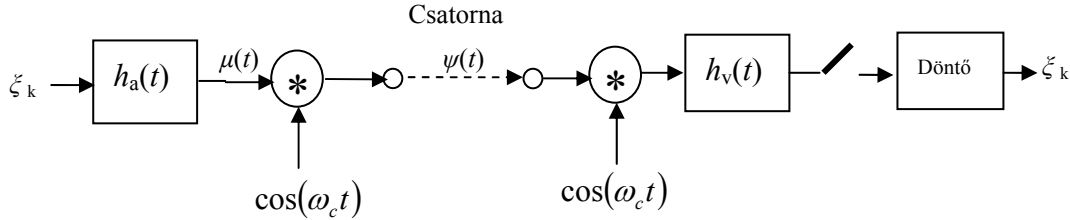


### 9.3. A bináris fázis billentyűzés (BPSK moduláció)

A pulzus amplitúdó moduláció alkalmazása csak szűk körű lehet, mivel a kibocsátott jel spektruma a zérus frekvencia környezetét foglalja el, és így több hasonló berendezés nem tud működni ugyanazon csatornában.

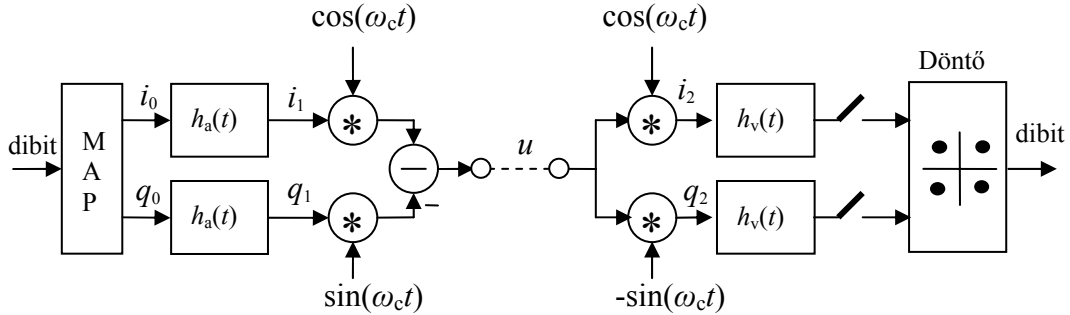
Ha azonban a PAM modulátor kimenő jelét felkeverjük egy szabadon választott vivő hullámra AM-DSB/SC eljárással, a frekvencia osztásos többszörös csatorna kihasználás (FDM) már megvalósítható. Ezt az eljárást nevezik BPSK (Binary Shift Keying) modulációnak.



9.8.ábra A BPSK modulátor és demodulátor

### 9.4. A kvadratúra fázis billentyűzés (QPSK moduláció)

A kvadratúra fázis modulációs eljárást az előzőek alapján úgy foghatjuk fel, mint két egymástól független PAM modulátort, melyet azután egy kvadratúra modulációs eljárásnak vetünk alá.



9.9.ábra A QPSK modulátor és demodulátor

$$\text{A kvadratúra modulált jel: } u(t) = i_1(t)\cos(\omega_c t) - q_1(t)\sin(\omega_c t) \quad (9.45.)$$

A demodulálás:

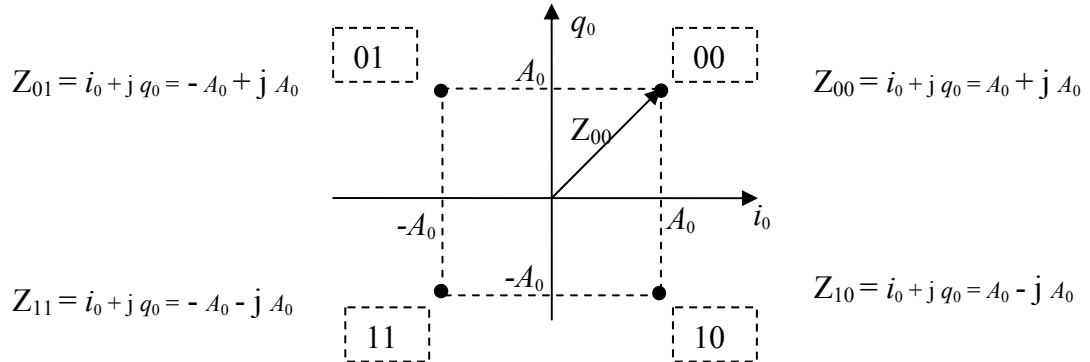
$$i_2(t) = u(t)\cos(\omega_c t) = \frac{i_1(t)}{2} + \frac{i_1(t)}{2}\cos(2\omega_c t) - \frac{q_1(t)}{2}\sin(2\omega_c t) \quad (9.46.)$$

$$q_2(t) = -u(t)\sin(\omega_c t) = \frac{q_1(t)}{2} - \frac{q_1(t)}{2}\cos(2\omega_c t) - \frac{i_1(t)}{2}\sin(2\omega_c t) \quad (9.47.)$$

A (9.46.) és (9.47.) összefüggésekből a kétszeres vivőfrekvenciás tagokat az amúgy is jelenlévő aluláteresztő (vevő-) szűrővel kiszűrve, a kvadratúra modulátor bemenetén lévő jeleket (azok 0.5 szerezését) kapjuk vissza. Megjegyezzük, hogy ha a vevőben a keverő jelek nincsenek szigorúan fázisban az adó keverő jeleivel, akkor áthallás lép fel a két csatorna között.

A fentiekben a két PAM csatornát egymástól függetlennek tekintettük. A továbbiakban továbbra is maradjanak függetlenek, de ne egymástól elkülönülve, hanem együtt tekintsük őket, mint egy komplex jel valós és képzetes részét!

A bemenetről szimbólum időnként most két bitet (dibitet) olvasunk be, és a két bit együtt tekintett értékének megfelelően képezzük le (*mapping*) a szimbólumokat egy  $Z$  komplex számba. A 9.10. ábra egy lehetséges leképezést mutat:



9.10. ábra Egy 4-QPSK moduláció u.n. *konstellációs* diagramja

Az ábrán az időben elsőként beérkező (a jobboldali) bit az „ $i$ ” koordinátát (*in-phase*), a második a „ $q$ ” koordinátát (*quadrature-phase*) határozza meg.

A valós és a képzetes rész együttes amplitúdó modulációja felfogható mint egy  $\sqrt{2}A_0$  amplitúdójú komplex vektor fázisának modulálása. A név, - a *fázis billentyűzés*- végső soron ennek a felfogásnak köszönheti létét.

A két csatorna jelének egy komplex jelbe történő egyesítése egy másik vevő-struktúra megtalálásához is segítséget ad. Legyen a  $z_1(t) = i_1(t) + j q_1(t)$  komplex jel spektruma a  $Z_1(\omega)$  függvény. Ez egy alapsávi spektrum, ami az origó környezetében véges tartójú, mivel aluláteresztő szűrők kimeneti jeleiből épül fel. (Komplex jel transzformáltjaként nem kell, hogy teljesüljön rá a konjugált komplex szimmetria.)

Keverjük fel ezt az alapsávi jelet komplex módon  $\omega_c$  frekvenciára!

$$w(t) = z_1(t)e^{j\omega_c t} = [i_1(t) + j q_1(t)] [\cos(\omega_c t) + j \sin(\omega_c t)] = u(t) + j v(t) \quad (9.48.)$$

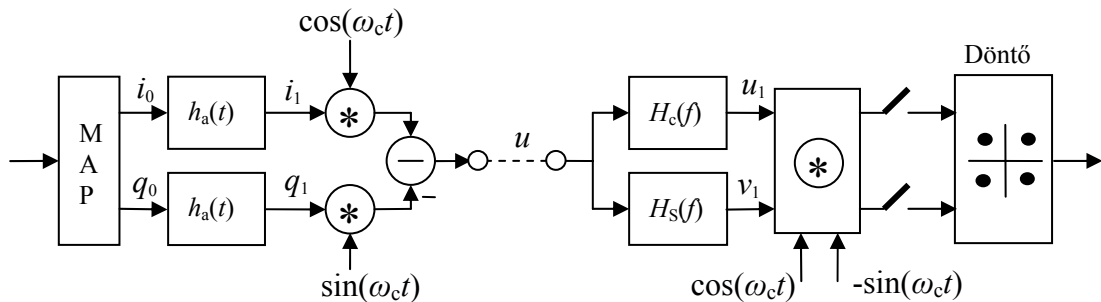
Az eltolási tétel értelmében a  $w(t)$  jel spektrumának:

$$W(\omega) = Z_1(\omega - \omega_c) \quad (9.49.)$$

-nek, csak a pozitív frekvenciákon van zérustól különböző összetevője. Következésképpen az  $u(t)$  jel Hilbert transzformáltja a  $v(t)$  jel. Ezért csak az  $u(t)$  jelet visszük át a csatornában, majd a vevőben egy Hilbert szűrővel helyreállíthatjuk a  $v(t)$  jelet. A komplex jelet egy komplex keverővel alapsávba keverjük és így visszakapjuk az alapsávi jeleket, amelyeket mintavételezzük, majd a döntést végző egységre vezetjük (lásd 9.11. ábra).

Mint a PAM moduláció ismertetésénél láttuk, a vevőszűrőnek impulzus formáló szerepe is van, a szimbólum áthallás mentes jel előállításában. Ezt a funkciót hozzárendelhetjük a Hilbert szűrő-párhoz. A megfelelő karakterisztikát most nem aluláteresztőként, hanem sávszűrőként valósítjuk meg.

A Hilbert szűrők tárgyalásánál ismertettünk egy módszert, ami alul-áteresztőből kiindulva származtatta a  $H_C(\omega)$  és  $H_S(\omega)$  átviteli karakterisztikájú szűrőket. Esetünkben most a kiinduló aluláteresztő-szűrő az áthallás mentesítő vevő-szűrő.

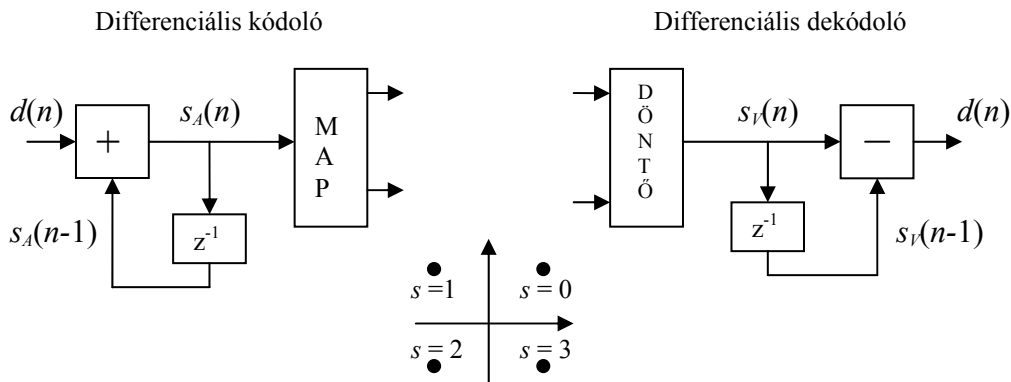


9.11. ábra A keverés és a szűrés sorrendjének felcserélése

Ennek a struktúrának az lesz az előnye, hogy a keverő és a döntő közé már nem ékelődik be a szűrő, mint ahogy a 9.9. ábrán látható megoldásnál. Ez azért előnyös, mert a vivő helyreállítás feladata így egyszerűbb lesz (lásd a PLL-ekről szóló fejezetet).

Mint ahogy látni fogjuk a vivő helyreállítás tárgyalásánál, a vivőt csak  $k * 90^\circ$  fázis bizonytalansággal tudjuk csak rekonstruálni (ahol  $k = 0,1,2,3$ ). Ha a szimbólumunk leképezését a korábban elmondottak szerint végeznénk, állandóan hibás döntéseket hoznánk a vevőben, amikor a lekeverő jel fázisa nem abszolút pontos ( $k \neq 0$ ). Megfelelő tréning sorozattal az abszolút pontos fázis biztosítható, de ez járulékos eljárást igényel.

A probléma elkerülésének egy másik módja a differenciális kódolás. Az átvinni kívánt információt nem az abszolút fázis helyéhez kötjük (ahogy azt a 9.10. ábra sugallja), hanem a fázis változáshoz.



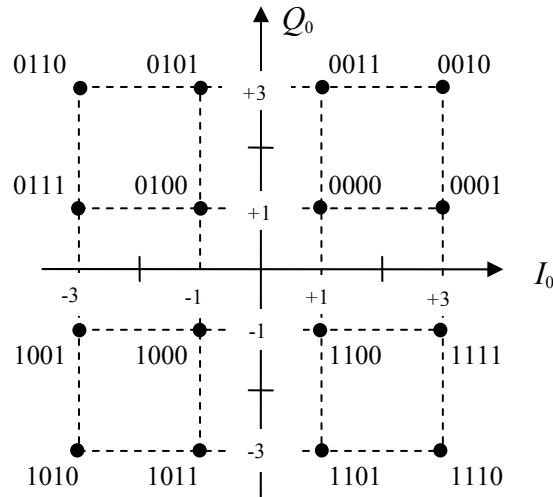
9.12. ábra A differenciális kódolás és dekódolás

Az ábrán az összes jel kétbites adat. Az összeadó és kivonó szintén kétbites (modulo 4 műveleteket végeznek). A leképezésben az “s” változó a síknegyedeket azonosítja. A fázisváltozás nagyságát az alábbi táblázat tartalmazza. Ha az  $s_v(n)$  különbözik is  $s_a(n)$ -tól, a dekódolt adat ettől függetlenül  $d(n)$  lesz.

$d(n)$	00	01	10	11
$\Delta\Phi$	$0^\circ$	$90^\circ$	$180^\circ$	$270^\circ$

#### 9.4. A kvadratúra amplitúdó moduláció (QAM)

Ha a 4 QPSK modulációt annyiban módosítjuk, hogy a két PAM modulátorban nem két, hanem több amplitúdó szintet engedünk meg, akkor kvadratúra amplitúdó modulációt hozunk létre. A 9.13. ábrán egy 16 állapotú (16 QAM) modulátor konstellációs diagramja látható.



9.13. ábra 16 QAM konstellációs diagramja

Az állapotok száma általában a 2 egész számú hatványai szerint változik, így beszélhetünk 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024 állapotú QAM rendszerekről.

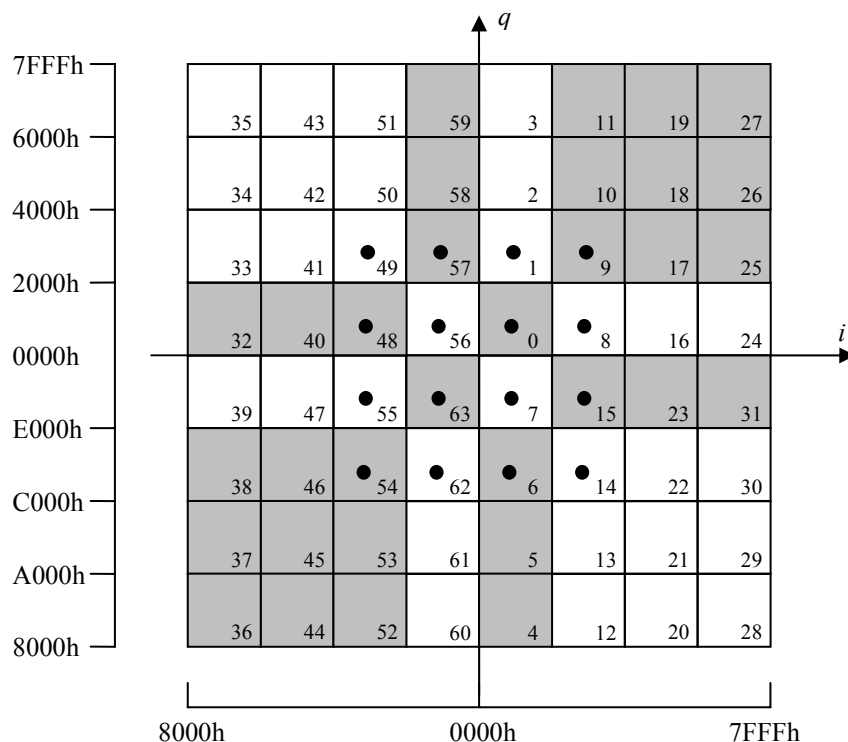
A vivő helyreállítás fázis bizonytalanságáról elmondottak természetesen a QAM rendszerekben is fennállnak. Az orvosság itt is a differenciális kódolás. A 9.13. ábrán egy lehetséges, az állapotokhoz tartozó bit-hozzárendelést (*bit allocation*) is feltüntettünk.

Példánkban az első két bit (a két baloldali bit) a 9.12. ábra szerinti differenciális kódolás utáni két bit. Ezek sík-negyedenként megegyeznek. A többi bitnek (esetünkben a maradék kettőnek) a hozzárendelése u.n. elforgatás invariánsnak kell lennie. Ez azt jelenti, hogy a konstellációs ábra  $k$ -szor  $90^\circ$ -os elforgatás esetén is ( $k = 0,1,2,3$ ) a pontokhoz hozzárendelt bitek azonosak maradjanak. Így, annak ellenére, hogy ezek a bitek nem vesznek részt a differenciális kódolásban, a dekódolás hibamentes lesz, még akkor is, ha a fázisban a fenti bizonytalanság fenn áll.

A QAM vevőkben a konstellációs pontra vonatkozó döntési feladat némiképpen bonyolultabb, mint a 4 QPSK esetében. Az  $i(n)$  és  $q(n)$  koordinátájával adott komplex szám (lásd 9.15 ábra) kijelöl a síkon egy pontot és a feladat az, hogy határozzuk meg: melyik konstellációs ponthoz esik legközelebb ez a pont. Természetesen a jelfeldolgozó processzorra írható ilyen keresési algoritmus, de célunk az, hogy ezt a döntést a lehető legrövidebben intézzük el.

Az alábbiakban egy előre feltöltött táblázatokkal dolgozó, u.n. vektor kvantálással megoldott eljárást ismertetünk:

A jelek AGC szabályozásával állítsuk be az  $i(n)$  és  $q(n)$  jelek értékeit úgy, hogy azok névleges értékei a 9.14. ábra szerinti legyenek. A 16 bites, fixpontos adatok értékeit az ábrán hexadecimális formában tüntettük fel.



9.14. ábra 16 QAM konstellációs diagramja

Mind az  $i$ , mind a  $q$  irányban osszuk fel a teljes kivezérlési tartományt (8000h-7FFFh) 8 részre! A névleges konstellációs pontok az így kialakuló négyzetek közepébe esnek (már ahol van ilyen pont). Számozzuk meg az egyes négyzeteket az ábrán látható módon!

Ha az  $i(n)$  és  $q(n)$  16 bites adatok 3 MSB bitjét ( $I_{15}, I_{14}, I_{13}$ , és  $Q_{15}, Q_{14}, Q_{13}$ ) összerendezjük egy 6 bites előjel nélküli számba ( $I_{15}, I_{14}, I_{13}, Q_{15}, Q_{14}, Q_{13}$ ), akkor annak a négyzetnek a sorszámát kapjuk meg, amelyikbe az  $i(n)$  és  $q(n)$  koordinátájával adott komplex szám beleesik.

Ezzel a sorszámmal azután táblázatokat címezhetünk meg, mely táblázatokban a névleges koordinátákat  $[i_0(n), q_0(n)]$  és a hozzárendelt biteket  $[s(n)]$  tároljuk.

Azokat a négyzeteket is, amelyek eredetileg nem tartalmazznak konstellációs pontot, hozzá kell rendelnünk a hozzájuk legközelebb eső konstellációs ponthoz. A 9.14. ábrán a négyzetek árnyékolásával ezt a hozzárendelést kívántuk szemléltetni.

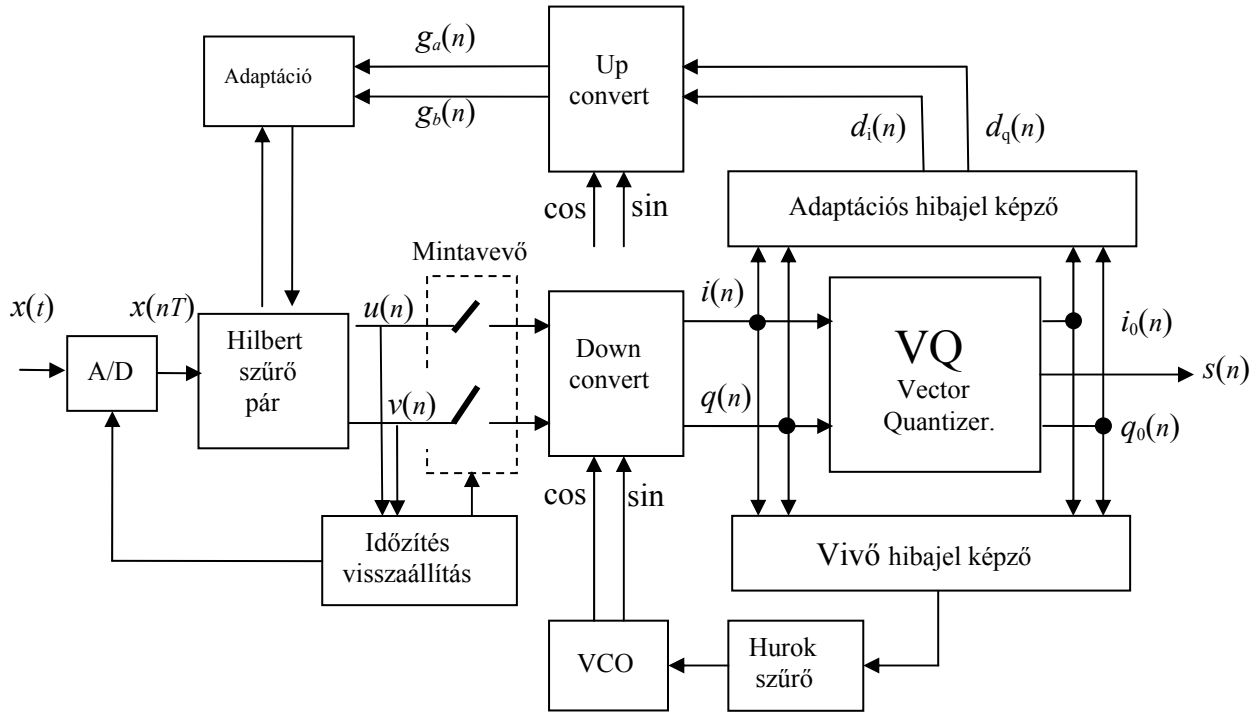
### 9.5. A QAM (QPSK) vevők felépítése

Az elvi jellegű megoldások után, a 9.15. ábrán egy, a gyakorlatban is alkalmazható vevő struktúrát mutatunk.

Még az analóg oldalon kellően kondicionált jelet vezetjük az A-D konverterre. A Hilbert sávszűrő pár a sávhatároláson kívül a szimbólum áthallás-mentes karakterisztika kialakításában is részt vállal (lásd fentebb).

Annak érdekében, hogy a csatornában bekövetkező lineáris torzítás szimbólum áthallást okozó hatását kiküszöbölhessük, ezeket a szűrőket adaptív szűrőknek alakítjuk ki (lásd lejjebb).

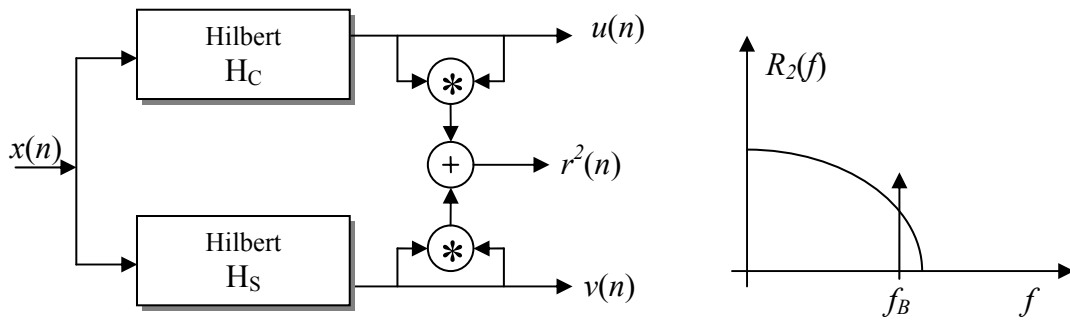
Az alapsávba keverést végző *“down converter”*, a mintavevő és a vektorkvantáló a korábbiakkal megegyező megoldású.



9.15. ábra A QAM vevő funkcionális tömbvázlata

A működés során feltételezzük, hogy a mintavavő akkor vesz mintát a jelből, amikor az a konstellációs pontnak megfelelő pontban tartózkodik. Ezt a műveletet az időzítés visszaállító (*Timing recovery*) fokozat vezérli.

Annak érdekében, hogy egyáltalán legyen olyan minta a rendszerben amelyik a fentebb említett időponthoz tartozik, az A-D konverzió mintavavőjét is vagy siettetni, vagy késleltetni kell egy ideig, amíg a szinkron ki nem alakul.



9.16. ábra Az  $r^2(n)$  alapjel kinyerése és ennek a jelnek a spektruma

Az időzítés visszaállításhoz az alapjelet a 9.16. ábra szerint állítjuk elő. Ennek a jelnek a szimbólum sebességnek megfelelő  $f_B$  frekvencián diszkrét összetevője van. Ezt a jelet egy keskenysávú szűrővel kiemelve, egy fáziszárt hurokra (PLL) vezethetjük, ami a bejövő szimbólumokkal fázisban lévő helyi oszcillátort eredményez. (lásd a PLL fejezetet). Ezen oszcillátor fázisának nullátmeneti időpontja jelöli ki a mintavétel időpontját.

A lekeverést végző, feszültségvezérelt kétfázisú oszcillátor (VCO) egy u.n. COSTAS hurokban helyezkedik el. Ezzel a hurokkal a PLL fejezetben részletesen foglalkozunk.

### 9.5. Az adaptív szűrő

Az átviteli csatornában fellépő lineáris torzítások (amplitúdó és fázis torzítás) szimbólum áthallást (ISI) okoznak a vevő demodulátorában. Ennek kiküszöbölése érdekében alkalmazunk adaptív szűrőket. (Az adaptív szűrő a csatornában keletkező zajjal szemben tehetetlen.)

Az alábbiakban egy LMS (Least Mean Square) módszert alkalmazó adaptív kiegyenlítő működésével fogunk megismerkedni. Az itt tárgyalt eset annyiban lesz speciális, hogy a szűrő sávszűrő, ugyanakkor az adaptációt vezérlő hibajel viszint alapsávi jel.

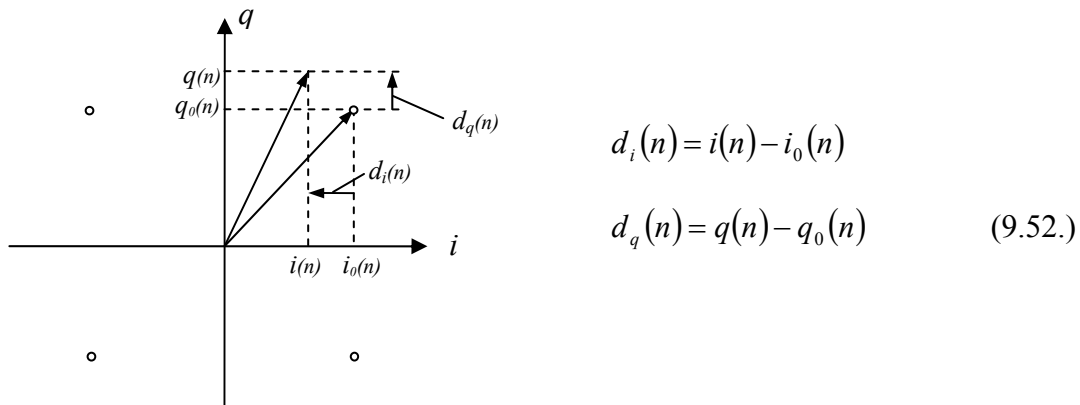
Kezdjük a rendszer analízisével! A sávszűrők FIR típusú szűrők (*Hilbert* párok). A szűrők kimeneti jelei a 9.15. ábra jelöléseivel:

$$\begin{aligned} u(n) &= \sum_{k=0}^N a_k x(n-k) \\ v(n) &= \sum_{k=0}^N b_k x(n-k) \end{aligned} \quad (9.50.)$$

A mintavétel és a lekeverés után:

$$\begin{aligned} i(n) &= u(n)\cos\varphi_l(n) + v(n)\sin\varphi_l(n) \\ q(n) &= v(n)\cos\varphi_l(n) - u(n)\sin\varphi_l(n) \end{aligned} \quad (9.51.)$$

Az  $i(n)$ ,  $q(n)$  jelek kvantálása után megkapjuk  $i_0(n)$ -t és  $q_0(n)$ -t. Képezzünk ezek után két alapsávi hibajeleket az alábbi ábra szerint:



9.17. ábra Az alapsávi hibajelek értelmezése

Zajmentes esetben a lineáris torzítás következtében fellépő szimbólumáthallás numerikus jellemzésére az  $e^2(n)$  függvényt használhatjuk:

$$e^2(n) = d_i^2(n) + d_q^2(n) = f(n, \mathbf{a}, \mathbf{b}) \quad (9.53.)$$

ahol  $\mathbf{a}$  és  $\mathbf{b}$  a FIR szűrők együtthatóiból képezett vektorok.

A cél az, hogy a 9.53. kvadratikus alak minimumát megtaláljuk  $\mathbf{a}$  és  $\mathbf{b}$  változtatásával. A 9.53. szerinti skalár-vektor függvény felfogható egy sokdimenziós sík feletti felületként. A felületen a legmeredekebb emelkedés irányát a gradiens vektor mutatja. Ha mi a völgybe igyekszünk, akkor a negatív gradiens irányába kell, hogy elinduljunk.

Ez azt jelenti, hogy a szűrők együtthatóinak értékét ovatosan megváltoztatjuk. Így az adaptív szűrők már nem lesznek időinvariánsak. Persze, ha az adaptáció konvergál, a ISI megszűnik, ezzel a hibajelek is megszűnnek, és az adaptáció is leáll.

A stratégiánk legyen a következő! A következő mintavételi időpontban a szűrők  $k$ -ik együttthatója legyen:

$$\begin{aligned} a_k(n+1) &= a_k(n) - \Delta \frac{\partial e^2(n)}{\partial a_k} \\ b_k(n+1) &= b_k(n) - \Delta \frac{\partial e^2(n)}{\partial b_k} \end{aligned} \quad (9.54.)$$

A 9.54.-ben a parciális deriváltak a gradiens megfelelő koordinátáját, a negatív előjel az ellenkező irányt míg a  $\Delta$  a lépés nagyságát határozza meg. Így a legmeredekebb irány mentén fogunk haladni, lépésről lépésre. A  $\Delta$  nagyságát óvatosan válasszuk meg, mert túl nagy  $\Delta$  esetén állandóan átléphetjük a minimum helyet, míg kis  $\Delta$  esetén nagyon lassan érjük el azt. (Bővebben lásd az Adaptív kiegyenlítő c. fejezetet.)

A parciális derivált kiszámítása:

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(n)}{\partial a_k} &= \frac{\partial}{\partial a_k} [d_i^2(n) + d_q^2(n)] = 2d_i(n) \frac{\partial d_i(n)}{\partial a_k} + 2d_q(n) \frac{\partial d_q(n)}{\partial a_k} \\ \frac{\partial e^2(n)}{\partial a_k} &= 2[d_i(n) \cos \varphi_l(n) - d_q(n) \sin \varphi_l(n)] x(n-k) \end{aligned} \quad (9.55.)$$

Ahol felhasználtuk a:

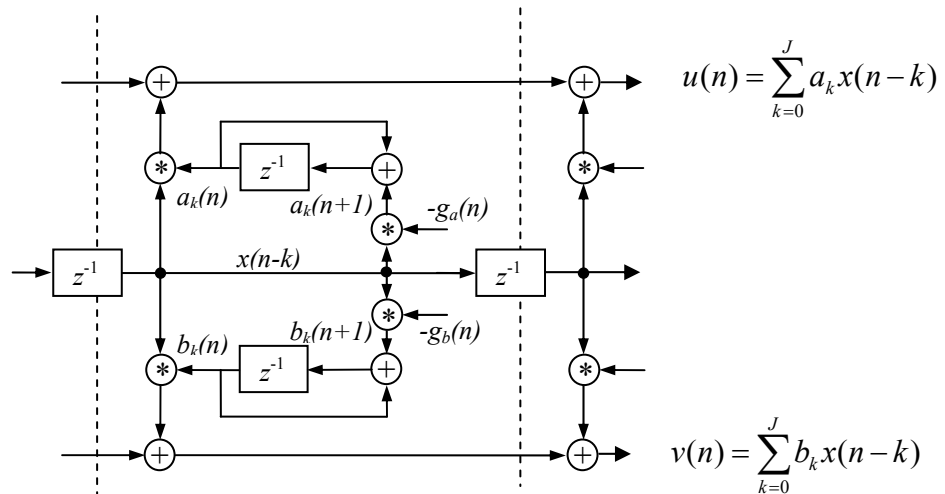
$$\begin{aligned} \frac{\partial d_i(n)}{\partial a_k} &= \frac{\partial}{\partial a_k} [i(n) - i_0(n)] = \frac{\partial}{\partial a_k} i(n) = \frac{\partial}{\partial a_k} u(n) \cos \varphi_l(n) = \cos \varphi_l(n) x(n-k) \\ \frac{\partial d_q(n)}{\partial a_k} &= \frac{\partial}{\partial a_k} [q(n) - q_0(n)] = \frac{\partial}{\partial a_k} q(n) = -\frac{\partial}{\partial a_k} v(n) \sin \varphi_l(n) = -\sin \varphi_l(n) x(n-k) \end{aligned}$$

Végül is eredményünket felírhatjuk az alábbi alakokban:

$$\Delta \frac{\partial e^2}{\partial a_k} = g_a(n) x(n-k) \quad \Delta \frac{\partial e^2}{\partial b_k} = g_b(n) x(n-k) \quad (9.56.)$$

Ahol a vivőre felkevert hibajelek:

$$g_a(n) = 2\Delta [d_i(n) \cos \varphi_l(n) - d_q(n) \sin \varphi_l(n)] \quad g_b(n) = 2\Delta [d_q(n) \cos \varphi_l(n) + d_i(n) \sin \varphi_l(n)]$$



9.18. ábra Az adaptációs algoritmus realizálása