlandığı belirtilmişti. Literatürde, yakınsama ölçütü olarak kullanılan iki kriter vardır. Birincisi sembollerarası girişimin mutlak değerlerinin toplamı, ki bunun minimize edilmeye çalışılmasına 'Sıfıra Zorlama Yöntemi' denir. İkincisi ise dengeleyicinin çıkışındaki sembollerarası girişim + gürültünün kareleri toplamıdır, bunun en aza indirilmeye çalışılmasına da 'En Küçük Karesel Ortalama Hata Yöntemi' denilir.

Temel dengeleyici blok şeması aşağıdaki gibidir.



iletim hızı $1/T$ olsun. Alıcıda bu T süresi ya verici tarafından gönderilen plot tondan, ya da gönderilen sembollerden elde edilir ve T aralıklarla örneklenen işaret dengeleyicinin girişine verilir. $(2m + 1)$ uzunluklu dengeleyicide her adımda en son $(2m + 1)$ örnek depolanır ve bu örnekler bir algoritmaya göre ayarlanılan c_i , $i = -m, \dots, 0, \dots, m$ katsayıları ile çarpılarak toplanır ve $\hat{y}(k)$ işareti elde edilir.

$$\hat{y}(k) = \sum_{i=-m}^{m} c_i x(k-iT)$$

Karar devresinin çıkışında gönderilen semboller kümesinden $\hat{y}(k)$ ya en yakın değer olarak seçilen $y(k)$ değeri vardır.

Elde edilmeye çalışılan $y(k)$ ile adaptif süzgecin çıkışındaki $\hat{y}(k)$ arasındaki fark $e(k)$ hatasıdır ve,

$$e(k) = \hat{y}(k) - y(k) \text{ dir.}$$

$e(k) \approx 0$ ise kanal ve dengeleyici üzerinden güvenilir bir veri iletimi sağlanıyor demektir.

SIFIRA ZORLAMA YÖNTEMİ

Tüm iletim sisteminin darbe cevabı $h(t)$ ile gösterilmiş ve semboller arası girişimin olmaması için j 'nin sıfırdan

farklı bütün değerleri için $h(j) = 0$ olması gerektiği belirtilmişti. Sıfıra zorlama yönteminde,

$$h(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} h(t + jT) \text{ olmak üzere } D \text{ bozulması}$$

$$D \triangleq \frac{1}{h(0)} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} h(j) \text{ olarak tanımlanılır ve}$$

dengeleyici katsayıları ayarlanarak bu D bozulması sıfıra götürülmeye çalışılır. $j = -\infty, \dots, 0, \dots, \infty$ olmak üzere,

her adımda dengeleyicinin katsayıları, çıkışından elde edilen işaret bilgisi kullanılarak, Δ kadar arttırılıp azaltılarak ayarlanır. Δ yakınsama hızını ve aynı zamanda ulaşılabilecek en küçük hata sınırını belirler. Ancak

uygulamada sonsuz uzunlukta bir dengeleyici kullanılamayacağından semboller arası girişimin tam anlamıyla yok edilmesi mümkün değildir. $2m + 1$ uzunluğundaki bir dengeleyicide elde edilebilecek en iyi sonuç

$$h(t) = \sum_{j=-m}^{+m} h(t + jt) = 0 \text{ olacaktır.}$$

Ancak dengeleme işleminden önceki D_0 bozulması birden

büyükse, bu yöntemle dengeleme sağlanamaz. Uygulamada D_0

ön bozulması için $D_0 < 1$ şartı sağlanamayacağından ve bu

yöntemle gürültünün de etkisi ihmal edildiğinden daha geçerli yöntemler kullanmak gereklidir.

EN KÜÇÜK KARESEL ORTALAMA HATA YÖNTEMİ

Bu yöntemle dengeleyici katsayıları, semboller arası girişim ve gürültüden dolayı oluşan karesel ortalama hatayı minimuma indirmek üzere ayarlanır. Bu yöntemi kullanan dengeleyiciler otomatik ve adaptif olmak üzere

ikiye ayrılır. Otomatik dengelemede, iletimin başlangıcında, veri dizisinden önce, alıcı tarafından bilinen bir alıştıırma dizisi gönderilir. Alıştıırma dizisinin gönderildiği zaman aralığına alıştıırma periyodu denir. Alıştıırma periyodu süresince, dengeleyicinin katsayıları, bir algoritma ile, dengeleyicinin çıkışı alıştıırma periyoduna en yakın olacak şekilde ayarlanır ve veri iletimi süresince sabit tutulur. Kanal karakteristikleri zamanla önemli ölçüde değişmiyorsa bu yöntem geçerlidir. Ancak kanal karakteristikleri zamanla değişiyorsa, dengeleyici bu değişiklikleri takip etmeli ve katsayılarını ayarlamalıdır. Adaptif EKO dengeleyiciler, bu amaçla; alıştıırma periyodundan sonraki veri iletimi sırasında da dengeleyici çıkışındaki karar devresinden elde edilen sembol kestirimlerinden faydalanarak katsayılarını sürekli olarak ayarlarlar. Böylece dengeleyicinin çıkışı ile karar devresinin çıkışında elde edilen ve gönderilen gerçek sinyal olduğu kabul edilen sinyal kestirimi arasındaki farkın minimuma indirilmesi hedeflenir.

$2m + 1$ uzunluklu dengeleyicide;

$$\hat{y}(k) = \sum_{i=-m}^{+m} c_i x(k-iT) \quad \text{ve } y(k) \text{ karar devresinin}$$
 çıkışında elde edilen sembol olmak üzere k . hata değeri,

$$e(k) = \hat{y}(k) - y(k) \quad \text{dır.}$$

$E[.]$ istatistiksel beklendirik değeri operatörü olmak üzere
 karesel ortalama hata,

$$E [e^2(k)] = E [(\hat{y}(k) - y(k))^2]$$

$$E [e^2(k)] = E \left[\left(\sum_{i=-m}^m c_i x(k-iT) - y(k) \right)^2 \right]$$

$E [e^2(k)]$ 'yı sıfıra götürmek üzere, c katsayılarının optimum değerleri için, bu katsayılar göre türev alınarak sıfıra eşitlenir ve böylece $2m+1$ bilinmeyenli bir denklem takımı elde edilir.

$$\frac{\partial E [e(k)]}{\partial c_i} = E \left[2 \left(\sum_{i=-m}^m c_i x(k-iT) - y(k) \right) x(k-iT) \right] \quad i=j$$

$$\frac{\partial E [e(k)]}{\partial c_i} = 2 E [e(k) x(k-iT)] = 0 \quad i=j$$

$$j = -m, \dots, 0, \dots, m$$

Oluşturulan denklem takımı ile optimum c_i katsayıları bulunabilir. Ancak hattın karakteristikleri tam olarak bilinemediğinden ; bu denklem takımından c_i katsayılarının hesaplanması zordur. Bu yüzden , c_i katsayılarının hesaplanmasında bir önceki adımdan faydalanmak yoluna gidilir.

$$c_i(k) = c_i(k-1) - a' \frac{\partial E [e(k-1)]}{\partial c_i(k-1)}$$

$$C_j(k) = c_j(k-1) - a' \left\{ 2E \left[e(k-1) x((k-1) - iT) \right] \right\}$$

yaklaşıklık yapılarak $E \left[e(k-1) x((k-1) - iT) \right]$

ifadesi yerine $\left[e(k-1) x((k-1) - iT) \right]$ ve $a = 2a'$

yazılırsa

$$c_j(k) = c_j(k-1) - a e(k-1) x((k-1) - iT)$$

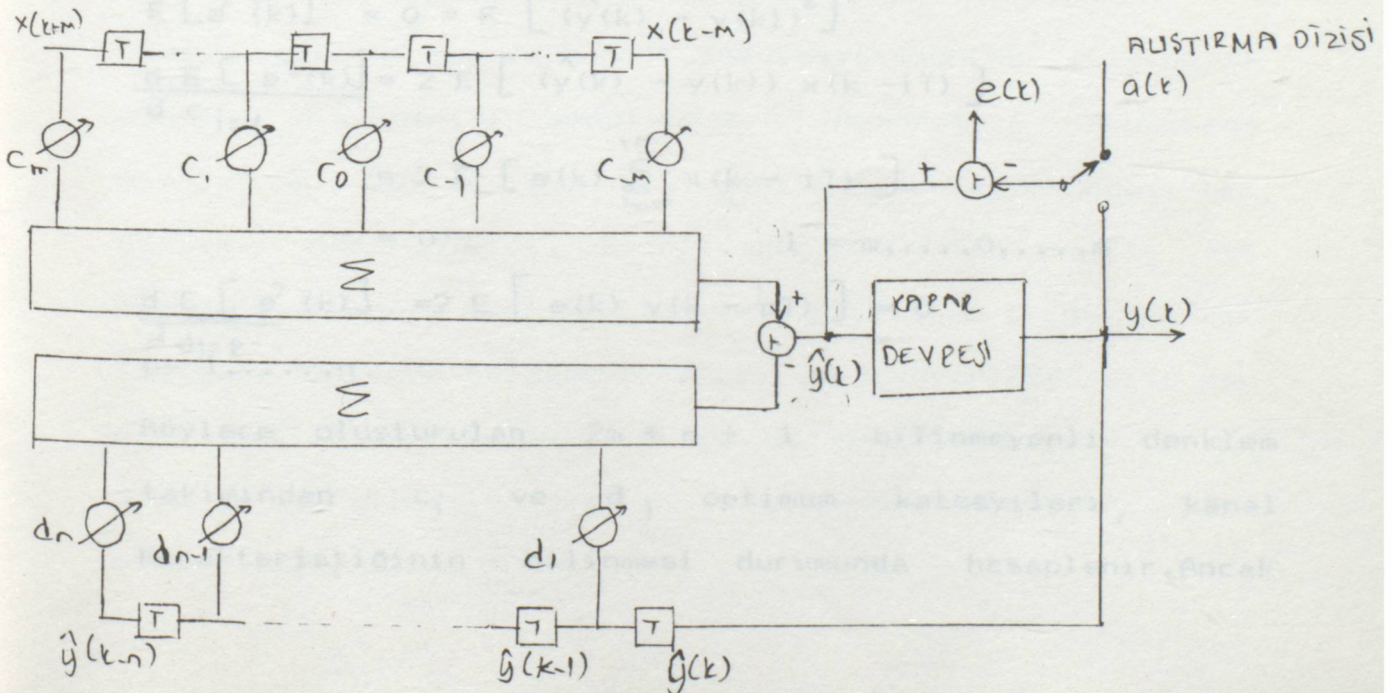
a pozitif ve birden küçük bir katsayı olup aldığı değer

yakınsama hızını ve varılabilecek en küçük hata sınırını

belirler.

KARAR GERİ BESLEMELİ DENGELEYİCİ

Bu dengeleyici şimdiye kadar incelenenlerin aksine nonlineer bir dengeleyicidir. Belli bir k anında oluşan semboller arası girişimde hem daha önceki hem de daha sonraki darbelerin etkisi vardır. Aşağıda gösterilen karar geri beslemeli dengeleyici, her ikisinin de etkisini göz önüne alır.



Yukarıda görülen karar geri beslemeli dengeleyici blok şemasındaki ileri yol ve geri besleme filtreleri daha önce incelenen lineer dengeleyicilerdeki adaptif filtrelerdir. Dengeleyicinin çıkışındaki $\hat{y}(k)$ işareti ileri yol filtresinin çıkışından, geri besleme filtresinin farkı alınarak elde edilir. Böylece daha önce verilen kararlar doğru ise onların yol açtığı semboller arası girişim de yok edilir. Karar devresinin çıkışında alınması hedeflenen $y(k)$ işareti vardır. İleri yol filtresi $2m + 1$ uzunluklu ve c_i katsayılarına sahip olsun. Geri besleme filtresi de n uzunluklu ve d_j katsayılarına sahip olsun. Bu durumda dengeleyici çıkışı

$$\hat{y}(k) = \sum_{i=-m}^{+m} c_i x(k - iT) - \sum_{j=1}^n d_j y(k - jT)$$

olacaktır. İleri yol ve geribesleme katsayıları daha önce incelenen EKO yöntemindeki gibi hesaplanır.

$$E[e^2(k)] = 0 = E[(\hat{y}(k) - y(k))^2]$$

$$\frac{d}{dc_i} E[e^2(k)] = 2 E[(\hat{y}(k) - y(k)) x(k - iT)]$$

$$= 2 E\left[e(k) \sum_{i=-m}^{+m} x(k - iT)\right] = 0 \quad i = -m, \dots, 0, \dots, m$$

$$\frac{d}{dd_j} E[e^2(k)] = 2 E[e(k) y(k - jT)] = 0 \quad j = 1, \dots, n$$

Böylece oluşturulan $2m + n + 1$ bilinmeyenli denklem takımından c_i ve d_j optimum katsayıları, kanal karakteristiğinin bilinmesi durumunda hesaplanır. Ancak

kanal karakteristiği tam olarak bilinmediğinden c_i ve d_j katsayılarının hesabında bir önceki adımdan faydalanılabilir.

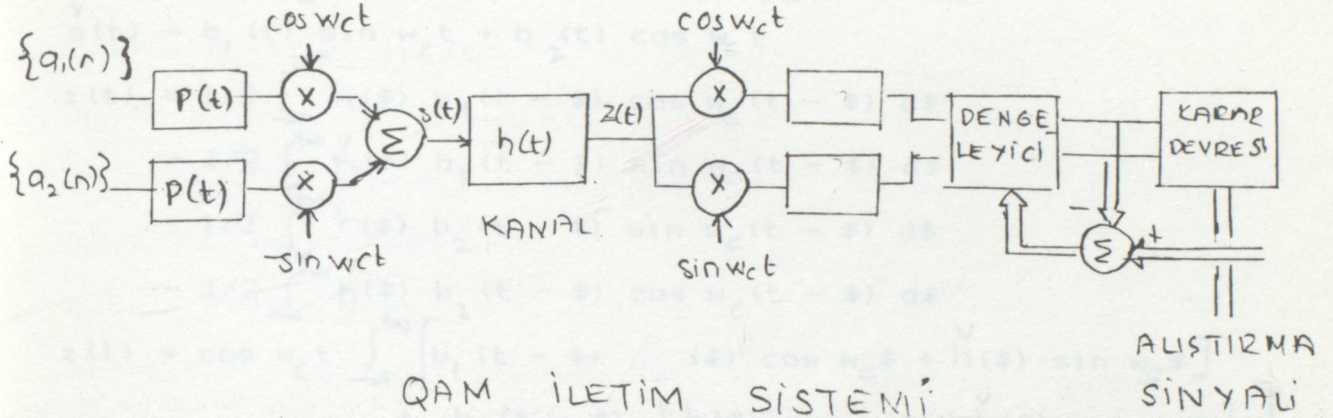
$$c_i(k) = c_i(k-1) - a \times ((k-1) - iT) e(k-1)$$

$$d_j(k) = d_j(k-1) + b \times ((k-1) - jT) e(k-1)$$

b de a gibi birden küçük bir katsayıdır. Geri besleme filtresi, kanal ve ileri yol filtresinin toplam darbe cevabında sıfır olması gerekirken sıfırdan farklı olan örnekleri sıfırlamaya çalışır. Böylece ileri yol filtresinin katsayılarına bir esneklik getirilmiş olur. Ancak yanlış bir karar verilmesi durumunda geri besleme dolayısıyla bu daha sonraki n kararı etkileyecektir. Fakat geri besleme bölümü dengeleyicide ikinci planda kaldığından bu dengeleyicinin performansını fazlaca etkilemez.

İKİ BOYUTLU DENGLEYİCİLER VE DİK GENLİK MODÜLASYONU

Yüksek hızlarda faz ve genlik modülasyonunun her ikisini de içeren dik genlik modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation) kullanılır. Dik genlik modülasyonunda, iki bağımsız veri dizisi, birbirinden 90° faz farklı iki taşıyıcıyı modüle edilerek iletilen veriye ilişkin bilgi, bu iki taşıyıcı üzerinde bölüşülür. Taşıyıcısı bastırılmış çift yan band genlik modülasyonlu iki sinyal vericide toplanılır ve alıcıda ayrılır. Dik genlik modülasyonlu sistemin blok şeması aşağıdaki gibidir.



$$s(t) = \sum_n a_1(n) p(t - nT) \cos w_c t - \sum_n a_2(n) p(t - nT) \sin w_c t$$

$\{a_1(n)\}$ ve $\{a_2(n)\}$ gönderilen veri dizileri, $1/T$ iletim hızı, f_c taşıyıcı frekansı, $p(t)$ ise verici filtrenin transfer fonksiyonudur.

$$b_1(t) = \sum_n a_1(n) p(t - nT)$$

$$b_2(t) = \sum_n a_2(n) p(t - nT) \quad \text{olmak üzere}$$

$$s(t) = b_1(t) \cos w_c t - b_2(t) \sin w_c t \quad \text{yazılabilir.}$$

$h(t)$ kanalın darbe cevabı olmak üzere

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) s(t - \tau) d\tau$$

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \overset{V}{s}(t - \tau) d\tau \quad \text{dir.}$$

$[\overset{V}{.}]$ Hilbert dönüşümünü gösterir.

($\overset{V}{h}(t) = h(t) * 1/(j\pi t)$ olarak tanımlıdır ve,

$$\overset{V}{H}(w) = \begin{cases} -j H(w) & , \quad w \geq 0 \\ j H(w) & , \quad w < 0 \end{cases}$$

$$\begin{aligned}
z(t) &= 1/2 \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) s(t - \tau) d\tau - 1/2 \int_{-\infty}^{+\infty} \check{h}(\tau) \check{s}(t - \tau) d\tau \\
\check{s}(t) &= b_1(t) \sin w_c t + b_2(t) \cos w_c t \\
z(t) &= 1/2 \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) b_1(t - \tau) \cos w_c(t - \tau) d\tau \\
&\quad - 1/2 \int_{-\infty}^{+\infty} \check{h}(\tau) b_1(t - \tau) \sin w_c(t - \tau) d\tau \\
&\quad - 1/2 \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) b_2(t - \tau) \sin w_c(t - \tau) d\tau \\
&\quad - 1/2 \int_{-\infty}^{+\infty} \check{h}(\tau) b_2(t - \tau) \cos w_c(t - \tau) d\tau \\
z(t) &= \cos w_c t \int_{-\infty}^{+\infty} \left[b_1(t - \tau) \left(h(\tau) \cos w_c \tau + \check{h}(\tau) \sin w_c \tau \right) \right. \\
&\quad \left. + b_2(t - \tau) \left[h(\tau) \sin w_c \tau - \check{h}(\tau) \cos w_c \tau \right] \right] d\tau \\
&\quad - \sin w_c t \int_{-\infty}^{+\infty} \left[b_1(t - \tau) \left[-h(\tau) \sin w_c \tau + \check{h}(\tau) \cos w_c \tau \right] \right. \\
&\quad \left. + b_2(t - \tau) \left[\check{h}(\tau) \sin w_c \tau + h(\tau) \cos w_c \tau \right] \right] d\tau
\end{aligned}$$

$d\tau$

$z(t)$ işareti demodüle edilip kesim frekansı f olan bir alçak geçiren filtreden geçirildikten sonra dengelenecek olan temel band sinyalleri aşağıdaki gibi verilir.

$$\begin{aligned}
\text{aynı fazda; } &\int_{-\infty}^{+\infty} b_1(t-\tau) \left[h(\tau) \cos w_c \tau + \check{h}(\tau) \sin w_c \tau \right] d\tau \\
&+ \int_{-\infty}^{+\infty} b_2(t-\tau) \left[h(\tau) \sin w_c \tau - \check{h}(\tau) \cos w_c \tau \right] d\tau \\
\text{dikeyde; } &\int_{-\infty}^{+\infty} b_1(t-\tau) \left[-h(\tau) \sin w_c \tau + \check{h}(\tau) \cos w_c \tau \right] d\tau \\
&- \int_{-\infty}^{+\infty} b_2(t-\tau) \left[\check{h}(\tau) \sin w_c \tau + h(\tau) \cos w_c \tau \right] d\tau
\end{aligned}$$

Kompleks uzayda ;

$$a(n) = a_1(n) + j a_2(n)$$

$$\tilde{s}(t) = s(t) + j \check{s}(t)$$

$\tilde{s}(t)$ analitik sinyali gösterir. Bu eşitliklerden,

$$b(t) = b_1(t) + j b_2(t)$$

$$b(t) = \sum a(n) p(t - nT) \quad \text{yazılabilir.}$$

Dengeleyicinin girişine verilecek $x(t)$ işareti kompleks uzayda

$x(t) = x_1(t) + j x_2(t)$ olarak yazılır.

$$\tilde{h}(t) = h_1(t) + j h_2(t)$$

$$h_1(t) = \sqrt{h(t)} \cos w_c t + \sqrt{h(t)} \sin w_c t$$

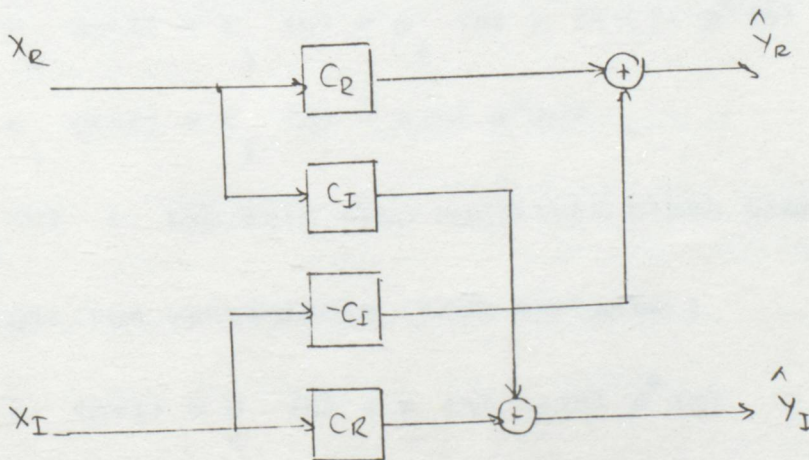
$$h_2(t) = \sqrt{h(t)} \cos w_c t - \sqrt{h(t)} \sin w_c t$$

şeklinde seçilirse

$$x(t) = \tilde{h}(t) * b(t)$$

Sinyaller gerçel olmakla birlikte kompleks gösterim kullanılarak dikgenlik modülasyonlu sistemin kompleks gösterimi sağlanmış olur.

İki boyutlu bir işareti dengelemek için de iki boyutlu bir dengeleyici gerekir. c_r reel katsayıları, c_i ise sanal katsayılar olmak üzere böyle iki boyutlu bir dengeleyicinin blok şeması aşağıdaki gibidir.



ADAPTİF DENGELİYİCİ ALGORİTMALARI

Adaptif dengeleyici katsayılarını hesaplamada kullanılan en yaygın algoritmalar; "Stochastic Gradient", "Fast Kalman", "Kalman - Godard" algoritmalarıdır.

"Stochastic Gradient" algoritmanın yaklaşımı, bir tek a (step büyüklüğü) ile kontrol edilir ve yavaş yaklaşır. Ancak en büyük avantajı hesaplama kolaylığıdır. EKO hata yönteminde de daha önce bahsedildiği gibi, dengeleyicinin tap kazançlarını hesaplamada kullanılan algoritma;

$$c_i(n+1) = c_i(n) - a e(n) x(n-iT) \quad \text{dır.}$$

"Kalman - Godard" algoritmasında ise her tap için ayrı bir step büyüklüğü tanımlıdır, bu yüzden çok hızlı yaklaşır. Kalman algoritmasının tap kazançlarını hesaplamada kullanılan algoritma;

$$c_i(n+1) = c_i(n) + p_i(n) x(n-iT) e^*(n)$$

$$c_i(n+1) = c_i(n) + k_i(n) e^*(n)$$

$p_i(n)$ i. tap için step büyüklüğü olmak üzere;

algoritma vektörlerle ifade edilirse ;

$$\underline{c}(n+1) = \underline{c}(n) + \underline{p}(n) \underline{x}(n) e^*(n)$$

$$\underline{c}(n+1) = \underline{c}(n) + \underline{k}(n) e^*(n)$$

$\underline{k}(n)$ Kalman kazanç vektörü;

$$k(n) = A(n)^{-1} x(n)$$

$$A(n) = \sum_{i=1}^n x(i) x(i)^T \quad \text{olarak gösterilebilir.}$$

Kanal ilişki matrisi $A(n)$, önceden bilinmemekle birlikte kestirilebilir ve bu kestirimden faydalanılarak tap kazançları hesaplanılabilir.

Yüksek frekans (HF) radyo kanallarının karakteristiklerinin zamanla değişmesinde, "Stochastic Gradient" algoritma yetersiz kalırken "Kalman - Godard" algoritması bu değişimleri yeterli bir hızla takip edebilir. "Kalman - Godard" algoritmasının dezavantajı matris işlemlerini gerektirmesidir ve dolayısıyla M^2 boyutlu bir dengeleyici için yapılacak işlem sayısı M^2 ile orantılıdır.

"Fast Kalman" algoritması ise "Kalman - Godard" algoritmasına eşdeğer fakat daha basit bir algoritmadır. "Kalman - Godard" algoritması modifiye edilerek matris işlemlerinden kurtulunmuştur. Yapılacak işlem sayısı bu dengeleyicinin boyutu M ile orantılıdır.

SİMOLASYON PROGRAMI

Simülasyon programı PC de Fortran dilinde gerçekleştirilmiştir. Çizimler için SC4 ve Harvard paket programları kullanılmıştır.

Telefon kanallarında karşılaşılan doğrusal kanal bozuklukları; frekansın fonksiyonu olarak tanımlanan, zayıflama ve gecikme karakteristikleri ile gösterilmektedir.

POLYF.FOR ve DELFH.FOR programları, daha önce VAX/VMS bilgisayarında yazılan POLYF.FTN, DELF.FTN programlarından uyarlanmıştır. POLYF.FOR programında ,7 sınıf bozulma tanımlanmıştır. Bu sınıflar A,B,C,D,E,F,G ve H harfleri ile gösterilmiştir. Bozukluğun derecesi ise sayı ile verilmektedir. Her hangi bir telefon kanalı, programda tanımlanan bozuklukların birkaçı ya da tümünün birleşmesinden oluşabilir. Kullanıcı, kanal karakteristiklerindeki bozuklukların derecesini kendisi belirler. Bu bozukluklara bağlı zayıflama ve gecikme polinomları POLY.DAT dosyasında saklıdır. Program bu polinomları ve kullanıcının belirlediği bozuklukların derecesini okuyarak, toplam zayıflama ve grup gecikme karakteristikini gösteren kanal polinomunu hesaplar ve bunları NPOLY1.DAT NPOLY2.DAT dosyalarında saklar.

DELFH.FOR programı ise , NPOLY1.DAT ve NPOLY2.DAT veri dosyalarından, zayıflama ve gecikme sabitlerini okuyarak;

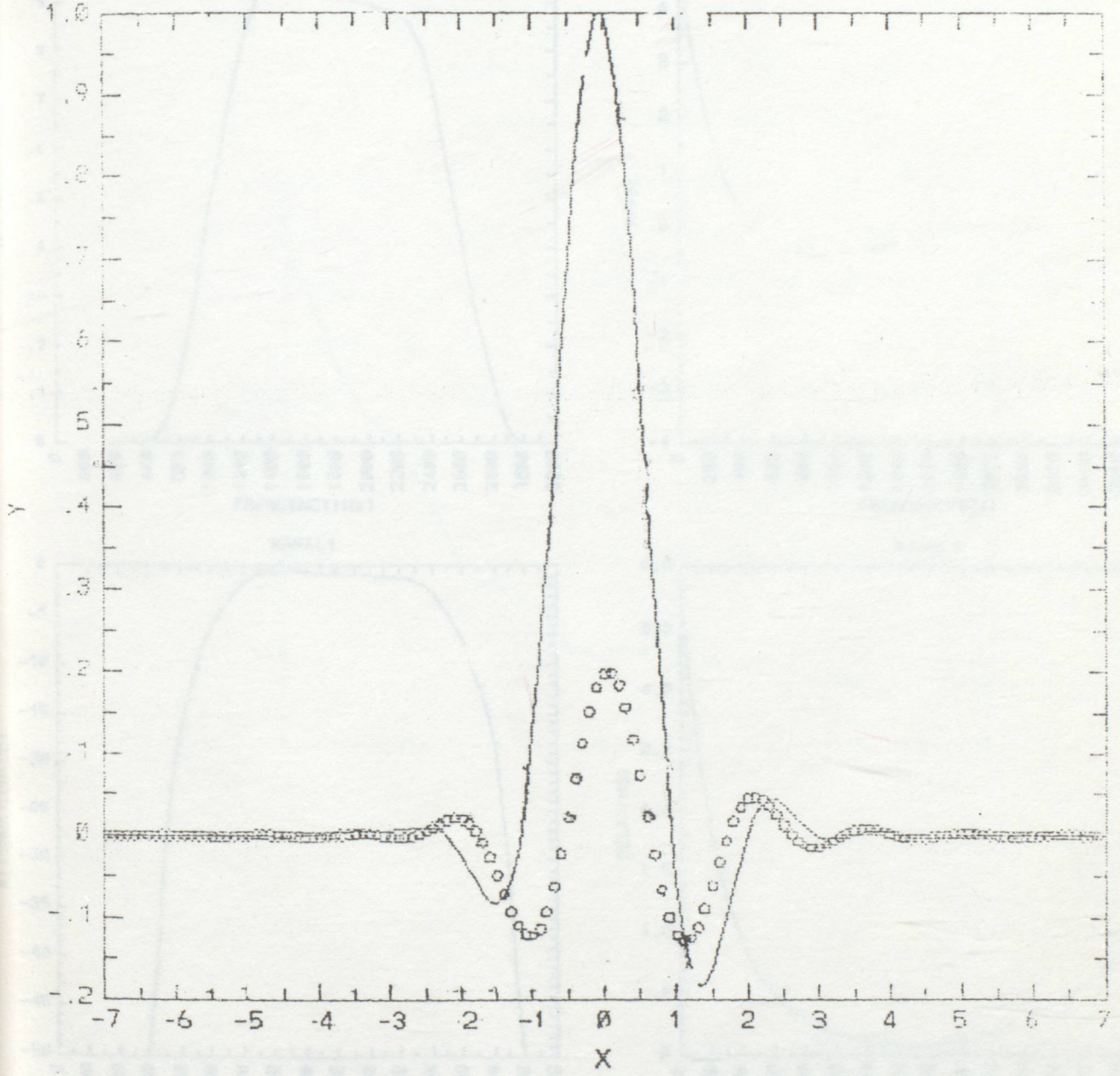
kanal, ve a düşüş parametresi ile belirlenen yükseltilmiş kosinüs filtresinin toplam kompleks frekans cevabını oluşturur . FFT tekniğini kullanarak frekans cevabından , iletim sisteminin toplam darbe cevabını hesaplayarak RFFT1.DAT dosyasına yazar.RIMP.D dosyası, kanalın darbe cevabı için , ve RDELH1.d, RDELH2.D, RDELH3.D ,RDELH4.D dosyaları ise sırasıyla kanalın genlik , faz, zayıflama, gecikme karakteristiklerinin çizimi için oluşturulmuş veri dosyalarıdır.

DEN1H.FOR "Stochastic Gradient" algoritması kullanılarak doğrusal bir adaptif dengeleyici için geliştirilmiş bir simülasyon programıdır.Program kanalın darbe cevabını RFFT1.DAT 'dan okur.Kanala gönderilen giriş darbeleri; programdaki giriş darbeleri veri dizisinden, program tarafından rasgele seçilir.Elde edilen karesel ortalama hatanın çizimi için GHATA.D , GCEV.D ,GHATHY.D veri dosyaları oluşturulmuştur.Sekil-3 ; Sekil-1 ve Sekil-2 'de gösterilen karakteristiklere sahip bir kanalda oluşan karesel ortalama hatayı gösterir.Dengeleyici uzunluğu (tap sayısı) $N=8$,Alfa=0.022 dir.

SEKIL-1

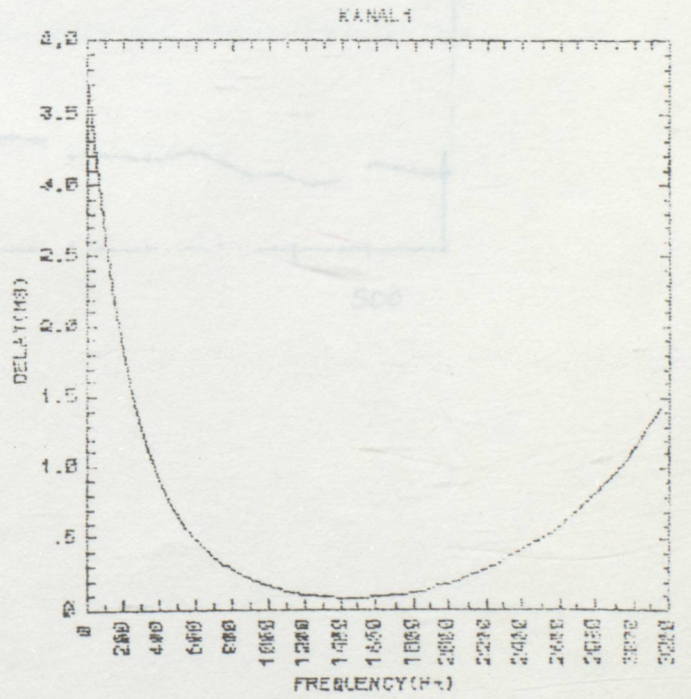
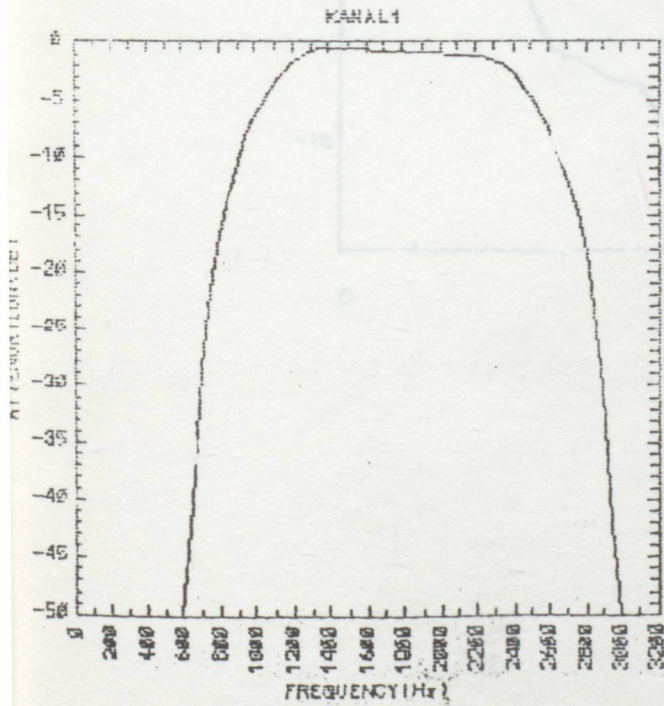
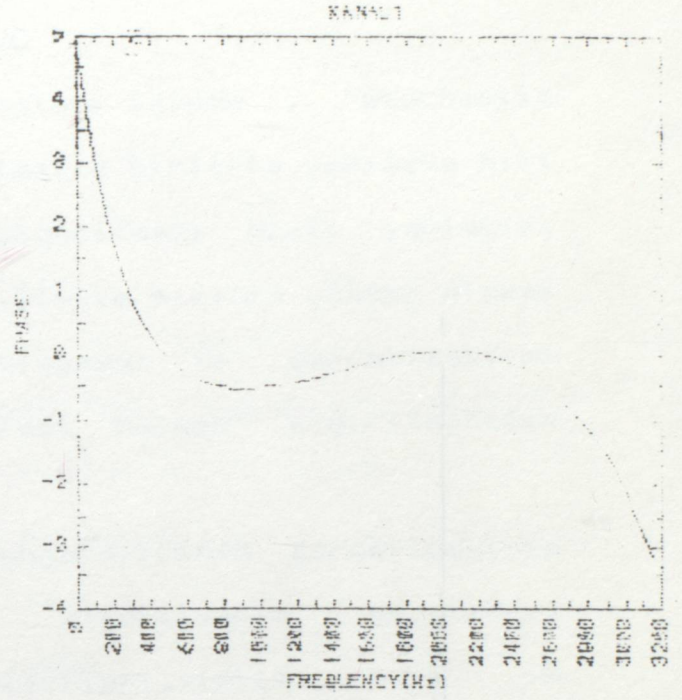
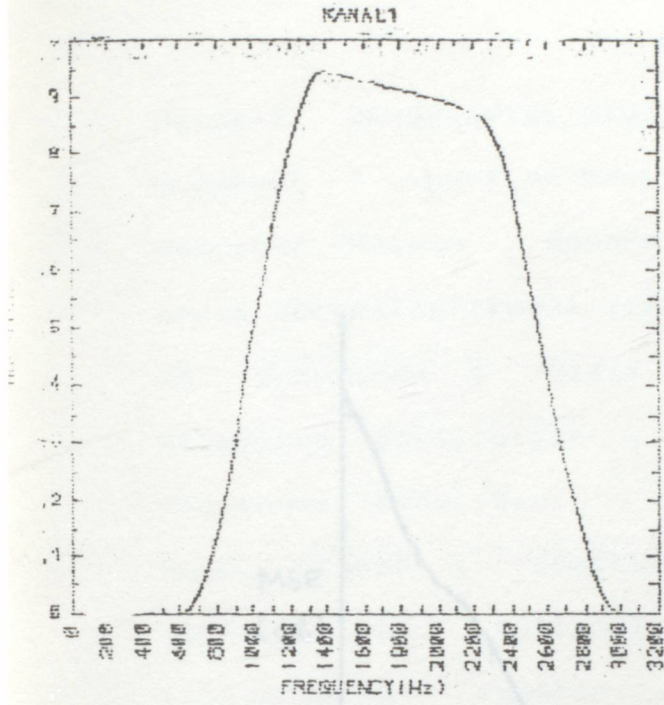
KANAL-1 DARBE CEVABI

KANAL 1



SEKİL-1

KANAL-1 GENLİK KANAL-1 DARBE CEVABI



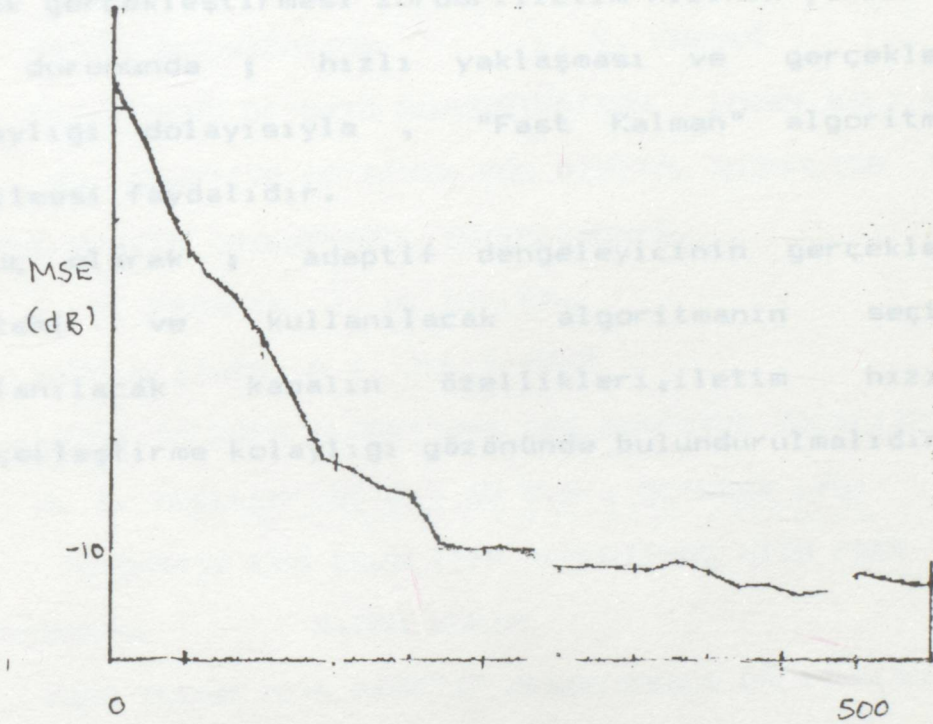
ŞEKİL-2

KANAL-1 GENLİK ,FAZ ,ZAYIFLATMA ,GECİKME KARAKTERİSTİKLERİ

SONUC

Adaptif dengelleyici algoritmaları içinde, "Stochastic Gradient" algoritma basit olmakla birlikte yaklaşma hızı düşüktür. "Kalman - Godard" algoritması hızlı yaklaşıp, ancak gerçekleştirilmesi zordur. İletim hızının yüksek olması ise hızla yaklaşması ve gerçekleştirme kolaylığıyla, "Fast Kalman" algoritmasının seçilmesi faydalıdır.

Bu çalışmada, adaptif dengelleyicinin gerçekleştirme yöntemi ve kullanılacak algoritmanın seçilmesinde, kullanılacak kanalın özellikleri, iletim hızı ve gerçekleştirme kolaylığı gözönünde bulundurulmalıdır.



ŞEKİL-3
KANAL-1 HATA EĞRİSİ

SONUÇ

Adaptif dengeleyici algoritmaları içinde , "Stochastic Gradient " algoritma basit olmakla birlikte yaklaşma hızı düşüktür."Kalman - Godard " algoritması hızlı yaklaşıp, ancak gerçekleştirmesi zordur.İletim hızının yüksek olması KB durumunda ; hızlı yaklaşması ve gerçekleştirme kolaylığı dolayısıyla , "Fast Kalman" algoritmasının seçilmesi faydalıdır.

Sonuç olarak ; adaptif dengeleyicinin gerçekleştirme yöntemi ve kullanılacak algoritmanın seçiminde; kullanılacak kanalın özellikleri,iletim hızı ve gerçekleştirme kolaylığı gözönünde bulundurulmalıdır.

KAYNAKÇA

1. DATA COMMUNICATION L. E. FRANKS
2. PRINCIPLES OF DATA COMMUNICATION LUCKY,SALZ,WELDON
3. AN ADAPTIVE RECEIVER FOR DIGITAL SIGNALING THROUGH CHANNELS WITH INTERSYMBOL INTERFERENCE
J. G. PROAKIS, J. H. MILLER,
IEEE V IT-15, N 4, JULY 1969
4. LEAST SQUARES ALGORITHMS FOR ADAPTIVE EQUALIZERS
M. S. MUELLER ,BSTJ V 60 N.8 , OCTOBER 1981
5. AUTOMATIC LMS EQUALIZER ALGORITHMS WITH FAST RATE OF CONVERGENCE NAZAN HEKIM
6. 4800 MODEM İÇİN ADAPTİF DENGELİYİCİ ÇALIŞMALARI
SEVTAP AGABAY
7. DIGITAL COMMUNICATIONS
J. G. PROAKIS
8. SELF-ORTHOGONALIZING ADAPTIVE EQUALIZATION ALGORITHMS
RICHARD D. GITLIN and FRANCIS R. MAGEE
IEEE VOL.COM-25 , NO.7,JULY 1977

EK-1 SIMOLASYON PROGRAM LİSTELERİ


```

C      POLYF.FOR

      IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,D-Z)

      DIMENSION A(2,10),B(2,10),C(2,10),D(2,10),E(2,10)
      DIMENSION G(5,10),H(4,10),P(11),RE(11),X(11)

      INTEGER P

      OPEN(UNIT=3,FILE='POLY.DAT',STATUS='OLD')
      OPEN(UNIT=2,FILE='NPOLY1.DAT',STATUS='NEW')
      OPEN(UNIT=1,FILE='NPOLY2.DAT',STATUS='NEW')

      WRITE (6,100)

100    FORMAT(10X,'READ IN THE DEGREE OF EACH OF THE
      B IMPAIRMENT GIVEN',/,10X,'BELOW: A,B,C,D,E.',/)

      READ(6,*) (P(J),J=1,5)

      WRITE (6,120)

120    FORMAT(10X,'ENTER 1 FOR G1, OTHERWISE 0.',/)

      READ(6,*) P(6)

      WRITE (6,140)

140    FORMAT(10X,'ENTER 1 FOR B2, OTHERWISE 0.',/)

      READ(6,*) P(7)

      WRITE(6,150)

150    FORMAT(10X,'ENTER 1 FOR G3, OTHERWISE 0.',/)

      READ(6,*) P(8)

      WRITE (6,160)

160    FORMAT(10X,'ENTER 1 FOR H1, OTHERWISE 0.',/)

      READ (6,*) P(9)

      WRITE (6,170)

```



```

170  FORMAT(10X,'ENTER 1 FOR H2,OTHERWISE 0.',/)

C    POLYF.FOR P(10)
    WRITE (5,173) (P(1),1=1,10)

    IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
    DIMENSION A(2,10),B(2,10),C(2,10),D(2,10),E(2,10)
    DIMENSION G(6,10),H(4,10),P(11),RE(11),XI(11)
    INTEGER P
    OPEN(UNIT=3,FILE='POLY.DAT',STATUS='OLD')
    OPEN(UNIT=2,FILE='NPOLY1.DAT',STATUS='NEW')
    OPEN(UNIT=1,FILE='NPOLY2.DAT',STATUS='NEW')
    WRITE (6,100)

100  FORMAT(10X,'READ IN THE DEGREE OF EACH OF THE
D    IMPAIRMENT GIVEN',/,10X,'BELOW:A,B,C,D,E.',/)
    READ(6,*)(P(J),J=1,5)
    WRITE (6,120)

120  FORMAT(10X,'ENTER 1 FOR G1,OTHERWISE 0.',/)
    READ(6,*) P(6)
    WRITE (6,140)

140  FORMAT(10X,'ENTER 1 FOR G2,OTHERWISE 0.',/)
    READ(6,*) P(7)
    WRITE(6,150)

150  FORMAT(10X,'ENTER 1 FOR G3,OTHERWISE 0.',/)
    READ(6,*) P(8)
    WRITE (6,160)

160  FORMAT(10X,'ENTER 1 FOR H1,OTHERWISE 0.',/)
    READ (6,*) P(9)
    WRITE (6,170)

```



```

170  FORMAT(10X,'ENTER 1 FOR H2,OTHERWISE 0.',/)
      READ (6,*) P(10)
      WRITE (5,172) (P(I),I=1,10)
172  FORMAT(/,6X,'A B C D E G1 G2 G3 H1 H2',/,5X,I2,1X,I2,1X,
D    I2,1X,I2,1X,I2,1X,I2,1X,I2,1X,I2,1X,I2,1X,/)
      READ (3,*)((A(I,J),J=1,10),I=1,2)
      READ (3,*)((B(I,J),J=1,10),I=1,2)
      READ (3,*)((C(I,J),J=1,10),I=1,2)
      READ (3,*)((D(I,J),J=1,10),I=1,2)
      READ (3,*)((E(I,J),J=1,10),I=1,2)
      READ (3,*)((G(I,J),J=1,10),I=1,6)
      READ (3,*)((H(I,J),J=1,10),I=1,4)

C    MULTIPLY THE COEFFICIENTS BY THE RESPECTIVE DEGREES OF
C    IMPAIRMENT.
      DO 30 J=1,10
        DO 10 K=1,2
          A(K,J)=P(1)*A(K,J)
          B(K,J)=P(2)*B(K,J)
          C(K,J)=P(3)*C(K,J)
          D(K,J)=P(4)*D(K,J)
          E(K,J)=P(5)*E(K,J)
          G(K,J)=P(6)*G(K,J)
10      H(K,J)=P(9)*H(K,J)
        DO 20 K=3,4
          G(K,J)=P(7)*G(K,J)
20      H(K,J)=P(10)*H(K,J)
        G(5,J)=P(8)*G(5,J)

```



```

30      G(6,J)=P(8)*G(6,J)
      DO 40 J=1,10
      RE(J)=A(1,J)+B(1,J)+C(1,J)+D(1,J)+E(1,J)+G(1,J)+G(3,J)+G
D      (5,J)+H(1,J)+H(3,J)
      XI(J)=A(2,J)+B(2,J)+C(2,J)+D(2,J)+E(2,J)+G(2,J)+G(4,J)+G
D      (6,J)+H(2,J)+H(4,J)
40      CONTINUE
      RE(11)=0.0
      XI(11)=0.0
      WRITE (1,*) (RE(I),I=1,11)
      WRITE (2,*) (XI(I),I=1,11)
      WRITE (5,200) (I,RE(I),XI(I),I=1,11)
200     FORMAT(1X,I2,1X,G15.8,1X,G15.8)
      stop
      END
      DOUBLE PRECISION DO(nboy2),B(nboy1),F(nboy1),H(2,20),AT(11)
      DOUBLE PRECISION XDR(nboy1),ATT(nboy1),BL(nboy1),XA(nboy2),
      XK(nboy2),XL(nboy2),XH(nboy2)

      OPEN(1,FILE='NPOLY1.DAT',STATUS='OLD')
      OPEN(2,FILE='NPOLY2.DAT',STATUS='OLD')
      OPEN(3,FILE='RFT1.DAT',STATUS='NEW')
      OPEN(15,FILE='RDELH1.D',STATUS='NEW')
      OPEN(17,FILE='RDELH2.D',STATUS='NEW')
      OPEN(18,FILE='RDELH3.D',STATUS='NEW')
      OPEN(19,FILE='RDELH4.D',STATUS='NEW')
      OPEN(16,FILE='RINF.D',STATUS='NEW')
      OPEN(21,FILE='NINPHX.DAT',STATUS='NEW')

```



```

OPEN(22,FILE='NIMPHBY.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(23,FILE='NIMPHSY.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(24,FILE='NFREK.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(25,FILE='NGEN.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(26,FILE='NFAZ.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(27,FILE='NZAY.DAT',STATUS='NEW')
C      OPEN BELFH.FOR NGEC.DAT',STATUS='NEW')
$LARGE PT=3.14159265
$DEBUG
WRITE(*,1000)
parameter (nboy1=128,nboy2=1000)
FORMAT(10X,'NUMBER OF TIME AND FREQUENCY SAMPLES',/,10
implicit double precision (a-h,o-z)
D  X=2-TOTAL ELEMENT DURATION OF IMPULSE RESPONSE',/,10
DIMENSION PLOT(320)
D  X=NUMBER OF SAMPLES PER ELEMENT INTERVAL',/,10X,102,1001
DOUBLE PRECISION SS(nboy1),W(nboy1),A(nboy1),R(nboy1),X(nboy
D  FREQUENCY',/,10X,'04-MYQUIST FREQUENCY (HALF THE MODULATION
,PP(nboy2),gd(11)
D  RATE',/,10X,'05-SPECTRUM SHAPING ROLL-OFF FACTOR',/,10
DOUBLE PRECISION QQ(nboy2),B(nboy1),T(nboy1),H(2,20),AT(11)
DOUBLE PRECISION XDRA(nboy1),ATT(nboy1),DL(nboy1),XA(nboy2),
D  FORMATTED INTEGER',/,17X,02,04,05-REAL
XK(nboy2),XL(nboy2),XM(nboy2)
WRITE(*,1225) 11 18 02 04 05
OPEN(1,FILE='NPOLY1.DAT',STATUS='OLD')
1225- FORMAT(10X,'NUMBER OF TIME AND FREQUENCY SAMPLES',/,
OPEN(2,FILE='NPOLY2.DAT',STATUS='OLD')
D  TOTAL ELEMENT DURATION OF IMPULSE RESPONSE',/,
OPEN(4,FILE='RFFT1.DAT',STATUS='NEW')
D  10/10X, 'NUMBER OF SAMPLES PER ELEMENT INTERVAL',/,
OPEN(15,FILE='RDELH1.D',STATUS='NEW')
D  10/10X, 'NUMBER OF SAMPLES PER ELEMENT INTERVAL',/,
OPEN(17,FILE='RDELH2.D',STATUS='NEW')
D  10/10X, 'NUMBER OF SAMPLES PER ELEMENT INTERVAL',/,
OPEN(18,FILE='RDELH3.D',STATUS='NEW')
D  10/10X, 'NUMBER OF SAMPLES PER ELEMENT INTERVAL',/,
OPEN(19,FILE='RDELH4.D',STATUS='NEW')
D  10/10X, 'NUMBER OF SAMPLES PER ELEMENT INTERVAL',/,
OPEN(16,FILE='RIMP.D',STATUS='NEW')
OPEN(21,FILE='NIMPHX.DAT',STATUS='NEW')

```



```
OPEN(22,FILE='NIMPHGY.DAT',STATUS='NEW')
```

```
OPEN(23,FILE='NIMPHSY.DAT',STATUS='NEW')
```

```
OPEN(24,FILE='NFREK.DAT',STATUS='NEW')
```

```
OPEN(25,FILE='NGEN.DAT',STATUS='NEW')
```

```
OPEN(26,FILE='NFAZ.DAT',STATUS='NEW')
```

```
OPEN(27,FILE='NZAY.DAT',STATUS='NEW')
```

```
OPEN(28,FILE='NGEC.DAT',STATUS='NEW')
```

```
PI=3.14159265
```

```
WRITE(*,1000)
```

```
1000  FORMAT(10X,'N=NUMBER OF TIME AND FREQUENCY SAMPLES',/,10
```

```
D  X,'Z=TOTAL ELEMENT DURATION OF IMPULSE RESPONSE',/,10
```

```
D  X,'S=NUMBER OF SAMPLES PER ELEMENT INTERVAL',/,10X,'Q2=CARRI
```

```
D  FREQUENCY',/,10X,'Q4=NYQUIST FREQUENCY (HALF THE MODULATION
```

```
D  RATE)',/,10X,'Q5=SPECTRUM SHAPING ROLL-OFF FACTOR',/)
```

```
WRITE(*,1100)
```

```
1100  FORMAT(5X,'ATTENTION...N,Z,S=INTEGERS',/,17X,'Q2,Q4,Q5=REALS
```

```
READ(*,*)N,IZ,IS,Q2,Q4,Q5
```

```
WRITE(*,1225)N,IZ,IS,Q2,Q4,Q5
```

```
1225  FORMAT(/,10X,'N=NUMBER OF TIME AND FREQUENCY SAMPLES=',
```

```
D  I4,/,10X,'Z=TOTAL ELEMENT DURATION OF IMPULS RESPONSE=',
```

```
D  I4,/,10X,'S=NUMBER OF SAMPLES PER ELEMENT INTERVAL=',
```

```
D  I4,/,10X,'Q2=CARRIER FREQUENCY=',
```

```
D  F7.2,/,10X,'Q5=NYQUIST FREQUENCY=',
```

```
D  F7.2,/,10X,'SPECTRUM SHAPING ROLL-OFF FACTOR=',
```

```
D  F7.2,///)
```



```

Q3=4.*Q4
Q6=Q4*(1.+Q5)
Q7=Q4*(1.-Q5)
C1=Q2+Q4
C2=Q2-Q4
Q8=Q5*Q4
IS=IS/2
XN=FLOAT(N)
XS=FLOAT(IS)
XZ=FLOAT(IZ)
N1=N
N2=N*2
N3=N*3
N4=N*4
C READ IN ATTENUATION CONSTANTS (DB).
  READ(1,*) (AT(I),I=1,11)
C READ IN GROUP DELAY COEFFICIENTS (MS).
  READ(2,*) (GD(I),I=1,11)
C1250 FORMAT(D16.7)
  WRITE(*,1252)
1252 FORMAT(5X,'PRINT-OUT OF ATT. AND GR.DELAY COEFF.1-0',/)
  READ(*,1254) IP
1254 FORMAT(I3)
  IF(IP.EQ.0) GO TO 45
  WRITE(*,1260)
1260 FORMAT(/,2X,'ATTENUATION(DB) AND GROUP DELAY(MS) '
D 'COEFFICIENTS',/)

```



```

DO 4 I=1,11
4   WRITE(*,1270) I,AT(I),GD(I)
1270  FORMAT(I3,2(D16.7,2X))

      PAUSE 1

C   SPECIFY FREQUENCY SAMPLES.
45  Q9=Q3/FLOAT(N)

      DO 50 J=1,N
50  SS(J)=Q9*FLOAT(J-1)

C   CALCULATE GROUP DELAY OF CHANNEL.

      DO 6 I=1,N
      A1=GD(1)
      DO 5 J=2,10
5   A1=A1+GD(J)*SS(I)**FLOAT(J-1)
      A1=A1+GD(11)*SS(I)**(10.0)
      NP4=N4+I
      PLOT(NP4)=A1
6   CONTINUE

C   CALCULATE PHASE RESPONSE OF CHANNEL.

      DUM=-2.*PI/(10.**3.)

      DO 10 JJ=1,10
      J=11-JJ
      XJ=FLOAT(J)
10  GD(J+1)=GD(J)*DUM/XJ

C   CALCULATE AND CORRECT FOR PHASE AT CARRIER FREQUENCY.

      GD(1)=0.
      DO 20 J=1,10
20  GD(1)=GD(1)-GD(J+1)*(Q2**J)

```



```

C      ADJUST PHASE RESPONSE TO OBTAIN NYQUIST TIMING SAMPLES.
      F1=0.
      F2=0.
      DO 30 J=2,11
      F1=F1+GD(J)*(C1**(J-1))
30    F2=F2+GD(J)*(C2**(J-1))
      P=(F1-F2)/(2.*PI)
      IF(P.EQ.0.) GO TO 40
      PABS=ABS(P)
      P=PABS/P*(PABS-INT(PABS))
40    GD(1)=GD(1)+P*2.*PI*Q2/(2.*Q4)
      GD(2)=GD(2)-P*2.*PI/(2.*Q4)
C      SPECIFY SHAPING FILTER.
      DO 60 I=1,N
      A(I)=0.
      R(I)=0.0
      D1=Q2-Q6
      D2=Q2+Q6
      D3=Q2-Q7
      D4=Q2+Q7
      IF(SS(I).LE.D1) R(I)=0.
      IF(SS(I).GE.D2) R(I)=0.
      IF((SS(I).GE.D3).AND.(SS(I).LE.D4)) R(I)=1.
      IF((SS(I).GT.D1).AND.(SS(I).LT.D3)) R(I)=1./2.*(1.+SIN(PI/2.0
D      *(SS(I)-C2)/Q8))
      IF((SS(I).GT.D4).AND.(SS(I).LT.D2)) R(I)=1./2.*(1.-SIN(PI/2.0
D      *(SS(I)-C2)/Q8))

```



```

60    CONTINUE

C    SPECIFY IMPAIRMENT.

    DO 80 I=1,N

        R1=AT(1)

        A1=GD(1)

        DO 70 J=2,10

            R1=R1+AT(J)*SS(I)**(J-1)

70    A1=A1+GD(J)*SS(I)**(J-1)

        A1=A1+GD(11)*SS(I)**(10.)

C    CONVERT DB TO GAIN AND CASCADE IMPAIRMENT AND FILTER.

        R(I)=10.**(-R1/20)*R(I)

        NP3=NP3+1

        IF(R(I).LE.0.0) GO TO 75

        PLOT(NP3)=20.*ALOG10(R(I))

        GO TO 76

75    PLOT(NP3)=-50.

76    CONTINUE

        A(I)=A(I)+A1

        IF(SS(I).GT.4000.) A(I)=0.

        IF(SS(I).GT.4000.) R(I)=0.

80    CONTINUE

C    PRINT OUT CHANNEL FREQUENCY RESPONSE.

        WRITE(*,1300)

1300  FORMAT(10X,'ENTER (1.) TO OBTAIN FREQUENCY RESPONSE,OTHE'

D    'RWISE (0.).',/)

        READ(*,1400)    W7

```



```

1400  FORMAT(F11.8)
      DO 90 K=1,N
      X(K)=R(K)*SIN(A(K))
90    W(K)=R(K)*COS(A(K))
      WRITE(27,4810)ATT(I)
      DO 102 I=1,N
      NP1=N1+I
      NP2=N2+I
      NP4=N4+I
      NP3=N3+I
      XDRA(I)=SS(I)
      ATT(I)=PLOT(NP3)
      DL(I)=PLOT(NP4)
102   CONTINUE
      IF(W7.EQ.0.0) GO TO 100
      WRITE(*,101)
101   FORMAT(//,2X,'FREQUENCY(HZ),MAGNITUDE,PHASE,ATTENUATION(DB) '
D     ',DELAY(MS).',/)
      WRITE(*,2000)(XDRA(I),R(I),A(I),ATT(I),DL(I),I=1,N)
100   CONTINUE
      DO 480 I=1,N
      WRITE(15,4800)XDRA(I),R(I)
      WRITE(24,4810)XDRA(I)
      WRITE(25,4810)R(I)
480   CONTINUE
      DO 481 I=1,N
      WRITE(17,4800)XDRA(I),A(I)

```



```

WRITE(26,4810)A(I)
481  CONTINUE
      DO 482 I=1,N
        WRITE(18,4800)XDRA(I),ATT(I)
C    WRITE(27,4810)ATT(I)
482  CONTINUE
      DO 483 I=1,N
        WRITE(19,4800)XDRA(I),DL(I)
C    WRITE(28,4810)DL(I)
483  CONTINUE
4800  format(2(g16.7))
4810  FORMAT(G20.10)
2000  FORMAT(1X,5F14.8)
C    ADD ARBITRARY PHASE SHIFT TO CHANNEL.
      DO 200 IQ=1,IS
        XQ=IQ
        DUM=(XN/2.+1.-(XQ-1.)/XS)*2.*PI/Q3
      DO 110 I=1,N
110   B(I)=A(I)-DUM*(SS(I)-Q2)
C    CALCULATE REAL AND IMAGINARY PARTS OF FREQUENCY RESP.
      DO 120 J=1,N
120   X(J)=R(J)*SIN(B(J))
      W(J)=R(J)*COS(B(J))
C    FAST FOURIER TRANSFORM.
      IG=ALOG10(XN)/ALOG10(2.)+0.5
      P=2.*PI/XN
      DO 160 LL=1,IG
      L=LL-1

```



```

IG1=2.** (IG-L-1)
M=0
L2=2**L
DO 150 I=1,L2
D1=M/IG1
D2=0.
DO 130 K=1,IG
D3=INT(D1/2.)
D2=2.*(D2-D3)+D1
130 D1=D3
D4=COS(P*D2)
D5=SIN(P*D2)
DO 140 J=1,IG1
wm = m+ig1+1
D6=W(wm)*D4-X(wm)*D5
D7=W(wm)*D5+X(wm)*D4
W(wm)=W(M+1)-D6
X(wm)=X(M+1)-D7
X(M+1)=X(M+1)+D7
W(M+1)=W(M+1)+D6
140 M=M+1
150 M=M+IG1
160 CONTINUE
DO 180 IN=1,N
I=IN-1
D1=I
D2=0.

```



```

DO 170 K=1,IG
D3=INT(D1/2.)
D2=2.*(D2-D3)+D1
170 D1=D3
ID2=D2
IF(ID2.GE.1) GO TO 180
D3=W(I+1)
W(I+1)=W(ID2+1)
W(ID2+1)=D3
D3=X(I+1)
X(I+1)=X(ID2+1)
X(ID2+1)=D3
180 CONTINUE
C CALCULATE REAL AND IMAGINARY PARTS OF IMPULSE RESPONSE.
DO 190 IN=1,N
I=IN-1
U=I*2.*PI*Q2/Q3
T(I+1)=2.*W(I+1)*COS(U)+2.*X(I+1)*SIN(U)
190 B(I+1)=2.*W(I+1)*SIN(U)-2.*X(I+1)*COS(U)
C INTERLEAVE IMPULSE RESPONSE SAMPLES.
JS=IS*N-IS+IQ
DO 200 I=IQ,JS,IS
IK=(I-IQ+IS)/IS
PP(I)=T(IK)
QQ(I)=B(IK)
200 CONTINUE
I1=XS/2.*XN+XS-XZ*XS

```



```

      I2=XS/2.*XN+XS+XZ*XS
240  WRITE(*,1750) I1,I2
1750  FORMAT(5X,2I4)
      X2=IS*2
      ID=XS/2.*XN+XS
350  DO 210 I=I1,I2
      J=I
      XA(J)=I-ID
      XK(J)=XA(I)/X2
      XL(J)=PP(I+1)/PP(ID+1)
1600  FORMAT(10X, 'THE COMPLEX IMPULSE RESPONSE SAMPLES ARE',/)
      WRITE(16,1701) XK(I),XL(I),XM(I)
      WRITE(*,1700) XK(I),XL(I),XM(I)
C     WRITE(21,1710) XK(I)
C     WRITE(22,1710) XL(I)
C     WRITE(23,1710) XM(I)
1701  FORMAT(G20.10,G20.10,G20.10)
1710  FORMAT(G20.10)
1700  FORMAT(5X,3F14.8)
210   CONTINUE
      WRITE(*,1500)
1500  FORMAT(10X, 'DO YOU WANT A PRINT OUT OF IMPULSE RESPONSE
D   SAMPLES.',/,10X, 'ENTER (1.) OR (0.).',/)
      READ(*,*) WB
C     PRINT OUT OF IMPULSE RESPONSE.
230  DO 250 I=I1,I2
      IF(WB.EQ.0.) GO TO 240

```



```

XB=XK(I)
240 IF (INT(XB).NE.XB) GO TO 250
K1PB=XK(I)+8.
H(1,K1PB)=XL(I)
H(2,K1PB)=XM(I)
250 CONTINUE
DO 260 J=16,20
H(1,J)=0.
260 H(2,J)=0.
WRITE(*,1600)
1600 FORMAT(10X,'THE COMPLEX IMPULSE RESPONSE SAMPLES ARE',/,
D 12X,'T',24X,'REAL',13X,'IMAGINARY',/)
WRITE(4,*) ((H(I,J),J=1,20),I=1,2)
C1800 FORMAT(5D16.7)
DO 270 J=1,20
270 WRITE(*,1900)J,H(1,J),H(2,J)
1900 FORMAT(10X,I5,2D16.7)
CLOSE (UNIT=1)
CLOSE (UNIT=2)
CLOSE (UNIT=4)
CLOSE (UNIT=15)
CLOSE (UNIT=16)
STOP
END
FORMAT(10X,'ORT. DATA HESAPLAMA ANALIZI',/)
READ(*,*)TORT
READ(4,*) ((H(I,J),J=1,20),I=1,2)

```



```

16=INT(8.+(K-1.)/2.)
JK=0
ek=0
eko=0
ekom=0
do 22 i=1,700
    ekol(i)=0
C      DEN1H.FOR
$LARGE
$debug

DOUBLE PRECISION H(2,20),X(2,20),AN(2,25),C(2,20),DD(2),A(2,4)
DIMENSION KD(18)
DOUBLE PRECISION EKOL(700),Y1,Y2,E1,E2,EK,EKO,ekom
OPEN(4 ,FILE='RFFT1.DAT',STATUS='OLD')
OPEN(10 ,FILE='GHATA.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(30 ,FILE='GCEV.DAT',STATUS='NEW')
OPEN(31 ,FILE='GHATHY.DAT',STATUS='NEW')
DATA KD/1,0,1,0,1,0,1,0,1,0,1,0,1,0,1,0,1,0/
DATA A/1,-1,3,3,-3,-1,-3,1/
WRITE(*,10)
10  FORMAT(10X,' "TAP" SAYISI,ALFA=?',/)
    READ(*,*)M,ALFA
    WRITE(*,20)
20  FORMAT(10X,'ORT. HATA HESAPLAMA ARALIGI',/)
    READ(*,*)IORT
    READ(4,*)((H(I,J),J=1,20),I=1,2)

```



```

IG=INT (8.+(M-1.)/2.)
JK=0
ek=0
eko=0
ekom=0
do 22 i=1,700
    ekol(i)=0
22 continue
do 23 mn=1,20
    x(1,mn)=0
    x(2,mn)=0
    c(1,mn)=0
    c(2,mn)=0
23 continue
do 25 ko=1,25
    an(1,ko)=0
    an(2,ko)=0
25 continue
ANA CEVRIM
DO 1000 K=1,700
    e1=0
    e2=0
    X(1,1)=0
    X(2,1)=0
    Y1=0
    Y2=0
    an(1,1)=0

```



```

an(2,1)=0
EK=EK+E1+E2+E2
C      GONDERILECEK SIMGENIN SECIM
I
DO 11 I=1,2
KD(1)=1
IF((KD(6)+KD(10)).NE.1) KD(1)=0
DO 21 IT=1,9
ITT=10-IT
KD(IT+1)=KD(IT)
21    CONTINUE
DD(I)=KD(1)
11    CONTINUE
KPR=2*DD(2)+DD(1)+1
AN(1,1)=A(1,KPR)/3.
AN(2,1)=A(2,KPR)/3.
C      KONVOLUSYON
DO 30 I=1,20
X(1,1)=X(1,1)+H(1,I)*AN(1,I)-H(2,I)*AN(2,I)
X(2,1)=X(2,1)+H(1,I)*AN(2,I)+H(2,I)*AN(1,I)
30    CONTINUE
C      CIKIS
DO 40 I=1,M
Y1=Y1+C(1,I)*X(1,I)+C(2,I)*X(2,I)
Y2=Y2-C(2,I)*X(1,I)+C(1,I)*X(2,I)
40    CONTINUE
C      HATA HESABI
E1=AN(1,16)-Y1

```



```

E2=AN(2,IG)-Y2
EK=EK+E1*E1+E2*E2
E1=E1*ALFA
E2=E2*ALFA
C      SONRAKI ADIM ICIN KATSAYILARIN DENGELENMESI
DO 50 I=1,M
      C(1,I)=C(1,I)+E1*X(1,I)+E2*X(2,I)
      C(2,I)=C(2,I)+E1*X(2,I)-E2*X(1,I)

C      OTELEME
      IO=M+1-I
      X(1,(IO+1))=X(1,IO)
      X(2,(IO+1))=X(2,IO)
50    CONTINUE
      do 51 ii=1,24
        in=25-ii
        ih=in+1
        AN(1,Ih)=AN(1,In)
        AN(2,Ih)=AN(2,In)
51    continue
C      ORTALAMA HATA HESABI
      IF(K.LT.IORT) GO TO 80
      IF(L.LT.IORT)GO TO 80
      JK=JK+1
      XL=L
      EKO=EK/XL
      ekom=dabs(eko)

```



```
if(ekom.eq.0.) ekom=0.0001
EKOL(JK)=10.*dLOG10(EKOM)
XJK=(JK-1)*IDRT
WRITE (10,*)XJK,EKOL(JK)
WRITE (30,*)XJK
WRITE (31,*)EKOL(JK)
EK=0.
eka=0
ekom=0
L=0.
80  L=L+1
1000 CONTINUE
END
```


1962 senesinde Kütahyada doğdu.1983 senesinde Yıldız
Universitesi Elektronik ve haberleşme Bölümü'nü bitirdi.
Halen NETAŞ'da tasarımcı olarak çalışıyor.

