

Kooperatív kommunikációs sémák és stratégiák a vezetékek nélküli hálózatokban

című TDK dolgozat

Fiáth Péter

MSc II. évfolyam

Konzulens: dr. Oláh András

Egyetemi docens



Pázmány Péter Katolikus Egyetem

Információs Technológiai Kar

2011

Tartalomjegyzék

Kooperatív kommunikációs sémák és stratégiák a vezeték nélküli hálózatokban.....	1
Rövidítések	2
Absztrakt.....	3
1 Bevezetés és motiváció.....	4
2 Vezeték nélküli kommunikáció elméleti és technológia háttere	6
2.1 Kurrens technológiák áttekintése	6
2.2 A vezeték nélküli kommunikáció elméleti háttere.....	8
2.3 Többantennás rendszerek	12
2.3.1 Single Input Multiple Output rendszerek	14
2.3.2 Multiple Input Single Output (MISO).....	15
2.3.3 Multiple Input Multiple Output(MIMO).....	15
3 Kooperatív kommunikációs sémák a fizikai rétegben	18
3.1 Egy relay-es sémák.....	20
3.1.1 Az Amplify-and-Forward séma	21
3.1.2 A Decode-And-Forward séma	22
3.1.3 Módosított egy relay-es sémák	23
3.2 Több relay-t használó sémák	24
3.2.1 Ismétléses sémák.....	25
3.2.2 A Distributed Space-Time Code séma	26
3.2.3 A Beamforming séma.....	26
4 Kooperációs stratégiák a felsőbb rétegekben	29
4.1 Relay választási technikák.....	29
4.2 A kooperáció és Automatic Repeat Request együttes alkalmazása.....	30
4.3 A kooperáció és a routing.....	32
5 Új bidirekcionális, két relay alapú kooperációs séma	34
5.1 AF séma.....	34
5.2 DF séma.....	35
5.3 Numerikus eredmények.....	36
6 Kooperatív kommunikációs sémák kísérleti implementációja	39
6.1 Universal Software Radio Peripheral (USRP).....	39
6.2 Platformok és létező implementációk	40
6.3 USRP demonstrációs implementáció	43
7 Konklúzió és továbblépési lehetőségek.....	45
Hivatkozások.....	46

Rövidítések

AF – Amplify and Forward
ARQ – Automatic Repeat Request
CF – Compress and Forward
C-MRC – Cooperative MRC
D-BLAST – Bell Laboratories Layered Space-Time
DBPSK – Differential Binary Phase Shift Keying
DF – Decode and Forward
DDF – Dynamic DF
DMT – Diversity Multiplexing Tradeoff
DQPSK – Differential Quadrature Phase Shift Keying
DSTC – Distributed Space –Time Code
EGC – Equal Gain Combining
FEC – Forward Error Control
GMSK – Gaussian Minimum Shift Keying
HARQ – Hybrid ARQ
LAR – Link Adaptive Relaying
LOS – Line of Sight
MIMO – Multiple Input Multiple Output
MISO – Multiple Input Single Output
ML – Maximum Likelihood
MMSE-C – Minimum Mean Squared Error Combining
MRC – Maximal Ratio Combining
NAF – Nonorthogonal AF
PL-ML – Piece-wise Linear ML
QoS – Quality of Service
SC –Selective Combining
SIMO – Single Input Multiple Output
SISO – Single Input Single Output
STBC – Space-Time Block Code
STTC – Space-Time Trellis Code
USPR – Universal Software Radio Peripheral
V-BLAST – Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time
WLAN – Wireless Local Area Network

Absztrakt

A vezeték nélküli kommunikáció töretlen fejlődését a robbanásszerűen megnövekedett információs források adatátviteli igénye katalizálja. Ezen igények, ill. szolgáltatások a szükséges adatátviteli sebesség alapján két csoportra bonthatóak: i) szélessávú multimédiás szolgáltatások, ahol a szűkös rádiós spektrum miatt a kommunikációs rendszer spektrális hatékonysága alapvető fontosságú; valamint a ii) kis adatátviteli sebességű alkalmazások, ahol a kurrens technológiai trendek alapján energiahatékonysági kihívásokat kell megoldani. Az elmúlt néhány évben mindkét területen jelentős, és a kommerciális vezeték nélküli technológiákba részben átültetett eredmények születtek.

A spektrális hatékonyság növeléséhez kapcsolódóan a vezeték nélküli technológiák egyik új megközelítése a kooperatív kommunikáció, amely sokfelhasználós vezeték nélküli rendszerekben antennasorok alkalmazása nélkül képes növelni a térdiverzitást. A megközelítés lényege, hogy a felhasználók más felhasználók csomagtovábbításának szempontjából átjátszó állomásként (relay node) működnek, ezzel biztosítva a forrás és nyelő közötti minőségi előírásokat (adatátviteli sebesség, megbízhatóság, etc.).

A dolgozat fókuszában azok a kooperatív kommunikációs sémák és stratégiák állnak, amelyek várhatóan a jelenlegi vezeték nélküli technológiákat a szoftvervezérelt rádiós modulokat tartalmazó kognitív hálózatok irányába fogja elmozdítani. Jelenleg ezt a nagyon intenzíven kutatott területet a kutatók számtalan kiemelkedő algoritmikus eredménnyel gazdagítják, ugyanakkor a szakirodalomban csak elszórtan találni implementációs eredményt.

A dolgozat célja a területhez kapcsolódó kutatási eredmények szintetizált bemutatásán túl, egy új bidirekcionális két relay alapú kooperációs séma kifejlesztése, és összehasonlító teljesítőképesség analízisének elvégzése szimulációs programcsomaggal.

A dolgozat másik eredménye egy kooperatív S-R-D séma demonstrációs implementációja USRP szoftverrádió platformon, ahol a bithiba-valószínűségben mérhető javulás mellett egy videofolyam átvitele során tapasztalható hatékonyságnövelés a vételi oldalon közvetlenül a video minőségében figyelhető meg.

1 Bevezetés és motiváció

Napjainkban az infokommunikációs technológiák gyors fejlődésének vagyunk tanúi, amelyek az élet minden területén – először kikerülhetetlenné, majd – nélkülözhetetlenné válik. A vezeték nélküli rendszerek a szükséges adatátviteli sebesség és erőforrások alapján két csoportra bonthatóak: alacsony adatátviteli sebességű alkalmazások, ahol a véges energiaellátásból adódóan energiahatékonysági kihívásokat kell megoldani, illetve szélessávú rendszerek, melyek fejlődés a felhasználó oldaláról három igényt támaszt:

- minél nagyobb adatátviteli sebességű szolgáltatások nyújtása (multimédiás szolgáltatások);
- hozzáférés garantálása mindenhol, korlátok nélkül (mobilitás);
- olcsó szolgáltatások nyújtása és a rendszer gazdaságos működtetése.

Mindez a hatékony vezeték nélküli kommunikációt helyezi előtérbe a kommunikációs trendeket illetően. Sajnos a vezeték nélküli kommunikációra rendelkezésre álló fizikai erőforrások (rádió spektrum, adóteljesítmény, stb.) meglehetősen korlátozottak, amelyek nem teszik lehetővé a nagy adatátviteli sebességű és olcsó szolgáltatások bevezetését. Ezért a modern kommunikációs technológia központi fogalma a spektrális hatékonyság, azaz 1 Hz-en hány bítet lehet átvinni másodpercenként.

A spektrális hatékonyság javítására szolgál a térdiverzitás, amely javulást a vezeték nélküli csatorna torzításának ellensúlyozásával éri el. Térdiverzitás két módon érhető el: az első lehetőség, hogy az eszközökre több antennát helyeznek, a másik lehetőség pedig az ún. kooperáció. Kooperáció esetén az antennák szerepét átjátszó terminálok (relayek) veszik át, ugyanis a vezeték nélküli csatorna broadcast tulajdonságából következően nem csak célzott vevő kapja meg az adó jelét, hanem a környező terminálok is, melyek az adótól származó jel birtokában segíthetik a forrás és nyelő közötti kommunikációt. Mindkét módszer lényege, hogy minél több független úton érkezik meg a jel annál nagy valószínűséggel lesz egy olyan jel, melyet nem ért akkora torzítás, hogy ne lehessen dekódolni. A fenti módszerekkel tehát sáv szélesség növekedés nélkül érhető el kisebb kiesési valószínűség, azaz adott kiesési valószínűség mellett nagyobb adatátviteli sebesség érhető el, ami a spektrális hatékonyság növekedését vonja maga után.

Többantennás rendszereknél az antennák egymástól való távolsága a hullámhossztól függ, tehát egyes technológiáknál, ahol túl nagy a hullámhossz, vagy kis eszközökön történik a kommunikáció ez a lehetőség nem valósítható meg, ebben az esetben csak a kooperáció ad lehetőséget a térdiverzitás kihasználására. A többantennás rendszerek másik hátránya az árnyékolás, ugyanis árnyékolás esetén a különböző antennák jeleit ért torzítások korreláltak, ami jelentősen korlátozza az elérhető nyereséget, viszont kooperáció esetében a terminálok között jelentős távolság lehet, ezért a torzítások nagy valószínűséggel függetlenek lesznek, ezzel maximalizálva az elérhető térdiverzitást. A kooperációra tehát tekinthetünk, úgy, mint egy elosztott, vagy virtuális antennasorra, ezért a többantennás rendszerekhez hasonlóan a kooperáció jelenleg egy nagyon intenzíven kutatott terület, ahol a kutatók számos elméleti eredményt értek el, azonban a szakirodalomban implementációs eredményt csak elszórtan találni.

A dolgozat célja a kooperatív kommunikációs sémákhoz és stratégiákhoz kapcsolódó kutatási eredmények bemutatásán kívül két új bidirekcionális séma összehasonlítása a legelterjedtebb sémákkal, valamint egy választott séma demonstrációjára szolgáló szoftverrádiós implementáció leírása.

A dolgozat felépítése a következő:

- az 1. fejezet (Bevezetés és motiváció) tartalmazza a dolgozat bevezetését és a kutatást ösztönző technológiai motivációkat;
- a 2. fejezet (Vezeték nélküli kommunikáció elméleti és technológia háttere) a vezetékek nélküli rendszerek elméleti és technológiai hátterének, kurrens technológiák fejlődési irányának, valamint a többantennás rendszerek bemutatásával foglalkozik;
- a 3. fejezetben (Kooperatív kommunikációs sémák a fizikai rétegben) a kooperáció fogalma, előnyei és hátrányai mellett, a legelterjedtebb egy, ill. több relay-es fizikai rétegbe tartozó kooperációs sémák kerülnek bemutatásra;
- a 4. fejezetben (Kooperációs stratégiák a felsőbb rétegekben) a felsőbb rétegbeli kooperatív stratégiák kerülnek bemutatásra, főként a relay választásra, Automatic Repeat Request-re (ARQ) és routingra fókuszálva;
- az 5. fejezetben (Új bidirekcionális, két relay alapú kooperációs séma) két új bidirekcionális két relay-es séma kerül bemutatásra, illetve összehasonlításra az elérhető bithibavalószínűség alapján az irodalomból ismert sémákkal;
- a 6. fejezetben (Kooperatív kommunikációs sémák kísérleti implementációja) a kooperációval kapcsolatos implementációk, az USPR szoftverrádiós platform, és azon elkészült saját demonstrációs implementáció szerepel;
- és végül a 7. fejezet (Konklúzió és továbblépési lehetőségek) a dolgozat eredményeinek összefoglalását és a még nyitott kérdések irányába tehető továbblépési lehetőségeket tartalmazza.

2 Vezeték nélküli kommunikáció elméleti és technológia háttere

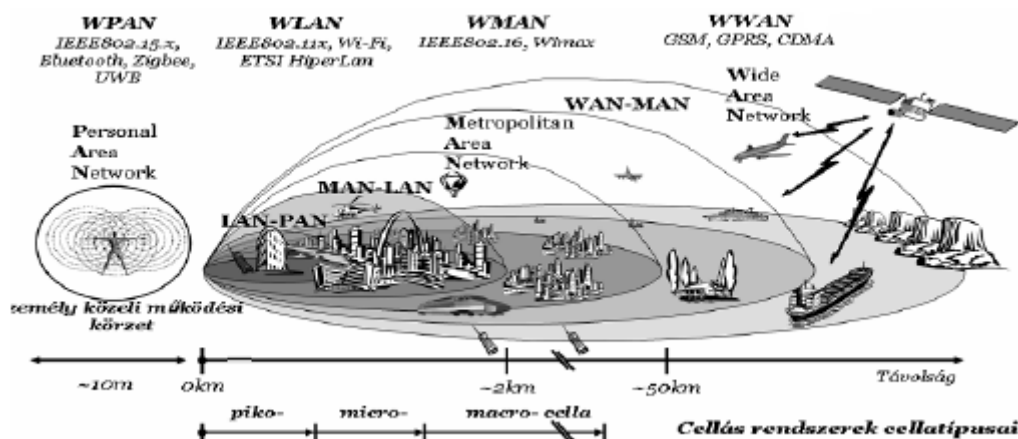
Ez a fejezet a vezeték nélküli kommunikáció elméleti és technológia háttéréről ad áttekintést. Először a kurrens technológiák, illetve a vezeték nélküli kommunikációs trendek kerülnek bemutatásra (2.1 alfejezet), ezt követi a vezeték nélküli kommunikáció folyamatának, és jellemző paramétereinek rövid ismertetése (2.2 alfejezet), majd végül a többantennás rendszerek összefoglalása (2.3 alfejezet).

2.1 Kurrens technológiák áttekintése

A vezeték nélküli kommunikáció a kommunikációs iparág leggyorsabban fejlődő területe, a cellás hálózatok az utóbbi évtizedekben exponenciálisan növekedtek, és jelenleg több milliárd felhasználója van világszerte. A vezeték nélküli lokális hálózatok (WLAN) fokozatosan kiszorítják a kábeles technológiákat az otthonokból, munkahelyekről. A laptopok, tabletek, okostelefonok gyors elterjedése ígéretes jövőt jelent a **vezeték nélküli kommunikációs technológiák fejlődése** szempontjából, aminek közvetlen következménye, hogy az eddigiekhez hasonlóan rengeteg kutatási eredmény kerülhet a tényleges megvalósítás fázisába, amit a gyors elterjedés követhet.

A vezeték nélküli kommunikáció iránya, illetve célja, egy a világot teljesen lefedő hálózat létrehozása, mely lehetővé teszi a multimédiás szolgáltatások a világ bármely pontjáról való elérését akár mobiltelefonon vagy laptopon, illetve a lehetőséget nyújt, hogy a különböző eszközök mind kapcsolatban legyenek egymással és az Internettel.

A vezeték nélküli rendszerek több módon osztályozhatók például alkalmazás szerint lehet, hangátvitelt, Internet elérést, adatátvitelt, videokonferenciát biztosító rendszer, topológia szerint lehet cellás, ad-hoc, vagy műholdas, illetve lefedettség szerint (1. ábra) lehet épülete, várost, országot vagy világot lefedő hálózat. A rendszerezés nehézsége miatt több különböző vezeték nélküli eszköz, szabvány, és szolgáltatás került bevezetésre. A másik ok a szabványok sokszínűségére, hogy az alkalmazások mind különböző elvárásokat támasztanak. A hangátvitel például viszonylag alacsony adatátviteli sebességet és alacsony késleltetés követel meg, nagy hibatűrés mellett, ugyanakkor az adat jellegű információ nagy adatátviteli sebességet, és hibamentes kommunikációt követel meg, de a késleltetésre nem érzékeny. Video átvitel során nagy adatátviteli sebességre, alacsony hibavalószínűsége és késleltetésre van szükség. Olyan rendszer tervezése, amelyek minden elvárásnak eleget tesz, technológiai nehézségbe ütközne, ezért a szabványok általában egy-egy osztályra korlátozódnak.



1. ábra: Vezeték nélküli kommunikációs technológiák osztályozása lefedettség alapján

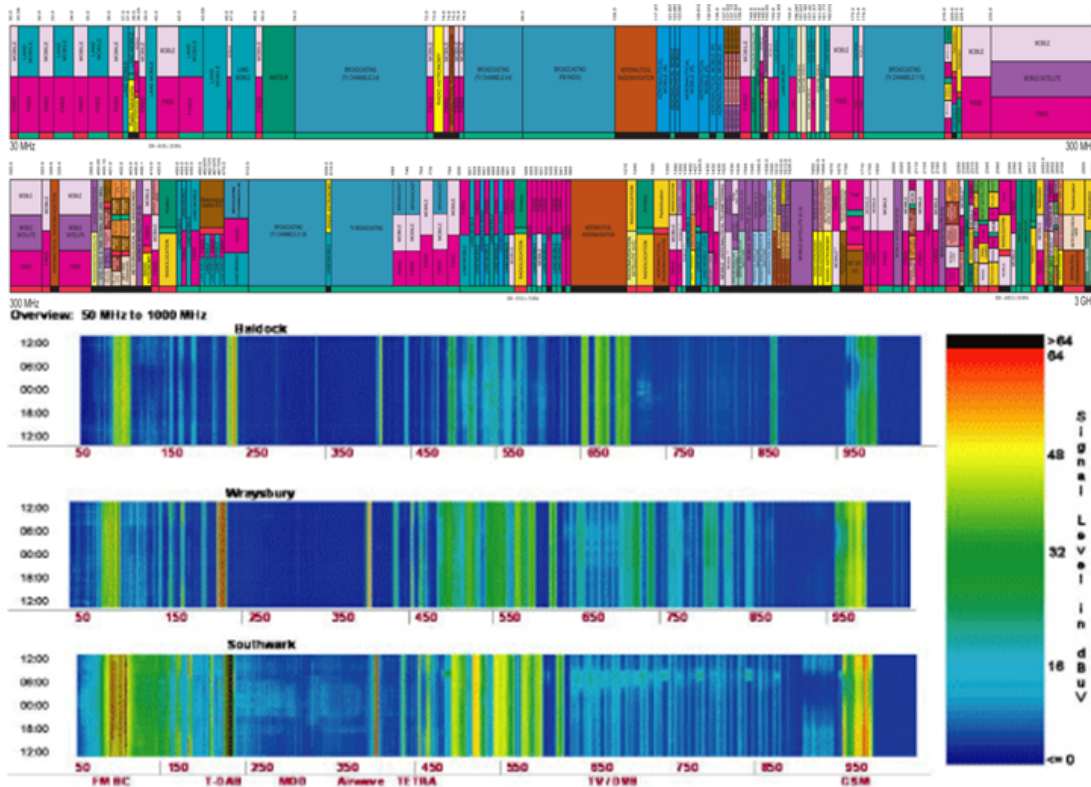
A technológiai fragmentáltság ellenére minden vezeték nélküli rendszer célja a **nagyobb spektrális hatékonyság elérése**, azaz minél nagyobb adatátviteli sebességet és alacsony hibavalószínűséget elérni minél kevesebb erőforrásból. Ez csupán az egyike azon okoknak, amelyek miatt a digitális rendszerek alkalmazását részesítik előnyben az analóg rendszerek helyet. A további okok közé sorolhatóak például, hogy a digitális kommunikációban lehetőség van tömörítésre és titkosításra. Bizonyos esetekben a spektrális hatékonyság mellett az **energiahatékonyságra** is koncentrálni kell, mivel a vezeték nélküli terminálok egyre több szolgáltatást nyújtanak, ezért több módú működést kell biztosítaniuk, ugyanakkor mivel a felhasználók nem akarnak nagy akkumulátorokat, illetve azokat naponta újratölteni ezért a fogyasztást minimalizálni kell. Olyan rendszereknél, ahol van infrastruktúra ez úgy oldható meg, hogy komplex jelfeldolgozási és teljesítményigényes műveletek a fix energiaellátással rendelkező eszközök végzik, ad hoc hálózatok esetében viszont ez nem lehetséges, így a kommunikációt a fogyasztásra is optimalizálni kell.

A megbízható vezeték nélküli rendszerek tervezésében az elvárt minőségi követelmény biztosításában a többutas terjedés okozta **fading a legfőbb technológiai nehézség**. A legtöbb új technológia a fading hatását próbálja ellensúlyozni, ilyenek például kiegyenlítő, interleaving, mely a burst hibák javítását szolgálja, irányított intelligens antennák, antennatömbök, melyek diverzitást biztosítanak, többvivős rendszerek, több felhasználós diverzitás (, ami azt jelenti, hogy az erőforrást mindig a legjobb csatornával rendelkező felhasználó számára allokálják). Ezekkel a technológiákkal jobb hibavalószínűség érhető el, ami nagyobb spektrális hatékonyságot eredményez.

A vezeték nélküli kommunikáció másik hátránya az **interferencia**, ugyanis minden rendszer számára ugyanaz a spektrum áll rendelkezésre, és az azonos frekvenciasávban működő eszközök interferálnak egymással. Ennek elkerülése érdekében a spektrum használatát országos szervezetek szabályozzák és különböző rendszerek számára árverezik, így csak a frekvenciasáv jogos tulajdonosai - az elsődleges felhasználók - használhatják az adott sávot. Mivel a **spektrum nagyon szűkös**, ezért rendkívül drága is, például az európai harmadik generációs hálózatok frekvenciatartománya összesen közel 100 milliárd dollárba került. Ebből látható spektrális hatékonyság fontossága, ugyanis spektrális hatékonyság növelésével, csökkenthető az adott adatátviteli sebességet teljesítésére felhasznált sáv szélesség, ami dollármilliókat jelenthet egy rendszer számára.

Annak ellenére, hogy a spektrum nagy része már le van foglalva különböző rendszerek számára, a mérések azt mutatják, hogy az idő nagy részében nincs kihasználva. (2.

ábra). Ebből a tényből született a **kognitív hálózatok** ötlete, melyek az éppen kihasználatlan frekvenciasávot használják másodlagos felhasználóként.



2. ábra: Az egyes rádiós szolgáltatásoknak allokkált frekvenciasávok és mért kihasználtságuk (50Mhz és 1000 MHz közötti spektrumrészen)

A kognitív rádiókat ehhez, intelligenciával kell ellátni, hogy megtalálják a szabad frekvenciasávokat, és észleljék az elsődleges felhasználókat. Ezért leggyakrabban **szoftverrádió**kon vannak implementálva, amik olyan rádiók ahol a vivőfrekvencia, sáv szélesség, moduláció, csatornakódolás stb. szoftveresen vannak definiálva, így több szabványt is képes támogatni. Napjainkban az okostelefonok minél több szolgáltatást igyekeznek nyújtani, ezek azonban gyakran különböző kommunikációs szabványt használnak, és minden szabványért egy külön chip felel. Szoftverrádió esetében viszont egy általános célú processzor képes támogatni az összes szabványt, így a hagyományos eszközöknél sokkal költségkímélőbb.

2.2 A vezeték nélküli kommunikáció elméleti háttere

A legtöbb vezeték nélküli rendszert digitálisnak nevezzük, ez arra utal, hogy biteket viszünk át, a csatorna viszont mindig analóg és vezeték nélküli kommunikáció esetén egy időben változó szűrővel, valamint additív zajjal írható le. A vett jel tehát a következő:

$$y(t) = h(t, \tau) * x(t) + n(t), \quad (2.1)$$

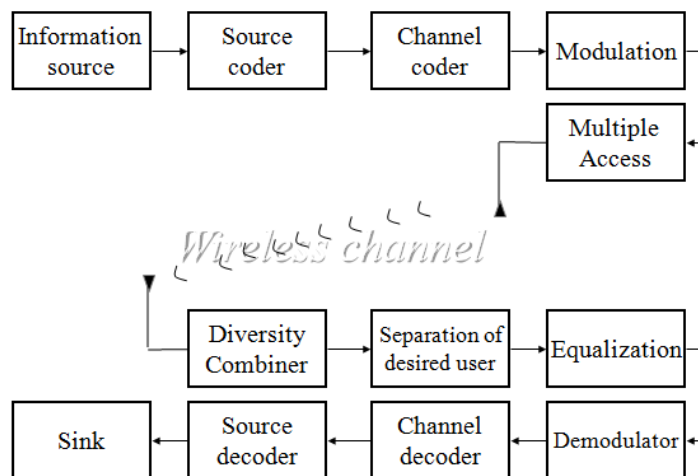
ahol $x(t)$ a küldött hullámforma, $h(t, \tau)$ a csatorna állapota, pontosabban a csatorna impulzusválasza a t -edik időpillanatban, ami leírja a jelet ért amplitúdó- és fázistorzítását, melyek a több utas terjedésből, árnyékolásból és egyéb hatásokból származhatnak, $n(t)$ pedig az additív zaj. A szűrő hatását fadingnek nevezik, és két fontos paramétere van, az egyik a koherencia idő, a második pedig a koherens sáv szélesség. A koherens sáv szélesség azt a minimális frekvenciakülönbséget jelenti, ahol a csatorna állapota független, ez alapján a fadinget két csoportba sorolhatjuk:

- **Lapos fading:** amikor a csatorna koherens sáv szélessége nagyobb, mint a jel sáv szélessége, így jel minden frekvenciájára azonosan hat a fading. Időben ez azt jelenti, hogy több úton érkező jelek közti a késleltetések kisebbek, mint a szimbólumidő, és így csatorna állapotát egy értékkel le lehet írni.
- **Szelektív fading:** amikor a csatorna koherens sáv szélessége kisebb, mint a jel sáv szélessége, így a jel különböző frekvenciakomponenseire különbözőképp hat a fading. Időben ez azt jelenti, hogy több úton érkező jelek közti a késleltetések nagyobbak, mint a szimbólumidő, és így csatorna állapotát, pontosabban a mintavételezett impulzusválaszt egy vektorral lehet leírni.

A koherens sáv szélességhez hasonlóan a koherencia idő azt jelenti, hogy minimum mennyi időnek kell eltelni, míg a csatorna állapota független lesz az előző értéktől. A koherencia idő alapján szintén két csoportba sorolhatjuk a fadinget:

- **Lassú fading:** Ilyenkor a koherencia idő jelentősen nagyobb a szimbólumidőnél, azaz a csatorna állapota több szimbólumidőn keresztül változatlanak tekinthető, ez az árnyékolásból következik.
- **Gyors fading:** Ilyenkor a koherencia idő arányos szimbólumidőnél, így a csatorna állapota szimbólumról szimbólumra változhat, ez a több utas terjedésből következik.

A lassú fading (vagy árnyékolási fading) leírására a lognormál eloszlás alkalmazható. A gyors fading eloszlása több módon leírható, a két legelterjedtebb modell a Rayleigh és a Rice fading, az első esetében az adó és vevő között nincs, egy Line-of-Sight(LOS) útvonal, ami azt jelenti, hogy a vett jelben nincs olyan komponens, melynek várható értéke jelentősen nagyobb lenne a többinél. A Rice fading modell alkalmazása akkor indokolt, ha van LOS útvonal.



3. ábra: A vezeték nélküli kommunikációs link (adó- csatorna-vevő) funkcionális blokkdiagramja

A vezetékek nélküli kommunikáció több lépésből áll, az átküldeni kívánt biteket küldés előtt **csatornakódolhatjuk**, hogy a vett bitsorozatban keletkezett hibákat ki lehessen javítani. Csatornakódolás során a k hosszú bitsorozatokhoz n hosszú kódszavakat rendelünk, és mivel $n > k$ a kódszavak az információn kívül redundanciát is tartalmaznak, aminek a mértékét az $n - k$ különbség írja le, a redundanciának köszönhetően a vevő ki tudja javítani a kódszavakban történt hibákat, amik a csatorna torzításából származnak. A kódolás egy másik jellemzője a k/n arány, amit a kód rátájának neveznek.

A csatornakódolást követő lépés a **moduláció**, mely során a kódszavak szimbólumai T_s idejű analóg hullámformákra képződnek le, ahol T_s a szimbólumidőnek. A modulátorból származó hullámformák a vivő frekvenciára való felkeverés után kikerülnek a csatornára.

Az adó és vevő - az oszcillátoraik eltéréseiből következően - nincsenek szinkronban, ezért szükséges van a **fázis-, és vivőfrekvencia visszaállításra**, valamint az optimális mintavételezési idő meghatározására. Miután ezek megtörténtek a vett jelben szerepelő - szinkronizációs hibákból származó - torzítások elhanyagolhatóak, és csak a csatorna okozta torzítások maradnak a jelben, ezek kompenzálását végezheti a **kiegyenlítő**. A jel a szinkronizációs műveletek előtt, vagy kiegyenlítő után is **mintavételezhető** attól függően, hogy azok digitális, vagy analóg jelfeldolgozási módszerekkel történnek.

A következő a lépés a demoduláció vagy más néven **detekció**, mely során a vevő a minták alapján eldönti, hogy melyik bitek kerülhetett küldésre. Ezt követi a **csatornadekódolás**, amely során a vevő a demodulálásból származó n hosszú bitsorozat alapján eldönti, hogy melyik kódszó kerülhetett küldésre, és visszakapjuk az ahhoz tartozó bitsorozatot, mely küldésre került.

A kommunikáció folyamatának áttekintése mellett, fontos megemlíteni a kommunikációt jellemző erőforrásokat, paramétereket. Alapvetően a kommunikáció során két erőforrás áll rendelkezésre, az egyik a **sávszélesség**, amit B -vel jelölünk, a második pedig a vételi **jel-zaj viszony**, amit az adóteljesítmény határoz meg és γ -val jelölünk. A sávszélesség a kommunikációs séma frekvenciatartományára jellemző paramétere, és az adatátviteli sebességgel (R) arányos, azaz

$$B \sim R = \frac{1}{T_s}.$$

Elméletben gyakran sávkorlátozott csatornákról és jelekről van szó, azonban ez azt jelentené, hogy a jelünk időben végtelen. Ez természetesen nem megvalósítható, mert csak időben véges jeleket tudunk előállítani így a jel frekvenciában lesz végtelen, ezért a sávszélességnek többféle definíciója létezik [35], ezek közül a néhány:

- **3dB sávszélesség:** annak a frekvenciatartománynak a hossza, ami alatt a jel frekvenciakomponenseinek amplitúdója felére csökken a maximális amplitúdója frekvenciakomponenshez képest, azaz ahol 3dB-el csökkent az amplitúdó.
- **Részteljesítményt tartalmazó sávszélesség:** annak a frekvenciatartománynak a hossza, ami a jel teljesítményének adott részét tartalmazza.
- **nullától-nulláig sávszélesség:** a középfrekvenciától balra, illetve jobbra elhelyezkedő nullhelyek távolsága;
- **abszolút sávszélesség:** az a frekvenciatartomány, amin kívül, a spektrum nulla. Ez a definíció jó absztrakció, de a megvalósítható jelek esetén mindig végtelen.

A másik erőforrás a **jel-zaj viszony**, ami a vett jel minőségét írja, pontosabban a hasznos jel -, és a zaj teljesítményének arányát jelenti. Például ha a küldött jel $x \in \{\sqrt{P}, -\sqrt{P}\}$ és a vett jel $y = x + n$ alakban írható fel, ahol $n \sim N(0, \sigma^2)$ Gaussi zaj, akkor a jel-zaj viszony:

$$\gamma = \frac{x^2}{E(n^2)} = \frac{P}{\sigma^2}. \quad (2.2)$$

A jel-zaj viszonyhoz hasonló paraméter az $\frac{E_b}{N_0}$ arány, ahol E_b a bitenkénti vett energiát, N_0 pedig a zaj konstans spektrális sűrűségét jelöli, a kettő közti kapcsolat a következő módon adható meg:

$$\gamma = \frac{E_b R}{N_0 B} \quad (2.3)$$

A kommunikációt minőségét, megbízhatóságát az úgynevezett **Quality of Service (QoS)** paraméterek határozzák meg, ide tartoznak a különböző hibavalószínűségek, mint például:

- **szimbólumhibavalószínűség:** a detekcióra jellemző paraméter, annak a valószínűsége, hogy a demodulátor döntése nem egyezik meg a küldött szimbólummal;
- **bithibavalószínűség:** a teljes kommunikációra jellemző paraméter, annak a valószínűsége, hogy a vett bit, nem egyezik meg a küldött bittel.

Vezeték nélküli kommunikáció esetén egy további hibavalószínűségről is beszélhetünk, ez a **kiesési valószínűség**. Kiesésnek mondjuk azt az eseményt, amikor a fading miatt a kölcsönös információ egy előre megadott adatátviteli sebesség alá csökken, ilyenkor ugyanis az adatátvitel nem teljesíthető tetszőlegesen alacsony hibavalószínűséggel. A kiesési valószínűség ennek az esemény bekövetkezésének valószínűsége, tehát

$$p^{out} = \Pr[I < R], \quad (2.4)$$

ahol I a kölcsönös információ.

Az adatátvitelt az eddigieken kívül információelméleti paraméterek is jellemzik, ilyen a **kölcsönös információ**, ami az adatátviteli sebességét határozza meg, és formálisan a következőképp írható fel:

$$I(X, Y) = \sum_{y \in Y} \sum_{x \in X} p(x, y) \log \left(\frac{p(x, y)}{p(x)p(y)} \right), \quad (2.5)$$

ahol X, Y valószínűségi változók, melyek a csatorna be- és kimenetét jelölik, $p(x, y)$ X, Y együttes sűrűségfüggvénye, $p(x), p(y)$ pedig X, Y marginális sűrűségfüggvénye. A kölcsönös információ felírható az entrópiával kifejezve is:

$$I(X, Y) = H(X) - H(X | Y) = H(Y) - H(Y | X), \quad (2.6)$$

ahol $H(X) = \sum_{x \in X} p(x) \log(p(x))$, és $H(X|Y) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} p(x, y) \log\left(\frac{p(y)}{p(x, y)}\right)$. Ebből

látható, hogy a kölcsönös információ azt mutatja meg, hogy mennyi a közös információt hordoz X és Y , azaz az egyik ismeretében mennyire, csökkenthető a másik bizonytalansága.

A kölcsönös információhoz szorosan kapcsolódik a **kapacitás**, ami kölcsönös információ maximuma, tehát maximális adatsebességet jelent, amely mellett a hibavalószínűség aszimptotikusan nullához tart, azaz csatornahasználtonként mennyi a biztonságosan átvihető bitek maximális száma. Lapos fadinges esetén a pillanatnyi kapacitás

$$C = \max I(X, Y) = \log(1 + |h|^2 \gamma) \quad (2.7)$$

A csatorna kapacitása a pillanatnyi kapacitás várható értéke, ennek eléréséhez, viszont az adónak ismernie kell a csatorna állapotát, hogy az adatsebességét a csatorna állapotához adaptálja, ezért vezették be a kiesési kapacitás fogalmát melynél a kapacitáshoz, tartozik egy kiesési hibavalószínűség, ami egy minimális jel-zaj viszonyt határoz meg a vevőnél, így a kiesési kapacitás

$$C^{out} = (1 - p^{out}) \log(1 + \gamma_{min}) \quad (2.8)$$

Az utolsó paraméter a **spektrális hatékonyság**, ami az egy Hz-re jutó adatátviteli sebességet adja meg, és a maximális adatátviteli sebesség és a rendszer sáv szélességének hányadosából kapjuk meg azaz: $\frac{R}{B}$. GSM rendszereknél ez például

0.52, míg a harmadik generációs rendszereknél közel 2, ahol a javulás főként a MIMO technológiának köszönhető.

2.3 Többantennás rendszerek

A vezeték nélküli rendszerekkel szemben támasztott elvárások teljesítésére, azaz a limitált spektrum, térben és időben változó csatorna mellett, nagy adatsebességű és megbízható szolgáltatások nyújtására a **Multiple Input Multiple Output (MIMO)** technológia, azaz a többantennás rendszerek jelentik a megoldást. A MIMO rendszerek előnyét az idő és frekvencia melletti új dimenzió a tér adja, így az antennák számának növelésével érhető el megbízhatóságban és adatsebességben jelentős javulása a sáv szélesség növelése nélkül. Előnyei miatt hamar elterjedt, és napjainkban a 3G, 4G, WIMAX, és 802.11n WiFi hálózatoknál is alkalmazzák.

A megbízhatóság javítására, vagyis a fading okozta magas hibavalószínűség leküzdésére a diverzitás az egyik legjobb módszer. A diverzitás lényege, hogy ugyanabból a jelből több verzió érkezik meg a vevőhöz, ezeket diverzitás ágaknak nevezik, és ha ezeket független fading érte, akkor annak a valószínűsége, hogy minden ág mélyfading-ben van nagymértékben csökken. Mivel a fading időben, térben és frekvenciában változik, így mindhárom dimenzióban ki lehet használni a diverzitást:

- **Idődiverzitás:** Ismétléses kódolással, vagy interleaving használatával, ami azt jelenti, hogy egy kód mátrixot képzünk, aminek a sorai kódszavakból, a mátrix oszlopfoltyonosan kerül küldésre, így a csatorna rossz állapotából keletkező

hibasorozat eloszlik a kódszavak között, és azok mindegyike dekódolható marad.

- **Frekvenciadiverzitás:** Többvívős rendszerekkel, ha ugyanazt a jelet küldjük több frekvenciasávban, illetve frekvencia-szelektív fading esetén kiegyenlítéssel.
- **Térdiverzitás:** Az előző két módszer időben, vagy sávszélességben nem hatékony, ami azt jelenti, hogy csökkentik a spektrális hatékonyságot, a jobb hibavalószínűség elérésének érdekében. A térdiverzitás viszont csak az antennák számának a növelését kívánja meg.

A többantennás rendszerek három fajta nyereséggel rendelkezhetnek:

- i.) **Array gain:** A vett jel-zaj viszony növekedése, $a = \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}$, ahol γ az együttes jel-zaj viszony, $\bar{\gamma}$ pedig az ágak átlagos jel-zaj viszonya.
- ii.) **Diversity gain:** A diverzitás által elért hibavalószínűség csökkenés mértéke, pontosabban azt adja meg, hogy a hibavalószínűség az $\frac{1}{\gamma}$ mely hatványa szerint csökken:

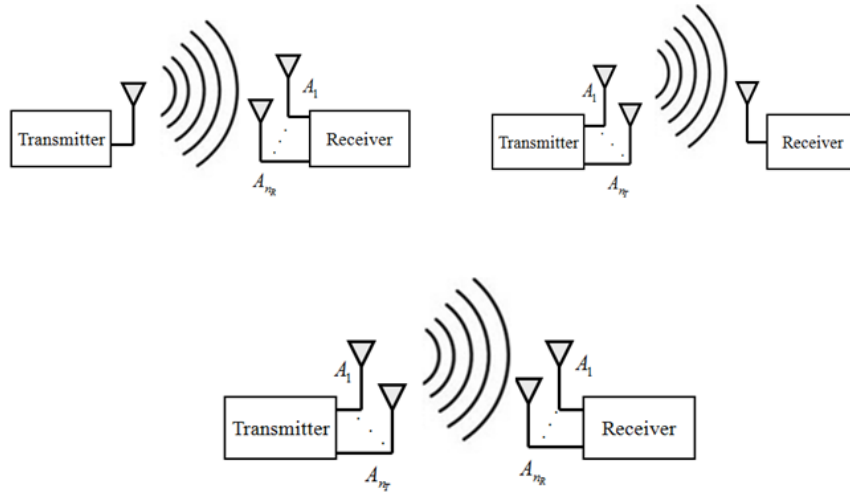
$$d = \lim_{SNR \rightarrow \infty} - \left(\frac{\log(p^{out}(\gamma))}{\log(\gamma)} \right) \quad (2.9)$$

- iii.) **Multiplexing gain:** Az antennák közti csatornák használhatók párhuzamosan, és az így elérhető adatátviteli sebesség növekedése. A multiplexing gain az adatátviteli sebességben elérhető nyereséget fejezi ki:

$$r = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \left(\frac{R(\gamma)}{\log(\gamma)} \right) \quad (2.10)$$

Fontos megjegyezni, hogy a definícióban $R(\gamma)$ szerepel, azaz az adatátviteli sebességnek a jel-zaj viszony függvényében kell változnia, ha konstans az adatátviteli sebesség, akkor definíció szerint a multiplexing gain nulla.

A többantennás rendszereknek három osztálya van (4. ábra): i) Single Input Multiple Output (SIMO), esetén a forrás egy, a nyelő pedig n_R antennával rendelkezik; ii) Multiple Input Single Output (MISO) esetén a forrásnak n_T , a nyelőnek pedig egy antennája van; iii) Multiple Input Multiple Output (MIMO) esetén a forrásnak n_T , a nyelőnek pedig n_R antennája van.



4. ábra: Többantennás rendszerek osztályai

2.3.1 Single Input Multiple Output rendszerek

Egy adó és több vevő antenna esetén az adatátviteli sebesség nem növelhető, így csak vételi diverzitásról beszélhetünk, és a diverzitás ágak megfelelnek az antennáknak, amik különböző módokon kombinálhatók:

- **Selective Combining(SC):** A legjobb vételi jel-zaj viszonytal, illetve legjobb csatornaállapottal rendelkező ág kiválasztása. Ebben az esetben $a = \log(n_R), d = n_R$,

- **Gain Combining:** Az ágak különböző súlyokkal kerülnek a kombinálásra, azaz $y_C = \mathbf{w}^T \mathbf{y} = \sum_{i=1}^{n_R} w_i y_i$. A gain combining-nak további három osztályát különböztethetjük meg:

- *Equal Gain Combining* (EGC): A súlyokat úgy kerülnek megválasztásra, hogy minden ág fázisban legyen, hogy koherensen össze lehessen adni, azaz $w_i = e^{-j\phi_i}$. Ilyenkor az array gain lineárisan növekszik -, a diversity gain pedig megegyezik vevő antennák számával.
- *Maximal Ratio Combining* (MRC): A súlyok a csatorna állapotának megfelelően vannak súlyozva azaz $w_i = h_i^*$. MRC esetén a diversity gain és az array gain is a maximális, vagyis egyenlő vevő antennák számával, ezért ez a legtöbb esetben ez az optimális kombináció, azonban a fentieknél komplexebb, mert szükség van a csatorna állapotának becslésére minden ágon.
- *Minimum Mean Squared Error Combining* (MMSE-C): Ha a zaj az antennákon korrelált, akkor az MRC nem optimális, ilyenkor a súlyokat úgy kell megválasztani, hogy a kombinált jel és a küldött szimbólum közti négyzetes hiba várható értéke minimális legyen,

azaz $\mathbf{w} = \min_{\mathbf{w}} E(\|\mathbf{w}^T \mathbf{y} - x\|^2)$ és megmutatható, hogy $\mathbf{w} = R_{NI}^{-1} h^*$, ahol R_{NI} a zaj és interferencia korrelációs mátrixa.

2.3.2 Multiple Input Single Output (MISO)

Több adó antenna és egy vevő antenna esetén az adó nem biztos, hogy rendelkezik információval a csatorna állapotáról, mert csak a vevőnek áll módjában becsülni, és ahhoz, hogy az adó is tudja, a becslést vissza kell csatolni, ezért a csatorna állapotának ismeretében két eljárást különböztethetünk meg:

- **Beamforming:** Ez az eljárás akkor használható, amikor az adó ismeri a csatorna állapotát, ilyenkor az antennákon különböző súlyokkal kerül kiküldésre ugyan az a szimbólum, azaz $\mathbf{X} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{x}$. A súlyokat úgy választjuk meg, hogy a vett jel koherensen adódjon össze, így

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{h}^H}{\|\mathbf{h}\|}. \quad (2.11)$$

Ez az eljárás megfelel az MRC-nek, így az array gain, és diversity gain megegyezik az adó antennák számával.

- **Space Time Coding:** Amikor az adó nem ismeri a csatorna állapotát az úgynevezett Space-Time kódok használhatók, amik megadják, hogy időben és térben melyik a szimbólum kerüljön küldésre. Ezzel az eljárással az adó antennákkal megegyező diversity gain érhető el, azonban nincs array gain.

MISO esetben a térdiverzitás egyszerűen átalakítható idő, vagy frekvenciadiverzitássá, úgy hogy a különböző antennák a jelet különböző késleltetésekkel vagy frekvenciatolással küldik. Az első esetet gyakran delay diversity-nek is nevezik.

2.3.3 Multiple Input Multiple Output(MIMO)

Több adó és vevő antenna esetén szintén a csatorna ismerete szerint lehet megkülönböztetni az eljárásokat. Ha a csatorna ismert, már nem használható beamforming mert, nem lehet úgy súlyozni a kimenő jeleket, hogy minden antennán koherensen adódjon össze a vett jel, azonban adódik két másik lehetőség:

- **Dominant eigenmode transmission:** Beamforminghoz hasonlóan ugyanaz a szimbólum kerül küldésre minden antennán, így a kombinált jel $y = \sqrt{E_S} \mathbf{w}_R^H \mathbf{H} \mathbf{w}_T \mathbf{x} + \mathbf{w}_R^H \mathbf{n}$, ahol $\mathbf{w}_R, \mathbf{w}_T$ a vevő, illetve adó oldali súlyvektorok. A jel-zaj viszony maximalizálásához a súlyokat úgy kell megválasztani, hogy a $\frac{\|\mathbf{w}_R^H \mathbf{H} \mathbf{w}_T\|^2}{\|\mathbf{w}_R\|^2}$ kifejezés maximális legyen. A csatorna mátrix szinguláris értékekre való felbontásából

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_H \mathbf{\Sigma}_H \mathbf{V}_H^H \quad (2.12)$$

kiderül, hogy ez úgy érhető el, ha $\mathbf{w}_R, \mathbf{w}_T$ megegyezik a csatorna mátrix legnagyobb szinguláris értékéhez tartozó szinguláris vektorral. Ilyenkor az array gain megegyezik a legnagyobb szinguláris értékkel, független Rayleigh fading esetén $a = (\sqrt{n_R} + \sqrt{n_T})^2$, a diverzitás pedig $d = n_R n_T$.

- **Multiple Eigenmode transmission:** Az eddigi eljárások nem nyújtottak multiplexing gaint, azonban a súlyok úgy is megválaszthatók, hogy a multiplexing gaint kerüljön maximalizálásra. Tegyük fel, hogy $n_R > n_T$, és az adó a bemeneti vektort a $\mathbf{V}_H$ mátrix-al, a vevő a vett vektor az $\mathbf{U}_H^H$ mátrix-al szorozza meg. Ekkor a kombinált jel:

$$y = \sqrt{E_s} \mathbf{U}_H^H \mathbf{H} \mathbf{V}_H \mathbf{x} + \mathbf{U}_H^H \mathbf{n} = y = \sqrt{E_s} \sum_H \mathbf{x} + \mathbf{U}_H^H \mathbf{n} \quad (2.13)$$

Látható, hogy ilyenkor a csatorna szétbontható n_T darab párhuzamos SISO csatornára, így a multiplexing gain megegyezik az adó antennák számával. Ezzel a megoldással azonban nem érhető el a maximális diversity gain, viszont vevő antennák számával megegyező array és diversity gain igen.

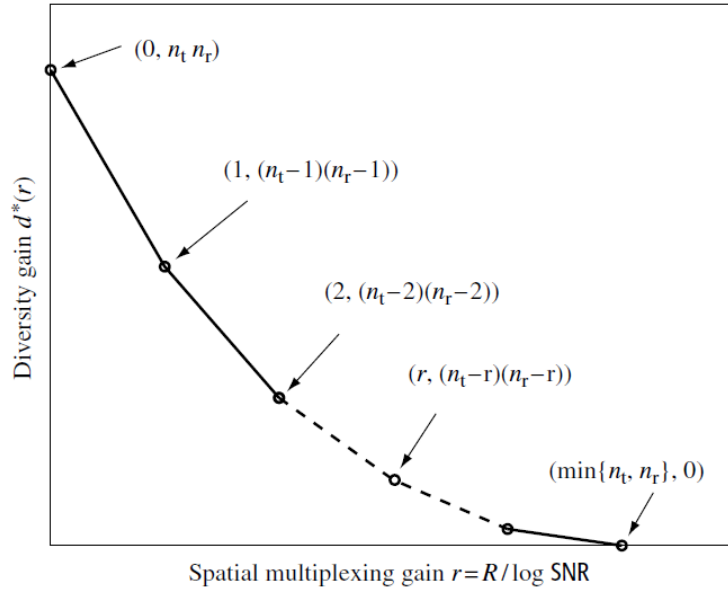
Ha az adó nem ismeri a csatornát, akkor ismét csak a Space-Time kódok használhatóak. Ezek a szimbólumokat kiterjesztik időben és térben, vagyis Q szimbólumot képeznek le egy $\mathbf{C}$ kódszóra, ami egy $n_T \times T$ méretű mátrix, ahol T a kódszavak időtartama, és így a multiplexing gain $r=Q/T$. A Space-Time kódokat a kódolás típusa szerint két osztályba lehet sorolni:

- **Space-Time Block Codes(STBC):** A legelterjedtebbek az Ortogonal STBC-k, melyeknél egy vagy kevesebb független szimbólum kerül küldésre az adó antennákon egy szimbólumidő alatt, így a diversity gain $d = n_R n_T$ az array gain pedig megegyezik a vevő antennák számával, azonban a multiplexing gain kisebb, mint egy, ha az adó antennák száma több mint három, azaz a legtöbb esetben a SISO esethez képest csökken adatátviteli sebesség. Egy másik lehetőség n_T független szimbólum küldése egy szimbólumidő alatt, így tehát a multiplexing gain $r = n_T$. Egy ilyen módszer a V-BLAST (Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time) mellyel kódolatlan kommunikáció esetén az elérhető multiplexing gain $r = \min(n_T, n_R)$ a diversity és array gain pedig megegyezik a vevő antennák számával, tehát nem érhető el a maximális diverzitás. Egy hasonló módszer a Diagonal BLAST: (D-BLAST), mellyel optimális kódolással elérhető a maximális diversity gain magas multiplexing gain mellett.
- **Space-Time Trellis Codes (STTC):** A Trellis kódok a konvolúciós kódok nem bináris kiterjesztése, így a kódoló kimenete nem csak az aktuális bemenettől függ, hanem a belső állapottól. Ez a memória további coding gain-t nyújt, a diversity gain mellett.

A MIMO technológiák legfontosabb mértéke a Diversity Multiplexing Tradeoff (DMT) [7], mely a diversity gain és az multiplexing gain közötti kompromisszumot írja le és a $d^*(r)$ görbével reprezentálható. A maximális diversity gain-t például fix adatátviteli sebességen lehet elérni, ami a magas jel-zaj viszonyú tartományban a csatorna kapacitása mellett eltörpül, azaz az multiplexing gain-t áldozzuk fel a nagyobb megbízhatóság érdekében, ha viszont a jel-zaj viszony függvényében változtatnánk az adatátviteli sebességet, akkor nagyobb multiplexing gaint érhetnénk el, viszont a rendszer megbízhatósága, azaz a diversity gain-je csökkene. $d^*(r)$ a következő módon írható fel:

$$d^*(r) = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} - \left(\frac{\log(p^{\text{out}}(R))}{\log(\gamma)} \right), \quad (2.14)$$

ahol $R = r \log \gamma$. A $d^*(r)$ -nek két jellegzetes pontja, $d_{\max}^* = d^*(0)$ és $r_{\max}^* = \sup \{r : d^*(r) > 0\}$ amelyek a maximális diversity gaint-t és multiplexing gain-t jelölik. Az optimális tradeoff n_T adó és n_R vevő antenna esetén $d^*(r) = (n_T - r)(n_R - r)$, ebből következően $d_{\max}^* = n_T n_R$, $r_{\max}^* = \min \{n_T, n_R\}$. (5. ábra)

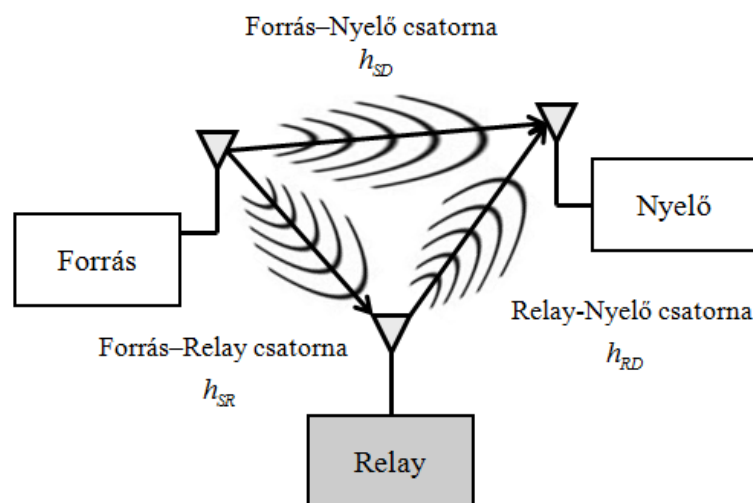


5. ábra: Az optimális DMT n_T adó és n_R vevő antenna esetén [7]

3 Kooperatív kommunikációs sémák a fizikai rétegben

Az előző fejezet egyik fontos megállapítása volt, hogy a diverzitást alkalmazó rendszerek független fading esetén érik el a maximális teljesítőképességüket. **Többantennás rendszerek** esetén ez azt jelenti, hogy az antennák közti távolságnak a hullámhosszal arányosnak kell lennie, hogy az antennákon független legyen a fading. Ebből az következik, hogy kis eszközökön - mint például a mobiltelefonok -, vagy nagy hullámhossz esetén az antennák nem helyezhetőek megfelelően távol egymástól. Az antennák távolságán kívül a MIMO rendszerek gyengéje az árnyékolás, ilyenkor ugyanis a fading korrelált a különböző antennákon, ami jelentős teljesítményvesztéshez vezet.

Ezekre a hátrányokra nyújt megoldást a **kooperáció**, melyben az antennák szerepét különböző terminálok látják el, ez úgy lehetséges, hogy a vezeték nélküli kommunikáció broadcast jellegű, azaz az adó üzenetét mindenki dekódolhatja, aki megfelelő jel-zaj viszonytalal vette. A hagyományos pont-pont kommunikáció során, minden terminál eldobja az üzenetet, amit nem nekik címeztek, kooperáció során viszont nem ez történik, ugyanis még segíthetik a forrás-nyelő közti kommunikációt, ezeket a terminálokat, hívják relay-eknek. A forrás és a relayek tehát egy virtuális antenntömböt alkotnak, és a fading nagy valószínűséggel független lesz, mivel a terminálok földrajzilag különböző helyeken helyezkednek el.



6. ábra: A Relay csatorna

A **legegyszerűbb kooperációs modell** három terminálból áll, a forrásból, relay-ből és nyelőből (6. ábra), ezt a Relay csatornának nevezzük. A kooperáció láthatóan sokban hasonlít a többugrós rendszerekhez, azonban van egy alapvető különbség: többugrós rendszerek esetén a nyelő csak a relay jelét használja detekció során, míg kooperáció esetén a relay és forrás jelét is a diverzitás elérésének érdekében.

A **relay csatorna információelméleti vizsgálata** az 1970-es években kezdődött [1][2], azonban ez nem keltett akkora érdeklődést, és csak közel harminc évvel később vált jelentős kutatási területté két kiemelkedő cikknek köszönhetően [3][5]. Ezek ugyanis már nem csupán a relay csatorna kapacitásával foglalkoztak, hanem széleskörűen vizsgálták a kooperációt, és felvetettek néhány lehetőséget a kooperáció előnyeinek

kiaknázására. CDMA rendszerekben például jelentős javulás érhető el kooperáció alkalmazásával, mind kapacitásban, mind kiesési valószínűségben és lefedettségben is [3]. Az [5]-ben pedig az előzőektől eltérően egy fél-duplex modell szerint vizsgálják a bevezetett kooperatív sémákat, ami azt jelenti, hogy egy eszköz nem tud egyszerre adni és venni is, csakis felváltva. Az ilyen eszközök a duplex eszközöknél - melyek egyszerre tudnak adni és fogadni - sokkal egyszerűbbek, így egyszerűbb eszközökön is lehetséges a kooperáció, ezért a legtöbb séma fél duplex eszközöket feltételez.

A **fél-duplex** megkötésből következően a relay nem tudja egyszerre megismerni és továbbítani is forrás üzenetét. Ez azt jelenti, hogy a forrás-relay és relay forrás csatornának ortogonálisnak kell lennie, így a kooperáció két fázisra bomlik, az elsőt broadcast fázisnak, a másodikat multiple acces fázisnak nevezik, ezek alapján a kooperatív sémák három fő osztályba sorolhatók[6]:

- I. típus:** A forrás üzenetét az első fázisban a relay és a nyelő is dekódolja. A második fázis során pedig a forrás és relay egyszerre küld üzenetet a nyelőnek.
- II. típus:** A forrás üzenetét az első fázisban a relay és a nyelő is dekódolja. A második fázis során pedig csak a relay küld üzenetet a nyelőnek.
- III. típus:** A forrás üzenetét az első fázisban csak a relay dekódolja. A második fázis során pedig a forrás és relay egyszerre küld üzenetet a nyelőnek.

A fél-duplex megkötés miatt a kooperáció spektrális hatékonysága valamelyest csökken többantennás rendszerekhez képest, mivel az első fázisban a relay nem tudja, hogy mit küldjön. Ez a csökkenés a II. típusú sémák esetén a legszembevetőbb, mivel ilyenkor a forrás-nyelő és relay-nyelő csatornák is ortogonálisak, így csak fele akkora spektrális hatékonyság érhető el, mint a többantennás rendszerekkel. Mivel a kooperáció MISO, vagy SIMO rendszerekhez hasonlít így az elérhető maximális multiplexing gain legfeljebb egy lehetne, azonban II. típusú séma esetén csak $\frac{1}{2}$. Ez a multiplexing gain definíció alapján azt jelenti, hogy magas jel-zaj viszony tartományokban felére csökken a spektrális hatékonyság, tehát amikor a forrás-nyelő csatorna jó állapotban van, akkor nincs szükség kooperációra, ugyanis csak csökkentenénk a spektrális hatékonyságot. Alacsony jel-zaj viszony esetében azonban elérhető a spektrális hatékonyság növelése a direkt kommunikációval szemben, ehhez azonban az szükséges, hogy a forrás-relay, vagy a relay-nyelő csatorna jobb állapotban legyen, mint a forrás-nyelő csatorna.

A továbbiakban a következő feltevések érvényesek a sémákra:

- az eszközök fél-duplexek;
- a kommunikáció blokkokban történnek és a blokkok során a fading nem változik;
- a fading Rayleigh eloszlás szerint van modellezve, azaz $h_{AB} \sim N(0, \lambda_{AB}^2)$, ahol h_{AB} az A és B terminál közötti csatorna állapotát jelöli;
- a nyelő és a relay ugyanakkora fading nélküli jel-zaj viszsonnyal rendelkezik;
- a vevők számára ismert a csatorna állapota, míg az adók számára nem, illetve ha igen az külön jelezve van, vagyis általánosan a relay csak a forrás-relay csatorna állapotát ismeri, valamint nyelő csak a relay-nyelő, forrás-nyelő csatorna állapotát.

3.1 Egy relay-es sémák

Ebben az alfejezetben a relay csatorna elméleti határa, illetve a két legelterjedtebb séma az **Amplify-and-Forward** (AF) és a **Decode-and-Forward** (DF) kerül bemutatásra. A kettő közti különbség, hogy a relay milyen jelet továbbít. AF esetén a relay egyszerűen felerősíti a vett jelet, míg DF esetén először dekódolja, majd újrakódolva továbbítja. Ezekkel a sémákkal a MISO rendszerekhez hasonló teljesítmény érhető el. Egy kevésbé használt harmadik módszer a Compress-and-Forward (CF), ami a vett jelet tömörítve küldi tovább a nyelő felé, így a SIMO rendszerekhez hasonló teljesítmény érhető el.

Ahhoz, hogy a különböző sémák teljesítőképessége megítélhető legyen, érdemes vizsgálni, hogy ezek a teljesítőképességek mennyire vannak közel az elméleti határhoz, mely optimális esetben elérhető. Egy ilyen felső határ lehet például, ha az adó két antennával rendelkezik, ez egy duplex relaynek felel meg, ilyenkor ugyanis a relay a forrással együtt tudja küldeni a jelet. Ebben az esetben a vevő által vett jel

$$\mathbf{y}_D = \begin{bmatrix} h_{SD} & h_{RD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_S \\ x_R \end{bmatrix} + n_D, \quad (2.15)$$

ahol $\mathbf{y}_D$ a nyelő által vett jel, x_S, x_R a forrás, illetve a relay által küldött szimbólumok, h_{SD} a forrás-nyelő -, h_{RD} pedig a relay-nyelő csatorna állapota, $n_D \sim N(0, \sigma_{n_D}^2)$ pedig a nyelő zaja.

A két adó antennás MISO eset a fél-duplex megkötés hozzáadásával egy jobb modell a fél-duplex relay csatorna számára. Ilyenkor a vett jel:

$$\mathbf{y}_D = \begin{bmatrix} h_{SD} & 0 \\ 0 & h_{RD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_S \\ x_R \end{bmatrix} + \mathbf{n}_D. \quad (2.16)$$

A fél-duplex megkötés $\sqrt{R \ln(2)}$ -el arányos jel-zaj viszony veszteséget okoz a megkötés nélküli esethez képest, vagyis alacsony adatsebességen a fél-duplex megkötésnek nincs nagy jelentősége.

TÁBLÁZAT I.: két antennás MISO csatorna paraméterei

	Kölcsönös Információ I	Kiesési valószínűség P^{out}	Diversity Multiplexing Tradeoff $d^*(r)$
MISO	$\log \left(1 + \frac{\gamma}{2} h_{SD} ^2 + \frac{\gamma}{2} h_{RD} ^2 \right)$	$\sim \frac{2}{\lambda_{SD}^2 \lambda_{RD}^2} \left(\frac{2^R - 1}{\gamma} \right)^2$	$d^*(r) = 2(1-r)$
fél-duplex MISO	$\frac{1}{2} \log \left[(1 + \gamma h_{SD} ^2) (1 + \gamma h_{RD} ^2) \right]$	$\sim \frac{1}{\lambda_{SD}^2 \lambda_{RD}^2} \frac{2^{2R} [2R \ln(2) - 1] + 1}{\gamma^2}$	

3.1.1 Az Amplify-and-Forward séma

Az AF sémák lényege, hogy a relay az általa vett jelet felerősítve továbbítja a nyelő felé. AF sémák esetén a három típus a következő viszonyban áll:

$$I_{AF}^1 \geq I_{AF}^2 \geq I_{AF}^3. \quad (2.17)$$

Ebből következően a kiesési valószínűségekre is hasonló viszony adódik, és mindhárom típussal elérhető a maximális diversity gain, azaz $d = 2$. Az általános AF séma a nyelő által vett jel a következő[8]:

$$\mathbf{y}_D = \begin{bmatrix} h_{SD}\mathbf{A}_1 & 0 \\ h_{SD}\mathbf{A}_2 & h_{SR}h_{RD}\mathbf{B}\mathbf{A}_1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_S + \begin{bmatrix} 0 \\ h_{RD}\mathbf{B} \end{bmatrix} n_R + \mathbf{n}_D, \quad (2.18)$$

ahol $y_D, x_S, n_R, n_D \in \mathbb{C}^l$, és $n_R \sim N(0, \sigma_{n_R}^2)$ a relay zaja, az $\mathbf{A}_1 \in \mathbb{C}^{l' \times l'}$, $\mathbf{A}_2 \in \mathbb{C}^{(l-l') \times (l-l')}$ pedig diagonális mátrixok. A relay által küldött jel tehát

$$\mathbf{x}_r = h_{SR}\mathbf{B}\mathbf{A}_1\mathbf{x}_S. \quad (2.19)$$

A forrásnak végig lehetősége van új szimbólumok küldésére, a relay pedig l' szimbólumideig figyel, majd a maradék $l-l'$ szimbólumidő alatt a megfigyelt l' szimbólum $B \in \mathbb{C}^{(l-l') \times l'}$ együtthatóival vett lineáris kombinációját továbbítja.

Az első AF séma[5] az $A_1 = I_{l/2}$, $A_2 = 0$, $B = \beta I_{l/2}$ eset volt, ahol β az erősítést jelöli, és felső korlátja:

$$\beta \leq \sqrt{\frac{P}{|h_{SR}|^2 P + \sigma_R^2}}, \quad (2.20)$$

hogy teljesüljön egy adott teljesítménykorlát, a továbbiakban ez a séma LTW-AF néven szerepel. Ez láthatóan egy II. típusú protokoll, mivel a második szakaszban, csak a relay küld üzenetet a nyelő számára. A második fázis után a nyelő a forrás és relay jelét MRC használatával dekódolja ebben az esetben ugyanis bizonyítottan ez az optimális detekció[13], ehhez azonban szükséges az összes csatorna állapotának ismerete a nyelőnél.

Mivel $I_{AF}^1 \geq I_{AF}^2$ ezért érdemes megvizsgálni, egy I. típusú sémát is. Egy ilyen sémát kapunk ha $A_1 = I_{l/2}$, $A_2 = I_{l/2}$, $B = \beta I_{l/2}$, ezt **Nonorthogonal AF**-nek (NAF) nevezzük, és az LTW-AF-el ellentétben eléri az optimális DMT-t[8], azonban a nyelő komplexebb, mert a második fázisban a nyelő a relay és a forrás jelének szuperpozícióját veszi, és ilyenkor nem elegendő az MRC kombináció.

TÁBLÁZAT II.: AF sémák paraméterei

	Kölcsönös Információ I	Kiesési valószínűség p^{out}	Diversity Multiplexing Tradeoff $d^*(r)$
LTW-AF	$\frac{1}{2} \log \left(1 + \gamma h_{SD} ^2 + \frac{\gamma^2 h_{SR} ^2 h_{RD} ^2}{1 + \gamma (h_{SR} ^2 + h_{RD} ^2)} \right)$	$\sim \left(\frac{1}{2\lambda_{SD}^2} \frac{\lambda_{SR}^2 + \lambda_{RD}^2}{\lambda_{SR}^2 \lambda_{RD}^2} \right) \left(\frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right)^2$	$2(1-2r)$
NAF			$(1-r) + (1-2r)^+$

3.1.2 A Decode-And-Forward séma

A DF séma lényege a relay megpróbálja dekódolni a forrástól kapott jelet, majd azt újrakódolva továbbküldeni a nyelő felé, ezért ezt a sémát szokás regeneratív sémának is hívni. Az újrakódolás során két lehetősége van: a relay használhat a forrással azonos kódszavakat, vagy arra ortogonálisokat. DF sémák esetén a három osztály a következő viszonyban áll:

$$I_{DF}^1 \geq I_{DF}^3 \geq I_{DF}^2, \quad (2.21)$$

hasonló viszony írható fel a kiesési valószínűségekre is, és a II. típust kivéve másodrendű diverzitás érhető el.

A séma előnye az AF-fel szemben, hogy a vevőnek a detekcióhoz nem kell ismerni az forrás-relay csatorna állapotát. Viszont II. típusú séma esetén nem érhető el másodfokú diverzitás, mert az, hogy a relay dekódolni tudja az adó üzenetét egy elég erős megkötés, ugyanis ha az forrás-relay csatorna rossz állapotban, akkor az lesz a szűk keresztmetszet, ami meghatározza a kölcsönös információt. Ilyenkor a relay gyakran nem tudja megbízhatóan dekódolni a vett jelet, és mivel MRC esetén a vett jelek csak a forrás-nyelő, relay-nyelő csatorna állapota szerint vannak súlyozva, így a nyelő nem tudja eldönteni mennyire megbízható a relay-től vett jel. Ezért DF esetén a Maximum Likelihood (ML) detekció az optimális[4][18], de ez megvalósításhoz és analízishez is túl komplex, ezért szuboptimális, egyszerűbb detekciós eljárásokat vezettek be, mint például a piece-wise linear ML (PL-ML)[18], ami az ML detekció során használt sigmoid függvényt egy darabonként lineáris függvénnyel közelíti.

A hagyományos MRC is módosítható, a jobb teljesítmény érdekében, ilyen például a $\lambda - MRC$ kombináció[4], ami a relaytól vett jelet λh_{RD}^* -vel súlyozza, ahol $\lambda \in [0,1]$ és az a szerepe, hogy a forrás-relay csatorna állapota szerint kompenzálja a relaytól vett jel súlyát. A $\lambda - MRC$ hátránya, hogy az optimális λ -ra nincsen zárt képlet, és csak numerikusan számítható, így ennek az eljárásnak nehezen vizsgálható a teljesítőképessége. Erre egy megoldás a kooperatív MRC-t (C-MRC)[16], ami a $\lambda - MRC$ egy speciális esete, de itt az optimális λ -t a következő zárt alakkal becslik

$$\hat{\lambda} = \frac{\min(|h_{RD}|^2 \gamma_{RD}, |h_{SR}|^2 \gamma_{SR})}{|h_{RD}|^2 \gamma_{RD}}. \quad (2.22)$$

Ezzel az eljárással már II. típusú sémák is elérhetik a másodfokú diverzitást. Ennek egy módosítása a link-adaptive relaying(LAR)[17], melyben a relay skálázza teljesítményét a C-MRC-nél használt súly szerint, így a nyelőnek már nincs szüksége a forrás-relay csatorna ismeretére, de viszont a relaynek ismernie kell a relay-nyelő csatornát.

Egy másik megoldás a másodfokú diverzitás elérésére II. típusú DF esetén, ha a relay választhat, hogy a továbbítja vett jelet vagy nem, ezt selective relaying-nek nevezik. A relay például csak akkor továbbítja a forrás üzenetét, ha helyesen dekódolta azt, ehhez viszont valamilyen kódolási eljárásra van szükség, mely jelzi a hibákat. Egy másik lehetőség, ha a forrás-relay csatorna állapota alapján dönthet, hogy megismétli a vevőtől kapott jelet, vagy sem. Ha a relay úgy dönt, hogy nem ismétli meg a forrás üzenetét, akkor küld egy rövid üzenetet a forrásnak, hogy a második fázisban neki kell megismételnie.

A selective relaying-nél is jobb eredmény érhető el, ha a relay nem egy előre megadott ideig hallgatja a forrást, hanem ha a forrás üzenete l szimbólumból áll, és R adatátviteli sebességgel küldi azt, akkor a relay addig hallgatja a forrást, amíg a kölcsönös információ a vett és a küldött üzenetek között meg nem haladja lR -t. Ezután dekódolja majd egy új, ortogonális kódkészlet alapján újrakódolja, valamint a forrás mindkét fázis alatt új szimbólumokat küld, azaz egy I. típusú séma, amit **Dynamic DF**-nek(DDF)[8] neveznek, ugyanis a relay hallgatásának időtartama a csatorna állapotától függ. Ez az időtartam a következő módon írható fel:

$$l' = \min \left\{ l, \left\lceil \frac{lR}{\log(1 + |h_{SR}|^2 c)} \right\rceil \right\}, \quad (2.23)$$

ahol $c = \sigma_R^2 / \sigma_D^2$. Az $l' = l$ eset megegyezik a direkt kommunikációval, azaz relay nem vesz részt a kommunikációban. A séma egy hátránya, hogy a vevőnek is tudnia kell l' -t.

TÁBLÁZAT III.: A DF sémák paraméterei

	Kölcsönös Információ I	Kiesési valószínűség p^{out}	Diversity Multiplexing Tradeoff $d^*(r)$
DF	$\frac{1}{2} \min \left\{ \frac{\log(1 + \gamma h_{SR} ^2)}{\log(1 + \gamma h_{SD} ^2 + \gamma h_{RD} ^2)} \right\}$	$\sim \frac{1}{\lambda_{SR}^2} \frac{2^{2R} - 1}{\gamma}$	$(1 - 2r)$
SDF	$\begin{cases} \frac{1}{2} \log(1 + 2\gamma h_{SD} ^2) & h_{SR} ^2 < \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \\ \log(1 + \gamma h_{SD} ^2 + \gamma h_{RD} ^2) & h_{SR} ^2 < \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \end{cases}$	$\sim \left(\frac{1}{2\lambda_{SD}^2} \frac{\lambda_{SR}^2 + \lambda_{RD}^2}{\lambda_{SR}^2 \lambda_{RD}^2} \right) \left(\frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right)^2$	$2(1 - 2r)$
DDF			$\begin{cases} 2(1-r) & 0 \leq r \leq \frac{1}{2} \\ (1-r)/r & \frac{1}{2} \leq r \leq 1 \end{cases}$

3.1.3 Módosított egy relay-es sémák

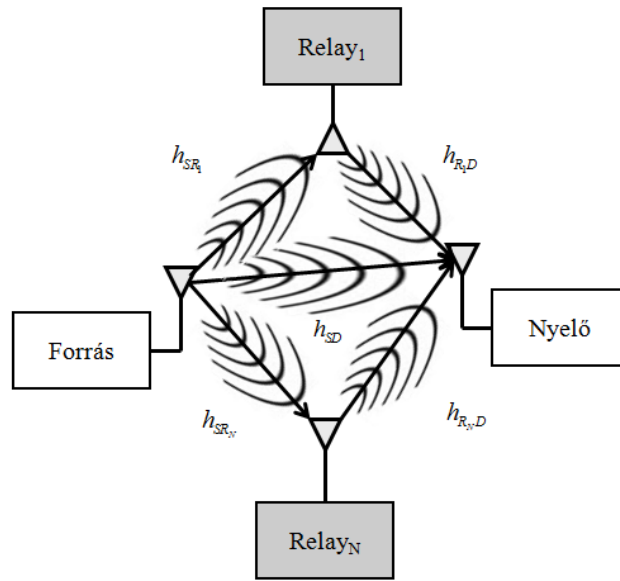
Az eddigiek során kódolatlan adatátvitelről volt szó, illetve az AF és DF séma tekinthető egyfajta ismétléses **kódolás**nak, azonban a kódolt esetben is előnyös lehet a kooperáció alkalmazása. Ez úgy történhet, hogy egy $R = K / N$ (ahol K az információs bitek száma, N pedig a kódszó hossza) rátájú kód kódszavait két részre bontunk, egy N_1 és egy $N_2 = N - N_1$ hosszú részre. Az N_1 hosszú rész kerül küldésre az első fázisban a forrás által $R_1 = K / N_1$ rátával, a második fázisban pedig, ha a relay sikeresen dekódolja a vett kódszót, akkor a maradék N_2 hosszú részt a relay. A kooperáció mértékét tehát az N_2 / N arány írja le. Ez leggyakrabban úgy valósul meg, hogy a relay N_1 hosszú kódszó mellé további N_2 paritásbitet küld a nyelő felé.

Egy másik lehetőség, ha a kommunikáció **bidirekcionális**, azaz a relayen kívüli két terminál forrás és nyelő szerepét váltogatja, és a relay segíti őket az üzeneteik kicserélésében [31]. A kommunikáció során az első szakaszban két forrás van, amelyek egyszerre küldik üzeneteiket a relaynek, majd a következő szakaszban a relay küld egy

üzenet a két nyelőnek. A relay üzenete attól függ, hogy AF vagy DF sémát alkalmazunk, AF esetén a két jel szuperpozícióját küldi felerősítve, DF esetén dekódolja a két kódszót, és a kódszavakat modulo 2 összeadásából származó eredményt küldi ki. A két nyelő a saját üzeneteik, és a csatorna ismeretében dekódolja a másiktól származó üzenetet. Ennek a megoldásnak az előnye, hogy az eredő adatátvitelisebesség nem csökken, de viszont, mivel a jel csak egy úton érkezik meg, ezért nem biztosít diverzitást.

3.2 Több relay-t használó sémák

Ebben az alfejezetben a több relay használatával elérhető elméleti határok, illetve a **Distributed Space-Time Code(DSTC)** és a **Beamforming** kerülnek bemutatásra, mint a legelterjedtebb több relayes sémák.



7. ábra: Kooperációs modell N relay esetén

N relay esetén az elméleti határ az N adó antennás MISO eset. Ilyenkor a vevő által vett jel:

$$y_D = \begin{bmatrix} h_{SD} & h_{R_1 D} & \dots & h_{R_N D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_S \\ x_{R_1} \\ \dots \\ x_{R_N} \end{bmatrix} + n_D, \quad (2.24)$$

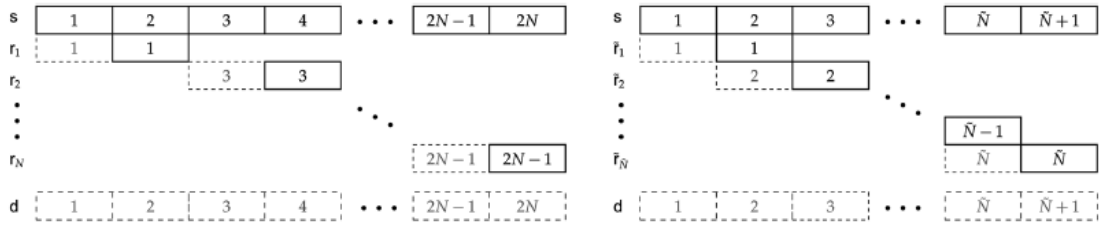
ahol y_D a nyelő által vett jel, x_S a forrás, x_{R_i} pedig az i -edik relay által küldött üzenetek és $n_D \sim N(0, \sigma_{n_D}^2)$ a nyelő zaja. Ebben az esetben azonban nincs benne a fél-duplex megkötés, ahhoz, hogy ezt figyelembe vegyük, a kommunikációt két fázisra kell bontani, így a vett jel a következő módon alakul:

$$\mathbf{y}_D = \begin{bmatrix} h_{SD} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_{R_1D} & \dots & h_{R_ND} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_S \\ x_{R_1} \\ \dots \\ x_{R_N} \end{bmatrix} + \mathbf{n}_D \quad (2.25)$$

3.2.1 Ismétléses sémák

A korábbi AF, és DF sémák kiterjeszthetők N -relayre [20], ilyenkor viszont a kommunikáció $N+1$ fázisra bontható, és a nyelő ugyanazt az üzenetet kapja meg $N+1$ -szer, ezért ezt a megoldást ismétléses sémáknak nevezik. Ez a megoldás, a kódelméletben használt ismétléses kódokhoz hasonlóan nem hatékony, ugyanis a spektrális hatékonyság $N+1$ -szeresére csökken.

A NAF és DDF séma szintén kiterjeszthető több relayre [8], ezek esetén, mivel I. típusúak nem csökken a spektrális hatékonyság, ugyanis a forrás minden szakaszban küldhet üzenetet. Azonban a NAF csak minden páros lépésben használja ki valamelyik relay-t, ennek javítására szolgál a **slotted AF** (SAF)[21]. Az SAF sémákat két paraméter határozza meg, N a relayek a száma, M a kooperatív kommunikáció fázisainak száma.



8. ábra: NAF és SAF sémák csomagküldési ütemezéseinek összehasonlítása

A séma hátránya, hogy a relayek interferálhatnak egymással, ugyanis egy adott szakaszban a relay az előző szakaszban használt relay jelét is felerősíti. A séma teljesítményére egy jó felső becslés az izolált relayek esete, ilyenkor ugyanis a relayek mindig csak a forrás jelét veszik. Az $N=2$ és $M=3$ esetet Two-path Relay channelnek hívják[32], és előnye, hogy két relay ismétli a forrás üzenetét, így két fél-duplex relay-el az egy duplex relay-t használó sémához hasonló teljesítményt kapunk. Ehhez azonban egy komplex mechanizmus kell a relay-ek közti interferencia elnyomására.

TÁBLÁZAT IV: Ismétléses sémák DMT-je

	Diversity Multiplexing Tradeoff $d^*(r)$
DF	$N+1(1-(N+1)r)$
DDF	$\begin{cases} N+1(1-r) & 0 \leq r \leq \frac{1}{N+1} \\ 1 + \frac{N(1-2r)}{1-r} & \frac{1}{N+1} \leq r \leq \frac{1}{2} \\ \frac{1-r}{r} & \frac{1}{2} \leq r \leq 1 \end{cases}$
NAF	$(1-r) + N(1-2r)^+$
SAF	$(1-r)^+ + (N+1)\left(1 - \frac{M}{M-1}r\right)^+$

3.2.2 A Distributed Space-Time Code séma

Ez a séma a többantennás rendszerekben használt space-time kódokon[22] alapszik, de mivel a kooperációban a forrás és relayek csak virtuális antennatömbnek tekinthetők, ezért kooperáció esetén ezek a kódok csak elosztott formában alkalmazhatóak, emiatt két fontos dologban különböznek az eredetiektől:

- DF sémák esetén a relay lehet, hogy hibásan dekódolja az üzenetet, illetve AF esetén a relay felerősíti a saját zaját is;
- a forrástól és a relayektől a fél duplex megkötés miatt különböző időben érkezik meg a jel.

DF - DSTC esetén a relayek dekódolják a forrás üzenetét, majd minden relay egy kódmátrix adott oszlopa alapján újrakódolja az üzenetet, és egyszerre küldik a kódszavakat a nyelő felé, így az a relayek jeleinek szuperpozícióját kapja meg, azaz

$$\mathbf{y}_D = \left[\sum_{r \in D(S)} h_{rD} \mathbf{x}_r \right] + \mathbf{n}_D, \quad (2.26)$$

ahol $D(S)$ azon relay halmaza, akik helyesen dekódolták a forrás üzenetét. Ez a megoldás sokkal hatékonyabb az ismétléses sémáknál, mivel csak két fázisra van szükség.

AF-DSTC esetében például használhatók Linear Dispersion kódok[25], ilyenkor a relayek jele a következő:

$$\mathbf{x}_{R_i} = \beta_i \mathbf{A}_i \mathbf{y}_{R_i}, \quad (2.27)$$

ahol $\mathbf{A}_i \in \mathbb{C}^{T \times T}$ és T az üzenet hossza, az és néhány megkötésen kívül tetszőleges lehet, azaz a relayek a vett jel egy lineáris kombinációját továbbítja, így a nyelő által vett jel az

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{H} \mathbf{X}_S + \mathbf{n}_\Sigma \quad (2.28)$$

alakban írható fel, ahol $\mathbf{n}_\Sigma = \sqrt{\frac{P_R}{P_S + 1}} \sum_{i=1}^N h_{R_i D} \mathbf{A}_i \mathbf{n}_{R_i} + \mathbf{n}_D$, $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{SR_1} & h_{R_2 D} \\ & \vdots \\ h_{SR_N} & h_{R_N D} \end{bmatrix}$, és

$\mathbf{X}_S = [\beta_1 \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_S \quad \dots \quad \beta_N \mathbf{A}_N \mathbf{x}_S]$, így az $\mathbf{X}_S \in \mathbb{C}^{T \times N}$ mátrix a space-time kódokhoz hasonlóan viselkedik.

TÁBLÁZAT V.: A DSTC sémák kölcsönös információja és DMT-je

	Kölcsönös Információ I	Diversity Multiplexing Tradeoff $d^*(r)$
DSTC	$\frac{1}{2} \left(1 + \frac{2}{N} \text{SNR} h_D ^2 \right) + \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{2}{N} \text{SNR} \sum_{r \in D(S)} h_D ^2 \right)$	$N(1 - 2r) \leq d^*(r) \leq N \left(1 - \left\lfloor \frac{N-1}{N} \right\rfloor 2r \right)$

3.2.3 A Beamforming séma

A Beamforming fogalma már régóta ismert és sok helyen használják, mint például radar- és ultrahang technológia. A lényege, hogy a vevőnél a vett jelek koherensen

adódjanak össze, ilyenkor ugyanis a teljesítményük is összeadódik és N jel esetén a jel-zaj viszony az N -szeresére nő, annak ellenére, hogy az adó minden jel teljesítményét a jelek számának arányában csökkenti, hogy az összteljesítmény ne változzon.

AF esetén például a relayek a vett jelüket súlyozva küldik tovább, azaz

$$x_{R_i} = w_{R_i} y_{R_i}, \quad (2.29)$$

így a nyelő a következőt kapja:

$$\mathbf{y}_D = \left[\begin{array}{c} h_{SD} x_s \\ \sum_{i=1}^N w_{R_i} \beta_{R_i} h_{R_i D} (h_{SR_i} x_s + n_{R_i}) \end{array} \right] + \mathbf{n}_D = \left[\begin{array}{c} h_{SD} x_s \\ \mathbf{w}^H \mathbf{h} x_s + \mathbf{w}^H \mathbf{n}_R \end{array} \right] + \mathbf{n}_D, \quad (2.30)$$

ahol a súlyokat úgy kell megválasztani, hogy a kommunikáció hibavalószínűsége a lehető legkisebb legyen, ez ekvivalens az SNR maximalizálásával a nyelőnél. Ehhez adott összteljesítmény esetén a következőt kell teljesíteniük:

$$\max \left(\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{h}^H \mathbf{h} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{n}_R^H \mathbf{n}_R \mathbf{w} + |\mathbf{n}_D|^2} \right), \quad (2.31)$$

A zárójelben lévő kifejezés maximalizálása csak centrálisan történhet, és szükséges a teljes csatorna ismerete, viszont egy jó elosztott megoldás, melyben minden relay maga ki tudja számolni a súlyt a következő [26]:

$$w = \left[\frac{h_{SR_1}^* h_{R_1 D}^* |h_{SR_1}|^2}{\sqrt{\sigma_D^2 + |h_{SR_1}|^2}} \beta_1, \dots, \frac{h_{SR_N}^* h_{R_N D}^* |h_{SR_N}|^2}{\sqrt{\sigma_D^2 + |h_{SR_N}|^2}} \beta_N \right]. \quad (2.32)$$

A súlyok felírhatók exponenciális alakban is [23]:

$$w_{R_i} = \alpha_{R_i} e^{j\theta_{R_i}}, \quad (2.33)$$

így a feladat $\theta_{R_1}, \dots, \theta_{R_N}, \alpha_{R_1}, \dots, \alpha_{R_N}$ megválasztására módosul. A csatorna állapotok ismeretében a fázisok egyszerűen megadhatók:

$$\theta_{R_i} = -(\arg(h_{SR_i}) + \arg(h_{R_i D})), \quad (2.34)$$

így már csak az optimális teljesítményelosztást kell megoldani, ami algoritmikusan jól közelíthető [23]. A súlyok nem csak a csatornaállapot alapján választhatók meg, – mely ismeretéhez a nyelő által becsült csatorna állapot visszacsatolás szükséges – hanem a csatornastatisztikák ismeretében is [24].

Természetesen DF sémára[34] is kiterjeszthető a beamforming, azonban ilyenkor csak azok a relayek vesznek részt a kommunikációban, akik helyesen dekódolták a forrás üzenetét, és az $x_{R_i} = w_{R_i} x_s$ üzenetet küldik, ahol a súlyok már csak a relay-nyelő csatornától függenek.

A beamforming láthatóan nagyon hasonlít a DSTC-hez mindkét esetben csak két fázisra van szükség, azonban a különbség a kettő között, hogy a DSTC esetén a relayek különböző hullámformákat küldenek, míg beamforming esetén lényegében ugyanaz a

hullámforma kerül küldésre csak különböző fázissal és amplitúdóval. Beamforming esetén optimális működéshez a relayeknek vissza kell állítaniuk a fázist, és ismerniük kell a relay-nyelő csatornát, míg DSTC esetén ezekre nincs szükség.

TÁBLÁZAT VI.: Beamforming sémák paraméterei

	Kölcsönös Információ I	Diversity Multiplexing Tradeoff $d^*(r)$
Beamforming	$\frac{1}{2} \log \left[1 + \gamma \left(h_{\text{SD}} ^2 + \mathbf{w}^H \mathbf{h}^H \mathbf{h} \mathbf{w} \right) \left(E \left(\mathbf{n}^H \mathbf{n} \right) \right)^{-1} \right]$	$d^*(r) = N + 1(1 - 2r)$

4 Kooperációs stratégiák a felsőbb rétegekben

Az kooperáció eleinte fizikai rétegbeli protokollként indult, így a legtöbb kutatás a fizikai rétegre koncentrált, azonban fontos vizsgálni a kooperáció hatását a felsőbb rétegekre is, ugyanis a magasabb rétegbeli funkciókkal kombinálva tovább növelhetők a kooperáció előnyei. Ez a fejezet kifejezetten a **relay választással** (4.1 alfejezet), az **Automatic Repeat Request (ARQ)** és kooperáció kapcsolatával (4.2 alfejezet), valamint a kooperáció **routingra** való hatásával (4.3 alfejezet) foglalkozik.

4.1 Relay választási technikák

A relay választás ötlete sokban hasonlít a többantennás rendszerekből ismert szelekciós diverzitásra, azonban a rendszer elosztottságának köszönhetően még a tényleges adatátvitel előtt kiválasztható a legjobb diverzitás ág, azaz a legjobb relay. Az első relay választásos stratégiáknál a legjobb relay a forrás és nyelőtől való távolság alapján lett kiválasztva [30], ehhez azonban minden eszköznek rendelkeznie kell egy GPS vevővel. Az eljárás másik hátránya, hogy nem veszi figyelembe a fadinget, ezért egy jobb eljárás lenne, ha a csatorna állapotok alapján történő kiválasztás, melynek előnye, hogy nem kell ismerni a topológiát, elosztott módon, alacsony overhead mellett is történhet a választás, de viszont a relayeknek folyamatosan figyelnie kell a csatornát. A csatornaállapotok alapján a relayek négy rendezőfüggvény használatával rendezhetők[29]:

- **Legközelebbi szomszéd:** a legnagyobb $|h_{S,R_i}|^2$ vagy $|h_{R_i,D}|^2$ -vel rendelkező relay kerül kiválasztásra. Tehát nem a fizikailag legközelebbi relay, hanem a forrás vagy nyelő felé legjobb csatornaállapottal rendelkező relay kerül kiválasztásra. Ezzel a módszerrel azonban a diverzitás foka csak 1.
- **Legjobb szűk keresztmetszet**[27]: a legnagyobb $h_{R_i} = \min(|h_{S,R_i}|^2, |h_{R_i,D}|^2)$ értékkel rendelkező relay kerül kiválasztásra. Itt a rendezőfüggvény az eredő csatorna szűk keresztmetszetét adja meg, ha R_i a lenne a kiválasztott relay. A diverzitás foka N , ami a relayek száma.
- **Legjobb harmonikus közép:** a legnagyobb $h_{R_i} = \frac{2|h_{S,R_i}|^2|h_{R_i,D}|^2}{|h_{S,R_i}|^2 + |h_{R_i,D}|^2}$ értékkel rendelkező relay kerül kiválasztásra. A rendezőfüggvény a forrás-relay és relay-nyelő csatorna állapotainak harmonikus közepét adja meg. A diverzitás foka N
- **Legjobb eredő jel-zaj viszony:** a legnagyobb $h_{R_i} = \frac{\bar{\gamma}_{S,R_i}\bar{\gamma}_{R_i,D}|h_{S,R_i}|^2|h_{R_i,D}|^2}{\bar{\gamma}_{S,R_i}|h_{S,R_i}|^2 + \bar{\gamma}_{R_i,D}|h_{R_i,D}|^2}$ értékkel rendelkező relay kerül kiválasztásra. A rendezőfüggvény az AF séma eredő jel-zaj viszonyát adja meg, ebben az esetben a diverzitás foka N

A kiválasztás történhet **proaktív** illetve **reaktív** módon [28]. Proaktív esetben a relay kiválasztás a forrás üzeneteit megelőzően történik, reaktív esetben utána kerül kiválasztásra a relay. A proaktív sémák előnye a reaktívval szemben, hogy ebben az esetben csak a kiválasztott relaynek kell figyelnie a forrást a többi pedig alvó

üzemmódba kapcsolhat, így jelentős energia takarítható olyan rendszerekben ahol a vételnek a küldéssel összemérhető fogyasztása van.

A proaktív relay választás esetén a csatorna állapotának becslés történhet a CSMA/CA-ban használt RTS, CTS üzenetekből[27]. Maga a kiválasztás során minden relay felhúz

egy órát a választott rendezőfüggvénnyel fordítottan arányosan: $T_{R_i} = \frac{\lambda}{h_{R_i}}$, ahol λ egy

konstans. Ezzel a megoldással a legjobb relay órája jár le legelőször, aki miután lejárt az órája küld egy rövid üzenetet, mellyel jelzi a többi terminálnak, hogy ő került kiválasztásra, így a többi relay leállítja az óráját. Mivel előfordulhat, hogy vannak relayek, akik nem hallják a kiválasztott relay üzenetét a nyelő megismétli a jelzést. A kiválasztás után a kooperáció az egy relay-es sémák egyikével történhet.

Ennek a stratégiának csak egy gyengepontja van, méghozzá az, hogy valamekkora valószínűséggel két relay órája közel azonos időpillanatban jár le, és a jelzéseik ütköznek. Ez akkor történik, ha a legjobb relay órája lejárt, de egy másik relay a küldő relay vételi-küldési módjának átkapcsolási ideje és a terjedési idő miatt késve kapja meg az üzenetet, és szintén lejár az órája. Az ütközés valószínűsége λ -tól függ, minél nagyobb λ annál kisebb az ütközés valószínűsége, ezzel viszont növelve a kiválasztás időtartamát. A stratégia nagy előnye, hogy a komplexebb DSTC-vel megegyező diversity multiplexing tradeoff érhető el [28].

A kiválasztás általánosítható a legjobb m relay kiválasztására, ez a kiválasztása a 0-1 hátizsák optimalizációs probléma speciális esete. Az optimális m relay megtalálható kimerítő kereséssel, azonban ennek a komplexitása exponenciális N függvényében, mivel minden relay, választhat, hogy részt vesz a kommunikációban vagy sem, ezért összesen $2^N - 1$ lehetőség van. Ezt jelentősen csökkenthető egy - a már említett - rendezőfüggvény $h_{R_i} = h(|h_{S,R_i}|^2, |h_{R_i,D}|^2)$ használatával, ugyanis ekkor csak a résztvevő relayek számát kell optimalizálni, ami polinomiális időben megtehető. A kiválasztásról való értesítés pedig egy $h_{R_m} > \beta > h_{R_{m+1}}$ érték kiküldésével oldható meg. Az optimális rendező függvénynek a következő tulajdonsággal kell rendelkeznie: $\forall i, j \in [1, 2, \dots, N]$ esetén, ha $h_{R_i} > h_{R_j}$ és R_i nem vesz részt a kommunikációban, akkor R_j sem vesz részt, vagyis R_i -nek nagyobb a prioritása. A probléma azonban, hogy a két relaynél több esetén bizonyítottan nem létezik optimális rendező függvény, így csak a fenti szuboptimális rendezőfüggvények használhatóak.

4.2 A kooperáció és Automatic Repeat Request együttes alkalmazása

Az ARQ a hibák kezelésének egy módja a Forward Error Control (FEC) azaz a csatornakódolás mellett. A csatornakódolás hátránya, hogy a detektált hibákat csak bizonyos valószínűséggel tudja javítani, és akkor is feladja a felsőbb rétegeknek az üzenetet, ha nem sikerült a hibajavítás, így csak komplex kódokkal lehet elérni magas megbízhatóságot. Az ARQ viszont a hibás üzenetek újaküldésével biztosítja, hogy minden üzenet helyesen érkezzon meg. A lényege, hogy ha a nyelő hibásan dekódolja a vett jelet, akkor a forrás számára visszacsatol egy NACK üzenetet, mellyel jelzi a forrás számára a dekódolás sikertelenségét. Ha a nyelő sikeresen dekódolta a vett jelet, akkor egy ACK jelet küld a forrás számára, hogy az tudjon a sikereses átvitelről, mert ha egy

adott ideig nem érkezik visszajelzés, akkor a forrás úgy veszi, hogy az üzenet elveszett és a NACK-hoz hasonlóan újraküldésre van szükség. Az ARQ módszereknek négy típusa van[35]:

- **Stop-and-Wait:** ebben az esetben az új üzenet, csak akkor kerül küldésre, ha az előző üzenethez tartozó ACK megérkezik a nyelőtől. Az ACK NACK szintén CRC kóddal van ellátva, és ha a forrás hibát detektál bennük, akkor szintén újraküldés történik. Ennek a megoldásnak a hátránya, hogy a forrásnak Round Trip Time-nak megfelelő ideig kell várnia a következő üzenetig, így időben nem hatékony.
- **ARPANET ARQ:** több párhuzamos Stop-and-Wait virtuális csatornát tartalmaz, melyek felváltva kerülnek használatra, ebből következően a vett üzenetek összekeveredhetnek, és a rendezés a felsőbb rétegek feladata lesz.
- **Go Back n ARQ (sliding window):** a forrás az utolsó nyugtázott üzenettől számítva n új üzenetet küldhet, a következő nyugta hiányában. Hiba esetén az utolsó helyes üzenetet nyugtázza, és ettől kell újraküldeni, azonban lehet, hogy egy hibás üzenet után a többi üzenet helyesen érkezik meg, így ezek újraküldése felesleges.
- **Selective Repeat ARQ:** csak a hibás üzenetek újraküldését kívánja meg, a második eljáráshoz hasonlóan szintén összekeveredhetnek az üzenetek, de itt csak n között kell rendezni. Ez módszer a leghatékonyabb, de a legkomplexebb is.

ARQ hátránya ugyanakkor, hogy az áteresztőképesség a hibavalószínűség függvényében csökken, míg csatornakódolás esetén mindig konstans, ennek ellenére az ARQ a gyakrabban használt séma, de ahol nincs lehetőség visszacsatolásra ott a csatornakódolás az egyetlen lehetőség. A két eljárás hátránya a kettő megfelelő kombinálásával elkerülhető, ezt **Hybrid ARQ (HARQ)**-nak nevezik. A csatornakódolás csökkenti az újraküldések számát, azzal hogy a hibákat javítja, így nagyobb áteresztőképesség érhető el, ha pedig a forrás nem tudja dekódolni, akkor újraküldést kér, ahelyett hogy a hibás üzenetet feljebb adná, így növelve a megbízhatóságot. A HARQ üzenet tehát két különböző kóddal van ellátva, az egyik csak detektálásra, a másik javítás és detektálás. A HARQ-nak két típusa létezik[37]:

- I. **típus:** a hibajavítás utáni hibadetektálás esetén a teljes üzenet újraküldése. Hátránya, hogy ha a csatorna jó állapotban van, a hibajavító paritásbitek feleslegesek.
- II. **típus:** a hibajavításhoz szükséges paritásbitek csak akkor kerülnek küldésre, ha kellenek. Ha a paritásbitek átvitele után sem tudja dekódolni az üzenetet, akkor az információs bitek kerülnek újraküldésre, majd ha szükséges ismét a paritásbitek, és így tovább.

Egy további javítási lehetőség az újraküldésből adódó diverzitás kihasználásával, itt szintén két lehetőség van

- **Chase combining:** I. típusú HARQ esetén használható, ilyenkor az eredeti - és újraküldött üzenet MRC-vel kombinálható, de mivel nincs plusz redundancia a kódolási nyereség nincs, csak a vett jel-zaj viszony növelhető. Létezik részleges változata is, ahol csak az üzenet egy része kerül újraküldésre és kombinálásra.
- **Incremental Redundancy:** Az újraküldésnek nem kell megegyeznie az eredetivel, de plusz redundáns biteket kell tartalmaznia. Általában az első üzenet tartalmazza az információs biteket és néhány paritásbitet, hogy egy magas rátájú kód legyen. Újraküldés esetén viszont további paritásbitek kerülnek küldésre,

ezáltal csökken a ráta és így a csatornának megfelelően adaptívan állítható a ráta. Hasonló a II. típusúhoz, de itt minden újraküldésnél további paritásbitek küldhetők.

Az ARQ és a kooperáció összekapcsolásának az ötlete *incremental relaying*[5] néven szerepelt először, az ilyen stratégiáknak több előnye van[41]:

- a sémák spektrális hatékonyság növelhető, ugyanis ilyenkor a relay csak akkor kerül alkalmazásra, amikor ténylegesen szükség van rá, vagyis amikor a nyelő, nem tudta dekódolni a vett jelet;
- a vezeték nélküli rendszerekben az érkező üzenetek addig lesznek hibásak, amíg a csatorna rossz állapotban van, ezért az adótól érkező újraküldés valószínű újból elveszne, míg a relay lehet, hogy jó csatornával rendelkezik a nyelő felé és az újraküldés nagy valószínűséggel sikeres lesz;
- a relay közelebb helyezkedik el a nyelőhöz, így az újraküldés nagyobb jel-zaj viszonytal érkezik meg a nyelőnél, vagy ugyanakkor jel-zaj viszony érhető el a teljesítmény csökkentésével;
- a két küldés optimálisan kombinálható, mert a két csatorna állapota független.

A kooperáció és ARQ összekapcsolására több lehetőség kínálkozik az ARQ típusától függően:

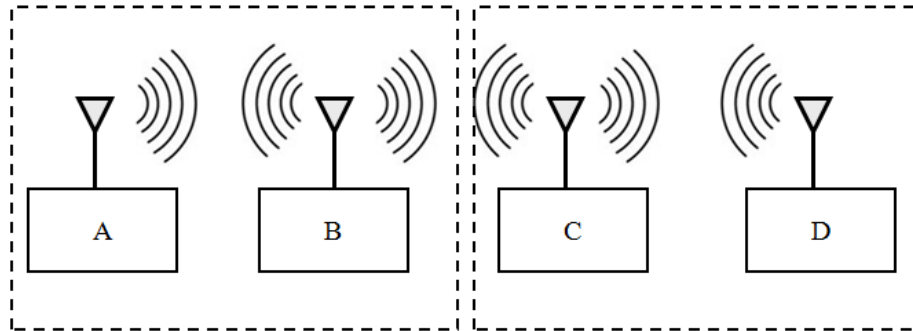
- a relayek közül, akik helyesen dekódolták az üzenetet, az egyik újraküldi az üzenetet;
- a relayek közül, akik helyesen dekódolták az üzenetet, az egyik további paritásbitek küld;
- a relayek, akik helyesen dekódolták az üzenetet, együtt a DSTC-t, vagy beamformingot használva küldik újra az üzenetet a nyelő felé;
- ha egyik relay se kapta meg helyesen az üzenetet, továbbküldik és a nyelő MRC után megpróbálja újra dekódolni;
- a nyelő feedbackeli az általa vett üzenetet, majd a relayek XOR használatával meghatározzák a különbséget és azt küldik a nyelő felé.

4.3 A kooperáció és a routing

Routing egy hálózati rétegbeli algoritmus, mely egy több ugrásos utat keres a forrás és nyelő közt, úgy hogy a talált út, valamely metrika szerint minimális vagy maximális legyen. A metrika lehet sáv szélesség, késleltetés, ugrások száma, költség, megbízhatóság. A kooperáció és routing kapcsolata még homályos, a szakirodalomban csak néhány kooperatív routing probléma szerepel[39][40]. Ezekben a megoldások először a nem kooperatív legrövidebb utat keresik meg, majd az út mentén a terminálok között kooperációs sémákat alkalmaznak. Ezzel azonban az a baj, hogy a kooperációval elérhető optimális út, gyakran nem egyezik meg a nem kooperatív legrövidebb úttal, ugyanis kooperáció esetén az útválasztás nem csak a terminálok közti direkt úttól, hanem a relayektől is függ. Ezért az egy ugrás költségét a kooperáció figyelembevételével kell megadni.

Ad-hoc hálózatok esetén, nem mindig áll javukban a más terminálok csomagját továbbítani. Azonban a terminálok közti ismételt játékokkal ösztönözhetők a csomagok továbbítására, ez azt jelenti a csomagot továbbító terminálokat jutalmazni és/vagy az önző terminálokat büntetni kell. Ennek hátránya, hogy a határon lévő terminálok nem élvezhetik a megoldásnak az előnyeit, ugyanis a többi terminál nem függ tőlük, így azok

büntetés nélkül mondhatják, hogy nem továbbítják a határterminálok csomagját. Tegyük fel, hogy a B terminál egy csomagot szeretne küldeni a D terminálnak, valamint a C terminál az A-nak. Mivel a B és C terminál függenek egymástól a csomagjaik továbbításában, ezért a megtorlástól tartva továbbítják a másik csomagját. Ha azonban az A terminál szeretne üzenetet küldeni C-nek, a D pedig B-nek, B és C terminálnak nem áll érdekében továbbítani a csomagot, mert nem függenek az A és D termináloktól, így az önző viselkedésük nem büntethető. Ez a probléma a határon lévő terminálok esetén fordul elő leggyakrabban, ezért ezt a problémát a határterminálok átkának nevezik(9. ábra).

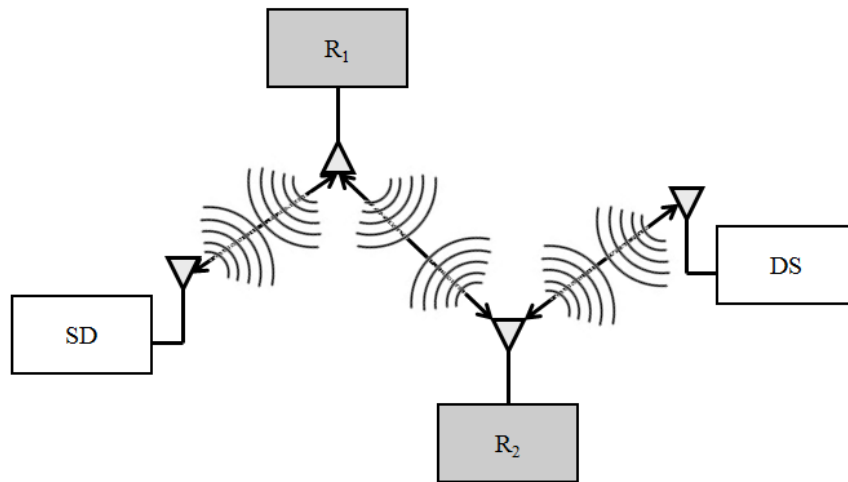


9. ábra: A határterminálok átka

A kooperáció erre nyújt megoldást routing esetén, mert a határterminálok a kooperációs sémák használatával segíthetik a belsőterminálok kommunikációját, cserébe pedig a belső terminálok továbbítják a határterminálok üzeneteit. Az előző példát tekintve az A és B terminálok egy koalíciót alkothatnak, és mivel az A terminál segíti a B terminál kommunikációját, vagyis B terminál kisebb fogyasztást érhet el, ezért az A terminált megjutalmazhatja a csomagjának továbbításával.

5 Új bidirekcionális, két relay alapú kooperációs séma

Ebben a fejezetben egy bidirekcionális, két relayt használó kooperatív séma (10. ábra) kerül bemutatásra. Az alapötlet sokban hasonlít [31][32]-ben szereplő sémákhoz, azonban ezekben vagy csak a bidirekcionális eset, vagy a két relay használata szerepel, míg az itt szereplő séma ezek együttes esetét vizsgálja. Egy nagyon hasonló séma szerepel [33]-ben azonban, az általuk javasolt sémában mindig az egyik célállomás akadályozza meg az interferencia terjedését.



10. ábra: Bidirekcionális, két relay alapú kooperációs modell

A modellben két terminál szeretne üzenetet váltani egymás között két relay segítségével. Az egyik terminált jelöljük SD -vel, a másikat DS -el. Az SD -hez közelebbi relay legyen R_1 , a másik relay pedig R_2 . Erre a modellre alkalmazható az AF és illetve DF séma is. A séma előnye az egy relay-t használó bidirekcionális kommunikációval szemben, hogy abban nem érhető el diverzitás, az itt bevezetett sémákkal viszont igen, valamint két relay megválasztható úgy, hogy a forrás és nyelő között helyezkedjenek el, valamint az egyiknek a forrással van jó csatornája, másiknak a nyelővel, így a rajtuk történő adatcsere jelentős előnyökkel járhat. Mindkettő esetén az összádatátvitelisebesség az egyirányú II. típusú kooperatív kommunikációval elérhető $1/2$ felett van.

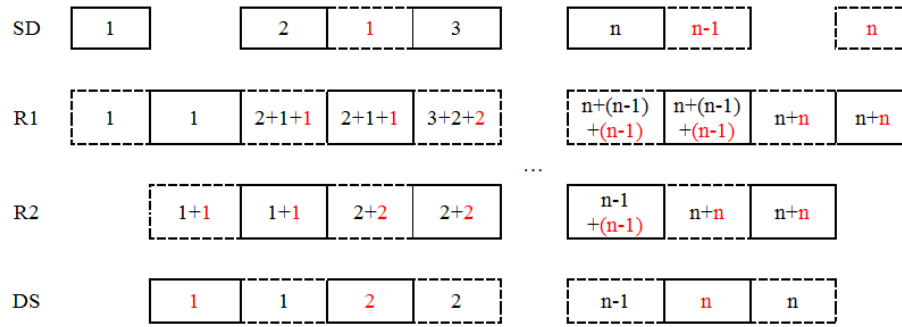
5.1 AF séma

AF séma esetén a kommunikáció a következő módon történik (11. ábra):

- i.) az első lépésben az SD terminál küld üzenet DS számára, de ezt R_1 és R_2 is hallja;
- ii.) a második lépésben R_1 felerősítve küldi tovább az előző lépésben vett jelent, valamint DS is küldi a saját üzenetét, R_2 tehát a két jel szuperpozícióját kapja meg;

- iii.) a harmadik lépésben R_2 ezt a vett jelet erősíti fel, valamint SD új üzenet küld, szintén még ebben a fázisban DS az R_2 -től származó jeléből kivonja a saját üzenetét és dekódolja az SD által az első lépésben küldött üzenetet;
- iv.) a negyedik lépésben R_1 ismét felerősítve továbbítja az előző lépésben vett jelét, valamint DS is új üzenet küld, SD pedig kivonja az első és harmadik lépésben küldött üzenetét az éppen vett jeléből és dekódolja a DS által a második lépésben küldött üzenetet;
- v.) az ötödik lépésben SD új üzenet küld, R_2 pedig a negyedik lépésben vett jeléből kivonja a 3 lépésben küldött jelét és a különbséget küldi ki felerősítve, így csökkentve a inter-relay interferencia terjedését.

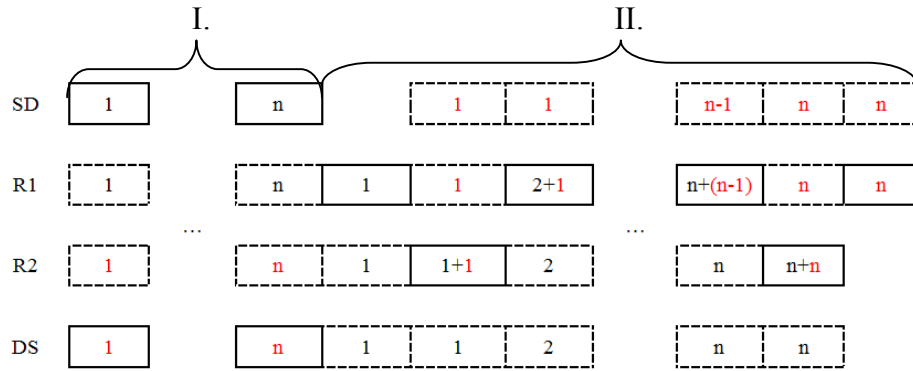
A következőkben már csak a negyedik és ötödik lépés ismétlődik. Egy üzenetcsere tehát 4 lépésben megy végbe, azonban minden két lépés után megkezdhető egy újabb, így $2n+2$ lépés alatt $2n$ üzenet cserélhető ki.



11. ábra: AF séma csomagküldésének ütemezése

5.2 DF séma

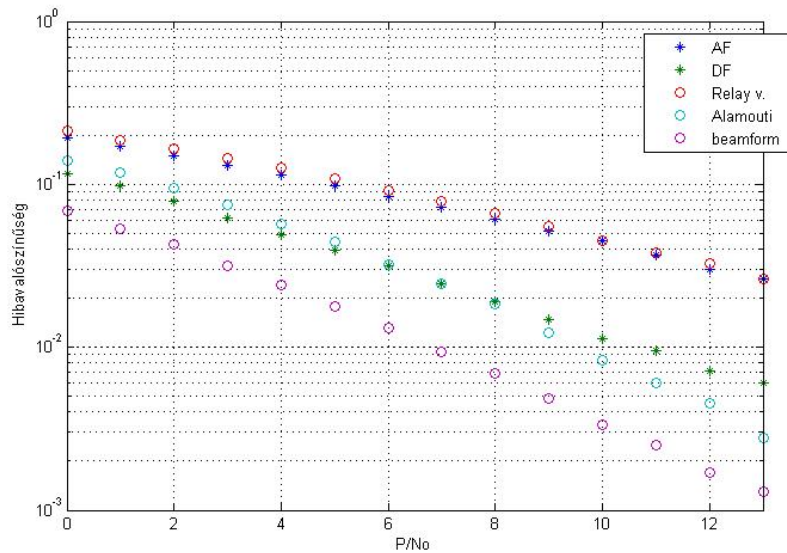
Ez a séma két nagyobb szakaszra bontható (12. ábra). Az elsőben SD és DS egyszerre küldik az üzeneteiket, a relayek pedig dekódolják a jobb csatornával rendelkező terminál üzenetét, azaz R_1 SD -ét R_2 pedig DS -ét. A másik szakaszban pedig R_1 és R_2 felváltva küldik az újrakódolt üzeneteket. A második szakasz kezdeténél R_1 mivel még nem ismeri DS egyik üzenetét sem, csak az SD által küldött üzenetet ismétli meg, R_2 pedig ezt dekódolja. A következő lépésben az R_2 terminál modulo 2 összeadja az R_1 -től származó dekódolt üzenetét és DS üzenetét, ami még az első szakaszból származik, majd a kapott eredményt továbbítja. DS ehhez adja hozzá saját üzenetét bitenként, így SD üzenetét kapja eredményül. R_1 pedig SD üzenetét adja hozzá R_2 üzenetéhez, és így megkapja DS üzenetét, amit felhasznál a következő lépésben a modulo 2 összeadás során. A következőkben az utolsó két említett lépés ismétlődik. Ezzel a sémával $3n+1$ fázis alatt $2n$ üzenet cserélhető ki.



12. ábra: DF séma csomagküldésének ütemezése

5.3 Numerikus eredmények

A fenti két sémát az Alamouti space-time kód elosztott változatával (*Alamouti*), a beamforminggal (*beamform*), illetve a relay választásos sémák kétirányú kiterjesztésével (*Relay v.*) hasonlítottam össze szimuláció során MATLAB környezetben. A sémák közül az Alamouti, beamforming és DF sémák kihasználják a rendelkezésre álló diverzitást, míg a relay választásos és AF sémánál ez nem áll fenn. A szimuláció során a relayek fix távolságra helyezkedtek el egymástól, a forrás és nyelő közti távolság 1 egység, és az alamouti, beamforming, relay választás esetén mindkét relay a forrás és nyelő között közepén, azaz mindkettőtől 0,5 egységre helyezkedett el. A két új séma esetén az egyik relay a forrástól 1/3 egységre, a másik relay a nyelőtől 1/3 egységre, így a két relay közti távolság szintén 1/3.



13. ábra: Bidirekcionális sémák hibavalószínűségének összehasonlítása

Az eredményekből látható, hogy a beamforming hibavalószínűsége a legjobb, azonban ez legkomplexebb megoldás is, ugyanis a relayeknek ismerniük kell a relay-nyelő csatorna állapotát, valamint hátránya, hogy a 4 időablak alatt 2 szimbólum kerül küldésre, így a multiplexing gain csak 1/2. A második legjobb az alamouti, mely esetében már nincs szükség a csatorna ismeretére, de a multiplexing gain továbbra is csak 1/2, a következő a DF séma, melynek a multiplexing gain-je 2/3, így ez egy jó

kompromisszum lehet az adatátviteli sebesség és a hibavalószínűség között. Az AF és a relay kiválasztásos séma pedig közel ugyanolyan hibavalószínűséget érnek el, ez annak tudható be, hogy mindkét esetben diversity gain 1.

A két relayes séma használata felveti, a relayek kiválasztásának problémáját. A relaypárokat az egy választáshoz hasonló rendezőfüggvénnyel rendezhetjük:

$$\min \left\{ |h_{SD,R_1}|^2, |h_{R_1R_2}|^2, |h_{R_2D}|^2 \right\} \quad (5.1)$$

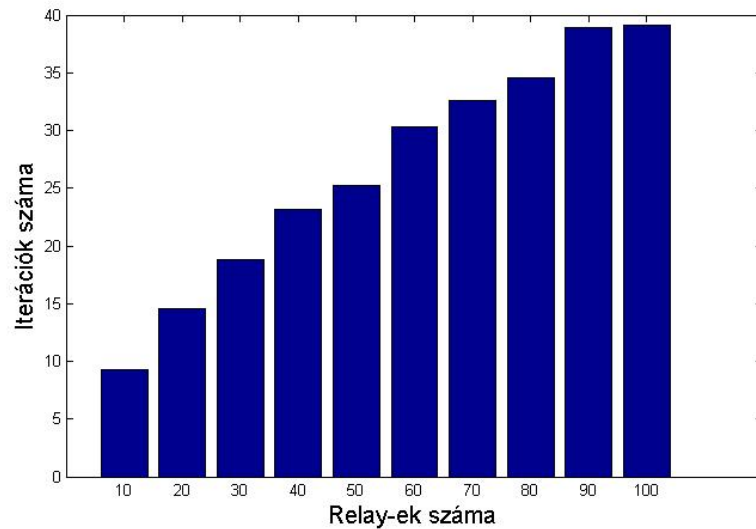
Ez nyilván akkor maximális, ha mindhárom tag megegyezik, és ha csak a szabadtéri terjedést tekintjük, akkor ez azt jelenti, hogy a relayek közti távolság valamint a relayek és a hozzájuk közelebb lévő terminál távolsága megegyezik. Ezzel a megoldással az a probléma, hogy egy relay a három csatorna közül csak kettőt ismer, ami megnehezíti az elosztott relayválasztást, de iteratív módon van rá lehetőség.

Az iteratív relay választás a következő módon történhet:

- i.) Először az SD terminál kiválasztja az R_1 szerepére azt a terminált, aminek a legjobb a csatornája vele, ez az egy relay választáshoz hasonlóan történik, vagyis a terminálok megbecsülik a csatornát, indítanak egy órát a csatorna állapotával fordítottan arányosan, így a legjobb relay órája jár le legelőször.
- ii.) Második lépésként a DS terminál választja ki R_2 szerepére azt a relay-t, amelyiknek a legjobb a csatornája vele.
- iii.) R_2 elküldi R_1 -nek a nyelővel való csatornájának állapotát. R_1 az üzenet alapján megbecsüli az R_2 -vel való csatornájának az állapotát, illetve dekódolja a R_2 - DS csatorna állapotát, ezáltal mindhárom csatorna állapotának birtokában lesz. Így az R_1 - R_2 csatorna állapota lesz nagy valószínűséggel a szűkkesztmetset, de R_1 azért kiértékeli a rendezőfüggvényt és az eredményt - ami thresholdként fog működni -, valamint a forrással való csatornájának állapotát elküldi a többi terminálnak.
- iv.) A terminálok közül, akiknek az R_1 - R_2 , illetve R_2 - DS csatornája nagyobb, mint a threshold, a legjobb a R_2 - DS csatorna állapottal rendelkező terminál kerül kiválasztásra az R_2 új szerepére. Ezután az új R_2 kiküldi az új thresholdot, és R_2 - DS csatorna állapotát, ami alapján hasonló módon új R_1 kerül kiválasztásra.
- v.) Ahhoz, hogy az egyes relaypárok ne kerüljenek ismételt kiválasztásra minden terminálnak meg kell jegyeznie azt, hogy milyen szerepben, mely másik terminállal volt már párosítva. Ezzel az eljárással még nem találunk meg a legjobb relaypárt, ugyanis lehet, hogy olyan állapotban vagyunk, ami csak lokálisan a legjobb.
- vi.) Tegyük fel, hogy új R_1 választásánál tartunk és nincs olyan jelölt, mely teljesítené a kiválasztáshoz szükséges feltételt, azonban olyan terminál lehet, melynek az SD - R_1 csatornája jobb, mint a threshold. Ha több ilyen van, akkor a legjobb SD - R_1 csatornával rendelkező terminál kerül kiválasztásra, ezzel nyilván nem növeljük a thresholdot, azonban új relaypárok kiválasztását teszi lehetővé. Ilyenkor viszont az R_1 - R_2 csatorna állapota rosszabb lesz a

thresholdnál, ezért az R_1 szerepét betöltő terminál csak akkor kerülhet véglegesen kiválasztásra, ha találunk egy olyan R_2 -t, melynek mindkét csatornája jobb mint a threshold.

Az algoritmusnak akkor lesz vége, hogy ha R_1 és R_2 szerepére egymás után nem találunk új jelöltet.



14. ábra: A iteratív relay kiválasztás lépésszáma a relay-ek számának függvényében

Az iteratív relayválasztás szimulációjából (14. ábra) látható, hogy 20 relay esetén átlagosan közel 15 iterációra van szükség, ami bizonyos alkalmazásokban még megengedhető, azonban 100 relay esetén már közel 40 lépésre van, tehát itt elég nagy overhead-et jelent a relay kiválasztása így érdekesebb centrálisan kiválasztani a relaypárt.

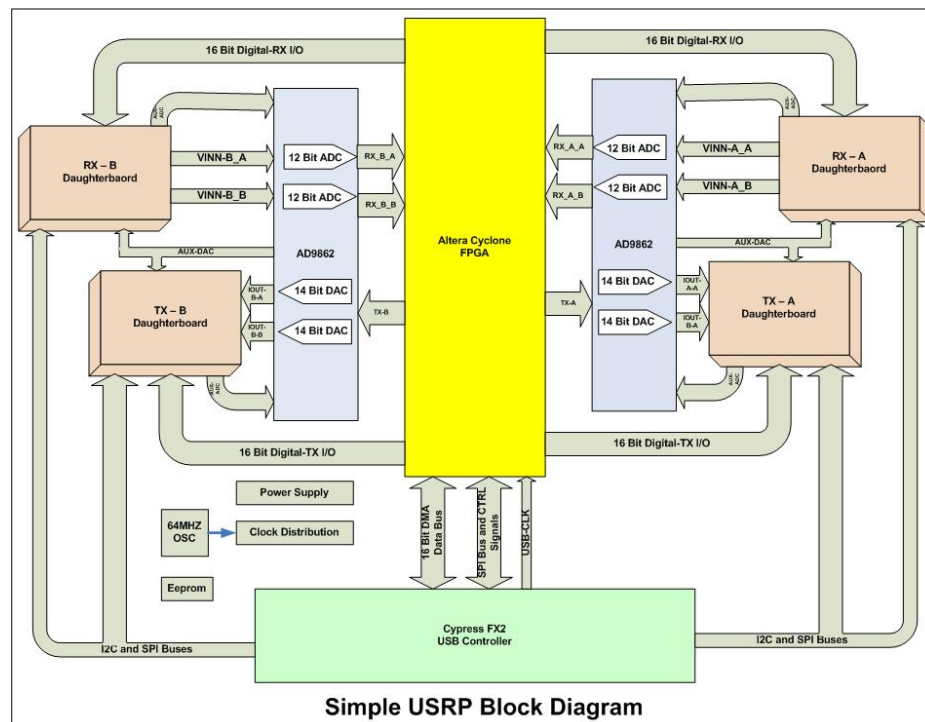
6 Kooperatív kommunikációs sémák kísérleti implementációja

A legtöbb kooperációval foglalkozó munka, csak elméleti és szimulációs eredményeket mutat be, amik jól leírhatják az adott protollok teljesítőképességét, de az analitikus eredményekhez gyakran egy nagyon leegyszerűsített modellt használnak, és a szimulációk is gyakran túl egyszerű modellekkel dolgoznak, azaz szinkronizációs kérdéseket, csatornabecslésből és kvantálásból adódó hibákat teljesen figyelmen kívül hagyják, valamint a rádiós jelek terjedésére is egy egyszerűsített modellt használnak. Ezért szükséges a bevezetett protollokat valós eszközökön implementálni és vizsgálni, ezzel pontosabb kép kapható arról, hogyan is viselkednek valós környezetben.

A szakirodalomban két fajta implementációs megközelítés létezik[9]:

- **Legacy based:** Meglévő eszközök módosításával valósítják meg kooperációt. Ennek előnye, hogy a meglévő eszköz viszonylag gyorsan átalakítható kooperatívra, és a teljesítményük könnyen összemérhető az eredeti szabvány szerint működő eszközökkel. Ugyanakkor teljes kooperáció gyakran nem lehetséges, mert a szabvány néhány funkciója bele van építve az eszközökbe.
- **Clean-slate:** Ennek során a teljes kommunikációs eljárást szinte a semmiből kell megtervezni, ezért ilyen esetekben leggyakrabban szoftverrádiókat alkalmaznak, melyekkel gyorsan egy könnyen módosítható prototípusok készíthetők. Ezzel a megközelítéssel elérhető a teljes kooperáció.

6.1 Universal Software Radio Peripheral (USRP)



15. ábra: Az USRP blokkdiagramja[43]

Az USRP eszközöket az Ettus Research fejlesztette, ami már a National Instruments tulajdonában van. Az USRP és számítógép segítségével nagy sávszélességű szoftver rádiót kapható, melynek alapötlete, hogy a nagy sebességet kívánó műveletek, mint a jelek fel-, illetve lekeverése, az interpoláció, decimálás az USRP-n található FPGA végezze, míg a többi művelet, mint például moduláció, demoduláció a számítógép CPU-ján történjen. Előnye, hogy viszonylag olcsó, és kódbázisnak köszönhetően gyorsan lehet új alkalmazásokat létrehozni.

Az eszköz egy úgynevezett motherboard-ból, illetve a hozzacsatlakoztatható különböző daughterboard-okból áll (15. ábra). A motherboardon 4 darab 12 bites Analog-to-Digital Converter (ADC) van, melyek mintavételezési frekvenciája 64MHz, illetve 4 darab 14 bites Digital-to-Analog Converter (DAC) 128 MHz-es mintavételezési frekvenciával. Ezek össze vannak kötve az Altera Cyclone EP1C12 FPGA-val, ami a Cypress FX2 USB 2.0 chip-hez kapcsolódva kommunikál a számítógéppel. Az ADC-k, DAC-k a daughterbordokhoz kapcsolódnak, így egy motherboardhoz 2-2 basic RX, TX daughterboard csatlakoztatható, vagy két darab RFX daughterboard, mely egy adóvevőt valósít meg. A daughterboardok feladata az adott frekvenciára való felkeverés, illetve onnan való lekeverés, a motherboardé pedig az alapsávi jel mintavételezése. Számomra az RFX2400-es daughterboardok álltak rendelkezésre, melyek a 2.3-2.9 GHz-es sávban működnek.

Az USRP-k **szűk keresztmetszete** az USB, melyen 32Mbyte/s-os adatátviteli sebesség érhető el, ez 4 byte-os komplex minták (16 bites valós- és képzetes résszel) esetén legfeljebb 8Mmintát jelent másodpercenként, ezért ADC-ből érkező mintákat decimálni, illetve a DAC felé küldött mintákat interpolálni kell, mindkét feladatot az FPGA végzi.

Az USRP szoftveres kezelése a **GNURadio** szoftvercsomaggal történt, ez egy nyílt forráskódú szoftverkörnyezet, mely számos jelfeldolgozási elemet (szűrők, modulátor, demodulátor, kiegyenlítő, stb..) tartalmaz, valamint lehetőséget ad ezek összekötésére, kezelésére, és új elemek hozzáadására, így egyszerűen lehet fejleszteni szoftverrádiós alkalmazásokat a hardware-től függetlenül. A teljesítménykritikus jelfeldolgozó blokkok C++-ban vannak implementálva, illetve implementálhatók, ezek egy SWIG nevezetű wrapper segítségével integrálhatók Python-ba, majd itt a különböző blokkok összekapcsolhatók.

6.2 Platformok és létező implementációk

A New-yorki Politechnic egyetemen számos kooperációval kapcsolatos implementáció történt.[10][11]. Ezek közé tartozik CoopMAC protokollt implementációja WiFi kártyákkal. A mérések 10-20 eszközből álló hálózatban készültek így megbízható eredményeket kaptak a protokoll áteresztőképességéről.

Az implementáció során a WiFi kártyákat támogató nyíltforráskódú drivereket módosították, ennek a megoldásnak hátránya, hogy a driver csak a MAC réteg bizonyos szolgáltatásaiért felel, így a fizikai réteghez egyáltalán nem fértek hozzá, valamint a MAC réteg időzítés kritikus szolgáltatásokhoz -mint az RTS, CTS üzenetváltások- sem fértek hozzá, ugyanis ezek a firmware-ben vannak megvalósítva. Ezekből kifolyólag a protokollt csak némi változtatásokkal sikerült megvalósítani, ezekből a kényszerváltoztatásokból adódóan az eredeti protokoll hatékonysága csökkent, de ennek ellenére is jobban teljesített, mint a direkt kommunikáció.

Azért, hogy egy pontosabb képet kapjanak az eredeti protokollról megvalósították *Wireless Open-Access Radio Platform* (WARP) szoftverrádiókkal is implementálták. A WARP eszközökkel nagy szimbólumsebesség érhető el, mivel a teljes jelfeldolgozás az FPGA-n történik. Ennek a hátránya, hogy hosszabb tanulást igényel az FPGA felprogramozása, ezért van lehetőség WARPLAB használatára - mely egy MATLAB toolbox az eszköz kezelésére -, amelyben könnyebben, gyorsabban lehet prototípusokat fejleszteni, de alacsonyabb adatsebesség mellett.

Az implementáció során az FPGA végzi a jelfeldolgozást, ez várhatóan túlteljesítette a WiFi-s megoldást, azonban csak néhány eszközből álló hálózaton készültek a mérések, így a mérések nem olyan megbízhatóak, mint a WiFi-s esetben. A kooperáció fizikai rétegbeli előnyeit ez az implementáció nem használta ki, ezt egy másik, hasonlóan WARP-ot használó implementáció során vizsgálták. A mérések során a bithibavalószínűséget vizsgálták a DF és a kooperációs kódolás esetére. Ebben az esetben nem a WARP eszközökön történt a jelfeldolgozás, hanem mindhárom eszköz a mintavételezett komplex jelet Ethernet át az őket irányító PC felé továbbították. A sémák implementálása a következő módon történt: a kooperatív kommunikáció szinkronizációs célokból mindig a PC által küldött „sync” jellel kezdődik. A jel után az adóként funkcionáló eszköz megkezdeti az adatok küldését, amit a relayként és a vevőként működő eszköz eljuttat a PC felé. Ezután egy újabb sync jelküldés következik, és a relay kiküldi az általa vett adatot a vevő számára, ami azt szintén a PC-nek továbbítja. Itt történik a két időablak során kapott jelek egy MRC-hez hasonló eljárással való kombinációja. Mivel DQPSK modulációt használtak, ezért nem volt szükség a fázisvisszaállításra és csatornabecslésre, és így a kombinációnál a vett jelek teljesítményeit használták súlyozáshoz. A mérések jelentős BER javulást mutattak mindkét esetre a direkt kommunikációval szemben.

A Politechniken kívül a Royal Institute of Technology-n készült számos **kooperatív fizikai réteg implementáció** azonban már **DSP-ken** [12]. Méréseket végeztek az AF, DF, C-MRC, DSTC, relay választás sémák bithibavalószínűségének, és komplexitásának vizsgálatára, valamint a legtöbb sémát szelektív és antenna diverzitásos esetre is vizsgálták.

A mérések során három, illetve négy terminált használtak, egy terminál a jelfeldolgozáshoz egy TI DSK6713 DSP-ből, két antennából, és a vezérléshez egy laptopból állt. A terminálok forrásként, relayeként és nyelőként viselkedhetnek. A DSP-k 48kHz-es mintavételezési- és 9600 Hz-es szimbólumfrekvencián az 1766.6 MHz-es sávban működtek QPSK modulációval. A kommunikáció során az egyik terminál mindig master-ként viselkedik. Ez azt jelenti, hogy adott időközönként küld egy szinkronizációs jelet, ami alapján a többi vissza tudja állítani a vivőt, és közel szinkronba kerülnek az eszközök, de még szükség van arra, hogy küldés előtt a forrás küldjön egy tanulósortozatot, ami alapján a relay, és a nyelő beállítja a mintavételezési idejét, valamint ezután a relay is küld egy tanulósortozatot a nyelőnek ugyanilyen célból. Az adatátvitel 96 szimbólumból álló blokkokban történik.

DSTC esetében a szinkronizációs fázis módosítani kellett, mert a nyelő nem tud mindkét relay-re szinkronizálni, ezért visszacsatolja a tanulósortozatból tanultakat és a relayek küldik üzeneteiket, úgy hogy szinkronban legyenek a nyelővel. A küldés hasonló az előzőekhez, csak itt a két relay egyszerre küld Alamouti sémát használva csatornabecslés és dekódolás után. A relay kiválasztás úgy oldották meg, hogy a forrás adatot küld mindkét relaynek, amely alapján a relayek megbecsülik az átlagos jel-zaj viszonyukat, majd ezt felváltva továbbítják a nyelő felé. A nyelő ezekből becsüli a

relay-nyelő csatorna közti jel-zaj viszonyt, valamint a kapott értékek alapján kiválasztja és informálja a jobb relayt,

Ahhoz, hogy mind az öt séma összehasonlítható legyen a méréseket 24 különböző konfigurációban végezték, mindet stacioner körülmények között, azaz a terminálok nem mozogtak, és nem voltak mozgó objektumok a terminálok között. Összeesen 47 mérést végeztek melyek során a terminálok elhelyezkedését változtatták.

USRP-re egy kísérleti DF hálózat került implementálásra a Notre Dame egyetemen[14], itt a sima DF-en kívül egy CRC kód alapján működő szelektív DF is megvalósult. A mérések a 400-500 MHz-es sávban készültek és a mért adatokat egy bithibavalószínűség vs. jel-zaj viszony görbén hasonlították össze a direkt kommunikációval és a MISO-val. A mérések során DBPSK modulációt használtak, így nem volt szükség a vivő visszaállítására és csatornabecslésre, valamint mindhárom eszközt egy PC vezérelte, ezzel elérve a bithibavalószínűség egyszerű mérését, és a forrás, relay jelének időbeli ortogonalitását. Az átlag SNR egyszerűen mérésének érdekében az eszközök fix távolságra voltak egymástól, és ahhoz, hogy a mérések több csatorna realizációra készüljenek az eszközöket egy mozgatható egyenlő oldalú háromszög alakú keretre helyezték. Valamint azért, hogy az eszközök között ne legyen egy erős LOS jel, egy fémleplet tettek az eszközök közé, ugyanis Rice fading esetén a diverzitásból adódó előnyök jelentősen csökkennek a direkthez képest.

Szintén **USRP-n** készült egy **bidirekcionális DF implementációja** [15]. A forrás és relay jelének ortogonalitását egy TDMA alapú MAC réteggel oldották meg, melyben a relay masterként viselkedik és a többi eszköz csak akkor küldheti üzenetét, ha a relay küldött egy „pull” üzenetet, ezzel csökkentve az rendszer sávszélesség hatékonyságát, de egy egyszerű módszer a változó késleltetésekből származó időszinkronizáció problémák elkerülésére. Az implementációban minden csomag tartalmaz CRC kódot és egy hat byte-os fejrészt, ami a következőket tartalmazza:

- 2-2 byte-os számláló mindkét terminálnak a csomagvesztések detektálására;
- 1 byte a csomag hosszának leírására, tehát egy csomag legfeljebb 255 byte-nyi adatot tartalmazhat;
- 2 pull bitet, amik jelzik az adott termináloknak, hogy küldjenek. Ha mindkét bit 0 az a kommunikáció végét jelenti, a mindkét bit 1 esetét, ami azt jelenti, hogy mindkettő egyszerre küld a relaynek, nem használják.
- 2 bit jelöli, hogy melyik termináltól kapta a relay az adott csomagot, ha mindkét bit 1 az azt jelenti, hogy a két csomag a XOR művelettel lett egyesítve, ha csak az egyik bit 1 az azt jelentheti, hogy az egyik csomag elveszett, és a relay nem használta a XOR-t;
- 1 bit jelöli, hogy az a csomag a relaytől származik, így a terminálok tudják, hogy azt szánták nekik;
- „Last in burst” bit, ami a csatorna felszabadulását jelöli;
- és végül 2 bit, amit jelenleg nem használnak.

A terminálok kezdetben csak figyelik a csatornát, miután sikeresen dekódol egy csomagot, aminek a fejrészeben az ő pull bite 1, akkor az egy új csomagot küld, amit addig tárol, amíg meg nem érkezik egy csomag a relaytől, aminek megegyezik, vagy nagyobb a sorozatszám. Ha pedig a relaytől vett csomag fejrészeben szerepel a XOR használatát jelző bitkombináció, akkor a számláló alapján az adott saját csomagjának ismeretében megtudja a másik termináltól kapott üzenetet.

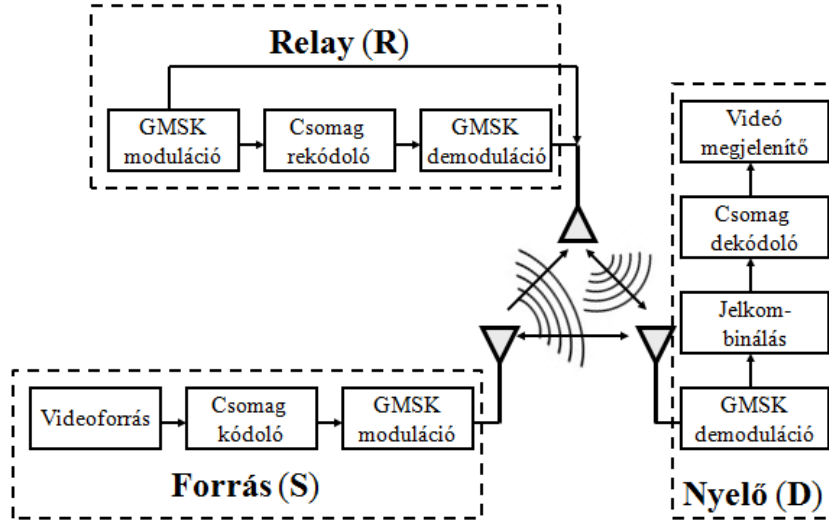
Egy **több relayes DF séma** is implementálásra került **USRP2-n** [16], itt a több relayes sémáknál két relayt használtak. A mérések a 2.4 GHz-es sávban készültek GMSK

moduláció használatával. Ebben az implementációban a két beérkező jelet MRC használatával kombinálták, ezt úgy oldották meg, hogy a demodulátor a döntéseket és a mintákat is továbbadta, a bitekből egy korrelátorral megkeresték a csomag elejét majd a mintákat MRC szerint kombinálták. A több relay-es implementáció nehézsége, hogy az eszközök szinkronban legyenek, ugyanis az USRP azonnal kiküldi a jelet, amint az megérkezik az Ethernet interfészre, de ez különböző késleltetésekkel történhet. Minden relay használ egy számlálót az, ami minden FPGA clockcycle-el nő, és minden mintához hozzárendeljük ennek a számlálónak az értéket mintavételezéskor, ez lesz az időbélyeg. Miután a relayek dekódolták a jelet, egy előre megadott értékkel növelik az időbélyeget, és amikor a számláló eléri ezt az értéket, akkor küldenek. Mivel egyszerre kapják meg az üzeneteiket, ezért konstans késleltetés után egyszerre fognak küldeni. Ehhez a firmware-t és szoftver-t is módosítani kellett. Ahhoz, hogy az FPGA-k 100MHz-es órája ne csússzon szét, egy külső GPS által szolgáltatott 10 MHz órajelet és egy PPS jelet is használtak.

6.3 USRP demonstrációs implementáció

Az implementáció célja a kooperáció előnyeinek vizuális demonstrálása. A kommunikáció során a forrás a webkamerából érkező videó képet küldi át a nyelőnek a relay segítségével. Az implementáció négy nehézsége van:

- i.) Nincs olyan eszköz GNURadióban, mely egy TDMA MAC réteget lehetővé tenne, így a kooperáció fázisait nehezebb megvalósítani. Ezért a MAC réteg alapötlete hasonlít a [15]-ben található MAC réteghez, vagyis a forrás csak akkor küldi a következő csomagot, ha a nyelő engedélyt adott rá.
- ii.) Az eszközök **duplexek** voltak, így a relay mikor küldi a saját üzenetét is veszi, ezért hozzá kellett adni a csomaghoz egy forráscím mezőt, mely jelzi, hogy melyik eszköz küldte a csomagot, így a relay a saját üzenetét el tudja dobni, ahelyett, hogy folyamatosan azt ismételné.
- iii.) A csomag **kombinálása** során meg kell találni, hogy melyik mintát melyikkel kombináljuk, amihez nyilván tudnunk kell, honnan kezdődik a csomag. A csomag detektálásához azonban csomag fejrészének bitjei alapján történik, így a GNURadio blokkokat módosítani kellett, hogy a komplex minták a döntéssel együtt kerüljenek a következő blokkba. Ez további nehézségekkel járt, ugyanis az eszköz két mintát vesz minden szimbólumból majd egy GNURadio blokk ezekből határozza meg az optimális mintavételezési időt, amit a minták interpolálással elő is állít. Ahhoz tehát, hogy tudjuk, melyik bit melyik mintákból keletkezett, egy kölcsönösen egyértelmű leképezésre van szükség.
- iv.) A két fázis miatt az eredő adatátviteli sebességünk felére csökken, ezért ha a direkt kommunikációval megegyező adatátviteli sebességet szeretnénk elérni, a forrásnak és relaynek kétszer akkora adatátviteli sebességgel kell kommunikálnia, és sajnos az nem támogatnak akkora adatátviteli sebességet, hogy a kooperatív eset is real-time legyen.



16. ábra: Az USRP implementáció blokkdiagrammja.

A videó átvitel GMSK modulációval, és Differential Phase detection (DPD) nem koherens demodulációjával történik, így nincs szükség csatornabecslésre. DPD esetén a detekció a következő módon történik, először a feldolgozott minta és előző minta szorzatát képezzük [16]:

$$D = y(kT + T)y^*(kT) = A_D e^{j\phi_D}, \quad (6.1)$$

a döntést pedig az eredmény szögéből képezzük, azaz

$$\hat{x}_k = \begin{cases} 1 & \text{ha } \phi_D \geq 0 \\ 0 & \text{ha } \phi_D < 0 \end{cases}. \quad (6.2)$$

Ha a jelnek van egy másolata, akkor kettő kombinált detekciója a következőképp alakul

$$D = y_1(kT + T)y_1^*(kT) + y_2(kT + T)y_2^*(kT) = A_D e^{j\phi_D}, \quad (6.3)$$

a döntés pedig szintén a szög alapján történik.

A forrás a GStreamer API-t használva a webkamera jelét csomagokba rendezi, majd modulálja. A relay a vett jelet DF séma szerint küldi tovább a csomagot, azaz demodulálja a jelet, megkeresi a csomag elejét, a cím-mezőt lecseréli a saját címére és moduláció után továbbküldi a nyelőnek az üzenetet. A nyelő szintén demodulálja a jelet, és a csomag elején található 64 bites access-code alapján megkeresi a csomag elejét, majd a cím-mező alapján eldönti, hogy a csomag a relay-től vagy a forrástól származott-e. Miután mindkét csomag eleje megvan, a csomaghoz tartozó minták kombinálhatók, amit ismét a jel demodulálása követ. A demodulált jelben ismét meg kell keresni a csomagot, majd a továbbadni a videómegjelenítő blokknak.

7 Konklúzió és továbblépési lehetőségek

A vezeték nélküli rendszerek legfontosabb mértéke a spektrális hatékonyság, aminek növelése több technológiával, - mint például a MIMO, vagy a kooperáció - elérhető. A többantennás rendszerekkel azonban árnyékolás, illetve az antennák nem megfelelő antennatávolság esetén csak alacsony nyereséget érhetünk el, míg kooperáció esetén ezek a hátrányok nem állnak fenn. Kooperáció esetén azonban a rendszer elosztottsága vett fel néhány problémát, amelyek pontos megértése kulcsfontosságú. A dolgozat ennek fényében az alábbiakat tartalmazta:

- bemutatásra kerültek a legelterjedtebb kooperatív sémák és stratégiák
- két új bidirekcionális séma került bemutatásra és összehasonlításra, valamint egy új iteratív relayválasztó algoritmus vizsgálata is szerepelt.
- az irodalomban található implementációs anyagok feldolgozását követően elkészült egy demonstrációs implementáció.

A dolgozathoz látható, hogy a kooperáció fontos kutatási terület a több antennás rendszerek mellett, ugyanis közel hasonló javulás érhető a megbízhatóságban azonban szélesebb körben alkalmazható. A tényleges alkalmazásaihoz azonban még további vizsgálatok szükségesek a kooperáció és felsőbb rétegek interakciójáról, valamint a valós körülmények közti teljesítőképességéről.

A tervezett tovább lépési lehetőségek:

- Kooperáció játékelméleti vizsgálata: Ahogy a 3.3-as alfejezetben szerepel, ad-hoc hálózatok esetén a terminálokat játékelméleti módszerekkel lehet kooperációra ösztönözni.
- Kooperáció vizsgálata a kognitív hálózatokban: A kooperáció segítségével a kognitív rádiók teljesítőképessége is növelhető, ugyanis több terminál együtt nagyobb megbízhatósággal érzékeli az elsődleges felhasználókat, vagy a szabad frekvenciasávokat.
- További sémák implementálása, melyek a GNURadio és Click szoftverek együttműködésén alapszanak⁴⁸[42], ugyanis így a felsőbb rétegek támogatási is lehetővé válik.

Hivatkozások

- [1] E. van der Meulen, „Three-terminal communication channels”, *Adv. Appl. Probab.*, vol. 3, 1971, o. 120-154.
- [2] T. Cover és A.E.L. Gamal, „Capacity theorems for the relay channel”, *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 25, 1979, o. 572–584.
- [3] Sendonaris, E. Erkip, és B. Aazhang, „User cooperation diversity. Part I. System description”, *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 51, 2003, o. 1927–1938.
- [4] A. Sendonaris, E. Erkip, és B. Aazhang, „User cooperation diversity. Part II. Implementation aspects and performance analysis”, *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 51, sz. 11, o. 1939–1948, 2003.
- [5] J.N. Laneman, D.N.C. Tse, és G.W. Wornell, „Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior”, *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 50, 2004, o. 3062–3080.
- [6] R.U. Nabar, H. Bolcskei, és F.W. Kneubuhler, „Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design”, *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 22, 2004, o. 1099–1109.
- [7] Lizhong Zheng és D.N.C. Tse, „Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, máj. 2003, o. 1073- 1096.
- [8] K. Azarian, H. El Gamal, és P. Schniter, „On the achievable diversity-multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels”, *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 51, 2005, o. 4152–4172.
- [9] G. J. Bradford and J. N. Laneman, “A Survey of Implementation Efforts and Experimental Design for Cooperative Communications,” in *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, Dallas, TX, Mar. 2010,
- [10] M. Knox and E. Erkip. Implementation of cooperative communications using software defined radios. *Proceedings of 2010 International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Dallas, TX, March 2010
- [11] T. Korakis, M. Knox, E. Erkip and S. Panwar. Cooperative network implementation using open source platforms. *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 2, pp. 134-141, February 2009.
- [12] P. Zetterberg, C. Mavrokefalidis, A. S. Lalos, és E. Matigakis, „Experimental Investigation of Cooperative Schemes on a Real-Time DSP-Based Testbed”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009, o. 1-15, 2009.
- [13] P. A. Anghel és M. Kaveh, „Exact symbol error probability of a Cooperative network in a Rayleigh-fading environment”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, sz. 5, o. 1416- 1421, szept 2004.
- [14] G. J. Bradford és J. N. Laneman, „An experimental framework for the evaluation of cooperative diversity”, in *43rd Annual Conference on Information Sciences and Systems, 2009. CISS 2009*, 2009, o. 641-645.
- [15] S. Bittl, C. Hausl, O. Iscan, "Experimental Evaluation of a Robust MAC Protocol for Network Coded Two-Way Relaying", in Workshop on Network Coding Applications and Protocols, Valencia, Spain, May 2011
- [16] Tairan Wang, A. Cano, és G. B. Giannakis, „Efficient Demodulation in Cooperative Schemes Using Decode-and-Forward Relays”, in *Conference*

Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2005, 2005, o. 1051- 1055.

- [17] T. Wang, R. Wang, és G. Giannakis, „Smart Regenerative Relays for Link-Adaptive Cooperative Communications”, 2006, o. 1038-1043.
- [18] Deqiang Chen és J. N. Laneman, „Modulation and demodulation for cooperative diversity in wireless systems”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, sz. 7, o. 1785-1794, júl 2006.
- [19] G. Kramer, M. Gastpar, és P. Gupta, „Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks”, *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 51, sz. 9, o. 3037–3063, 2005.
- [20] J. N. Laneman és G. W. Wornell, „Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks”, *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 49, sz. 10, o. 2415–2425, 2003.
- [21] S. Yang és J. C. Belfiore, „Towards the optimal amplify-and-forward cooperative diversity scheme”, *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 53, sz. 9, o. 3114–3126, 2007.
- [22] V. Tarokh, N. Seshadri, és A. R. Calderbank, „Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, sz. 2, o. 744-765, márc 1998.
- [23] Yindi Jing és H. Jafarkhani, „Network Beamforming Using Relays With Perfect Channel Information”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 55, sz. 6, o. 2499-2517, jún 2009.
- [24] V. Havary-Nassab, S. Shahbazpanahi, A. Grami, és Zhi-Quan Luo, „Distributed Beamforming for Relay Networks Based on Second-Order Statistics of the Channel State Information”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, sz. 9, o. 4306-4316, szept 2008.
- [25] Yindi Jing és B. Hassibi, „Distributed Space-Time Coding in Wireless Relay Networks”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, sz. 12, o. 3524-3536, dec 2006.
- [26] Zhiguo Ding, Woon Hau Chin, és K. K. Leung, „Distributed beamforming and power allocation for cooperative networks”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, sz. 5, o. 1817-1822, máj 2008.
- [27] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, és A. Lippman, „A simple cooperative diversity method based on network path selection”, *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 24, sz. 3, o. 659–672, 2006.
- [28] A. Bletsas, H. Shin, és M. Z. Win, „Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying”, *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 6, sz. 9, o. 3450–3460, 2007.
- [29] Y. Jing és H. Jafarkhani, „Single and multiple relay selection schemes and their achievable diversity orders”, *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 8, sz. 3, o. 1414–1423, 2009.
- [30] M. Zorzi és R. R. Rao, „Geographic Random Forwarding (GeRaF) for Ad Hoc and Sensor Networks: Multihop Performance”, *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 2, sz. 4, o. 337-348, 2003.
- [31] B. Rankov és A. Wittneben, „Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels”, *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 25, sz. 2, o. 379–389, 2007.

- [32] B. Rankov és A. Wittneben, „Spectral efficient signaling for half-duplex relay channels”, in *Proc. of Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2005, o. 1066–1071.
- [33] S. K. Kuek, C. Yuen, és W. H. Chin, „Four-Node Relay Network with Bi-Directional Traffic Employing Wireless Network Coding with Pre-Cancellation”, 2008, o. 1201-1205.
- [34] R. Madan, N. Mehta, A. Molisch, és J. Zhang, „Energy-efficient cooperative relaying over fading channels with simple relay selection”, *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 7, sz. 8, o. 3013–3025, 2008.
- [35] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2nd ed. Prentice Hall, 2001.
- [36] D. P. Bertsekas és R. G. Gallager, *Data Networks*. Longman Higher Education, 1987.
- [37] S. Lin és D. J. Costello, *Error Control Coding*, 2nd ed. Prentice Hall, 2004.
- [38] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold, és P. Beming, *3G Evolution, Second Edition: HSPA and LTE for Mobile Broadband*, 2nd ed. Academic Press, 2008.
- [39] Ziguang Yang, Jianhan Liu, és A. Host-Madsen, „Cooperative routing and power allocation in ad-hoc networks”, in *IEEE Global Telecommunications Conference, 2005. GLOBECOM '05*, 2005, vol. 5, o. 5 pp.-2734.
- [40] S. J. Kim, N. Devroye, és V. Tarokh, „Bi-directional half-duplex protocols with multiple relays”, *Arxiv preprint arXiv:0810.1268*, 2008.
- [41] Y. Zhang, H.-H. Chen, és M. Guizani, *Cooperative Wireless Communications*, 1st ed. Auerbach Publications, 2009.
- [42] R. Dhar, G. George, A. Malani, és P. Steenkiste, „Supporting Integrated MAC and PHY Software Development for the USRP SDR”, in *1st IEEE Workshop on Networking Technologies for Software Defined Radio Networks, 2006. SDR '06*, 2006, o. 68-77.
- [43] <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki/UsrpFAQIntroFPGA>