



(12) **BREVET DE INVENȚIE**

Hotărârea de acordare a brevetului de invenție poate fi revocată
în termen de 6 luni de la data publicării

(21) Nr. cerere: **94-00874**

(61) Perfecționare la brevet:
Nr.

(22) Data de depozit: **24.09.1993**

(62) Divizată din cererea:
Nr.

(30) Prioritate: **25.09.1992 US 951,074;**

(86) Cerere internațională PCT:
Nr. **US 93 / 09112 24.09.1993**

(41) Data publicării cererii:
BOPI nr.

(87) Publicare internațională:
Nr. **WO 94/08418 14.04.1994**

(42) Data publicării hotărârii de acordare a brevetului:
30.03.1999 BOPI nr. **3/1999**

(45) Data eliberării și publicării brevetului:
BOPI nr.

(56) Documente din stadiul tehnicii:
US 4782525; 4764955

(71) Solicitant: **QUALCOMM INCORPORATED, SAN DIEGO, US;**

(73) Titular: **QUALCOMM INCORPORATED, SAN DIEGO, US;**

(72) Inventatori: **SIH GILBERT C., SAN DIEGO, US;**

(74) Mandatar: **ROMINVENT S.A. (AGENȚIE PENTRU BREVETE, DESENE, MĂRCI ȘI TRANSFER
TEHNOLOGIE) BUCUREȘTI**

(54) **DISPOZITIV PENTRU ANULAREA ECOULUI ÎN REȚEA**

(57) **Rezumat:** Dispozitiv pentru anularea ecoului în rețea (140), care anulează un semnal al canalului de ecou $[y(n)]$ într-un semnal al canalului de întoarcere $[r(n)]$, având în alcătuire un prim filtru (158), un al doilea filtru (160), un prim sumator (150), un al doilea sumator (148) și o unitate de control (152). Primul sumator (150) combină semnalul canalului de întoarcere $[r(n)]$ și un prim semnal de estimare a ecoului $[y1(n)]$, pentru a produce un prim semnal de ecou rezidual $[e1(n)]$. Cel de-al doilea sumator (148) combină semnalul canalului de întoarcere $[r(n)]$ și un semnal de estimare a ecoului $[y^A(n)]$, pentru a produce un al doilea semnal de ecou rezidual $[e(n)]$. Unitatea de control (152) calculează nivelul de energie a semnalului canalului de întoarcere $[r(n)]$, a semnalului de la capătul îndepărtat $[x(n)]$, a primului semnal de ecou rezidual $[e1(n)]$ și a celui de al doilea semnal de ecou rezidual $[e(n)]$. Energia calculată este apoi utilizată pentru a determina în ce stare de convorbire operează dispozitivul de anulare a ecoului (140). Primului filtru (158) și celui de-al doilea filtru (160) le este permis să-și adapteze coeficienții de filtrare funcție de starea dispozitivului pentru anularea ecoului (140)

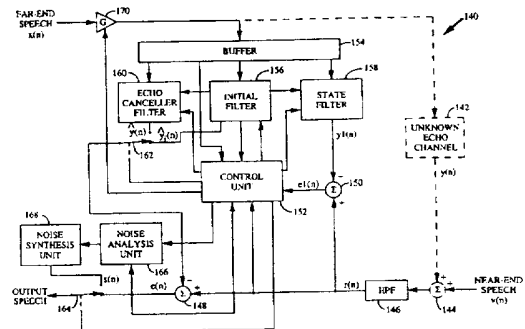


Fig. 5

Revendicări: 11
Figuri: 14

RO 114392 B1



Invenția se referă la un dispozitiv pentru anularea ecolului în rețea care permite anularea îmbunătățită a ecourilor în sistemele de telefonie.

Fiecare telefon staționar este conectat la un oficiu central prin intermediul unui cablu bifilar (cunoscut sub numele de buclă de abonat sau de client) care susține transmisia în ambele direcții. Totuși, pentru apeluri la distanțe mai mari de aproximativ 35 mile, cele două direcții ale transmisiei trebuie să fie separate în două fire separate fizic, rezultând în acest fel o linie cu patru fire. Dispozitivul care interfațează segmentul bifilar cu cel cu patru fire se numește hibrid. Un circuit de telefonie la distanță mare tipic poate fi descris ca fiind alcătuit din linie bifilară între bucla de abonat și hibridul local, apoi linie cu patru fire de-a lungul rețelei până la hibridul aflat la distanță, și apoi din nou cablu bifilar până la vorbitorul aflat la distanță.

Cu toate că utilizarea hibridilor facilitează transmisia convorbirilor la distanță mare, neadaptările de impedanță la hibrid pot să se reflecte în ecouri. Convorbirea unui abonat **A** se reflectă la hibridul aflat la distanță (hibridul care este mai apropiat de abonatul **B**) în rețeaua de telefon înapoi către abonatul **A**, determinând abonatul **A** să audă un ecou enervant al propriei sale voci. Dispozitivele care anulează ecourile în rețea sunt folosite în cazul rețelelor de telefoane staționare pentru a elimina ecourile produse de neadaptările de impedanțe la hibridi și sunt localizate în mod uzual în oficiile centrale alături de hibrid. Dispozitivul de anulare a ecolului amplasat mai aproape de abonatul **A** sau **B** este astfel utilizat pentru a anula ecoul produs de către hibridul aflat la celălalt capăt al convorbirii.

Dispozitivele de anulare a ecourilor în rețea, utilizate în sistemele cu telefoane staționare, sunt în general dispozitive digitale astfel încât să faciliteze transmisii digitale ale semnalelor. Deoarece semnalele de vorbire analogice trebuie să fie convertite în formă digitală, se amplasează în general un codec în

oficiul central. Semnalele analogice furnizate de la telefonul **A** (abonatul **A**) către oficiul central **A**, trec prin hibridul **A** și sunt convertite într-o formă digitală de către un codec **A**. Semnalele digitale sunt apoi transmise către oficiul central **B** unde sunt furnizate unui codec **B** pentru conversia în forma analogică. Semnalele analogice sunt apoi cuplate prin intermediul hibridului **B** la telefonul **B** (abonatul **B**). La hibridul **B**, se creează un ecou al semnalului vorbitorului **A**. Acest ecou este codificat de către codec **B** și transmis înapoi la oficiul central **A**. La oficiul central **A**, un dispozitiv pentru anularea ecolului va înlătura ecoul returnat.

În cazul sistemului telefonic celular analogic convențional, sunt utilizate de asemenea dispozitive pentru înlăturarea ecourilor. Ele sunt amplasate în general în cadrul stației de bază. Aceste dispozitive pentru înlăturarea ecourilor operează într-un mod similar cu cele utilizate în cazul sistemelor staționare având drept scop înlăturarea ecourilor nedorite.

În cazul unui sistem telefonic celular digital, pentru un apel între o stație mobilă și un telefon staționar, semnalul de convorbire al stației mobile este digitalizat utilizând un codec și apoi comprimat utilizând un vocoder, care are rol de a modela semnalul vorbit într-un set de parametri. Semnalul trecut prin vocoder este codat și transmis digital. Receptorul stației de bază decodează semnalul și îl transmite pe cablu cu patru fire către decodorul vocoder, care sintetizează un semnal vorbit digital din setul de parametri de vorbire transmiși. Semnalul vorbit sintetizat este transmis rețelei de telefonie printr-o interfață **T1**, un grup multiplexat în timp a 24 canale de voce. Într-un punct anume din rețea, în general în oficiul central, semnalul este readus în formă analogică și transmis către hibridul corespunzător buclei de abonat. În cadrul acestui hibrid, semnalul este transformat pentru transmisia pe cablu bifilar către telefonul staționar al abona-

tului.

Ca referință, în cazul unui apel celular între o stație mobilă și un telefon staționar, vorbitorul din stația mobilă este vorbitorul de la capătul aflat la distanță și vorbitorul de la telefonul staționar este vorbitorul aflat la capătul situat aproape. Ca și în cazul sistemului staționar, vocea vorbitorului aflat la capătul situat la distanță este reflectată, de către hibridul depărtat, în rețeaua telefonică, înapoi la vorbitorul aflat la distanță. Ca un rezultat imediat vorbitorul aflat la distanță, adică stația mobilă, aude un ecou enervant al propriei sale voci.

Dispozitivele care anulează ecourile în rețea utilizează în general tehnici de filtrare digitală adaptivă. Totuși, filtrele utilizate în general nu pot duplica canalul, rezultând astfel ecouri reziduale. Se utilizează atunci un circuit de suprimare a ecoului cu limitator (center-clipping). Acest circuit de suprimare supune semnalul la o funcție neliniară. Zgomotul sintetizat poate fi folosit să înlocuiască secțiuni de semnal care au fost setate la zero de către circuitul de suprimare a ecoului pentru a preveni canalul de a suna "mort".

Cu toate că anularea ecoului care tocmai a fost menționată este satisfăcătoare pentru semnale analogice, acest fenomen al ecourilor reziduale crează probleme în telefonie digitală. După cum a fost menționat anterior, într-un sistem digital vocoderele sunt utilizate la compresia semnalului pentru transmisie. Deoarece vocoderele sunt sensibile în special la efecte neliniare, procedeul sus menționat crează o degradare în calitatea vocii. În plus, tehnicile de înlocuire a zgomotului utilizate determină o variație perceptibilă a caracteristicilor normale de zgomot.

De aceea, prezenta invenție își propune să realizeze un dispozitiv de anulare a ecourilor nou și îmbunătățit, capabil să furnizeze o anulare dinamică a ecourilor pentru o calitate a vocii îmbunătățită.

Un alt obiect al prezentei invenții este realizarea unui dispozitiv de anulare

a ecoului ce este adecvat în mod particular anulării ecourilor ce apar la cuplarea unui sistem de comunicație digital cu unul analogic.

Ca un al treilea obiect al prezentei invenții, se poate menționa realizarea unui dispozitiv de anulare a ecoului cu performanțe de anulare îmbunătățite pentru cazul în care ambele părți (ambii abonați) vorbesc simultan.

Invenția prezintă un dispozitiv nou și îmbunătățit de anulare a ecoului în rețea valabil în aplicații telefonice digitale. Conform invenției, se utilizează un dispozitiv de anulare a ecoului în care este identificat impulsul răspuns al canalului de ecou necunoscut, se creează o replică a acestui ecou, utilizând tehnici de filtrare adaptivă și replica ecoului se extrage din semnalul condus spre vorbitorul de la capătul de la distanță pentru a anula ecoul ce apare la acesta.

În invenția de față, sunt utilizate două filtre adaptive la care mărimea pasului fiecărui filtru este ajustată în mod specific pentru a optimiza fiecare filtru în diferite scopuri. Unul dintre filtre, cel de anulare a ecoului, realizează anularea ecoului și este optimizat pentru intensificarea pierderilor ecoului la întoarcerea (ERLE). Cel de-al doilea filtru, filtrul de stare, este folosit pentru determinarea stării și este optimizat pentru adaptare rapidă.

Prezenta invenție diferă de dispozitivele de anulare a ecoului convenționale prin modul adoptat de a trata convorbirile duble, adică cele în care ambii abonați vorbesc simultan. Dispozitivele de anulare a ecoului convenționale nu pot detecta convorbirile duble înainte ca filtrul adaptiv care urmărește canalul ecou să nu fi fost ușor modificat, necesitând utilizarea unui limitator neliniar (center clipper) pentru înlăturarea ecoului rezidual.

Invenția de față conține de asemenea o adaptare variabilă a valorii de prag. Această nouă tehnică oprește adaptarea filtrului imediat la începutul convorbirii duble, păstrând astfel în mod precis canalul ecoului și înlăturând nece-

sitatea unui circuit de limitare (centrer clipper) care să anuleze acest ecou. Ca o trăsătură suplimentară, invenția de față include o metodă nouă de detecție a vorbirii, care detectează în mod corect convorbirea chiar și în locuri ce conțin foarte mult zgomot de fond. Această invenție utilizează de asemenea tehnici noi care compensează în mod automat intervalul plat în canalul ecoului și permit o adaptare inițială rapidă.

Dispozitivul pentru anularea ecoului în rețea care anulează un semnal al canalului de ecou într-un semnal al canalului de întoarcere, înlătură dezavantajele de mai sus, prin aceea că conține:

un prim filtru având o primă intrare la care se aplică semnalul de convorbire de la capătul îndepărtat și o a doua intrare pe care se aplică un semnal de control al primului filtru, de la o unitate de control, acest prim filtru generând coeficienții primului filtru și un prim semnal de estimare a ecoului și actualizând coeficienții primului filtru, în funcție de semnalul de control al primului filtru de la unitatea de control;

un prim sumator având o primă intrare, cuplată la numitul prim filtru, la care se aplică numitul prim semnal de estimare a ecoului, și o a doua intrare la care se aplică semnalul canalului de întoarcere, numitul prim sumator scăzând primul semnal de estimare a ecoului din numitul semnal al canalului de întoarcere pentru a genera un prim semnal de ecou rezidual;

un al doilea filtru având o primă intrare la care se aplică numitul semnal de convorbire de la capătul îndepărtat și o a doua intrare la care se aplică un semnal de control al celui de al doilea filtru, de la numita unitate de control, cel de al doilea filtru generând coeficienții săi de filtrare și un al doilea semnal de estimare a ecoului, actualizând numiții coeficienți de filtrare în funcție de semnalul de control al celui de al doilea filtru furnizat de unitatea de control ;

un al doilea sumator având o primă intrare, cuplată la numitul al doilea filtru, care primește al doilea semnal de

estimare a ecoului și o a doua intrare care primește numitul semnal al canalului de întoarcere, numitul al doilea sumator scăzând al doilea semnal de estimare a ecoului din numitul semnal al canalului de întoarcere, pentru a genera un al doilea semnal de ecou rezidual, numita unitate de control având o primă intrare care primește numitul semnal de convorbire de la capătul îndepărtat, o a doua intrare care primește numitul semnal al canalului de întoarcere, o a treia intrare cuplată la primul sumator care primește primul semnal de ecou rezidual și o a patra intrare cuplată la al doilea sumator care primește al doilea semnal de ecou rezidual, unitatea de control având o primă ieșire care furnizează un prim semnal de control numitului prim filtru și o a doua ieșire care furnizează un al doilea semnal de control celui de al doilea filtru, primul și al doilea semnal de control fiind generate pe baza stărilor de control ale unității de control.

Caracteristicile, obiectul și avantajele prezentei invenții vor deveni mai clare din descrierea detaliată în legătură cu fig.1...14, care reprezintă:

- fig.1, este o schemă bloc ce ilustrează un exemplu de realizare pentru un sistem telefonic celular digital și interfațarea sa cu un sistem telefonic staționar;

- fig.2, reprezintă o schemă bloc a unui dispozitiv pentru anularea ecoului convențional;

- fig.3, reprezintă un grafic ce ilustrează regiunile într-un semnal răspuns al canalului ecou;

- fig.4, reprezintă o schemă bloc a unui filtru adaptiv transversal;

- fig.5, reprezintă o schemă bloc a dispozitivului de anulare a ecoului ce face obiectul prezentei invenții;

- fig.6, reprezintă o schemă bloc ce ilustrează detalii suplimentare ale unității de control din fig. 5;

- fig.7, reprezintă o diagramă a unui flux de prelucrare a unui eșantion de date pentru anularea ecoului;

- fig.8, reprezintă diagrama pașilor implicați în pasul de ajustare a

parametrilor din fig.7;

- fig.9, reprezintă diagrama pașilor implicați în cadrul pasului de evaluare a funcției periodice din fig.7;

- fig.10, reprezintă o diagramă ce ilustrează bufferul de eșantioane circular și poziția inițială a coeficienților de pondere ai filtrelor;

- fig.11, reprezintă o diagramă ce ilustrează coeficienții de pondere ai bufferului și o copiere a coeficienților de pondere ai filtrelor inițiale în filtrul de stare și filtrul de anulare a ecoului;

- fig.12, reprezintă o diagramă ce ilustrează coeficienții de pondere ai bufferului și o shiftare maximă a poziției coeficienților de pondere ai filtrului de stare și ai filtrului de anulare a ecoului corespunzător eșantioanelor;

- fig.13, reprezintă o diagramă a mașinii de stare ce ilustrează diferitele stări ale dispozitivului de anulare a ecoului;

- fig.14, reprezintă o diagramă a pașilor implicați în pasul mașinii de stare din fig.7.

Într-un sistem de comunicație celular, cum ar fi de exemplu un sistem telefonic celular, interfațat cu un sistem telefonic staționar, un dispozitiv care anulează ecoul în rețea și care este plasat în stația de bază anulează ecouri ce se întorc la stația mobilă. În fig.1, este dat un exemplu de arhitectură de sistem pentru un sistem telefonic celular digital și interfațarea sa cu un sistem telefonic staționar. Această arhitectură de sistem este definită de elemente operaționale constând dintr-o stație mobilă **10**, o celulă sau stație de bază **30**, un oficiu de comutare al telefonului mobil (MTSO) **40**, un oficiu central **50**, și telefonul **60**. Trebuie să se înțeleagă că se pot folosi alte arhitecturi pentru sistemul care include un sistem celular, numai prin schimbări făcute în poziția diferitelor elemente operaționale. Trebuie de asemenea să se înțeleagă că dispozitivul de anulare a ecoului ce face obiectul prezentei invenții poate fi folosit și la înlocuirea dispozitivelor convenționale de anulare a ecourilor în sisteme convenționale.

Stația mobilă **10** include, printre alte elemente care nu sunt prezentate, un microtelefon **12** care include un microfon **13** și un difuzor **14**, codec **16**, vocoder **18**, un dispozitiv de emisie-recepție **20** și o antenă **22**. Vocea utilizatorului stației mobile este recepționată de către microfonul **13** unde este cuplată la codecul **16** și convertită în formă digitală. Semnalul de voce digitizat este apoi comprimat de către vocoderul **18**. Semnalul trecut prin vocoder este modulat și transmis digital pe calea aerului prin intermediul aparatului de emisie-recepție **20** și antenei **22**.

Dispozitivul de emisie-recepție poate utiliza, de exemplu, tehnici de modulare digitală cum ar fi acces multiplu cu divizare de timp (TDMA) sau de tipul spectrului larg cum ar fi salt de frecvență (FH) sau acces multiplu cu divizare de cod (CDMA). În **US Patent 5,103,459**, intitulat *Sisteme și metode pentru generarea formelor de undă ale semnalelor într-un telefon celular CDMA*, apărut în 7 aprilie, 1992, este prezentat un exemplu de modulație CDMA și de tehnici de transmisie. Într-un astfel de sistem CDMA, este preferabil ca vocoderul **18** să fie de un tip cu rată variabilă așa cum este descris în cererea de brevet **U S 07/713,661**, pentru invenția cu titlul *Vocoder cu rată variabilă*, înregistrată în 11 iunie, 1991, având același solicitant ca și cel al prezentei invenții.

Stația de bază **30** cuprinde printre alte elemente ce nu sunt prezentate, o antenă **32**, un dispozitiv de emisie-recepție **34** și o interfață MTSO **36**. Dispozitivul de emisie-recepție **34** al stației de bază demodulează și decodează semnalele recepționate de la stația mobilă **10** și de la alte stații mobile (care nu sunt arătate) și le transmite interfeței MTSO **36** pentru a le transfera lui MTSO **40**. Semnalele pot fi transferate de la stația de bază către MTSO prin mai multe metode cum ar fi microunde, fibră optică sau prin cabluri.

MTSO cuprinde pe lângă alte ele-

mente nefigurate, o interfață a stației de bază **42**, o multitudine de cartele de selecție a vocoderului **44A-44N**, și o interfață de comutare a rețelei publice de telefoane (PSTN) **48**. Semnalul de la stația de bază **30** este recepționat de către interfața stației de bază **42** și furnizat uneia dintre cartelele de selecție a vocoderului **44A-44N**, de exemplu cartelei selectorului vocoderului **44A**.

Fiecare dintre cartelele de selecție a vocoderului **44A-44N** conțin vocoderul respectiv **45A-45N** și respectiv un dispozitiv de anulare a ecoului în rețea **46A-46N**. Decodorul vocoderului (nu este figurat) conținut înăuntrul fiecăruia dintre vocodere **45A-45N**, sintetizează un semnal vorbit digital din parametrul vorbirii transmiși de către stația mobilă respectivă. Aceste eșantioane sunt apoi transmise către dispozitivul de anulare a ecoului respectiv **46A-46N**, care le transmite către interfața PSTN **48**. În acest exemplu semnalele sunt furnizate prin vocoderul **45A** și dispozitivul de anulare a ecoului **46A**. Eșantioanele de vorbire sintetizată pentru fiecare apel sunt apoi trecute prin interfața PSTN **48** în rețeaua de telefonie, în mod general printr-o interfață cu cablu **T1**, adică, un grup multiplexat în timp de 24 de canale vocale, către oficiul central **50**.

Oficiul central **50** cuprinde, pe lângă alte elemente figurate, o interfață MTSO **50**, un codec **54**, un hibrid **56**. Semnalul digital recepționat la oficiul central **50**, prin interfața MTSO **52**, este cuplat la codec **54** unde este convertit înapoi în forma analogică și transferat către hibridul **56**. La hibridul **56** semnalul analogic pe patru fire este convertit în semnal bifilar pentru transmisia prin perechea de fire spre telefonul staționar al abonatului **60**.

Semnalul analogic de ieșire din codec **54** este de asemenea reflectat din hibridul **56** datorită necorelării impedanțelor. Această reflexie de semnal ia forma unui semnal ecou ce vine înapoi către mobilul **10**. Reflexia sau drumul

undeii reflectate la hibridul **56** este prezentat cu linie întreruptă **58**.

În cealaltă direcție, semnalul vocal analogic bifilar de la telefonul **60** este furnizat oficiului central **50**. La oficiul central **50** semnalul vocal este convertit în semnal pe patru fire la hibridul **56** și este adăugat la semnalul ecou ce trece spre mobilul **10**. Combinația semnal ecou și convorbire este digitizată în codec **54** și transmisă către MTSO **40** prin intermediul interfeței MTSO **52**.

Semnalul este recepționat la MTSO **40** de către interfața PSTN **48** și transmis dispozitivului de anulare a ecoului **46A**, care înlătură ecoul înainte ca semnalul să fie codat de către vocoderul **45A**. Semnalul vocal trecut prin vocoder este transmis, prin intermediul interfeței stației de bază **42**, către stația de bază **30** și către orice stații de bază adiționale adecvate pentru transmisie către stația mobilă **10**. Semnalul transmis de la interfața stației de bază **42** este recepționat la stația de bază **30** de către interfața MTSO **36**. Semnalul este trecut apoi dispozitivului de emisie-recepție **34** pentru codare și modulare în vederea transmisiei, apoi fiind transmis prin antena **32**.

Semnalul transmis este recepționat prin antena **22** la stația mobilă **10** și furnizat dispozitivului de emisie-recepție **20** pentru demodulare și decodare. Semnalul este apoi furnizat vocoderului **18** unde sunt produse eșantioanele vocale sintetizate. Aceste eșantioane sunt furnizate către codec **16** pentru conversie din digital în analogic cu semnalul vocal analogic furnizat difuzorului **14**.

Pentru a înțelege în totalitate dispozitivul de anulare a ecoului ce face obiectul prezentei invenții este convenabil să se examineze întâi dispozitivul de anulare a ecoului tradițional și deficiențele sale atunci când operează într-un mediu celular digital. În fig.2, este prezentată o schemă bloc a unui dispozitiv tradițional de anulare a ecoului în rețea (NEC) **100**.

În fig. 2, semnalul vocal de la stația mobilă este etichetat ca semnal vocal de la capătul depărtat $x(n)$, în timp ce semnalul vocal din partea staționară este etichetat ca semnal vocal de la capătul apropiat $v(n)$. Reflexia lui $x(n)$ de la hibrid este modelată ca o trecere a lui $x(n)$ printr-un canal ecou necunoscut **102** pentru a produce un semnal ecou $y(n)$, care este însumat într-un sumator **104** cu semnalul vocal de la capătul apropiat $v(n)$. Cu toate că sumatorul **104** nu este un element inclus în dispozitivul de anulare a ecoului propriu zis, efectul fizic al unui astfel de dispozitiv este un rezultat parazit al sistemului. Pentru a înlătura zgomotul de fond de frecvență joasă, suma semnalului ecou $y(n)$ cu semnalul vocal de la capătul apropiat $v(n)$ este trecută printr-un filtru trece sus **106** pentru a produce un semnal $r(n)$. Semnalul $r(n)$ este furnizat la o intrare a unui sumator **108** și a unui circuit de detecție a semnalului vocal de la capătul apropiat **110**.

Cealaltă intrare a sumatorului **108** (o intrare de scădere) este cuplată la ieșirea unui filtru transversal adaptiv **112**. Filtrul adaptiv **112** recepționează semnalul vocal de la capătul de la distanța $x(n)$ și un feedback al semnalului ecou rezidual $e(n)$ ce iese din sumatorul **108**. În anularea ecoului, filtrul adaptiv **112** urmărește continuu impulsul răspuns al undei ecou și extrage, în sumatorul **108**, o replică ecou $\hat{y}(n)$ din semnalul de la ieșirea filtrului **106**. Filtrul adaptiv **112** recepționează de asemenea de la circuitul **110** un semnal de control de detecție a vorbirii de la capătul apropiat astfel încât să blocheze procesul de adaptare a filtrului atunci când este detectat semnalul vocal de la capătul de aproape.

Semnalul rezidual ecou $e(n)$ este de asemenea furnizat la intrarea circuitului **110** și la un circuit limitator de supresie (center-clipping) a ecoului **114**. Ieșirea circuitului **114** este furnizată ca semnal cu ecou anulat atunci când dis-

pozitivul de anulare a ecoului funcționează.

Răspunsul impuls al undei ecou poate fi descompus în două secțiuni, regiunea plată de întârziere și regiunea de dispersie a ecoului, așa cum se vede în graficul din fig.3. Regiunea plată, în care răspunsul este aproape zero, se datorează întârzierii pe traseul dus-întors a semnalului vocal de la capătul de departe atunci când se reflectă la hibrid și se întoarce la dispozitivul de anulare a ecoului. Regiunea de dispersie a ecoului, în care răspunsul este semnificativ, este răspunsul ecou datorat reflexiei de la hibrid.

Dacă estimarea canalului ecoului generată de către filtrul adaptiv se potrivește exact cu canalul ecoului real, ecoul este înlăturat complet. Totuși, în mod normal filtrele nu pot copia exact canalul, rezultând astfel ecouri reziduale. Circuitul de supresie a ecoului **114** elimină ecoul rezidual trecând semnalul printr-o funcție neliniară care setează la zero orice porțiune de semnal care cade sub un prag **A** și lasă să treacă nemodificat orice segment de semnal care se află peste pragul **A**. Un zgomot sintetizat poate fi folosit să înlocuiască secțiuni de semnal care au fost setate la zero de către circuitul de supresie (center clipper) pentru a feri canalul de a suna "mort".

După cum a fost menționat anterior, deși acest mod este satisfăcător pentru semnale analogice, această prelucrare a ecoului rezidual crează probleme în telefonia digitală, unde sunt utilizate vocodere pentru compresia semnalului vocal în vederea transmisiei. Deoarece vocoderele sunt sensibile în special la efecte neliniare, limitarea de tip center clipping determină o degradare a calității vocii în timp ce înlocuirea zgomotului determină variații perceptibile ale caracteristicilor zgomotului.

Fig. 4 ilustrează cu multe detalii structura filtrului adaptiv **112** din fig.2. Notațiile din fig.4 sunt definite după cum urmează:

N - ordinul filtrului

$x(n)$ - un eșantion al semnalului

vocal de la capătul de departe la momentul n ;

$h_k(n)$ - coeficientul de ponderare de ordinul k al filtrului la momentul n ;

$r(n)$ - eșantion de ecou la momentul n ;

$\hat{y}(n)$ - ecoul estimat la momentul n ; și

$e(n)$ - ecoul rezidual la momentul n .

Filtrul adaptiv **112** este alcătuit dintr-o multitudine de elemente de întârziere **120₁-120_{N-1}**, o multitudine de multiplicatoare **122₀-122_{N-1}**, un sumator **124** și un generator de coeficienți **126**. Un eșantion de semnal vocal de la capătul îndepărtat $x(n)$ este semnal de intrare atât pentru elementul de întârziere **120₁**, cât și pentru multiplicatorul **122₀**. Pe măsură ce următoarele eșantioane intră în filtrul **112**, eșantioanele vechi sunt shiftate prin elementele de întârziere **120₂-120_{N-1}**, ale căror ieșiri sunt intrări ale multiplicatoarelor **122₁-122_{N-1}**.

Generatorul de coeficienți **126** recepționează semnalul ecou rezidual $e(n)$ de la ieșirea sumatorului **108** (fig.2) și generează un set de coeficienți $h_0(n)-h_{N-1}(n)$. Aceste valori ale coeficienților filtrului $h_0(n)-h_{N-1}(n)$ sunt respectiv semnale de intrare pentru multiplicatoarele **122₀-122_{N-1}**. Semnalul de ieșire rezultat de la fiecare multiplicator este furnizat sumatorului **124** unde semnalele sunt sumate pentru a furniza semnalul ecou estimat $\hat{y}(n)$. Semnalul ecou estimat $\hat{y}(n)$ este apoi furnizat sumatorului **108** (fig.2) unde este scăzut din semnalul ecou $r(n)$ pentru a forma semnalul ecou rezidual $e(n)$. În cazul dispozitivului tradițional de anulare a ecoului din fig.2, este furnizat generatorului **126** un semnal de intrare de control pentru a permite actualizarea coeficienților atunci când nu este detectat de către circuitul **110** nici un semnal vocal de la capătul apropiat. Atunci când circuitul **110** detectează o convorbire dublă sau doar un semnal vocal de la capătul apropiat, intrarea de control dezactivează actualizarea coefi-

cienților filtrului.

Algoritmul implementat în cadrul generatorului de coeficienți **126** pentru adaptarea coeficienților de ponderare ai filtrului la urmărirea unei de răspuns a ecoului este algoritmul de adaptare cea mai mică medie pătratică normalizată (NLMS). Introducând pentru acest algoritm vectorii:

$$x(n)=[x(n)x(n-1)x(n-2)\dots x(n-N+1)] \quad (1)$$

$$h(n)=[h_0(n)h_1(n)h_2(n)\dots h_{N-1}(n)] \quad (2)$$

vectorul produs intern între $h(n)$ și $x(n)$ este definit ca:

$$\langle h(n)x(n) \rangle = \sum_{i=0}^{N-1} h_i(n)x(n-i). \quad (3)$$

Algoritmul de adaptare este stabilit ca:

$$h(n+1)=h(n)+\mu(E_{xx}(n))^{-1} e(n)x(n) \quad (4)$$

unde: $h(n)$ este vectorul coeficientul de ponderare;

$x(n)$ este vectorul de intrare al semnalului de referință;

$e(n)$ este semnalul ecou rezidual;

μ este mărimea pasului; și

$E_{xx}(n)$ este energia estimată obținută ca suma pătratelor celor N eșantioane cele mai recente unde:

$$E_{xx}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} [x(n-i)]^2 \quad (5)$$

Avantajele principale ale acestui algoritmul (4) constau în faptul că are cerințe mai mici pentru calculare decât alte algoritmi adaptive și proprietățile sale de stabilitate sunt ușor de înțeles. Convergența poate fi garantată de o alegere potrivită a mărimii pasului ($0 < \mu < 2$), valoarea $\mu=1$ asigurând convergența cea mai rapidă. Mărimi de pași mai mici determină un grad mai ridicat de anulare în starea staționară, în detrimentul vitezei de convergență.

Este de reținut faptul că semnalul vocal de la capătul de aproape $v(n)$ nu este inclus în semnalul ecoului rezidual $e(n)$ deoarece filtrul adaptiv **112** este dezactivat de către circuitul de detecție a semnalului vocal de la capătul de aproape **110** atunci când este detectată

vorbire de la un vorbitor de la capătul apropiat.

În plus față de furnizarea semnalului de activare către filtrul **112**, circuitul **110** poate genera și furniza de asemenea valoarea lui $\mathbf{E}_{xx}(\mathbf{n})$ în intrarea de control a filtrului **112**. În plus valoarea lui μ este fixată, în mod tipic, în generatorul **126** sau este o valoare fixă furnizată de către circuitul **110** în intrarea de control.

Cea mai dificilă problema în procesul de anulare a ecoului o reprezintă detecția și tratarea convorbirii duble, adică, situația în care ambii abonați vorbesc deodată. Spre deosebire de un switch de activare a vocii (VOX) care permite doar comunicație simplex, un dispozitiv de anulare a ecoului presupune comunicație duplex și trebuie să continue să anuleze ecoul vorbitorului de la capătul de departe în timp ce vorbitorul de la capătul apropiat vorbește. Pentru a preveni coruperea coeficienților filtrului de către vorbirea de la capătul de aproape, coeficienții filtrului trebuie să fie blocați pentru a preveni divergența față de caracteristicile de transfer ale canalului ecoului real.

Referindu-ne înapoi la fig.2, detecția semnalului vocal de la capătul de aproape făcută de către circuitul **110** poate utiliza măsurări ale energiei semnalelor $\mathbf{x}(\mathbf{n})$, $\mathbf{r}(\mathbf{n})$, și $\mathbf{e}(\mathbf{n})$ pentru a determina momentul apariției semnalului vocal de la capătul de aproape. O metodă clasică de detecție a convorbirii duble compară valorile medii ale energiilor lui $\mathbf{x}(\mathbf{n})$ și $\mathbf{r}(\mathbf{n})$ folosind faptul că se cunosc pierderile ecoului de-a lungul hibridului ca fiind de aproximativ 6 dB. Dacă pierderile hibridului sunt sub 6 dB, este declarată vorbire de la capătul de aproape. Totuși, studii experimentale au demonstrat că această metodă nu este suficient de sensibilă. Domeniul dinamic larg al semnalului vocal de la capătul apropiat $\mathbf{v}(\mathbf{n})$ determină lipsa ocazională a detecției în această metodă, determinând mai departe coruperea coeficienților filtrului.

Altă metodă uzuală de detecție a convorbirii duble examinează intensificarea pierderilor ecoului la întoarcere (ERLE), care este definită ca:

ERLE{dB}=10log(σ_y^2/σ_e^2),
unde σ_y^2 este dispersia lui $y(\mathbf{n})$, σ_e^2 este dispersia lui $e(\mathbf{n})$, și aceste dispersii sunt approximate folosind valorile medii ale energiilor pe termen scurt:

$$\sigma_y^2 = \sum_{i=0}^{N-1} [y(n-i)]^2; \quad (7)$$

și

$$\sigma_e^2 = \sum_{i=0}^{N-1} [e(n-i)]^2; \quad (8)$$

ERLE reprezintă cantitatea de energie care este înlăturată din ecou după ce este trecut prin dispozitivul de anulare a ecoului. Această metodă de detecție a convorbirii duble compară termenii de energie pe termen scurt estimați pentru $\mathbf{r}(\mathbf{n})$ și $\mathbf{e}(\mathbf{n})$, și declară convorbire dublă dacă termenul ERLE coboară sub o valoare prestabilită cum ar fi 6 dB. Cu toate că această metodă are o sensibilitate mai mare, intervine o mică întârziere înainte de detectarea pornirii semnalului vocal de la capătul de aproape, ceea ce determină ca estimarea canalului ecou să fie coruptă ușor înainte ca adaptarea să fie blocată. Acest lucru face necesară utilizarea unei tehnici adiționale pentru înlăturarea ecoului rezidual. Este de dorit să fie găsită o metodă îmbunătățită de păstrare a estimării canalului ecou în convorbirea dublă, după cum furnizează invenția de față.

În utilizarea oricăreia dintre aceste metode de comparare a energiilor pentru a detecta convorbirile duble, nivelele înalte ale zgomotului de fond, în particular în medii cu apeluri celulare, pot crea dificultăți în detectarea corectă a convorbirilor duble. De aceea este de dorit să se utilizeze o metodă îmbunătățită pentru detecția convorbirilor duble în medii cu nivel ridicat de zgomot de fond, așa cum este prezentată în invenția de

față.

În fig. 5, este ilustrată o schemă bloc a unui exemplu de dispozitiv de anulare a ecoului în rețea (NEC) **140** ce face obiectul prezentei invenții. Într-un exemplu de implementare, NEC **140** este configurat într-o formă de procesor de semnal digital, cum ar fi modelele de procesoare de semnal digital din seria TMS 320C3X fabricat de Texas Instruments din Dallas Texas. Trebuie să se înțeleagă că pot fi programate alte procesoare de semnale digitale să funcționeze corespunzător cu cele prezentate aici. În alte variante, pot fi configurate alte implementări ale lui NEC **140** din procesoare discrete sau sub formă de circuite integrate cu aplicații specifice (ASIC).

Trebuie înțeles că în configurația din exemplul de realizare, NEC **140** este în esență o mașină de stare care are funcții definite pentru fiecare din stările diferite de funcționare. Stările în care NEC **140** operează sunt: liniștite, vorbire la capătul îndepărtat, vorbire la capătul apropiat, convorbire dublă și revenire în repaus. Detalii suplimentare despre modul de operare al lui NEC **140** sunt descrise mai jos în cadrul prezentării invenției.

În fig. 5, analog cu cazul din fig.2, semnalul vocal de la stația mobilă este etichetat ca semnal de la capătul depărtat $x(n)$, în timp ce semnalul vocal staționar este etichetat ca semnal de la capătul apropiat $v(n)$. Reflexia lui $x(n)$ de la hibrid este modelată ca o trecere a lui $x(n)$ printr-un canal ecou necunoscut **142** pentru a produce semnalul ecou $y(n)$, care este însumat în **144** cu semnalul vocal de la capătul de aproape $v(n)$. Deși sumatorul **144** nu este un element propriuzis inclus în dispozitivul de anulare a ecoului, efectul fizic al unui astfel de element este echivalent cu efectul parazit al sistemului. Pentru a înlătura zgomotul de fond de joasă frecvență, suma dintre semnalul ecou $y(n)$ și semnalul vocal de la capătul de aproape $v(n)$ este trecută printr-un filtru trece sus **146**

pentru a produce semnalul $r(n)$. Semnalul $r(n)$ este furnizat ca semnal de intrare unor sumatoare **148** și **150** și unei unități de control **152**.

Semnalul vocal de intrare de la capătul depărtat $x(n)$ este stocat într-un buffer **154** pentru a fi furnizat la intrare într-un set de filtrare adaptive transversale (filtrul inițial **156**, filtrul de stare **158** și filtrul de anulare a ecoului **160**), și în unitatea de control **152**. În exemplul de configurație, filtrul inițial **156** are 448 coeficienți de ponderare ai filtrului în timp ce filtrul de stare **158** și filtrul de anulare a ecoului **160** au fiecare câte 256 coeficienți de ponderare.

Pe perioada funcționării inițiale a lui NEC **140**, eșantioanele de semnal vocal $x(n)$ sunt furnizate filtrului inițial **156** pentru anularea ecoului inițial și ajustarea întârzierii ecoului sub controlul unității de control **152**. Pe perioada acestei operații inițiale, filtrul de stare **158** și filtrul de anulare a ecoului **160** sunt dezactivate de către unitatea de control **152**. Semnalul de ieșire inițial de anulare a ecoului $\hat{y}_i(n)$ de la filtrul inițial **156** este transmis prin intermediul unui switch de filtre **162** către sumatorul **148**. În sumatorul **148** semnalul $\hat{y}_i(n)$ este scăzut din semnalul $r(n)$ pentru a produce o estimare inițială a semnalului de ecou rezidual $e(n)$. Switchul de filtre **162**, sub controlul unității de control **152**, selectează între ieșirea filtrului inițial **156** și filtrul de anulare a ecoului **160** pentru a stabili intrarea în sumatorul **148**.

După cum a fost menționat anterior, pe perioada operației inițiale a NEC **140**, este întreprins un proces de ajustare a întârzierii ecoului. În cadrul acestui proces, coeficienții de ponderare ai filtrului inițial **156** sunt furnizați unității de control **152** pentru determinarea ponderilor cu valoarea cea mai mare. Acest proces este utilizat pentru a face distincție între regiunea plată de întârziere și regiunea de dispersie a semnalului ecou.

La desăvârșirea procesului de ajustare a întârzierii ecoului, cei 256 coeficienți de ponderare din filtrul inițial **156** sunt copiați în coeficienții filtrului de stare **158** și ai filtrului de anulare a ecoului **160** așa cum se va descrie mai în detaliu mai târziu. Rezultatul procesului de ajustare a întârzierii ecoului asigură că filtrările adaptive apar pe eșantioanele $x(n)$ care coincid cu regiunea de dispersie a semnalului ecou $r(n)$. După această operație inițială, filtrul de stare **158** și filtrul de anulare a ecoului **160** sunt activate și este inițializată utilizarea coeficienților de ponderare furnizați de către filtrul **156**. Toate adaptările viitoare sunt bazate pe coeficienții de ponderare generați.

Pe perioada operării normale a lui NEC **140**, semnalul $y_1(n)$ de la ieșirea din filtrul de stare **158** este furnizat către una dintre intrările sumatorului **150** unde este scăzut din semnalul $r(n)$. Semnalul de ieșire rezultat din sumatorul **150** este semnalul $e_1(n)$ care este semnal de intrare pentru unitatea de control **152**. Din ieșirea filtrului de anulare a ecoului **160**, semnalul replică ecou $\hat{y}(n)$, este furnizat prin switchul de filtre **162** către una dintre intrările sumatorului **148** unde este scăzut din semnalul $r(n)$. Semnalul ecou rezidual $e(n)$ ce rezultă la ieșirea din sumatorul **148** este trimis înapoi la intrarea unității de control **152**. Semnalul ecou rezidual $e(n)$ de la ieșirea sumatorului **148** poate fi furnizat direct ca ieșire a lui NEC **140** sau prin intermediul unor elemente de procesare adiționale. Așa cum se va discuta mai târziu mai în detaliu, unitatea de control **152** realizează, de asemenea, controlul adaptării filtrelor de stare **158** și a filtrelor de anulare a ecoului **160**.

În invenția de față poate fi prevăzută la ieșirea lui NEC **140** o caracteristică de analiză/sinteză a zgomotului. Această caracteristică este obținută cu un switch de ieșire **164**, o unitate de analiză a zgomotului **166** și o unitate de sinteză a zgomotului **168**. Switchul de

ieșire **164** și unitatea de analiză a zgomotului **166** primesc amândouă semnalul $e(n)$ de la ieșirea sumatorului **148**. Unitatea de analiză a zgomotului **166**, sub controlul unității de control **152**, analizează semnalul $e(n)$ și furnizează un semnal de ieșire de analiză pentru unitatea de sinteză a zgomotului **168**. Unitatea de sinteză a zgomotului **168** generează un semnal zgomot sintetizat $s(n)$ bazat pe analiza caracteristicilor semnalului $e(n)$. Semnalul de la ieșirea unității de sinteză a zgomotului **168** este apoi furnizat către switchul de ieșire **164**. Prin switchul de ieșire **164**, care este sub controlul unității de control **152**, semnalul este furnizat, la ieșirea lui NEC **140**, fie ca semnal $e(n)$ direct de la sumatorul **148**, fie ca semnal de zgomot sintetizat $s(n)$ de la unitatea de sinteză a zgomotului **168**.

Majoritatea convorbirilor telefonice tipice se duc în mod uniconvorbire, mod în care doar o singură persoană vorbește în orice moment. Atunci când vorbește doar abonatul situat la capătul de la distanță, NEC **140** utilizează proprietatea de analiză/sinteză a zgomotului pentru a rejecta complet ecoul prin înlocuirea semnalului de ecou rezidual $e(n)$ cu semnalul de zgomot sintetizat $s(n)$. Pentru a preîntîmpina detecția de către vorbitorul aflat la distanță a oricăror schimbări în caracteristicile semnalului, zgomotul este sintetizat pentru a se potrivi cu puterea și caracteristicile spectrale ale zgomotului de fond real pe perioada celei mai recente perioade de liniște utilizând tehnici de codare predictivă liniară (LPC). Această metodă de sinteză a zgomotului, discutată mai târziu mai în detaliu, elimină efectiv uniconvorbirea ca o considerație de proiectare astfel încât permite optimizarea lui NEC **140**, pentru convorbire dublă. Detalii suplimentare despre caracteristica de analiză/sinteză a zgomotului vor fi descrise mai târziu.

Ca un element suplimentar al prezentei invenții, poate fi prevăzut un etaj de amplificare așa cum este ilustrat

în exemplul de configurație din fig.5. Pentru implementarea acestuia este prevăzut la intrarea semnalului vocal de la capătul depărtat $x(n)$ a lui NEC **140** un element cu amplificare variabilă **170**. Semnalul vocal de la capătul depărtat $x(n)$ este furnizat prin etajul cu amplificare variabilă **170** către bufferul **154** și canalul ecou necunoscut **142**. Unitatea de control **152** asigură, în combinație cu etajul cu amplificare variabilă **170**, o caracteristică de control automat al amplificării pentru a limita semnalele care ar putea fi afectate într-un mod nelinier de către canalul ecou necunoscut **142**. Unitatea de control **152** și etajul cu amplificare variabilă **170** au de asemenea rol de a micșora timpul de convergență pentru procesul de adaptare a filtrului. Detalii suplimentare despre acest lucru vor fi discutate mai târziu.

Așa cum a fost ilustrat în exemplul de implementare al prezentei invenții, două filtre de adaptare independente, filtrele **158** și **160**, urmăresc canalul ecou necunoscut. În timp ce filtrul **160** realizează anularea ecoului real, filtrul **158** este folosit de către unitatea de control **152** pentru a determina în care dintre cele câteva stări va trebui să lucreze NEC **140**. Din această cauză, se face referire la filtrele **158** și **160** ca filtru de stare și respectiv filtru de anulare a ecoului. Avantajul abordării a două filtre este acela că coeficienții de filtrare ai filtrului de anulare a ecoului **160**, care modelează canalul ecou necunoscut **142**, pot fi mai bine conservați fără a exista risc de degradare de către vorbirea de la capătul apropiat. Prin păstrarea caracteristicilor canalului ecou, prezenta invenție înlătură necesitatea utilizării circuitelor limitatoare "center-clipper".

Algoritmul de control implementat în cadrul unității de control **152**, care monitorizează performanțele ambelor filtre **158** și **160**, este optimizat pentru a păstra caracteristicile canalului ecou în convorbirile duble. Unitatea de control pornește și oprește adaptările filtrelor

158 și **160** la momentul potrivit, ajustează mărimea pasului ambelor filtre, și ajustează etajul de amplificare **170** a semnalului $x(n)$, pentru a permite adaptarea inițială mai rapidă.

Fig. 6 ilustrează (în formă de schemă bloc) detalii suplimentare ale unității de control **152** din fig.5. În fig.6, unitatea de control **152** conține o unitate de control proces și mașină de stare **180**, o unitate de calcul al energiei **182**, o unitate a mărimii energiei diferențiale **184**, o unitate de prag de adaptare variabil **186**, o unitate de control automat al amplificării **188** și o unitate de calcul a intervalului plat **190**.

Mașina de stare **180** realizează funcția globală de mașină de stare așa cum este ilustrat în fig.14, și diferite procese generale de control așa cum este ilustrat în fig.7. Mașina de stare **180** realizează controlul asupra filtrului inițial **156** și asupra unității de calcul a intervalului plat **190** pe perioada operării inițiale a lui NEC **140**. Mașina de stare **180** realizează controlul asupra filtrului de stare **158** și asupra filtrului de anulare a ecoului **160**, în special asupra setărilor inițiale, controlul adaptării și controlul mărimii pasului. Mașina de stare **180** realizează de asemenea controlul asupra unității de analiză a zgomotului **166** și a switchurilor **162** și **164**. Mașina de stare activează de asemenea unitatea de prag de adaptare variabil **186**, pentru adaptarea mașinii de stare la controlul filtrului de anulare a ecoului. Mașina de stare recepționează de asemenea semnalele $e(n)$ de la sumatorul **148** și $e1(n)$ de la sumatorul **150** pentru a le furniza respectiv filtrului de anulare a ecoului **160** și filtrului de stare **158**. Ca o alternativă, semnalele $e1(n)$ și $e(n)$ pot fi furnizate direct filtrului de stare **158** și filtrului de anulare a ecoului **160**.

Unitatea de calcul al energiei **182** recepționează eșantioanele de valori pentru $x(n)$ de la bufferul circular **154**, $r(n)$ de la HPF **146**, $e(n)$ de la sumatorul

148, și $e_1(n)$ de la sumatorul **150** și calculează diferite valori, așa cum se va discuta mai târziu, pentru a le furniza unității de mărime a energiei diferențiale **184** și mașinii de stare **180**. Unitatea de mărime a energiei diferențiale **184** utilizează valori de energie calculate în unitatea de calcul a energiei **182** pentru comparare cu nivelele de prag, astfel încât să se poată determina care dintre cei doi vorbitori de la capătul depărtat sau de la capătul apropiat este prezent. Rezultatul acestei determinări este furnizat mașinii de stare **180**.

Unitatea de calcul a energiei **182** calculează energia estimată la fiecare pas pentru filtrele **158** și **160**. Aceste energii estimate sunt calculate ca sumă a pătratelor celor mai recente eșantioane. Cele două măsurători de energii $E_x(n)$ și $E_{xx}(n)$, asupra semnalului $x(n)$ la momentul n sunt calculate respectiv pe 128 și 256 eșantioane și pot fi exprimate cu ajutorul următoarei ecuații:

$$E_x(n) = \sum_{i=0}^{127} [x(n-i)]^2; \quad (9)$$

și

$$E_{xx}(n) = \sum_{i=0}^{255} [x(n-i)]^2. \quad (10)$$

În mod similar, unitatea de calcul a energiei **182** calculează estimările de energie $E_r(n)$, $E_e(n)$ și $E_{e_1}(n)$ la momentul n pentru respectiv semnalele $r(n)$, $e(n)$ și $e_1(n)$ ce pot fi calculate cu următoarele ecuații:

$$E_r(n) = \sum_{i=0}^{127} [r(n-i)]^2; \quad (11)$$

și

$$E_e(n) = \sum_{i=0}^{127} [e(n-i)]^2; \quad (12)$$

$$E_{e_1}(n) = \sum_{i=0}^{127} [e_1(n-i)]^2. \quad (13)$$

Unitatea de calcul a energiei **182** calculează de asemenea pierderea la hibrid la momentul n , $H_{loss}(n)$, corespunzător cu următoarea ecuație :

$$H_{loss}(n) (dB) = 10 \log_{10} [E_x(n)/E_r(n)]. \quad (14)$$

Intensificarea pierderilor ecoului la întoarcere (ERLE) a filtrului de anulare a ecoului **160** este calculată de către unitatea de calcul de energiei **182** în concordanță cu următoarea ecuație:

$$ERLE(n) (dB) = 10 \log_{10} [E_r(n)/E_e(n)] \quad (15)$$

cu intensificarea pierderilor ecoului la întoarcere la filtrul de stare **158** (ERLE1) calculată de asemenea de către unitatea de calcul a energiei **182** în concordanță cu următoarea ecuație:

$$ERLE1(n) (dB) = 10 \log_{10} [E_r(n)/E_{e_1}(n)]. \quad (16)$$

Pentru a evita neliniaritățile în semnalul ecou, neliniarități datorate canalului ecou, este de dorit să se limiteze valoarea recepționată a eșantionului $x(n)$ la o valoare mai mică decât un prag pre-determinat aproape de maxim. Unitatea de control automat al amplificării **188**, care recepționează eșantioane $x(n)$ de la bufferul circular, furnizează un semnal de control al amplificării către elementul cu amplificare variabilă **170** astfel încât să limiteze valorile eșantioanelor atunci când sunt excesiv de mari.

Unitatea de calcul al intervalului plat **190** sub controlul mașinii de stare **180**, la funcționarea inițială a lui NEC **140**, calculează intervalul plat de la filtrul inițial. Apoi unitatea de calcul a intervalului plat **190** furnizează informații de offset de la bufferul circular către filtrul de stare **158** și către filtrul de anulare a ecoului **160** pentru evaluarea intervalului de întârziere plată pentru apel.

În exemplul de realizare a dispozitivului de anulare a ecoului ce face obiectul prezentei invenții, sunt abordate trei puncte ce rezolvă problemele de detecție/tratare a convorbirii duble. În mod corespunzător, invenția de față utilizează: (1) două filtre adaptive independente cu diferite mărimi de pași, (2) un

prag variabil de comutare a adaptării filtrului în poziții on și off; și (3) un algoritm de energie diferențială pentru detectarea semnalului vocal.

NEC **140** utilizează două filtre adaptive NLMS cu adaptare independentă. Spre deosebire de alte căi bi-filtru, NEC **140** nu comută înapoi și înainte între utilizarea filtrelor **158** și **160** pentru anularea ecoului, nici nu schimbă informații de ponderare între două filtre în stare staționară. Amândouă aceste tehnici cunoscute anterior determină fenomene tranzitorii care conduc la "salturi" nedorite la ieșirea dispozitivului de anulare a ecoului. În invenția de față, filtrul de anulare a ecoului **160** realizează anularea ecoului real, în timp ce filtrul de stare **158** este utilizat de către algoritmul de control introdus în cadrul mașinii de stare **180** pentru a face distincția între diferitele stări de anulare. Această nouă abordare bi-filtru permite utilizarea unei strategii de adaptare cu estimare largă pentru filtrul de anulare a ecoului **160**. Dacă algoritmul de control este "nesigur" de starea în care dispozitivul de anulare trebuie să opereze, el oprește adaptarea filtrului de anulare a ecoului **160**, în timp ce filtrul de stare **158** continuă să se adapteze. Mașina de stare **180** utilizează statisticile culese de la filtrul de stare **158** ca ajutor în determinarea stării. Mărimile pașilor filtrelor adaptive sunt ajustate astfel încât filtrul de anulare a ecoului **160** să obțină un ERLE bun în starea staționară, în timp ce filtrul de stare **158** răspunde la orice schimbări în răspunsul canalului ecou. Permițând celor două filtre **158** și **160** să se adapteze simultan în modul deja menționat, performanțele dispozitivului de anulare a ecoului se îmbunătățesc.

Filtrul de stare **158** și filtrul de anulare a ecoului **160**, împreună cu filtrul inițial **156**, sunt fiecare construite așa cum a fost deja prezentat în cadrul invenției cu referire la fig.4. Filtrul de stare **158** și filtrul de anulare a ecoului **160** conțin fiecare 256 coeficienți de ponderare pentru a evalua o durată a

dispersiei ecoului de 32 ms la o rată de eșantionare de 8 KHz.

Trebuie să se înțeleagă că pentru filtrul de stare **158** și filtrul de anulare a ecoului **160**, se poate utiliza un număr mai mare sau mai mic de coeficienți de ponderare ce depind de durata dispersiei ecoului și de rata de eșantionare. Bufferul de eșantionare **154** conține 512 eșantioane de semnale vocale de la capătul depărtat pentru a evalua o perioadă de 64 ms pentru întârzierea plată și dispersia ecoului pentru un apel făcut de-a lungul S. U.A. Pentru a evalua diferite valori ale întârzierilor plate întâlnite în apelurile telefonice individuale, dispozitivul pentru anularea ecoului ce face obiectul prezentei invenții determină în mod automat întârzierile plate și shiftează coeficienții de ponderare ai filtrului pentru a maximiza numărul de coeficienți de ponderare ce operează în regiunea de dispersie a ecoului. Dispozitivul de anulare a ecoului ce face obiectul prezentei invenții tratează, de aceea, răspunsurile ecou înșiruite de la 0 la 32 ms fără shftare, iar de la 32 la 64 ms cu interval de shftare maximă. Trebuie să se înțeleagă ca după cum este foarte bine știut în domeniu, despre procesoare de semnale digitale și tehnici de procesare asociate, acest filtru inițial **156** poate fi utilizat pentru a forma filtrele **158** și **160**. La finalizarea procesării inițiale, filtrul inițial **156** poate fi "spart" în cele două filtre **158** și **160** cu generare de coeficienți independentă. Detalii suplimentare despre etapa inițială vor fi discutate mai târziu.

Pentru a păstra coeficienții de filtrare ai filtrului de anulare a ecoului **160** la începerea convorbirii duble, NEC **140** utilizează un prag de adaptare variabil (notat VT) pentru a comuta on și off adaptarea filtrului de anulare a ecoului **160**. Pragul de adaptare variabil (VT) este calculat de către unitatea de prag de adaptare variabil **186** și furnizat mașinii de stare **180**. Algoritmul de control permite filtrului de anulare a ecoului **160** să se adapteze dacă oricare dintre stă-

nile filtrului **158**, sau filtrului de anulare a ecoului **160** are un ERLE mai mare decât VT. Referindu-ne din nou la fig.4, intrarea de control furnizată generatorului **126** include un semnal de validare de la unitatea de control **152** care permite generatorului de coeficienți **126** să actualizeze coeficienții de filtrare pentru adaptarea filtrului. În eventualitatea ca ERLE pentru ambele filtre este mai mic decât VT, mașina de stare **180** oprește generatorul de coeficienți **126** de la furnizarea coeficienților actualizați. În acest caz generatorul de coeficienți vectori **126** scoate la ieșire coeficienții deja existenți până când adaptarea este activată din nou. Intrarea de control furnizează de asemenea alți parametri generatorului de coeficienți vectori **126** cum ar fi valorile lui μ , $E_x(n)$ și $e(n)$ din ecuația (4).

În fig. 6, ERLE pentru filtrul de stare **158** este calculat în cadrul unității de calcul a energiei **182** corespunzător cu ecuația (6) utilizând valorile lui $r(n)$ și $e_1(n)$. În mod similar se face calculul în unitatea de calcul a energiei **182** pentru filtrul de anulare a ecoului **160** cu valorile lui $r(n)$ și $e(n)$. În unitatea de prag de adaptare variabil **186**, VT este inițializat de către mașina de stare **180** la o valoare de prag minimă inițială, care, în varianta de realizare este de 6 dB. Procesarea valorii de prag în unitatea de prag de adaptare variabil **186** poate fi descrisă cu ajutorul limbajului C:

```
if (ERLE > VT + 6db)
  VT = MAX(VT, (ERLE - 6 dB));
else if (ERLE < MT - 3 dB)
  VT = MT;
```

În cazul în care ERLE crește peste (VT + 6 dB), pragul de adaptare se ridică și el, rămânând 6 dB în urma vârfului ERLE. Această marjă de 6 dB evaluează variația lui ERLE. Mașina de stare **180** permite filtrului de anulare a ecoului **160** să continue să se adapteze dacă ERLE oricărui dintre filtrele **158** sau **160** este în limitele de 6 dB față de ultimul vârf ERLE. Dacă ERLE cade cu 4 dB sub valoarea minimă de prag, adaptarea

valorii de prag este resetată la valoarea minimă de prag. Avantajul acestei abordări este acela că adaptarea filtrului de anulare a ecoului **160** este oprită imediat exact la pornirea convorbirii duble. De exemplu, să presupunem ca vorbitorul aflat la capătul depărtat este singurul care vorbește și că ultimul vârf ERLE este la 34 dB. Odată ce vorbitorul aflat la capătul de aproape începe să vorbească, ERLE coboară și adaptarea filtrului este oprită atunci când ERLE ajunge la 28 dB. Detectoarele clasice de semnal vocal de la capătul de aproape nu vor suspenda adaptarea până când ERLE nu coboară aproape de 6 dB, ceea ce permite ca estimarea canalului ecou să fie ușor degradată. De aceea, păstrând caracteristicile canalului ecou mai apropiate, invenția prezentă realizează o rejecție a ecoului mai mare în cazul convorbirii duble în timp ce evită degradarea calității vocii asociată circuitelor limitatoare "center clippers" utilizate în dispozitivele tradiționale de anulare a ecoului.

În exemplul de realizare prezentat în cadrul acestei invenții, se preferă ca ERLE pentru ambele filtre **158** și **160** să cadă sub VT înainte ca adaptarea filtrului să fie oprită. Această caracteristică a algoritmului de control ajută să se facă distincția între începutul convorbirii duble și variația oricăreia dintre măsurătorile ERLE, deoarece ERLE al ambelor filtre va cădea imediat la începerea convorbirii duble.

Un aspect suplimentar al invenției de față este acela că pe măsură ce filtrele **158** și **160** obțin convergența, valoarea de prag minimă pentru VT este incrementată de la setarea inițială. Pe măsură ce valoarea de prag minimă pentru VT crește, un ERLE cu valoare mai ridicată este necesar înainte ca filtrul pentru anulare a ecoului **160** să fie adaptat.

Pentru a preveni interferența nivelurilor mari de zgomot de fond cu determinarea stării, dispozitivul de anulare a ecoului ce face obiectul prezentei invenții utilizează un algoritm de energie diferențială pe semnalele $x(n)$ și $e(n)$. Acest

algoritm implementat în unitatea de mărime a energiei diferențiale **184** și în mașina de stare **180**, ce va fi descris mai în detaliu mai târziu, monitorizează continuu nivelul de zgomot de fond și îl compară cu energia semnalului pentru a determina dacă abonatul vorbește. Unitatea de mărime a energiei diferențiale **184**, în exemplul de implementare, calculează trei valori de prag $T_1(B_i)$, $T_2(B_i)$, și $T_3(B_i)$, care sunt funcții ale nivelului de zgomot de fond B_i . Dacă energia semnalului $x(n)$ depășește toate aceste trei valori, se consideră că abonatul vorbește. Dacă energia semnalului depășește T_1 și T_2 dar nu și T_3 , abonatul probabil pronunță un sunet nevocal, cum ar fi sunetul "sp" în cazul cuvântului "speed". Dacă energia semnalului este mai mică decât toate aceste trei valori de prag, se consideră că abonatul nu vorbește.

În fig. 7 este prezentat un exemplu de diagramă a fluxului de procesare

de date a eșantioanelor în dispozitivul de anulare a ecoului ce face obiectul prezentei invenții. Algoritmul aflat sub controlul mașinii de stare **180** inițial pornește, bloc **200**, apoi obține eșantioanele μ ale lui $x(n)$ și $v(n)$, bloc **202**, care sunt apoi convertite la valorile lor liniare, bloc **204**. Eșantionul $v(n)$ este apoi trecut prin filtrul trece-sus (HPF) pentru a obține eșantionul $r(n)$, bloc **206**. Filtrul HPF **146** din fig.5 care elimină DC rezidual și zgomotul de frecvență joasă, este un filtru digital construit folosind tehnici de filtrare digitală bine cunoscute. HPF este configurat în mod tipic ca un filtru eliptic de ordinul trei cu caracteristici oprește banda cu tăiere 120 Hz, cu rejecție de 37 dB, și o bandă de trecere de 250 Hz, cu 7 dB ripple. HPF este implementat în general ca o cascadă de realizări de forme directe de prim ordin și de ordinul doi cu coeficienții indicați în Tabelul 1 după cum urmează:

Tabelul 1

A(1)	A(2)	B(0)	B(1)	B(2)
-.645941	0	.822970	-.822970	0
-1.885649	.924631	1.034521	-2.061873	1.034461

Apoi, valorile medii ale energiilor $E_x(n)$ și $E_{xx}(n)$ sunt actualizate pentru eșantionul de semnal $x(n)$, bloc **208**. Media energiei $E_x(n)$ este apoi actualizată pentru eșantionul de semnal $r(n)$ în paralel cu calcularea pierderii de energie $H_{loss}(n)$ la hibrid, bloc **210**.

Semnalul la ieșirea filtrului adaptiv **158** (fig.5), valoarea $y_1(n)$, este calculată, bloc **212**, ecoul rezidual $e_1(n)$ fiind apoi determinat bloc **214**. ERLE1 și media energiei E_{e_1} pentru filtrul **158** sunt apoi actualizate, bloc **216**. În mod similar ieșirea filtrului adaptiv **160** (fig.5), valoare $y(n)$, este calculată, bloc **218**, ecoul rezidual $e(n)$ fiind apoi determinat, bloc **220**. ERLE și media energia E_e pentru filtrul **160** sunt apoi actualizate, bloc

222. Trebuie să se înțeleagă ca unii dintre pașii setați înainte în blocurile **208-222** pot fi furnizați în diferite alte ordini după cum este dictat de către valorile cerute pentru pașii următori. În plus, unii pași pot fi furnizați în paralel cum ar fi pașii **212-216** și **218-222**. De aceea ordinea discutată aici cu referire la fig.7 este doar un exemplu de ordine în procesarea pașilor.

După terminarea pasului anterior, se va realiza un pas de ajustare a parametrilor, bloc **224**, acest pas fiind descris în detaliu cu referire la fig.8. După ce se termină pasul de ajustare a parametrilor, se realizează un pas de funcție periodică, bloc **226**, acest pas fiind descris în detaliu cu referire la fig.9. După

terminarea pasului de funcție periodică, se realizează un pas de operare a mașinii de stare, bloc **228**, acest pas fiind descris în detaliu cu referire la fig.14. După terminarea pasului de operare a mașinii de stare, procesul se repetă cu întoarcere la punctul A din diagramă.

Diagrama din fig.8 ilustrează în detaliu pasul de ajustare a parametrilor ce se face în blocul **224** din fig.7. În cadrul pasului de ajustare a parametrilor, mărimea pasului filtrului și parametrii de prag variabil sunt actualizați în timpul operației de anulare a ecoului.

Atât filtrul de stare **158** cât și filtrul de anulare a ecoului **160** (fig.5) sunt inițializate de către mașina de stare la pornirea operației, prin furnizarea în intrarea de control către generatorul de coeficienți ai filtrului a unei mărimi a pasului de 1 ($\mu_1 = \mu_2 = 1$). Această inițializare a filtrelor, la acest nivel, permite o convergență inițială rapidă. După ce pasul de ajustare a parametrilor este efectuat, este utilizat un algoritm de ajustare a parametrilor inițiali. În cadrul acestui algoritm inițial se face o determinare pentru a se vedea dacă valoarea setată a elementului de control a lui μ_2 pentru filtrul de anulare a ecoului este mai mare decât o valoare fixă de 0.5, bloc **250**. Dacă este așa, se face o determinare pentru a vedea dacă ERLE este mai mare de 14 dB, bloc **252**. Dacă ERLE nu este mai mare de 14 dB, cum este la începutul obținerii convergenței canalului, un contor (Scoutor contor) se setează la zero (contor Scout = 0), bloc **254**, și pasul de ajustare a parametrilor se termină pentru acest eșantion cu subrutina de ieșire la punctul C.

Dacă rezultă că ERLE este mai mare de 14 dB, contorul este incrementat, bloc **256**. Se face atunci o determinare pentru a vedea dacă valoarea Scout a fost incrementată la o valoare de 400, bloc **258**. Dacă valoarea Scout este mai mică decât valoarea de 400, pasul de ajustare a parametrilor este terminat pentru acest eșantion cu subrutina cu ieșire la punctul C.

Dacă din determinarea din blocul **258** rezultă că valoarea Scout găsită este egală cu valoarea de 400, care corespunde unui ERLE mai mare de 14 dB pentru 50 ms (consecutiv), mărimea pasului (μ_1) a filtrului de stare este shiftată la 0.7 și mărimea pasului (μ_2) a filtrului de anulare a ecoului este shiftată la 0.4, bloc **260**. De asemenea, în blocul **260** numărătorul Scout este resetat la zero. Pasul de ajustare a parametrilor este terminat astfel pentru acest eșantion cu subrutina cu ieșire la punctul C.

Dacă în blocul **250** valoarea setată a elementului de control a lui μ_2 pentru filtrul de anulare a ecoului rezultă că nu este mai mare decât o valoare fixă de 0.5, se invocă un algoritm intermediar. În cadrul acestui algoritm intermediar se face o determinare pentru a vedea dacă ERLE este mai mare de 20dB, bloc **264**. Dacă ERLE nu este mai mare de 20 dB valoarea Scout este setată la zero (Scout=0), bloc **266**, și pasul de ajustare a parametrilor se termină pentru acest eșantion cu subrutina terminată la punctul C.

Dacă ERLE este determinat a fi mai mare de 20 dB, contorul este incrementat, bloc **268**. Se face atunci o determinare pentru a vedea dacă valoarea contorului a fost incrementată la o valoare de 400, bloc **270**. Dacă valoarea contorului este mai mică de o valoare de 400, pasul de ajustare a parametrilor se termină pentru acest eșantion cu subrutina terminată la punctul C.

Dacă în determinarea din blocul **270** rezultă valoarea Scout egală cu valoarea de 400, care corespunde unui ERLE mai mare de 20 dB pentru 50 ms, mărimea pasului μ_1 a filtrului de stare este shiftată la 0,4 cu mărimea pasului μ_2 a filtrului de anulare a ecoului shiftată la 0.1, bloc **272**. Mai departe, în blocul **272** valoarea minimă de prag este incrementată de la valoarea minimă inițială de prag de 6 dB la 12 dB. Pasul de ajustare a parametrilor se termină atunci pentru acest eșantion cu subru-

tina cu ieșire la punctul C.

Este de notat că "trecerea" filtrelor la mărime de pas mai mică permite folosirea nivelelor ERLE mai mari. Totuși, în configurația preferată este menținută o relație $\mu_2 < \mu_1$, astfel încât filtrul de anulare a ecoului să atingă un ERLE staționar ridicat și filtrul de stare să răspundă repede la schimbările din răspunsul canalului ecou.

După ce valoarea lui μ_2 a filtrului de anulare a ecoului este setată la 0.1, algoritmul de adaptare a pragului variabil se îndreaptă spre a păstra răspunsul canalului ecou mai apropiat. Algoritmul valorii de prag variabil implementat în cadrul unității de adaptare variabilă a pragului **186** este invocat atunci când în blocul **262** valoarea lui μ_2 rezultă a fi mai mică de 0.2. Dacă ERLE rezultă a fi cu 6 dB mai mare decât valoarea de prag variabil VT, care este setată inițial la valoarea minimă inițială de prag de 6 dB, bloc **274**, valoarea lui VT este modificată în blocul **276**. În blocul **276** VT este setat la cea mai mare dintre valorile anterioare ale lui VT sau la valoarea lui ERLE minus 6 dB. Odată ce VT este setat, pasul de ajustare a parametrilor se termină pentru acest eșantion cu subrutina ce se termină la punctul C.

Dacă în blocul **274** ERLE rezultă a nu fi mai mare decât VT plus 6 dB, se verifică dacă ERLE este mai mic decât valoarea minimă de prag minus 3 dB, blocul **278**. În blocul **278** valoarea pragului minim MT este de 12 dB după cum a fost setată în algoritmul intermediar. Dacă ERLE este mai mare decât valoarea minimă de prag minus 3 dB, pasul de ajustare a parametrilor se termină pentru acest eșantion cu subrutina terminată la punctul C. Dacă în blocul **278** ERLE rezultă a nu fi mai mare decât valoarea minimă de prag minus 3 dB, VT este setat la valoarea lui MT care este 12 dB, blocul **280**. Pasul de ajustare a parametrilor se termină atunci pentru acest eșantion cu subrutina care iese la punctul C.

Trebuie luat în considerare că prin

incrementarea valorii minime de prag, procesul devine mai selectiv decât atunci când filtrul de anulare a ecoului este adaptat: se cere un ERLE mai mare de la fiecare filtru. Utilizarea unei valori de prag minime mai ridicate duce la un ERLE mai mare cerut pentru a intra în starea de repaus din starea de convorbire dublă, așa cum se va discuta mai târziu cu referire la procesarea mașinii de stare din fig. 14.

Pentru a realiza o tranziție rapidă în starea staționară, chiar și în prezența unui zgomot de fond mare la capătul apropiat, dispozitivul de anulare a ecoului ce face obiectul prezentei invenții ajustează inițial amplificarea de intrare a semnalului $x(n)$ la +3 dB (IGain =3 dB) în timpul vorbirii de la capătul de departe. După cum se vede în fig.5, mașina de stare **180** face controlul asupra etajului cu amplificare variabilă **170**. Această amplificare inițială de 3 dB incrementează mărimea ecoului recepționat la $r(n)$ față de zgomotul de la capătul apropiat (rata S/N este incrementată cu 3 dB) ceea ce permite o convergență inițială mai rapidă. Atunci când valoarea minimă de prag atinge 12 dB, blocul **272** din fig.7, mașina de stare **180** restaurează IGain la valoarea sa nominală de 0 dB în pași de 1.5 dB la fiecare **100** ms. Studii experimentale au demonstrat că modificările de amplificare de 1.5 dB sunt imperceptibile de către abonați. Ajustarea amplificării este în mod normal reglată în intervalul primelor 500 ms ale convorbirii de la capătul de departe.

Pentru a evita în mod automat tăierea, se face o a doua ajustare a amplificării etajului cu amplificare variabilă **170**, sub controlul unității cu control automat al amplificării **188**.

Eșantioanele μ ale lui $x(n)$ pe care le primește dispozitivul de anulare a ecoului de la vocoder se situează în mod tipic între -8031 și +8031. Atunci când eșantioanele $x(n)$ care sunt trimise prin hibrid au valoarea apropiată de cea maximă de +8031 sau -8031, eșantioanele ce se întorc de la hibrid sunt într-o de-

pendență neliniară de semnalul de referință $x(n)$. Pentru a rezolva această problemă, dispozitivul pentru anularea ecoului ce face obiectul prezentei invenții utilizează unitatea pentru control automat al amplificării **188** ce controlează automat elementul cu amplificare variabilă **170** pentru a atenua eșantioanele de intrare cu 1.5 dB (IGain = -1.5 dB) ori de câte ori valoarea absolută a eșantionului $x(n)$ este mai mare decât o valoare prestabilită aproape de maxim, de exemplu o valoare de 7900. IGain este restaurat la 0 dB de îndată ce dispozitivul de anulare intră în starea de liniște. Această modificare a amplificării, care este imperceptibilă pentru abonatul de la capătul de aproape, nu afectează în mod normal o conversație obișnuită, dar îmbunătățește foarte mult operația de anulare a ecoului atunci când vorbitorul aflat la capătul de departe țipă.

Referindu-ne din nou la fig. 7, după ce pasul de ajustare a parametrilor este terminat, urmează efectuarea pasului de calculare a funcției periodice. Fig. 9 ilustrează cele trei calcule care se realizează periodic în cadrul pasului de calculare a funcției periodice: (1) mărimea energiei diferențiale a semnalelor $x(n)$ și $e(n)$, (2) autocorelația și recurența Durbin pentru analiza zgomotelor, și (3) algoritmul de shiftare pentru calcularea diferitelor întârzieri ale ecourilor.

În fig. 9, pasul de calculare a funcției periodice începe cu pasul de selecție a funcției, blocul **300**, care determină din starea mașinii de stare și un contor (Fcount) care sunt calculele ce trebuie realizate. Indiferent de stare, fiecare 128 eșantioane ale mărimii energiei diferențiale a semnalelor $x(n)$ și $e(n)$ sunt calculate în unitatea de mărime a energiei diferențiale **184** (fig. 6).

Mărimea de energie diferențială a semnalului $x(n)$, indicat DEM(x), este utilizată pentru a determina dacă abonatul de la capătul depărtat vorbește. DEM(x) este, în configurația preferată, un întreg cu valori cuprinse între 0 și 3 inclusiv. Valoarea lui DEM(x) se determină prin

comparația energiei E_x a semnalului $x(n)$, provenind din unitatea de calcul a energiei **182** din fig. 6, cu trei valori de prag calculate funcție de estimarea energiei nivelului de zgomot de fond XB_i , blocul **302**.

În acest pas, estimarea zgomotului de fond este calculată la fiecare 128 eșantioane unde următoarea actualizare XB_{i+1} este calculată ca:

$$XB_{i+1} = \min(E_x, 160000, \max(1.00547XB_i, XB_{i+1})) \quad (17)$$

Cele trei valori de prag sunt calculate funcție de XB_i după cum urmează:

$$T_1(XB_i) = -(3.160500 \times 10^{-5})XB_i^2 + 10.35 XB_i + 704.44; \quad (18)$$

$$T_2(XB_i) = -(7.938816 \times 10^{-4})XB_i^2 + 26.00 XB_i + 1769.48; \quad \text{și} \quad (19)$$

$$T_3(XB_i) = -(3.160500 \times 10^{-4})XB_i^2 + 103.5 XB_i + 7044.44; \quad (20)$$

Energia E_x a semnalului de la capătul depărtat este comparată din nou cu aceste trei valori de prag. Dacă E_x este mai mare decât toate aceste trei valori, DEM(x)=3, indicând faptul că semnalul vocal este prezent. Dacă E_x este mai mare decât T_1 și T_2 dar nu și decât T_3 , atunci DEM(x)=2, semnalul nevocal este prezent. Dacă E_x este mai mare decât T_1 dar nu și decât T_2 și T_3 , DEM(x)=1. Și, în final, dacă E_x este mai mic decât toate aceste trei valori de prag, DEM(x)=0, indicând că nici un semnal vocal nu este prezent. Valoarea lui DEM(x) este furnizată din unitatea de mărime a energiei diferențiale **184** către mașina de stare **180**.

În mod similar, mărimea energiei diferențiale a semnalului e , DEM(e), este calculată și utilizată pentru determinarea existenței semnalului vorbit de la capătul de aproape. DEM(e) în configurația preferată este o valoare întregă cuprinsă între 0 și 3 inclusiv. DEM(e) este determinat prin compararea energiei E_e a semnalului $e(n)$, furnizată din unitatea de calculare a energiei **182** din fig. 6, cu următoarele trei valori de prag calculate în blocul **304**:

$$T_1(EB_i) = -(6.930766 \times 10^{-6})EB_i^2 + 4.047152EB_i + 289.7034; \quad (21)$$

$$T_2(EB_i) = -(6.912166 \times 10^{-5})EB_i^2 + 8.750045EB_i + 908.971; \text{ și } \quad (22)$$

$$T_3(EB_i) = -(4.946311 \times 10^{-5})EB_i^2 + 18.89962EB_i + 2677.431 \quad (23)$$

unde estimarea zgomotului de fond a semnalului $e(n)$ este de asemenea actualizată la fiecare 128 eșantioane, astfel:

$$EB_{i+1} = \min(Ee, 160000, \max(1.00547EB_i, EB_i + 1)) \quad (24)$$

Dacă E_e este mai mare decât toate aceste trei valori de prag, $DEM(e)=3$, indicând că semnalul vocal de la capătul de aproape este prezent. Dacă E_e este mai mare decât T_1 și T_2 dar nu și decât T_3 , atunci $DEM(e)=2$, indicând faptul că un semnal nevocal de la capătul de aproape este probabil prezent. Dacă E_e este mai mare decât T_1 dar nu și decât T_2 și T_3 , $DEM(e)=1$. Și, în final, dacă E_e este mai mic decât toate aceste trei valori de prag, $DEM(e)=0$, indicând faptul că nu este prezent nici un semnal vocal. Valoarea lui $DEM(e)$ este, de asemenea, furnizată din unitatea de mărime a energiei diferențiale **184** către mașina de stare **180**.

Odată ce valorile lui $DEM(x)$ și $DEM(e)$ sunt calculate, valorile XB_i și EB_i sunt actualizate în ecuațiile (17) și (24) în blocul **306**. Trebuie notat că atât XB_i cât și EB_i sunt inițializate la o valoare de 160000.

Prin utilizarea măsurătorilor de energie diferențială care urmăresc nivelul zgomotului de fond, se poate face o determinare exactă a faptului că cineva vorbește sau nu, chiar în cazul prezenței unui nivel ridicat de zgomot de fond. Acest lucru ajută mașina de stare **180** în fig.6 să execute corect determinările de stare.

După cum a fost menționat anterior, în pasul de calculare a funcției periodice se face un calcul de analiză a zgomotului. Atunci când selectorul funcției, blocul **300**, detectează că mașina de stare este în starea "0" pentru un eșantion curent, se face o determinare pentru a vedea dacă ultimile 256 eșantioane, inclusiv curentă, sunt toate de

stare "0" a mașinii de stare, blocul **308**. Dacă este așa, se utilizează o metodă de codare predictivă (LPC), utilizată în mod curent pentru semnalele trecute prin vocoder, pentru a calcula caracteristicile spectrale ale zgomotului. Dacă nu toate aceste eșantioane sunt în starea "0", metoda LPC este omisă.

Metoda LPC modelează fiecare eșantion ca și cum ar fi produs de către o combinație liniară a eșantioanelor anterioară plus o excitație. Atunci când nici un vorbitor nu vorbește, semnalul de eroare $e(n)$ este trecut printr-un filtru de eroare predictivă (elementul de analiză a zgomotului **166** din fig.5) pentru a înlătura orice redondanțe de termen scurt. Funcția de transfer pentru acest filtru este dată de ecuația:

$$A(z) = 1 - \sum_{i=1}^P a_i z^{-i} \quad (25)$$

unde ordinul producției în configurația preferată este 5 ($P=5$).

Coeficienții LPC, a_i , sunt calculați dintr-un bloc de 128 eșantioane utilizând metode de autocorelație, blocul **310**, cu recurența Durbin, blocul **312**, așa cum este prezentat în textul "Procesarea Digitală a Semnalelor Vocale" de Rabiner & Schafer, care este o metodă eficientă bine cunoscută. Primii șase coeficienți de autocorelație $R(0)$ până la $R(5)$ sunt calculați astfel:

$$R[k] = \sum_{m=0}^{127-k} e(m) e(m+k) \quad (26)$$

Coeficienții LPC sunt apoi calculați direct din valorile de autocorelație, utilizând algoritmul de recurență Durbin. Algoritmul poate fi stabilit după cum urmează:

$$(1) \quad E(0) = R(0), \quad i=1 \quad (27)$$

$$(2) \quad k(i) = \left\{ R(i) - \sum_{j=1}^{i-1} \alpha_j^{(i-1)} R(i-j) \right\} / E(i-1) \quad (28)$$

(3) $\alpha_i^{(0)} = k_i$ (29)

(4) $\alpha_j^{(i)} = \alpha_j^{(i-1)} - k_i \alpha_{i-j}^{(i-1)}$
 $1 < j <= i-1$ (30)

(5) $E(i) = (1 - k_i^2) E(i-1)$ (31)

(6) Dacă $i < P$ atunci goto (2) cu $i = i+1$ (32)

(7) Soluția finală pentru coeficienții LPC este dată ca

$a_j = \alpha_j^{(P)}$ $1 <= j <= P$ (33)

Odată ce coeficienții LPC sunt obținuți, eșantioanele de zgomot sintetizat pot fi generate cu aceleași caracteristici spectrale prin trecerea zgomotului alb prin filtrul de sinteză a zgomotului (elementul de sinteză a zgomotului **168** din fig.5) dat de:

$$\frac{1}{A(z)} = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^P a_i z^{-i}}$$
 (34)

care este tocmai inversul filtrului utilizat pentru analiza zgomotului.

Trebuie să se înțeleagă ca în exemplul de configurație, tehnicile de codare LPC constituie o metodă excelentă pentru modelarea zgomotului, totuși pot fi utilizate și alte tehnici pentru modelarea zgomotului sau poate să nu fie folosită nici o modelare a zgomotului.

Ca funcție următoare, după pasul de calculare a funcției periodice, se utilizează un algoritm de shiftare pentru a calcula diferențele întârzieri ale ecoului. Acest calcul este realizat pe eșantionul procesat inițial pentru un apel, și în mod opțional pe fiecare 256 eșantioane, prevăzând faptul că ERLE este mai mare de 10 dB, blocul **314**. Dacă ERLE este mai

mare de 10 dB, indicând că este prezentă o anulare, în unitatea de calcul a întârzierii plate **190** din fig.6, este determinată cea mai mare pondere, adică coeficienții filtrului care au cea mai mare valoare pentru filtrul inițial (filtrul **156** din fig.5), blocul **316**. Apoi se începe o shiftare a coeficienților de ponderare pentru a procesa un număr mare de eșantioane din regiunea de dispersie a ecoului și mai puține din regiunea cu întârziere plată, blocul **318**. Shiftarea coeficienților de ponderare reprezintă o plasare determinată a unui număr mai mare de eșantioane ale regiunii de dispersie a ecoului din buffer în filtrul de stare și filtrul de anulare a ecoului decât poate să apară în mod normal. Este începută apoi o recalculare a mediei energiei pe aceste eșantioane, blocul **320**. Odată ce algoritmul de shiftare se termină sau oricare dintre cele două calcule ale pasului de calcul a funcției periodice sunt terminate, Fcount este incrementat, blocul **322** și subrutina se încheie.

Referitor la ajustarea întârzierii ecoului, deoarece distanța între dispozitivul de anulare a ecoului de la stația de bază și hibridul din rețeaua telefonică poate varia în mare măsură între apeluri, intervalul plat de întârziere a semnalului ecou are de asemenea un domeniu larg. Putem estima rapid acest domeniu presupunând ca U.S. are 3000 mile lățime și semnalele electrice se propagă cu o viteză de 2/3 din viteza luminii. Deoarece distanța dus-întors este de 6000 mile, intervalul plat de întârziere maxim este aproximativ:

$$\frac{(6000 \text{ mile}) \times (1609.34 \text{ metri/milă})}{2 \times 10^5 \text{ metri/ms}} = 48.3 \text{ ms}$$
 (35)

Dispozitivul de anulare a ecoului ce face obiectul prezentei invenții calculează diferite valori ale intervalului plat găsit în diferite apeluri astfel încât să opereze mai multe ponderări pe regiunea de dispersie a ecoului, în loc de a fi

"pierdute" pe regiunea de interval plat. De exemplu, într-un dispozitiv de anulare a ecoului tradițional care nu are mecanism de shiftare a coeficienților de ponderare, o întârziere plată de 16 ms ar determina ca 128 de coeficienți de

ponderare ai dispozitivului de anulare a ecoului să fie aduși la zero deoarece cele mai recente 128 eșantioane în linia de întârziere a filtrului nu sunt corelate cu eșantionul de ecou ce intră în dispozitivul de anulare. De aceea semnalul ecou real va trebui să fie anulat de către cei 128 coeficienți de ponderare ce rămân. În contrast, NEC conform prezentei invenții determină automat că întârzierea plată este de 16 ms și shiftază coeficienții de ponderare pentru a opera pe eșantioane mai vechi. Această strategie utilizează mai mulți coeficienți de ponderare pe regiunea de dispersie a ecoului, ceea ce se reflectă într-o anulare mai bună.

NEC-ul prezentei invenții înmagazinează 512 eșantioane ale semnalului vocal dela capătul depărtat $x(n)$ într-un buffer circular (bufferul **154** din fig. 5), ceea ce corespunde unei întârzieri de 64 ms. Când dispozitivul de anulare pornește, el adaptează inițial, în filtrul inițial **156** din fig.5, 448 coeficienți de ponderare pe cele mai recente 448 eșantioane, așa cum se vede în fig.10.

După obținerea convergenței inițiale cu coeficienții de ponderare în această poziție, algoritmul determină intervalul de întârziere plat în interiorul unității de calcul a întârzierii plate **190** găsiind valoarea cea mai mare a coeficientului de ponderare și poziția sa respectiv în bufferul filtrului inițial **156**. Numărul coeficientului cel mai mare de ponderare (notat T_{max}) corespunde întârzierii plate deoarece este timpul (în eșantionul de 8 kHz) pentru un eșantion de vorbire de la capătul de departe de a ieși din dispozitivul de anulare a ecoului, de a fi reflectat de către hibrid și întors la intrarea dispozitivului de anulare a ecoului. În loc de a shifta coeficienții de ponderare cu T_{max} , algoritmul lasă o marjă de siguranță de 32 eșantioane în caz că răspunsul canalului ecou se modifică ușor. Valoarea reală a shiftării coeficientului de ponderare este dată de:

$$T_{shift} = \text{MAX}(0, \text{MIN}(T_{max} - 32, 256)) \quad [36]$$

Odată ce T_{shift} este determinat, coeficienții de filtrare ai filtrului inițial, începând cu T_{shift} sunt copiați atât în filtrul de stare, cât și în filtrul de anulare a ecoului, de către unitatea de calcul a intervalului plat **190** după cum se poate vedea în fig.11. Se utilizează o decalare cu T_{shift} în bufferul circular astfel încât coeficientul de ponderare de ordinul zero al ambelor filtre de stare și de anulare a ecoului să se alinieze cu eșantionul care a ajuns în locul lui T_{shift} înainte de cel mai recent eșantion. Fig. 12 ilustrează shiftarea maximă ce permite o acoperire a ecoului de 64 ms. După ce coeficienții de ponderare au fost shiftați pentru a opera pe eșantioane vechi, măsurătorile energiilor $E_x(n)$ și $E_{xx}(n)$ sunt modificate în mod corespunzător pentru a măsura suma pătratelor acestor eșantioane vechi.

După cum s-a văzut în prezentarea de până acum, au fost descrise trei filtre adaptive. Totuși, trebuie să se înțeleagă că în diferite variante de implementare, în particular în cazul unui procesor de semnal digital, filtrul inițial poate să funcționeze și ca filtru de stare și ca filtru de anulare a ecoului, utilizând aceeași memorie fizică.

La ieșirea din pasul de calculare a funcției periodice în punctul D, fig. 7 și 9, se execută un algoritm de control al mașinii de stare, de către mașina de stare **180** (fig.6). Algoritmul de control al mașinii de stare poate fi modelat ca o mașina de stare cu cinci stări, după cum se poate observa în fig.13. Algoritmul de control al mașinii de stare așa cum a fost implementat în mașina de stare **180** poate determina o schimbare a stării cu fiecare eșantion nou.

Starea O, blocul **330**, reprezintă starea de liniște, caracterizată prin aceea că nici un abonat nu vorbește. Nici unul dintre cele două filtre de stare sau de anulare a ecoului nu se adaptează în această stare pentru a împiedica divergențele față de canalul ecou. Dacă NEC rămâne în stare O pe durata a 256 eșantioane consecutive, algoritmul de control inițializează rutina de ana-

liză a zgomotului din fig.9, pentru a coda caracteristicile de frecvență ale zgomotului de fond utilizând analiza LPC.

Dacă vorbitorul de la capătul de departe este singurul care vorbește, NEC intră în starea 1, blocul **332**, în care filtrul de stare se adaptează întotdeauna. Filtrul de anulare a ecoului se adaptează dacă ERLE al fiecăruia dintre filtre este peste valoarea de prag de adaptare VT. Rutina de sinteză a zgomotului generează zgomot (utilizând coeficienții LPC obținuți pe perioada ultimului interval de liniște) pentru a înlocui orice ecou rezidual. Ca rezultat, NEC are infinite ERLE în stare 1 deoarece oricât de tare ar fi semnalul de la capătul de departe $x(n)$, ecoul rezidual nu va fi niciodată trimis înapoi către mobil.

Dacă abonatul de la capătul de aproape este singurul care vorbește, NEC intră în starea 2, blocul **334**. Aici, mașina de stare blochează adaptarea ambelor filtre și dă la ieșire semnalul $e(n)$. Dacă abonatul de la capătul de aproape se oprește din vorbit, NEC trece în starea 4 (stare de revenire în repaus, cu un timp de revenire de 50 ms în cazul configurației de față, înainte de a trece în starea 0 (liniște). Această stare de revenire în repaus este utilă la posibilele pauze din timpul vorbirii de la capătul de aproape. Dacă abonatul de la capătul de departe începe să vorbească, NEC trece în starea 3 (starea de vorbire dublă).

În starea 3, blocul **336**, care este starea de vorbire dublă, mașina de stare blochează adaptarea filtrului de anulare a ecoului și scoate la ieșire semnalul $e(n)$. Dacă pierderea la hibrid este peste 3 dB, algoritmul de control al mașinii de stare permite filtrului de stare să se adapteze pentru a evalua o posibilă modificare în impulsul răspuns al canalului ecou. De exemplu, să presupunem că ambele filtre sunt convergente, abonatul de la capătul de departe este singurul care vorbește, și canalul ecou se modifică brusc. Această situație poate să apară, de exemplu, dacă cineva ridică un telefon astfel încât vorbitorul de la stația mobilă vorbește cu doi oameni ce

se află pe partea staționară simultan. În acest caz, ERLE al ambelor filtre ar coborî brusc și NEC ar shifta către starea de convorbire dublă, confundând semnalul ecou cu vorbirea de la capătul de aproape. Cu toate ca ambele filtre ar fi în mod normal blocate în cazul vorbirii duble, în acest caz dacă ambelor filtre nu le este permis să se adapteze, NEC va rămâne în această stare până ce apelul se termină. Totuși NEC utilizează pierderea în hibrid pentru a determina dacă filtrului de stare îi este permis să se adapteze. De îndată ce filtrul se adaptează, ERLE-ul său va crește, așa cum cere noul canal ecou, și NEC va restabili starea 3 (convorbire dublă). După cum este prezentat în diagrama de stare, singurul mod de a ieși din stare 3 (convorbire dublă) este prin intermediul stării 4 (revenire în repaus), în care se intră doar dacă pierderea hibridului este mai mare de 3 dB și ERLE al oricăruia dintre cele două filtre de stare și de anulare a ecoului este peste valoarea minimă de prag MT.

Starea 4, blocul **338**, este o stare de revenire în repaus care ține cont de pauzele semnalului vocal de la capătul de aproape. Dacă vorbitorul de la capătul de departe vorbește și cel de la capătul apropiat nu este detectat timp de 100 ms, în exemplul de față, NEC trece din starea 4 (stare de revenire în repaus) în starea 1 (vorbire la capătul depărtat). Dacă vorbitorul de la capătul depărtat nu vorbește și cel de la capătul apropiat nu este detectat timp de 50 ms în exemplul de față, NEC trece din starea 4 (stare de revenire în repaus) în starea 0 (liniște). Dacă se detectează vorbire la capătul apropiat, algoritmul de control returnează NEC într-una din stările 2 (vorbire la capătul apropiat) sau 3 (convorbire dublă).

În fig. 14 este prezentată o organigramă detaliată a algoritmului de control al mașinii de stare. Algoritmul, conform fig.14, este executat pentru fiecare eșantion cu o determinare preliminară în care se verifică dacă starea curentă este starea 1 (vorbire la capătul depărtat), blocul **340**. Dacă rezultă că starea curentă este starea 1 și că valo-

rea lui H_{loss} este mai mică de 3 dB, blocul **342**, atunci elementul de control permite furnizarea la ieșire a valorii $e(n)$, blocul **344**. Acest caz indică situația în care, pentru eșantionul anterior, semnalul vocal de la capătul depărtat a fost prezent, dar pentru eșantionul curent este prezentă convorbirea dublă. În mod similar, dacă starea curentă este determinată a nu fi nici una din stările 1, 2 sau 3, (vorbire la capătul depărtat, vorbire la capătul apropiat și convorbire dublă) respectiv în blocurile **340**, **346** și **348**, valoarea lui $e(n)$ este permisă la ieșire, blocul **344**, cu controlul semnalului de ieșire realizat de către mașina de stare. Se face atunci o determinare a stării în care trebuie să fie NEC pentru procesarea eșantionului următor, cu determinarea stării următoare începând la punctul **E** din algoritmul de control al mașinii de stare.

Revenind la blocul **340**, dacă starea curentă este determinată a fi starea 1 (vorbire la capătul depărtat), și H_{LOSS} este determinat a fi mai mare de 3 dB, blocul **342**, filtrului de stare îi este permis să se adapteze, blocul **350**. ERLE și ERLE1 sunt atunci comparate cu VT și dacă unul este mai mare decât VT, blocurile **352** și **354**, filtrului de anulare a ecoului îi este permis să se adapteze, blocul **356**. Dacă ERLE și ERLE1 nu sunt mai mari decât VT în ambele blocuri, filtrul de anulare a ecoului nu se adaptează. În oricare din cazuri se generează un eșantion de zgomot sintetizat, blocul **358**, prin elementul de zgomot sintetizat, sub controlul elementului de control, utilizând coeficienții LPC obținuți pe perioada ultimului interval de liniște. Eșantionul de zgomot sintetizat $s(n)$ este furnizat la ieșire, blocul **360**, cu controlul ieșirii realizat de către elementul de control. Apoi se face o determinare a stării următoare în care trebuie să fie NEC pentru a procesa eșantionul următor, cu următoarea determinare a stării începând în punctul **E**.

În punctul **E** execuția programului intră în subrutina de stare următoare. Dacă valoarea lui $DEM(x)$ nu este mai mare decât sau egală cu valoarea întreagă a lui 2, blocul **362**, se face o verificare pentru a determina dacă $DEM(e)$ este mai mic sau egal cu 1,

blocul **364**. Dacă $DEM(e)$ nu este mai mic sau egal cu 1, atunci mașina de stare trece într-o stare următoare, adică starea 2 (vorbire la capătul de aproape), blocul **366**. Oricum, dacă $DEM(e)$ este mai mic sau egal cu 1, atunci mașina de stare trece în starea O (liniște), blocul **368**. Dacă se face o tranziție în starea 2 sau în starea O, rutina continuă cu punctul **F** cu algoritmul de control al mașinii de stare pentru determinarea stării de revenire în repaus.

La intrarea subrutinei stării următoare în punctul **E** dacă valoarea lui $DEM(x)$ este mai mare decât sau egală cu 2, blocul **262**, se verifică dacă valoarea lui $DEM(e)$ este egală cu 3, blocul **370**. Dacă nu, următoarea stare este determinată a fi starea 1 (vorbire la capătul de departe), blocul **372**, și rutina continuă în punctul **F** cu algoritmul de control al mașinii de stare pentru determinarea stării de revenire în repaus. Dacă în blocul **370** valoarea lui $DEM(e)$ este determinată a fi egală cu 3, atunci se face o verificare pentru a determina dacă fiecare dintre H_{loss} , ERLE sau ERLE1 este mai mic decât 3dB, blocurile **374**, **376** și **378**. Dacă în blocurile **374**, **376** și **378**, oricare dintre valori este mai mică de 3 dB, următoarea stare este determinată a fi starea 3 (convorbire dublă), blocul **380**. Oricum, dacă în blocurile **374**, **376** și **378**, fiecare valoare este mai mare decât sau egală cu 3 dB, următoarea stare este determinată a fi 1 (vorbire la capătul de departe), blocul **372**. Din blocurile **372** și **380**, ca și până acum, rutina continuă în punctul **F** cu algoritmul de control al mașinii de stare pentru determinarea stării de revenire în repaus.

Întorcându-ne înapoi la blocul **346**, unde intrarea în acest bloc este realizată dacă starea curentă este determinată a nu fi starea 1 (vorbirea la capătul de departe), în blocul **340**, se face verificarea dacă starea curentă este starea 2 (vorbire la capătul de aproape). Dacă starea curentă este starea 2, atunci valoarea lui $e(n)$ este furnizată la ieșire, blocul **382**. Se face atunci o determinare a stării următoare determinând mai întâi dacă $DEM(x)$ este egal cu 3, blocul **384**, și dacă este așa, următoarea stare

este setată starea 3 (convorbire dublă), blocul **386**. Dacă **DEM(x)** nu este egal cu 3 se face o determinare pentru a verifica dacă **DEM(e)** este mai mare decât sau egal cu 2, blocul **388**.

Dacă în blocul **388**, **DEM(e)** este determinat ca fiind mai mare decât sau egal cu 2, următoarea stare este setată să rămână starea curentă, starea 2 (vorbitură la capătul de aproape), blocul **390**. Dacă în blocul **388**, **DEM(e)** determinat nu este mai mare decât sau egal cu 2, se face o determinare pentru a vedea dacă **DEM(x)** este mai mic decât sau egal cu 1, blocul **392**. Dacă în blocul **392**, **DEM(x)** este determinat ca nefiind mai mic decât sau egal cu 1, atunci următoarea stare este setată a fi starea 3 (convorbire dublă), blocul **386**. În cazul în care în blocul **392**, **DEM(x)** este determinat a fi mai mic decât sau egal cu 1, atunci următoarea stare este setată a fi starea 4 (starea de revenire în repaus), blocul **394**. În mod adițional în blocul **394**, în elementul de control, este setat un contor intern, Hcounter (nu este arătat) la o valoare Hcount de 400. Din blocurile **386**, **390** și **394** rutina continuă în punctul **F**, cu algoritmul de control al mașinii de stare pentru determinarea stării de repaus.

Întorcându-ne înapoi la blocul **346**, dacă rezultatul determinării este acela că starea curentă nu este starea 2 (vorbitură la capătul de aproape), se face o determinare în blocul **348** pentru a se verifica dacă starea curentă nu este cumva starea 3 (convorbire dublă). Dacă starea curentă este starea 3, atunci valoarea lui **e(n)** este furnizată la ieșire, blocul **396**. Se face atunci o determinare cu privire la starea următoare, mai întâi determinând dacă **DEM(x)** este egal cu 3, blocul **398**, și dacă nu este, rutina continuă către blocul **388** pentru determinarea stării așa cum s-a discutat anterior. Dacă **DEM(x)** este egal cu 3 se face o determinare pentru a vedea dacă Hloss este mai mare de 3 dB, blocul **400**. Dacă în blocul **400** Hloss nu este mai mare decât 3 dB, starea următoare este setată starea 3 (convorbire dublă), blocul **386**. Dacă Hloss este mai mare decât 3 dB, filtrului de stare îi este permis să

se adapteze, blocul **402**.

După ce filtrului de stare îi este permis să se adapteze, se face o determinare pentru a verifica dacă ERLE este mai mare decât MT, blocul **404**, și dacă nu, se face o determinare pentru a verifica dacă ERLE1 este mai mare decât MT, blocul **406**. Dacă oricare dintre ERLE sau ERLE1 este mai mare decât MT, atunci următoarea stare este setată a fi starea 4 (stare de revenire în repaus), blocul **408**. Dacă ERLE1 nu este mai mare decât MT, următoarea stare este setată a fi starea 3 (convorbire dublă), blocul **386**. Dacă starea următoare este setată a fi starea 4 în blocul **408**, Hcount este setat la valoarea 800. Din blocurile **386** și **408** rutina continuă în punctul **F** cu algoritmul de control al mașinii de stare pentru determinarea stării de revenire în repaus.

Rutina stării de revenire în repaus asigură că apare o întârziere între tranziția de la starea de semnal vocal de la capătul de aproape sau starea de convorbire dublă, la o stare de semnal vocal de la capătul de departe sau starea de liniște. Odată ce rutina de determinare a stării de revenire în repaus a intrat la punctul **F**, se face o determinare pentru a vedea dacă starea curentă este starea 4 (starea de revenire în repaus), blocul **410**. În cazul în care starea curentă nu este starea 4, rutina algoritmului mașinii de stare se termină, întorcându-se la punctul A din fig.7.

Dacă în blocul **410** starea curentă determinată este starea 4, se face o determinare pentru a vedea dacă starea următoare a fost setată la o stare mai mică decât starea 2, adică starea 1, (vorbitură la capătul de departe) sau starea 0 (starea de liniște), blocul **412**. Dacă starea următoare determinată în blocul **412** nu este starea 0 sau starea 1, subrutina algoritmului de control al mașinii de stare se termină cu întoarcere la punctul A din fig.7. În cazul în care starea următoare este determinată a fi starea 0 sau starea 1, valoarea lui Hcount este decrementată, blocul **414**, făcându-se atunci o determinare dacă Hcount este egal cu zero, blocul **416**. Dacă Hcount este determinat a fi egal cu 0, atunci subrutina algoritmului de control al mașinii de stare se

termină cu întoarcere la punctul A din fig. 7. Dacă Hcount nu este egal cu 0 atunci următoarea stare este setată a fi starea 4, blocul **418**, și subrutina algoritmului de control al mașinii de stare se termină cu întoarcere la punctul A al fig. 7.

Trebuie să se înțeleagă că mulți dintre parametri discutați, cu referire la exemplul de configurație dat, pot fi modificați în scopul prezentării invenției de față. De exemplu, întârzierea la revenire în stare de repaus poate fi modificată așa cum pot fi și alți parametri, ca valorile de prag, numărul nivelelor valorilor de prag, sau mărimile pașilor filtrului.

Descrierea exemplului de configurație făcută anterior permite oricărei persoane ce lucrează în domeniu să facă sau să folosească prezenta invenție. Diferite posibile modificări ale acestor configurații vor fi evidente, pentru persoane de specialitate în domeniu, și principiile generice definite aici pot fi aplicate și altor configurații fără utilizarea unor capacități inventive. Astfel, invenția de față nu este limitată la configurațiile prezentate aici, ci poate fi pusă de acord cu o arie mai largă de configurații ce corespund cu principiile și caracteristicile noi discutate aici.

Revendicări

1. Dispozitiv pentru anularea ecoului în rețea (**140**) care anulează un semnal al canalului de ecou $[y(n)]$ într-un semnal al canalului de întoarcere $[r(n)]$, **caracterizat prin aceea că** conține:

- un prim filtru (**158**) având o primă intrare, la care se aplică semnalul de convorbire de la capătul îndepărtat $[x(n)]$ și o a doua intrare, pe care se aplică un semnal de control al primului filtru, de la o unitate de control (**152**), acest prim filtru (**158**) generând coeficienții primului filtru și un prim semnal de estimare a ecoului $[y1(n)]$ și actualizând coeficienții primului filtru, în funcție de semnalul de control al primului filtru de la unitatea de control (**152**);

- un prim sumator (**150**) având o primă intrare, cuplată la numitul prim filtru (**158**), la care se aplică numitul prim semnal de estimare a ecoului $[y1(n)]$, și o a doua

intrare, la care se aplică semnalul canalului de întoarcere $[r(n)]$, numitul prim sumator (**150**) scăzând primul semnal de estimare a ecoului $[y1(n)]$ din numitul semnal al canalului de întoarcere $[r(n)]$ pentru a genera un prim semnal de ecou rezidual $[e1(n)]$;

- un al doilea filtru (**160**) având o primă intrare, la care se aplică numitul semnal de convorbire de la capătul îndepărtat $[x(n)]$ și o a doua intrare, la care se aplică un semnal de control al celui de al doilea filtru, de la numita unitate de control (**152**), cel de al doilea filtru (**160**) generând coeficienții săi de filtrare și un al doilea semnal de estimare a ecoului $[y(n)]$ actualizând numiții coeficienții de filtrare în funcție de semnalul de control al celui de al doilea filtru furnizat de unitatea de control (**152**);

- un al doilea sumator (**148**) având o primă intrare, cuplată la numitul al doilea filtru (**160**), care primește al doilea semnal de estimare a ecoului $[y(n)]$ și o a doua intrare care primește numitul semnal al canalului de întoarcere $[r(n)]$, numitul al doilea sumator (**148**) scăzând al doilea semnal de estimare a ecoului $[y(n)]$ din numitul semnal al canalului de întoarcere $[r(n)]$, pentru a genera un al doilea semnal de ecou rezidual $[e(n)]$, numita unitate de control (**152**) având o primă intrare care primește numitul semnal de convorbire de la capătul îndepărtat $[x(n)]$, o a doua intrare care primește numitul semnal al canalului de întoarcere $[r(n)]$, o a treia intrare cuplată la primul sumator (**150**) care primește primul semnal de ecou rezidual $[e1(n)]$ și o a patra intrare cuplată la al doilea sumator (**148**) care primește al doilea semnal de ecou rezidual $[e(n)]$, unitatea de control (**152**) având o primă ieșire care furnizează un prim semnal de control numitului prim filtru (**158**) și o a doua ieșire care furnizează un al doilea semnal de control celui de al doilea filtru (**160**), primul și al doilea semnal de control fiind generate pe baza stărilor de control ale unității de control (**152**).

2. Dispozitiv conform revendicării 1, **caracterizat prin aceea că**, unitatea de control (**152**) conține o mașină de stări (**180**) având numitele prima, a doua, a treia

și a patra intrare care primesc semnalele de intrare $[x(n), r(n), e1(n), e(n)]$, și având numitele prima și a doua ieșire care furnizează primul și al doilea semnal de control, mașina de stare (180) determinând stările de control, în funcție de numitele semnale de intrare $[x(n), r(n), e1(n), e1(n), e(n)]$, și o unitate de prag de adaptare variabil (186), cuplată cu mașina de stări (180), care determină o valoare de prag, numita valoare de prag fiind furnizată mașinii de stări (180), mașina de stări (180) determinând stările de control în funcție de numita valoare de prag.

3. Dispozitiv conform revendicării 2, **caracterizat prin aceea că**, numita mașină de stări (180) determină o stare de convorbire de la capătul îndepărtat, când numitul semnal de convorbire de la capătul îndepărtat $[x(n)]$ este mai mare decât un prim nivel prestabilit, mașina de stări (180) generând numitele primul și al doilea semnal de control când un prim raport de energii depășește un prag de adaptare variabil (VT), sau când un al doilea raport de energii depășește numitul prag de adaptare variabil (VT).

4. Dispozitiv conform revendicării 3, **caracterizat prin aceea că**, numitul prim raport de energii este raportul între numitul prim semnal de ecou rezidual $[e1(n)]$ și numitul semnal al canalului de întoarcere $[r(n)]$, iar numitul al doilea raport este raportul între numitul al doilea semnal de ecou rezidual $[e(n)]$ și numitul semnal al canalului de întoarcere $[r(n)]$.

5. Dispozitiv, conform revendicării 3, **caracterizat prin aceea că**, pragul de adaptare variabil (VT) este determinat, în numita stare de convorbire de la capătul îndepărtat, prin setarea numitului prim raport de energii la valoarea mai mare dintre o primă valoare de prag și cea a diferenței între numitul al doilea raport de energii și o primă valoare fixă prestabilită, dacă numitul al doilea raport de energii este mai mare decât suma numitei prime valori de prag și a numitei primă valoare fixă prestabilită, în caz contrar, setarea numitul prag de adaptare variabil (VT) făcându-se la o a doua valoare fixă, prestabilită, când numitul al doilea raport de energii este mai mic decât diferența între numita a doua valoare fixă prestabilită și o a treia valoare fixă

prestabilită.

6. Dispozitiv conform revendicării 2, **caracterizat prin aceea că**, o stare de la capătul apropiat este determinată de către mașina de stări (180), când energia numitului al doilea semnal de ecou rezidual $[e(n)]$ depășește un al doilea nivel prestabilit de energie, în care numitele primul și al doilea semnal de control sunt inhibitate.

7. Dispozitiv conform revendicării 2, **caracterizat prin aceea că**, o stare de convorbire dublă este determinată de mașina de stări (180), când numitul semnal de convorbire de la capătul îndepărtat $[x(n)]$ depășește un prim nivel de energie prestabilit și numitul semnal de ecou rezidual $[e(n)]$ depășește un al doilea nivel de energie prestabilit, în care numitul prim semnal de control este generat dacă un raport între energia numitului semnal de convorbire de la capătul îndepărtat $[x(n)]$ și energia numitului semnal al canalului de întoarcere $[r(n)]$ este mai mare decât o valoare prestabilită a pierderilor la hibrid.

8. Dispozitiv conform revendicării 2, **caracterizat prin aceea că**, într-o variantă preferată, mai conține:

- un bloc de analiză a zgomotului (166) care furnizează un semnal unui bloc de sinteză a zgomotului (168); numitul bloc de sinteză a zgomotului primind semnalul de ieșire al blocului de analiză a zgomotului și generând un semnal de zgomot $[s(n)]$ care înlocuiește numitul al doilea semnal de ecou rezidual $[e(n)]$; și un comutator (164) care furnizează numitul semnal de zgomot $[s(n)]$ la ieșirea dispozitivului de anulare a ecoului (140), în funcție de un al treilea semnal de control de la mașina de stări (180).

9. Dispozitiv conform revendicării 8, **caracterizat prin aceea că**, mașina de stări (180) generează numitul al treilea semnal de control, când raportul energiei numitului semnal de la capătul îndepărtat $[x(n)]$ și energiei numitului semnal al canalului de întoarcere $[r(n)]$ este mai mare decât un prim nivel prestabilit.

10. Dispozitiv conform revendicării 8, **caracterizat prin aceea că**, ieșirea numitului bloc de analiză a zgomotului (166) conține o analiză linear predictivă de cod a numitului al doilea semnal de ecou rezidual $[e(n)]$,

când mașina de stări (**180**) determină starea de la capătul îndepărtat.

11. Dispozitiv conform revendicării 2, **caracterizat prin aceea că**, numita mașina de stări (**180**) determină o stare de liniște, dacă energia numitului semnal de convorbire

de la capătul îndepărtat [**x(n)**] este mai mică decât un prim nivel de energie prestabilit și energia semnalului canalului de întoarcere [**r(n)**] este mai mică decât un al doilea nivel de energie prestabilit, când numitele primul și al doilea semnal de control sunt inhibate.

Președintele comisiei de examinare: **ing. Popescu Livia**

Examinator: **ing. Savin Rodica**

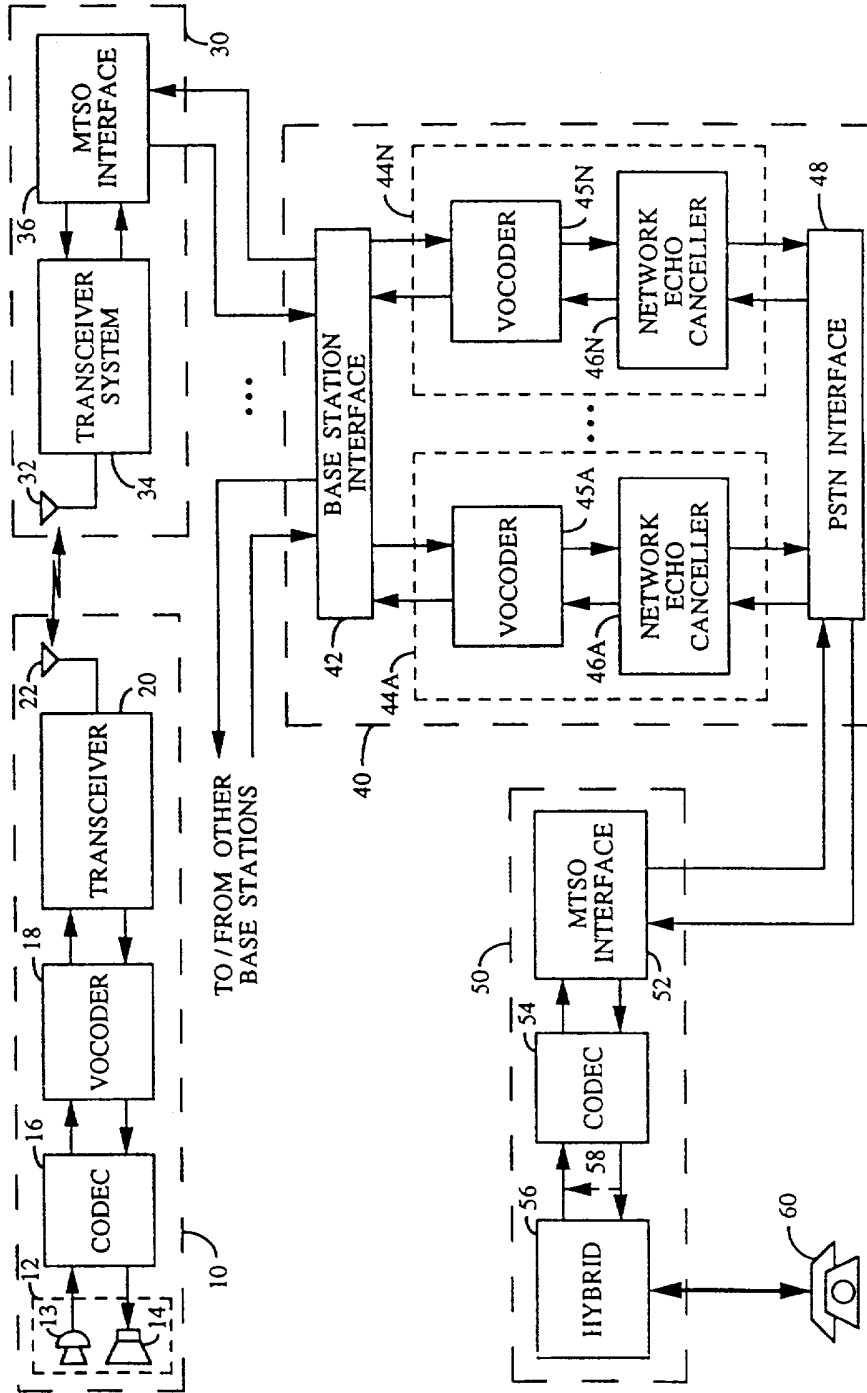


Fig. 1

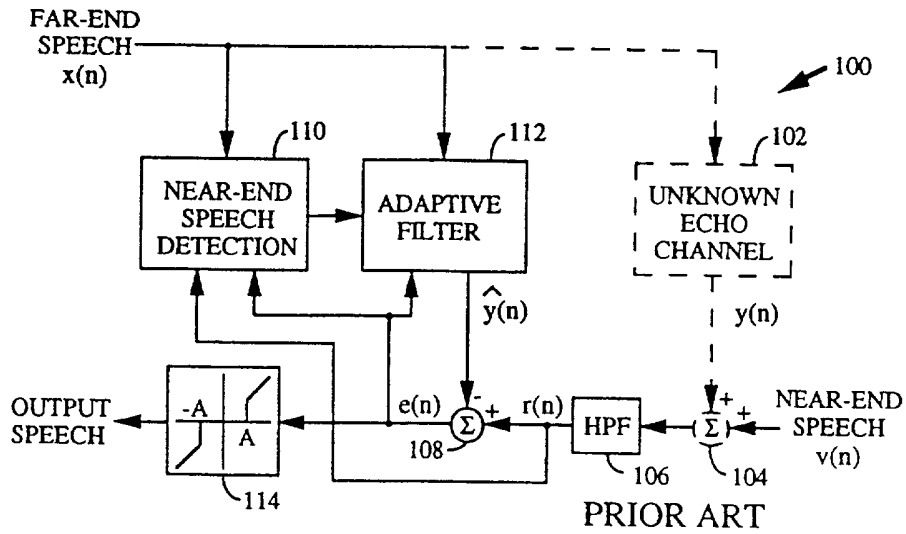


Fig. 2

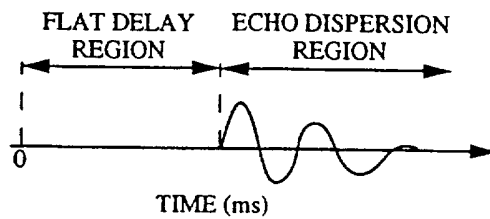


Fig. 3

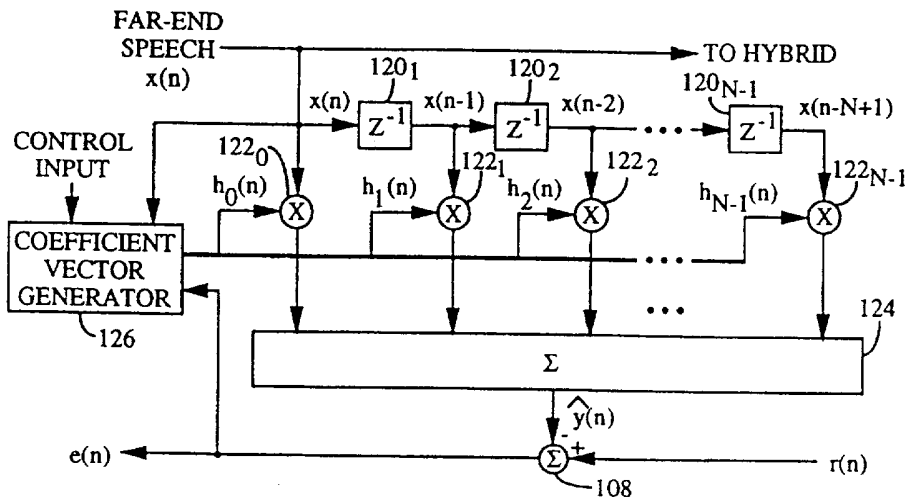


Fig. 4

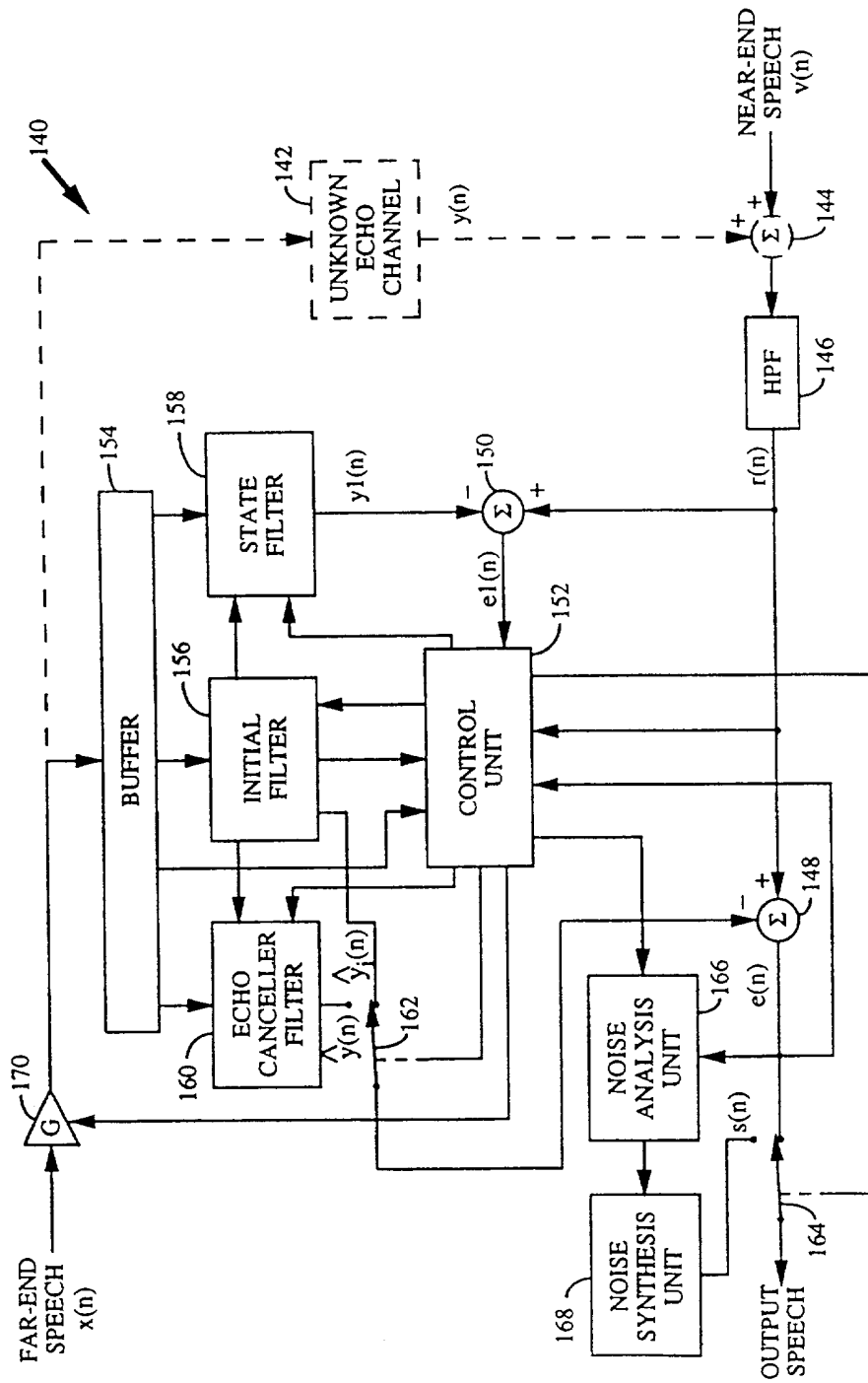


Fig. 5

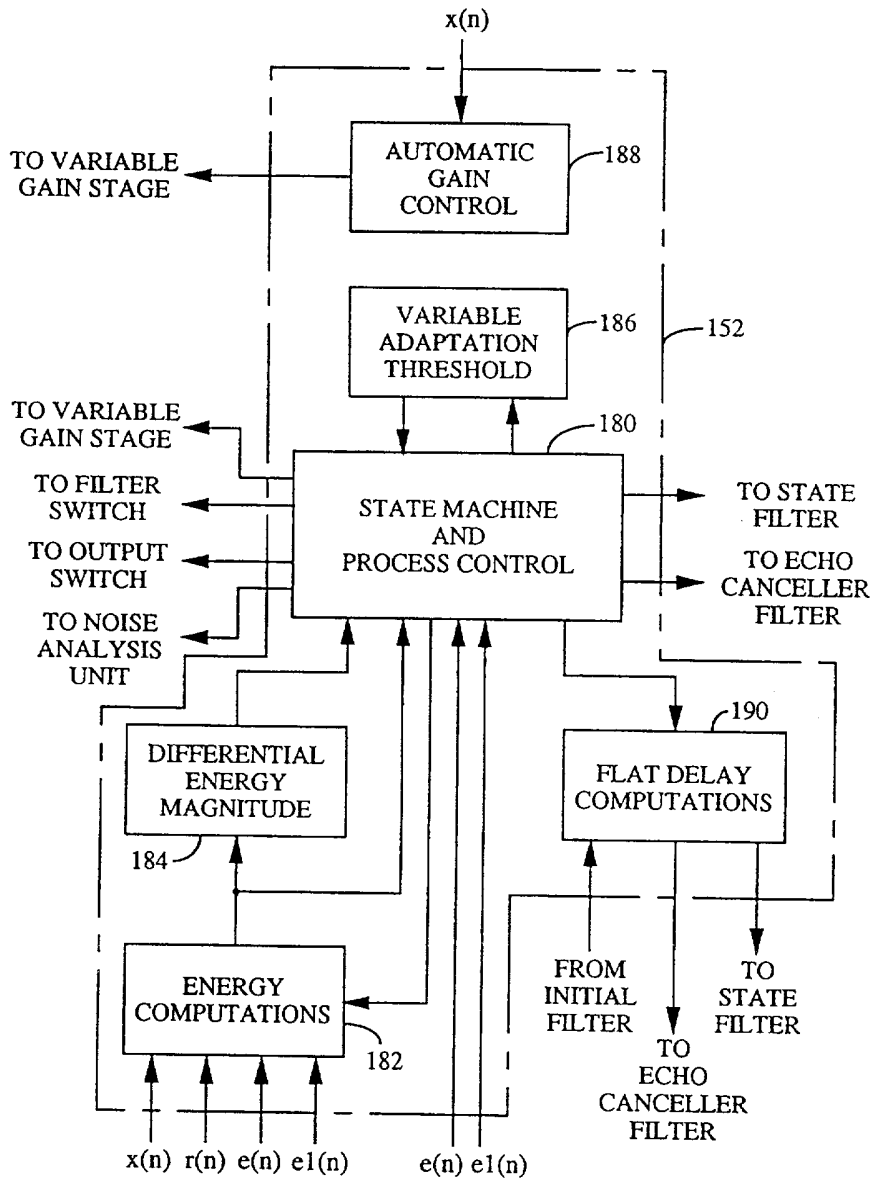


Fig. 6

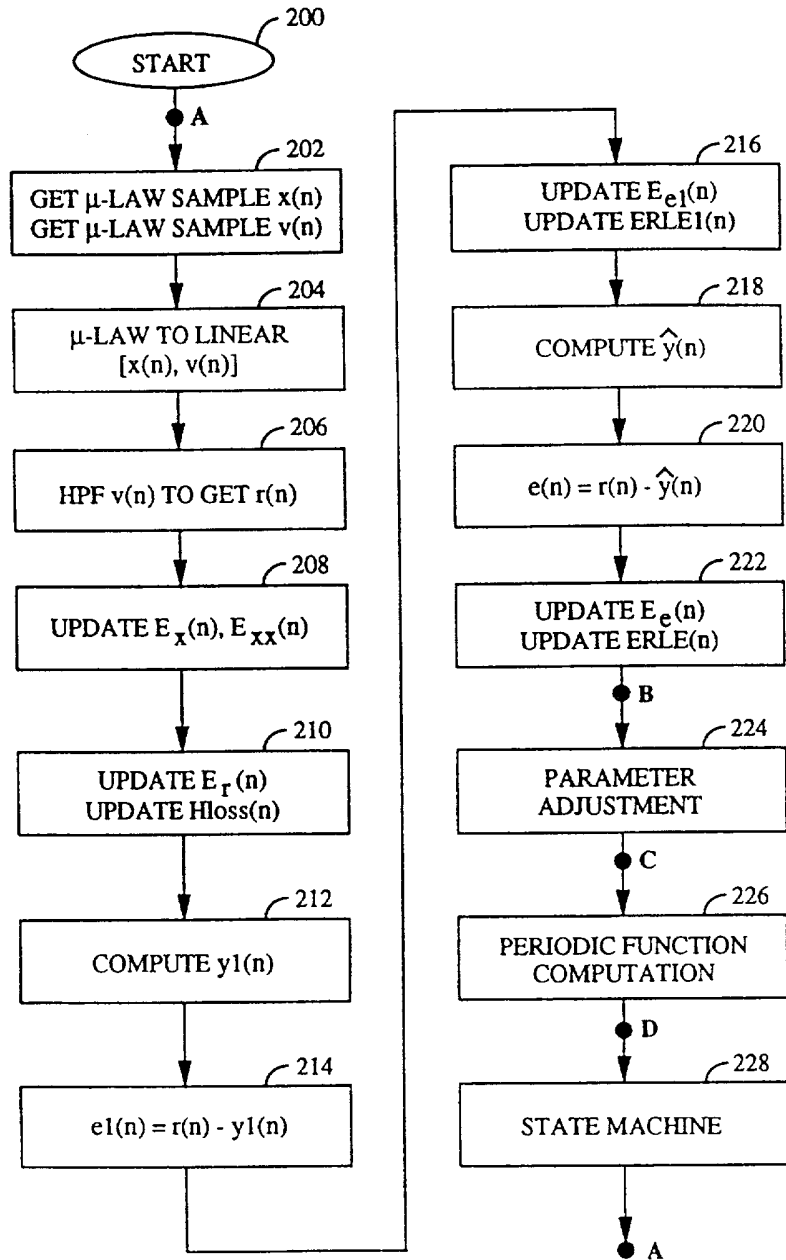


Fig. 7

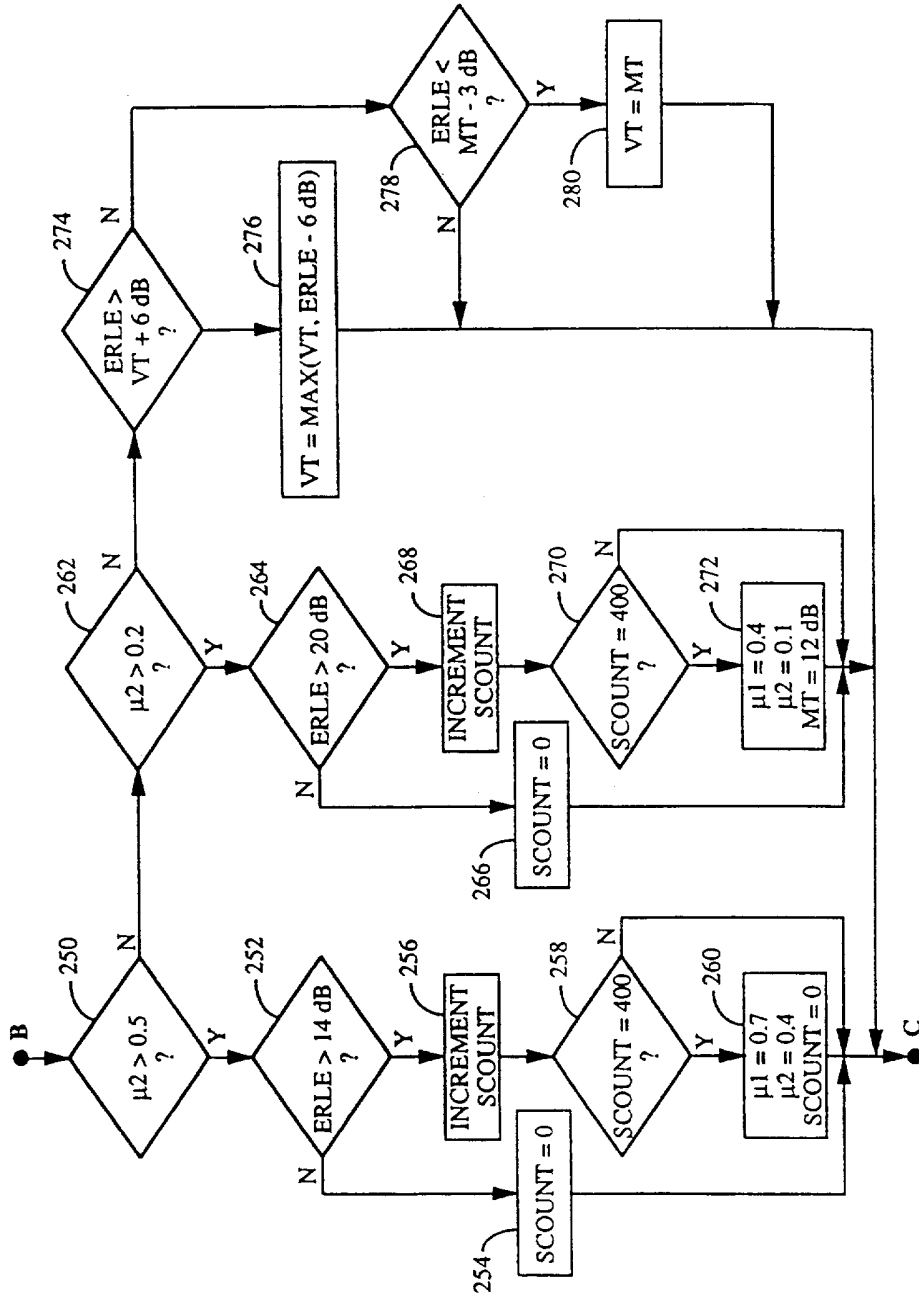


Fig. 8

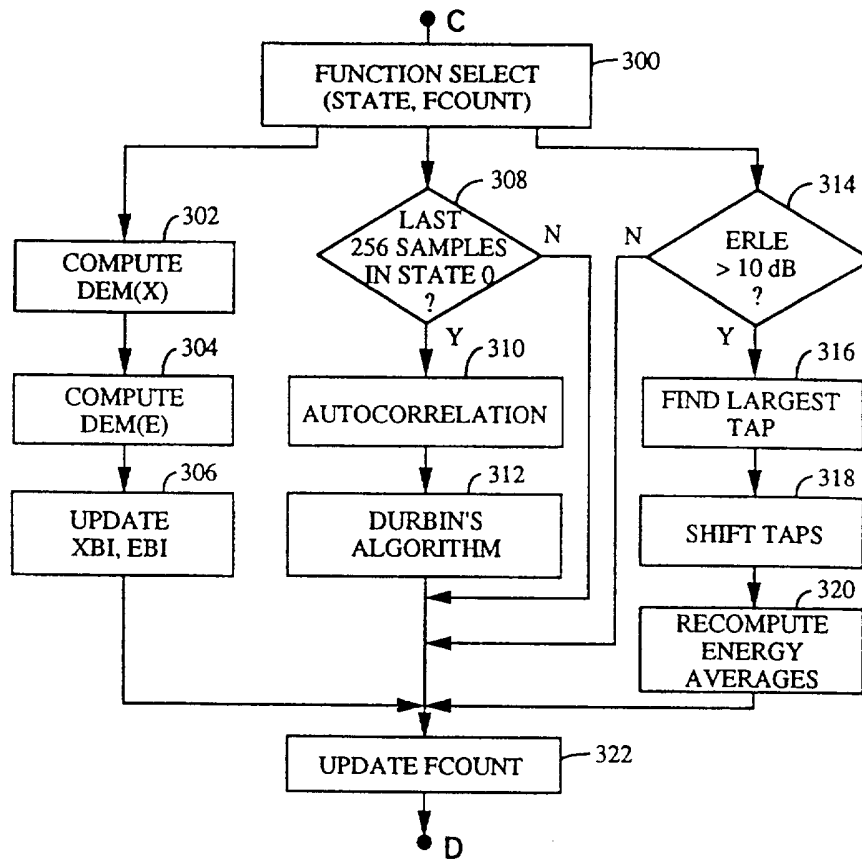


Fig. 9

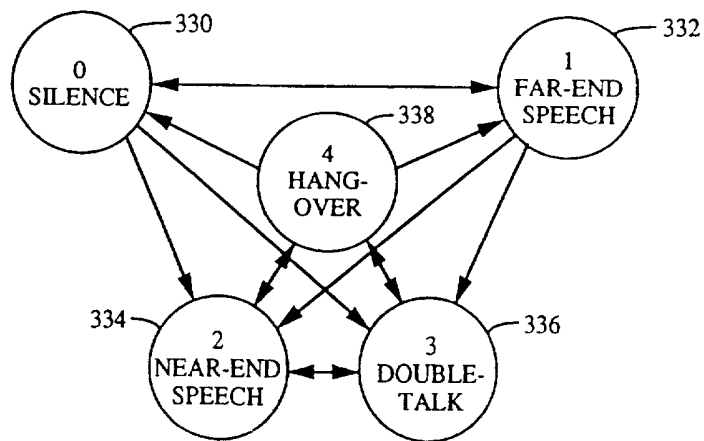


Fig. 13

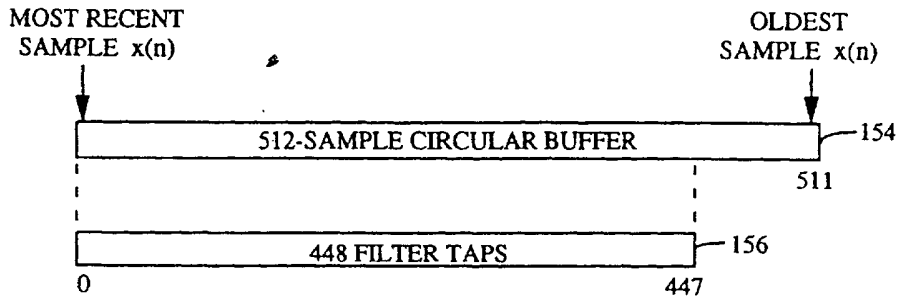


Fig. 10

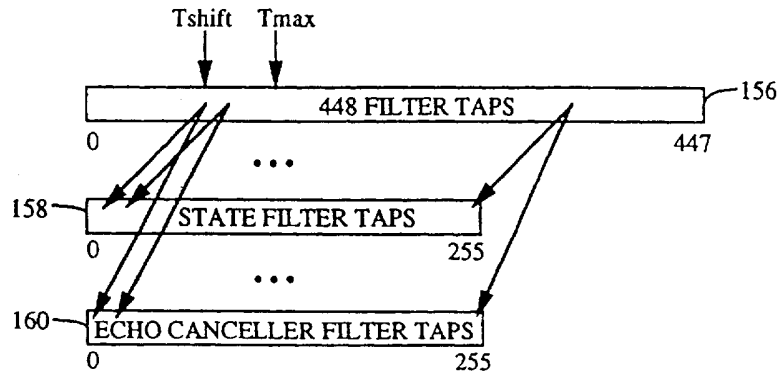


Fig. 11

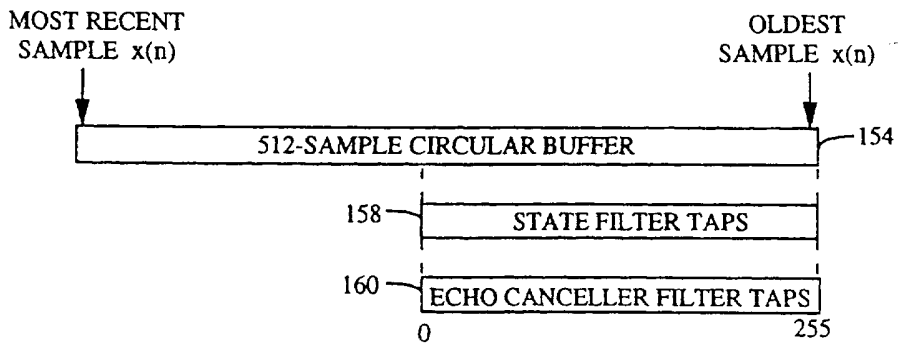


Fig. 12

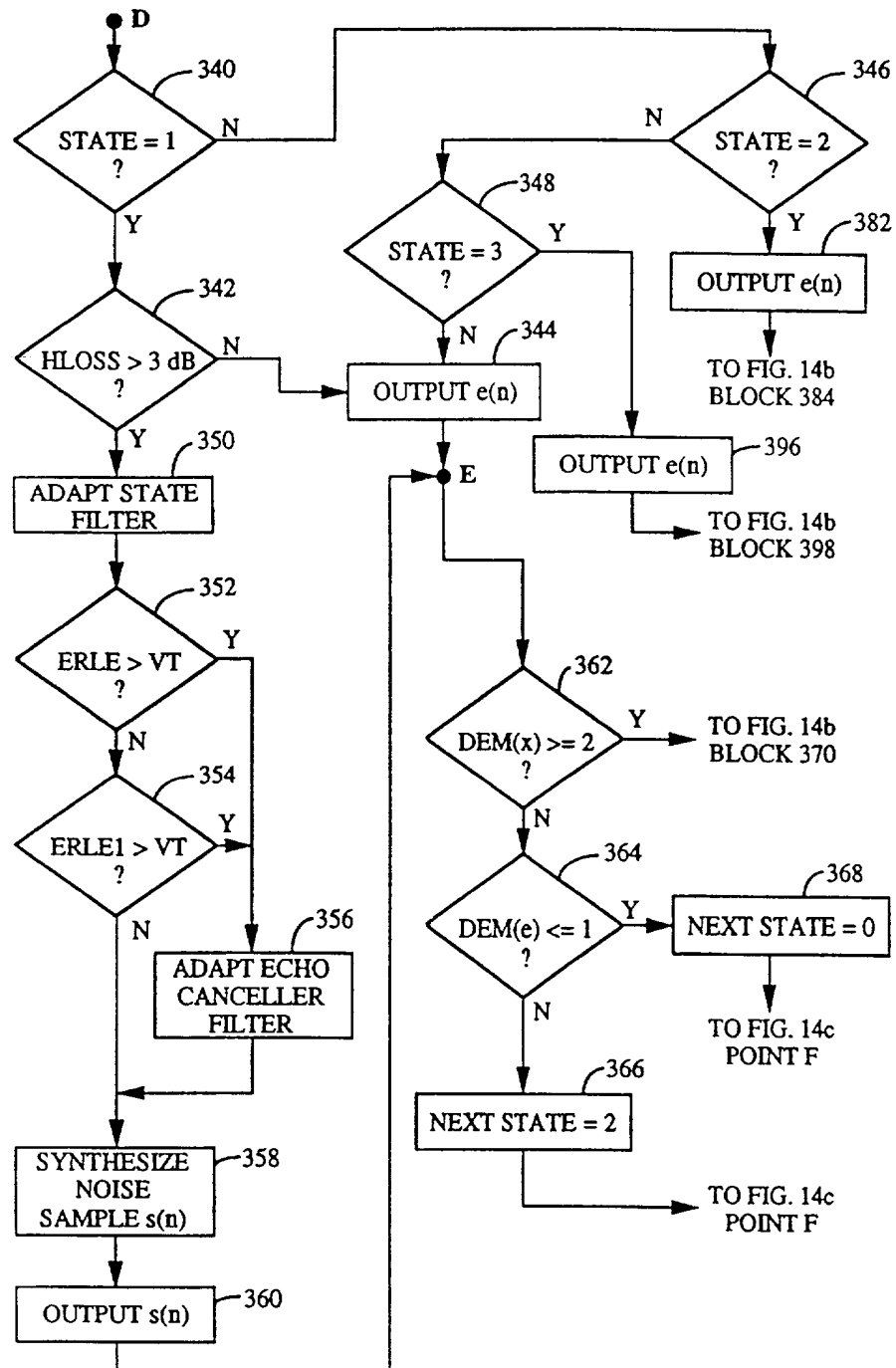


Fig. 14a

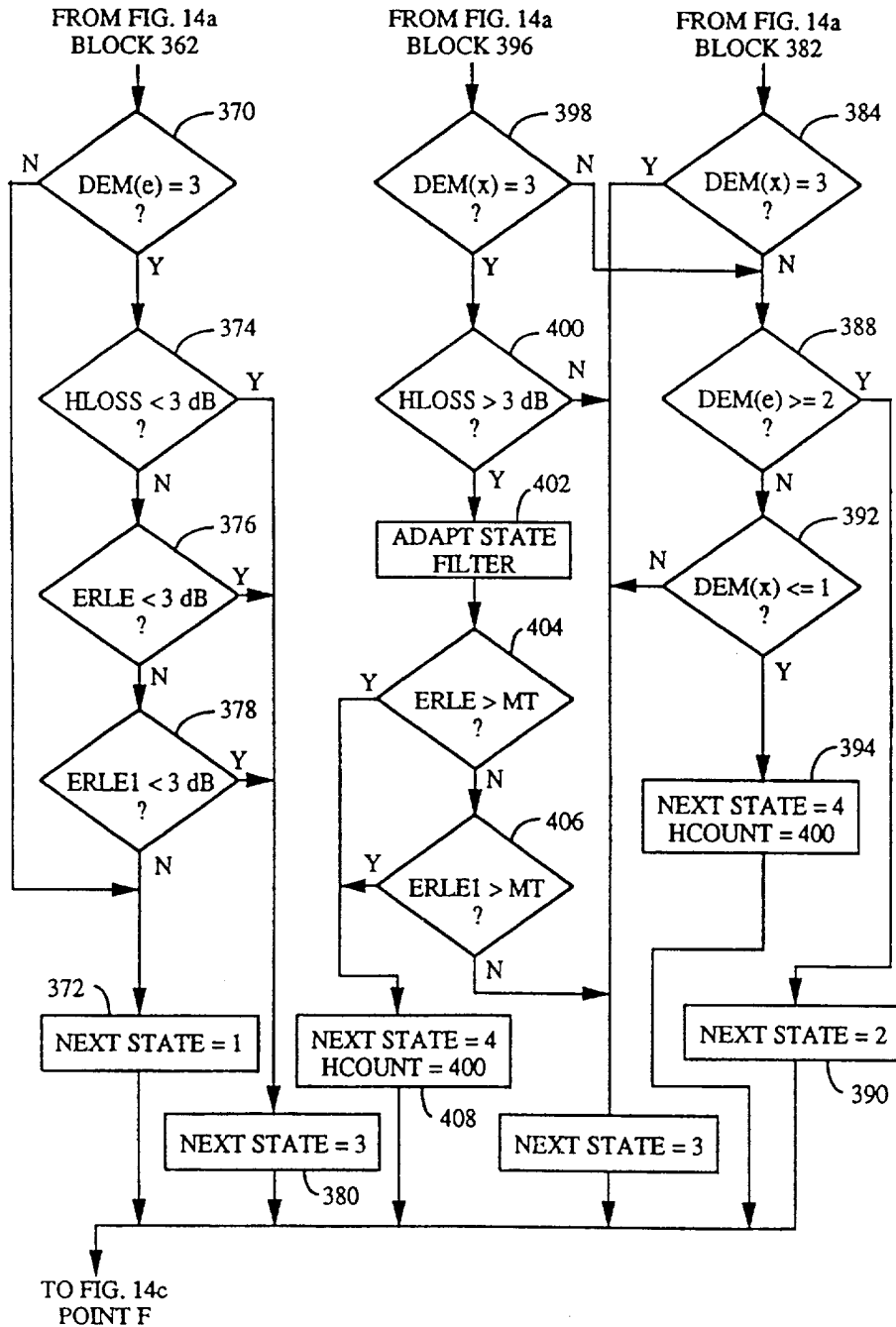


Fig. 14b

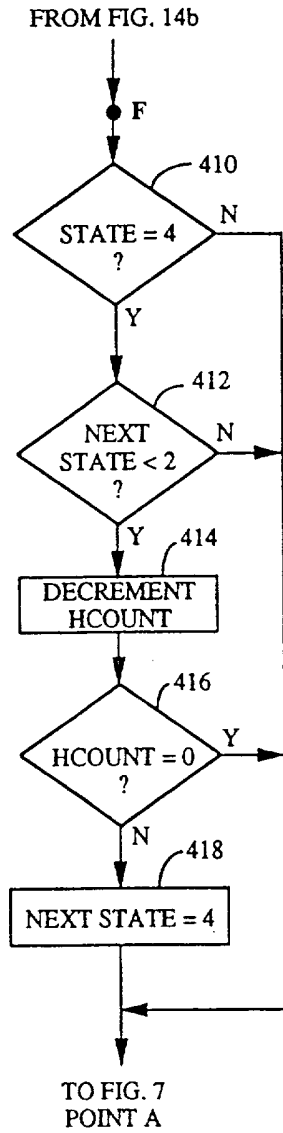


Fig. 14c