



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

BUDAPESTI MŰSZAKI ÉS GAZDASÁGTUDOMÁNYI EGYETEM,
HÁLÓZATI RENDSZEREK ÉS SZOLGÁLTATÁSOK TANSZÉK,
MOBIL KOMMUNIKÁCIÓ ÉS KVANTUMTECHNOLÓGIÁK
LABORATÓRIUM

AZ LTE RÁDIÓS INTERFÉSZ MÉRÉSE

Mérési Útmutató

Dr. Mráz Albert
Dr. Jakó Zoltán
Knapp Ádám

2018, Budapest

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	1
2. Az OFDM átvitel	3
2.1. A rádiós csatorna modellje	3
2.1.1. A frekvenciaszelektív rádiós csatorna modellje	3
2.1.2. Az időben változó rádiós csatorna	5
2.2. OFDM	5
2.3. Az OFDMA többszörös hozzáférés	9
3. Az LTE fizikai rétege	13
3.1. Időtartománybeli felépítés	13
3.2. Downlink átviteli mód	14
3.2.1. A Downlink fizikai erőforrás	14
3.2.2. Downlink referenciajelek	17
3.2.3. Downlink transzport csatornák feldolgozása	18
3.2.4. Downlink Layer-1 (L1)/Layer-2 (L2) vezérlőjelzés	21
3.2.5. DL Fizikai csatornák	23
3.2.6. DL szinkronizációs jelek	24
3.2.7. MIMO és MBSFN	24
3.3. Uplink átviteli mód	24
3.4. Az elérhető átviteli sebesség becslése	25
3.4.1. A fizikai rétegbeli maximális átviteli sebesség	25
3.4.2. A DL felhasználói adatsebesség	26
4. A felhasznált műszerek	29
4.1. LTE szabvány szerinti jelek előállítása az R&S SMU200A segítségével	29
4.1.1. Az SMU-K55 LTE szoftver főbb jellemzői/opciói	30
4.1.2. Megvalósítható mérések	30
4.2. R&S FSQ 26 analízátor	30
4.2.1. Az FSQ-K100 és FSQ-K101 LTE szoftverek főbb jellemzői/opciói	31
4.2.2. Megvalósítható mérések	32
4.3. Műszer képernyő tartalom mentése	32

5. Bevezető modulációs mérések	33
5.1. Konstellaációs diagramm	33
5.2. A jel-zaj viszony	34
5.3. Szem-ábra	35
5.4. A vett jel minőségi paramétereinek mérése	36
5.4.1. Hibavektor abszolút érték	36
5.4.2. Abszolútérték hiba	37
5.4.3. A ρ paraméter	37
5.4.4. Modulációs hiba-arány	37
5.5. A lefoglalt sáv szélesség mérése	38
5.6. A jel teljesítményének becslése a spektrum alapján	38
6. LTE az SMU jelgenerátoron	41
6.1. Alapbeállítások az SMU 200A jelgenerátoron	41
6.1.1. Teszt modellek	43
6.1.2. Általános DL beállítások	44
6.1.3. DL keret konfiguráció	44
6.1.4. Felhasználói beállítások	46
6.2. Tesztesetek	47
6.2.1. Bázisállomás megfelelőségi tesztek	48
7. LTE az FSQ analízátoron	49
7.1. Általános beállítások	49
7.2. Demodulációs beállítások	49
7.3. Mérési beállítások	51
7.4. ACLR beállítások	52
7.5. Az eredmények megjelenítése	52
7.5.1. Numerikus eredmények	52
7.5.2. Teljesítmény-idő eredmények	54
7.5.3. EVM eredmények	54
7.5.4. Spektrális mérések	54
7.5.5. Konstellaációs diagramok	55
7.6. Fájelkezelés	56
8. Ellenőrző kérdések	57
8.1. Bevezető modulációs mérések (1. alkalom)	57
8.2. Az LTE rádiós interfész mérése (2. alkalom)	58

Rövidítések

3GPP	Third Generation Partnership Project
ACLR	Adjacent Channel Leakage power Ratio
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Ratio
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CA	Carrier Aggregation
CDMA	Code-Division Multiple Access
CP	Cyclic Prefix
CRC	Cyclic Redundancy Check
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFTS-OFDM	Discrete Fourier Transform Spread- OFDM
DL	Downlink
DL-SCH	Downlink Shared Channel
DTX	Discontinuous Transmission
DVB	Digital Video Broadcasting
eNB	e-NodeB
E-TM	EUTRA Test Model
E-UTRA	Evolved-UMTS Terrestrial Radio Access
EVM	Error Vector Magnitude
FDD	Frequency-Division Duplexing
FDM	Frequency-Division Multiplexing

FDMA	Frequency-Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
GPIB	General Purpose Interface Bus
GSM	Global System for Mobile communications
H-ARQ	Hybrid Automatic Repeat reQuest
HSPA	High Speed Packet Access
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
L1	Layer-1
L2	Layer-2
LAN	Local Area Network
LAN	Local Area Network
LTE	Long-Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MBSFN	Multicast Broadcast Single Frequency Network
MBWA	Mobile Broadband Wireless Access
MCH	Multicast Channel
MCL	Mobil Kommunikáció és Kvantumtechnológiák Laboratórium
MER	Modulation Error Ratio
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
NMT	Nordic Mobile Telephone
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PBCH	Physical Broadcast Channel

PCFICH	Physical Control Format Indicator Channel
PDCCH	Physical Downlink Control Channel
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel
PHICH	Physical Hybrid ARQ Indicator Channel
PLC	Power Line Communication
PMCH	Physical Multicast Channel
PRB	Physical Resource Block
P-SSIG	Primary Synchronization Signal
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPP	Quadratic Permutation Polynomial
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RBW	Resolution Bandwidth
RE	Resource Element
RF	Radio Frequency
SAE	System Architecture Evolution
SC-FDMA	Single-Carrier FDMA
SISO	Single-Input Single-Output
SNR	Signal-to-Noise-Ratio
S-SSIG	Secondary Synchronization Signal
TDD	Time-Division Duplexing
TD-SCDMA	Time Division Synchronous Code Division Multiple Access
TTI	Transmit Time Interval
UE	User Equipment
UL	Uplink
UL-SCH	Uplink Shared Channel
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra WideBand

VDSL	Very high bit-rate Digital Subscriber Line
VSA	Vector Signal Analysis
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

1. fejezet

Bevezetés

Jelen mérési útmutató a Third Generation Partnership Project (3GPP) Long-Term Evolution (LTE) rádiós interfészének méréséhez nyújt segítséget. A BME Villamosmérnöki és Informatikai Karának *villamosmérnök* ill. *mérnök informatikus* szakos hallgatói számára készült a szakirány (ill. specializáció) laboratóriumi mérésekhez, de segítséget nyújthat a kapcsolódó területeken dolgozó szakembereknek is.

Az *LTE* – amelyet gyakran Evolved-UMTS Terrestrial Radio Access (E-UTRA) néven is említenek –, egy új cellás mobil távközlési rendszer, amelynek szabványosítása jelenleg is folyamatban van, célja pedig a harmadik generációs (3G) UMTS rendszerek szerepének teljes átvétele, a negyedik generációs (4G) mobil távközlő rendszerekkel kapcsolatos kezdeti követelmények (mobilitás, adatsebesség, késleltetés stb.) biztosítása. A 3GPP az LTE szabványosítási folyamatának kezdetén megfogalmazott legfontosabb célok között a *spektrális hatékonyság* növelését, a kommunikáció megvalósítási költségeinek csökkentését, a szolgáltatások minőségének javítását, a rendelkezésre álló új és újraosztott frekvenciasávokon történő flexibilis működés biztosítását, és más nyitott szabványokkal való jobb együttműködés megvalósítását említi. Az LTE munkafolyamattal párhuzamosan a 3GPP keretein belül a High Speed Packet Access (HSPA) továbbfejlesztése is zajlott, amely a *HSPA Evolution* nevet kapta.

Az említett két továbbfejlesztési irányvonal közötti legfontosabb különbség a korábbi 3GPP/Global System for Mobile communications (GSM) rendszerekkel való kompatibilitás kezelése. A HSPA Evolution esetében igen erős megkötések érvényesek a korábbi készülékekkel, hálózati elemekkel, szolgáltatásokkal való kompatibilitásra, illetve a spektrum kezelésére (a rendszer számára kiosztott frekvenciasáv szélességének és pozíciójának kötöttsége a spektrumon belül).

Az LTE rádiós hozzáférési módja lényegesen különbözik a HSPA-nál megismertektől, ahol a szórt spektrumú moduláció és a kódosztásos közeghozzáférés (Code-Division Multiple Access (CDMA)) képezi a fizikai átviteli alapot. Az LTE fizikai rétegében megvalósított Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technika hatékony megoldást biztosít nagysebességű („szélessávú”) adatfolyam átvitelére, a rádiós csatornában jelenlévő többutas terjedés mellett is, jelentősen megnövelve ezzel az elérhető adatsebességet. Az OFDM átvitel flexibilis rendszer-sávszélességet és bonyolult (akár nem folytonos) spektrum-elrendezésen való működést is képes támogatni, amely képessége a korábbi rendszerek (GSM, Nordic Mobile Telephone (NMT) stb.) által

használt és később felszabadításra kerülő frekvenciasávoknak az újrakiosztása miatt van szükség. Az LTE által támogatott új szolgáltatásokhoz a maghálózat továbbfejlesztésére is szükség volt, amelyet a csomagkapcsolt forgalom optimális átvitelének megvalósítására terveztek. A maghálózat továbbfejlesztését célzó munkafolyamatra System Architecture Evolution (SAE) néven hivatkoznak.

A mérési útmutató 2. és 3. fejezeteiben az OFDM átvitelt és a LTE fizikai rétegét tekintjük át a mérések elvégzéséhez szükséges részletességgel. A 4. fejezetben bemutatjuk a méréshez rendelkezésre álló műszereket, ezután ismertetjük a mérési feladatokat a műszerek által nyújtott lehetőségek alapján. *Két mérési alkalomra* bontottuk az útmutatóban szereplő anyagokat és feladatokat, az 5. (Bevezető modulációs mérések), ill. 6. és 7. fejezetek (LTE mérés) alapján.

- Az *első* mérési alkalommal a hallgatók bevezető méréseket végeznek ún. *egyvi-vős* (single carrier) modulált jelek minőségi jellemzőit vizsgálva, a mérés célja a műszerekkel való ismerkedés.
- A *második* mérési alkalommal az LTE szabvány szerint előállított rádiós jeleket vizsgálják a hallgatók a rendelkezésre álló műszerekben rendelkezésre álló LTE specifikus szoftverek segítségével.

A hallgatók mérésre való felkészültségét a 8. fejezetben található kérdésekkel ellenőrzi a mérésvezető a mérési alkalmak kezdetén.

A mérési feladatok a

- LTE_meres_jegyz_1_hallg.doc ill.
- LTE_meres_jegyz_2_hallg.doc

minta-jegyzőkönyvekben találhatók alkalmakra szétbontva.

Dr. Mráz Albert, Budapest, 2018. szeptember 7.

2. fejezet

Az OFDM átvitel

Ebben a fejezetben a rádiós csatorna egy egyszerű modelljét, majd az Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) és az Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) vezeték nélküli átviteli technikákat tekintjük át.

2.1. A rádiós csatorna modellje

Mielőtt rátérnénk az OFDM átvitel tárgyalására, annak könnyebb megértése érdekében tekintsük át a rádiós csatorna egyszerű modelljét, különös tekintettel a cellás mobil rendszerekben tapasztalható legjellemzőbb tulajdonságaira.

2.1.1. A frekvenciaszelektív rádiós csatorna modellje

A rádiós távközlésben a kommunikációt megvalósító elektromágneses hullámok egy időben különböző irányokban terjedve, az egyes irányokban más-más tereptárgyakra (épületek, járművek stb.) érkezve, majd onnan valamilyen *csillapítási* tényezővel visszaverődve, és a megtett úthosszból adódó *késleltetéssel* érkeznek a rádiós vevőbe.

A rádiós csatorna leírásához tételezzük fel, hogy egy a rádiós csatornára kibocsátott $s(t)$ időtartománybeli jel „másolatai” N db különböző jelúton haladnak az adótól a vevő felé oly módon, hogy a csatorna az egyes másolatokat különböző mértékben késlelteti és csillapítja az egyes jelutakon, mely módosított változatok végül a vevőben *összegezve* jelennek meg. A rádiós csatorna *impulzusválaszát* ebben az esetben az alábbi egyszerű összefüggéssel írhatjuk le

$$h(t) = \sum_{n=1}^N C_n \delta(t - \tau_n), \quad (2.1)$$

amelyben $n = 1, \dots, N$ a jelutak sorszáma, C_n és τ_n pedig az egyes jelutak ún. átviteli együtthatóit (egyszerű szorzószámok 0 és 1 között az amplitúdóhoz) ill. késleltetéseit jelentik.

A rádiós csatorna *átviteli függvényét* az impulzusválaszon végzett Fourier-transzformációval kapjuk

$$H(j\omega) = \mathfrak{F}\{h(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.2)$$

szerint.

Számítsuk ki (2.1) szerinti impulzusválasz Fourier-transzformáltját. Ekkor

$$\begin{aligned}
 H(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^N C_n \delta(t - \tau_n) e^{-j\omega t} dt \\
 &= \sum_{n=1}^N C_n \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - \tau_n) e^{-j\omega t} dt \\
 &= \sum_{n=1}^N C_n \cdot 1 \cdot e^{-j\omega \tau_n} = \sum_{n=1}^N C_n e^{-j\omega \tau_n}.
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Figyelembe véve, hogy $\omega = 2\pi f$, az átviteli függvényt az

$$H(f) = \sum_{n=1}^N C_n e^{-j2\pi f \tau_n} \tag{2.4}$$

alakban kapjuk. A C_n és τ_n paraméterek mellett a fenti kifejezés segítségével **bármely f frekvencián képesek vagyunk meghatározni a rádiós csatorna (komplex) átviteli függvényének értékét.**

A többutas rádiós csatorna *frekvenciafüggő* teljesítményátviteli tényezőjét $H(f)$ segítségével kapjuk meg

$$L_{\text{dB}}(f) = 10 \cdot \log_{10} (|H(f)|^2) \tag{2.5}$$

szerint, dB-ben kifejezve.

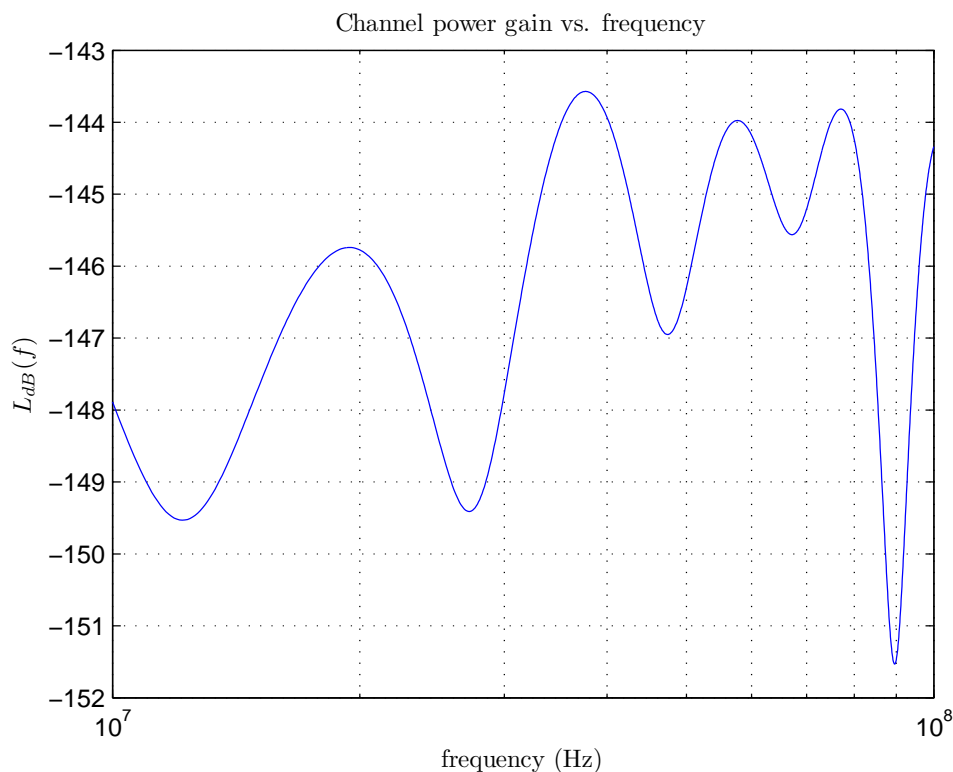
A 2.1. ábrán illusztráljuk a rádiós csatorna teljesítményátvitelét (2.4) ill. (2.5) felhasználásával a C_n és τ_n paraméterek konkrét számszerű értékeire 10 és 100 MHz közötti frekvenciatartományban ábrázolva. Látható, hogy a rádiós csatorna teljesítményátviteli *frekvenciaszelektív*, vagyis különböző frekvenciákon különböző teljesítményátviteli értékeket tapasztalunk.

Fontos megjegyzések:

- A **teljesítményátvitel** és **teljesítménycsillapítás** fogalmak között mindössze **előjelbeli különbség** van, ha dB-ben értelmezzük azokat. Ha a teljesítménycsillapítást szeretnénk ábrázolni, akkor a 2.1 ábrán szereplő görbe egyszerűen „tükröződne” a 0 dB-t reprezentáló (vízszintes) tengelyre.

Vagyis, ha „rossz minőségű” a csatorna egy adott frekvenciasávban, akkor ott a teljesítményátvitel-görbe alacsonyabb értéket vesz fel (pl. 2.1. ábra 90 MHz-nél).

- *azonos τ_n jelutankénti késleltetések konstans átviteli függvényt eredményeznek a frekvenciatartományban*
- *nagy késleltetés-szórás* (egymástól jelentősen különböző késleltetés értékek) pedig *erősen frekvenciaszelektív* csatornát eredményez. Ekkor bizonyos frekvenciákon jelentős csillapítást (ún. „leszívásokat”) figyelhetünk meg (szintén 2.1. ábra 90 MHz-nél).



2.1. ábra. A rádiós csatorna teljesítményátvitelének illusztrációja a frekvencia függvényében, a 10 MHz és 100 MHz közötti frekvenciatartományban

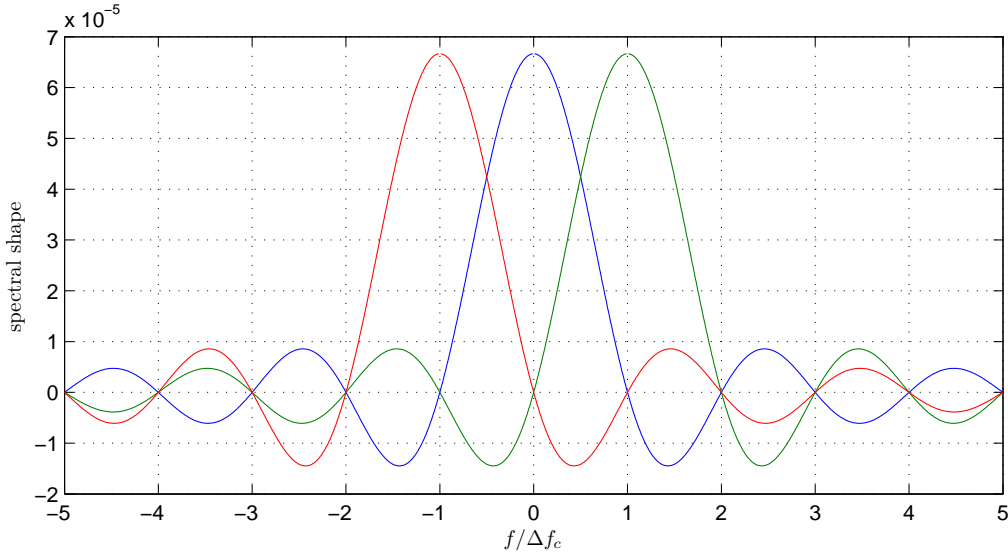
- a csatorna komplex $H(f)$ átviteli függvényének $|H(f)|$ abszolútértéke a *feszültségcsillapítás*, $|H(f)|^2$ pedig a *teljesítménycsillapítás*. Általában ez utóbbit használjuk rádiós mérések, modellezések során.

2.1.2. Az időben változó rádiós csatorna

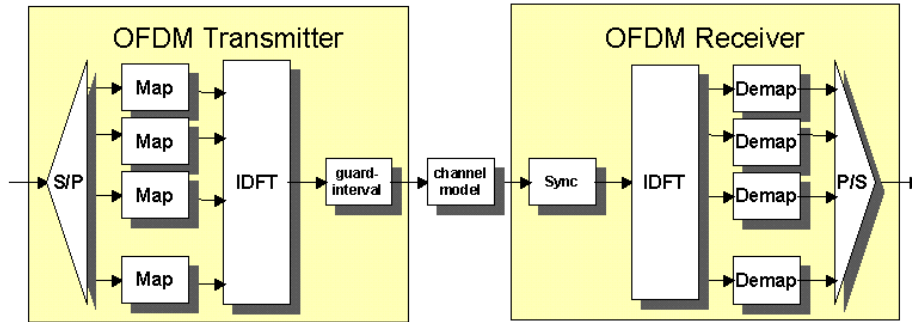
A rádiós csatorna átviteli függvénye nem csak a frekvencia szerint, hanem *időben* is változhat (idővariáns tulajdonság) még akkor is, ha az adó és a vevő pozíciója rögzített, mivel a közelben *mozgó* tereptárgyak is lehetnek (pl. autóbusz, amely tipikusan egy nagyobb kiterjedésű fémtárgy), amelyek folyamatosan változtathatják a többutas terjedésben résztvevő jelutak számát, azok csillapítását és késleltetését. A rádiós csatorna idővariáns tulajdonsága nagymértékben meghatározza a lehetőségeinket egy rádiós erőforráskezelési eljárás során, ahogyan azt a 2.3 pontban látni fogunk az OFDMA átvittel kapcsolatban.

2.2. OFDM

Az OFDM egy többvivős digitális modulációs eljárás, amely nagysebességű adatfolyam párhuzamos átvitelére nagyszámú, egymásra frekvencia szerint ortogonális ún. *alvivőt*



2.2. ábra. OFDM alvivők illusztrációja: 3 db szomszédos alvivő

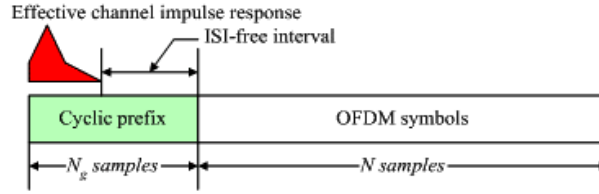


2.3. ábra. Az OFDM átviteli lánc egyszerűsített blokkvázlata

(subcarrier) alkalmaz. Az alvivők ortogonalitását a középfrekvenciáik távolságának megválasztásával biztosítjuk úgy, hogy azokat a T_s szimbólumidő (egyetlen modulációs szimbólum átvitele alatt eltelt idő) reciprokának megfelelő $\Delta f_c = 1/T_s$ értékére állítjuk. A szomszédos alvivők spektrumai átlapolódhatnak, ez nem sérti az ortogonalitást. A 2.2. ábrán három db OFDM alvivő spektrális alakját és egymáshoz képest való elhelyezkedését figyelhetjük meg.

Minden alvivőt „hagyományos” (egyvivős átvitelnél is alkalmazott) digitális modulációs eljárással (pl. Quadrature Amplitude Modulation (QAM)) modulálunk *alacsony szimbólumsebességgel*. A frekvenciában eltolat modulált jeleket Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) (vagy Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)) segítségével alakítjuk át időtartománybeli OFDM jellé. A 2.3 ábrán egy tipikus OFDM adó-vevő felépítését láthatjuk.

Az OFDM alkalmazásának legnagyobb előnye a *többutas terjedéssel* és a *keskeny-sávú interferenciával* szemben való védekezési képessége, bonyolult csatornakiegyenlítő



2.4. ábra. A ciklikus prefix illusztrációja

szűrő alkalmazása nélkül. Az egyes alvivőkön alacsony sebességű adatfolyamok haladnak, lehetővé téve a rádiós csatorna *késleltetés-szórása* (delay spread) elleni védekezést.

Az OFDM rendszerekben az adatkereteket egy ún. védősávval (guard interval) – vagy a szakirodalomban gyakran megtalálható ciklikus prefix (Cyclic Prefix (CP)) elnevezésű kiterjesztéssel – látják el a többutas terjedés hatásaival szembeni védekezés érdekében. Az védősávnak az OFDM keretekben való elhelyezése tipikusan úgy történik, hogy a hasznos adatokat tartalmazó keretrész végéről meghatározott méretű bitsorozat az adat-keret elejére másolnak (2.4. ábra).

A védősáv méretét a többutas rádiós csatorna *késleltetés-szórásának* az értékére célszerű választani, amellyel a többutas csatorna késleltetés-szórásával szemben gyakorlatilag tökéletes védelem biztosítható. A védősáv a rendszerben redundanciát okoz, amely így természetesen a rendszer átviteli képességét csökkenti. A csökkenés mértéke a

$$\frac{T_s}{T_s + T_G} \quad (2.6)$$

alakban adható meg (0 és 1 közötti szorzótényező), ahol T_G a védősáv hossza. A védősávnak a szimbólumidőhöz számított aránya tipikusan 1/8 és 1/4 közötti érték között változik a valós rendszerekben. A védősáv egy *effektív* csökkenést okoz az adóberendezés által kibocsátott szimbólumok energiájában, egy kisebb

$$E'_s = \frac{E_s}{1 + T_G/T_s} \quad (2.7)$$

szimbólumenergiát eredményezve, amelyben E_s az eredeti, E'_s pedig a lecsökkent ekvivalens szimbólumenergia (Joule-ban). A védősáv a jelalakformáló szűrő használatát is kiváltja.

Az OFDM alkalmazásának előnyei.

- Alkalmazkodás a csatorna állapotához bonyolult csatornakiegyenlítési eljárások nélkül.
- Robusztus a keskenysávú interferenciával szemben.
- Az Inter Symbol Interference (ISI) nagymértékű csökkentése.
- A többutas terjedésből származó frekvenciaszelektív fadinggel szembeni robusztusság.

- Hatékony megvalósítás Fast Fourier Transform (FFT) segítségével (nem kell N_c (az alvivők száma) elemű modulátorbank).
- Kevésbé érzékeny a szinkronizációs hibákra.
- A Frequency-Division Multiplexing (FDM)-mel szemben nincs szükség hangolt alvivős vevőszűrőre.
- Nagy spektrális hatékonyság (a fentiek miatt).

Az OFDM alkalmazásának nehézségei.

- Gazdaságtalan adóteljesítmény-fogyasztás a lineáris teljesítményerősítőkkel szembeni megkötések miatt, mivel magas az OFDM időtartománybeli jelek ún. *csúcs-átlag teljesítmény-aránya* (Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)). Ennek orvoslására azonban már számos megoldás látott napvilágot a szakirodalomban.
- A mobil rendszerekben a felhasználók mozgása miatt Doppler-effektus jelenik meg a rádiós hullámok terjedésében, melynek következtében az alvivők frekvenciái eltolódnak, a köztük fennálló frekvenciatartománybeli ortogonalitás sérülését okozva. Ez a hatás *alvivők közti interferenciát* (Inter-Carrier Interference (ICI)) eredményez. Az alvivő-frekvenciák szinkronizációs hibái szintén a fent említett hatást eredményezhetik.
- A szomszédos cellákból származó *közös csatornás interferencia* kezelése bonyolultabb az OFDM-ben, mint CDMA-ban. Dinamikus csatorna allokáció szükséges a szomszédos bázisállomásokkal együttműködve.

Megjegyzés: ha viszont a fenti feladatot képesek vagyunk megoldani (pl. az LTE-ben igen), akkor a CDMA esettel összehasonlítva nagyobb spektrális hatékonyság érhető el egy adott frekvenciasávon, mivel keskeny frekvenciasáv egységekben vagyunk képesek „menekülni” az interferencia által zavart tartományból, erőforrásokat (adóteljesítmény, modulációs szintbeli ugrás) átcsoportosítva az általunk használt, de interferencia (vagy nagy teljesítménycsillapítás) által nem zavart frekvenciatartományokra.

Alkalmazás.

- Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL), Very high bit-rate Digital Subscriber Line (VDSL)
- Számos Wi-Fi (IEEE 802.11a/g) Wireless Local Area Network (LAN) alkalmazás.
- Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) (802.16-2004, 802.16e-2005)
- 3GPP Long Term Evolution (LTE)

- Digital Audio Broadcasting (DAB) rendszerek EUREKA 147, Digital Radio Mondiale, HD Radio, T-DMB és ISDB-TSB
- Digital Video Broadcasting (DVB) terrestrial digital TV systems DVB-T, DVB-H, T-DMB és ISDB-T
- IEEE 802.20 vagy Mobile Broadband Wireless Access (MBWA) rendszerek
- Flash-OFDM cellás rendszere
- Számos Ultra WideBand (UWB) rendszer
- Power Line Communication (PLC)
- MoCA home networking

Az alvivők frekvenciatartománybeli távolságának meghatározása. Az alvivők frekvenciatartománybeli távolságának a meghatározására két alapvető kényszer létezik:

- Olyan keskeny legyen, „amilyen csak lehet”: ugyanis, ha minél nagyobb a frekvenciatartománybeli felbontása az adatfolyamunk átvitelére használatos frekvenciasávnak, akkor annál jobban képesek vagyunk alkalmazkodni egy nagy frekvenciaszelektivitással rendelkező csatornához (2.1. ábra, 5. old.). Ekkor minél nagyobb legyen a szimbólumidő (lassabb jelek több alvivőn), hogy a prefix hossza minimális legyen.
- „Túl kicsi” távolságok: a Doppler-csúszásra és egyéb frekvencia-pontatlanságokra való érzékenységet növelik.

A ciklikus prefix hossza. A védőidő hosszát általában a rádiós csatorna *késleltetés-szórásának* (delay spread) a maximális értékére célszerű állítani. A késleltetés-szórás növekszik a cellamérettel a nagyobb távolságok miatt, ezért a ciklikus prefix hosszát ennek megfelelően kell beállítani. Meghatározható cellaméret alatt nem indokolt a prefix használata, mert az általa okozott teljesítményvesztés nagyobb lenne, mint a többutas terjedésből származó jelsérülésből adódó információvesztés, és a sérült információ újraküldéséhez szükséges idő. Érdekes különböző scenáriókra más-más prefix méreteket definiálni.

2.3. Az OFDMA többszörös hozzáférés

Az Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) az OFDM *többfelhasználós kiterjesztése*. A többszörös hozzáférést úgy érzük el, hogy az átvitel során elérhető alvivőknek meghatározott részhalmazait „osztjuk szét” (subcarrier allocation) az egyes felhasználók között olyan módon, hogy nem lehet olyan alvivő, amelyen egyszerre több felhasználó sugároz. A felhasználóknak az alvivőkhöz való hozzárendelését meghatározott időközönként felülvizsgálhatjuk az időben változó rádiós csatorna viselkedésének megfelelően.

Többfelhasználós diverziti (multiuser diversity).

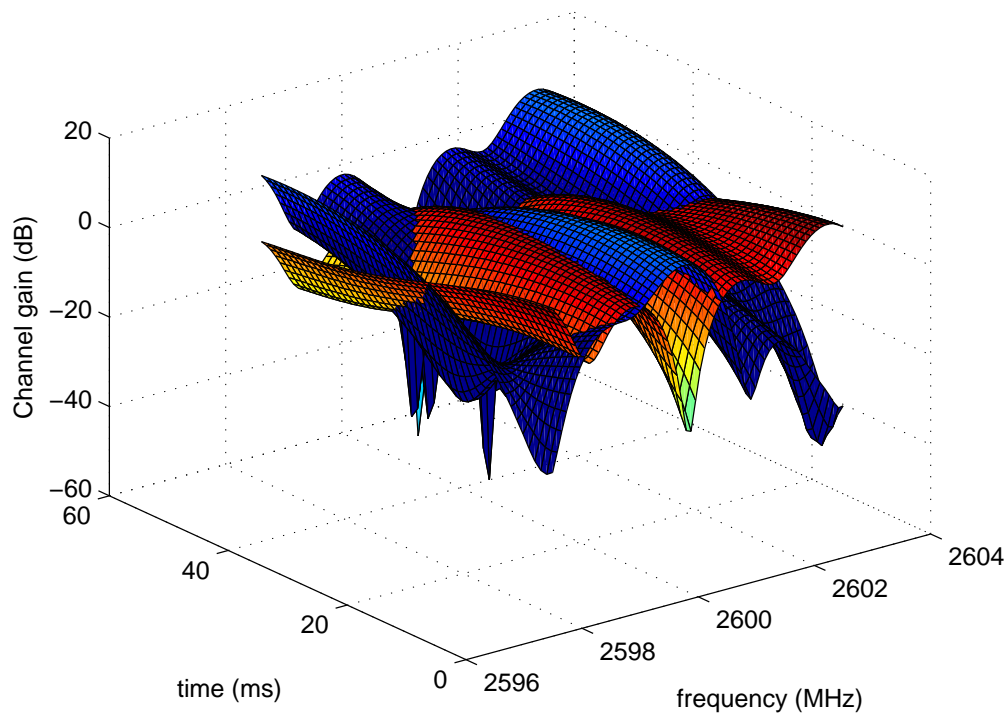
Az OFDMA hozzáférés módszere az ún. *többfelhasználós diverziti* (multi-user diversity), amely a következő fontos megállapításokon alapul:

- Egy rádiós cella területének *különböző pontjain* tartózkodó felhasználók által tapasztalt teljesítménycsillapítás általában *különbözőképpen* alakul azonos frekvenciákon is, mivel a bázisállomástól a különböző felhasználók pozíciójáig értelmezett szakaszok különböző rádiós csatornákat reprezentálnak, amelyek értelemszerűen más-más „mintázatú” teljesítményátvitellel rendelkeznek a frekvenciatartományban.
- A fentiek miatt, ha egy adott OFDM *alvivő frekvenciasávjában* a rádiós csatorna *nagy teljesítménycsillapítást* eredményez egy *adott térbeli pozícióban* elhelyezkedő felhasználó számára szánt, vagy általa kibocsátott rádiós jelekre, akkor nagy valószínűséggel „találunk” egy másik felhasználót a cellában, akihez tartozó rádiós jeleket *ugyanezen a frekvencián* kevésbé csillapítja a rádiós csatorna. Ebben az esetben célszerű az utóbbi felhasználó számára lefoglalni az adott frekvenciasávhoz tartozó OFDM alvivőt.

Belátható, hogy a fenti módszerrel hatékonyabban tudjuk kihasználni a cella területén rendelkezésre álló erőforrásokat, mivel nem vagyunk „kénytelenek” forgalmazni, és erőforrást (adóteljesítményt, nagy valószínűséggel hibásan vett adatforgalmat kényszeríteni) egy olyan rádiós erőforrásra, amely kedvezőtlen vételt biztosít pillanatnyilag.

- A rádiós csatorna idővariáns tulajdonsága lehetővé teszi annak a szituációnak az előfordulását, hogy a fenti pontban megkülönböztetett két felhasználó „szerepet cseréljen”. Vagyis, az adott frekvencián egy másik időpillanatban az előbbi felhasználó tapasztalhat kedvezőbb rádiós átviteli viszonyokat. Egy megvalósított OFDMA alvivőkiosztást (melyik felhasználóhoz melyik alvivőt rendeltük) ezért célszerű bizonyos időközönként felülvizsgálni annak megfelelően, hogy a rádiós csatorna mennyire gyorsan változik.

A fentiek után figyeljük meg egy *két-felhasználós* példán keresztül az OFDMA alvivő kiosztás alapvető módszerét. A 2.5. ábra a rádiós csatorna teljesítményátvitelét ábrázolja az idő- és frekvencia-tengelyek mentén két dimenzióban, mivel a 2.1.2. pontból tudjuk, hogy a rádiós csatorna átviteli függvénye időben is képes változni a mozgó tereptárgyak hatásai miatt. Ebben az esetben a különböző felhasználókhoz értelmezett teljesítményátvitel értékeket egy-egy felülettel illusztrálhatjuk adott időpontokban és frekvenciák mellett. Esetünkben két felhasználó tartózkodik a rendszerben (kékkel és „piros-sárgával” jelölve). A felhasználókhoz rendelhető teljesítményátvitel értékek egy-egy – tipikus Rayleigh-fadinges jellegű – felületet határoznak meg.



2.5. ábra. Az idővariáns rádiós csatorna teljesítményátvitelének szemléltetése (a multiuser diversity illusztrálása)

A fentiek figyelembevételével lehetőségünk nyílik a rádiós csatorna használatát a felhasználók között *meghatározott idő- és frekvencia-egységekben* felosztani oly módon, hogy lehetőleg mindig azokhoz a felhasználókhoz rendeljünk (idő-frekvencia) erőforrást, akik a legmagasabb értékű teljesítményátvitelt tapasztalják egy *adott időpontban* és *adott frekvencián*.

Egy olyan rádiós erőforrás-kiosztási módszer során, amikor az OFDMA hozzáférés segítségével az átviteli rendszer *eredő átviteli sebességének a maximalizálása* a célunk, értelemszerűen minden frekvencia-idő tartománybeli rácshoz tartozó legkisebb csillapítású, azaz legnagyobb abszolút értékű csatorna átviteli függvényhez tartozó (channel gain) felületet kell kiválasztanunk, vagyis az egyes felhasználókhoz rendelnünk. Ekkor a teljes kétdimenziós rácson végighaladva annak a felhasználónak kell kiosztanunk a vizsgált rácshoz tartozó frekvenciasávot és időrést, amelyik számára a legkedvezőbb teljesítményátviteli tényezővel rendelkezik a rádiós csatorna.

Belátható, hogy a fenti stratégiával a rendszerben elérhető adatsebességet maximalizáltuk. Ebben az esetben azonban az is előfordulhat, hogy egy tartósan magas teljesítménycsillapítást tapasztaló (pl. távoli) felhasználó *soha* (vagyis egyik időrésben sem) és *semelyik frekvencián* (alvivőn) nem fog rádiós erőforráshoz jutni. Ez a szituáció a felhasználók közötti erőforráskiosztás szempontjából megfogalmazott ún. „fairness” (a rendelkezésre álló erőforrások igazságos elosztása) szerint a legkedvezőtlenebb eset. Az előálló problémának a feloldására számos stratégia létezik, amelyekkel a jelen mérési

útmutatóban terjedelmi okok miatt nem foglalkozunk. Meg kell azonban említenünk, hogy a „fairness” biztosítása és a rendszer spektrális hatékonyságának a maximalizálása általában egymást kizáró törekvések.

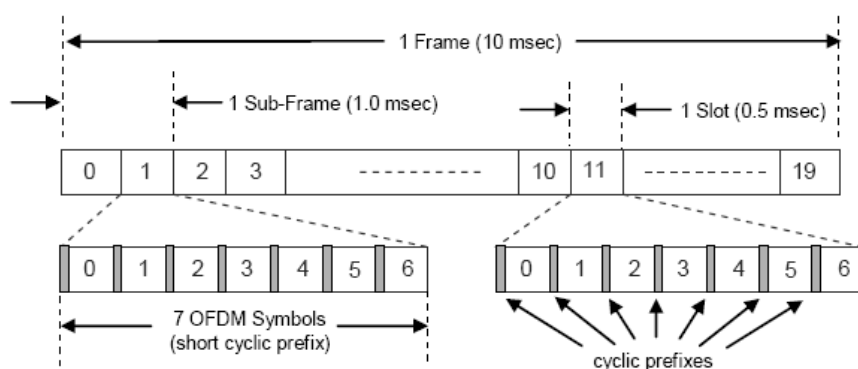
3. fejezet

Az LTE fizikai rétege

Ebben a pontban bemutatjuk az LTE rádiós hozzáférési hálózatának fizikai rétegét a mérések elvégzéséhez szükséges részletességgel. Az anyag részletes bemutatása igen nagy terjedelmű mérési útmutatót igényelne. Az LTE rendszer teljes szabványa azonban megtalálható a <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/36-series.htm> oldalon. A szabványnál olvashatóbb formában pedig az [1] könyvből tájékozódhat az olvasó az LTE rendszerről.

3.1. Időtartománybeli felépítés

A 3.1. ábra illusztrálja az LTE átvitel időtartománybeli szerkezetét. A rádiós keretek hossza $T_{\text{frame}} = 10$ ms, amelyek mindegyike 10 db rádiós alkeretből áll. A rádiós alkeretek hossza $T_{\text{subframe}} = 1$ ms. Az LTE rádiós interfészben definiált időtartamokat $T_{\text{ref}} = 1/30720000$ s alapérték többszöröseként adjuk meg. A rádiós keretek és alkeretek hossza ezzel $T_{\text{frame}} = 307200 \cdot T_{\text{ref}}$, és $T_{\text{subframe}} = 30720 \cdot T_{\text{ref}}$.

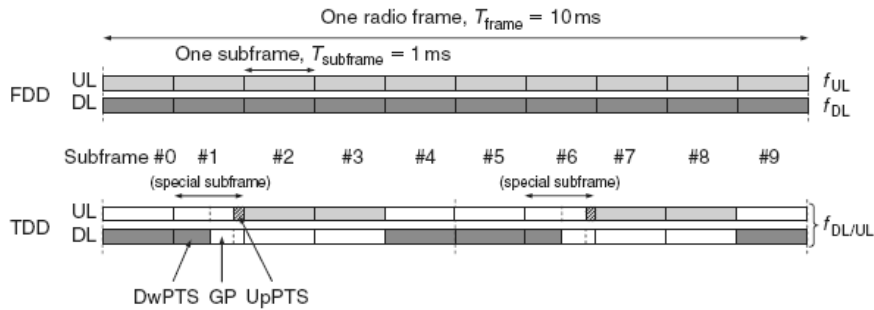


3.1. ábra. Az LTE időtartománybeli felépítése

Egy vivőn a kereteken belül elhelyezkedő alkeretek Uplink (UL) és Downlink (DL) irányú átvitelre egyaránt használhatók. Ahogyan a 3.2 ábrán látható, Frequency-Division Duplexing (FDD) (páros spektrum) esetén egy vivőnek vagy minden alkerete

UL, vagy mindegyik DL irányú átvitelre használatos. Míg Time-Division Duplexing (TDD) esetén (páratlan spektrum) mindegyik keret nulladik és ötödik alkerete (ezek tartalmazzák a szinkronizációs jeleket) mindig DL átvitelre vannak kijelölve, míg a fennmaradó alkeretek tetszőleges irányú átvitelre kijelölhetők. A 0. és 5. alkereten DL irányban kisugárzott szinkronizációs jelek kezdeti cellakeresésre, és szomszédos cellakeresésre használatosak minden cellában.

Ahogy az a TDD mód alkeret felosztását illusztráló ábrán látható, az alkeretek flexibilis kiosztása különböző elrendezéseket tesz lehetővé attól függően, hogy mennyi rádiós erőforrást rendelünk az UL ill. DL átvitelhez. Az alkeret kiosztásnak azonosnak kell lennie a szomszédos cellákban az UL-DL interferenciát elkerülendő. Ezért az UL-DL aszimmetria nem változhat dinamikusan (pl. keretenként), de lassabb ütemű átrendezés lehetséges, figyelembe véve az UL-DL forgalom aszimmetriájának a változását. A 3.1. ábra által bemutatott keretfelépítést nevezik az általános, vagy 1-es típusú



3.2. ábra. Uplink/downlink alkeret hozzárendelés FDD/TDD esetben

elrendezésnek. Ez a struktúra FDD és TDD esetben is alkalmazható. Ezen kívül létezik egy (csak a TDD módban működő) alternatív, vagy 2-es típusú keretelrendezés, speciálisan a jelenlegi 3GPP Time Division Synchronous Code Division Multiple Access (TD-SCDMA) alapú szabvány szerint működő rendszerekkel való együttélésre. Ebben a dokumentumban az 1-es típusú keretelrendezéssel foglalkozunk további említés nélkül.

3.2. Downlink átviteli mód

3.2.1. A Downlink fizikai erőforrás

A DL átvitel OFDM alapú. Az átvitel során az erőforrást frekvenciában és időben is megosztjuk egy ún. idő-frekvencia hálón, amelyen egy rács jelenti az elemi erőforrást (Resource Element (RE)), amely nem más, mint egy alvivő, amelyhez való hozzáférés pontosan egy szimbólumideig tart.

Downlink esetben az alvivők távolságát $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ értékre választották. FFT alapú adó/vevő megvalósítást feltételezve a mintavételi frekvencia ekkor: $f_s = 15000 \cdot N_{\text{FFT}}$, ahol N_{FFT} az FFT blokk mérete.

Az előző fejezetben definiált alap időegység ezért úgy is felfogható, mint egy 2048 méretű FFT-vel megvalósított adó-vevő egység mintavételi periódusa. Az LTE-ben

az alap időegység csak egy eszköz a különböző időintervallumok definiálására, és nem megkötést jelent egy adott mintavételi időre.

2048 méretű FFT-vel a mintavételi idő: $f_s = 15000 \cdot N_{\text{FFT}} = 30,72$ MHz, amely a nagy sáv szélesség allokációknál használatos (15 MHz és fölötté). Alacsony sáv szélesség kiosztásnál alacsony mintavételi frekvencia is nagyon jól használható. Pl. 5 MHz-es csatorna sáv szélességénél 512 méretű FFT használható, ehhez pedig elég 7,68 MHz-es mintavételi frekvencia.

A 15 kHz-es alvivő távolság választás fő oka a multi mode (Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA)/HSPA/LTE) készülékek egyszerű megvalósíthatósága volt. Ugyanis az $f_s = 15000 \cdot N_{\text{FFT}}$ képlet szerint, ha az FFT mérete a 2 hatványai szerint alakul, akkor a WCDMA/HSPA chip rate-jének (3,84 Mchip/s) az egész számú többszöröseit (vagy hányadosait) kapjuk (pl. $15000 \cdot 512/384000 = 2$). Ezért ezeket a készülékeket elég egyetlen időzítő áramkörrel legyártani.

A 15 kHz méretű alvivőket ún. *fizikai erőforrás blokkokba* (Physical Resource Block (PRB)) soroljuk (3.5. ábra). Mindegyik erőforrás blokk 12 db *szomszédos* alvivőt tartalmaz. A névleges sáv szélességük ezért 180 kHz. A spektrum közepén egy DC alvivő is elhelyezkedik.

Egy DL vivőn az alvivők száma $N_{\text{SC}} = 12 \cdot N_{\text{RB}} + 1$ szerint alakul (DC alvivőt beleszámítva), ahol N_{RB} a rádiós erőforrásblokkok száma. Egy DL vivő a 6 db erőforrás blokk szélességűtől (1,080 MHz) több, mint 100-szoros méretig terjedhet (1,4 MHz-től 20 MHz-ig) igen nagy mértékű spektrális flexibilitást megengedve. Kezdetben azonban csak néhány N_{RB} értékre engedélyezett a spektrumszélesség.

Az LTE-ben adott B_{ch} vivőnek csak 90 %-át használják fel adatátviteli célra a szomszédos vivők között fellépő interferencia csökkentésére. Ennek megfelelően a rendelkezésre álló vivő frekvenciasáv szélességéből a következőképpen számítjuk alvivők N_c számát a Δf_c alvivő távolság felhasználásával

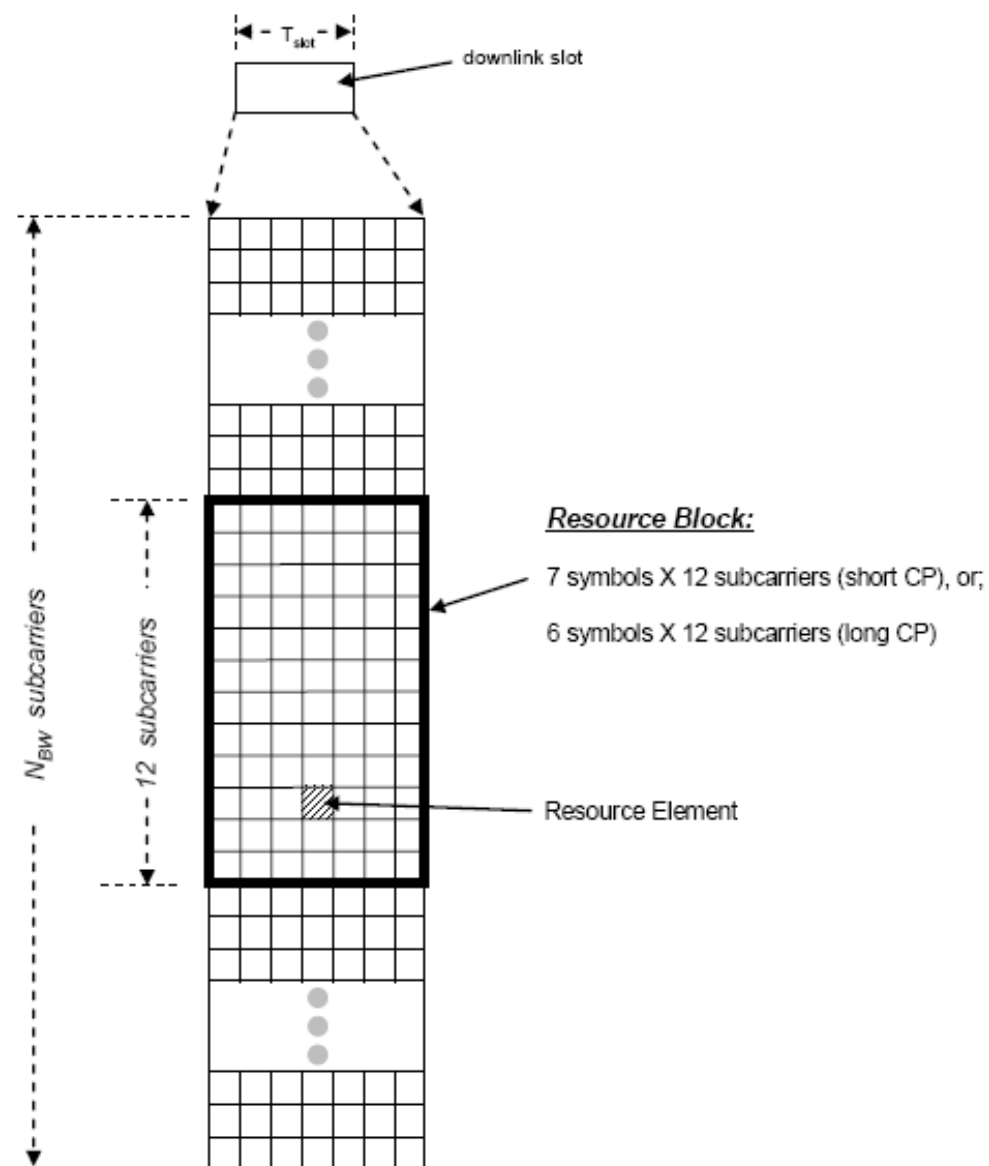
$$N_c = \frac{0,9 \cdot B_{\text{ch}}}{\Delta f_c} \quad (3.1)$$

Fontos: A *vivő* (carrier) nem az OFDM *alvivőt* (subcarrier) jelenti! Egy B_{ch} sáv szélességű vivőn *belül* található az N_c db OFDM alvivő.

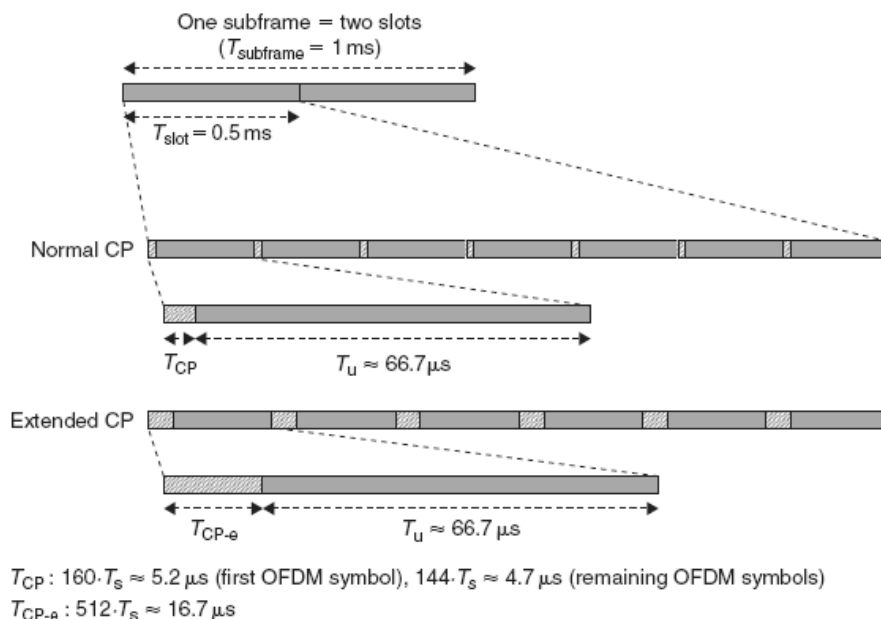
A 3.4. ábra az LTE DL átvitel részletes időtartománybeli felépítését illusztrálja. Minden 1 ms hosszúságú alkeret két egyenlő hosszúságú időrésből (slot) áll, amelyek hossza $T_{\text{slot}} = 0,5$ ms ($15360 \cdot T_s$). Minden időrés bizonyos számú OFDM szimbólumból áll, amely a ciklikus prefixet is magába foglalja. A $\Delta f = 15$ kHz-es alvivő távolságok $T_s = 1/\Delta f_c \approx 66,7 \mu\text{s}$ ($2048 \cdot T_{\text{ref}}$) hasznos szimbólumidőnek felelnek meg. A teljes OFDM szimbólumidő pedig a ciklikus prefix T_{CP} időtartamával kiegészülve adódik a hasznos szimbólumidőhöz hozzáadva. A 3.4. ábra szerint az LTE kétféle ciklikus prefix hosszúságot definiál (normál, és kiterjesztett), hat vagy hét OFDM szimbólumnak megfelelően mindegyik időrésben. A normál ciklikus prefix időtartama a teljes slot 6,68 %-a ($5,2 \cdot 10^{-6} + 6 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6})/(0,5 \cdot 10^{-3})$), míg a kiterjesztett ciklikus prefix esetében ez az érték 20,024 %.

A kétféle ciklikus prefix hossz definiálása két okból történik:

1. A hosszabb ciklikus prefixet – amely bár nagyobb overheadet okoz az átvitel során



3.3. ábra. Az LTE frekvenciatartománybeli felépítése

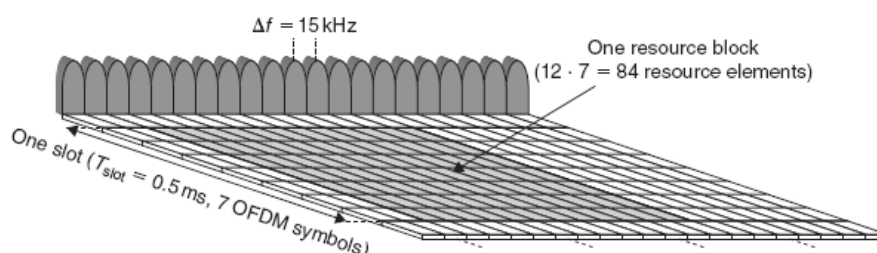


3.4. ábra. LTE DL alkeret és időrés felépítése normál és kiterjesztett ciklikus prefix alkalmazása esetén

– mégis előnyösebb alkalmazni olyan esetekben, amikor a csatorna késleltetés-szórása nagy (pl. nagyméretű cellákban).

2. Multicast Broadcast Single Frequency Network (MBSFN) alapú multicast/broadcast esetén a ciklikus prefixnek nemcsak a csatorna késleltetés-szórásának a nagy részét kell lefednie, hanem az MBSFN-be bevont cellákban történő átvitelbeli késleltetéseket is. A kiterjesztett ciklikus prefix MBSFN működés során általában szükséges.

Figyelembe véve az időtartománybeli felépítést is, a fent említett erőforrás blokkok 12 db alvivőből állnak 0,5 ms időtartamig, ahogyan azt a 3.5 ábra illusztrálja.



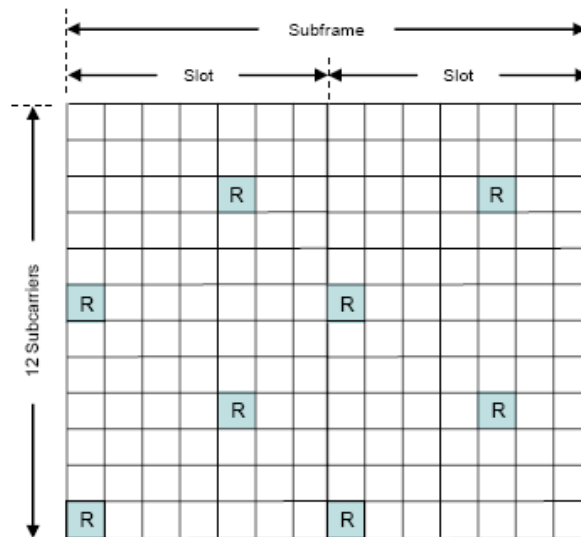
3.5. ábra. DL fizikai erőforrás (normál prefix)

3.2.2. Downlink referenciajelek

A koherens demodulálás kivitelezése céljából a mobil állomásnak becslésekre van szüksége a DL csatorna állapotát illetően. Az LTE-ben a becslést az OFDM idő-frekvenciatartománybeli

„hálóban” elhelyezett, ismert tartalmú referencia jelek segítségével végzik. Az LTE-ben ezeket a jeleket együttesen LTE DL referenciajeleknek nevezzük.

Ahogy az 3.6. ábra illusztrálja, a DL referenciajelek minden időrésen belül az első és hátulról a harmadik OFDM szimbólumban helyezkednek el frekvenciatartományban hat alvivőnként.



3.6. ábra. LTE referencia jel-struktúra, normál ciklikus prefixet feltételezve

3.2.3. Downlink transzport csatornák feldolgozása

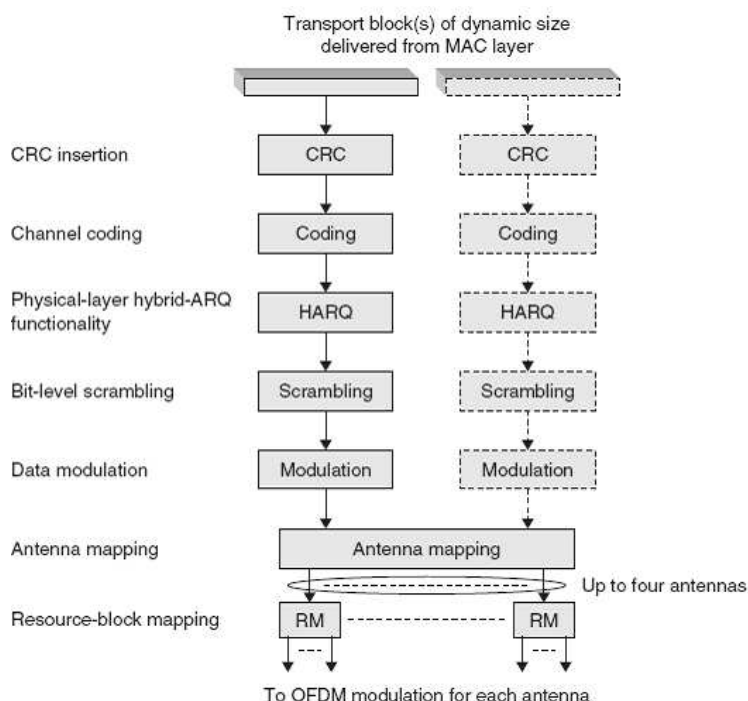
A transzport csatornák a magasabb rétegekkel - különösen a Medium Access Control (MAC) réteggel - való kommunikációt biztosítják. Az LTE-ben a WCDMA/HSPA-hoz hasonlóan az adatok a fizikai réteg felé meghatározott méretű Transzport Blokkokban kerülnek továbbításra.

Az említett transzport blokk struktúrával az LTE DL transzport csatorna feldolgozás, pontosabban a Downlink Shared Channel (DL-SCH) feldolgozásának illusztrálását a 3.7. ábra tartalmazza két, lényegében különálló processzási láncsal, ahol mindkettő egy-egy különálló transzport blokkot dolgoz fel. A második lánc (a második bloknak felel meg) csak DL térbeli multiplexálás esetén van jelen. Ezzel a méréseink során nem foglalkozunk.

A 3.7. ábra legfőbb elemei a következők:

CRC beszúrás. A transzport csatorna feldolgozás első lépésében Cyclic Redundancy Check (CRC) számítás történik, és ezt hozzáfűzik mindegyik transzport blokkhoz. A megfelelő hibajelzést a *downlink Hybrid Automatic Repeat reQuest (H-ARQ)* protokoll használhatja fel.

Csatornakódolás. Az LTE-ben turbo kódolás történik. A turbo kódoló újra felhasználja a két WCDMA/HSPA 1/2 kódolási rátájú, nyolc állapotú kódolókat, összességé-



3.7. ábra. LTE downlink transzport csatorna multiplexálás. Szaggatott vonal: DL térbeli multiplexálás, azaz két db transzport blokk párhuzamos átvitele egy TTI-n belül.

ben $R = 1/3$ kódolási rátát eredményezve. A WCDMA/HSPA turbo kódoló belső interleaverét azonban LTE esetre felváltotta egy Quadratic Permutation Polynomial (QPP) alapú interleaver.

Fizikai rétegbeli hybrid-ARQ funkcionalitás. A Fizikai rétegbeli H-ARQ funkcionalitás feladata az egy Transmit Time Interval (TTI) alatt átküldendő bithalmaz pontos kinyerése a csatornakódoló által küldött bit kódblokkokból.

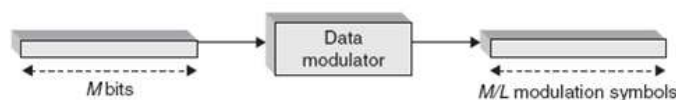
Bitszintű scrambling. A DL bitszintű scrambling során a H-ARQ által kézbesített bit-blokkok megszorzódnak („kizáró vagy” kapcsolat) egy bitszintű scrambling sorozattal. A kódolt adaton való scrambling alkalmazása lehetővé teszi a vevő oldali dekódolás számára a csatornakód által biztosított processing gain teljes kihasználását.

Moduláció. A DL moduláció a scramblerből kijövő bit-blokkokat komplex modulációs szimbólum- blokkokba transzformálja (3.8. ábra).

Az LTE által támogatott modulációs módok:

- 4-QAM (ugyanaz, mint a Quadrature Phase Shift Keying (QPSK), csak 45° -kal elforgatva)
- 16-QAM
- 64-QAM,

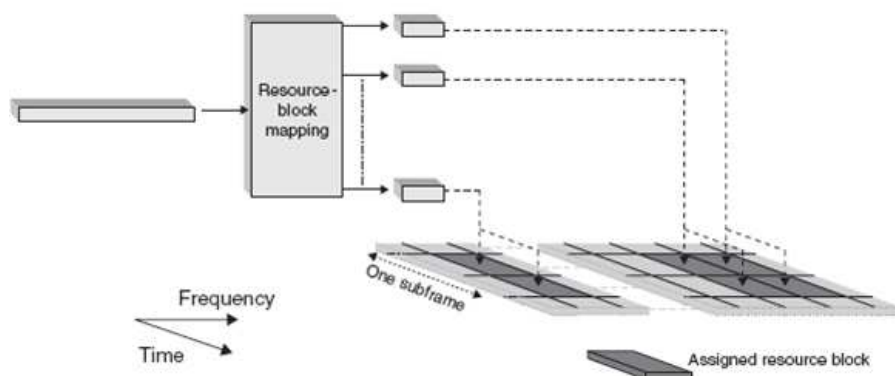
amelyek rendre kettő, négy, és hat szimbólumonként átvitt biteknek felelnek meg. DL-SCH átvitel esetén mindegyik modulációt használhatjuk a felsoroltak közül. Más transzport csatornákra megkötések lehetnek érvényesek (lásd 3.2.5. pont, 23. old.).



3.8. ábra. Moduláció, M -bitnek M/L komplex modulációs szimbólumba való transzformálása. QPSK: $L = 2$, 16-QAM: $L = 4$, 64-QAM: $L=6$

Antenna hozzárendelés. Az *antenna hozzárendelés* (antenna mapping) a feldolgozott modulációs szimbólumokat (általános esetben) két transzport blokkba, az eredményt pedig különböző antennákhoz rendeli. Ahogyan a 3.7 ábrán látható, az LTE maximálisan négy db adóantennát támogat. Az antenna mappelést különböző módokon lehet megvalósítani annak érdekében, hogy különböző multi-antenna megoldásokat valósítsunk meg, pl. adó-diverzitit, nyalábformálást (beam-forming), vagy térbeli multiplexálást (spatial multiplexing).

Erőforrás blokk hozzárendelés. Az erőforrás-blokk (PRB) hozzárendelés (mapping) során az antennákon átviendő szimbólumokat az erőforrás blokk halmaz erőforrás elemeihez társítjuk. Az erőforrás elemek hozzárendelését a MAC ütemező (scheduler) végzi (3.9. ábra). Az erőforrás blokk kiválasztás (legalábbis részben) a csatornainformáció becslésén alapul.



3.9. ábra. Erőforrás blokk mappelés

A DL ütemezés **1 ms-os alap időegység szerint működik**. Így, mivel a DL erőforrás blokk a 0,5 ms-ban lévő alvivók számaként van definiálva, a DL erőforrás blokkok mappelése mindig blokk párra értendő. Mindegyik erőforrás blokk 84 db erőforrás elemből áll (12 db alvivón 7 db OFDM szimbólumot viszünk át).

Az erőforrás blokkban azonban néhány erőforrás elem nem használható transzport csatorna mappelésre, az alábbi célokra való korábbi lefoglaltságuk miatt:

- DL referenciaszimbólumok átvitele
- DL L1/L2 vezérlőjelzések

A bázisállomás teljes körűen nyilvántartja, hogy mely erőforrás elemek nem használhatók a transzport csatorna mappelésre, és a fennmaradó erőforrás elemekhez rendeli a transzport csatornákat. A vételnél hasonlóan veszi figyelembe a bázis a foglaltságokat, és ennek megfelelően kezeli a bejövő erőforrás elemeket. Azt a fizikai erőforrást, amelyhez a DL-SCH (vagyis a felhasználói adatforgalom) van hozzárendelve, az LTE szabványban a Physical Downlink Shared Channel (PDSCH) néven említik.

3.2.4. Downlink L1/L2 vezérlőjelzés

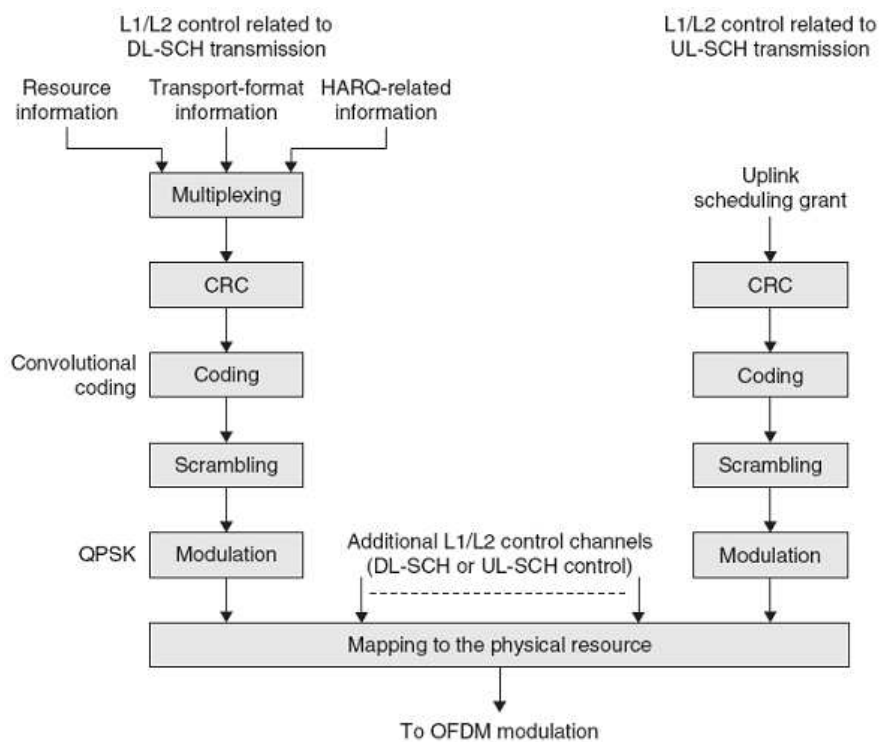
A DL és UL transzport csatornák (DL-SCH és Uplink Shared Channel (UL-SCH)) átvitelének a támogatása érdekében bizonyos társított DL vezérlőjelzésre van szükség (associated DL control signaling). Ezt a vezérlőjelzést gyakran az L1/L2 vezérlőjelzésként említik, jelezve, hogy az információ ebből a két rétegből (fizikai és MAC) együttesen származik.

Az DL-SCH és UL-SCH átvitelhez tartozó L1/L2 vezérlőjelzés a következőket foglalja magában:

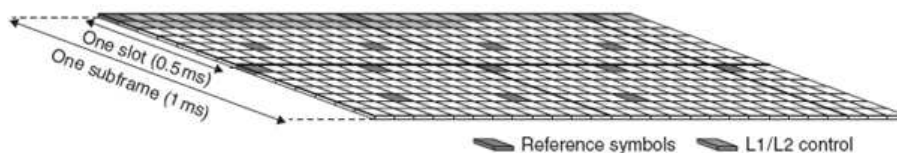
- DL-SCH-val kapcsolatos scheduling jelekre van szükség az érintett mobil termináltól, a DL-SCH megfelelő vétele, demodulálása és dekódolása érdekében. Ez a DL-SCH erőforrás allokációjával (az erőforrás blokkok halmaza), a transzport formátummal és a DL-SCH H-ARQ-val kapcsolatban tartalmaz információkat.
- Az UL-SCH-val kapcsolatos ütemező üzenetek az érintett mobil terminált tájékoztatják, hogy mely UL erőforrásokat és transzport formátumot használhatja az UL-SCH átvitelhez.

Mivel egyszerre több mobil terminált kell kiszolgálni, ezért egy TTI-n belül több ütemező jel küldésére is képesnek kell lenni. Ezek az üzenetek együttesen egy L1/L2 vezérlő csatornaként (control channel) haladnak. Ahogyan azt a 3.10 ábra illusztrálja, minden vezérlő csatornát – amely egyedi ütemező jelzésnek felel meg – először különválasztva dolgozunk fel (CRC beszúrás, csatornakódolás, bit szintű scrambling, és QPSK moduláció). A modulációs szimbólumokat ezután a DL fizikai erőforrásra mappeljük, azaz az OFDM idő-frekvencia hálóra. Azt a fizikai erőforrást, amelyre az L1/L2 vezérlőjeleket mappeljük, az LTE szabványban a Physical Downlink Control Channel (PDCCH)-nek nevezzük.

Ahogyan a 3.11 ábra mutatja, az L1/L2 vezérlő csatornákat az első (legfeljebb három) szimbólumhoz mappeljük minden alkereten belül. Az L1/L2 vezérlő csatornák mappelése során a vezérlő információt, amely tartalmazza a DL-SCH erőforrás allokációt, és a transzport formátumot, az alkeret vége előtt kinyerjük. Így a DL-SCH dekódolása megkezdődhet közvetlenül a keret vége előtt, anélkül, hogy az L1/L2 jelzések dekódolására tovább kellene várni, amely a rendszer teljes átviteli késleltetésére is kedvező hatással van.



3.10. ábra. L1/L2 vezérlőjelek feldolgozási lánc



3.11. ábra. L1/L2 vezérlőjelek illusztrálása az idő-frekvencia hálón

Azzal, hogy az L1/L2 vezérlő csatornákat már az alkeret elején elküldjük, az ütemezésben részt nem vevő mobil terminálok számára lehetővé tesszük, hogy kikapcsolhassák vevőáramkörüket, teljesítmény megtakarítás céljából.

3.2.5. DL Fizikai csatornák

A DL fizikai csatornák az e-NodeB (eNB) és az User Equipment (UE) közötti rádiós átvitelt valósítják meg.

- Physical Broadcast Channel (PBCH):
 - Rendszerinformációt biztosít a hálózathoz csatlakozni kívánó UE-k számára.
 - a „középső” 72 db alvivőt (6 db PRB-t) foglalja le a DC alvivő környékén.
 - QPSK modulációval történik az átvitele
- Physical Control Format Indicator Channel (PCFICH):
 - Az aktuális cellában alkalmazott moduláció típusát írja le, (az OFDM szimbólumok számát).
 - Átvitele QPSK modulációval történik, teljesítménye konfigurálható.
- PDCCH:
 - Alapvetően ütemezési (scheduling) információ átvitele.
 - A rendelkezésre álló moduláció és kódolás típusok bármelyikével átvihető.
- Physical Hybrid ARQ Indicator Channel (PHICH):
 - A H-ARQ állapotáról való jelentés.
 - BPSK átvitel, teljesítménye konfigurálható.
- PDSCH:
 - A (MAC réteg-beli) DL-SCH csatorna továbbítása. Vagyis a *DL felhasználói adatok továbbítása*.
 - Unicast és paging funkciókra használatos.
 - A rendelkezésre álló moduláció és kódolás típusok bármelyikével átvihető.
- Physical Multicast Channel (PMCH): Rendszerinformáció átvitele multicast célokra.

A fenti csatornáknak az idő-frekvencia erőforráshálón való elhelyezkedését a 3.13 (27. old.) és 3.14. ábrák (28. old.) illusztrálják.

3.2.6. DL szinkronizációs jelek

A Primary Synchronization Signal (P-SSIG), és Secondary Synchronization Signal (S-SSIG) szinkronizációs jelek kezdeti cellakeresésre, és szomszédos cellakeresésre használatosak minden cellában. Elhelyezkedésük a 0. és 5. alkereten DL irányban. Lásd 3.13. (27. old.) és 3.14. ábrák (28. old.)

3.2.7. MIMO és MBSFN

- Az LTE fizikai rétegében alkalmazott többszörös antennás átviteli technikák (Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)) tárgyalása túlmutat az összefoglaló keretein, a mérés során 1x1 antennás (Single-Input Single-Output (SISO)) átvitelt vizsgálunk.
- Az OFDM néhány speciális előnye lehetővé teszi többcellás multicast/broadcast szolgáltatások megvalósítását. Az LTE-ben ez a lehetőség MBSFN néven jelenik meg. Az LTE a Multicast Channel (MCH) transzport csatorna segítségével támogatja az MBSFN-alapú multicast/broadcast átvitelt. Az MCH-vel kapcsolatos jelfeldolgozási feladatok nagymértékben azonosak a DL-SCH csatornánál végrehajtottakkal.

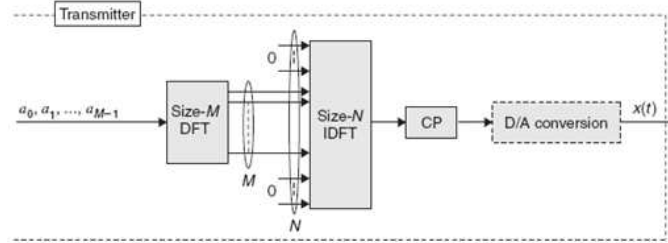
3.3. Uplink átviteli mód

Terjedelmi okok miatt ebben a mérési útmutatóban eltekintünk az UL átvitel részletes bemutatásától, csupán a legfontosabb különbségeket mutatjuk be a fizikai rétegbeli átvitelben.

A flexibilis sáv szélesség hozzárendelésnek nagy szerepe van a hatékony erőforrás menedzselés megvalósításában, ezért az UL-en is szükség van egy olyan megoldásra, amely dinamikusan képes allokálni különböző számú alvivőt a különböző mobil terminálokhoz a pillanatnyi csatornaviszonyoktól függően. UL irányban azonban azt a szempontot is figyelembe kell vennünk, amelyet az OFDM technika viszonylag magas PAPR értéke generál. A PAPR az OFDM jel maximális amplitúdójához tartozó teljesítményének az átlagteljesítményhez mért viszonyát jelenti. A magas PAPR érték kedvezőtlenül hat a rádió adóberendezésekben lévő erősítők energiafelhasználásának hatékonyságára, amelyet UL irányban kiemelten kell kezelni a mobil készülék készenléti ideje miatt. A PAPR érték csökkentésére megoldás a Discrete Fourier Transform Spread- OFDM (DFTS-OFDM) technika, amely a következő előnyös tulajdonságokat foglalja magában:

- Alacsony dinamikatartomány a kisugárzott jelben (erősítő teljesítményfelhasználása miatt)
- Frekvenciatartománybeli egyszerű és jó minőségű csatornakegyenlítés lehetősége
- Lehetőség flexibilis sáv szélesség kiosztású Frequency-Division Multiple Access (FDMA)-ra

A DFTS-OFDM (a 3.12 ábra) egy alacsony PAPR tulajdonsággal rendelkező egyvívós átviteli mód, amely flexibilis frekvenciasáv kihasználást, és ortogonális többszörös hozzáférést biztosít időben és frekvenciában egyaránt. Így az LTE UL átviteli módra gyakran Single-Carrier FDMA (SC-FDMA) néven hivatkoznak.



3.12. ábra. DFTS-OFDM jelgenerálás

3.4. Az elérhető átviteli sebesség becslése

Az alábbiakban az LTE fizikai és MAC rétegeiben elérhető adatsebességre adunk meg egyszerű becslési módokat DL esetben.

3.4.1. A fizikai rétegbeli maximális átviteli sebesség

Egyetlen PRB-n megvalósítható fizikai rétegbeli *csatornakód-mentes* átvitel maximális adatsebessége a következőképpen számítható:

$$R_{\text{PRB}} = 12 \cdot \frac{7 \cdot \log_2(64)}{0,5 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{10^6} = 1,008 \text{ Mbit/s}, \quad (3.2)$$

mivel 12 db szomszédos alvivő alkot egy PRB-t, egy 0,5 ms hosszúságú slot-ban (3.1. ábra) 7 db szimbólum található (normál ciklikus prefixet feltételezve). Egy szimbólum alatt pedig az LTE-ben maximális spektrális hatékonyságot (magas jel-zaj viszony mellett) biztosító 64-QAM modulációval pedig $\log_2(64) = 6$ db bit vihető át szimbólumonként.

A fentiek értelmében a különböző sáv szélesség konfigurációkhoz a 3.1 táblázat tartalmazza az fizikai rétegben elérhető *bruttó kódolatlan* átviteli sebesség értékeket 1 × 1 antennás konfiguráció esetén.

3.4.1.1. Az elérhető átviteli sebességet befolyásoló tényezők

Amikor elérhető átviteli sebességről beszélünk, fontos megjegyezni, hogy ez a paraméter nagyon sok változó függvénye, ezért pontosan meg kell adni azokat a peremfeltételeket, amelyek mellett egy sebességi adat érvényes. Az elérhető adatsebesség a következő tényezőktől függ:

- Rádiós körülmények: adótól való távolság, esetleges rádiós takarás, azaz a bázisállomásra való rálátást akadályozó pl. többszintes vasbeton épület. A jel-zaj

3.1. táblázat. Különböző csatorna sáv szélességekhez tartozó bruttó fizikai rétegbeli átviteli sebességek (1×1 antenna)

Sáv szélesség	Maximális átviteli sebesség
1,4 MHz	6,048 Mbit/s
3 MHz	15,12 Mbit/s
5 MHz	25,2 Mbit/s
10 MHz	50,4 Mbit/s
15 MHz	75,6 Mbit/s
20 MHz	100,8 Mbit/s

viszony (γ_{PRB_j} -vel jelölve) értéke a következőképpen adható meg a j -edik PRB esetében:

$$\gamma_{\text{PRB}_j} = \frac{\alpha \cdot P_{\text{PRB}_j}}{180 \cdot 10^3 \left(N_0 + \sum_{k=1}^K \alpha_k I_k \right)} \quad (3.3)$$

amelyben P_{PRB_j} az egy PRB-re (180 kHz) eső adóteljesítmény, a rádiós csatorna teljesítmény csillapítását α -val és α_k -val jelöltük a hasznos jel és a k -adik interferenciaforrás esetén. N_0 és I_k a fehér Gauss-zaj és a k -adik interferenciaforrásnak a megfigyelt PRB sáv szélességében mérhető energiáját (spektrális teljesítménysűrűségét) jelöljük. Az egyes interferenciaforrásoknak a cél-adóban mérhető (csillapított) *eredő* energiáját additívan kezeljük a Gauss-zaj teljesítménysűrűség értékével.

- Az aktuális átviteli sáv szélességtől (1,4, 3, 5, 10, 15 vagy 20 MHz)
- Az adaptív moduláció hatékonyságától (QPSK, 16- vagy 64-QAM),
- A szektor terhelési viszonyaitól, a felhasználók QoS igényétől,
- A UE képességeitől, mozgási sebességétől stb.

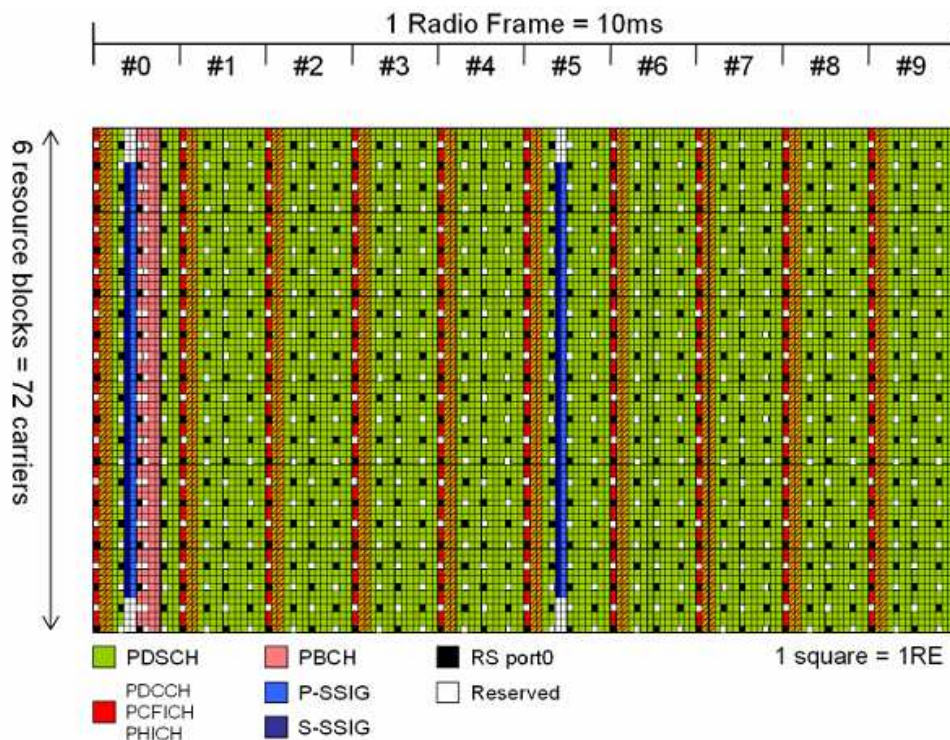
Ami biztosan összehasonlítható, az az erőforrás blokkok szimbólumaiból számolható és elérhető elméleti sebességek.

3.4.2. A DL felhasználói adatsebesség

A felhasználói adatsebességnek azt a MAC réteg fölött tapasztalható adatsebességet nevezzük, ami a csatorna megosztott használata közben mérhető. A fizikai rétegbeli adatsebesség becslése mellett ezért figyelembe kell vennünk referenciajelek által lefoglalt erőforrások mértékét, illetve az L1/L2 jelzésforgalom hatását.

3.4.2.1. A felhasználói adatsebesség becslése

Az LTE PDSCH csatornájának az átviteli sebességét vizsgáljuk. A 3.5 ábrán bemutatott idő-frekvencia hálón foglaljuk le a szabvány szerint az erőforrás elemeket ($0,5 \text{ ms} \times 1 \text{ vivő}$) a felhasználói adat PDSCH illetve a pilot-, vagy vezérlőjelek átvitele céljából. A különböző célokra lefoglalt erőforrás elemeket a 3.13 ábra [2] illusztrálja. A PDSCH csatorna sebességének a teljes rendszer sebességéből való kifejezéséhez kiszámítjuk egy adott méretű idő-frekvencia háló részterületen a PDSCH erőforrás elemek, és az adott részlet terület arányát.



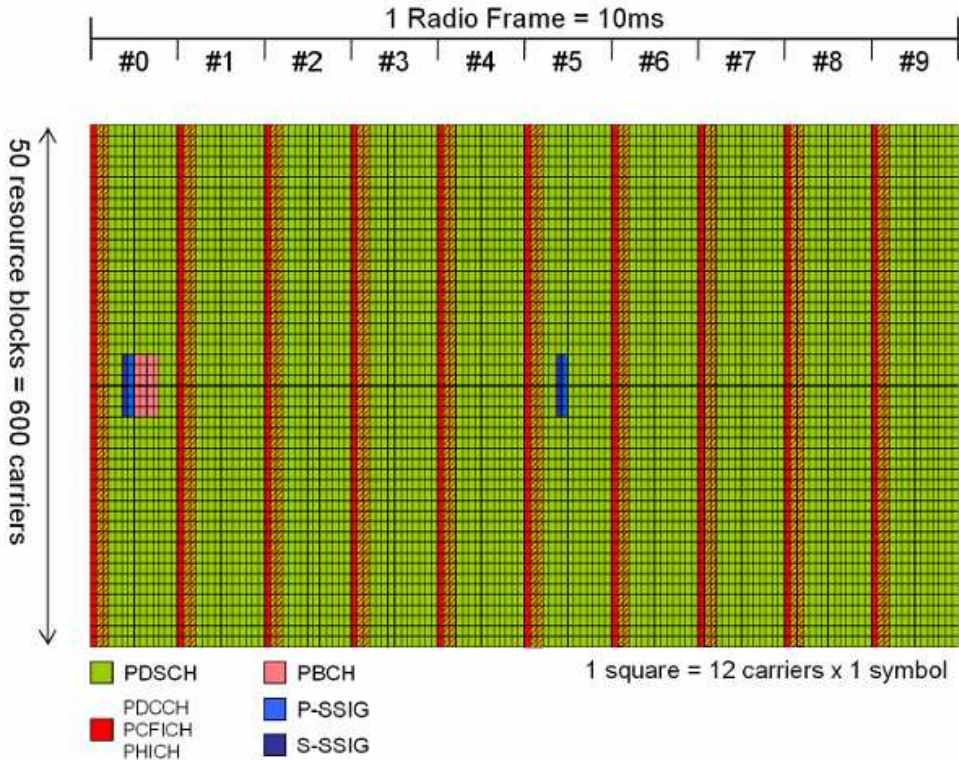
3.13. ábra. Vezérlőjelzések és csatornák helyzete az LTE idő-frekvencia hálón 6 db erőforrás blokk esetén

A 3.14. ábrán a fent említett erőforrás elem-foglalást láthatjuk nagyobb léptékben 50 db erőforrás blokk esetén a frekvenciatengely mentén. A 3.13 és 3.14. ábrákról a következőket olvashatjuk le:

- PBCH által is használt erőforrás blokkokban (rózsaszínnel jelölt erőforrás elemeket tartalmazó) 52 db PDSCH erőforrás elem, és 24 db a PDSCH és PDCCH által közösen használt erőforrás elem található. Feltételezzük, hogy a közös használatú erőforrás elemeket átlagosan ugyanolyan arányban rendeljük a két különböző célra. Ebből a fajta erőforrás blokkból a 3.14 ábrán 6 db látható.
- A P-SSIG, és S-SSIG célokra használt erőforrás blokkokban 96 db PDSCH erőforrás elem, és 24 db a PDSCH és PDCCH által közösen használt erőforrás elem található. Feltételezzük, hogy a közös használatú erőforrás elemeket átlagosan

ugyanolyan arányban rendeljük a két különböző célra. Ebből a fajta erőforrás blokkból a 3.14 ábrán 6 db látható.

- A PDSCH számára lefoglalt „zöld színű” erőforrás blokkokban 120 db PDSCH erőforrás elem, és 24 db a PDSCH és PDCCH által közösen használt erőforrás elem található. Feltételezzük, hogy a közös használatú erőforrás elemeket átlagosan ugyanolyan arányban rendeljük a két különböző célra. Ebből a fajta erőforrás blokkból a 3.14 ábrán 488 db látható.



3.14. ábra. Vezérlőjelzések és csatornák helyzete az LTE idő-frekvencia hálón 50 db erőforrás blokk esetén

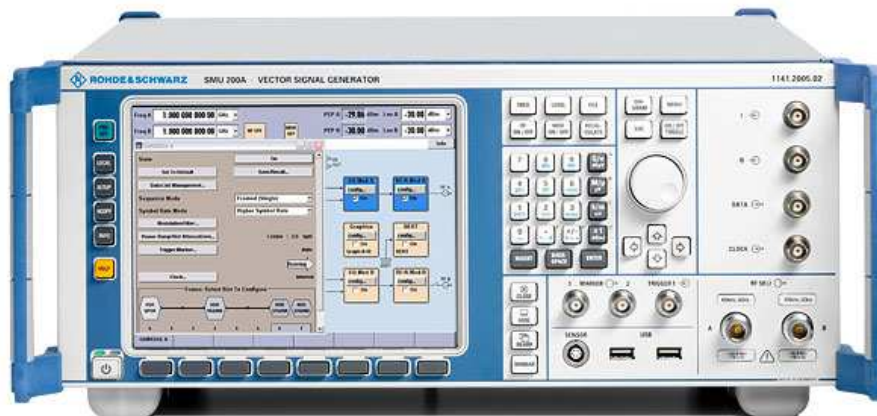
A fentiek szerint a 3.13 ábrán található összes (84000 db) erőforrás blokkban a PDSCH erőforrás elemek száma a következőképpen alakul:

$$N_{RE} = 488 \cdot \left(120 + \frac{1}{2} \cdot 24\right) + 6 \cdot \left(52 + \frac{1}{2} \cdot 24\right) + 6 \cdot \left(96 + \frac{1}{2} \cdot 24\right) = 65\,448 \text{ db} \quad (3.4)$$

amelynek aránya a teljes felülethez: $65448/84000 \cdot 100 = 77,91 \%$.

A fentiek értelmében 5 MHz-es csatorna sávszélesség esetén (25 db PRB), és 64-QAM modulációt alkalmazva kódolatlan esetben az elvi maximum a következőképpen adható meg (a 3.2 kifejezés felhasználásával):

$$R = N_{PRB} R_{PRB} \cdot 0,7791 = 25 \cdot 1,008 \cdot 0,7791 = 19,6333 \text{ Mbit/s.} \quad (3.5)$$



4.1. ábra. Rohde-Schwarz SMU200 jelgenerátor

4. fejezet

A felhasznált műszerek

A mérés a Rohde & Schwarz (<http://www.rohde-schwarz.com>) által gyártott műszerek segítségével történik. A Rohde & Schwarz az egyik legnagyobb európai elektronikus teszt- és mérőberendezés gyártó cég. Az R&S által gyártott eszközök alkalmazsak különböző szabványok szerinti kommunikációs rendszerek vizsgálatára a gyártási, kutatás-fejlesztési feladatok támogatása érdekében.

4.1. LTE szabvány szerinti jelek előállítása az R&S SMU200A segítségével

Az R&S SMU200A vektor jelgenerátor (4.1. ábra) – a megfelelő hardver kiterjesztéssel – két független rádiófrekvenciás jelet is képes előállítani egyetlen készülékben. Számos lehetőséget érhetünk el a készülék segítségével, azaz, napjaink fontos szabványainak vizsgálatával kapcsolatos megvalósítások, illetve ezek teljesítőképesség-analíziséhez szükséges néhány kiterjesztés (fading hatások, MIMO csatorna megvalósítása stb.).

A jelgenerátorra Windows XP operációs rendszer van telepítve, egér és szabványos billentyűzet is csatlakoztatható hozzá, valamint távvezérlése is megvalósítható LAN

és General Purpose Interface Bus (GPIB) interfészeken keresztül. A működés során elmenthetjük a képernyő tartalmát a „Print Screen” billentyű segítségével, és USB porton, vagy LAN-on keresztül kimenthető a műszer merevlemezéről.

A méréseink során a SMU200A-ra telepített SMU-K55 Dig. Std. E-UTRA szoftvert fogjuk használni, amely az LTE Release 8 szabvány szerinti fizikai rétegbeli vizsgálatokra alkalmas, mind DL mind UL irányú átvitelekre. Az R&S SMU-K55 szoftvert a gyártó rendszeresen frissíti a szabvány fejlődésének megfelelően.

4.1.1. Az SMU-K55 LTE szoftver főbb jellemzői/opciói

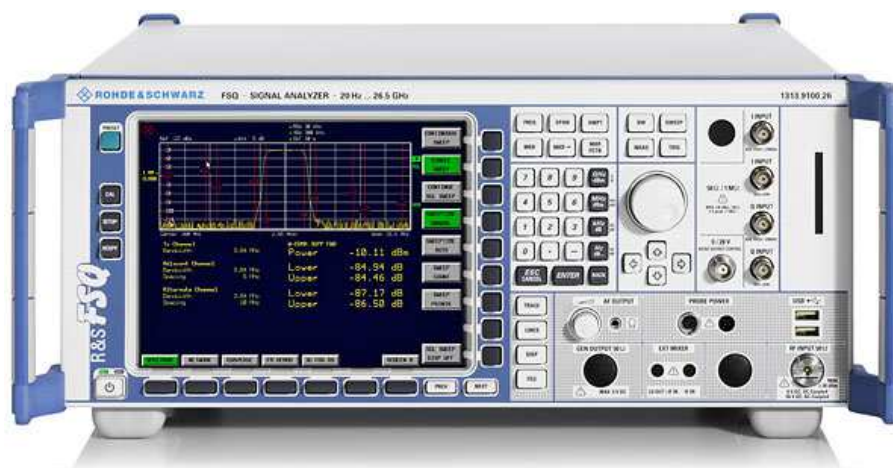
- A 3GPP TS 36.211 / TS36.312 / TS 36.213 v.8.7.0 szabványleírásokkal összhangban készült. (pl. http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.211/)
- Választható csatorna (vivő) sávszélességek: 1.25 MHz, 1,4 MHz, 2.5 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz vagy tetszőleges.
- Modulációs módok: 4-QAM (QPSK), 16-QAM, 64-QAM
- LTE-specifikus szűrők az Adjacent Channel Leakage power Ratio (ACLR) mérésekhez.
- Grafikus felület
- MIMO-val alkalmazható

4.1.2. Megvalósítható mérések

- 1MA161: LTE Bitstream Verification
- 1MA162: LTE Base Station Performance Tests according to TS 36.141
- 1MA154: LTE Base Station Tests according to TS 36.141
- 1MA150: Cell search and cell selection in UMTS LTE
- 1MA138: RF chipset verification for UMTS LTE (FDD) with R&S SMU200A and R&S FSQ
- 1MA134: Easy LTE/E-UTRA Base Station Testing acc. to 3GPP TS 36.141: 1MA154_1e.pdf (vagyis nincs külön 1MA134 dokumentum)

4.2. R&S FSQ 26 analízátor

A mérés során az SMU 200A által kibocsátott (vezetett, vagy kisugárzott) jelek tulajdonságainak vizsgálatához olyan eszközre van szükségünk, amely képes demodulálni az LTE szabvány előírásai szerint előállított jeleket. A mérés során rendelkezésre álló R&S



4.2. ábra. Rohde-Schwarz FSQ26 spektrumanalizátor

FSQ26 (4.2. ábra) egy rádiófrekvenciás (RF) spektrumanalizátor, egy jelanalizátor, és egy alapsávi analizátor egyben.

Az MCL laborban található R&S FSQ26 a következő programcsomagokkal rendelkezik (2018. szeptember 7.):

- FSQ-K92 opció: 802.16-2004 (EVM, konstellációs diagram, frekvencia-, fázis hibák, bit stream stb.)
- FSQ-K93: 802.16e (mobil WiMAX) és WiBRO jelek.
- FSQ-B71: alapsávi bemenet hardver opció. Analóg I-Q jeleket tudunk analizálni nagy sebességgel.
- **FSQ-K100 és FSQ-K101:** A DL és UL LTE fizikai rétegbeli LTE mérésekhez.

Az analizátor szintén távvezérelhető IEEE/IEC és LAN interfészekkel. A mérési feladatokat nagymértékben leegyszerűsíti a mérési paraméterek információcseréjének lehetősége az SMU200A és az FSQ26 között.

4.2.1. Az FSQ-K100 és FSQ-K101 LTE szoftverek főbb jellemzői/opciói

- LTE FDD DL 4.72, K100:
 - Modulált jelek minőségi paramétereinek vizsgálata (pl. EVM, I/Q imbalance)
 - BPSK, QPSK (4-QAM), 16-QAM, 64-QAM
 - beállítható csatorna sávszélességek: 1,4 MHz-től 20 MHz-ig.
 - OFDMA, SC-FDMA, MIMO
- LTE FDD UL 4.72, K101:
 - A K100-zal megegyező főbb lehetőségek.

4.2.2. Megvalósítható mérések

- 1MA161: LTE Bitstream Verification
- 1MA154: LTE Base Station Tests according to TS 36.141:
 - A 3GPP TS 36.141 Release 8, V8.4.0 szabványverzió alapján.
- 1MA134: Easy LTE/E-UTRA Base Station Testing acc. to 3GPP TS 36.141

A megvalósítható mérések leírásai.

- R&S FSQ-K100/-K104 E-UTRA/LTE DL Measurement:
FSQ_K10x_LTE_DL_User_Manual_en.pdf
- R&S FSQ-K101/-K105 E-UTRA/LTE UL Measurement: Nem kell
- R&S FS-K10x(PC) LTE PC Software (UL): Nem kell

4.3. Műszer képernyő tartalom mentése

Lehetőség van mind a generátor, mind az analizátor által generált ábrák PC-re való átmásolására. Mindkét műszer az Mobil Kommunikáció és Kvantumtechnológiák Laboratórium (MCL) belső hálózatára van csatlakoztatva. (A műszereken Windows XP fut). A méréshez egyetlen megosztási mappát használunk, amely az SMU 200A merevlemezén található. A mappába helyezhetjük a műszerekkel generált képeket, majd a mérési jegyzőkönyv elkészítéséhez használt PC-re másolhatjuk. Ehhez a „Print Screen” gomb megnyomásával a vágólapra másoljuk a képernyő tartalmát majd a „Paint” képszerkesztőbe beillesztve elmentjük a megosztott mappába (.png formátum ajánlott). A hálózaton a megosztott mappa a következő útvonalon érhető el: \\Rssmu200a101866\4Gmeres. Az FSQ26 által generált ábrákat is ide másolhatjuk az előbb megadott hálózati útvonal segítségével.

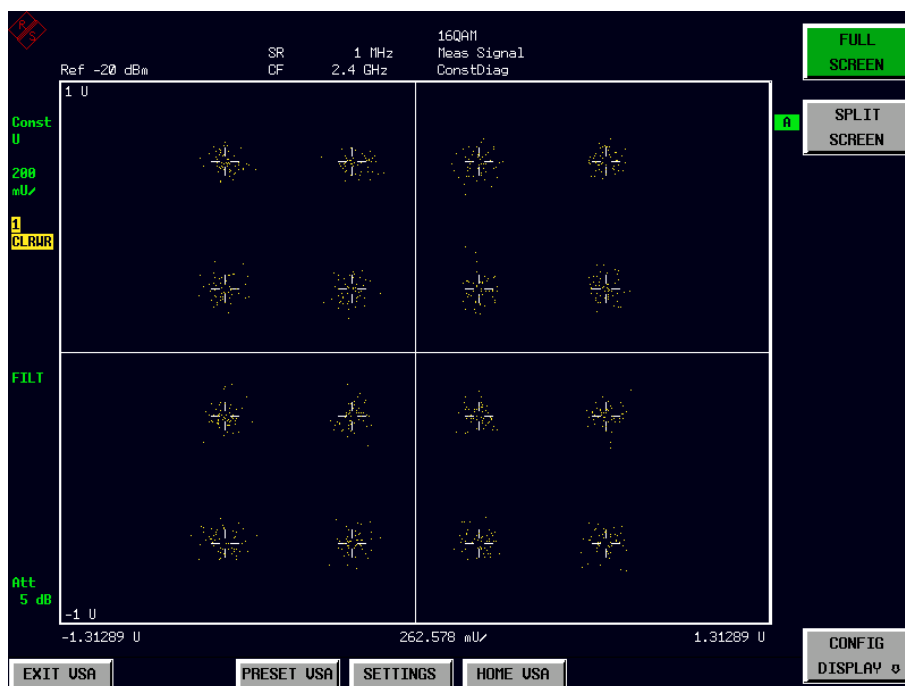
5. fejezet

Bevezető modulációs mérések

Az alapvető (egyelőre nem az OFDM-hez kapcsolódó) mérési feladatokat az FSQ26 vektor jelanalízist Vector Signal Analysis (VSA) támogató FSQ-K70 opciójának segítségével végezzük. Az alábbiakban a demodulált QAM jelek néhány alapvető minőségi paraméterének a mérését mutatjuk be. A QAM modulált jelet az SMU Baseband blokkjában a *Custom digital modulation* menüpont választásával generálhatunk. Beállíthatjuk az átvíendő bitsorozatot, a szimbólumidőt, a mappelés (szimbólumoknak bitsorozatokhoz való hozzárendelése) típusát, a moduláció szintjét, a jelalakformáló szűrő típusát stb. Az FSQ26 [VSA] menüpontjában vizsgálhatjuk a demodulálandó vett jelet. Az adó oldalon kiválasztott paramétereket a [MODULATION SETTINGS] menüpontnál állíthatjuk be.

5.1. Konstellációs diagramm

A lineáris modulációval (pl. M szintű QAM) kibocsátott jelekhez ún. konstellációs diagram rendelhető, amelyen pontokat határoznak meg a *modulált* komplex alapsávi *időtartománybeli* jel „megfelelő” időpillanatokban mintavételezett (in-phase és kvadrátúra) komponensei. A mintavételi időpontokat az egyes szimbólum időtartományok végpontjait jelentik, amelyek közötti időbeli távolságot a T_s szimbólumidő határozza meg. Ideális terjedési viszonyok mellett (zaj-, fading, ill. interferencia-mentes esetben, amikor az átvíendő jelen nem történik csillapítás és fázisforgatás) a demodulátor bemenetén ugyanazok a pontok láthatóak, mint a modulátor kimenetén. Zajos, vagy fadinges csatorna hatására a vevőben a konstellációs pontok „elmosódnak” mind vízszintes mind függőleges irányban. Ha a vevő oldalon az egyes szimbólumokhoz tartozó konstellációs pontok az optimális vevő ún. döntési tartományait – amelyek a konstellációs diagram alapján általában intuitívan is jól meghatározhatók – átlépik, akkor *szimbólumhiba* lép fel a vétel során. Az 5.1. ábrán láthatjuk a konstellációs diagram illusztrációját 16-QAM modulációra additív fehér Gauss-zajjal (Additive White Gaussian Noise (AWGN)) terhelt vett jel esetén. A konstellációs diagram ábrázolásának menete az FSQ26-ban: [HOME VSA], [MEAS RESULT], [MEAS SIGNAL], [IQ (CONST)].



5.1. ábra. 16-QAM modulációs konstellációs diagramja Gauss-zaj esetén

5.2. A jel-zaj viszony

Méréseink során a modulált jel P_t átlagteljesítménye változtatható paraméter lesz, amely a vett jel minőségét nagyban befolyásolja. Vegyünk sorra ezért néhány az adóteljesítményt tartalmazó egyszerű összefüggést.

A szimbólumenergia. Egy modulált M szintű QAM modulált jel átlagteljesítménye, átlagos szimbólum- illetve bitenergiája között az alábbi kapcsolat áll fenn

$$P_t = \frac{E_s}{T_s} = \frac{\log_2(M)E_b}{T_s}, \quad (5.1)$$

amelyben E_s , ill. E_b az átlagos szimbólum- illetve bitenergiát jelöli, M pedig a moduláció „szintjét” jelöli (értékei általában $M = 2^n$ szerint alakulnak, $n \in \mathbb{Z}$ -re). $\log_2(M)$ számú bitet tudunk átvinni minden egyes szimbólum segítségével (Pl. 16-QAM esetén 4 db bitet).

Jel-zaj viszony. A jel-zaj viszony (Signal-to-Noise-Ratio (SNR)) az egyik legfontosabb jellemzője a digitális jelátvitelnek, amelyet az alábbiak szerint határozhatunk meg

$$\gamma = \frac{P_t |H(f_c)|^2}{N_0 B_{ch}} = \frac{P_r}{N_0 B_{ch}} \frac{[W]}{\frac{[W]}{[Hz]} \cdot [Hz]}, \quad (5.2)$$

amelyben $|H(f_c)|^2$ a rádiós csatorna átlagos teljesítménycsillapítása a rendelkezésre álló B_{ch} szélességű frekvenciasáv f_c középfrekvenciájára vonatkoztatva, N_0 pedig az

AWGN *spektrális* teljesítménysűrűsége ([W/Hz]-ben kifejezve). $P_r = P_t \cdot |H(f_c)|^2$ a vett jel átlagteljesítményét jelöli. Az (5.3) egyenletben láthatjuk az egyes változók dimenzióit, amelyekkel könnyen belátható, hogy az SNR *dimenziómentes* mennyiség.

A jel-zaj viszony értékét gyakran *energiák hányadosaként* adják meg, amely az (5.3) egyenletet átalakítva a következőképpen adható meg $T_s = 1/B_{\text{ch}}$ feltételezéssel

$$\gamma = \frac{P_r}{N_0 B_{\text{ch}}} = \frac{P_r T_s}{N_0} = \frac{E_s}{N_0}, \quad (5.3)$$

Megjegyzés:

- a jel-zaj viszony mindig a *vevőben* értelmezendő
- különböző modulációk által megvalósított átvitel teljesítőképességének vizsgálatakor a jel-zaj viszonyt
 - az E_b/N_0 alakban használják, ha a *bithiba-arány* (Bit Error Ratio (BER)) értékeket hasonlítják össze,
 - az E_s/N_0 alakot pedig a spektrális hatékonyság értékek összehasonlításánál alkalmazzák.

Az adóteljesítmény dBm-ben történő megadása. A P_t adóteljesítményt a műszereken gyakran dBm-ben kell megadni (1 mW-ra vonatkoztatva), amelyet a következőképpen határozzunk meg:

$$\begin{aligned} P_{(\text{dBm})} &= 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{0.001} \right) = 10 \log_{10} (10^3 P_t) \\ &= 30 + 10 \log_{10} (P_t) \\ &= 30 + P_{(\text{dB})}, \end{aligned} \quad (5.4)$$

amelyben $P_{(\text{dB})}$ az adóteljesítmény decibelben (dB) kifejezett értéke.

A dBm és W közötti átváltás a következőképpen történik (5.4) alapján

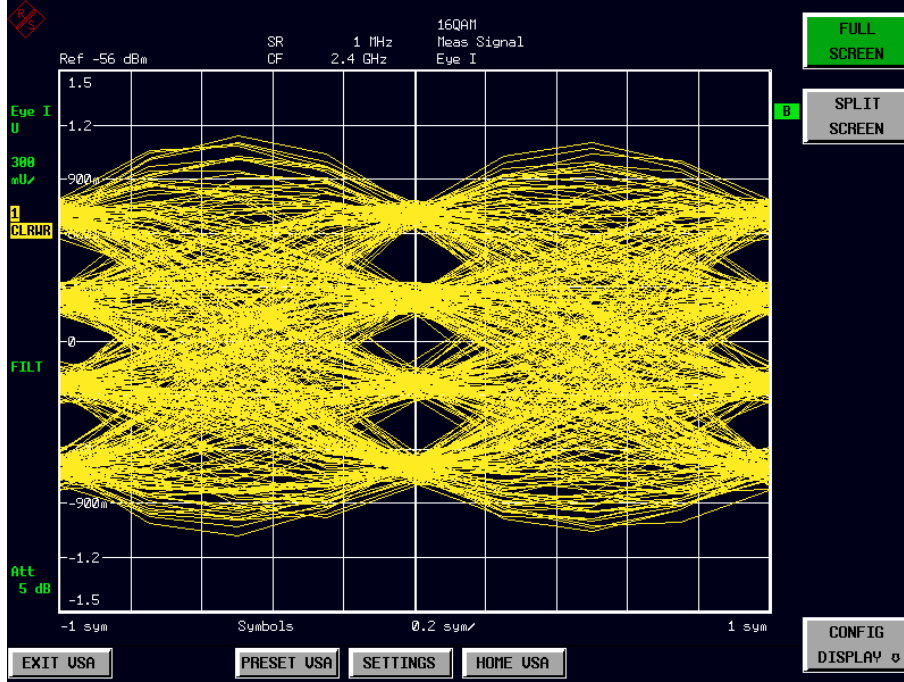
$$10 \log_{10} (P_t) = P_{(\text{dBm})} - 30, \quad (5.5)$$

vagyis

$$P_t = 10^{\frac{P_{(\text{dBm})} - 30}{10}}. \quad (5.6)$$

5.3. Szem-ábra

Az ún. szem-ábrát (eye-diagram) a digitális jelek torzulásának, „elkenődésének” vizsgálatára használják. A szem-ábra felvételénél az összes vizsgált kombinációhoz tartozó elemi jelet (szimbólum-jelalakot) egymásra rajzolják az adatjel időzítő jeléhez szinkronizálva, és így jelenítik meg a képernyőn. Az így kapott ábra egy szimbólumra eső része hasonlít egy emberi szemre.



5.2. ábra. Szem-ábra 16-QAM moduláció esetén

A szem-ábrán a csatorna véges sávszélessége, frekvenciafüggősége által okozott alaktorzuláson kívül az AWGN hatása is megjelenik. Ideális esetben a mintavételi időpontoknál (az ábra közepén) az átmeneteknek „elkenődés-mentesnek” kell lenniük (azaz a metszéseknek pontokat kellene meghatározniuk). Az 5.2. ábrán 16-QAM moduláció esetére láthatjuk a szem-ábrát additív zaj jelenlétében. Elérése az FSQ-ban: [HOME VSA], [MEAS RESULT], [MEAS SIGNAL], [EYE].

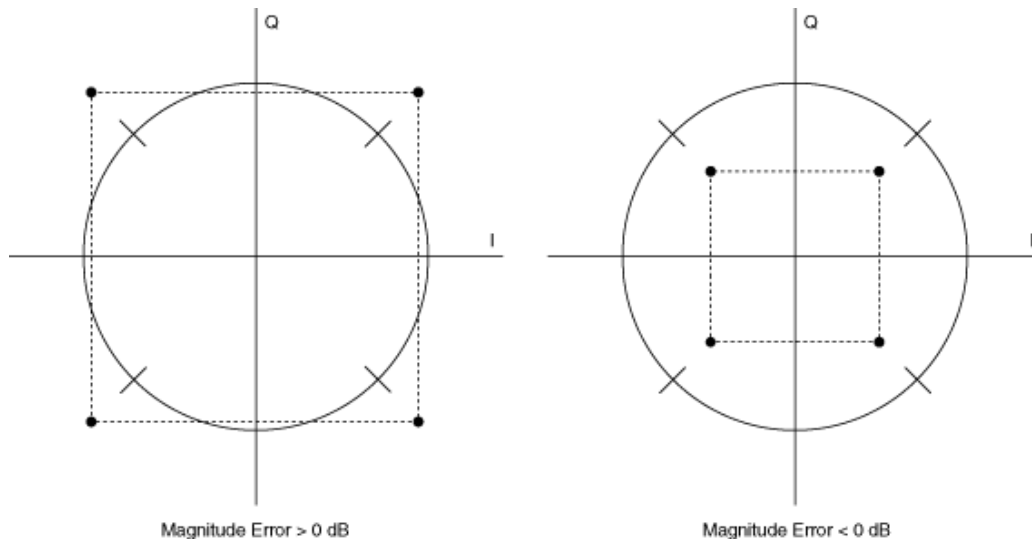
5.4. A vett jel minőségi paramétereinek mérése

Az alábbi három mennyiség az átvitt modulált jeleknek az **vevőben** megjelenő változatra ad minőségi jellemzést. Mindhárom mennyiség a vett szimbólum jelalakokat az ideális (a vevőben is tárolt) szimbólum jelalakok meghatározott paramétereivel történő való összehasonlításból adódik.

5.4.1. Hibavektor abszolút érték

A hibavektor abszolút érték (Error Vector Magnitude (EVM)) N darab hibavektor négyzetes középértékének és a konstelláció legnagyobb amplitúdójú pontjának a hányadosa, amely azt fejezi ki, hogy az eredő hibajel energia hányad része a legnagyobb amplitúdójú szimbólum energiájának. Az EVM a következő alakban adható meg

$$\text{EVM} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left[(I_j - \tilde{I}_j)^2 + (Q_j - \tilde{Q}_j)^2 \right]}}{|v_{\max}|}, \quad (5.7)$$



5.3. ábra. Abszolútérték hiba

amelyben a legnagyobb (ideális) szimbólumhoz tartozó vektor $|v_{\max}|$ hosszával való osztás a normalizálást valósítja meg, mely után az EVM értékét %-ban fejezzük ki. I_j a vett j -edik szimbólum in-phase Q_j pedig a kvadratúra komponense, \tilde{I}_j és \tilde{Q}_j pedig az ideális jel (referenciapontok) in-phase és kvadratúra komponensei.

5.4.2. Abszolútérték hiba

Az abszolútérték hiba (magnitude error) a vevőben megjelenő (modulált) jel vektorának mért és ideális hossza közötti különbségből számítandó szimbólumonként. Az abszolútérték hiba a konstellációs diagramon az egyes szimbólumokhoz tartozó pontok „kibővülését” vagy „beszűkülését” okozza (5.3. ábra). Az abszolútérték hiba az I és Q komponensekből egyidejűleg számítandó, dB-ben megadva.

5.4.3. A ρ paraméter

A ρ paraméter értéke szintén a moduláció minőségét jellemzi. Kiszámításához a vevőben visszaállított jelalak és az ideális jelalak közötti korrelációt kell meghatározni, (amelyet a visszaállított bitekből újra generálunk). A ρ mérése hasonló az EVM méréshez, mivel a vett jelalakokat is az ideális jelalakhoz hasonlítjuk. A ρ 0 és 1 közötti értékeket vehet fel a korrelálatlan és a teljesen korrelált eseteknek megfelelően.

5.4.4. Modulációs hiba-arány

A modulációs hiba-arány (Modulation Error Ratio (MER)) a digitálisan modulált jel jel-zaj viszonyának egy mérési módja. Ahogyan az SNR-t, a MER értékét is általában decibelben (dB) fejezik ki. A MER értékét N darab szimbólumra kifejezve a

FILT

1 CLRWR

Att 5 dB

MODULATION ACCURACY				
	Result	Peak	atSym	Unit
EVM	7.323	19.666	503	%
Magnitude Err	4.012	12.498	463	%
Phase Error	3.92	-23.69	503	deg
CarrierFreq Err	212.54			Hz
Ampt Droop	0.10			dB
Origin Offset	-53.50			dB
Gain Imbalance	-0.02			dB
Quadrature Err	-0.18			deg
RHO	0.994637			
Mean Power	-63.71	-57.42	116	dBm
SNR (MER)	22.71			dB

5.4. ábra. A vett jel hibajellemzőinek illusztrációja az FSQ-n

következőképpen definiálják

$$\text{MER} = \frac{\sum_{j=1}^N (\tilde{I}_j^2 + \tilde{Q}_j^2)}{\sum_{j=1}^N [(I_j - \tilde{I}_j)^2 + (Q_j - \tilde{Q}_j)^2]}. \quad (5.8)$$

Megjegyzendő, hogy a MER és EVM számítás között csupán az átlagképzés módjában van különbség.

A fenti paraméterek mérése a következőképpen történik az SMU200A-n: [HOME VSA], [MEAS RESULT], [MEAS SIGNAL], [SYMBOLS & MOD ACC] (5.4. ábra).

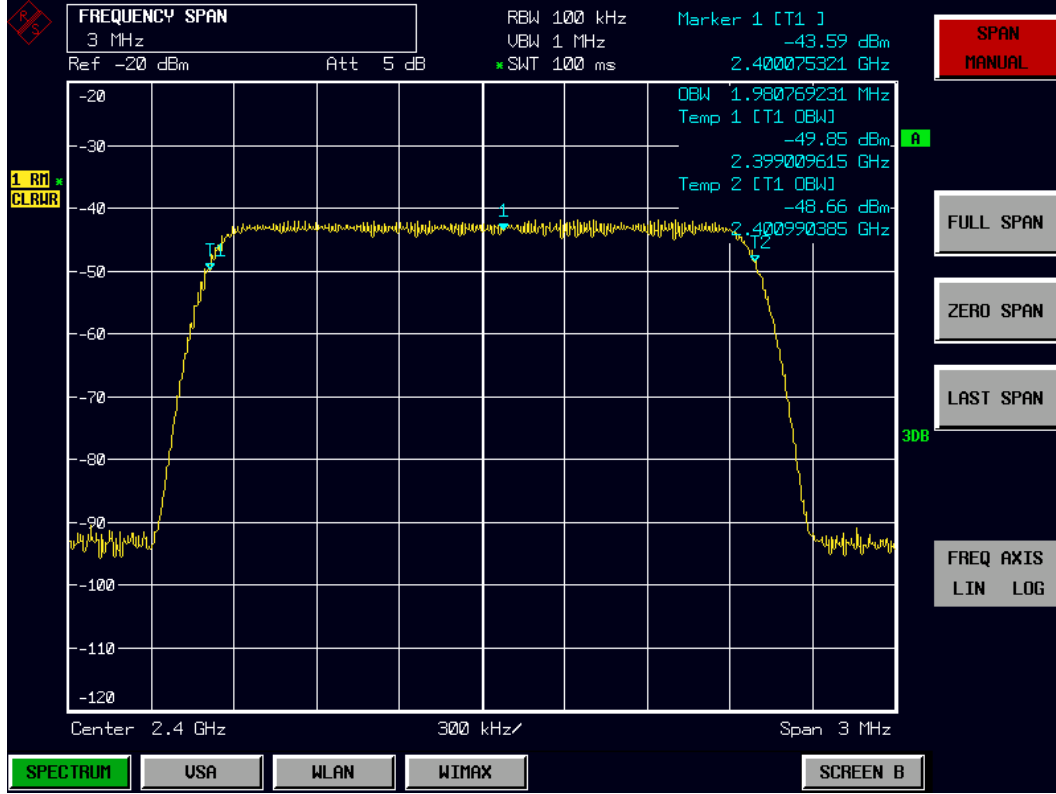
5.5. A lefoglalt sávszélesség mérése

A modulált jel egyik fontos jellemzője a sávszélessége. A rádiós kommunikációban a felhasznált sávszélességet korlátozni kell annak érdekében, hogy a szomszédos csatornában is zavartalanul működjön a kommunikáció. A lefoglalt sávszélesség azon két frekvencia különbségének abszolútértékeként definiálható, amelyek között a jel teljesítményének *bizonyos hányada* mérhető (5.5. ábra). Az FSQ-n ez az arány 10%-tól 99,9%-ig értelmezhető, amely a következőképpen állítható be: [MEAS], [OCCUPIED BANDWIDTH], [% POWER BANDWIDTH].

5.6. A jel teljesítményének becslése a spektrum alapján

A spektrumanalizátoron a jel spektrális alakjának mérésekor *nem a jel teljesítményét* látjuk közvetlenül (pl. az 5.5. ábrán is), hanem annak $S(f)$ *spektrális teljesítménysűrűség függvényét*, amelynek mértékegysége [W/Hz]. A jel össz. P_r vett teljesítménye ekkor integrálással számítható a következőképpen

$$P_r = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) df. \quad (5.9)$$



5.5. ábra. A vett jel lefoglalt sáv szélességének mérése

A fenti számítás természetesen egyszerűsödik, ha tudjuk pontosan az integrálási intervallum két végpontját, illetve, ha közelítőleg konstans a jel spektruma a lefoglalt sáv szélességen belül, akkor az egyszerű $P_r = S(f)B_{ch}$ szorzással számítható (lásd (5.10) egyenlet) a görbe alatti terület, ahol B_{ch} a lefoglalt sáv szélességet jelenti.

A spektrumanalizátorokon a spektrális teljesítménysűrűség általában [dBm/Hz]-ben jelenik meg. Ezen kívül a műszer aktuálisan beállított felbontási sáv szélességét (Resolution Bandwidth (RBW)) is figyelembe kell vennünk, amely az 5.5. ábrán 100 kHz-re van állítva. A fentiek szerint az ábrán látható görbe által szolgáltatott értékek mértékegysége [dBm/(100 kHz)]. Tehát az 5.5. ábra alapján a vett jel teljesítményének becslése [dBm]-ben

$$\begin{aligned}
 P_{r,dBm} &= -43,59 + 10 \log_{10} \left(\frac{B_{ch}}{RBW} \right) \\
 &= -43,59 + 10 \log_{10} \left(\frac{1,98 \cdot 10^6}{100 \cdot 10^3} \right) \\
 &= -30,6233 \text{ [dBm]}.
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

6. fejezet

LTE az SMU jelgenerátoron

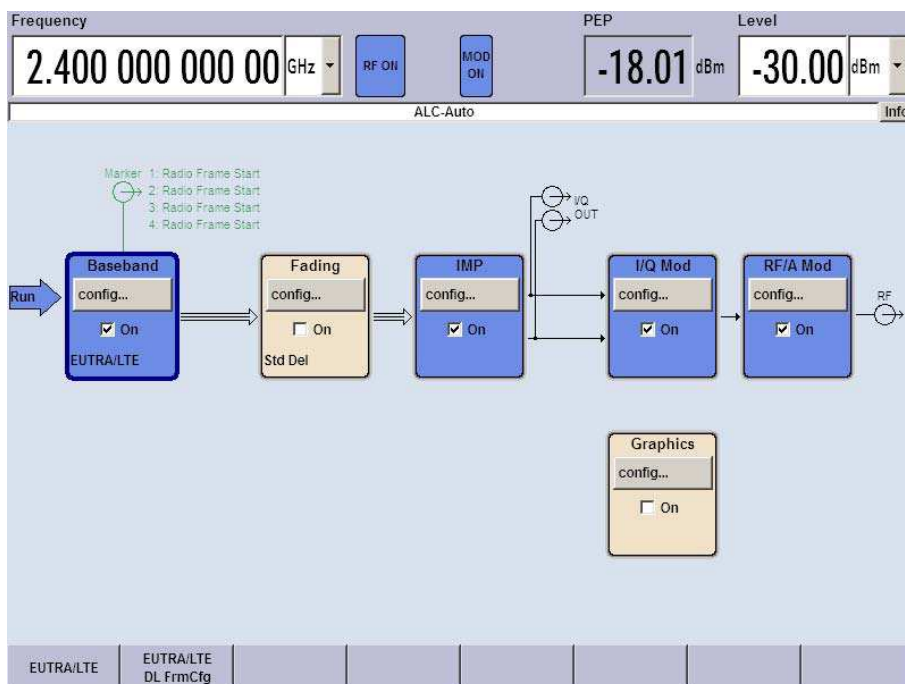
Ebben a fejezetben a mérés során elvégezhető beállítások bemutatása található a jelgenerátor oldalon. Az SMU-K55 LTE szoftvert fogjuk felhasználni a méréseinkhez, amelynek részletes leírása [3] a következő linken található: http://www.rohde-schwarz.de/file_17627/RS_SigGen_EUTRA_LTE_Operating.pdf. A méréseink során kizárólag a Downlink irányú fizikai rétegbeli LTE átvitelt fogjuk vizsgálni.

6.1. Alapbeállítások az SMU 200A jelgenerátoron

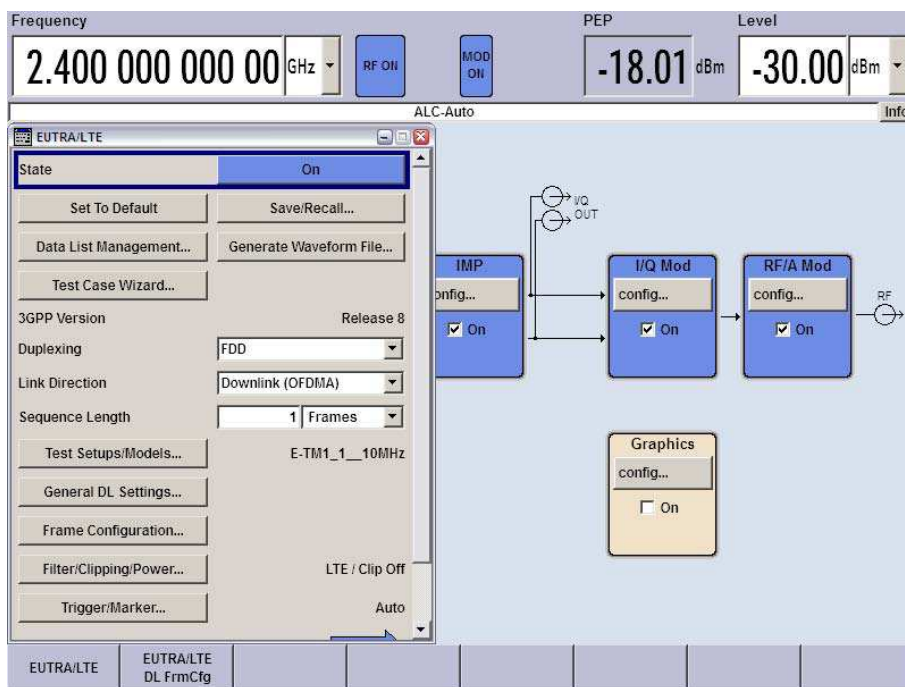
Az SMU 200A jelgenerátor alaphelyzetben 6 db blokkot tartalmaz (6.1. ábra). Az első és a legfontosabb a **Baseband** blokk, amelyben az alapsávi jeleinket állíthatjuk elő akár tetszőleges beállításokkal, akár különböző szabványokkal összhangban. Ezen a blokkon belül fogjuk kiválasztani az általunk generált fizikai rétegbeli LTE jelekkel kapcsolatos beállításokat. A következő blokk egy paraméterezhető ún. fading szimulátor, ami a többutas terjedést modellezi valós időben. A következő két blokk a modulációért felel, itt történik meg az in-phase és kvadratúra komponensek előállítása, majd az **RF/A Mod** blokkban zajlik a jel vivőfrekvenciára való keverése. A különálló **Graphics** blokk megnyitásával figyelhetjük meg a generált jeleink bizonyos tulajdonságait grafikusán.

A **Baseband** blokkban az **E-UTRA/LTE-A** lehetőség kiválasztása után a 6.2. ábra szerinti lehetőségeket látjuk. A menüben az alábbi legfontosabb lehetőségek érhetők el:

- **[Set to Default]**: Az alapbeállításokat juttatja érvényre: lásd [3, 74. old.].
Megnézni!
http://www.rohde-schwarz.de/file_17627/RS_SigGen_EUTRA_LTE_Operating.pdf
- **[Save/Recall]**: A beállításainkat elmenthetjük és visszatölthetjük *.eutra kiterjesztésű fájlok segítségével.
- **[Duplexing]**: Duplex módok beállítása (TDD, FDD)
- **[Link Direction]**: A kommunikációs irány megadása: DL, UL. (Megjegyzés: mérésünk során csak a DL iránnyal foglalkozunk.)



6.1. ábra. Az SMU 200A alaphelyzetben



6.2. ábra. Az LTE főmenü az SMU 200A-n

- [Sequence Length]: Beállítható a generált szekvenciánk hossza keretekben (lásd 3.1. pont, 13. old) megadva.
- [Test Setups/Models]: lásd 6.1.1. pont.
- [General DL Settings.../ General UL Settings...]: Kommunikációs iránytól függő általános beállítások előhívása. Lásd 6.1.2. pont.
- [Frame Configuration]: Pl. az erőforrás blokkok allokálásának megadása a különböző felhasználókhöz. Részletesen lásd 6.1.3. pont.
- [Filtering/Clipping/Power]: Bázisállomásbeli szűrés, vágás, és általános teljesítménybeállítások.
- [Trigger/Marker]: trigger mód és forrás kiválasztása.

6.1.1. Teszt modellek

A 3GPP TS 36.141 szabvány dokumentumban megadott teszt esetek előhívása. http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.141/

- Lehetőség számos teszt modell (EUTRA Test Model (E-TM)) gyors beállítására.
- A tesztmodellek három fő csoportja létezik: E-TM1, E-TM2, E-TM3.
 - E-TM1.1: BS kimenő teljesítmény, nem kívánt teljesítménykibocsátás, adó-intermoduláció, RS abszolút pontosság.
 - E-TM1.2: ACLR, működési sávbeli nem kívánt emisszió
 - E-TM2: Összteljesítmény dinamikatartomány (lower OFDM symbol power limit at min power), EVM egyetlen 64-QAM PRB allokációval (min. teljesítményen), frekvenciahibák min, teljesítményen
 - E-TM3.1: Kimentő teljesítmény dinamikája, a kisugárzott jel minősége (frekvencia hiba és EVM 64-QAM esetre max teljesítményen)
 - E-TM3.2: A kisugárzott jel minősége: frekvencia hiba és EVM 16-QAM esetre
 - E-TM3.3: A kisugárzott jel minősége: frekvencia hiba és EVM QPSK esetre
- *Mindegyik* teszt modell a következő főbb beállításokat tartalmazza:
 - egyetlen antenna port, egyetlen kódszó, egyetlen réteg (layer), nincs előkódolás.
 - Egyetlen keret (10 ms)
 - Normál CP
- A küldendő csatornák (adat vezérlő) *adattartalmát* is a szabvány határozza meg. Mindegyik E-TM-et hat különböző *vivő* (lásd 3.1. pont, 13. old) sávszélességre definiálták: 1,4/3/5/10/15/20 MHz.

6.1.2. Általános DL beállítások

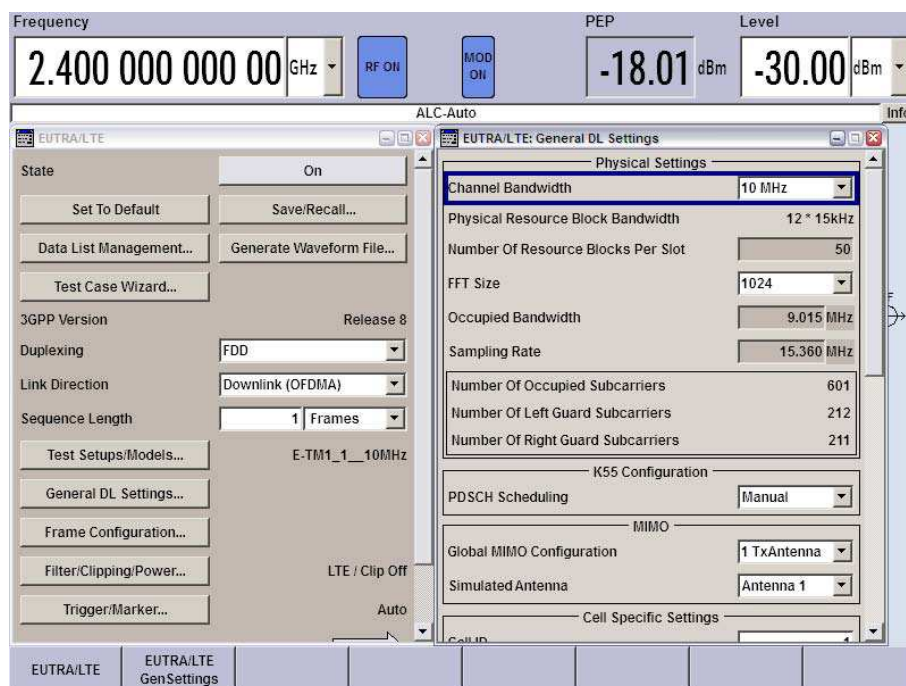
A [General DL Settings] menüpontban (6.3. ábra) a következő főbb lehetőségeink vannak az E-UTRA DL jelek beállítására:

- [Physical Settings]:
 - Channel Bandwidth: a vivő sávszélességének megadása
 - FFT méret
- [K55 Configuration Mode]
 - PDSCH scheduling: A PDSCH (felhasználói adatforgalom) ütemezési módjának beállítása.
- [MIMO]: mérésünk során 1x1 antennás átvitelt vizsgálunk.
- [Cell Specific Settings]: a cella azonosítás és a teljesítményviszonyok beállítása.
 - Cell ID = $3 * \text{Physical Cell ID Group} + \text{Physical Layer ID}$. Ebből 504 egyedi érték van. Részletek [3, 7.4.7 pont]-ban.
 - * a DL referenciajelek pszeudorandom bitsorozatát
 - * a referenciajelek frekvenciaeltolását
 - * a S-SSIG szekvenciát
 - * a PCFICH, PHICH és PDCCH mapping ciklikus eltolásait.
 - * a scramblinghez használatos pszeudorandom sorozatot.
 - Megadhatjuk a ciklikus prefix hosszát (normál, extended, vagy user defined).
- [Downlink Reference Signal Structure]: Megadhatjuk a referenciajelek teljesítményét.
- [Synchronization Signal Settings]: Megadhatjuk a szinkronizáló jelek (P-SSIG ill. S-SSIG) teljesítményét, valamint ki- és bekapcsolhatjuk azokat.
- [Positioning Reference Signal Settings]: A pozicionáló referenciajelek konfigurálására szolgál.

6.1.3. DL keret konfiguráció

Itt történik az alkeretek és az OFDMA erőforrás allokáció (lásd 2.3. pont, 9. old.) beállítása.

- [Frame Configuration]
 - [No Of Configurable (DL) Subframes]: a konfigurálható alkeretek száma.
 - [Reset Subframe Configuration]:



6.3. ábra. Általános LTE DL beállítások

- [Configure User]: az erőforrás allokációt állíthatjuk be a különböző felhasználók számára [3, 7.8 pont].
- [Behavior In Unscheduled REs (OCNG)]: Mi történjen az allokálatlan erőforrás elemeken (RE). Dummy data¹, vagy Discontinuous Transmission (DTX).
- [Dummy Data Configuration]: ha korábban a „dummy data” opciót választottuk.
- [Subframe Configuration]:
 - [Subframe Selection]: melyik alkeretet konfigurálják.
 - [Cyclic Prefix]: CP-k száma alkeretenként. csak akkor elérhető, ha korábban az „user defined” ciklikus prefixet választottuk (lásd [Cell Specific Settings]).
 - [No. Of Used Allocations]: Az ütemezett allokációk száma a kiválasztott alkeretben. Több dologtól függ: pl. az elérhető sávszélesség, van-e PBCH a kiválasztott alkeretben stb.
 - [Copy Subframe Settings]: A kiválasztott alkeret beállításainak másolása. A P-SSIG/S-SSIG/PBCH beállítások figyelmen kívül hagyásával.
 - [Paste Subframe Settings]: A fenti információ beillesztése a kiválasztott alkeretbe.
 - [Show Time Plan]: Az idő-frekvencia erőforrás hálón illusztrálja fenti beállításokat.

¹nem hasznos adat, kizárólag helykitöltés céljából generáljuk

- [Configure PCFICH, PHICH, PDCCH]: a PCFICH, PHICH és PDCCH csatornák konfigurálása.
- [Resource Allocation Table DL]: a főbb beállítások:
 - [Allocation number]: az allokáció sorszámát jeleníti meg.
 - [Mod.]: A modulációs típust választjuk ki az allokációhoz.
 - [Enhanced Settings DL]: további DL beállítások: előkódolás, csatornakódolás.
 - [VRB Gap]: Lásd. [3, 128 old.]
 - [No. RB (Resource Blocks)]: a kiválasztott allokáció sávszélességét határozzuk meg PRB-ben kifejezve.
 - [No. Sym.]: a kiválasztott allokáció időtartamát határozzuk meg szimbólumokban kifejezve. ($T_s = 1/\Delta f_c = 1/(15 \cdot 10^3) = 66,67 \mu\text{sec}$). Megjegyzés: FDD módban a PDSCH mindig kitölti a teljes alkeretet (a szimbólum offset figyelembevételével).
 - [Offset RB]: A kezdő PRB sorszámát jelöli ki az allokációban.
 - [Offset Sym.]: A kezdő szimbólum sorszámát jelöli ki az allokációban.
 - [Auto]: Van-e automatikus offset számítás, vagy nincs.
 - [Phys. Bits]: A kiválasztott allokáció mérete bitekben kifejezve.
 - [Data Source]: Az átküldendő adatfolyam kiválasztása.
 - [DList/Pattern]: Megjeleníti a bitfolyamot, vagy a kiválasztott DList adatot.
 - [Rho A]:

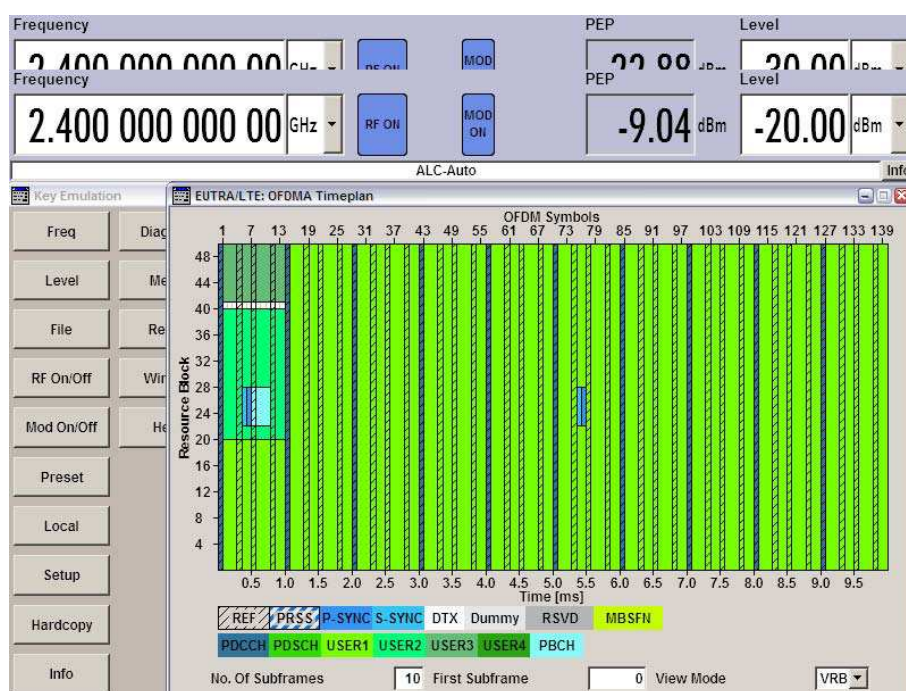
6.1.4. Felhasználói beállítások

A [Configure User] párbeszédablak segítségével 4 db UE ütemezési beállításait adhatjuk meg, amelyeket szabadon allokálhatunk az egész kereten belül. Felhasználónként kiválaszthatjuk az adatforrást, amely akkor is ugyanaz lesz az adott felhasználóhoz, ha az allokáció nem folytonos időben, vagy frekvenciában. A moduláció, az előkódolási beállítások (MIMO-hoz kell), és a scrambling beállítások azonosak egyazon felhasználóhoz. A legfontosabb beállítások:

- az UE-k sorszáma
- [Tx Mode]: Ennek a módnak a kiválasztásával a megfelelő oszlop paraméterei automatikusan változnak.
- [UE Category]
- antenna mappelés (MIMO), scrambling, csatornakódolás
- [UE ID]: Ez alapján történik a scrambling

- [Data Source (User)]: fájlból is betölthetünk adatokat.
- [DList Pattern (User)]: Megjeleníti a bitfolyamot, vagy a kiválasztott DList adatot.
- [P_A]: A PDSCH teljesítmény paraméterének beállítása 3GPP TS 36.213, (5.2. pont) szerint.
- [Activate CA]: a vivőösszevonás (Carrier Aggregation (CA)) aktiválása (jelenleg nem érhető el).

Az [OFDMA Timeplan] párbeszédablakban (6.4. ábra) figyelhetjük meg a felhasználói allokáció eredményét. A vízszintes tengelyen az OFDM szimbólumok (fent) ill. az idő látható ms-ban kifejezve (lent). A függőleges tengelyen pedig a PRB-eket követhetjük nyomon.



6.4. ábra. Az idő-frekvencia erőforrás háló beállításai az SMU200A-n

6.2. Tesztesetek

Az E-UTRA/LTE képernyőn (6.2. ábra) lévő [Test Case Wizard] menü segítségével számos bonyolult 3GPP LTE specifikus bázisállomás tesztnek a beállításait (frekvencia, jelszint, link irány, szűrő, trigger stb.) juttathatjuk érvényre néhány gombnyomás segítségével.

Az alábbiakban összegyűjtöttünk néhány fontos teszt esetet, amelyek a mérések során hasznosak lehetnek számunkra.

6.2.1. Bázisállomás megfelelési tesztek

Ezen vizsgálatok során eldönthetjük pl. egy beüzemelendő bázisállomásról, hogy megfelel-e a szabványban definiált minimumkövetelményeknek. A 3GPP TS 36.141 szerint háromféle teszt esetet különböztetünk meg, amelyek az

- Radio Frequency (RF) adó oldali karakterisztikák
- RF vevő oldali karakterisztikák
- RF teljesítőképesség követelmények

Ezekhez a mérési feladatokhoz LTE specifikus bázisállomás (eNB) szükséges, amely közvetlenül csatlakoztatandó az SMU200A-ra. Jelenleg eNB nem áll rendelkezésünkre, de szükségesnek tartjuk megemlíteni a bázisállomás megfelelési teszteket, mivel számos vizsgálat elvégezhető velük, akár ha a hallgatók később az iparban hasonló műszerekkel találkoznak, akár ha az MCL-ben műszerpark bővítés történik. Bővebben [3, 8. fejezet]-ban tájékozódhat az olvasó ezekről a tesztekéről.

7. fejezet

LTE az FSQ analízátoron

Az alábbiakban a mérés során elvégezhető feladatok bemutatása, az ezekhez szükséges beállítások megadása található az analízátor oldalon. A méréseink során kizárólag **Downlink** irányú **Frequency-Division Duplexing (FDD)** fizikai rétegbeli LTE átvitelt fogunk vizsgálni, amelyhez az FSQ-K100 szoftver tartozik. (Pl. az FSQ-K101 az UL FDD irány vizsgálatához tartozik). A szoftver által nyújtott lehetőségek részletes leírása [4] az alábbi linken található: http://www.rohde-schwarz.de/file_13204/FSQ_K10x_LTE_DL_User_Manual_en.pdf

7.1. Általános beállítások

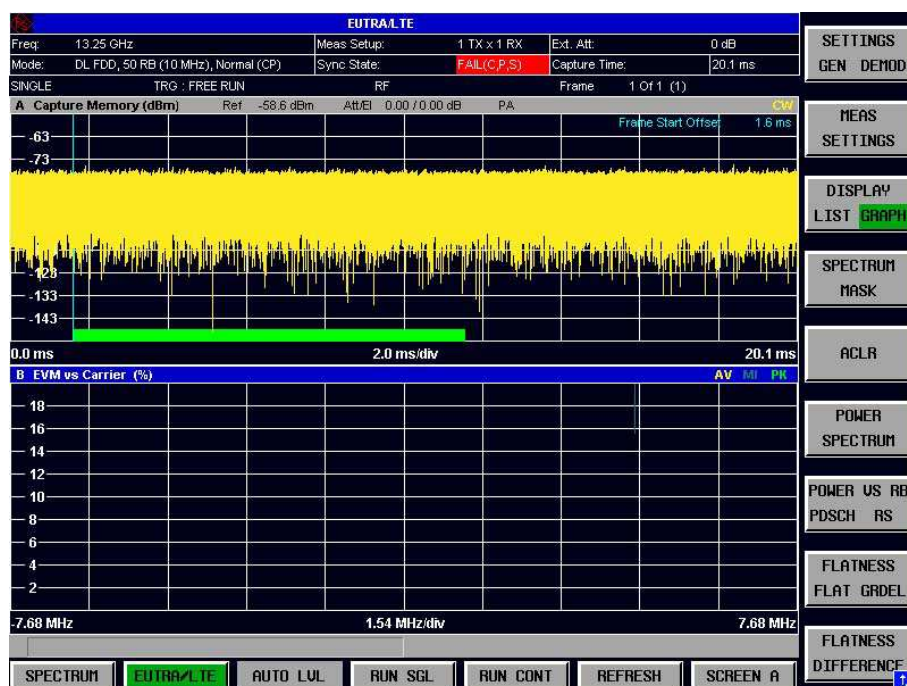
Az FSQ-K100 LTE szoftver üdvözlőképernyőjén (7.1. ábra) a [SETTINGS], [GEN] gombokkal juthatunk el az általános beállításokhoz. Itt három fő beállítási csoport található: DL General, MIMO (nem használjuk), és Advanced. Az alábbiakban a méréseink szempontjából legfontosabb beállításokat ismertetjük:

- [DL General]: A pontban állíthatjuk be az átviteli irányt, sávszélességet stb.
 - [Capture Time]: Itt állíthatjuk be, hogy mennyi ideig figyeljük a bejövő adatokat (a sweep time-ot határozza meg). Ezt aktiválhatjuk, ha csak bizonyos részére vagyunk kíváncsiak egy LTE keretnek. Alapbeállítás szerint az egész keretet vizsgáljuk (Overall Frame Count).
 - Egyéb beállítások: lásd [4, 4.1. pont]

7.2. Demodulációs beállítások

A részletes mérési beállításokat adhatjuk meg ebben a menüben: [SETTINGS], [DEMODO]. A menüpont három részből áll:

- [DL Demod]: a vett jel beállításai.
 - Channel estimation: különböző csatornabecslési módszerek beállítása. A 3GPP szabvány szerinti és két optimális módszer.



7.1. ábra. Az SMU 200A alaphelyzetben

- EVM Calculation Method: A 3GGP szabvány szerinti és egy optimális módszer.
- Scrambling of Coded Bits: a scrambling beállítása a kódolt bitekhez mind-egyik csatornához (PDSCH vag PHICH): (ON/OFF).
- Auto PDSCH Demodulation: Ha automatikus, akkor az analizátor vagy a jel vizsgálatával, vagy a PDCCH-ban rejlő információ alapján visszakeresi a PDSCH erőforrás allokációt, és demodulálja a felhasználói adatokat.
- PDSCH Subframe Configuration Detection: Milyen módon derítsük ki a PDSCH allokációt? Vagy a PDDCH-ban rejlő adatok alapján, vagy fizikai detektálással.
- Tracking->Phase: a fázishibákat kompenzálhatjuk szimbólum-szinten különböző módokon (Pilot only, Pilot and Payload)
- Timing: a fázishibákat kompenzálhatjuk szimbólum-szinten.
- [DL Frame Config]: keretbeállítások:
 - Configuring the Physical Layer Cell Identity: Automatikusan azonosítjuk a cellát, vagy nem. Ha nem, akkor az SMU 200A-n beállított Cell ID-t kell itt is beírni.
 - PDSCH Subframe Configuration:
 - * alkeretek egyedi konfigurálása, amelyek a PDSCH információt hordozzák. Alapesetben automatikus a detektálás.

- * **Configuration table:** alkeretenként (1 ms) történhet különböző allokáció. Egyetlen alkeretben több felhasználót is ütemezhetünk, ügyelve arra, hogy a frekvenciatartományban ne ütközzenek. A konfigurációs táblában (7.2. ábra) megfigyelhetjük az allokációkat mindegyik alkeretre. Mindegyik sor egy-egy allokációt (felhasználót) jelent. Ha ütközés van az allokációban egy vagy több alkeretben, akkor ez a táblázatban megjelenik.
- * **Beállítások:** Modulation, Number of RB, Offset RB, Power (dB, az allokáció kiemelése a referenciajel teljesítményhez képest) (lásd korábban az SMU200A-nál: 6.1.3. pont, 44. old.)
- * **Configurable Subframes:** Beállíthatjuk, hogy hány alkeretet akarunk megjeleníteni.
- * **Conflict:** Ha túllépjük a rendelkezésre álló sáv szélességet, vagy ha átlapolódó PRB-ket allokáltunk.

ID / N_RNTI	Code Word	Modulation	Number of RB	Offset RB	Rho A (Power)/dB	Confl.
0	1/1	QPSK	4	6	0 dB	
1	1/1	QPSK	2	10	0 dB	
2	1/1	QPSK	4	0	0 dB	
3	1/1	QPSK	2	5	0 dB	
4	1/1	QPSK	2	12	0 dB	
5	1/1	QPSK	1	14	0 dB	

7.2. ábra. A konfigurációs tábla

- [DL Adv Sig Config]: Vezérlőcsatornák és egyéb beállítások
 - PRB Symbol Offset: az allokáció kezdete az alkeret kezdetétől számítva. Ez mindegyik alkeretre vonatkozik a kereten belül.
 - Rel Power: A referenciajelek teljesítménye az összes többi csatornához képest, dB-ben megadva.
 - Synchronization Signal: P-SYNC Relative Power és S-SYNC Relative Power.
 - PBCH: Van-e PBCH, vagy nincs (ON/OFF)
 - PCFICH és PHICH konfigurálása (ON/OFF)
 - PDCCH konfigurálása: PDCCH Format, Number Of PDCCH, Rel Power

7.3. Mérési beállítások

Az FSQ-K100 LTE üdvözlőképernyőjén a [MEAS SETTINGS] gombbal érhető el.

- **Selection:** Kiválaszthatjuk, hogy a mérendő jel mely mért paramétereit akarjuk megjeleníteni (Result Summary, EVM vs. Carrier, EVM vs. Symbol, Channel

Flatness, Channel Group Delay, Channel Flatness Difference, Constellation diagram, Allocation Summary list and Bit Stream.). Ha az All lehetőséget választjuk, akkor az összes mért paramétert megjelenítjük.

- **Units:** Milyen mértékegységben jelenjenek meg a mért paraméterek.
- **Misc:** Bit/Symbols Format: a beérkező bitsorozatot megjeleníthetjük
 - sorban, vagy
 - "szimbólum" formában, vagyis az azonos szimbólumhoz tartozó biteket hexadecimális számokként ábrázoljuk mindig két számjeggyel.

7.4. ACLR beállítások

A mérési beállítások előtt tisztázzuk az Adjacent Channel Leakage power Ratio (ACLR) fogalmát: az allokált sávon kívüli nem kívánt teljesítménykibocsátás mértékének leírására szolgál. A kívánt sávban kibocsátott teljesítmény és valamely szomszédos csatornába „átsugárzott” teljesítmény hányadosa.

Az ACLR mérést konfiguráló paraméterek beállítása. Elérése: [MEAS], [ACLR], [NEXT], [ACLR Settings].

- **Assumed Adjacent Channel Carrier:** A feltételezett szomszédos vivőt állíthatjuk be.
- **Noise Correction:** (ON/OFF)

7.5. Az eredmények megjelenítése

Az alábbiakban az LTE mérésekkel kapcsolatos eredmények kijelzési módjait foglaljuk össze az FSQ-K100-ban.

7.5.1. Numerikus eredmények

A [DISPLAY], [LIST] gombok megnyomása után elérhető egy táblázat (7.3. ábra), amely numerikusan foglal össze számos mérési eredményt. A táblázat két részből áll. Az első rész az egész keretre vonatkozó eredményeket tartalmaz. Mindegyik értékhez fel van tüntetve a minimum és maximum lehetséges értéke a szabvány szerint. Így könnyen ellenőrizhető, hogy a vizsgált jeleink megfelelnek-e a szabványban előírtaknak („Pass”, vagy „Fail”). Az alábbi legfontosabb paramétereket tartalmazza a táblázat:

- **EVM PDSCH QPSK:** A vizsgált keretben a PDSCH csatorna összes QPSK-val modulált RE-jének az EVM értékét (lásd 5.4.1. pont, 36. old.) mutatja.
- **EVM PDSCH 16QAM:** A fentihez hasonlóan 16-QAM-re.
- **EVM PDSCH 64QAM:** A fentihez hasonlóan 64-QAM-re.

Result Summary						
Frame Result 1/1	Min	Mean	Limit	Max	Limit	Unit
EVM PDSCH QPSK		0.35	17.50			%
EVM PDSCH 16QAM			12.50			%
EVM PDSCH 64QAM			8.00			%
Time Alignment Error 2,1						ns
Time Alignment Error 3,1						ns
Time Alignment Error 4,1						ns
Results for Selection	Subframe(s)	ALL	Selection	Antenna 1	Frame Result 1/1	
EVM All	0.34	0.35		0.36		%
EVM Phys. Channel	0.34	0.35		0.36		%
EVM Phys. Signal	0.33	0.35		0.36		%
Frequency Error	- 35.44	- 35.36		- 35.26		Hz
Sampling Error	- 0.07	- 0.04		- 0.01		ppm
IQ Offset	- 68.33	- 67.16		- 66.53		dB
IQ Gain Imbalance	- 0.00	- 0.00		- 0.00		dB
IQ Quadrature Error	0.02	0.02		0.02		°
RSTP	- 57.96	- 57.95		- 57.95		dBm
OSTP	- 30.17	- 30.17		- 30.17		dBm
Power	- 30.25	- 30.23		- 30.22		dBm
Crest Factor		10.05				dB

7.3. ábra. Numerikus mérési eredmények az FSQ-n

A táblázat második része a keretnek egy kiválasztott részéről tartalmaz eredményeket. A fejlécben megjelenik a kiválasztott keret sorszáma.

- **EVM All:** az összes RE-re értelmezett EVM a vizsgált keretben
- **EVM Phys Channel:** a fizikai csatornákhöz tartozó RE-kre értelmezett EVM a vizsgált keretben
- **EVM Phys Signal:** a fizikai jelekhez tartozó RE-kre értelmezett EVM a vizsgált keretben
- **Frequency Error:** a mért középfrekvencia és a referencia középfrekvencia közötti eltérés.
- **Sampling Error:** a mért szimbólum óra és a referencia szimbólum óra közötti különbség.
- **I/Q Offset**
- **I/Q Gain Imbalance**
- **I/Q Quadrature Error**
- **RSTP:** a referenciajelek teljesítménye 3GPP TS 36.141 alapján.
- **OSTP:** OFDM szimbólum teljesítmények 3GPP TS 36.141 alapján.
- **Power:** a vett jel időtartománybeli teljesítménye
- **Crest Factor:** a vett jel csúcs-átlag teljesítménytényezője.

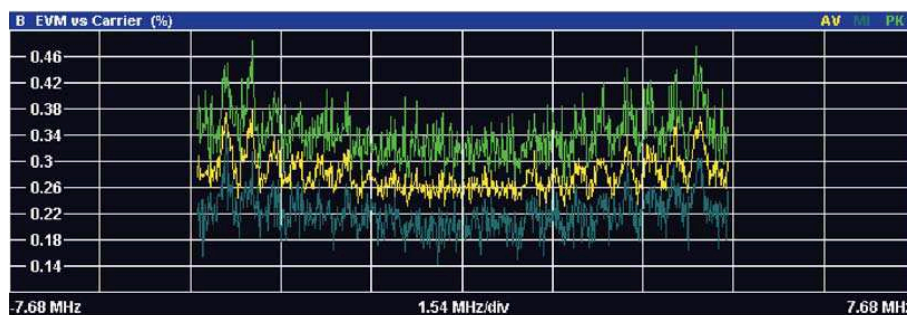
7.5.2. Teljesítmény-idő eredmények

Ennek a funkciónak a segítségével a vett jel teljesítményét jeleníthetjük meg az idő függvényében. A vízszintes tengelyen láthatjuk az időt, amelynek a hossza megegyezik azzal, amelyet korábban beállítottunk a [General Settings] ablakban. Az ablak alsó részén lévő zöld sáv jelzi, ha „helyesen” vizsgáljuk a jelet. Kék függőleges vonal jelzi az alkeret kezdetét.

7.5.3. EVM eredmények

Az EVM definícióját az 5.4.1 pontban (36. old.) találjuk.

- **EVM vs Carrier:** Az alvivőkön mért EVM értékek jelennek meg (7.4. ábra). Háromféle görbe jelenik meg: átlag, minimum, maximum. A marker segítségével megkereshetjük azokat az alvivőket, ahol a legnagyobb az EVM. Az értékek időbeli átlagokat tartalmaznak az összes OFDM szimbólumra. De beállíthatjuk, hogy csak egy kiválasztott alkeretre jelenítsük meg az EVM értékeket.



7.4. ábra. EVM görbék a frekvenciatartományban

- **EVM vs Symbol:** szimbólum-szinten vizsgálhatjuk az EVM értékeket. Megkereshetjük, hogy melyik szimbólumban túl magas legnagyobb az EVM. Átlagos EVM értékek jelennek meg az alvivőkön (frekvenciatartományban) átlagolva. A megjelenített szimbólumok a Subframe Selection beállításoktól és a ciklikus prefix hosszától függenek.
- **Frequency Error vs Symbol:** szimbólumszinten jeleníthetjük meg a frekvencia-hibákat.
- **EVM vs Subframe:** Az alkeretek mentén jeleníti meg az EVM értékeket. Meghatározhatjuk pl. hogy melyik alkeretekben volt túl magas az EVM.

7.5.4. Spektrális mérések

7.5.4.1. Pásztázó mérések

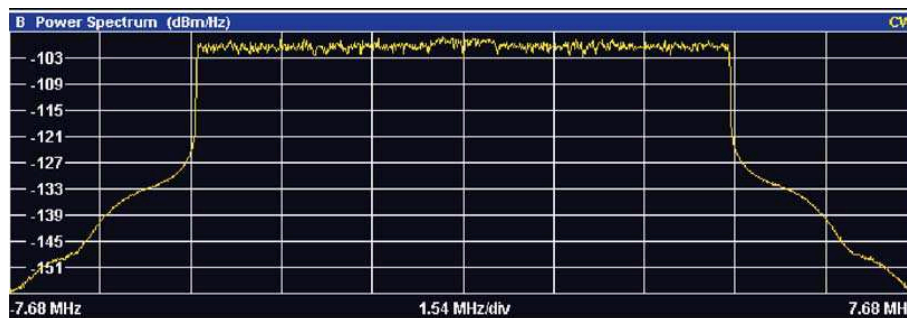
Ezen mérések során a vizsgálandó frekvenciasávot pásztázza végig a műszer (frequency sweep). Lényegében csak a teljesítményviszonyokra vagyunk kíváncsiak, demodulációval kapcsolatos mérések itt nem történnek.

- **Spektrális emisszió maszk:** Megvizsgálhatjuk, hogy a vizsgált jelünk megfelel-e egy spektrális maszk által definiált spektrális alaknak. A spektrális maszk alakját (piros vonal) 3GPP szabványban rögzítették. A gyakorlatban természetesen legyártott készülékeket (bázisállomás, mobil eszköz) tesztelhetünk ezzel a méréssel. Ha maszk által definiált jelszintet átlépjük bármelyik frekvencián, akkor a vizsgált eszközünk „megbukott” a teszten, tehát a gyárban további vizsgálatoknak kell alávetnünk.
- **ACLR:** A vett jelünket vizsgáljuk abból a szempontból, hogy (az általunk definiált) szomszédos csatornába a jel teljesítményének mekkora hányada „szivárog” át. A szomszédos csatornák beállításai: 7.4. pont.

7.5.4.2. I/Q mérések

A demodulált jelekkel kapcsolatos mérések történnek.

- **Power Spectrum:** megkapjuk a vizsgált jelünk spektrális teljesítménysűrűségét dBm/Hz-ben (7.5. ábra). A kijelzett sáv szélesség megfelel a korábbi beállításainknak.



7.5. ábra. A vett jel spektrális teljesítménysűrűsége [dBm/Hz]

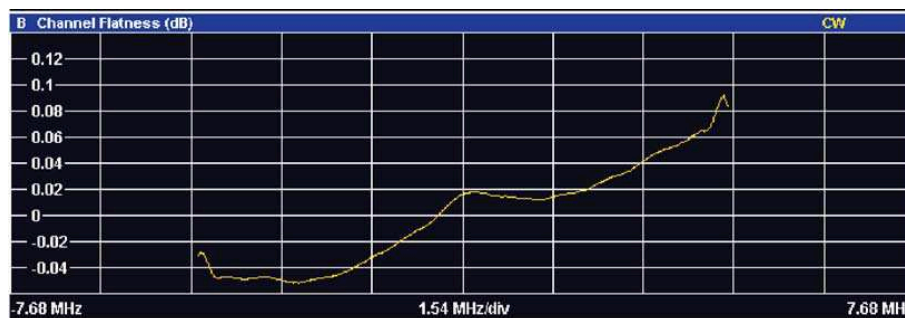
- **Power vs RB PDSCH:** Ennek a mérésnek a segítségével (7.6. ábra) megkapjuk mindegyik PRB-re, hogy mekkora teljesítménnyel (átlag, max., min.) mérhetők rajtuk a PDSCH csatornák. Vagyis, csak a felhasználói adatforgalmat mérjük. Kiválaszthatunk tetszőleges alkeretet is a **Subframe Selection** ablakban.
- **Power vs Resource Block RS:** A referenciajelek teljesítményét ábrázolja a PRB-k mentén (átlag, max., min.). Itt is kiválaszthatunk tetszőleges alkereteket.
- **Channel Flatness:** a csatorna átviteli függvényének abszolútértékét ábrázolja dBm-ben (7.7. ábra). Vizsgálhatjuk a csatorna frekvenciaszelektivitását.

7.5.5. Konstellációs diagramok

A beérkező modulált szimbólumok állapotát ellenőrizhetjük a konstellációs diagram segítségével. A **Constellation Selection** lehetőség van kiválasztani, hogy melyik modulációval (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) átvitt, melyik allokációhoz (felhasználóhoz) tartozó jeleket szeretnénk megtekinteni, melyik szimbólumban és melyik alvivőn.



7.6. ábra. A PDSCH csatornák különböző fizikai erőforrásblokkokon mért vett teljesítménye



7.7. ábra. A rádiós csatorna átviteli függvényének mérése

7.6. Fájlkézelés

Az FSQ K100 főmenüjéből elérhető **File Manager**-ből beállíthatunk keret elrendezéseket (frame setup), amelyben a jel teljes modulációs struktúrája, sávszélessége stb. A paraméterek xml fájlokban tárolódnak.

8. fejezet

Ellenőrző kérdések

8.1. Bevezető modulációs mérések (1. alkalom)

- Rajzolja fel a BPSK, és a 16-QAM moduláció konstellációs diagramját! Jelölje be a megfelelő pontokat a vízszintes és függőleges tengelyeken! Mit jelentenek a tengelyek?
- Mit nevezünk szimbólumnak egy moduláció során? Mit jelent a szimbólumidő? Mit jelent egy modulációs eljárás M szintje? Hány bitet tudunk átvinni egy szimbólumon belül adott M szintű moduláció esetén? Mekkora maximális átviteli sebesség érhető el a fenti paraméterekkel?
- Hogyan számítjuk ki egy M -QAM moduláció átlagos bitenergiáját az átlagteljesítményéből?
- Mit jelent a dBm? Írja fel a dBm és Watt közötti átváltás képletét mindkét irányba!
- Mi a spektrális teljesítménysűrűség függvény? Hogyan számítjuk ki ebből egy jel teljesítményét?
- Milyen mértékegységű a spektrumanalizátoron megjelenő görbe? Hogyan olvassuk le egy jel energiáját és teljesítményét egy spektrumanalizátorról?
- Adja meg egy többutas rádiós csatorna impulzusválaszát és átviteli függvényét. Mit jelentenek a kifejezésekben az egyes paraméterek?
- Milyen hatások okozzák *elsősorban* a fadinget?
- Mi befolyásolja a rádiós csatorna frekvenciaszelektivitásának mértékét a többutas terjedés során? Mikor nem frekvenciaszelektív a csatorna (lapos, v. „flat fading”)?
- Mit jelentenek az EVM, a MER és RHO paraméterek? (képlet, a képletben szereplő paraméterek, változók azonosítása)

8.2. Az LTE rádiós interfész mérése (2. alkalom)

- Rajzolja fel egy OFDM adó blokkvázlatát, nevezze meg az elemeket, és ismertesse röviden a feladataikat!
- Ismertesse az OFDM rendszerek előnyeit illetve hátrányait! (legalább 3-3)
- Rajzolja fel egy OFDM jel 3 db szomszédos alvivőjének spektrális alakját! Jelölje be az alvivőtávolságokat a vízszintes tengelyen!
- Az OFDM alvivőtávolságok meghatározásánál mi a két alapvető szempont?
- Mi a ciklikus prefix CP? Rajzolja fel CP-t egy (időtartománybeli) OFDM szimbólumban! Mekkora csökkenést okoz a CP az átvitt szimbólum energiájában? Miért érdemes mégis használni? Hogyan kell megválasztani a méretét a hatékony átvitel megvalósításához?
- Mi az OFDM és az OFDMA átviteli módok közötti különbség?
- Ismertesse a többfelhasználós diverziti lényegét! (Illusztrációval)
- Mi a különbség a vivő és az alvivő között az LTE-ben?
- Mekkora vivő sáv szélességek állíthatók be az LTE-ben? Mekkora alvivő sáv szélességek állíthatók be az LTE-ben?
- Milyen fizikai rétegbeli többszörös hozzáférési megoldások vannak az LTE-ben UL és DL irányokban?
- Milyen időtartamú egy rádiós slot az LTE-ben?
- Mekkora egy rádiós alkeret hossza az LTE-ben?
- Mekkora egy rádiós keret hossza az LTE-ben?
- Hány db OFDM szimbólumból áll egy alkeret normál ciklikus prefix esetén?
- Milyen alvivő távolságok vannak beállítva az LTE fizikai rétegében?
- Hogyan számoljuk ki egy LTE szimbólum időtartamát?
- Mi a fizikai erőforrásblokk? Mekkora a sáv szélessége?
- Mekkora a rádiós erőforráskiosztás (ütemezés) alap idő- és frekvencia periódusa az LTE-ben?
- Mik a rádiós referenciajelek? Milyen célra szolgálnak?
- A referenciajelek hogyan helyezkednek el a rádiós erőforrás „hálóban”?
- Mit jelent a kétdimenziós rádiós erőforrás „háló” az LTE-ben?

- Mi a DL L1/L2 vezérlőjelzés az LTE-ben? Milyen információkat továbbít? Milyen modulációval továbbítjuk?
- Hogy nevezzük azt a *fizikai* erőforrást, amelyre a DL L1/L2 vezérlőjelzést rendeljük hozzá?
- A DL L1/L2 vezérlőjelzés segítségével hogyan érhetünk el energiamegtakarítást a mobil készülékekben?
- Mire való a PDCCH? Mire való a PBCH? Hol helyezkednek el a rádiós erőforrás „hálóban”?
- Mi a PDSCH az LTE-ben? Mire szolgál? Milyen modulációval történik az átvitele? Miért lényeges az utóbbi kérdés?
- Vevő oldalon honnan tudjuk, hogy hol található a felhasználói adat az idő-frekvencia hálón?

Irodalomjegyzék

- [1] S. P. Erik Dahlman and J. Sköld, *4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband*. Elsevier, 2011. [13]
- [2] T. Andersson, „LTE Testbed, A Prototype System for Evolved Mobile Broadband,” Ericsson Systems & Technology, Tech. Rep., Apr. 2008. [27]
- [3] *EUTRA/LTE Digital Standard for R&S Signal Generators, Operating Manual*. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2012. [41, 44, 45, 46, 48]
- [4] *R&S FSQ-K100/-K102/-K104 UTRA / LTE Downlink Measurement Application, User Manual*. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2011. [49]

Ábrák jegyzéke

2.1.	A rádiós csatorna teljesítményátvitelének illusztrációja a frekvencia függvényében, a 10 MHz és 100 MHz közötti frekvenciatartományban	5
2.2.	OFDM alvivők illusztrációja: 3 db szomszédos alvivő	6
2.3.	Az OFDM átviteli lánc egyszerűsített blokkvázlata	6
2.4.	A ciklikus prefix illusztrációja	7
2.5.	Az idővariáns rádiós csatorna teljesítményátvitelének szemléltetése (a multiuser diversity illusztrálása)	11
3.1.	Az LTE időtartománybeli felépítése	13
3.2.	Uplink/downlink alkeret hozzárendelés FDD/TDD esetben	14
3.3.	Az LTE frekvenciatartománybeli felépítése	16
3.4.	LTE DL alkeret és időzés felépítése normál és kiterjesztett ciklikus prefix alkalmazása esetén	17
3.5.	DL fizikai erőforrás (normál prefix)	17
3.6.	LTE referencia jel-struktúra, normál ciklikus prefixet feltételezve	18
3.7.	LTE downlink transzport csatorna multiplexálás. Szaggatott vonal: DL térbeli multiplexálás, azaz két db transzport blokk párhuzamos átvitele egy TTI-n belül.	19
3.8.	Moduláció, M -bitnek M/L komplex modulációs szimbólumba való transzformálása. QPSK: $L = 2$, 16-QAM: $L = 4$, 64-QAM: $L=6$	20
3.9.	Erőforrás blokk mappelés	20
3.10.	L1/L2 vezérlőjelzések feldolgozási lánc	22
3.11.	L1/L2 vezérlőjelzések illusztrálása az idő-frekvencia hálón	22
3.12.	DFTS-OFDM jelgenerálás	25
3.13.	Vezérlőjelzések és csatornák helyzete az LTE idő-frekvencia hálón 6 db erőforrás blokk esetén	27
3.14.	Vezérlőjelzések és csatornák helyzete az LTE idő-frekvencia hálón 50 db erőforrás blokk esetén	28
4.1.	Rohde-Schwarz SMU200 jelgenerátor	29
4.2.	Rohde-Schwarz FSQ26 spektrumanalizátor	31
5.1.	16-QAM modulációs konstellációs diagramja Gauss-zaj esetén	34
5.2.	Szem-ábra 16-QAM moduláció esetén	36
5.3.	Abszolútérték hiba	37
5.4.	A vett jel hibajellemzőinek illusztrációja az FSQ-n	38

5.5.	A vett jel lefoglalt sávszélességének mérése	39
6.1.	Az SMU 200A alaphelyzetben	42
6.2.	Az LTE főmenü az SMU 200A-n	42
6.3.	Általános LTE DL beállítások	45
6.4.	Az idő-frekvencia erőforrás háló beállításai az SMU200A-n	47
7.1.	Az SMU 200A alaphelyzetben	50
7.2.	A konfigurációs tábla	51
7.3.	Numerikus mérési eredmények az FSQ-n	53
7.4.	EVM görbék a frekvenciatartományban	54
7.5.	A vett jel spektrális teljesítménysűrűsége [dBm/Hz]	55
7.6.	A PDSCH csatornák különböző fizikai erőforrásblokkokon mért vett teljesítménye	56
7.7.	A rádiós csatorna átviteli függvényének mérése	56