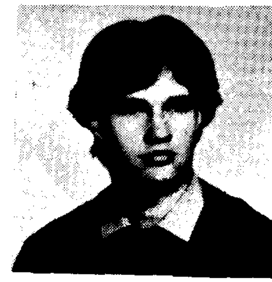
DIGITÁLIS ÖSSZEKÖTTETÉSEK RÁDIÓCSATORNÁJÁNAK ADAPTÍV KIEGYENLÍTÉSE

LEVENDOVSZKY JÁNOS
Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A mikrohullámú digitális összeköttetések egyik legfontosabb jellemzője a kiesési idő (outage), amely azon időintervallum hossza amelyben a hibavalószínűség meghalad egy küszöbértéket. A többutas terjedés miatt fellépő szelektív fading nagymértékben növeli a kiesési időt. Ez ellen régebben csak a diversity módszerek nyújtottak védelmet. Napjainkban a diversity módszereket, a fadinggal terhelt rádiócsatorna adaptív kiegyenlítésével kombinálják, így olcsóbban csökkenthető a kiesési idő. A kiegyenlítő tervezése az adaptív algoritmusok, illetve sztochasztikus approximáció ismeretére támaszkodhat.

A cikk az elvi alapok áttekintése után a 140 Mbit/sec-os MQAM berendezés kiegyenlítőjének tervezésével foglalkozik.

1. Bevezetés

Mikrohullámú összeköttetések rádiócsatornája, a többutas terjedés miatt, súlyos torzítással rendelkezhet, amely nagymértékben növeli a hibavalószínűséget. Ezért, ha az összeköttetés bit hibaaránya (BER) az időnek csak kis százalékában léphet túl egy előírt értéket ($BER > 10^{-3}$), akkor a fenti hatás ellen védekezni kell.

A védekezés klasszikus módja, a költséges tér ós frekvenciadiversity együttes használata. Ennél azonban sokkal kisebb ráfordítással is megoldható a probléma, a rádiócsatorna kiegyenlítésével, valamint frekvenciadiversity alkalmazásával.

Ebben az esetben a kiegyenlítés feladata annyiban újszerű a klasszikus kompenzálási problémakörhöz képest, hogy a kompenzálandó csatornáról semmilyen előzetes információ nem áll rendelkezésre (a szelektív fading miatt a csatorna véletlenszerűen változik). Ezért a kiegyenlítő csak valamilyen intelligens berendezés lehet, amely ismeretlen

Beérkezett: 1988. V. 26. ( )

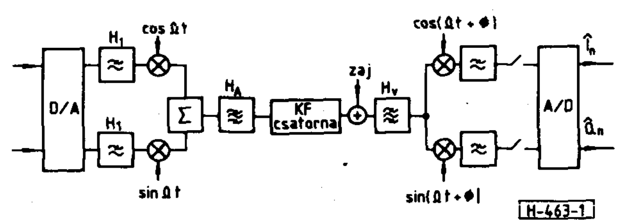
LEVENDOVSZKY JÁNOS

1986-ban szerzett vörös diplomát a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán, ezt követően az MTA tudományos ösztöndíjasa. Az egyetemi évek alatt a szórt spektrumú kommunikációs rendszerekkel foglalkozott, jelenleg ösztöndíjasként az adaptív kiegyenlítők és algoritmusok témaköréből írja disszertációját, bekapcsolódva a TKI-ban folyó 140 Mbit/s-os MQAM digitális rádióberendezés fejlesztésébe.

csatornaállapot esetén, a kimeneti jeleket megfigyelve, képes optimalizálni a rendszert.

A továbbiakban az ilyen kiegyenlítőt adaptív kiegyenlítőnek, illetve az ilyen berendezést vezérlő algoritmust adaptív algoritmusnak nevezzük.

A cikk a kiegyenlítésre használatos struktúrákat és stratégiákat tekinti át, megvizsgálva, hogy ezek közül melyik alkalmazható eredményesen egy 140 Mbit/sec-os MQAM mikrohullámú, digitális összeköttetés rádiócsatornájának kiegyenlítésére.



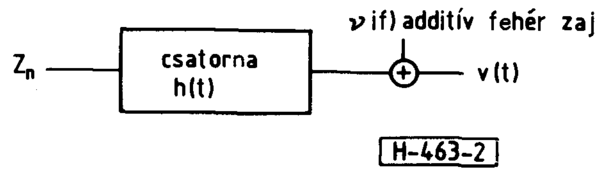
1. ábra

2. A rendszer modellje

A 140 Mbit/sec-os MQAM összeköttetés vázlatát az 1. ábra mutatja.

A szaggatott vonalak közti egyetlen ekvivalens alapsávi súlyfüggvénnyel helyettesíthető, ha a rendszer nemlinearitásaitól eltekintünk (2. ábra).

Az ekvivalens súlyfüggvóny a rendszer szűrőinek, valamint a rádiócsatornának az alapsávba való transzformációjával nyerhető (1) összefüggések alapján.



2. ábra

$$x(t) = \int_{-B}^{B} X(\omega)\exp(j\omega t)\,d\omega \tag{1}$$

$$X(\omega) = H_1(\omega)\,\frac{H^{*}_{KF}(\Omega-\omega)\exp(j\phi) + H_{KF}(\Omega+\omega)\exp(-j\phi)}{2}\,H_2(\omega)$$

$$y(t) = \int_{-B}^{B} Y(\omega)\exp(j\omega t)\,d\omega$$

$$Y(\omega) = H_1(\omega)\,\frac{H^{*}_{KF}(\Omega-\omega)\exp(j\phi) - H_{KF}(\Omega+\omega)\exp(-j\phi)}{2j}\,H_2(\omega)$$

$$H_{KF}(\omega) = H_A(\omega)\,H_{csat}(\omega)\,H_v(\omega)$$

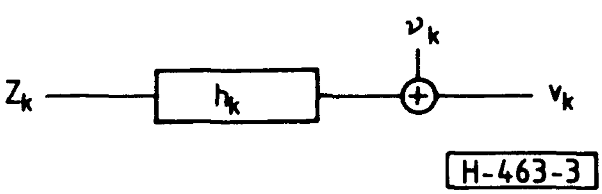
$Z_n = I_n + jQ_n$ adatszimbólumok $h(t) = x(t) + jy(t)$

Az ekvivalens alapsávi modell kimenetén megfigyelhető jelsorozat alapján kell a leadott szimbólumsorozatra döntést hozni, azaz az üzenetet detektálni(2).

$$v(t_0+kT) = \sum_{n} h(t_0+kT-nT)z_n + \nu(t_0+kT) \tag{2}$$

$$v_k = \sum_{n} h_{k-n}\,Z_n + \nu_k$$

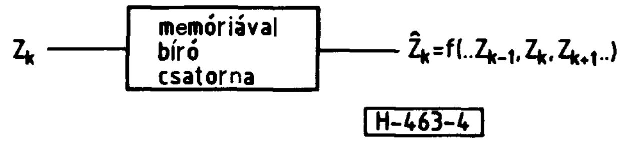
A k-ik idõrésben vett szimbólum tehát nemcsak a k-ik időrésben leadottól, hanem az ezt megelőző, illetve követő szimbólumoktól is függ, amit szimbólumközti áthallásnak nevezünk (3. összefüggés második tagja,)



3. ábra

$$v_k = h_0 Z_k + \sum_{\substack{n \\ n \neq k}} h_{k-n} Z_n + \nu_k \tag{3}$$

ISI=Intersymbol Interference



4. ábra

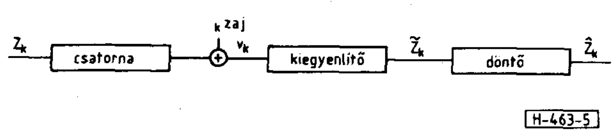
A szimbólumközti áthallás miatt a csatornának memóriája van, azaz információelméleti modell szintjén (4. ábra) egy emlékezettel bíró csatornán kell kis hibavalószínűségű detekciót megvalósítani.

A feladat kétféleképpen oldható meg:

1. Figyelembe véve a csatorna memóriáját, a kimeneten ennek megfelelő bonyolultságú detekciós algoritmust használunk (Szekvenciális maximum likelihood, Viterbi algoritmus...stb.), költséges berendezéssel megvalósítva.
2. A nagy adatátiteli sebesség miatt (amelyen a fenti bonyolult algoritmusok nem realizálhatók) a csatornát hozzuk olyan állapotba, hogy a kimeneten szimbólumról-szimbólumra működő, egyszerű döntőkószülék is kis hibavalószínűséggel tudjon dönteni.

   Ezt az eljárást a csatorna kiegyenlítésének nevezzük.

A továbbiakban nagysebességű átvitelről lévén szó, a 2. módszert vizsgáljuk, ahol a kiegyenlítő helyét a rendszerben az 5. ábra szemlélteti.



5. ábra

A kiegyenlítő feladata tehát az, hogy a zajos csatorna kimenő jeleit megfigyelve, valamilyen értelemben „jó" becslést adjon a leadott szimbólumra vonatkozólag, ami alapján az egyszerű felépítésű döntőkészülók is kis hibavalószínűség alapján dönt.

A vizsgálatot első megközelítésben lineáris becslésekre korlátozzuk, azaz a kiegyenlítő a 6. ábrán látható lineáris, diszkrétidős szűrő, amelynek az együtthatóiból álló vektort $\bar{c} = c_{-L},..c_0,..c_L$ a kiegyenlítő súlyfüggvényónek nevezzük. Ez a súlyfüggvény a későbbiekben rekurzív módon változik, ezt $\bar{c}(k) = c_{-L}(k),..c_0(k),..c_L(k)$ jelöli, ahol a zárójelbe írt k index a rekurzió k-ik lépését jelenti.

A kiegyenlítés alapkérdése a következő:

Milyen optimális szűrőt kell választani ahhoz, hogy a 5. ábrán látható rendszer lehetőleg minimális hibavalószínűségű döntéseket eredményezzen.

3. Kiegyenlítési stratégiák

A kiegyenlítő kimenetén megjelenő becslést felírva, (4) alapján az optimalizálás célja a következő lehet:

$$\tilde{Z}_k = \sum_j c_j v_{k-j} = \sum_j c_j \sum_n h_{k-j-n} Z_n + \qquad (4)$$
$$+ \sum_j c_j \nu_{k-j} = \sum_n q_{k-n} Z_n + \xi_k$$

$$q_k = \sum_j h_{k-j} c_j \quad \text{eredő súlyfüggvény}$$

$$\xi_k = \sum_j c_j \nu_{k-j} \quad \text{kimenetre transzformált zaj}$$

3.1. *ZERO-FORCING (ZF) stratégia*

A cél a csatorna memóriamentessé tétele, azaz a szimbólumközti áthallás megszüntetése. A kiegyenlítőt ekkor (5) alapján kell beállítani.

$$\tilde{Z}_k = q_0 Z_k + \xi_k \Rightarrow \sum_j c_j h_{k-j} = \delta_{k,0} \qquad (5)$$

Ennek z-tartománybeli megfelelője (6).

$$C(z) H(z) = 1 \Rightarrow C(z) = 1/H(z) \qquad (6)$$

ahol $C(z) = \sum_j c_j z^{-j}$ $H(z) = \sum_n h_n z^{-n}$

Ha a kiegyenlítő együtthatóinak száma véges (véges tartójú súlyfüggvény), akkor az együtthatók beállítására (7) egyenletrendszer szolgál.

$$\bar{\bar{\Gamma}} \bar{c}_{opt} = \bar{f} \qquad (7)$$

ahol

$\Gamma_{ij} := h_{i-j}$

a csatorna súlyfüggvényből alkotott Toeplitz-típusú mátrix,

$\bar{f}$:= egységvektor.

3.2. *MINIMUN MEAN SQUARE ERROR (MMSE) stratégia*

A $\tilde{Z}_k$ becslés a valószínűségi változók Hilbert terében definiált metrika szerint közelítse jól Z_k leadott szimbólumot (8) alapján.

$$M(\tilde{Z}_k - Z_k)^2 = \min_{c_j} \qquad (8)$$

Mivel a $\{v_k\}$ valószínűségi változók által kifeszített altérben keressük Z_k-hoz legközelebb eső elemet, ezért a projekció tételt felhasználva (9) egyenletrendszer adódik:

$$M(\tilde{Z}_k - Z_k' v_{k-i}) = 0 \quad i \in (-L, L) \qquad (9)$$

$$M\left(\sum_j c_j v_{k-j} v_{k-i} \;\; Z_k v_{k-i}\right) = 0$$

$$\sum_j c_j M(v_{k-j} v_{k-i}) = M(Z_k v_{k-i})$$

Ezt mátrix alakban felírva (10) összefüggést kapjuk.

$$\bar{\bar{\Gamma}} \bar{c}_{opt} = \bar{f} \qquad (10)$$

$$\Gamma_{ij} = M(v_{k-j} v_{k-i}) = \sum_n h_{k-i-n} h_{k-j-n} + N_0 \delta_{ij}$$

$$f h_i = M(Z_k v_k h_i) = h_{-i}^{*}$$

Ha a kiegyenlítő végtelen sok együtthatóval rendelkezik, akkor z transzformáltakra áttérve az optimális beállítást (11) jelenti.

$$C(z) = H(z^{-1}) / \{H(z) H(z^{-1}) + s_\nu(z)\} \qquad (11)$$

$s_\nu(z) = N_0$ a bemeneti fehér zaj spektrális sűrűsége.

4. Kiegyenlítési stratégiák hatékonysága

Egy konkrét kiegyenlítő tervezésénél mérlegelni kell azt, hogy melyik stratégiát érdemes választani a csatorna kiegyenlítésére. Erre csak akkor lehet válaszolni, ha a kiegyenlítés hatásosságának valamilyen általános mértékét rögzítjük.

A legésszerűbb választásnak a hibavalószínűség tűnik, hiszen a kompenzálás problémaköre is a hibavalószínűség csökkentése érdekében szükséges.

Sajnos ez az általános mérőszám nem mindig határozható meg zárt alakban, ezért a kiegyenlítőket az ekvivalens jel-zaj viszony alapján célszerű osztályozni. Ez, amint a továbbiakból látható, mindig kiszámolható, azonban általános esetben nem határozza meg egyértelműen a hibavalószínűséget.

Az ekvivalens jel-zaj viszony pontosabban, a jelteljesítménynek (ezt megállapodás szerint egységnyinek vesszük $M(Z_k^2 = 1)$ és a leadott szimbólum, valamint a kiegyenlítő kimenetén megjelenő becslés négyzetes eltérésének a hányadosát jelenti, (12) szerint.

$$\text{SNR:} = M(\tilde{Z}_k) / M(Z_k - \tilde{Z}_k)^2 = 1 / M(Z_k - \tilde{Z}_k)^2 \qquad (12)$$

A (12)-ben szereplő SNR-t általános esetben nemcsak a bemeneten lévő termikus zaj kimenetre transzformált értéke, hanem az ISI is meghatározza. A számításokat az áttekinthetőség miatt csak végtelen tartójú súlyfüggvényre végezzük el.

A kimeneti zaj ZF stratégia esetén (13) alapján adódik.

$$M\,(Z_k-\tilde{Z}_k)^2 = \delta^2_{zaj} = M(\eta_k^2) = \frac{1}{2\pi j}\oint_G S_\eta(z)\,z^{-1}dz =$$

$$= \frac{1}{2\pi j}\oint_G S_\nu(z)\,c(z^{-1})\,c(z)z^{-1}\,dz =$$

$$= \frac{N_0}{2\pi j}\oint_G \frac{1}{H(z)H(z^{-1})}\,z^{-1}dz = \frac{N_0T}{2\pi}\int_{-\pi/t}^{\pi/t}\frac{1}{|H(wd)|^2}\,d\omega \qquad (13)$$

ahol

$$H(\omega d) = \sum_n H(\omega + n\omega_0) \qquad \omega_0 = 2\Pi/T$$

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)\,e^{-i\omega t}dt$$

Látható, hogy „rossz" csatorna esetén, ahol H(ωd) kicsi, a kiegyenlítő kiemelése miatt feltranszformált zaj jelenik meg a kimeneten, ami elrontja a jel-zaj viszonyt, illetve a hibavalószínűséget. A szimbólumközti áthallás megszüntetésének az ára, a rosszul transzformált zaj.

A kimeneti zaj az MMSE stratégia esetén, az előző levezetéshez hasonlóan [1], [2], (14) szerint adódik.

$$M(Z_k-\tilde{Z}_k)^2 = 1 - \frac{1}{2\pi j}\oint_G \frac{H(z)H(z^{-1})}{H(z)H(z^{-1})+N_0}\,z^{-1}dz =$$

$$= 1 - \frac{N_0T}{2\pi}\int_{-\pi/T}^{\pi/T}\frac{H(\omega d)^2}{H(\pi d)2+N_0}\,d\omega \qquad (14)$$

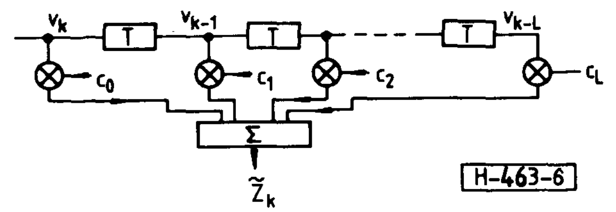
Az MMSE stratégia jel-zaj viszonya kisebb mint a ZF stratégiáé (hiszen itt a szórásnégyzet alapján optimalizáltunk), de ez nem szünteti meg a szimbólumközti áthallást.

Ezért egy konkrét kiegyenlítő tervezésénél mérlegelni kell, hogy a jeltérben nagy távolságok miatt a csatorna torzítását kell kompenzálnunk a hibavalószínűség csökkentése érdekében (a zajjal nem kell törődni), vagy a jeltórben vett kis távolságok miatt a zaj transzformációjára is ügyelni kell.

A kiegyenlítő stratégia választása tehát attól függ, hogy a hibavalósínűsóget a zaj illetve a torzítás szempontjából kell csökkenteni. Az előző feladat főleg sok állapotú QAM esetén dominál, ilyenkor MMSE stratégiát célszerű választani, míg pl 16-QAM esetén (a nagy fiat fading tartalék miatt) a csatorna torzítására kell a hangsúlyt fektetni, azaz a ZF stratégia szerint érdemes kiegyenlíteni.

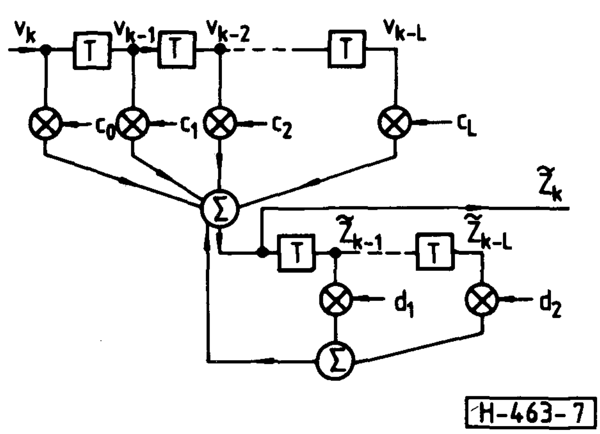
5. Kiegyenlítő struktúrák

Az előzőek alapján a kiegyenlítő feladata a $\tilde{Z}_k$ = $= f(V_{k-L},..V_k,..V_{k+L})$ becslést adni a leadott szimbólura. Ha lineáris becslésekre szorítkozunk, akkor a becslést megvalósító struktúra általánosan egy lineáris szűrő, amely a következő kivitelben készülhet.



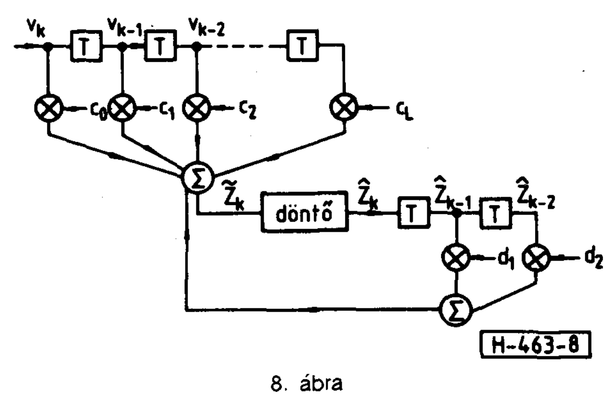
6. ábra

— Transzverzális szűrő (6. ábra). (Véges tartójú súlyfüggvény)



7. ábra

— Lineáris visszacsatolt szűrő (7. ábra), amely végtelen tartójú súlyfüggvónnyel rendelkezik.



8. ábra

— Nemlineáris becslés esetén döntósvisszacsatolt struktúrát szoktak használni (8. ábra).

Általános szinten is érdemes mérlegelni, hogy melyik struktúrát érdemes választani egy adott csatorna kiegyenlítése esetén, azaz melyik képes a legjobban megvalósítani a kitűzött stratégiát.

Például a transzverzális szűrő az együtthatók véges száma miatt, a q_e eredő súlyfüggvény csak az e_e(-L. L) intervallumban teljesíti a stratégiát. A lineáris visszacsatolt struktúra végtelen tartójú súlyfüggvónnyel rendelkezik, amely azonban szintén véges sok paraméter függvénye.

A konkrét struktúrát a kompenzálandó csatorna ismeretében kell kiválasztani, végtelen tartójú függvény esetén lineáris visszacsatolt kiegyenlítőt, míg véges tartójú függvény esetén transzvezális kiegyenlítőt célszerű alkalmazni.

6. Kiegyenlítő algoritmusok

Az előzőek alapján rendelkezésre áll egy kiegyenlítésre alkalmas struktúra. A kompenzálandó csatorna transzfer függvénye azonban (amely (6), ill. (11) összefüggések alapján a kiegyenlítő beállításához szükséges) a fading véletlenszerű változásai miatt ismeretlenek. Ezért egy intelligens vezérlésről kell gondoskodni (adaptív algoritmus), amely a kimenőjelek megfigyelése alapján, alkalmas szabályzójelek segítségével a struktúrát az (6), (11) egyenletek alapján megadott optimális állapotba vezérli.

Bebizonyítható [1], [2], [5], hogy ha a kiegyenlítő együtthatóit a Robbins-Monroe típusú sztochasztikus approximáció alapján vezéreljük, akkor (15) algoritmus alapján az optimális állapot mértékben, illetve négyzetes középben elérhető.

$$\bar{c}(k+1)=\bar{c}(k)-\Delta E(k)\,\overline{W}(k) \tag{15}$$

ahol

$$E(k)=\tilde{Z}_k-Z_k$$

$$W(k) = \begin{cases} Z_{k-L}\ldots Z_k\ldots Z_{k+L} & \text{ZF stratégia esetén} \\ V_{k-L}\ldots V_k\ldots V_{k+L} & \text{MMSE stratégia esetén} \\ Z_{k-L}\ldots Z_{k-1}, V_k\ldots V_{k+L} & \text{DFE stratégia esetén} \end{cases}$$

Δ = skálafaktor a konvergencia gyorsítására

$k \to \infty$ esetén $M\,\{c(k)-c_{opt}\}^2 \to 0$ illetve

$$P(\lim_{k\to\infty} \| \bar{c}(k)-\bar{c}_{opt} \| = 0) = 1$$

7. Stratégia és algoritmus választás MQAM moduláció esetén

Ha nagysebességű (pl. 140 Mbit/sec) mikrohullámú összeköttetés rádiócsatornájának a kompenzálása a cél, akkor figyelembe kell venni a rendelkezésre álló jelfeldolgozási apparátus hiányosságait. Ilyen sebességeknél például nem rendelkezünk mintavevő-tartó áramkörökkel, digitális szorzóval, azaz ebben az esetben sokkal primitívebb hardware áll rendelkezésre, mint amit (15) algoritmus megkívánna.

Ezért a nagy adatátviteli sebességen működő kiegyenlítő realizálásának alapkérdése a következő: Hogyan lehet a struktúrát úgy egyszerűsíteni, illetve a vezérlést úgy „elbutítani", hogy ezek egyszerűbb áramkörkészlettel realizálhatók legyenek, de a kitűzött stratégiát is megvalósítsák?

"Elbutítás" alatt pontosabban azt értjük, hogy (15) vezérlésben szereplő E(k) hibajelnek, illetve $\overline{W}(k)$ komponenseinek milyen megengedhető függvényeit vehetjük, hogy a vezérlés az egyszerű hardware-val realizálható legyen, de még az optimális állapotba konvergáljon.

A továbbiakban tehát az adaptív algoritmusok „robusztusságát" firtatjuk, olyan értelemben, hogy mennyire lehet az egyes funkciókat egyszerűsíteni a primitív jelfeldolgozási apparátushoz való alkalmazkodás végett.

16 ós 64 QAM esetén az egyszerű realizálhatóság miatt a ZF stratégiát szokás választani. 256 és magasabb számú QAM-nál a jeltórben vett távolságok csökkenése miatt (nagyobb zajérzékenység) már az MMMSE stratégia a célszerűbb. A késleltetések számát a fadinges rádiócsatorna Rummler által javasolt modellje alapján 3—5-re érdemes választani.

A vezérlő algoritmus választásánál, a nagysebességű mintavevő és tartó áramkörök hiányában (15) helyett (16) algoritmust vizsgáljuk.

$$\bar{c}(k+1) = \bar{c}(k) - F\,(E(k))\,\overline{G}\,(\overline{W}(k)) \tag{16}$$

Az F(·) ós a G(·) függvények választásával a szabályzójelet úgy szeretnénk egyszerűsíteni, hogy a nagysebességű mintavevő ós tartó áramkörök alkalmazása elkerülhető legyen.

Itt három lényeges kérdést kell tisztázni:

1. (16) vezérlésnek, mint elsőrendű nemlineáris differenciaegyenlet-rendszernek létezik-e egyensúlyi állapota, illetve ez az állapot megegyezik-e a kitűzött stratégiával?
2. Elérhető-e ez az egyensúlyi állapot (16) rekurzióval (stabilitás)?
3. Hány lépésben érhető el ez az egyensúlyi állapot (konvergenciasebessóg optimalizálása)?

Könnyen bizonyítható [6], hogy ha F(·), illetve G(·) szimmetrikus, előjeltartó függvények, akkor (16) differencia-egyenletrendszernek mindig létezik egyensúlyi állapota az előírt helyen ós ez stabil.

Mivel a legegyszerűbb ilyen függvény a SGN(·), ezért (15) vezérlés helyett (17)-et realizáijuk.

$$c(r+1) = \bar{c}(r) - \frac{\Delta}{N}\sum_{k=r}^{r+N} \mathrm{SGN}\ E(k)\ \overline{\mathrm{SGN}}\ \overline{W}(k) \tag{17}$$

$$\overline{SGN}\ \overline{W}(k) = SGN(W_{k-L})\ldots SGN(W_k)\ldots SGN(W_{k+L})$$

Ekkor a pontos mintavevő, illetve tartó áramkörök helyett csak egy előjelbitnyi információ tárolása ós léptetése szükséges, ami megoldható például shift regiszterekkel.

Az átlagolással elérjük, hogy az együtthatók változtatása ne szimbólumidőnként, hanem N-szer lassabban történjen.

8. A konvergenciasebesség optimalizálása

Az adaptív kiegyenlítésnek, „üzemközbeni" kiegyenlítéséről lóvén szó, az egyik előnye, hogy időben változó csatorna kiegyenlítésére is alkalmas.

Mivel a többutas terjedést előidéző fizikai okok is időben változnak, ezért a kompenzálandó csatorna is idővariáns lesz. A kiegyenlítőt tehát úgy kell megtervezni, hogy adott sebességgel változó rádiócsatorna kompenzálására is alkalmas legyen, azaz a működést dinamikus szempontból is optimalizálni kell.

Ez konkrétan (15), illetve (17) algoritmus konvergenciasebessógónek a vizsgálatát jelenti, ahol az algoritmusok tranziens idejének rövidítésére a gyors fadingváltozások követése érdekében van szükség.

Az irodalomban számos olyan eljárás ismert (Kalman algoritmus, konjugált gradiens módszer...stb. [1], [3], [4]), ami a stacionér állapot kevés lépésszámban való elérését garantálja. Ehhez azonban szükségképpen bonyolult vezérlőjelet használnak, amely nagy aritmetikai igénye miatt egyszerű áramkörökkel, nagy adatátviteli sebességeken kivitelezhetetlen.

Ezért a konvergenciasebesség optimalizálásának alapkérdése, az előzőekhez hasonlóan, a következő:

Hogyan lehet (15) vagy (17) algoritmust, a lehető legkisebb bonyolítás árán (Δ helyes megválasztása), úgy módosítani, hogy a primitív hardware-rel való realizálhatóság mellett, minél gyorsabban konvergáljon?

Könnyen belátható [1], [2], hogy (15) algoritmus esetén az optimális Δ (18) szerint adódik.

$$\Delta_{opt} = 2/(\lambda_{max} + \lambda_{min})$$

$$\text{ahol } \lambda_{max} = \max_i \lambda_i \quad \lambda_{min} = \min_i \lambda_i \tag{18}$$

$$\overline{\overline{\Gamma}} = M(\overline{V}(k)\overline{w}^T(k))$$

$$\overline{\overline{\Gamma}}\,\overline{s}_i = \lambda_i \overline{s}_i$$

A tranziens idő optimalizálása (17) algoritmus esetén jóval bonyolultabb feladat, hiszen az egyszerű realizálhatóság érdekében F(·), illetve G(·) információnyelő függvényeket alkalmaztuk (pl. csak az előjel információt hagytuk meg). Ezt az információvesztést egyetlen skalár Δ paraméter helyes beállításával nem tudjuk visszanyerni, ilyenkor a tranziens idő megnő.

Szimulációs vizsgálatok igazolják, hogy (17) algoritmus a gyakorlatban fellépő fadingváltozási sebességek esetén megfelelően gyors adaptív kiegyenlítést eredményez.

9. Összegezés

A fentiekben röviden összefoglaltuk az adaptív kiegyenlítésre használatos struktúrákat és algoritmusokat. A realizálás lehetőségeit sorra véve kiválasztottuk a 140 Mbit/sec-os mikrohullámú digitális összeköttetés rádiócsatornájának kompenzálására alkalmas kiegyenlítőt.

IRODALOM

[1] J.G. Proakis: Digital communication

[2] S.U.H. Qureshi: Adaptive equalization (IEEE Trans. Comm. September 1985)

[3] J.G. Proakis, J.H. Miller: An adaptive receiver for digital signaling through channels with intersymbol interference (IEEE Trans. Inform Theory July 1969)

[4] J.E. Mazo: On the indepedence theory of equalizer covergence (B.S.T.J. May-June 1979)

[5] B. Picinbono: Adaptive signal processing for detection and communication (Communication systems and random process theory ed-by J. K. Skwirzynski NATO advanced study 1977)

[6] Levendovszky, J.: Adaptív algoritmusok stabilitása (TKI szeminárium, 1988)

[7] Levendovszky, J.: Adaptív kiegyenlítés (TKI közleményei, 1988 1. szám).