

ÖZET**NİCEMLEME SONRASI KAZANIM DÜZELTMELİ SES DEKODERİ**

Ayrı kazanım ve şekil görünümleri ile kodlanmış olan sesin kodunu çözmede kullanım için bir kazanım ayarlama aygıtı (60) şekil görünümünün ($\hat{N}(b)$) bir doğruluk ölçüsünü ($A(b)$) tahmin etmek ve tahmini doğruluk ölçüsüne ($A(b)$) bağlı olarak bir kazanım düzeltme ($gc(b)$) belirlemek üzere yapılandırılmış bir doğruluk ölçer (62) içerir. Kazanım ayarlama aygıtı (60) kazanım görünümünü ($\hat{E}(b)$) belirlenen kazanım düzeltmeye bağlı olarak ayarlamak üzere yapılandırılmış bir zarf ayarlayıcı (64) da içerir.

İSTEMLER

1. Ayrı kazanım ve şekil görünümüleri ile kodlanmış bir ses sinyalinin kodunu çözmeye yönelik bir ses dekoderi (300) olup, söz konusu ses dekoderi aşağıdakileri içerir:
 bir kodlanmış kazanım görünümünün ($E(b)$) kodunu çözmeye yönelik araç (42),
 5 bir şekil görünümü için bir bit tahsisi türetmeye yönelik araç (44),
 bir kodlanmış şekil görünümünün ($\hat{N}(b)$) kodunu çözmeye yönelik araç (46), burada şekil bir darbe vektörü kodlama şeması kullanılarak kodlanmıştır, burada darbeler farklı yükseklikte darbeler oluşturmak için üst üste eklenebilir;
 bir frekans bandı (b) için şekil görünümünün ($\hat{N}(b)$) bir doğruluk ölçüsünü ($A(b)$) tahmin etmeye yönelik araç (62), frekans bandı (b) çok sayıda katsayı içerir, burada doğruluk ölçüsü ($A(b)$) bir birkaç darbeye ($R(b)$) ve bir azami darbenin ($p_{\max}(b)$) yüksekliğine ve bir kazanım düzeltme ($g_c(b)$) belirlemeye dayanır, burada kazanım düzeltme ($g_c(b)$) tahmini doğruluk ölçüsüne ($A(b)$) dayalı belirlenir;
 10 kazanım görünümünü ($E(b)$) belirlenen kazanım düzeltmeye bağlı olarak ayarlamaya yönelik araç (64).
 15
2. İstem 1'in ses dekoderi olup, burada kazanım düzeltme ($g_c(b)$) frekans bandına (b) da dayanır.
3. İstem 1 veya 2'nin ses dekoderi olup, burada bir doğruluk ölçüsü tahmin etmeye yönelik araç ayrıca aşağıdakileri içerir:
 20 tahsis edilen bit hızına ($R(b)$) dayanan bir kazanım azalmayı ($t(R(b))$) tahmin etmeye yönelik bir azalma tahmin aracı (200),
 doğruluk ölçüsünü ($A(b)$) tahmin etmeye yönelik bir şekil doğruluk tahmin aracı (202),
 tahmini doğruluk ölçüsüne ($A(b)$) ve tahmini kazanım azalmaya ($t(R(b))$) bağlı olarak
 25 bir kazanım düzeltme ($g_c(b)$) belirlemeye yönelik bir kazanım düzeltme aracı (204, 206, 208).
 30
4. İstem 3'ün ses dekoderi olup, burada bir kazanım azalma tahmin etmeye yönelik azalma tahmin aracı (200) bir arama tablosu olarak kullanılır.
5. İstem 3 veya 4'ün ses dekoderi olup, burada doğruluk ölçüsünü tahmin etmeye yönelik şekil doğruluk tahmin aracı (202) bir arama tablosudur.
6. İstem 3 veya 4'ün ses dekoderi olup, burada doğruluk ölçüsünü tahmin etmeye yönelik şekil doğruluk tahmin aracı (202) doğruluk ölçüsünü ($A(b)$) doğruluk

ölçüsünü ($A(b)$) azami darbenin ($p_{\max}(b)$) yüksekliğinin ve tahsis edilen bit hızının ($R(b)$) lineer bir fonksiyonundan tahmin etmek üzere yapılandırılmıştır.

7. İstem 1 ile 6'dan herhangi birinin ses dekoderi olup, burada bir doğruluk ölçüsü tahmin etmeye yönelik araç (62) kazanım düzeltmeyi ($g_c(b)$) belirlenmiş bir ses sinyali sınıfına uyarlamak üzere yapılandırılmıştır.

8. Bir ağ düğümü olup, İstem 1 ile 7'den herhangi birine uygun olarak ses dekoderini içerir.

9. Ayrı kazanım ve şekil görünümü ile kodlanmış olan sesin kodunu çözmeye yönelik bir usul olup, söz konusu usul aşağıdaki aşamaları içerir:

bir kodlanmış kazanım görünümünü ($E(b)$) alma ve kodunu çözme,

bir şekil görünümü için bir bit tahsisi türetme,

bir kodlanmış şekil görünümünü ($\hat{N}(b)$) alma ve kodunu çözme, burada şekil bir darbe vektörü kodlama şeması kullanılarak kodlanmıştır, burada darbeler farklı yükseklikte darbeler oluşturmak üzere üst üste eklenebilir;

bir frekans bandı (b) için şekil görünümünün ($\hat{N}(b)$) bir doğruluk ölçüsünü ($A(b)$) tahmin etme (S1), frekans bandı (b) çok sayıda katsayı içerir,

burada doğruluk ölçüsü ($A(b)$) birkaç darbeye ($R(b)$) ve bir azami darbenin ($p_{\max}(b)$) yüksekliğine dayanır;

tahmini doğruluk ölçüsüne ($A(b)$) bağlı olarak bir kazanım düzeltme ($g_c(b)$) belirleme (S2);

kazanım görünümünü ($E(b)$) belirlenen kazanım düzeltmeye bağlı olarak ayarlama (S3).

10. İstem 9'un usulü olup, burada kazanım düzeltme ($g_c(b)$) frekans bandına (b) da dayanır.

11. İstem 9 veya 10'un usulü olup, ayrıca aşağıdaki aşamaları içerir:

tahsis edilmiş bit oranına ($R(b)$) dayanan bir kazanım azalma ($t(R(b))$) tahmin etme (S4);

kazanım düzeltmeyi ($g_c(b)$) tahmini doğruluk ölçüsüne ($A(b)$) ve tahmini kazanım azalmaya ($t(R(b))$) bağlı olarak belirleme (S5).

12. İstem 11'in usulü olup, burada kazanım azalma ($t(R(b))$) arama tablosu (200)'den tahmin edilir.

13. İstem 11 veya 12'nin usulü olup, ayrıca doğruluk ölçüsünü ($A(b)$) arama tablosu (202)'den tahmin etmeyi (S5) içerir.

14. İstem 11 veya 12'nin usulü olup, ayrıca doğruluk ölçüsünü ($A(b)$) azami darbe yüksekliğinin ($p_{\max}$) ve tahsis edilen bit oranının ($R(b)$) lineer fonksiyonundan tahmin etmeyi
5 içerir.

15. Önceki İstem 9 ila 14'ten herhangi birinin usulü olup, ayrıca kazanım düzeltmeyi ($g_c(b)$) belirlenmiş bir ses sinyali sınıfına uyarlamayı içerir.

TARİFNAME

NİCEMLEME SONRASI KAZANIM DÜZELTMELİ SES DEKODERİ

AÇIKLAMA

TEKNİK ALAN

- 5 Bu teknoloji nicemlemenin bir kazanım görünümüne ve bir şekil görünümüne bölündüğü nicemleme şemalarına dayanan kazanım-şekil ses kodlama denen ses kodlamada kazanım düzeltmeye ve özellikle nicemleme sonrası kazanım düzeltmeye ilişkindir.

BİLİNER HUSUSLAR

- Modern telekomünikasyon hizmetlerinin farklı tipte birçok ses sinyalinin yönetmesi beklenir.
- 10 Ana ses içeriği konuşma sinyalleri olduğu için, müzik ve müzik ve konuşma karışımları gibi daha fazla genel sinyali yönetme arzusu vardır. Telekomünikasyon ağlarında kapasite sürekli artmakla birlikte, beher iletişim kanalı için gerekli bant genişliğini sınırlamak hala önemlidir. Mobil ağlarda her bir çağrı için daha küçük iletim bant genişlikleri hem mobil cihazda, hem de baz istasyonda daha düşük güç tüketimi sağlar. Bu mobil operatör için enerji ve maliyet
- 15 tasarrufu demektir, son kullanıcı ise daha uzun pil ömrü ve daha uzun konuşma süresi yaşayacaktır. Ayrıca, beher kullanıcı için daha az tüketilen bant genişliğiyle mobil ağ daha fazla sayıda kullanıcıya paralel hizmet verebilir.

- Günümüzde, mobil ses hizmetleri için baskın sıkıştırma teknolojisi düşük bant genişliklerinde konuşma için iyi ses kalitesi elde eden CELP'tir (Kod Uyarılmış Lineer Tahmin). CELP
- 20 AMR (Uyarlamalı Çoklu Hız), AMR-WB (Uyarlamalı Çoklu Hız Genişbant) ve GSM-EFR (Mobil Komünikasyon için Global Sistem - Güçlendirilmiş Tam Hız) gibi tahsis edilen kodeklerde yaygın biçimde kullanılır. Ancak, müzik gibi genel ses sinyalleri için CELP teknolojisinin zayıf performansı vardır. Bu sinyaller frekans dönüşüm bazlı kodlama, örneğin ITU-T kodekleri G.722.1 [1] ve G.719 [2] kullanılarak çoğu zamandaha iyi gösterilebilir.
- 25 Ancak, dönüşüm bölgesi kodekleri genelde konuşma kodeklerinden daha yüksek bit hızında çalışır. Konuşma ve genel ses bölgeleri arasında kodlama açısından bir boşluk vardır ve dönüşüm bölgesi kodeklerinin daha düşük bit hızlarında performansının artırılması istenir.

Dönüşüm bölgesi kodekleri frekans bölgesi dönüşüm katsayılarının kompakt bir görünümünü gerektirir. Bu görünümler çoğu zaman katsayıların gruplar halinde kodlandığı vektör

nicemlemeye (VQ) dayanır. Vektör nicemlemeye yönelik çeşitli usullerin arasında kazanım-şekil(VQ) vardır. Bu yaklaşım ayrı ayrı katsayıları kodlamadan önce vektörlere normalleştirme uygular. Ayrı ayrı kodlanabilen normalleştirme faktörüne ve normalleştirilmiş katsayılara vektörün kazanımı ve şekli olarak atıf yapılır. Kazanım-şekilyapısının birçok faydası vardır. Kazanımı ve şekli bölerek kodak kazanım nicemleyiciyi tasarlayarak değişen kaynak girdi seviyelerine kolayca uyarlanabilir. Kazanım ve şekil farklı frekans bölgelerinde farklı önem taşıyabileceği algısal açıdan da faydalıdır. Son olarak, kazanım-şekil bölümü nicemleyici tasarımı basitleştirir ve kısıtlanmamış bir vektör nicemleyiciye kıyasla bellek ve hesaplama kaynakları açısından daha az karmaşık yapar. Bir kazanım-şekil nicemleyicinin bir işlevsel genel görünümü Şekil 1’de görülebilir.

Bir frekans bölgesi spektrumuna uygulanırsa, kazanım-şekil yapısı bir spektral zarf ve hassas yapı görünümü oluşturmak üzere kullanılabilir. Kazanım değerlerinin sırası spektrumun zarfını oluşturur, şekil vektörleri ise spektral detayı verir. Algısal bir açıdan insan işitme sisteminin frekans çözünümlünü izleyen üniform olmayan bir bant yapısı kullanılarak spektrumu bölmek faydalıdır. Bu genelde dar bant genişliklerinin düşük frekanslar için, daha geniş bant genişliklerinin ise yüksek frekanslar için kullanıldığı anlamına gelir. Spektral hassas yapının algısal önemi frekansla değişir, ama sinyalin niteliklerine de bağlıdır. Dönüşüm kodlayıcılar hassas yapının önemli bölümlerini belirlemek ve mevcut kaynakları en önemli bölümlere tahsis etmek üzere çoğu zaman bir işitme modeli kullanır. Spektral zarf çoğu zaman bu işitme modeline girdi olarak kullanılır. Şekil kodlayıcı tahsis edilen bitleri kullanarak şekil vektörlerini nicemler. Bir işitme modeliyle kodlama sistemine dayanan bir dönüşümün bir örneği için Şekil 2’ye bakın.

Şekil nicemleyicinin doğruluğuna bağlı olarak, vektörü tekrar inşa etmek üzere kullanılan kazanım değeri az veya çok uygun olabilir. Özellikle tahsis edilen bitler az olduğunda, kazanım değeri optimal değerden uzaklaşır. Bunu çözmenin bir yolu, şekil nicemlemeden sonra kazanım uyumsuzluğuna neden olan bir düzeltme faktörünü kodlamaktır. Başka bir çözüm, önce şekli kodlamak ve daha sonra nicemlenmiş şekle göre optimal kazanım faktörünü hesaplamaktır.

Şekil nicemlemeden sonra bir kazanım düzeltme faktörü kodlamaya yönelik çözüm çok fazla bit hızı kullanabilir. Eğer oran halihazırda düşükse, bu daha fazla bitin başka yerden alınması gerektiği ve belki hassas yapı için mevcut bit hızını azaltılabileceği anlamına gelir.

Kazanımı kodlamadan önce şekli kodlamak daha iyi bir çözümdür, ama eğer şekil nicemleyici

için bit hızı nicemlenmiş kazanım değerinden kararlaştırılmışsa, o zaman kazanım ve şekil nicemleme birbirine bağımlı olacaktır. Bir yinelemeli çözüm bu bağımlılığı muhtemelen çözebilir, ama bir mobil cihazda gerçek zamanda çalıştırılmak kolayca çok karmaşılaşabilir.

US 2011/002266 A1 (Yang Gao) sayılı belge algısal maskelemeye dayanan bir frekans bölgesi işleme sonrasını açıklar, burada bir uyarlanır modifikasyon kazanım faktörü kodu çözülmüş spektral katsayılarının algılanan kalitesini geliştirmek amacıyla her bir frekans katsayısına uygulanır.

ÖZET

Bir amaç, ayrı kazanım ve şekil görünümüleriyle kodlanmış olan sesin kodunu çözerken bir kazanım ayarlaması elde etmektir.

Bu amaca ekteki İstemlere uygun olarak ulaşılır.

Birinci yön ayrı kazanım ve şekil görünümüleriyle kodlanmış bir ses sinyalinin kodunu çözmeye yönelik bir ses dekoderi içerir. Ses dekoderi bir kodlanmış kazanım görünümünün kodunu çözmeye yönelik araç, bir şekil görünümü için bir bit tahsisi türetmeye yönelik araç ve bir kodlanmış şekil görünümünün kodunu çözmeye yönelik araç içerir, burada şekil bir darbe vektörü kodlama şeması kullanılarak kodlanmıştır, burada darbeler farklı yükseklikte darbeler oluşturmak için üst üste eklenebilir. Ses dekoderi ayrıca bir frekans bandı için şekil görünümünün bir doğruluk ölçüsünü tahmin etmeye yönelik araç içerir, frekans bandı çok sayıda katsayı içerir, burada doğruluk ölçüsü bir birkaç darbeye ve bir azami darbenin yüksekliğine ve bir kazanım düzeltmeyi belirlemeye dayanır, burada kazanım düzeltme tahmini doğruluk ölçüsüne dayalı olarak belirlenir. Ses dekoderi kazanım görünümünü belirlenen kazanım düzeltmeye dayalı olarak ayarlamaya yönelik araç da içerir.

İkinci yön birinci yöne bağlı olarak ses dekoderini içeren bir ağ düğümü içerir.

Üçüncü yön ayrı kazanım ve şekil görünümüleri ile kodlanmış bir ses sinyalinin kodunu çözmeye yönelik bir usul içerir. Usul bir kodlanmış kazanım görünümünü almayı ve kodunu çözmeyi, bir şekil görünümü için bir bit tahsisi elde etmeyi ve bir kodlanmış şekil görünümünü almayı ve kodunu çözmeyi içerir, burada şekil bir darbe vektörü kodlama şeması kullanılarak kodlanmıştır, burada darbeler farklı yükseklikte darbeler oluşturmak için üst üste eklenebilir. Usul ayrıca bir frekans bandı için şekil görünümünün bir doğruluk ölçüsünü tahmin etmeyi içerir, frekans bandı çok sayıda katsayı içerir, burada doğruluk ölçüsü bir birkaç darbeye ve bir azami darbenin yüksekliğine dayanır. Usul ayrıca tahmini doğruluk

ölçüsüne bağlı olarak bir kazanım düzeltme belirlemeyi ve kazanım görünümünü belirlenen kazanım düzeltmeye bağlı olarak ayarlamayı içerir.

Kazanım düzeltme için önerilen şema bir kazanım-şekil ses kodlama sisteminin algılanan kalitesini geliştirir. Şemanın düşük hesaplama karmaşıklığı vardır ve şayet gerektirirse, az
5 ilave bit gerektirir.

ÇİZİMLERİN KISA AÇIKLAMASI

Diğer amaçları ve avantajları ile birlikte bu teknoloji ekteki çizimlerle birlikte alınan aşağıdaki açıklamaya atıf yaparak en iyi anlaşılabilir.

Şekil 1, bir örnek kazanım-şekil vektörü nicemleme şemasını gösterir;

10 Şekil 2, bir örnek dönüşüm bölgesi kodlama ve kodunu çözme şemasını gösterir;

Şekil 3A-C, kazanım-şekil vektörü nicemlemeyi basitleştirilmiş bir durumda gösterir;

Şekil 4, bir zarf düzeltmeyi belirlemek üzere bir doğruluk ölçüsü kullanarak bir örnek dönüşüm bölgesi dekoderini gösterir;

15 Şekil 5A-B, şekil vektörü bir seyrek darbe vektörü olduğunda kazanım faktörleriyle sentezle ölçeklemenin bir örnek sonucunu gösterir;

Şekil 6A-B, en büyük darbe yüksekliğinin şekil vektörünün doğruluğunu nasıl gösterebileceğini gösterir;

Şekil 7, düzenleme 1 için azalma fonksiyonuna dayanan bir oranın bir örneğini gösterir;

20 Şekil 8, düzenleme 1 için oran ve azami darbe yükseklik bağımlı bir kazanım ayarlama fonksiyonunun bir örneğini gösterir;

Şekil 9, düzenleme 1 için oran ve azami darbe yükseklik bağımlı bir kazanım ayarlama fonksiyonunun başka bir örneğini gösterir;

Şekil 10, ses kodlayıcı ve dekoder sistemine dayanan bir MDCT bağlamında bu teknolojinin bir düzenlemesini gösterir;

25 Şekil 11, stabilite ölçüsünden kazanım ayarlama sınırlama faktörüne bir haritalama fonksiyonunun bir örneğini gösterir;

Şekil 12, bir uyarlanır aşama ebadı olan bir ADPCM kodlayıcı ve dekoder sisteminin bir örneğini gösterir;

Şekil 13, ses kodlayıcı ve dekoder sistemine dayanan bir alt-bant ADPCM bağlamında bir örneği gösterir;

Şekil 14, ses kodlayıcı ve dekoder sistemine dayanan bir alt-bant ADPCM bağlamında bir örneği gösterir;

5 Şekil 15, bir sinyal sınıflandırıcı içeren bir örnek dönüşüm bölgesi kodlayıcıyı gösterir;

Şekil 16, bir zarf düzeltmeyi belirlemek üzere bir doğruluk ölçüsü kullanarak başka bir örnek dönüşüm bölgesi dekoderini gösterir;

Şekil 17, bu teknolojiye uygun olarak bir kazanım ayarlama aygıtının bir düzenlemesini gösterir;

10 Şekil 18, bu teknolojiye uygun olarak bir kazanım ayarlama aygıtının bir düzenlemesini daha detaylı gösterir;

Şekil 19, bu teknolojiye uygun olarak usulü gösteren bir akış şemasıdır;

Şekil 20, bu teknolojiye uygun olarak usulün bir düzenlemesini gösteren bir akış şemasıdır; ve

Şekil 21, bu teknolojiye uygun olarak bir ağı bir düzenlemesini gösterir.

15 DETAYLI AÇIKLAMA

Aşağıdaki açıklamada aynı veya benzer fonksiyonu yapan elemanlar için aynı referans sembolleri kullanılacaktır.

Bu teknoloji detaylı açıklanmadan önce, kazanım-şekil kodlama Şekil 1-3'e atıfla gösterilecektir.

20 Şekil 1, bir örnek kazanım-şekil vektörü nicemleme şemasını gösterir. Şekil 1'in üst bölümü kodlayıcı tarafını gösterir. Bir girdi vektörü (x) vektör normunu (kazanım) (g), tipik biçimde Euclidian normunu belirleyen bir norm hesaplayıcıya (10) iletilir. Bu kesin norm bir norm nicemleyicide (12) nicemlenir ve nicemlenmiş normun ($\hat{g}$) tersi ($1/\hat{g}$) girdi vektörünü (x) bir şekil halinde ölçeklemek için bir çoğaltıcıya (14) iletilir. Şekil bir şekil nicemleyicide (16) 25 nicemlenir. Nicemlenmiş kazanımın ve şeklin görünüşleri bir bit akımı çoğullayıcısına (mux) (18) iletilir. Bu görünüşler gerçek nicemlenmiş değerlerden ziyade, örneğin tablolardaki (kod kitapları) endeksleri oluşturabileceklerini belirtmek üzere kesikli çizgilerle gösterilmiştir.

Şekil 1'in alt bölümü dekoder tarafını gösterir. Bir bit akımı ters-çoğullayıcısı (demux) (20) kazanım ve şekil görünüşlerini alır. Şekil görünüşü bir şekil ters-nicemleyicisine (22) iletilir 30 ve kazanım görünüşü bir kazanım ters-nicemleyicisine (24) iletilir. Elde edilen kazanım ($\hat{g}$)

tekrar inşa edilen vektörü ($\hat{x}$) veren elde edilen şekli ölçeklediği bir çoğaltıcıya (26) iletilir.

Şekil 2, bir örnek dönüşüm bölgesi kodlama ve kod çözme şemasını gösterir. Şekil 2'nin üst bölümü kodlayıcı tarafını gösterir. Bir girdi sinyal, örneğin Modifiye Edilmiş Ayrık Kosinüs Dönüşümüne (MDCT) bağlı olarak frekans dönüşümünü (X) üretmek üzere bir frekans dönüştürücüye (30) iletilir. Frekans dönüşümü (X) her bir frekans bandının (b) enerjilerini ($E(b)$) belirleyen bir zarf hesaplayıcıya (32) iletilir. Bu enerjiler bir zarf nicemleyicide (34) enerjiler ($\hat{E}(b)$) halinde nicemlenir. Nicemlenmiş enerjiler ($\hat{E}(b)$) dönüşümün (X) frekans bandının (b) katsayılarını zarfın karşılık gelen nicemlenmiş enerjilerinin ($\hat{E}(b)$) tersiyle ölçekleyen bir zarf normalleştiriciye (36) iletilir. Ortaya çıkan ölçeklenmiş şekiller bir hassas yapı nicemleyicisine (38) iletilir. Nicemlenmiş enerjiler ($\hat{E}(b)$) hassas yapı nicemlemesi için her bir frekans bandına (b) bitler tahsis eden bir bit tahsisatçısına (40) da iletilir. Yukarıda belirtildiği gibi, bit tahsisi ($R(b)$) bir insan işitme sistemi modeline dayandırılabilir. Nicemlenmiş kazanımların ($\hat{E}(b)$) ve karşılık gelen nicemlenmiş şekillerin görünüşleri bit akımı çoğullayıcısına (18) iletilir.

Şekil 2'nin alt bölümü de koder tarafını gösterir. Bit akımı ters-çoğullayıcısı (20) kazanım ve şekil görünüşlerini alır. Kazanım görünüşleri bir zarf ters-nicemleyicisine (42) iletilir. Üretilen zarf enerjileri ($\hat{E}(b)$) alınan şekillerin bit tahsisini ($R(b)$) belirleyen bir bit tahsisatçısına (44) iletilir. Şekil görünüşleri bit tahsisinin ($R(b)$) kontrol ettiği bir hassas yapı ters-nicemleyicisine (46) iletilir. Kodu çözülmüş şekiller yeniden inşa edilmiş bir frekans dönüşümü oluşturmak üzere onları karşılık gelen zarf enerjileri ($\hat{E}(b)$) ile ölçekleyen bir zarf şekillendiriciye (48) iletilir. Bu dönüşüm, örneğin Ters Modifiye Edilmiş Ayrık Kosinüs Dönüşümüne (IMDCT) bağlı olarak sentezlenmiş sesi temsil eden bir çıktı sinyal üreten bir ters frekans dönüştürücüsüne (50) iletilir.

Şekil 3A-C, yukarıda açılan kazanım-şekil vektörü nicemlemesini frekans bandının (b) Şekil 3A'da 2-boyutlu vektör ($X(b)$) ile gösterildiği basitleştirilmiş bir durumda gösterir. Budurum bir çizimde gösterilmek için yeterince basittir, ama kazanım-şekil nicemlemesindeki problemi göstermek içinde yeterince geneldir (uygulamada vektörlerin tipik biçimde 8 veya daha fazla boyutu vardır). Şekil 3A'nın sağ tarafı vektör ($X(b)$)'nin bir kesin kazanım-şekil görünümünü bir kazanım ($E(b)$) ve bir şekil (ünite boy vektörü) ($N(b)$) ile gösterir.

Ancak Şekil 3B'de gösterildiği gibi, kesin kazanım ($E(b)$) kodlayıcı tarafına bir nicemlenmiş kazanım ($\hat{E}(b)$) halinde kodlanmıştır. Vektör ($X(b)$)'nin ölçeklenmesi için nicemlenmiş kazanımın ($\hat{E}(b)$) tersi kullanıldığından, ortaya çıkan ölçeklenmiş vektör ($N(b)$) doğru yöne

bakacaktır, ama ille de ünite boyunda olmayacaktır. Şekil nicemleme sırasında ölçeklenmiş vektör ($N(b)$) nicemlenmiş şekil ($\hat{N}(b)$) halinde nicemlenir. Bu durumda nicemleme şekli (veya yönü) bir miktar işaretli tamsayı darbeden oluşturan bir darbe kodlama şemasına [3] dayanır. Darbeler her bir boyut için üst üste eklenebilir. Bu, izin verilen şekil nicemleme

5 konumlarının Şekil 3B-C’de gösterilen dikdörtgen ızgaralarda büyük noktalarla gösterildiği anlamına gelir. Sonuç, nicemlenmiş şekil ($\hat{N}(b)$) genelde $N(b)$ ’nin (ve $N'(b)$ ’nin) şekli (yönü) ile çakışmayacaktır.

Şekil 3C, şekil nicemlemenin doğruluğunun tahsis edilen bitlere ($R(b)$) veya eşit şekilde şekil nicemleme için mevcut toplam darbe sayısına bağlı olduğunu gösterir. Şekil 3C’nin sol

10 bölümünde şekil nicemleme 8 darbeye dayanır, sağ bölümdeki şekil nicemleme ise sadece 3 darbe kullanır (Şekil 3B’deki örnek 4 darbe kullanır).

Buna göre, şekil nicemleyicinin doğruluğuna bağlı olarak, dekoder tarafında vektör ($X(b)$)’yi tekrar inşa etmek üzere kullanılan kazanım değerinin ($\hat{E}(b)$) az veya çok uygun olması takdir edilir. Bu teknolojiye uygun olarak bir kazanım düzeltme nicemlenmiş şeklin bir doğruluk

15 ölçüsüne dayanabilir.

Kazanımı düzeltmek üzere kullanılan doğruluk ölçüsü dekoderde halihazırda mevcut olan parametrelerden türetilir, ama doğruluk ölçüsü için belirlenmiş ilave parametrelere de dayanabilir. Tipik biçimde, parametreler şekil vektörü için tahsis edilmiş bitlerin sayısını ve şekil vektörünün kendisini içerecektir, ama şekil vektörüyle ilişkili kazanım değerini ve

20 kodlama ve kod çözme sistemi için tipik olan sinyaller hakkında önceden depolanmış istatistikleri de içebilir. Bir doğruluk ölçüsü ve kazanım düzeltme veya ayarlama içeren bir sistemin bir genel görünümü Şekil 4’te gösterilmiştir.

Şekil 4, bir zarf düzeltmeyi belirlemek üzere bir doğruluk ölçüsü kullanan bir örnek dönüşüm bölgesi dekoderini (300) gösterir. Çizimin karmaşıklıklaştığını önlemek amacıyla sadece

25 dekoder tarafı gösterilmiştir. Kodlayıcı tarafı Şekil 2’deki gibi uygulanabilir. Yeni özellik bir kazanım ayarlama aygıtıdır (60). Kazanım ayarlama aygıtı (60) şekil görünümünün ($\hat{N}(b)$) bir doğruluk ölçüsünü ($A(b)$) tahmin etmek ve tahmini doğruluk ölçüsüne ($A(b)$) bağlı olarak bir kazanım düzeltme ($g_c(b)$) belirlemek üzere yapılandırılmış bir doğruluk ölçer (62) içerir. Kazanım ayarlama aygıtı (60) belirlenen kazanım düzeltmeye bağlı olarak kazanım

30 görünümünü ($\hat{E}(b)$) ayarlamak üzere yapılandırılmış bir zarf ayarlayıcı (64) da içerir.

Yukarıda belirtildiği gibi, kazanım düzeltme ilave bit sarf etmeden bazı düzenlemelerde yapılabilir. Bu, dekoderde halihazırda mevcut parametrelerden kazanım düzeltmeyi tahmin

ederek yapılır. Bu işlem kodlanmış şeklin doğruluğunun bir tahmini olarak açıklanabilir. Tipik biçimde bu tahmin doğruluk ölçüsünü ($A(b)$) şekil nicemlemenin çözünümlünü belirten şekil niceme niteliklerinden türetmeyi içerir.

Düzenleme 1

- 5 Bir düzenlemede, bu teknoloji bir ses kodlayıcı/dekoder sisteminde kullanılır. Sistem dönüşüm bazlıdır ve kullanılan dönüşüm %50 örtüşmeyle sinüsoidal pencereler kullanan Modifiye Edilmiş Ayrık Kosinüs Dönüşümüdür (MDCT). Ancak, dönüşüm kodlamaya uygun herhangi bir dönüşümün uygun kesimleme ve pencereleme ile birlikte kullanılabileceği anlaşılmıştır.

10 Düzenleme 1'in kodlayıcısı

- Girdi ses %50 örtüşme kullanılarak çerçeveler halinde çıkarılır ve simetrik bir sinüsoidal pencereyle pencerelenir. Her bir pencerelenen çerçeve daha sonra bir MDCT spektrumuna (X) dönüştürülür. Spektrum işleme için alt-bantlara bölünür, burada alt-bant enleri üniform değildir. Banda (b) ait çerçeve(m)'nin spektral katsayıları $X(b,m)$ ile gösterilir ve bant genişliğine ($BW(b)$) sahiptir. Çoğu kodlayıcı ve dekoder aşamaları bir çerçeve içinde açıklanabileceğinden, çerçeve endeksi çıkarılır ve sadece notasyon $X(b)$ kullanılır. Bant genişlikleri tercihen insan işitme sisteminin frekans çözünümlüyle uyumlu olması için artan frekansla artmalıdır. Her bir bandın karekök ortalama (RMS) değeri bir normalleştirme faktörü olarak kullanılır ve $E(b)$ ile gösterilir:

$$E(b) = \sqrt{\frac{X(b)^T X(b)}{BW(b)}} \quad (1)$$

burada $X(b)^T X(b)$ 'nin devriğini gösterir.

RMS değeri beher katsayı için enerji değeri olarak görülebilir. $b = 1, 2, \dots, N_{bant}$ için normalleştirme faktörü ($E(b)$) dizisi MDCT spektrumunun zarfını oluşturur, burada N_{bant} bantların sayısını gösterir. Daha sonra, dizi dekodere iletmek amacıyla nicemlenir.

- 25 Normalleştirmenin dekoderde terse çevrilebilmesini temin etmek üzere, nicemlenmiş zarf ($\hat{E}(b)$) elde edilir. Bu örnek düzenlemede zarf katsayıları 3 dB'lik bir aşama ebadı kullanılarak log bölgesinde ölçeksel nicemlenmiştir ve nicemleyici endeksleri Huffman kodlaması kullanılarak türevsel biçimde kodlanmıştır. Nicemlenmiş zarf spektral bantların normalleştirilmesi için kullanılır, yani

$$N(b) = \frac{1}{\hat{E}(b)} X(b) \quad (2)$$

Eğer nicemlenmemiş zarf $E(b)$ normalleştirme için kullanılırsa, şeklin RMS = 1 değeri olacağına dikkat edin, yani

$$N'(b) = \frac{1}{E(b)} X(b) \Rightarrow \sqrt{\frac{N'(b)^T N'(b)}{BW(b)}} = 1 \quad (3)$$

- 5 Nicemlenmiş zarf ($\hat{E}(b)$) kullanılarak şekil vektörünün 1'e yakın bir RMS değeri olacaktır. Bu özellik kazanım değerinin bir yuvarlamasını yaratmak üzere dekodeşte kullanılacaktır.

- Normalleştirilmiş şekil vektörlerinin ($N(b)$) birliği MDCT spektrumunun hassas yapısını oluşturur. Nicemlenmiş zarf normalleştirilmiş şekil vektörlerinin ($N(b)$) kodlanması için bir bit tahsis ($R(b)$) üretmek üzere kullanılır. Bit tahsis algoritması tercihen bir işitme modeli bitleri algısal olarak en ilgili bölümlere dağıtmak üzere kullanır. Herhangi bir nicemleyici şeması şekil vektörünü kodlamak için kullanılabilir. Hepsini için ortak olan, hepsinin girdinin normalleştirildiği varsayımıyla tasarlanabilmesidir, bu nicemleyici tasarımını basitleştirir. Bu düzenlemede şekil nicemleme sentez şeklini bir miktar işaretli tamsayı darbeden [3] inşa eden bir darbe kodlama şeması kullanılarak yapılmıştır. Darbeler farklı yükseklikte darbe oluşturmak üzere üst üste eklenebilir. Bu düzenlemede bit tahsis ($R(b)$) banda (b) tahsis edilen darbe sayısını gösterir.

Zarf nicemlemeden ve şekil nicemlemeden nicemleyici endeksler bir dekodere depolanmak veya iletilmek üzere bir bit akımı halinde çoğullanır.

Düzenleme 1'in dekoderi

- 20 Dekoder bit akımından endeksleri ters-çoğullar ve ilgili endeksleri her bir kod çözme modülüne iletir. İlk önce, nicemlenmiş zarf ($\hat{E}(b)$) elde edilir. Daha sonra, hassas yapı bit tahsis kodlayıcıda kullanılanla aynı bir bit tahsis kullanılarak nicemlenmiş zarftan türetilir. Hassas yapının şekil vektörlerinin ($N(b)$) kodu endeksler ve elde edilen bit tahsis ($R(b)$) kullanılarak çözülür.
- 25 Şimdi kodu çözülmüş hassas yapıyı zarfla ölçeklemeden önce, ilave kazanım düzeltme faktörleri belirlenir. İlk önce, RMS eşleşen kazanım aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$g_{RMS}(b) = \sqrt{\frac{BW(b)}{\hat{N}(b)^T \hat{N}(b)}} \quad (4)$$

$g_{RMS}(b)$ faktörü RMS değerini 1'e normalleştiren bir ölçekleme faktörüdür, yani

$$\sqrt{\frac{(g_{RMS}(b)\hat{N}(b))^T (g_{RMS}(b)\hat{N}(b))}{BW(b)}} = 1 \quad (5)$$

Bu düzenlemede sentezin ortalama kareli hatası (MSE) en aza indirilmeye çalışılır:

$$g_{MSE}(b) = \arg \min_g |N(b) - g \cdot \hat{N}(b)| \quad (6)$$

5 çözümle

$$g_{MSE}(b) = \frac{\hat{N}(b)^T N(b)}{N(b)^T N(b)} \quad (7)$$

$g_{MSE}(b)$ girdi şekle ($N(b)$) dayandığından, dekoderde bilinmez. Bu düzenlemede etki bir doğruluk ölçüsü kullanılarak tahmin edilir. Bu kazanımların oranı bir kazanım düzeltme faktörü ($g_c(b)$) olarak tanımlanır:

$$10 \quad g_c(b) = \frac{g_{MSE}(b)}{g_{RMS}(b)} \quad (8)$$

Şekil nicemlemenin doğruluğu iyi olduğunda, düzeltme faktörü 1'e yakındır, yani

$$\hat{N}(b) \rightarrow N(b) \Rightarrow g_c(b) \rightarrow 1 \quad (9)$$

Ancak $N(b)$ 'nin doğruluğu düşük olduğunda, $g_{MSE}(b)$ ve $g_{RMS}(b)$ uzaklaşacaktır. Şeklin bir darbe kodlama şeması kullanılarak kodlandığı bu düzenlemede, düşük bir oran şekil vektörünü seyrek yapacak ve $g_{RMS}(b)$ MSE açısından uygun kazanımın bir fazla tahminini verecektir. Bu durum için $g_c(b)$ aşımı telafi etmek üzere 1'den daha düşük olmalıdır. Düşük oran darbe şekil durumunun bir örnek görünümü için Şekil 5A-B'ye bakın. Şekil 5A-B, şekil vektörü bir seyrek darbe vektörü iken g_{MSE} (Şekil 5B) ve g_{RMS} (Şekil 5A) kazanım faktörleri ile sentezi ölçeklemenin bir örneğini gösterir. g_{RMS} ölçekleme bir MSE anlamında çok yüksek olan darbeler verir.

Diğer taraftan, zayıf veya seyrek bir hedef sinyal bir darbe şekliyle iyi temsil edilebilir. Girdi sinyalin seyrekliği sentez aşamasında bilinemeyebileceği için, sentez şeklin seyrekliği sentezlenmiş şekil vektörünün doğruluğunun bir göstergesi görevini görebilir. Sentez şeklin seyrekliğini ölçmenin bir yolu, şekildeki azami zirvenin yüksekliğidir. Bunun gerisindeki mantık, seyrek bir girdi sinyalin sentez şekilde yüksek zirveler üretmesinin daha olası

olduğudur. Zirve yüksekliğinin iki eşit oranlı darbe vektörünün doğruluğunu nasıl gösterebileceğinin bir görünümü için Şekil 7A-B'ye bakın. Şekil 7A'da kesikli şekli temsil etmek üzere mevcut 5 darbe ($R(b) = 5$) vardır. Şekil sabit olduğundan, kodlama eşit yükseklikte (=1) 5 dağıtılmış darbe üretir, yani $p_{\max} = 1$. Şekil 7B'de de kesikli şekli temsil etmek üzere mevcut 5 darbe vardır. Ancak, bu durumda şekil zayıf veya seyrek ve en büyük zirveyi üst üste 3 darbe temsil eder, yani $p_{\max} = 3$. Bu, kazanım düzeltmenin ($g_c(b)$) nicemlenmiş şeklin bir tahmini seyrekliğine ($p_{\max}$) dayandığını gösterir.

Yukarıda belirtildiği gibi, girdi şekli ($N(b)$) dekoder bilmez. $g_{MSE}(b)$ girdi şekle ($N(b)$) dayandığından, bu kazanım düzeltme veya telafinin ($g_c(b)$) uygulamada ideal denklem (8)'e dayanamayacağı anlamına gelir. Bu düzenlemede kazanım düzeltmenin ($g_c(b)$) darbelerin sayısı ($R(b)$), şekil vektöründeki en büyük darbenin yüksekliği ($p_{\max}(b)$) ve frekans bandı (b) açısından bit-oranına dayanması kararlaştırılmıştır, yani

$$g_c(b) = f(R(b), p_{\max}(b), b) \quad (10)$$

Daha düşük oranların genelde MSE'yi en aza indirmek üzere kazanımda bir azalma gerektirdiği görülmüştür. Oran bağımlılığı ilgili ses sinyali verisinde denenen bir arama tablosu ($t(R(b))$) gibi uygulanabilir. Bir örnek arama tablosu Şekil 7'de görülebilir. Bu düzenlemedeki şekil vektörlerinin farklı enleri olduğundan, oran tercihen beher örnek için darbelerin sayısı olarak ifade edilebilir. Bu şekilde aynı oran bağımlı azalma tüm bant genişlikleri için kullanılabilir. Bu düzenlemede kullanılan alternatif bir çözüm, bandın enine bağlı olarak tabloda bir aşama ebadı (T) kullanmaktır. Burada, 4 farklı grupta 4 farklı bant genişliği kullanılmıştır, dolayısıyla 4 aşama ebadı gerekir. Aşama ebatlarının bir örneği Tablo 1'de bulunur. Aşama ebadını kullanarak, arama değeri bir yuvarlama işlemi ($t(\lfloor R(b) \cdot T \rfloor)$) kullanılarak elde edilmiştir, burada $\lfloor \cdot \rfloor$ en yakın tamsayıya yuvarlamayı temsil eder.

Tablo 1

Bant grubu	Bant genişliği	Aşama ebadı T
1	8	4
2	16	4/3
3	24	2
4	34	1

Başka bir örnek arama tablosu Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2

Bant grubu	Bant genişliği	Aşama ebadı T
1	8	4
2	16	4/3
3	24	2
4	32	1

Tahmini seyreklik hem darbelerin sayısına ($R(b)$), hem de azami darbenin yüksekliğine ($p_{\max}(b)$) bağlı olarak başka bir arama tablosu ($u(R(b), p_{\max}(b))$) gibi uygulanabilir. Bir örnek arama tablosu Şekil 8’de gösterilmiştir. Arama tablosu (u) bant (b) için bir doğruluk ölçüsü ($A(b)$) görevi görür, yani

$$A(b) = u(R(b), p_{\max}(b)) \quad (11)$$

g_{MSE} ’nin yuvarlanması algısal açıdan daha düşük frekans aralığı için daha uygun görülmüştür. Daha yüksek frekanslar için hassas yapı algısal olarak daha az önemli olur ve enerjilerin veya RMS değerinin eşleşmesi daha hayati olur. Bu nedenle, kazanım azalma sadece belirli bir bant sayısının (b_{THR}) altında uygulanabilir. Bu durumda kazanım düzeltmenin ($g_c(b)$) frekans bandına (b) açık bağımlılığı olacaktır. Ortaya çıkan kazanım düzeltme fonksiyonu bu durumda aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$g_c(b) = \begin{cases} t(R(b)) \cdot A(b), & b < b_{THR} \\ 1, & otherwise \end{cases} \quad (12)$$

Bu noktaya kadarki açıklama Şekil 4’ün örnek düzenlemesinin temel özelliklerini açıklamak üzere de kullanılabilir. Buna göre, Şekil 4’ün düzenlemesinde son sentez ($X(b)$) aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$\hat{X}(b) = \underbrace{g_c(b) g_{RMS}(b) \hat{E}(n)}_{\tilde{E}(n)} \hat{N}(b) \quad (13)$$

Bir alternatif olarak fonksiyon $u(R(b), p_{\max}(b))$ azami darbe yüksekliğinin ($p_{\max}$) ve tahsis edilen bit oranının ($R(b)$) lineer fonksiyonu olarak, örneğin aşağıdaki şekilde uygulanabilir:

$$u(R(b), p_{\max}(b)) = k \cdot (p_{\max}(b) - R(b)) + 1 \quad (14)$$

burada temayül (k) aşağıdaki şekilde belirlenmiştir:

$$\begin{aligned} k &= \frac{1 - (a_{\min} + R(b) \cdot \Delta a)}{R(b) - 1} \\ \Delta a &= (a_{\max} - a_{\min}) / R(b) \\ a_{\max} &= 1 - \frac{1 - a_{\min}}{R(b) - 1} \end{aligned} \quad (15)$$

Fonksiyon $R(b) = 1$ ve $p_{\max}(b) = 1$ için ilk azalma faktörünü veren ayarlama parametresine ($a_{\min}$) dayanır. Fonksiyon ayarlama parametresi $a_{\min} = 0,41$ olarak Şekil 9'da gösterilmiştir. Tipik biçimde $u_{\max} \in [0, 7, 1, 4]$ ve $u_{\min} \in [0, u_{\max}]$. Denklem (14)'te $u p_{\max}(b)$ ve $R(b)$ arasındaki farkta lineerdir. Diğer bir olasılık, $p_{\max}(b)$ ve $R(b)$ için farklı temayül faktörlerinin olmasıdır.

Verili bir bant için bit hızı yan yana çerçeveler arasındaki bir verili bant için keskin biçimde değişebilir. Bu kazanım düzeltmenin hızlı değişikliklerine yol açabilir. Bu tür değişiklikler zarf oldukça stabil olduğunda, yani çerçeveler arasındaki toplam değişiklikler çok küçük olduğunda özellikle kritiktir. Bu çoğu zaman tipik biçimde daha stabil enerji zarfları olan müzik sinyalleri için olur. Kazanım azalmanın instabiliteye sebep vermesini önlemek için, bir ilave ayarlama eklenebilir. Böyle bir düzenlemenin bir genel görünümü Şekil 10'da verilmiştir, burada bir stabilite ölçer (66) dekodeindeki (300) kazanım ayarlama aygıtına (60) eklenmiştir.

Uyarlama örneğin zarfın ($\hat{E}(b)$) bir stabilite ölçüsüne dayanabilir. Böyle bir ölçünün bir örneği yan yana $\log_2$ zarf vektörleri arasındaki kareli Euclidian mesafesini hesaplamaktır:

$$\Delta E(m) = \frac{1}{N_{bands}} \sum_{b=0}^{N_{bands}-1} \left(\log_2 \hat{E}(b, m) - \log_2 \hat{E}(b, m-1) \right)^2 \quad (16)$$

Burada $\Delta E(m)$ çerçeve (m) ve çerçeve ($m-1$) için zarf vektörleri arasındaki kareli Euclidian mesafesini gösterir. Stabilite ölçüsü daha düzgün bir ayarlama olması için düşük geçişli de filtrelenebilir:

$$\Delta \tilde{E}(m) = \alpha \Delta E(m) + (1 - \alpha) \Delta E(m-1) \quad (17)$$

Unutma faktörü (α) için uygun bir değer 0,1 olabilir. Düzeltilmiş stabilite ölçüsü daha sonra, örneğin aşağıdaki gibi bir sigmoid fonksiyon kullanılarak azalmanın sınırlandırılmasını yaratmak

üzere kullanılabilir:

$$g_{\min} = \frac{1}{1 + e^{C_1(\Delta\tilde{E}(m) - C_2) - C_3}}, \quad (18)$$

burada parametreler $C_1 = 6$, $C_2 = 2$ ve $C_3 = 1,9$ olarak ayarlanabilir. Bu parametreler örnek olarak görülmelidir, gerçek değerler ise daha rahat seçilebilir. Örneğin,

$$\begin{aligned} 5 \quad C_1 &\in [1, 10] \\ C_2 &\in [1, 4] \\ C_3 &\in [-5, 10] \end{aligned}$$

Şekil 11, stabilite ölçüsünden ($\Delta\tilde{E}(m)$) kazanım ayarlama sınırlama faktörüne ($g_{\min}$) bir haritalama fonksiyonunun bir örneğini gösterir. $g_{\min}$ için yukarıdaki ifade tercihen bir arama tablosu gibi veya

$$g_{\min} = \begin{cases} 1, & \Delta\tilde{E}(m) < C_3 / C_1 + C_2 \\ 0, & \Delta\tilde{E}(m) \geq C_3 / C_1 + C_2 \end{cases} \quad (19)$$

gibi basit bir aşama fonksiyonu ile uygulanır.

Azalma sınırlama değişkeni ($g_{\min} \in [0, 1]$) bir stabilite uyarlanmış kazanım modifikasyonu ($\tilde{g}_c(b)$) yaratmak üzere kullanılabilir:

$$15 \quad \tilde{g}_c(b) = \max(g_c(b), g_{\min}) \quad (20)$$

Kazanımın tahmininden sonra, son sentez $X(b)$ aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\hat{X}(b) = \underbrace{\tilde{g}_c(b) g_{RMS}(b) \hat{E}(n)}_{\tilde{E}(n)} \hat{N}(b) \quad (21)$$

Düzenleme 1'in açıklanan değişikliklerinde sentezlenmiş vektörler ($X(b)$) birliği sentezlenmiş spektrumu ($\hat{X}$) oluşturur, bu ters-MDCT dönüşümünü kullanarak ayrıca işlenir, simetrik sine pencereyle pencerelenir ve örtüşme-ve-ekleme stratejisi kullanılarak çıktı sentezine eklenir.

Örnek 2

Başka bir örnekte, şekil şekil nicemlemesi için bir QMF (DörtlüAyna Filtre) filtre bankası ve bir ADPCM (Uyarlanır Kademeli Darbe-Kod Modülasyonu) şeması kullanılarak nicemlenir.

Bir alt-bant ADPCM şemasının bir örneği ITU-T G.722 [4]'dir. Girdi ses sinyali dilimler halinde tercihen işlenir. Bir örnek ADPCM şeması bir uyarlanır aşama ebadı (S) ile Şekil 12'de gösterilmiştir. Burada, şekil nicemleyicinin uyarlanır aşama ebadı dekoderde halihazırda mevcut olan ve ilave sinyalleme gerektirmeyen bir doğruluk ölçüsü görevi görür.

- 5 Ancak, nicemleme aşama ebadının kod çözme işleminin kullandığı parametrelerden çıkarılması gerekir, sentezlenmiş şekilden çıkarılması gerekmez. Bu örneğin bir genel görünüm Şekil 14'te gösterilmiştir. Ancak, bu örnek detaylı açıklanmadan önce, bir QMF filtre bankasına dayanan bir örnek ADPCM şeması Şekil 12 ve 13'e atıfla açıklanacaktır.

- Şekil 12, uyarlanır bir nicemleme aşaması ebadı olan bir ADPCM kodlayıcı ve dekoder sisteminin bir örneğini gösterir. Bir ADPCM nicemleyici (70) bir girdi sinyal alan ve bir hata sinyali(e) oluşturmak üzere önceki girdi sinyalin bir tahminini çıkaran bir ekleyici (72) içerir. Hata sinyali nicemleyici (74)'te nicemlenir, nicemleyici (74)'ün çıktısı bit akımı çoğullayıcısına (18) ve de bir aşama ebadı hesaplayıcıya (76) ve ters-nicemleyici (78)'e iletilir. Aşama ebadı hesaplayıcı (76) nicemleme aşaması ebadını (S) kabul edilebilir bir hata
- 10 elde etmek üzere uyarlar. Nicemleme aşaması ebadı (S) bit akımı çoğullayıcısına (18) iletilir ve de nicemleyici (74)'ü ve ters-nicemleyici (78)'i kontrol eder. Ters-nicemleyici (78) ekleyici (80)'e bir hata tahmini ($\hat{e}$) çıkarır. Ekleyici (80)'nin diğer girdisi geciktirme elemanı (82)'nin geciktirdiği girdi sinyalin bir tahminini alır. Bu, geciktirme elemanı (82)'ye iletilen girdi sinyalin bir cari tahmin oluşturur. Geciken sinyal hata sinyalini (e) oluşturmak üzere
- 15 aşama ebadı hesaplayıcısına (76) ve de (bir işaret değişikliğiyle) ekleyici (72)'ye iletilir.

Bir ADPCM ters-nicemleyicisi (90) alınan nicemleme aşaması ebadının (S) kodunu çözen ve ters-nicemleyici (94)'e ileten bir aşama ebadı dekoderi (92) içerir. Ters-nicemleyici (94) ekleyici (98)'e iletilen hata tahmininin ($\hat{e}$) kodunu çözer, ekleyici (98)'in diğer girdisi geciktirme elemanı (96)'nin geciktirdiği çıktı sinyali ekleyiciden alır.

- Şekil 13, bir alt-bant ADPCM-bazlı ses kodlayıcı ve dekoder sistemi bağlamında bir örnek gösterir. Kodlayıcı tarafı Şekil 2'nin düzenlemesinin kodlayıcı tarafına benzer. Temel farklar frekans dönüştürücünün (30)bir QMF (Dörtlü Ayna Filtre) analiz filtre bankası (100) ile değiştirilmiş olması ve hassas yapı nicemleyicinin (38)Şekil 12'deki nicemleyici (70) gibi bir ADPCM nicemleyiciyle değiştirilmiş olmasıdır. Dekoder tarafı Şekil 2'nin düzenlemesinin
- 25 dekoder tarafına benzer. Temel farklar ters frekans dönüştürücünün (50) bir QMF sentez filtre bankası(102) ile değiştirilmiş olması ve hassas yapı ters-nicemleyicinin (46) Şekil 12'deki ters-nicemleyici (90) gibi bir ADPCM ters-nicemleyiciyle değiştirilmiş olmasıdır.
- 30

Şekil 14, bir alt-bant ADPCM-bazlı ses kodlayıcı ve dekoder sistemi bağlamında bu teknolojinin bir örneğini gösterir. Çizimin karmaşıklıklaşmasını önlemek amacıyla, sadece dekoder tarafı (300) gösterilmiştir. Kodlayıcı tarafı Şekil 13'teki gibi uygulanabilir.

Örnek 2'nin kodlayıcısı

- 5 Kodlayıcı QMF filtre bankasını alt-bant sinyalleri elde etmek üzere uygular. Her bir alt-bant sinyalinin RMS değerleri hesaplanır ve alt-bant sinyalleri normalleştirilir. Zarf ($E(b)$), alt-bant bit tahsisi ($R(b)$) ve normalleştirilmiş şekil vektörleri ($N(b)$) düzenleme 1'deki gibi elde edilir. Her bir normalleştirilmiş alt-bant ADPCM nicemleyiciye beslenir. Bu örnekte ADPCM ileri uyarlanır biçimde çalışır ve alt-bant (b) için kullanılacak bir ölçekleme aşaması ($S(b)$) belirler.
- 10 Ölçekleme aşaması alt-bant çerçevesi boyunca MSE'yi en aza indirmek üzere seçilir. Bu örnekte aşama tüm olası aşamaları deneyerek ve asgari MSE'yi veren seçerek seçilir:

$$S(b) = \min_s \frac{1}{BW(b)} (N(b) - Q(N(b), s))^T (N(b) - Q(N(b), s)) \quad (22)$$

burada $Q(x, s)$ s aşama ebadı kullanan değişken (x)'in ADPCM nicemleme fonksiyonudur. Seçilen aşama ebadı nicemlenmiş şekil üretmek üzere kullanılabilir:

$$\hat{N}(b) = Q(N(b), S(b)) \quad (23)$$

Zarf nicemlemeden ve şekil nicemlemeden nicemleyici endeksler bir dekodere depolanmak veya iletilmek üzere bir bit akımına çoğullanır.

Örnek 2'nin dekoderi

- 20 Dekoder bit akımından endeksleri ters çoğullar ve ilgili endeksleri her bir kod çözme modülüne iletir. Nicemlenmiş zarf ($\hat{E}(b)$) ve bit tahsisi ($R(b)$) düzenleme 1'deki gibi elde edilir. Sentezlenmiş şekil vektörleri ($N(b)$) uyarlanır aşama ebatlarıyla ($S(b)$) birlikte ADPCM dekoder veya ters-nicemleyiciden elde edilir. Aşama ebatları nicemlenmiş şekil vektörünün doğruluğunu belirtir, burada daha küçük bir aşama ebadı daha yüksek bir doğruluğa karşılık gelir ve daha yüksek bir doğruluk daha küçük bir aşama ebadına karşılık gelir. Bir olası
- 25 uygulama, doğruluğu ($A(b)$) bir orantılılık faktörü (γ) kullanarak aşama ebadına ters orantılı yapmaktır:

$$A(b) = \gamma \frac{1}{S(b)} \quad (24)$$

burada γ istenen ilişkiyi elde etmek üzere ayarlanmalıdır. Bir olası seçenek $\gamma = S_{\min}$ 'dir, burada $S_{\min}$ asgari aşama ebadıdır, bu $S(b) = S_{\min}$ için doğruluğu 1 verir.

Kazanım düzeltme faktörü (g_c) bir haritalama fonksiyonu kullanılarak elde edilebilir:

$$g_c(b) = h(R(b), b) \cdot A(b) \quad (1)$$

Haritalama fonksiyonu (h) oran ($R(b)$)'ye ve frekans bandına (b) bağlı olarak bir arama tablosu gibi uygulanabilir. Bu tablo optimal kazanım düzeltme değerlerini (g_{MSE}/g_{RMS}) bu parametrelerle karıştırarak ve optimal kazanım düzeltme değerlerinin her bir kümesi için ortalamasını alarak tablo girişini hesaplayarak tanımlanabilir.

Kazanım düzeltmenin tahmininden sonra, alt-bant sentezi ($X(b)$) aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$\hat{X}(b) = \underbrace{g_c(b)g_{RMS}(b)\hat{E}(n)}_{\hat{E}(n)}\hat{N}(b) \quad (2)$$

Çıktı ses çerçevesi sentez QMF filtre bankasını alt-bantlara uygulayarak elde edilir.

Şekil 14'te gösterilen örnekte kazanım ayarlama aygıtındaki (60) doğruluk ölçer (62) henüz kodu çözülmemiş nicemleme aşama ebadını ($S(b)$) doğrudan alınan bit akımından alır. Bir alternatif, yukarıda belirtildiği gibi nicemleme aşama ebadının ($S(b)$) kodunu ADPCM ters-nicemleyicide (90) çözmek ve kodu çözülmüş formda doğruluk ölçere (62) iletmektir.

Yukarıda açıklanan örnek 2'nin belirtilen buluşun bir bölümünü oluşturmadığı, ama buluşu anlamak için alternatif bir uygulamanın faydalı bir örneğini verdiği belirtilmiştir.

Diğer alternatifler

Doğruluk ölçüsü kodlayıcıda türetilmiş bir sinyal sınıfı parametreyle tamamlanabilir. Bu, örneğin bir konuşma/müzik diskriminatörü veya bir geri plan gürültü seviyesi tahmin edici olabilir. Bir sinyal sınıflandırıcı içeren bir sistemin bir genel görünümü Şekil 15-16'da gösterilmiştir. Şekil 15'teki kodlayıcı tarafı Şekil 2'deki kodlayıcı tarafına benzer, ama bir sinyal sınıflandırıcıyla (104) donatılmıştır. Şekil 16'daki dekoder tarafı (300) Şekil 4'tekidekoder tarafına benzer, ama doğruluk ölçere (62) bir diğer sinyal sınıfı girdisiyle donatılmıştır.

Sinyal sınıfı, örneğin sınıf bağımlı bir uyarlamaya sahip olarak kazanım düzeltmeye katılabilir. Eğer sinyal sınıflarının sırasıyla $C = 1$ ve $C = 0$ değerlerine karşılık gelen konuşma veya müzik olduğunu varsayarsak, kazanım ayarlamayı sadece konuşma sırasında etkili olmak üzere kısıtlayabiliriz, yani

$$g_c(b) = \begin{cases} t(R(b)) \cdot A(b), & b < b_{THR} \wedge C = 1 \\ 1, & otherwise \end{cases} \quad (27)$$

Başka bir alternatif düzenlemede sistem kısmen kodlanmış bir kazanım düzeltme veya telafi ile birlikte bir öngörücü gibi davranabilir. Bu düzenlemede doğruluk ölçüsü kazanım düzeltme veya telafinin tahminini geliştirmek üzere kullanılır, bu sayede geri kalan kazanım hatası daha az bitle kodlanabilir.

Kazanım düzeltme veya telafi faktörünü (g_c) yaratırken RMS değerini veya enerjileri eşleştirme ve MSE'yi minimize etme arasında bir denge oluşturmak istenebilir. Bazı durumlarda enerjileri eşleştirme doğru bir dalga biçiminden daha önemli olur. Bu örneğin daha yüksek frekanslar için doğrudur. Bunu sağlamak için son kazanım düzeltme başka bir düzenlemede farklı kazanım değerlerinin ağırlıklı toplamı kullanılarak oluşturulabilir:

$$g_c' = \frac{\beta g_{RMS} + (1 - \beta) g_{MSE}}{g_{RMS}} = \beta + (1 - \beta) \frac{g_{MSE}}{g_{RMS}} = \beta + (1 - \beta) g_c \quad (28)$$

burada g_c yukarıda açıklanan yaklaşımlardan birine uygun olarak elde edilen kazanım düzeltmedir. Ağırlık faktörü (β), örneğin frekansa, bit hızına veya sinyal tipine uyarlanabilir.

Burada açıklanan aşamalar, işlevler, prosedürler ve/veya bloklar hem genel amaçlı elektronik devre, hem de uygulamaya özel devre içeren ayırık devre veya entegre devre teknolojisi gibi herhangi bir konvansiyonel teknoloji kullanılarak donanımda uygulanabilir.

Alternatif olarak, burada açıklanan aşamaların, işlevlerin, prosedürlerin ve/veya blokların en azından bazısı bir mikroişlemci, Dijital Sinyal İşlemci (DSP) gibi uygun bir işleme cihazı ve/veya bir Alan Programlanabilen Geçit Dizilimi (FPGA) cihazı gibi uygun herhangi bir programlanabilen mantık cihazı tarafından uygulama için yazılımda uygulanabilir.

Dekoderin genel işleme yeteneklerini tekrar kullanmanın mümkün olabileceği de anlaşılmalıdır. Bu, örneğin mevcut yazılımı tekrar programlayarak veya yeni yazılım bileşenleri ekleyerek yapılabilir.

Şekil 17, bu teknolojiye uygun olarak bir kazanım ayarlama aygıtının (60) bir düzenlemesini gösterir. Bu düzenleme doğruluk ölçüsünü tahmine yönelik bir yazılım bileşeni (120), düzeltmenin kazanımını belirlemeye yönelik bir yazılım bileşeni (130) ve kazanım görünümünü ayarlamaya yönelik bir yazılım bileşeni(140) uygulayan bir işlemciye (110), örneğin bir mikro işlemciye dayanır. Bu yazılım bileşenleri belleğe (150) depolanmıştır. İşlemci(110)bir sistem veriyolu üzerinden bellekle haberleşir. Parametreler ($\hat{N}(b)$, $R(b)$, $\hat{E}(b)$)

işlemci (110) ve belleğin (150) bağlı olduğu bir I/O veriyolunu kontrol eden bir girdi/çıkı (I/O) kontrolörü(160) tarafından alınır. Bu düzenlemede I/O kontrolörünün(160) aldığı parametreler belleğe (150) depolanmıştır, parametreler yazılım bileşenleri tarafından bellekte işlenir. Yazılım bileşenleri (120, 130) blok (62)'nin işlevselliğini yukarıda açıklanan 5 düzenlemelerde uygulayabilir. Yazılım bileşeni (140) blok (64)'ün işlevselliğini yukarıda açıklanan düzenlemelerde uygulayabilir. Yazılım bileşeni(140)'tan elde edilen ayarlanan kazanım görünümü ($\hat{E}(b)$) I/O kontrolörü(160) tarafından I/O veriyolu üzerinden bellekten (150) çıkarılır.

Şekil 18, bu teknolojiye uygun olarak kazanım ayarlamasının bir düzenlemesini daha detaylı 10 gösterir. Bir azalma tahmin edici (200) alınan bit tahsisini ($R(b)$) bir kazanım azalma ($t(R(b))$) belirlemek üzere kullanmak için yapılandırılmıştır. Azalma tahmin edici (200), örneğin bir arama tablosu olarak veya yukarıdaki denklem (14) gibi bir lineer denkleme bağlı olarak yazılımda uygulanabilir. Bit tahsisi ($R(b)$), örneğin şekil görünümündeki ($\hat{N}(b)$) en yüksek darbenin yüksekliğiyle temsil edilen nicemlenmiş şeklin bir tahmini seyrekliğini ($p_{\max}(b)$) de 15 alan bir şekil doğruluk tahmin edicisine (202) de iletilir. Şekil doğruluk tahmin edici (202), örneğin bir arama tablosu olarak uygulanabilir. Tahmini azalma ($t(R(b))$) ve tahmini şekil doğruluğu ($A(b)$) çoğaltıcıda (204)'te çoğaltılır. Bir düzenlemede bu ürün ($t(R(b)) \cdot A(b)$) kazanım düzeltmeyi ($g_c(b)$) doğrudan oluşturur. Başka bir düzenlemede kazanım düzeltme ($g_c(b)$) yukarıdaki denklem (12)'ye uygun olarak oluşturulmuştur. Bu, frekans 20 bandının (b) bir frekans limitinden (b_{THR}) az olup, olmadığını belirleyen bir karşılaştırıcının (208) kontrol ettiği bir anahtar (206) gerektirir. Eğer durum buysa, o zaman $g_c(b) t(R(b)) \cdot A(b)$ 'ye eşittir. Aksi takdirde, $g_c(b)$ 1'e ayarlanır. Kazanım düzeltme ($g_c(b)$) diğer girdisi RMS eşleşen kazanımını ($g_{RMA}(b)$) alan başka bir çoğaltıcıya(210) iletilir. RMS eşleşen kazanım ($g_{RMA}(b)$) alınan şekil görünümüne ($\hat{N}(b)$) ve 25 karşılık gelen bant genişliğine ($BW(b)$) bağlı olarak bir RMS eşleşen kazanım hesaplayıcı (212) tarafından belirlenir, yukarıdaki denklem (4)'e bakın. Ortaya çıkan ürün şekil görünümünü ($N(b)$) ve kazanım görünümünü ($\hat{E}(b)$) de alan ve sentezi ($X(b)$) oluşturan başka bir çoğaltıcı (214)'e iletilir.

Şekil 10'a atıfla açıklanan stabilite tespiti düzenleme 2'nin yanı sıra, yukarıda açıklanan diğer 30 düzenlemelere dahil edilebilir.

Şekil 19, bu teknolojiye uygun olarak usulü gösteren bir akış şemasıdır. Aşama S1 şekil görünümünün ($\hat{N}(b)$) bir doğruluk ölçüsünü ($A(b)$) tahmin eder. Doğruluk ölçüsü, örneğin şekil nicemlemenin çözümünü gösteren $R(b), S(b)$ gibi şekil nicemleme

niteliklerinden türetilir. Aşama S2 tahmini doğruluk ölçüsüne bağlı olarak $g_c(b)$, $\tilde{g}_c(b)$, $g'_c(b)$ gibi bir kazanım düzeltme belirler. Aşama S3 kazanım görünümünü ($\hat{E}(b)$) belirlenen kazanım düzeltmeye bağlı olarak ayarlar.

- Şekil 20, bu teknolojiye uygun olarak usulün bir düzenlemesini gösteren bir akış şemasıdır, burada şekil bir darbe kodlama şeması kullanılarak kodlanmıştır ve kazanım düzeltme nicemlenmiş şeklin bir tahmini seyrekliğine ($p_{\max}(b)$) dayanır. Bir doğruluk ölçüsünün aşama S1'de halihazırda belirlenmiş olduğu varsayılır (Şekil 19). Aşama S4 tahsis edilmiş bit oranına dayanan bir kazanım azalmayı tahmin eder. Aşama S5 tahmini doğruluk ölçüsüne ve tahmini kazanım azalmasına bağlı olarak bir kazanım düzeltme belirler. Daha sonra prosedür kazanım görünümünü ayarlamak üzere aşama S3'e ilerler (Şekil 19).

Şekil 21, bu teknolojiye uygun olarak bir ağın bir düzenlemesini gösterir. Ağ bu teknolojiye uygun olarak bir kazanım ayarlama aygıtıyla donatılmış bir dekodör (300) içerir. Bu düzenleme bir telsiz terminal gösterir, ama başka ağ düğümler de fizibildir. Örneğin, IP (İnternet Protokolü) üzerinden ses ağda kullanılırsa, düğümler bilgisayarlar içerebilir.

- Şekil 21'deki ağ düğümünde bir anten (302) bir kodlanmış ses sinyali alır. Bir telsiz ünitesi (304) bu sinyali yukarıda çeşitli düzenlemelere atıfla açıklandığı gibi bir dijital ses sinyali üretmek için dekodere (300) iletilen ses parametrelerine dönüştürür. Dijital ses sinyali daha sonra D/A'ya dönüştürülür ve ünite (306)'da güçlendirilir ve son olarak bir hoparlöre (308) iletilir.
- Yukarıdaki açıklama dönüşüm bazlı ses kodlamaya odaklanmakla birlikte, aynı prensipler ayrı kazanım ve şekil görünümleri olan zaman bölgesi ses kodlamasına, örneğin CELP kodlamaya da uygulanabilir.

Teknikte uzman olanlar ekteki İstemlerde tanımlanan kapsamdan sapmadan bu teknolojiye çeşitli modifikasyonların ve değişikliklerin yapılabileceğini anlayacaktır.

25 KISALTMALAR

ADPCM Uyarlanırlı Kademeli Darbe-Kod Modülasyonu

AMR Uyarlanırlı Çoklu Hız

AMR-WB Uyarlanırlı Çoklu Hız Genişbandı

CELP Kod Uyarlanırlı Lineer Tahmin

- 30 GSM-EFR Mobil Komünikasyon için Global Sistem - Güçlendirilmiş tam hız

DSP Dijital Sinyal İşlemci

FPGA Alana Programlanabilen Geçit Dizilimi

IP İnternet Protokolü

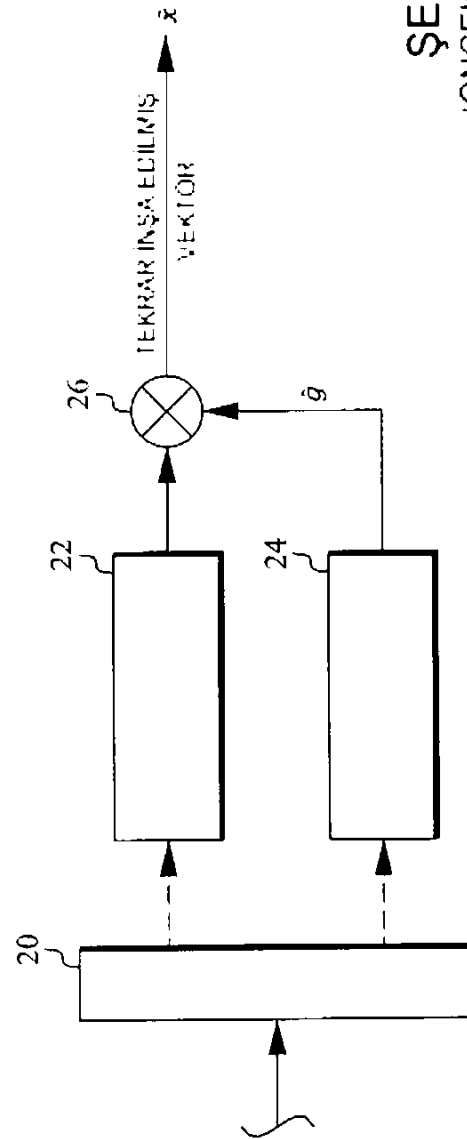
MDCT Modifiye Edilmiş Ayrık Kosinüs Dönüşümü

5 MSE Ortalama Kareli Hata

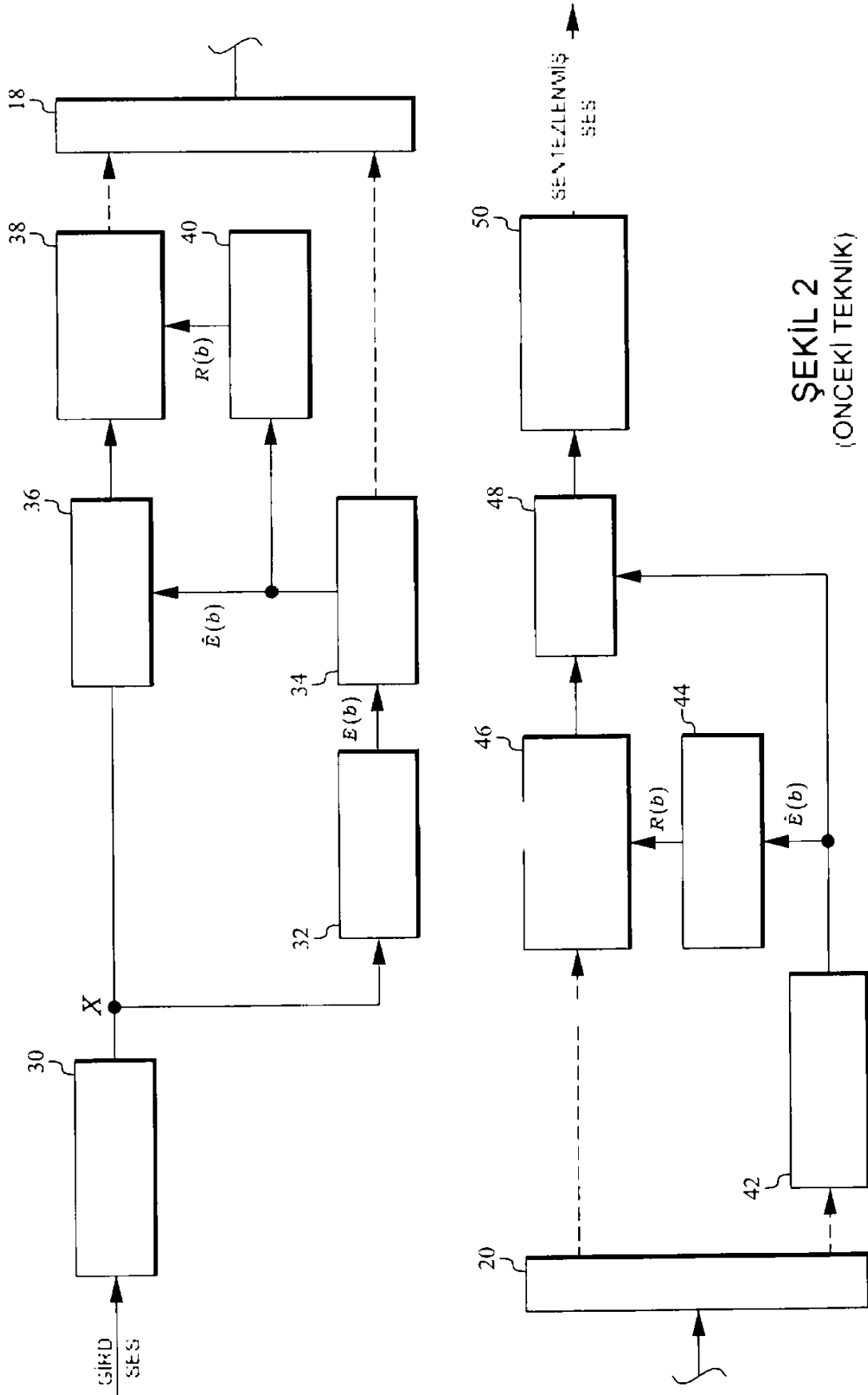
QMF Dörtlü Ayna Filtre

RMS Karekök Ortalama

VQ Vektör Nicemlemesi

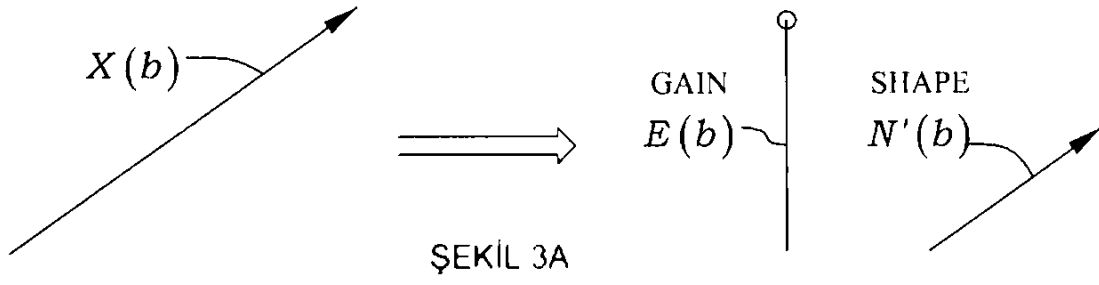


EP 3 244 405 B1

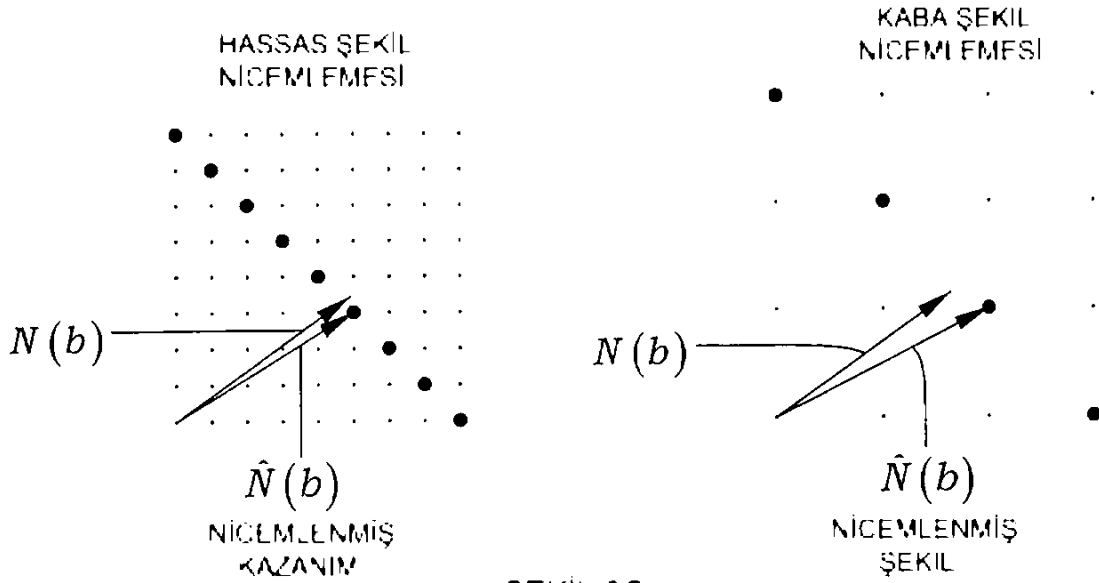
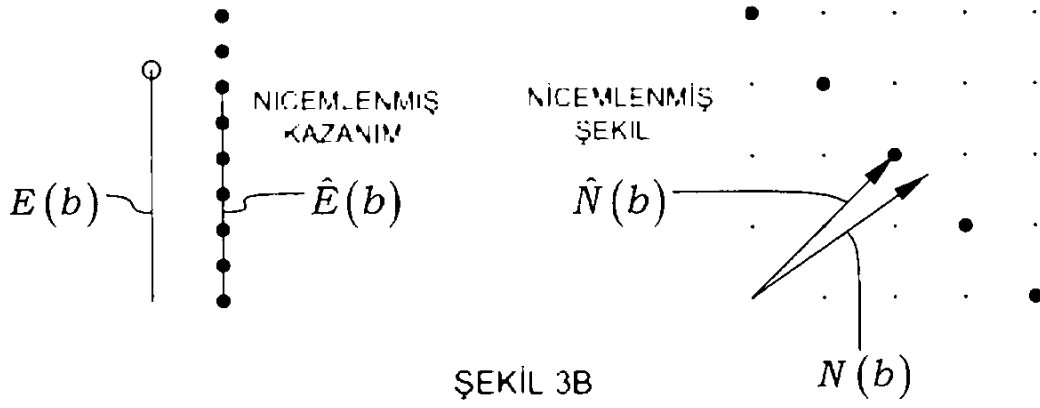


EP 3 244 405 B1

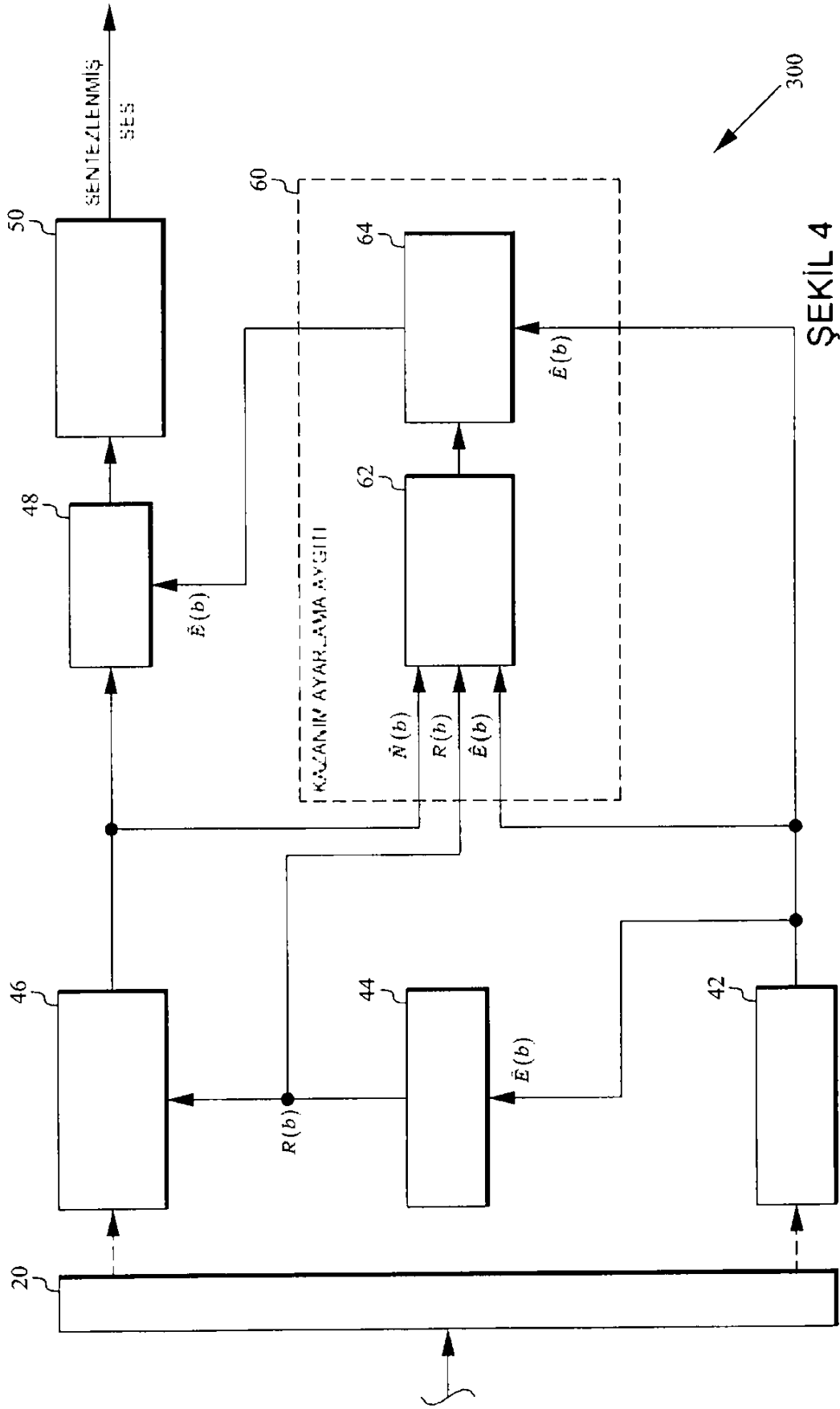
KESİN KAZANIM-ŞEKİL GÖRÜNÜMÜ



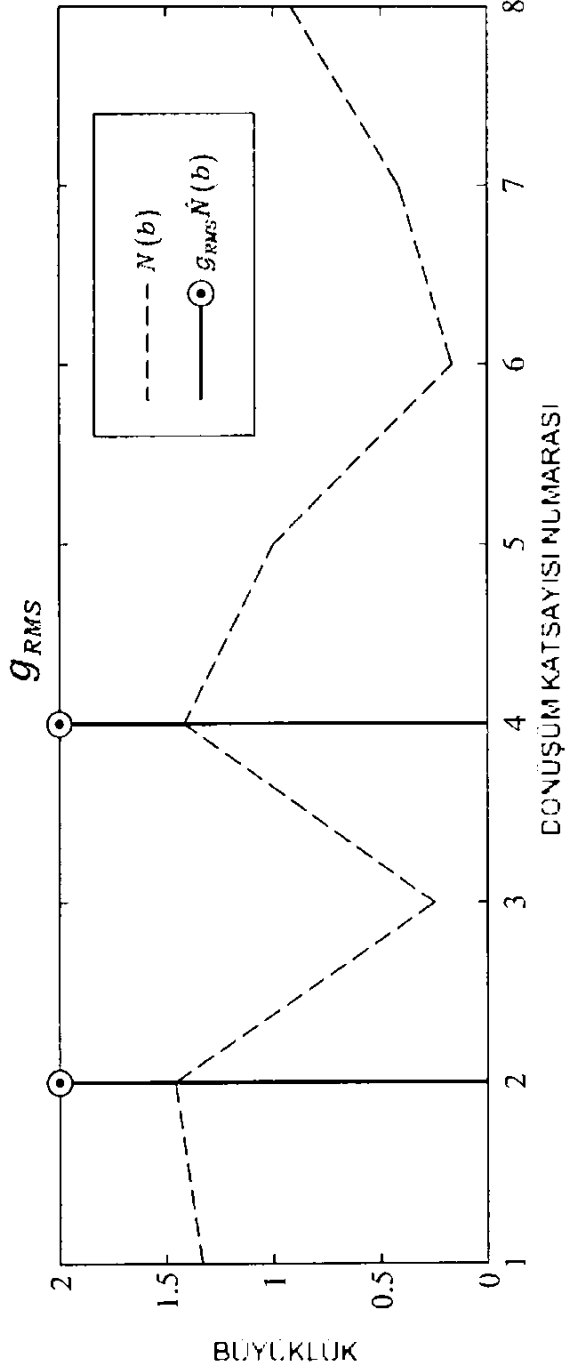
ENERJİ VE ŞEKİL NİCEMLEMESİNDEN SONRA KAZANIM-ŞEKİL GÖRÜNÜMÜ



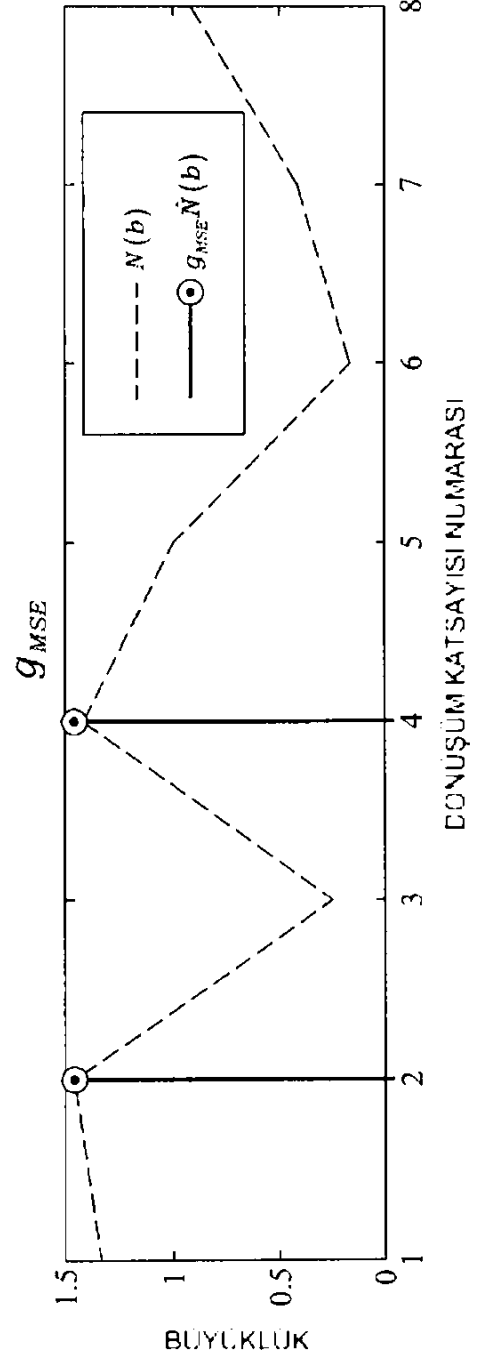
EP 3 244 405 B1

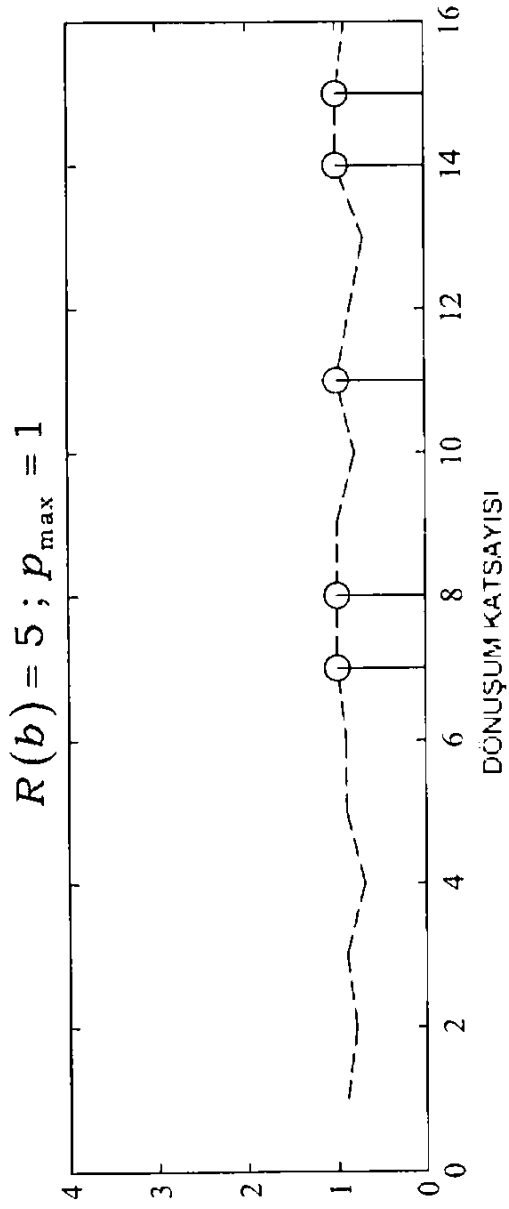


ŞEKİL 5A

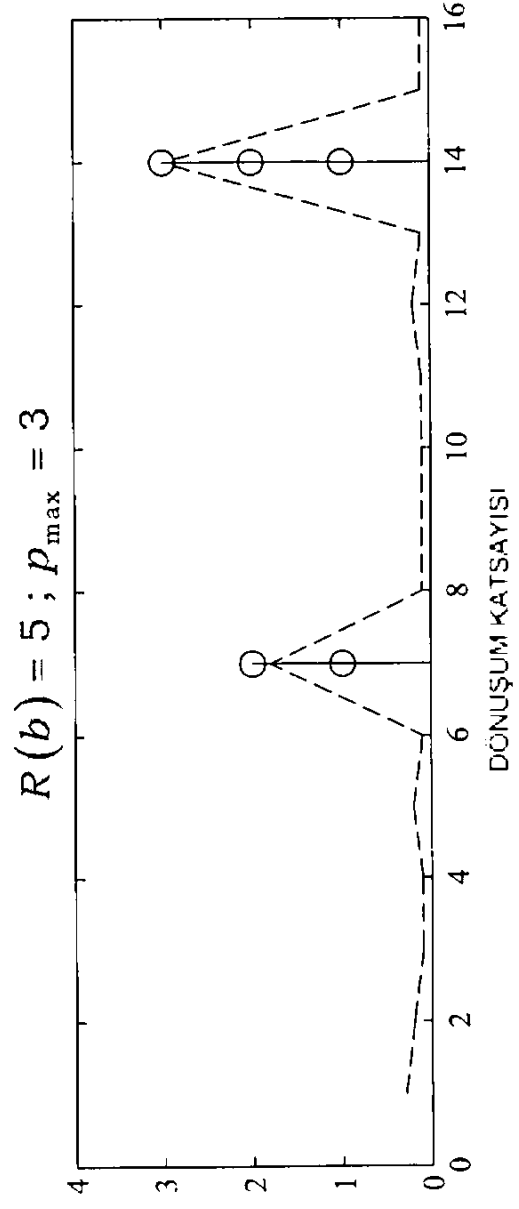


ŞEKİL 5B



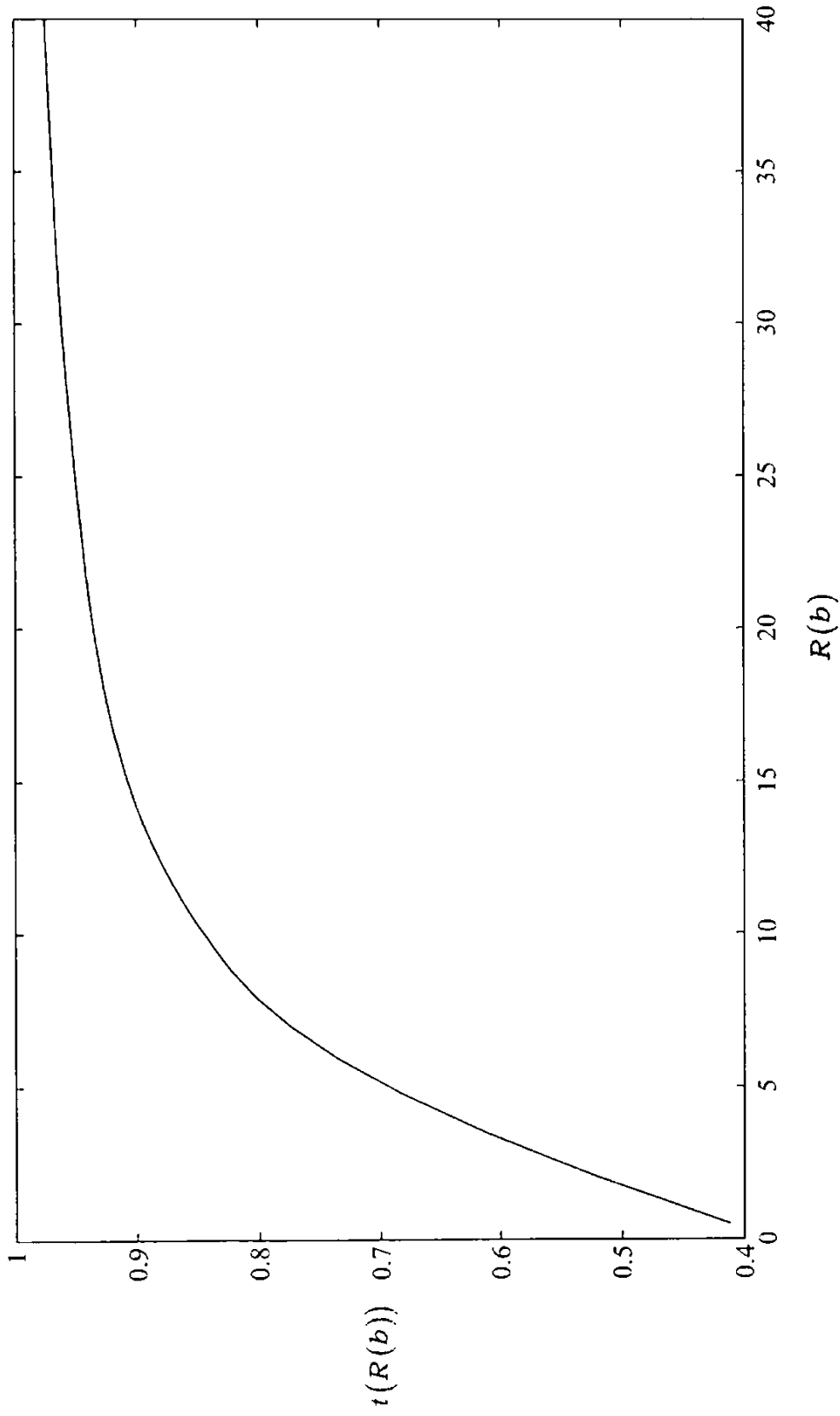


ŞEKİL 6A



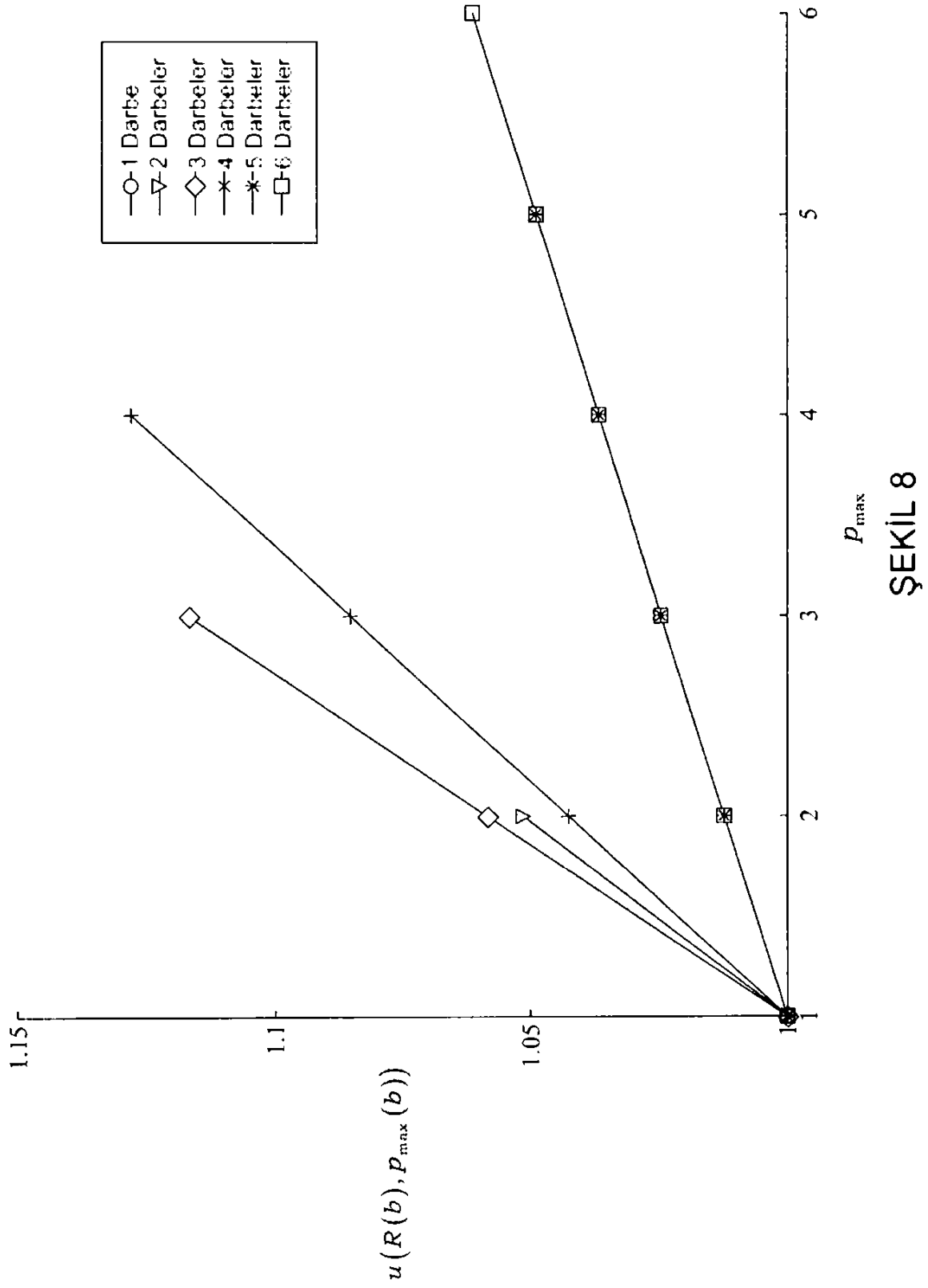
ŞEKİL 6B

EP 3 244 405 B1

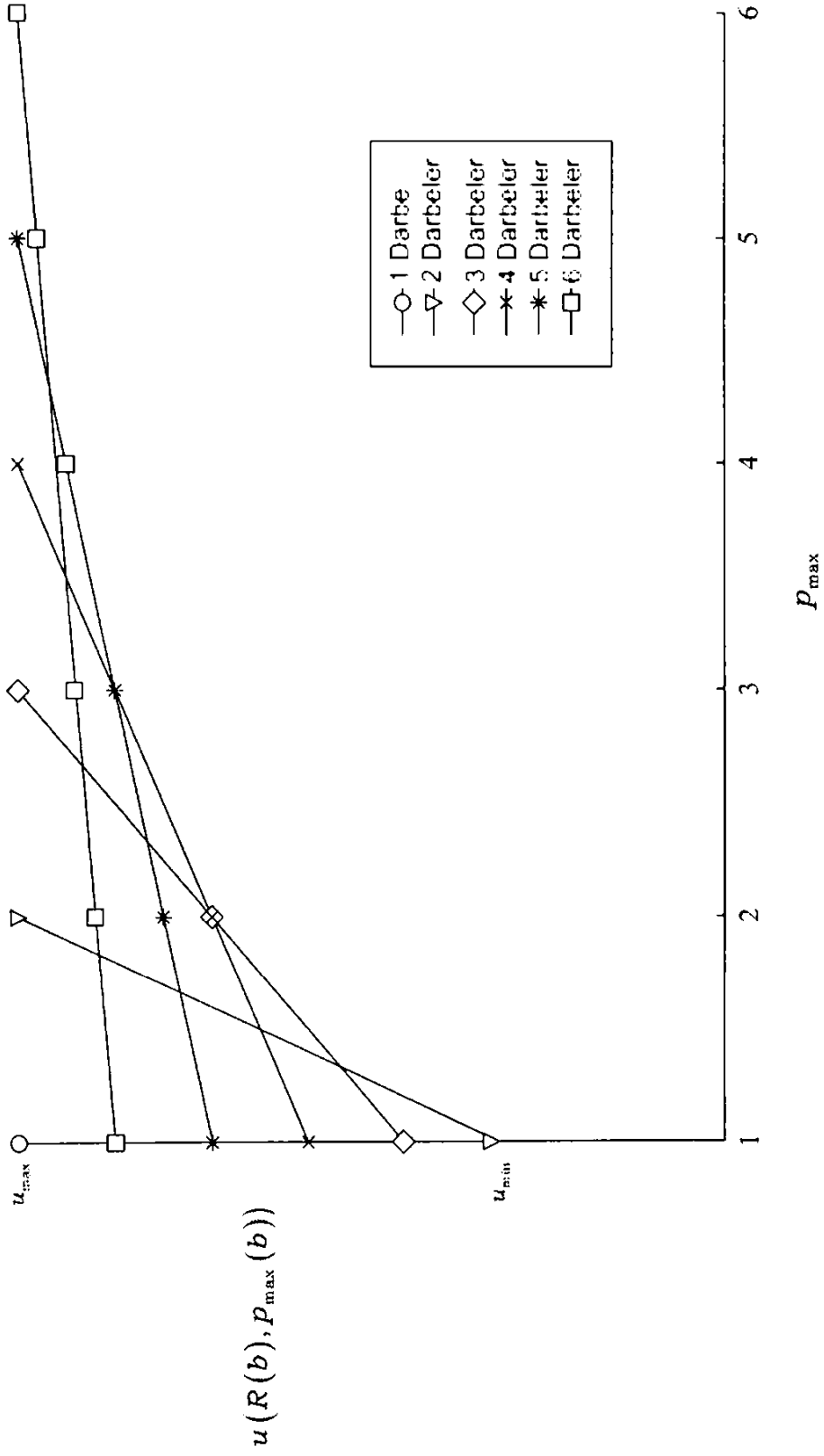


ŞEKİL 7

EP 3 244 405 B1

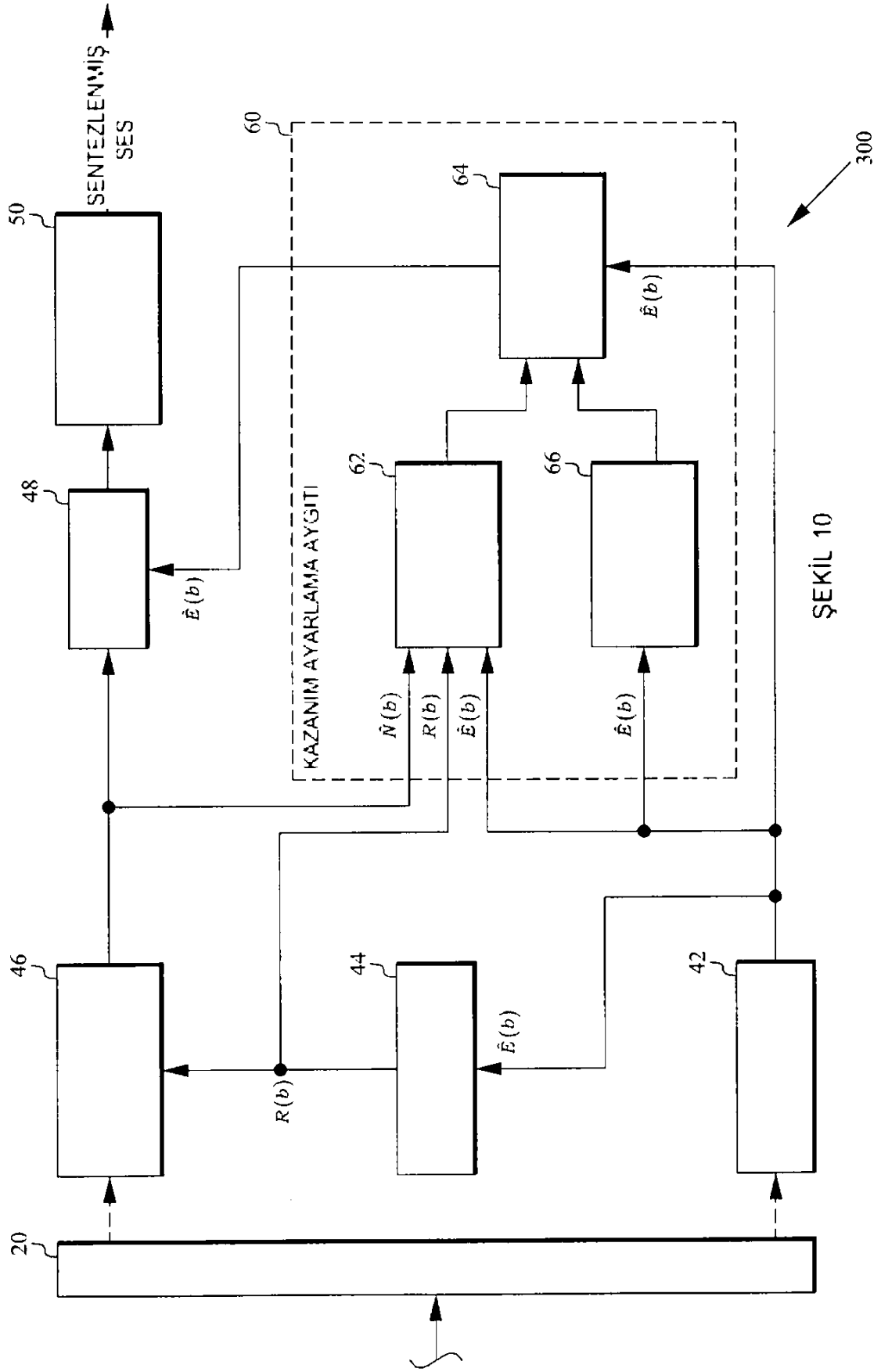


EP 3 244 405 B1



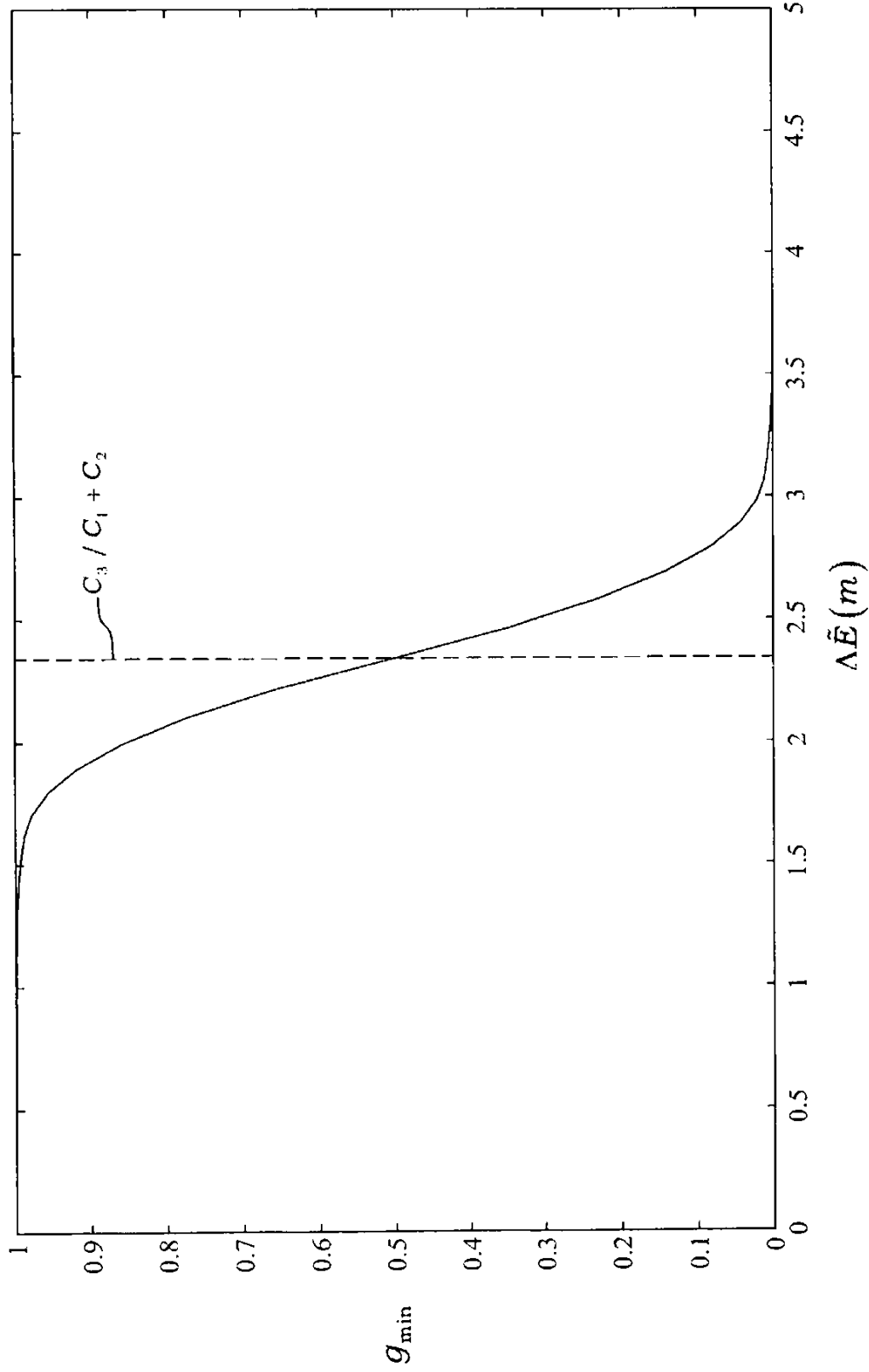
ŞEKİL 9

EP 3 244 405 B1

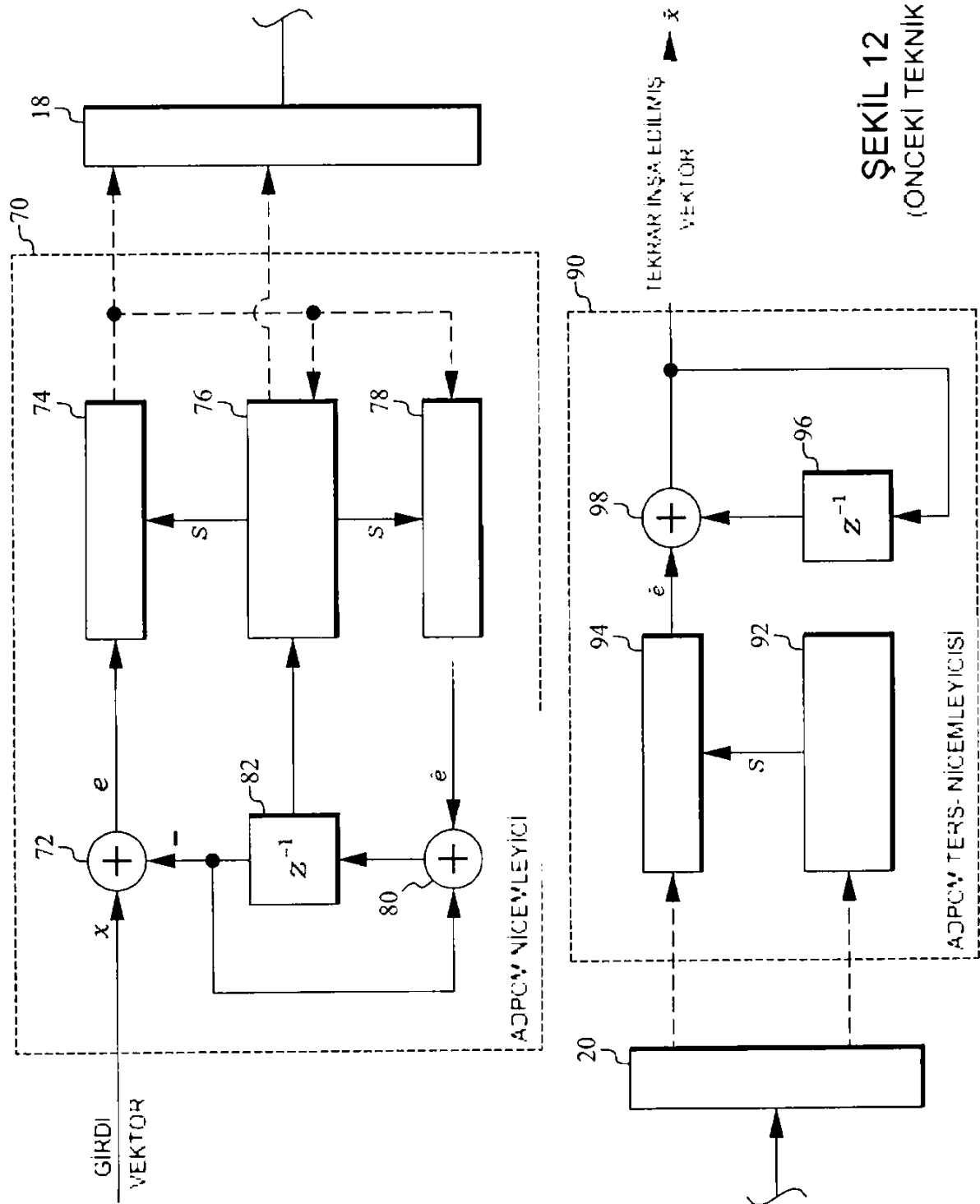


ŞEKİL 10

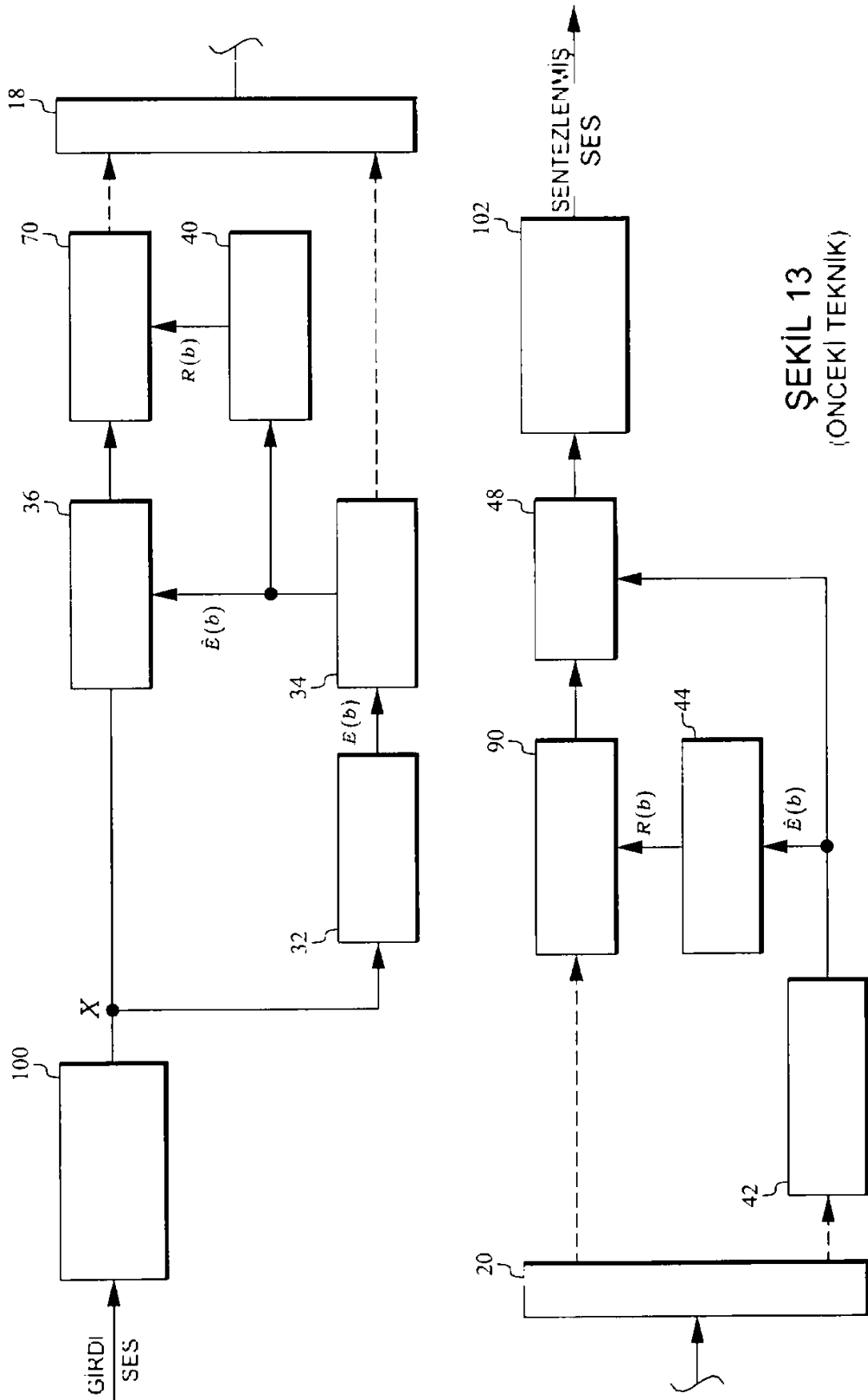
EP 3 244 405 B1



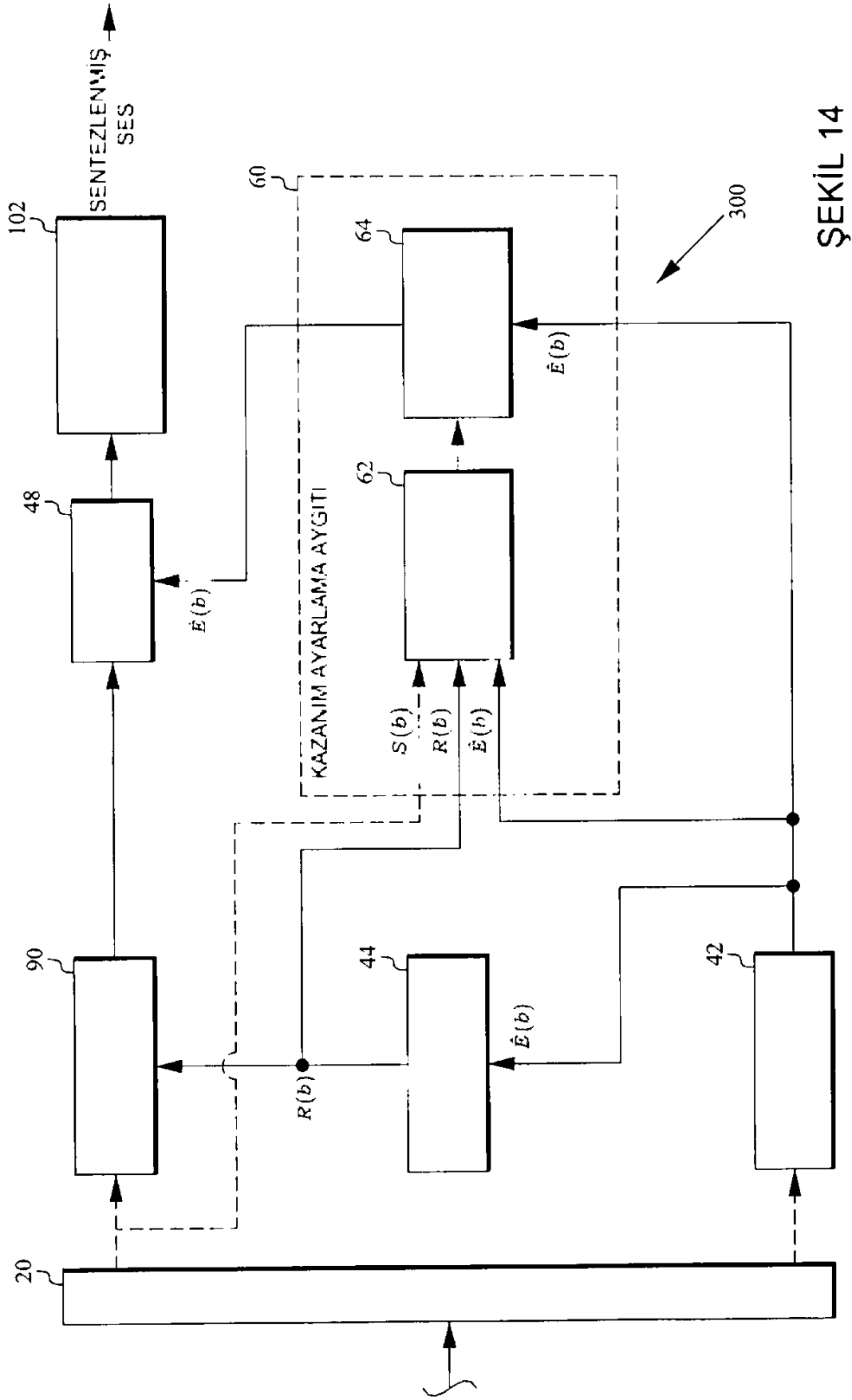
ŞEKİL 11



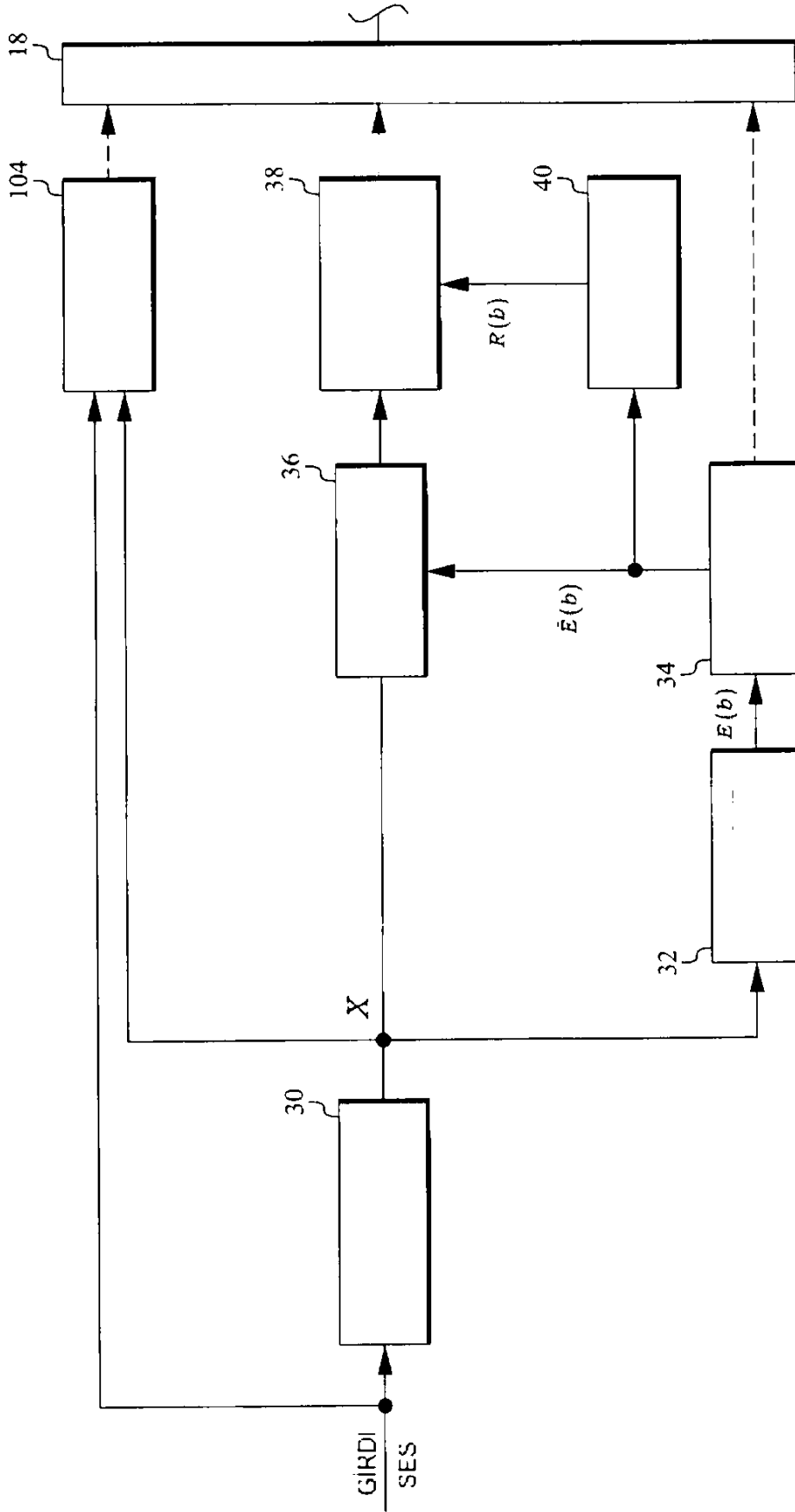
ŞEKİL 12
(ÖNCEKİ TEKNİK)



EP 3 244 405 B1

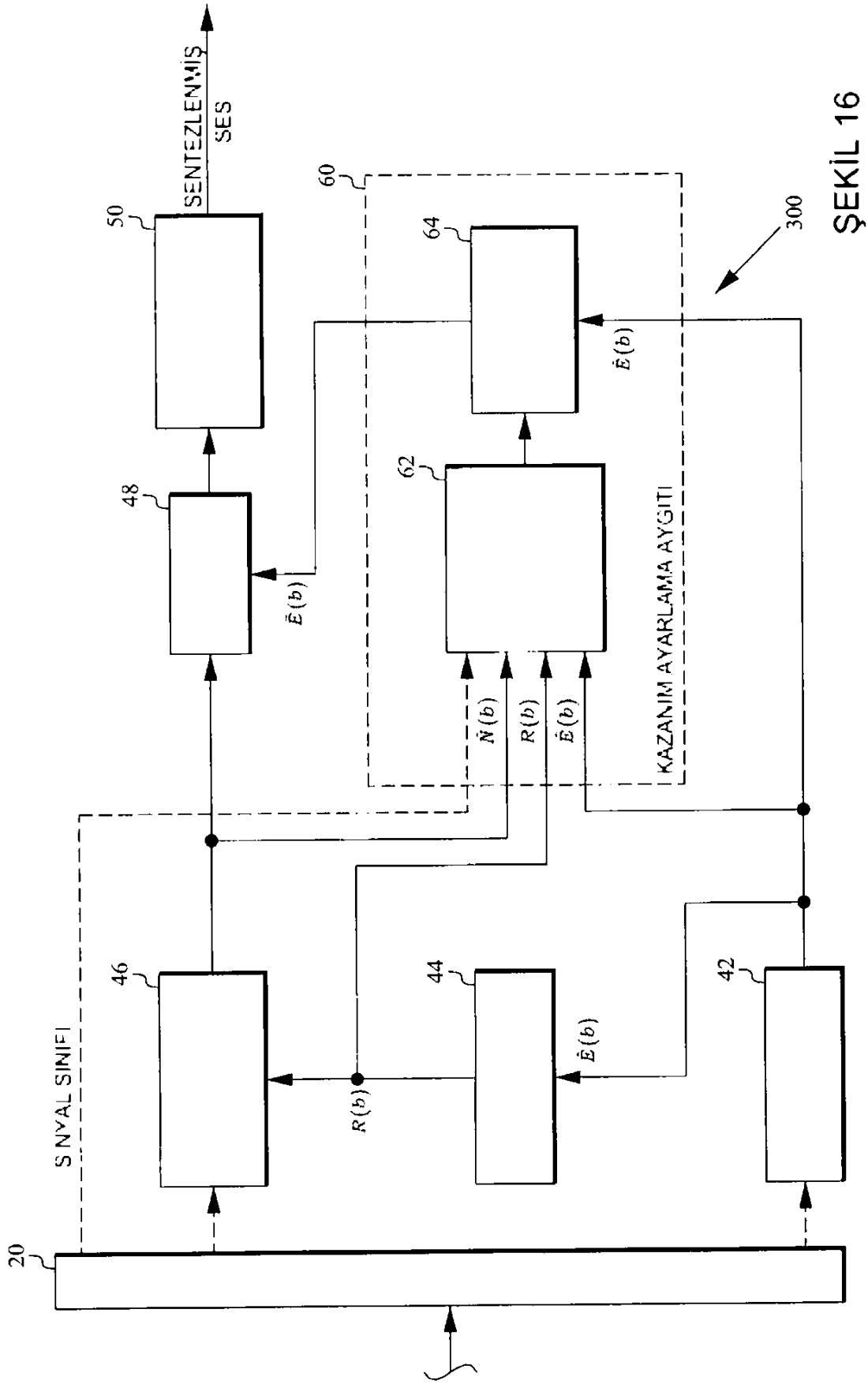


EP 3 244 405 B1

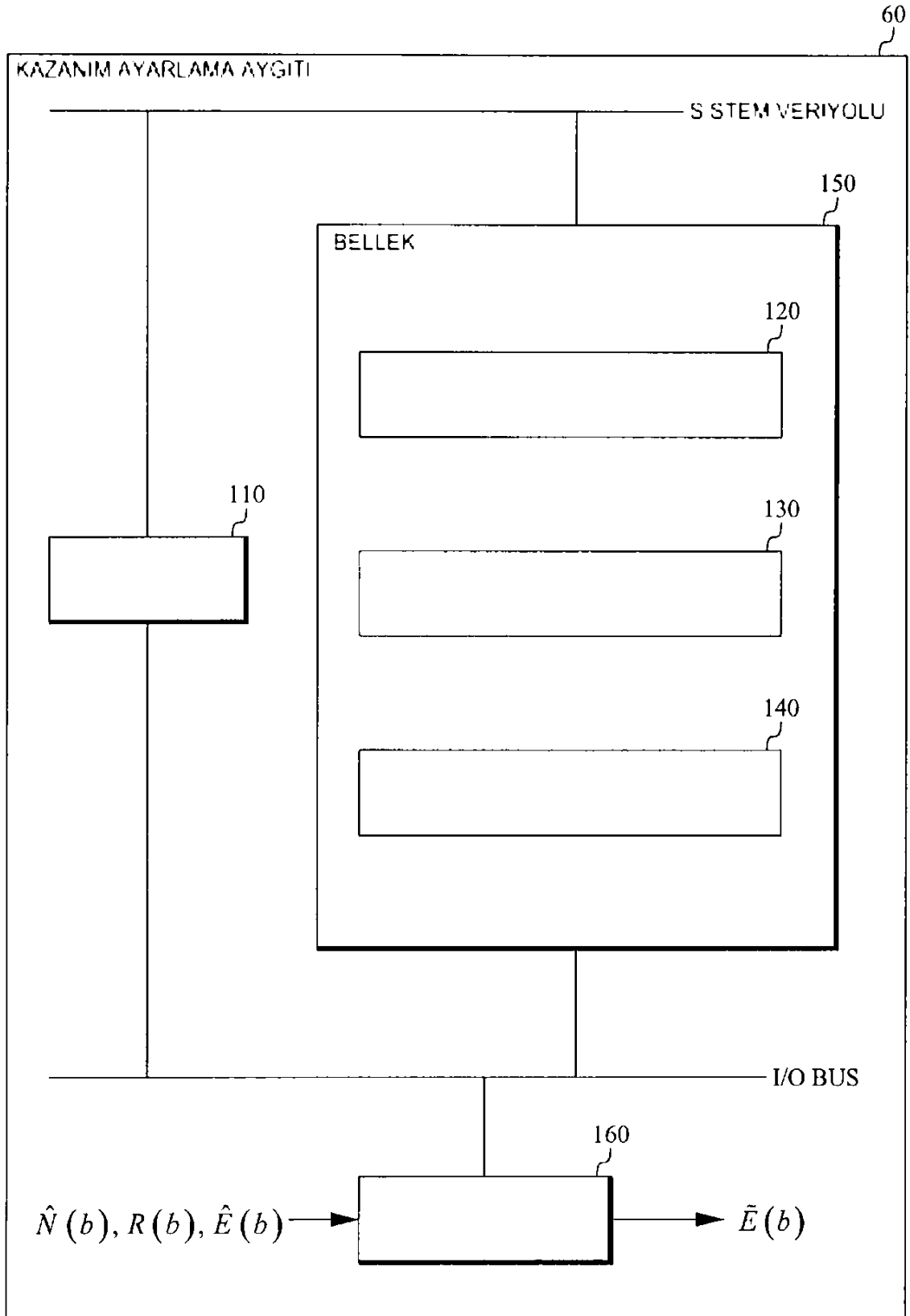


ŞEKİL 15

EP 3 244 405 B1

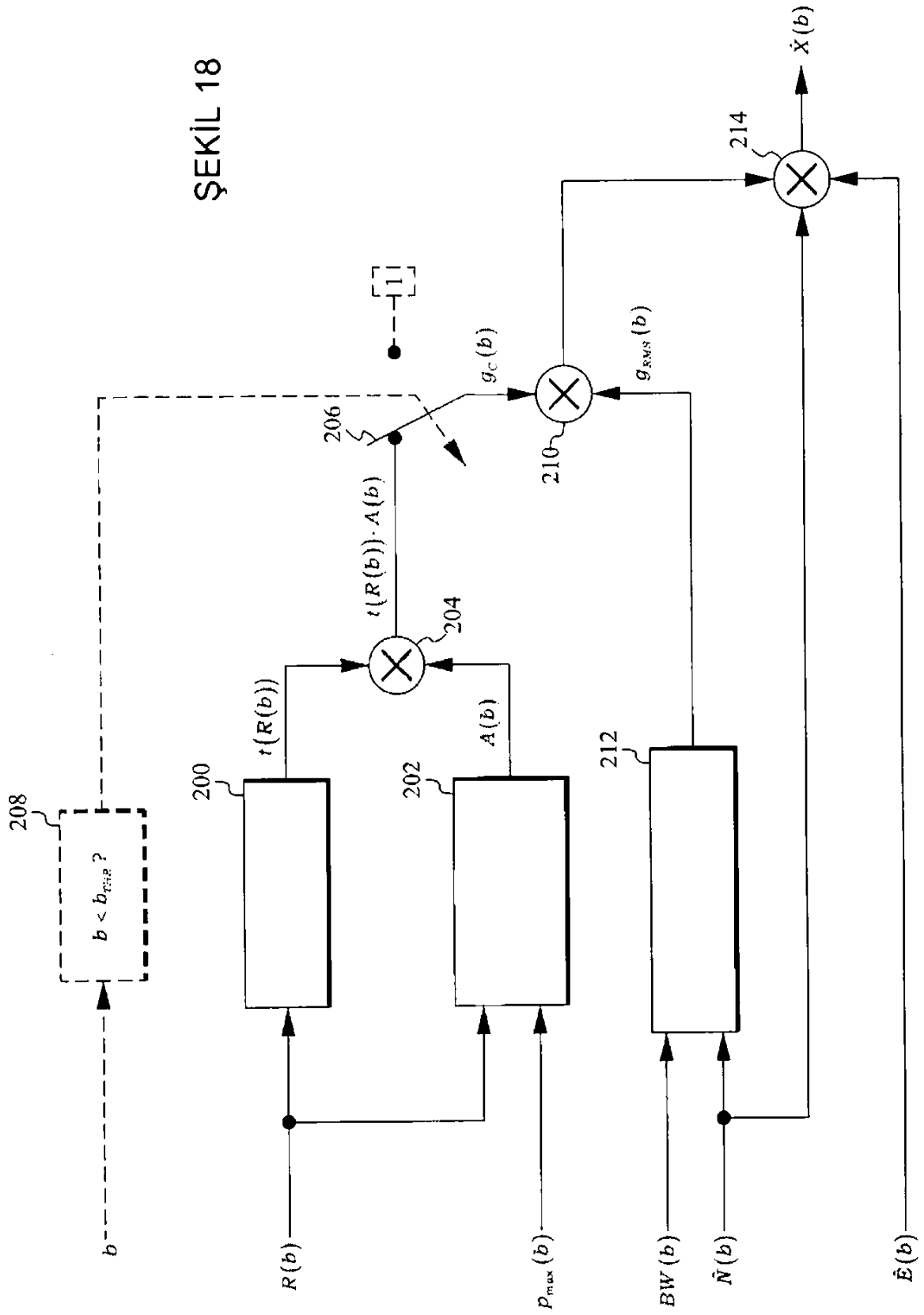


EP 3 244 405 B1

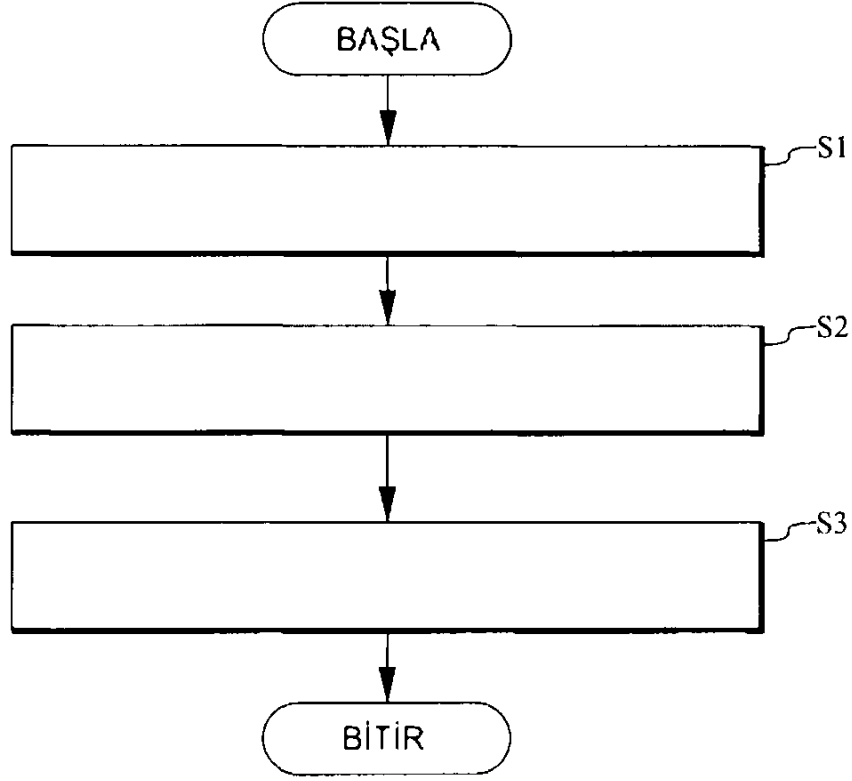


ŞEKİL 17

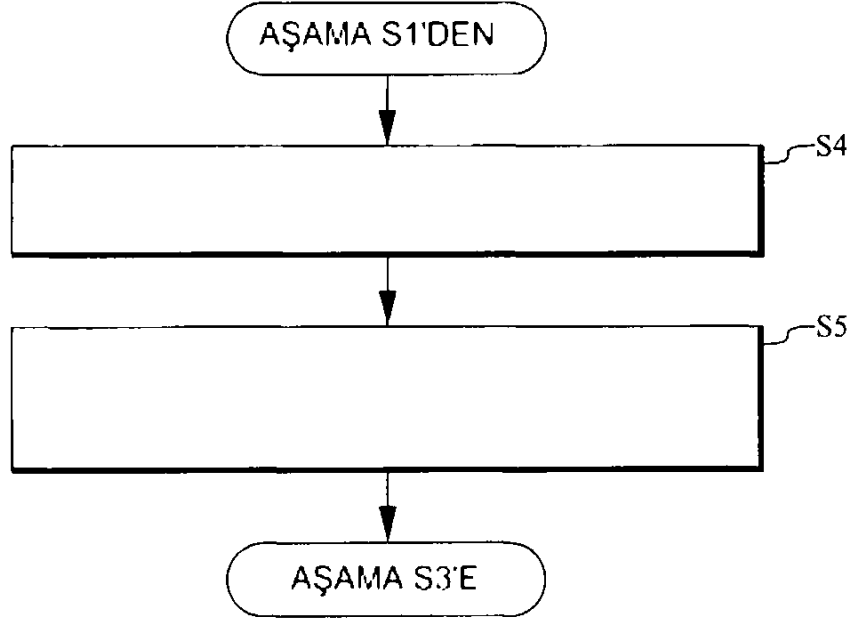
ŞEKİL 18



EP 3 244 405 B1



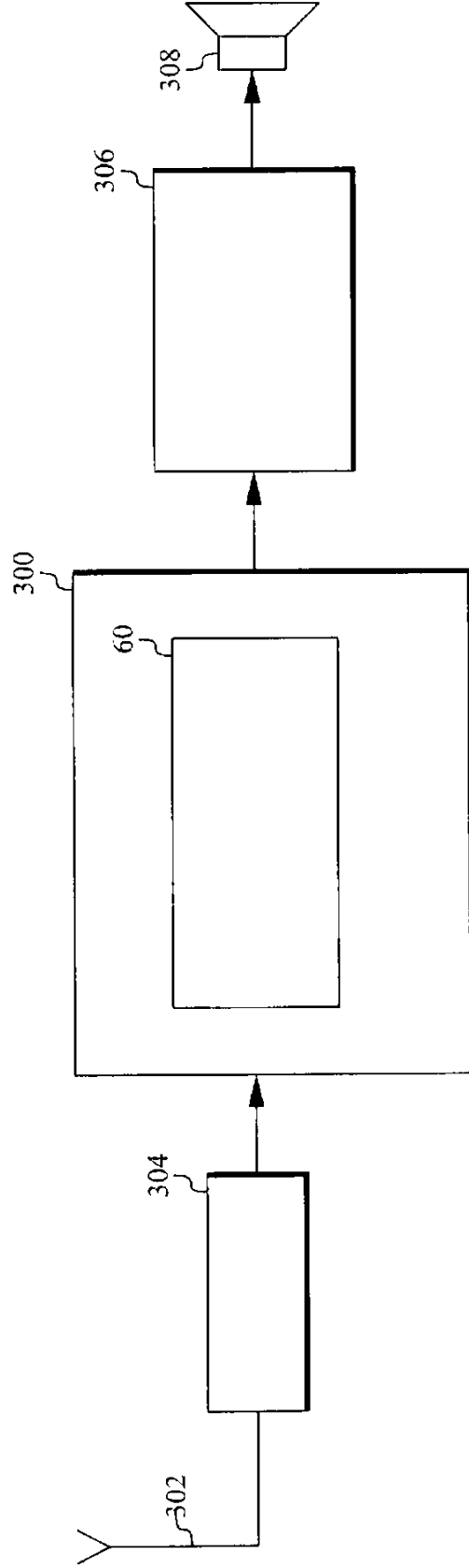
ŞEKİL 19



ŞEKİL 20

EP 3 244 405 B1

AĞ DÜĞÜMÜ



ŞEKİL 21