



DIPLOMATERVEZÉSI FELADAT

Káli András

Villamosmérnök hallgató részére

Vezeték nélküli adatátviteli architektúrák IoT rendszerekben

Az Internet of Things (IoT) olyan eszközök internet által történő összekapcsolódásából létrejövő hálózatot, vagy az internet segítségével történő összekapcsolódást jelent, amelyek számos, jellemzően beágyazott és vezeték nélküli adatátvitelen keresztül biztosítanak adatáramlást gép-gép vagy gép-ember között. A vezeték nélküli technológiák száma jelentősen megnőtt az utóbbi években és ezek a technológiák egyetlen eszközbe integrálása manapság teljesen szokványos. Elég csak az „okos” eszközeinkre gondolnunk, amelyekben olyan technológiák találhatók meg mint az LTE, 802.11.x WLAN szabványok, Bluetooth, stb. A diplomamunka során az előző felsorolásba jól illeszkedő és IoT rendszerekben széles körben alkalmazott Long Range (LoRa) Low-Power Wide-Area Network (LPWAN) vezeték nélküli adatátviteli technológia által alkalmazott lehetséges architektúrák, az alkalmazott adatátviteli jelek vizsgálata, valamint a rendszerszintű analízis a feladat.

A hallgató feladatának a következőkre kell kiterjednie:

- Mutassa be a LoRa-LPWAN technológiát, hasonlítsa össze a jellemzően IoT rendszerekben alkalmazott vezeték nélküli adatátviteli megoldásokkal
- Ismertesse a lehetséges vezeték nélküli adatátviteli architektúrákat a LoRa-LPWAN rendszerben, kiemelten elemezve a jellemzően alkalmazott architektúrát és az alkalmazásának okait
- Készítse el egy LoRa-LPWAN technológián alapuló vezeték nélküli összeköttetés rendszer szintű vizsgálatát (i) adó oldali és (ii) vevő oldali jellemzők alapján, különös tekintettel az összeköttetés zajmértékére és az elérhető lefedettségre vonatkozóan
- Vizsgálja meg, hogy a LoRa-LPWAN alapú adatátvitelhez milyen szabványos csatornamodellek illeszthetők és egy kiválasztott csatornamodell alkalmazásával végezzen szimulációt a rendszer teljesítőképességére vonatkozóan
- Vesse össze a szimulációs eredményeket egy működő LoRa-LPWAN rendszerben végzett mérési eredményekkel, és öszegezze a tapasztalatokat

Tanszéki konzulens: Krébesz Tamás, tanársegéd

Külső konzulens: -

Budapest, 2019.10.07.

.....
Dr. Dabóczi Tamás
tanszékvezető
egyetemi tanár, DSc



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék

Káli András

**VEZETÉK NÉLKÜLI
ADATÁTVITELI
ARCHITEKTÚRÁK IOT
RENDSZEREKBE**

KONZULENS

Krébesz Tamás

BUDAPEST, 2020

Tartalomjegyzék

1. Összefoglaló	6
2. Abstract.....	7
3. Bevezetés	8
3.1. Ipar 4.0	8
3.2. Internet of Things (IoT)	8
4. Adó-vevő architektúrák.....	10
4.1. Általános tudnivalók	10
4.2. Vevő architektúrák.....	11
4.2.1. Heterodin vevő.....	11
4.2.2. Homodin vevő.....	12
4.2.3. Low-IF architektúra.....	13
4.2.4. Csatornaválasztás	14
4.2.5. DC-Offsets	15
4.2.6. Flicker Zaj.....	17
4.2.7. LO szivárgás	17
4.2.1. Low-IF architektúra.....	18
4.3. Adó architektúrák	18
4.3.1. Direct-Conversion távadó.....	21
4.3.2. Two-Step távadók	22
5. LoRaWAN hálózat felépítése	24
5.1. LoRa kommunikáció.....	24
5.1.1. Mi a LoRa?	24
5.1.2. Mi a LoRa Gateway?.....	26
5.1.3. Mi a LoRaWAN?	26
5.1.4. A LoRaWAN protokoll adatátviteli sebessége	27
5.1.5. Adaptív adatsebesség	27
5.1.6. A LoRa átjáró kapacitása és a hozzá csatlakoztatható csomópontok száma	
29	
5.1.7. Végberendezések osztályai	29
5.2. LoRa architektúra	31
5.2.1. Semtech SX1276 általános leírása	31

5.2.2.	Kapcsolat a sávszélesség (BW), a szimbólumsebesség (<i>Rs</i>) és az adatsebesség (DR) között.....	32
5.2.3.	A LoRa sávszélességének (BW), kiterjesztési tényezőjének (SF) és a kódolási sebességének (CR) megválasztása	33
5.2.4.	SX1276 Jellemzők	34
5.2.5.	SX1276 Digitális elektronikája.....	36
5.2.6.	Adó leírása	38
5.3.	Adatküldés.....	40
5.3.1.	RSSI	42
5.3.2.	SNR	44
5.3.3.	Data Rate (DR)	46
5.3.4.	Code Rate (CR).....	47
6.	Csatorna modellek	48
6.1.	Elvárások.....	48
6.2.	Csatorna modell tervezése (FSK)	48
6.2.1.	Modulátor és Demodulátor	49
6.2.2.	Koherens és nem koherens tulajdonságok.....	50
6.2.3.	BER számítása	51
6.2.4.	Matlab Teszt	53
6.3.	Egyutas csatornamodell megvalósítása.....	54
6.3.1.	Szimuláció	55
7.	További lehetőségek.....	59
8.	Ábrajegyzék	60
9.	Irodalomjegyzék	62

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Káli András**, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a diplomatervet meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy hitelesített felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Kelt: Budapest, 2020. 05. 31.

.....
Káli András

1. Összefoglaló

Dolgozatomnak Vezeték nélküli adatátviteli architektúrák IoT rendszerekben címet választottam, amelyen belül a LoRa kommunikációt fogom előtérbe helyezni. A témám választásának oka hogy napjainkban egyre elterjedtebbé és elérhetőbbé váltak a vezeték nélküli kommunikációk, az IoT és az M2M technológiák. Ezek az elmúlt pár évben egyre megfizethetőbbé váltak, melynek során elindult a technológiák fejlődése. A dolgozomban, nagyvonalakban bemutatom az Ipar 4.0-t, az IoT technológiát majd ahogy a témám címe is mutatja, a kiválasztásra kerülő LoRa kommunikációt. A fő irányvonal ennek a kommunikációnak a részletes bemutatása lesz, melynek során ismertetésre kerül az RF modul blokkvázlata, a kommunikáció során felmerülő paraméterek funkciói, az alkalmazott jelek vizsgálata és a rendszerszintű analízis. Előtte részletesen bemutatom a különböző adó és vevő architektúrákat. Ezek után egy LoRa modul kerül bemutatásra és az általa használt adó- és vevő architektúra. Bemutatom az előnyeiket, hátrányaikat, blokkvázlatukat és azok magyarázatát. Ismertetem a választott kommunikáció által történő egy adatsomag küldését. Kiértékelem a küldés során felmerülő paramétereket illetve megvizsgálom, hogy a küldés és fogadás során milyen részegységek szükségesek. Továbbá kitérek a LoRa kommunikáció hatótávolságának eléréséhez szükséges paraméterekre, illetve a technológia alkalmazhatóságára.

Ezen felül egy csatorna modell megvalósítása is bemutatásra kerül. Ennek fő feladata a LoRa kommunikáció által beérkezett jelek demodulálása lesz. Mivel a LoRa modem egyszerre ismeri az FSK és a LoRa modulációt is, így elsősorban az FSK modulációra fektetek nagyobb hangsúlyt. Kitérek a koherens és nem koherens vevő jellemzőkre, amely a teljesítőképesség szempontjából fontos tulajdonság. A demodulálás után, meghatározom a bithiba arányt (BER) a jel-zaj viszony (SNR) függvényében, azaz felveszem a BER görbét.

A járványügyi helyzet miatt a végső feladatomat nem tudtam megvalósítani mivel a laborkörülmények és az eszköz hozzáférése nem állt rendelkezésemre. Maga a feladat egy többutas jel vizsgálatát fedte volna. Itt a cél 3 jel összekeverése lett volna, ahol már több paraméter, jellemző módosíthatja a méréseimet, illetve számításaimat.

2. Abstract

For my thesis project I chose the title Wireless Data Architecture in IoT Systems, within which I will focus on LoRa communication. The reason for choosing this topic is that wireless communications, IoT and M2M technologies are becoming more widespread and available today. These have become more and more affordable over the last year, as technology has advanced. In my work I outline Industry 4.0, IoT technology, then as the title of my topic demonstrates, the LoRa communication. The main guideline will be a detailed presentation of this communication, which will show the block diagram of the RF module, the functions of the parameters encountered during the communication, the analysis of the applied signals and a system-level analysis. Before doing so, the various transmitter and receiver architectures are analysed. After that, a LoRa module and its transmitting and receiving architecture are presented. I present their advantages, disadvantages, block diagrams and their explanations. Communication is shown, sending a data packet, evaluating parameters during transmission and the components that are needed during transmission and reception. In addition, I discuss the parameters needed to reach the LoRa communication range and the applicability of this technology.

In addition, implementation of Matlab-based simulator including a channel model will be described. Its main task will be to demodulate the signals received during LoRa communication. Since the LoRa Modem supports both FSK and LoRa modulation, I place particular emphasis on FSK modulation. I will mention the coherent and non-coherent receiver characteristics, which is an important feature of the receiver. After demodulating, I determine the bit-error-ratio (BER) based on the recovered bit stream at the receive side and the a priori known transmitted bit sequence as a function of the signal-to-noise ratio (SNR), i.e., I plot the BER curve.

Due to the epidemiological situation, I was unable to do my last task as laboratory conditions and device access were not available to me. The task is to examine a multipath signal, similarly to the previous one, only here the target is to mix 3 signals, where several parameters and characteristics can modify the measurements and calculations.

3. Bevezetés

3.1. Ipar 4.0

Napjainkban jelent meg az ipari forradalom új szakasza. Ez az Ipar 4.0, amely jelentése „hálózatokba rendezett kiber-fizikai rendszerek elterjedése”. Egy ipari forradalomról csak akkor beszélhetünk, ha egy új technológia megoldás sokkal gyorsabbá és hatékonyabbá teszi a termelést.

A negyedik Ipari Forradalom is úgy jött létre, mint a korábbiak. Egy már meglévő rendszert olyan technológia elemekkel egészítettek ki, hogy az még komplexebbé vált, így kialakítva egy teljes ellátási láncot. Ezeket a hálózatokat összehangoltan és automatizált módon tudjuk működtetni. Az Ipar 4.0 fejlődése nyilvánvalóan a következő években, évtizedekben fog teljesen kibontakozni. Olyan megoldásokat kínál, amellyel létre tudunk hozni egy rendszert vagy hálózatot. Ezek a hálózatok elosztott intelligenciával rendelkeznek, így a gyártósorok, sőt a gyárak is szorosabb kapcsolatban tudnak együttműködni. Ezzel kialakítva egy gyárláncot, amely „okosabbá” és komplexebbé teheti a termelést [1].

3.2. Internet of Things (IoT)

Az IoT, azaz „a dolgok internete” már korábban létezett, mint ahogy azt gondolnánk, legalábbis maga a kifejezés, illetve a tartalom, amit mögé szántak. Manapság egyre többet hallani a Dolgok Internetéről (IoT) és az M2M-ről (machine to machine). Maga az IoT egy igen tág fogalom, jelen diplomamunka témájához úgy lehetne értelmezni, hogy van egy egyértelműen azonosítható eszköz, amely egy általa felismert információt valamilyen internet alapú kommunikáción keresztül képes továbbítani egy másik eszköznek. Fogalmazhatunk úgy is, hogy ez az „intelligens” eszközök kommunikációja. Maga ez a technológia még nagyon kezdetleges fázisban van, ám rohamosan fejlődik. Fontos fejlesztési elmei közé tartoznak a mobil- és virtuális kapcsolatok, a felhőszolgáltatások (cloud computing), a szenzorok és a hálózati adatgyűjtések. Az IoT tulajdonképpen a hálózatba kapcsoláskor jön szóba, amikor egy szenzort és egy gépet összekapcsolunk. Megjegyezném, hogy a szenzor nem maga a gép, hanem a feladata csupán az adatgyűjtés, a mérés és kiértékelés [2]. A LoRaWAN technológia is az IoT szolgáltatások közé tartozik, amely arra törekszik, hogy

megismertesse a hálózatban rejlő lehetőségeket a fejlesztői közösségnek. Az egyik legnagyobb előny, ami a LoRaWAN technológiában rejlik, az az energia hatékonyság. Mint minden műszaki megoldást, ezt is egy konkrét céllal hozták létre. Kerestek egy olyan kommunikációs megoldást, ami infrastrukturálisan hatékony még az ellátatlan területeken is. Többnyire a gépek közötti (M2M) kommunikációt képes megvalósítani és akár évekig magára hagyva is megbízhatóan tud működni mindenféle külső, kiegészítő tápellátás nélkül.

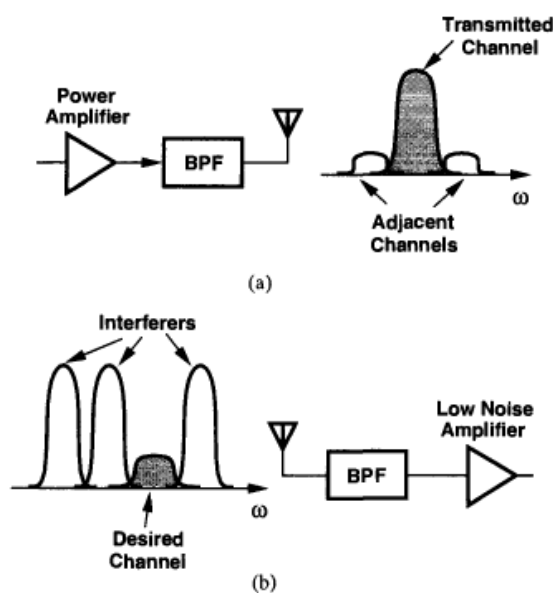
4. Adó-vevő architektúrák

Az adó-vevő architektúrák kiválasztásában az elsődleges kritériumok a komplexitás, a költségek, a teljesítményeloszlás és a külső komponensek száma. Mivel azonban az IC-technológiák fejlődnek, mindegyik feltétel jelentősége megváltozik. Ebben a fejezetben bemutatásra kerül a heterodin, homodin (zero -IF), low-IF. Noha ezek közül az architektúrák közül csak néhányat használnak a tényleges termékekben, a tervezési kérdések és a kompromisszumok részletes kezelése segít meghatározni az új alkalmazásokban rejlő lehetőségeket.

4.1. Általános tudnivalók

A vezeték nélküli kommunikációs környezetet, különösen a városi területeket, gyakran „ellenséges” területeknek nevezik. Komoly korlátokat állít szembe az adó-vevő kialakítására. Talán a legfontosabb kényszer, amit az egyes felhasználókkal szembe állít az a korlátozott spektrum (pl. 30 kHz IS-54 és 200 kHz GSM-ben).

Az felhasználók rendelkezésére álló keskeny sáv szélesség befolyásolja az RF szakasz kialakítását. Amint az 1. ábrán látható, az adónak keskeny sávú modulációt, erősítést és szűrést kell alkalmaznia a szomszédos csatornák szivárgásának elkerülése érdekében, és a vevőnek képesnek kell lennie a kívánt csatorna feldolgozására, ugyanakkor az erős szomszédos interferenciákat megfelelő elutasítására.



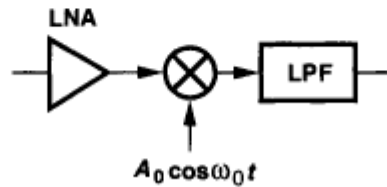
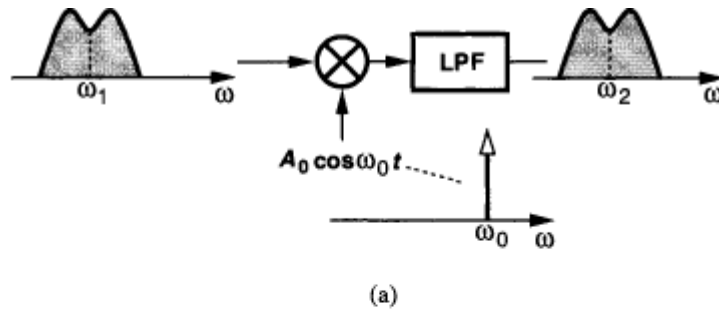
1. ábra (a) adó és (b) vevő front end

4.2. Vevő architektúrák

Számos vevő architektúrát ismerhetünk, a leggyakoribbaktól (Heterodin, Homodin vevők), a kevésbé ismertebb architektúrákig (low-IF). Ezek közül, részletesebben a Heterodin és a Homodin vevőket fogom bemutatni.

4.2.1. Heterodin vevő

Mint fentebb említettük, a nagy frekvenciákkal központosított keskeny csatorna szűrése, amelyet nagy interferenciák kísérnek, meglehetősen magas Q-t igényel. Tehát a nagy vivőfrekvencia mellett igen meredek levágású szűrőkre lenne szükségünk, hogy a jelfeldolgozás és a demoduláció megfelelő legyen. A heterodin architektúrákban a jelet sokkal alacsonyabb frekvenciákra kell keverni, hogy ezeken a követelményeken lazítani lehessen. Az 2.(a) ábrán szemléltetve a küldést egy keverő segítségével hajtjuk végre, amely jelen esetben egy egyszerű analóg szorzónak tekinthető. Ahhoz, hogy a középfrekvenciát ω_1 és a ω_2 között állítsuk elő, a jelet először egy szinuszos $A_0 * \cos\omega_0$ -el keverjük le, ahol a $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$, és így egy ω_1 és egy $2\omega_1 - \omega_2$ körüli sávot kapunk. Az aluláteresztő szűrő ezután eltávolítja az utóbbit. Ezt a műveletet "downconversion mixing"-nek vagy egyszerűen "downconversion"-nek nevezik. Jellemzően nagy zaj miatt a downconversion mixert egy alacsony zajszintű erősítő előzi meg. (2.(b) ábra). A szinuszos jelet egy helyi oszcillátor generálja, és a frekvenciáját az ω_{LO} ($=\omega_0$ az 2. ábrán) jelöli. (Ebben a részben nem teszek különbséget a heterodin és a szuperheterodin architektúra között)



2. ábra (a) Egyszerű heterodin lekeverés, (b) egy LNA alkalmazása a zajtényező csökkentése érdekében.

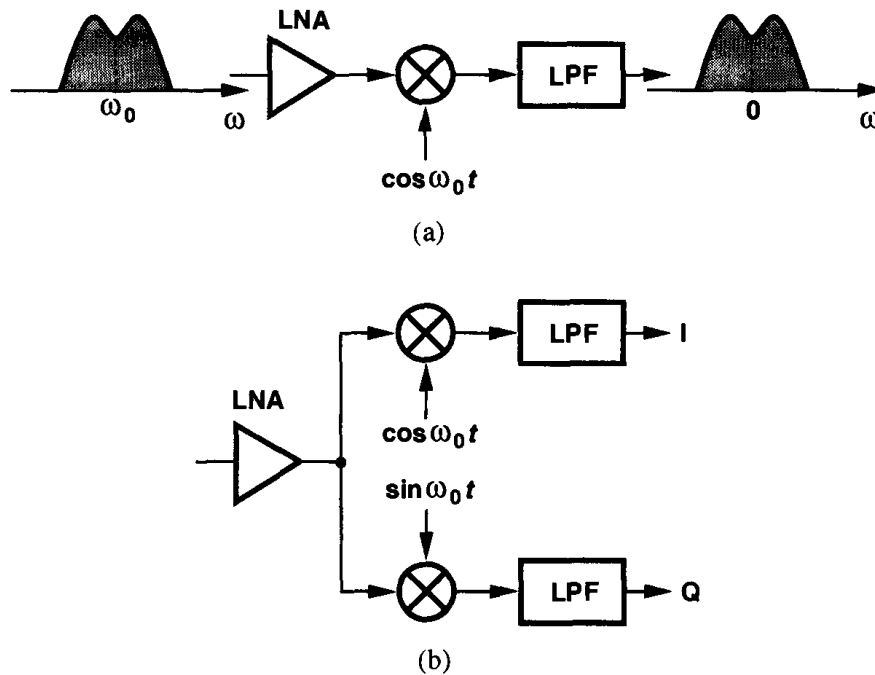
A heterodin architektúra egy nagy hátránya, hogy az tükör elnyomó szűrőket általában passzív, külső komponensként valósítják meg.

4.2.2. Homodin vevő

A heterodin-vevőkészülék vizsgálatában az olvasó elgondolkodhatott arról, hogy miért nem fordítja le egyszerűen az RF spektrumot alapsávra az első lekeverésben. Ezeket még "homodyne," "direct-conversion," vagy "zero-IF" architektúrának is nevezik, az ilyen típusú vevők különböző problémákat von maga után a heterodin topológiáktól.

Az 3. ábrán egy egyszerű homodin vevő van, ahol a LO frekvencia megegyezik a bemeneti vivőfrekvenciával. Ne feledjük, hogy ebben az esetben a csatornaválasztás csak egy aluláteresztő szűrőt igényel. Az 3.(a) ábra áramköre csak double-sideband AM jelekkel működik megfelelően, mivel átfedi a bemeneti spektrum pozitív és negatív részeit. A frekvencia- és fázismodulált jelek esetében a lekeverés után négyzetes kimenetet kell biztosítani (3.(b) ábra.) az információvesztés elkerülése érdekében. Ennek az az oka, hogy az FM vagy QPSK spektrumok két oldala különböző információt hordoz, és nullfrekvenciára fordítva négyzetes fázisokra kell osztani.

A homodin-architektúra egyszerűsége két fontos előnyt kínál a heterodinhez képest. Először is, a kép problémáját kikerüli, mert a $\omega_{IF}=0$.



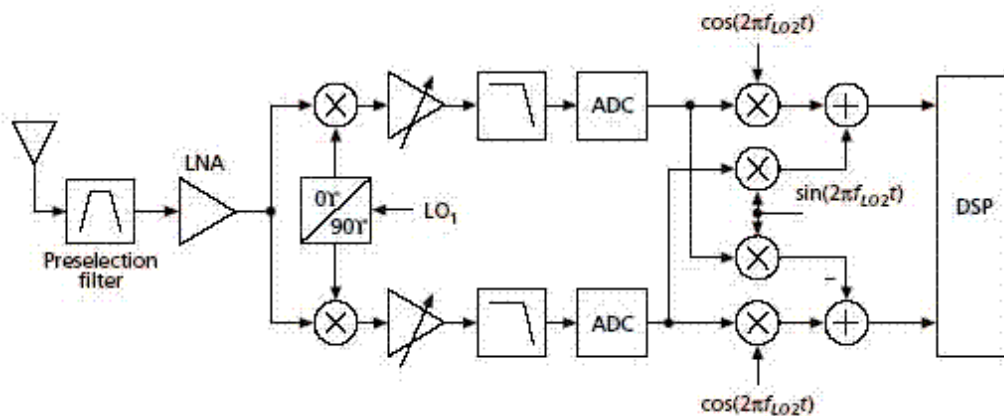
3. ábra (a) Egyszerű homodin vevő, (b) homodin vevő, kvadrátúrás lekeverés

Ha a homodine architektúra olyan egyszerű, miért nem vált népszerűvé az RF rendszerekben?

A spektrum közvetlen keverése nulla frekvenciára számos kérdést vet fel, amelyek nem léteznek vagy nem olyan komolyak a heterodin vevőkészülékben.

4.2.3. Low-IF architektúra

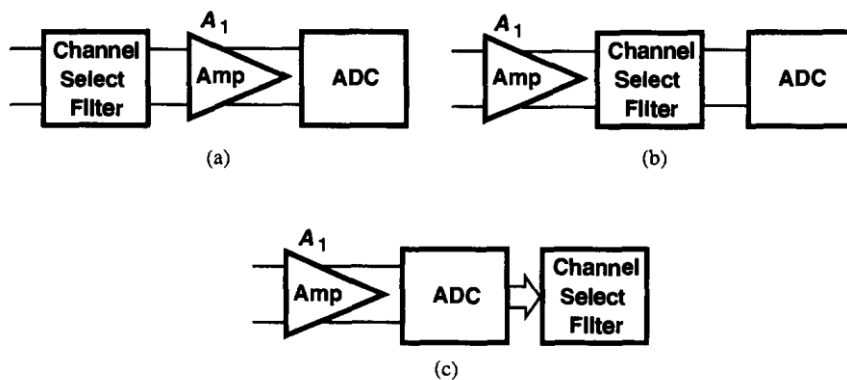
Low-IF vevő architektúrában (4. ábra) az RF jelet Low-IF frekvenciára keverik, amelyet ezután tovább konvertálunk alapsávra, digitális tartományban. Az Low-IF architektúra magában foglalja mind a heterodin, mind a homodin vevők előnyeit. A csatornaválasztó szűrés és erősítés után az összes RF csatorna kvadrátúra keverő alkalmazásával Low-IF sávba kerül, amely mind a kívánt, mind a nem kívánt jeleket tartalmazza. A 2 MHz-es középfrekvencia csak egy vagy két csatorna sáv szélességgel rendelkezik, ami éppen elég ahhoz, hogy leküzdje a DC offset problémáit. Mintavétel előtt erősítünk és szűrjük, mivel az ADC-k mind a kívánt, mind a nem kívánt analóg jeleket digitalizálják, az ADC dinamikus tartományi igényei nagyobbak lesznek. Az ADC-hez kapcsolt jelátviteli út kiküszöböli a DC-offset-et. A mintavételezett digitális adatokat a digitális tartományban végrehajtott tükörelnyomó keverőbe vezetjük.



4. ábra Low-IF architektúra blokkvázlata

4.2.4. Csatornaválasztás

A csatornán kívüli interferenciák elnyomását egy aktív aluláteresztő szűrővel nehezebb, mint egy passzív szűrővel megoldani. Az 3. (b) ábra minden egyes ágában lévő alapsáv-feldolgozás a 5. ábrán látható három eset egyikét veheti fel.



5. ábra Az alapsáv funkcióinak három permutációja

A 5.(a) ábrán az aluláteresztő szűrő elnyomja a csatornán kívüli interferenciákat, így az A_1 nemlineáris, nagy nyereségű erősítő és az ADC mérsékelt dinamikus tartományban van (nagyjából 4-8 bit, az RF tartományban az erősítés vezérlésétől és a moduláció típusától függően.) Az aluláteresztő szűrő azonban szigorú zaj-lineáris kompromisszumokat eredményez.

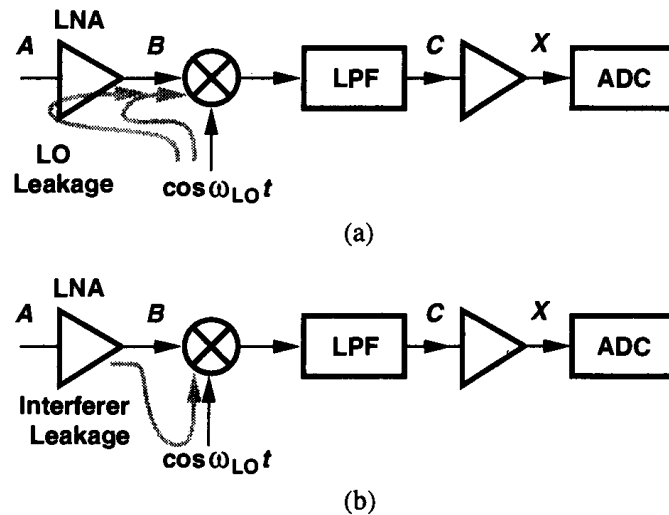
A 5.(b) ábrán látható második eset lazítja az LPF zajkövetelményeit, miközben nagyobb teljesítményt igényel az erősítőben. A linearizált egylépcsős differenciálerősítőt

használhatjuk itt a csatorna szűrés előtti erősítés biztosítására. Továbbá egy másik erősítő is elhelyezhető az LPF és az ADC között, hogy elnyomja az utóbbi zaját.

A harmadik permutáció, a 5.(c) ábra, a csatornaszűrés lehetőségét sugallja a digitális tartományban. Ebben az esetben az ADC-től kiemelkedő linearitási értéket várunk el, hogy a jelet minimális intermodulációval digitalizálhassa.

4.2.5. DC-Offsets

Mivel a homodin topológiában a lekevert sáv nulla frekvenciára terjed ki, a nem kívánt offset feszültségek zavarást jelentenek a jel számára, és ami még fontosabb, a következő fokozatok telítődését eredményezheti. Az offset-ek eredetének és hatásának megértéséhez figyeljük meg az 6. ábrán látható vevőt, ahol az LPF-et erősítő és A/D átalakító követi. Készítsünk két megfigyelést.



6. ábra (a) LO jel önkeverése, (b) erős interferencia

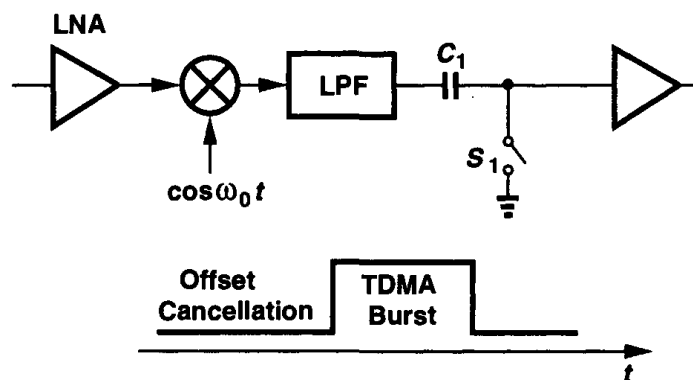
Először is, a LO port, a keverő és az LNA bemenetei közötti RF izoláció nem végtelen, aminek következményeképpen lép fel az LO portról az A és B pontokra (6.(a) ábra). Ezt nevezzük "LO szivárgásnak", amely a kapacitív és a szubsztrát összekapcsolásból ered, és ha a LO jelet külsőleg biztosítják, akkor a huzal csatlakozásból. Az LNA és a keverő bemenetein megjelenő szivárgási jelet most összekeverjük a LO jellel, és így egy egyenáramú komponenst állít elő a C pontban. Ezt a jelenséget „önkeverésnek” nevezik. Hasonló hatás akkor fordul elő, ha egy nagy interferencia szivárog az LNA vagy a keverő bemenetéből a LO portba, és önmagával megszorozzuk. (6.(b) ábra).

Másodszor, az antennától az X pontig terjedő teljes nyereség jellemzően 80-100 dB körül van, hogy a bemeneti jelet olyan szintre erősítse, amelyet egy alacsony költségű, alacsony teljesítményű ADC-vel digitalizálhatunk. Ebből a nyereségből tipikusan 25-30 dB-t az LNA/keverő kombináció ad.

A fenti megfigyelésekkel az önkeverésből eredő offset durva becslését kapjuk, amelyből felbecsülhetjük a problémát. Tegyük fel, hogy a 6.(a) ábrán a LO jel peak-to-peak ingadozása 0,63 V (≈ 0 dBm egy 50 Ω -os rendszerben), és 60 dB-es csillapítást tapasztal az A ponthoz képest. Az LNA/keverő kombináció nyeresége 30 dB, akkor a keverő kimeneténél keletkező eltolás 10 mV nagyságrendű. Tehát, ha a fennmaradó 50-70 dB-es erősítéssel közvetlenül erősítjük meg, az offset feszültsége a következő áramköröket telíti, ezáltal meggátolja a kívánt jel erősítését.

Az offset problémája súlyosbodik, ha az önkeverés az idő függvényében változik. Ez akkor fordul elő, ha a LO jel szivárog az antennára, és sugárzik, majd visszaverődik a mozgó tárgyakról a vevő felé. Például amikor egy autó nagy sebességgel mozog, a reflexiók gyorsan változhatnak. Ilyen körülmények között nehéz lehet megkülönböztetni az időbeli változást a tényleges jeltől. A fentiek alapján arra a következtetésre jutunk, hogy a homodyne vevők bizonyos mértékű offset-et igényelnek. Az offset problémát két módszer alkalmazásával lehet enyhíteni. Először is, az adóegységben lévő alapsávi jelet olyan módon kódolhatjuk, hogy a moduláció és a lekeverés után kis energiát tartalmazzon a DC közelében. "DC-mentes kódolás" különösen alkalmas a széles sávú csatornákra, például a DECT (Digital European Cordless Telecommunications) esetben, ahol a csatorna néhány kHz-ét el lehet pazarolni az adatsebesség jelentős csökkenése nélkül.

A második módszer az, hogy kihasználja a digitális vezeték nélküli szabványok üresjáratú időintervallumait az offset törlése érdekében. A 7. ábrán egy példa látható, ahol a kondenzátor eltárolja az egymást követő TDMA törések közötti offset-et, miközben az adatfogadás során gyakorlatilag nulla sarkfrekvenciát vezet be. Néhány ms-os TDMA-keretek esetén az offset törlése elegendő gyakorisággal történik, hogy figyelembe lehessen venni a mozgó tárgyakból eredő változásokat.



7. ábra Egyszerű offset eltörlése a TDMA rendszerben

4.2.6. Flicker Zaj

Mint korábban említettük, az előző LNA és a keverő által elért nyereség jellemzően 30 dB körül van, ami alapsávi jelszinteket eredményez. Ezért a következő lépések, például erősítők és szűrők bemeneti zaja még mindig kritikus. Különösen, mivel a lekevert spektrum nulla frekvenciára terjed ki, az eszközök $1/f$ zaja lényegében rontja a jelet, ami súlyos probléma a MOS (Mean Opinion Score) implementációkban. Ebből az okból kifolyólag fontos, hogy az RF tartományban viszonylag nagy nyereséget érjünk el, például a passzív keverők helyett aktív keverők használatával.

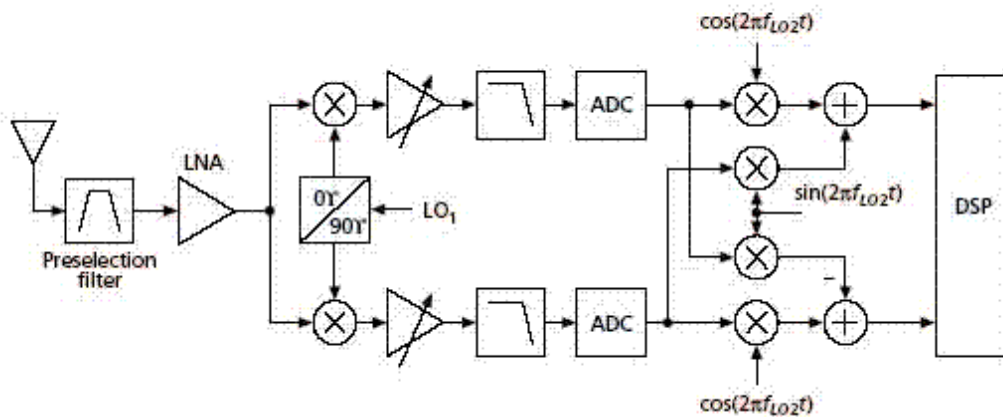
A flicker zaj hatása csökkenthető technikák kombinációjával. Mivel a keverőt követő lépcsők viszonylag alacsony frekvenciákon működnek, nagyon nagy eszközöket foglalhatnak magukban, hogy minimálisra csökkentsék a flicker zaj nagyságát. Továbbá, a periodikus offset törlése, például a TDMA törések között, szintén csökkenti a zajkomponenseket körülbelül $1/T_c$ alatt, ahol T_c az egymást követő offset esetek között eltelt időt jelöli. Emellett, ha DC-mentes kódolást használunk, akkor a lekevert jel és az így kapott zaj szűrt lesz (felül-áteresztett szűrő).

4.2.7. LO szivárgás

Az egyenáramú offset-ek, a LO jel szivárgása az antennához és a sugárzás interferenciát okoz az egyéb vevők sávjában, ugyanazon vezeték nélküli szabványt használva. A vezeték nélküli szabvány és a Szövetségi Távközlési Bizottság (Federal Communications Commission - FCC) felső határokat szabnak meg a sávon belüli LO sugárzás mennyiségére, jellemzően -50 és -80 dBm között.

4.2.1. Low-IF architektúra

Low-IF vevő architektúrában (4. ábra) az összes RF jelet Low-IF frekvenciára fordítják, amelyet ezután lefelé konvertálunk alapsávra, digitális tartományban. Az Low-IF architektúra magában foglalja mind a heterodin, mind a homodin vevők előnyeit. Az előválasztó szűrés és amplifikáció után az összes RF csatorna kvadrátussal kevert és lekonzvertálódik Low-IF-re, amely mind a kívánt, mind a nem kívánt jeleket tartalmazza. Az IF frekvencia csak egy vagy két csatorna sáv szélességgel rendelkezik, ami éppen elég ahhoz, hogy leküzdje a DC offset problémáit. Mintavétel előtt erősítünk és szűrjük, mivel az ADC-k mind a kívánt, mind a nem kívánt jeleket mutatják, az ADC dinamikus tartományi igényei nagyobbak lesznek. ADC-hez kapcsolt jelátviteli út kiküszöböli a DC offset-et. A mintavételezett digitális adatokat a digitális tartományban végrehajtott tükörelnyomó keverőbe adagoljuk.

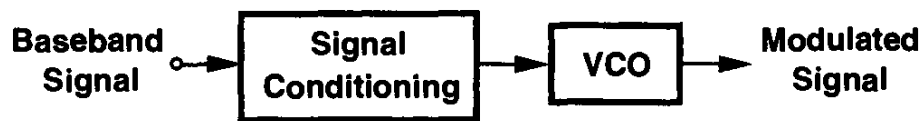


2. ábra Low-IF architektúra blokkvázlata

4.3. Adó architektúrák

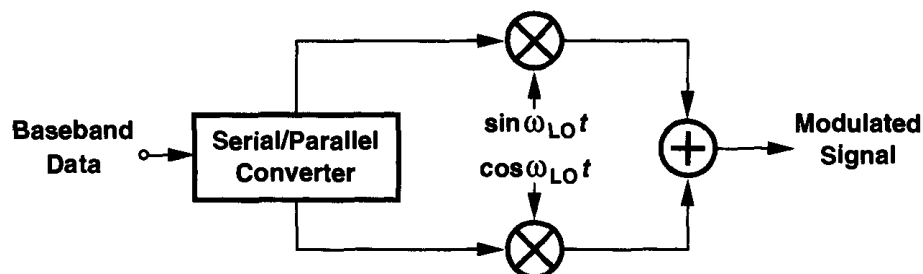
Az RF adó modulációt, felkeverést és teljesítményerősítést hajt végre, egyes esetekben az első kettő kombinálva. Ellentétben az RF fogadására talált megoldásokkal, az adó-architektúrák csak néhány formában találhatók. Az adóban biztosítani kell azt, hogy az előírásoknak megfelelő jelspektrumot sugározzon ki. Az adót magát jellemzően nem zavarja a spektrális környezet (ha szabályosan megtervezett) az adó. Az adó-architektúrák tanulmányozása előtt röviden megvizsgáljuk az alapsáv jel, az RF szakasz, valamint az erősítő és az antenna közötti interfészt.

Alapsáv / RF interfész: A 8. ábrán egy analóg vagy digitális FM rendszer alapsáv/RF interfésze látható. Itt az alapsáv jel közvetlenül a VCO által generált hordozó frekvenciáját modulálja. A frekvenciamodulátor kimeneti spektruma a moduláló jel amplitúdójától és sávszélességétől, valamint a modulációs indextől függ. Így az alapsávi jelet először szűrővel és/vagy egy változtatható erősítési szakaszban "kondicionáljuk", kompenzálva a VCO jellemzőinek gyártási karakterisztikáit. Továbbá, mivel az oszcillátor frekvenciája időben és hőmérsékletben mozog, azt egy visszacsatoló hurokkal kell stabilizálni, azaz szintézer.

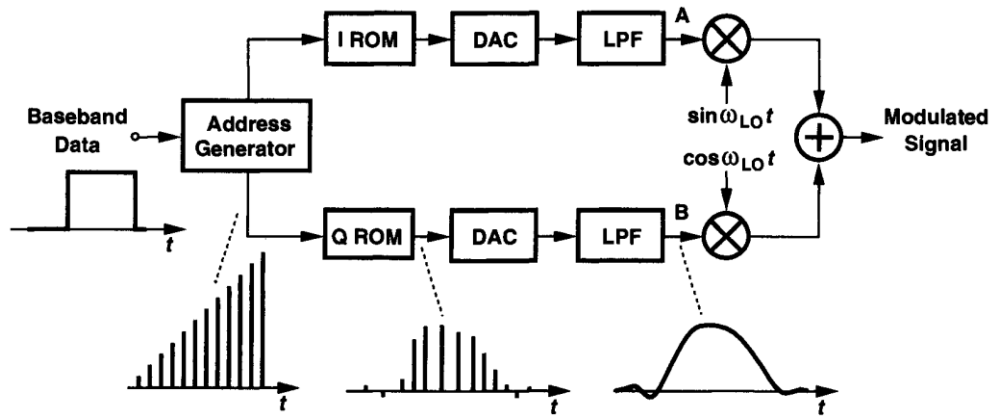


8. ábra Alapsáv/RF interfész egy FM rendszerben

Digitális fázis modulációs rendszerekben az alapsávjel és az RF adó közötti interfész bonyolultabb. Az egyszerű QPSK moduláció a 9. ábrán látható módon hajtható végre. A gyakorlatban azonban az adatimpulzusokat úgy kell megtervezni, hogy minimálisra csökkentsék az interszimbólum interferenciát és/vagy korlátozzák a jel sávszélességét (pl. GMSK). Mivel az analóg tartományban, különösen alacsony frekvenciákon történő impulzus kialakítás nagyméretű szűrőket igényelnek, így minden bejövő impulzust digitális és analóg technikák kombinációival képezzük le a kívánt alakra. Az 9. ábrán egy példát láthatunk, ahol a bemeneti impulzus címek sorozatát állítjuk elő, lehetővé tesz egy számlálót, ezáltal két olvasható memóriából (ROM-ok) előállítja a szintek. Ezeket a szinteket ezután analóg formává alakítjuk át, így az A és B pontokban a kívánt impulzus alakot kapjuk.

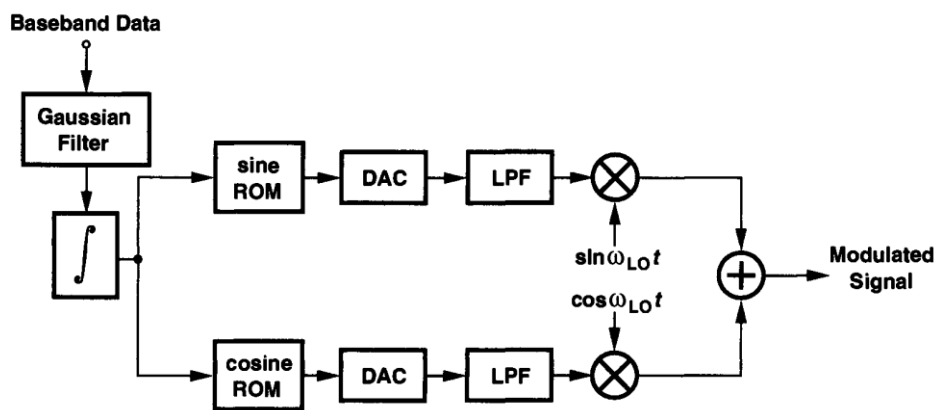


9. ábra Alapsáv/RF interfész egy kvadratúrás modulációs rendszerben



10. ábra Alapsávi impulzusalakítás

Fontos probléma a 9. és 10. ábra modulátoraiban a fázis és nyereség eltérés az I és Q útvonalak között.

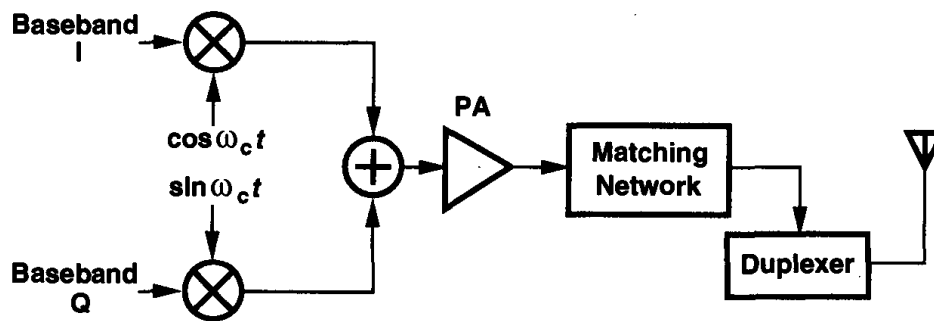


11. ábra Alapsávi impulzusalakítás a GMSK rendszerekben.

PA / Antenna interfész: Az adó kimenetének át kell haladnia egy duplexer szűrőn vagy egy TDD kapcsolón, hogy elválasztható legyen az antenna által vett jeltől. A kétoldalas szűrők jellemzően 2-3 dB-es veszteséget mutatnak, ezáltal a PA kimenő teljesítményének 30-50% -át hő formájában elveszik. Ha a PA 1 W teljesítményt biztosít, akkor több mint 300 mW egyszerűen elveszik a szűrőben. Mivel a PA hatásfoka ritkán haladja meg az 50% -ot, ez az elveszett energia megfelel a tápellátásból elvezetett 600 mW-nak, ami a többi tipikus adó-vevő által fogyasztott teljesítményhez hasonlítható! A TDD kapcsolókban viszont a veszteség 0,5 és 1 dB között van, ami lényegesen nagyobb általános hatásfokot eredményez, mint az FDD esetében.

4.3.1. Direct-Conversion távadó

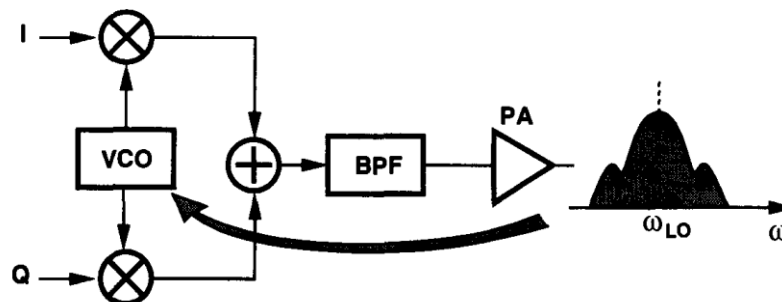
Ha a 9. és a 10. ábrán látható továbbított vivőfrekvencia megegyezik a helyi oszcillátor frekvenciával, akkor az architektúrát "közvetlen konverziós adónak" nevezzük. Ebben az esetben a moduláció és az upconversion ugyanabban az áramkörben fordul elő. Amint a 12. ábrán látható, a modulátort egy erősítő és egy megfelelő hálózat követi, amelynek feladata, hogy maximális teljesítményátvitelt biztosítson az antennához, és szűrje ki a sávon kívüli



12. ábra Direct-conversion adó

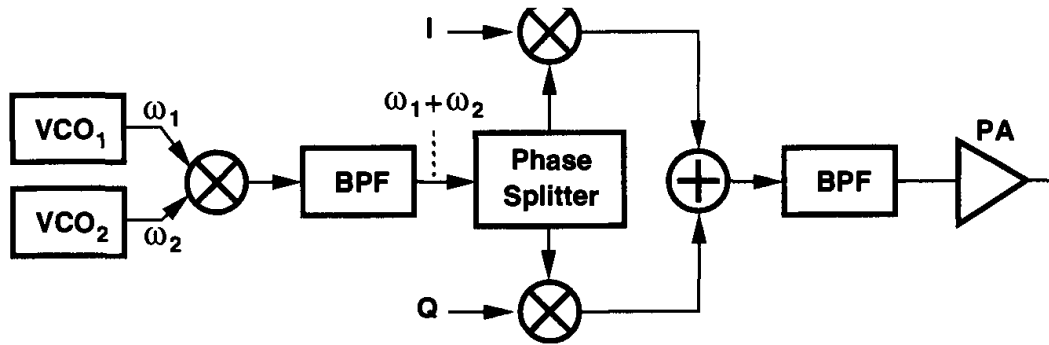
komponenseket, amelyek a nemlinearitásokból származnak az erősítőben. Mivel az alapsáv jelet az adóban állítjuk elő, ezért elég erős, így a keverők zajai sokkal kevésbé kritikusak, mint a vevőknél.

A 12. ábrán látható architektúrának fontos hátránya van: az átviteli helyi oszcillátor zavarása az teljesítményerősítő által. A 13. ábrán szemléltetve, ez a probléma azért merül fel, mert a PA kimenet egy nagy teljesítményű modulált hullámforma illetve a LO frekvencia köré fókuszál a spektrum. A VCO elkülönítésére alkalmazott különböző árnyékolási technikák ellenére a PA "zajos" kimenete még mindig rontja az oszcillátor spektrumát.



13. ábra PA kimeneti oszcillátor felé való szivárgás

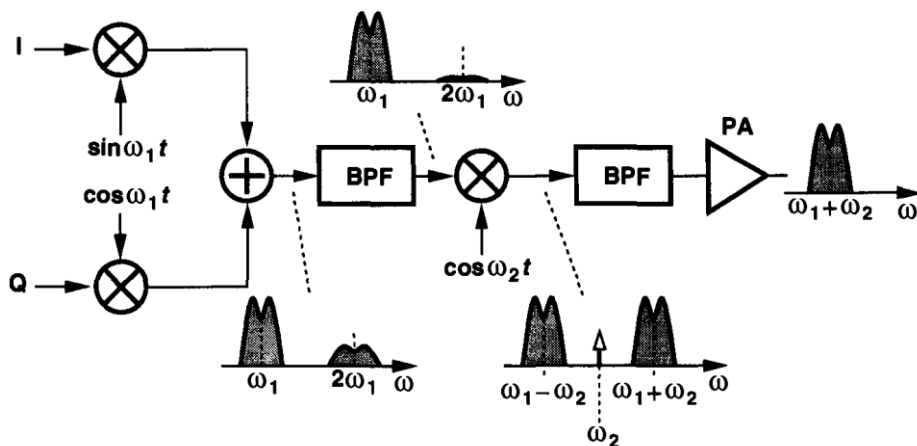
A LO pulling jelensége csökken, ha a PA kimeneti spektrum nagyobb vagy alacsonyabb az oszcillátor frekvenciánál. A 9. és a 10. ábrán látható kvadrátmodulációs sémák esetében ezt az LO frekvencia "eltolásával", azaz egy másik oszcillátor kimeneti frekvenciájának hozzáadásával vagy kivonásával érhetjük el. A 14. ábra egy példát mutat be, ahol a VCO_1 és a VCO_2 kimeneti jeleit összekeverjük, és az eredményt úgy szűrjük, hogy a vivőfrekvencia egyenlő legyen $\omega_1 + \omega_2$ -vel, messze az ω_1 vagy ω_2 -től.



14. ábra Direct-conversion adó LO offset-tel

4.3.2. Two-Step távadók

Egy másik megközelítés LO pulling problémájának megkerülésére az, hogy az alapsáv jelét két (vagy több) lépésben átalakítsuk úgy, hogy a PA kimeneti spektrum messze legyen a VCO frekvenciájától. Például nézzük meg a 15. ábrán látható áramkört. Ebben az esetben az alapsávi I és Q csatornák kisebb frekvencián, a ω_1 -en (közbenő frekvencia néven) kvadrátúra-moduláción mennek keresztül, és az eredményt $\omega_1 + \omega_2$ -re állítjuk keverés és sávszűrés segítségével. Az első sávszűrő (BPF - band-pass filter) elnyomja az középfrekvenciás jel harmonikusait, míg a második eltávolítja a nem kívánatos oldalsávot $\omega_1 - \omega_2$ -on.



15. ábra Two-step adó

A kétlépéses felkeverés előnye, hogy a kvadratúra moduláció alacsonyabb frekvenciákon történik, az I-Q illeszkedés jobb, ami kevesebb „áthallás” (cross-talk) eredményez a két bitfolyam között. Továbbá, az első középfrekvenciás csatornaszűrő használható az átviteli zaj és a szomszédos csatornában fellépő impulzusok korlátozására.

A two-step távadókban az a nehézség, hogy a második lekeverést követő sávszűrőnek nagy tényezővel, tipikusan 50-60 dB-vel el kell nyomnia a nemkívánatos oldalsávot. (15. ábra) Ez azért van, mert az egyszerű felkeverési művelet mind a kívánt, mind a nem kívánt oldalsávokat egyenlő nagyságúvá teszi.[3]

5. LoRaWAN hálózat felépítése

A következő fejezetben bemutatom a LoRa kommunikációt, illetve a LoRaWAN hálózatot. Megismerkedünk azzal, hogy mi is a LoRa, milyen előnyei és hátrányai vannak a többi kommunikációval szemben. Áttekintjük, miből épül fel egy hálózat, milyen elemekre van szükségünk és azok milyen funkciókat töltenek be.

Ahogy a fentiekben bemutattam a különböző architektúrákat, ebben a fejezetben kitérek majd a LoRa egyedi architektúrájára. Mivel maga a LoRa egy védett technológia, ezért a felépítéséről és az elektronikájáról csak korlátozott információ elérhető. A továbbiakban megvizsgálunk egy adatküldést, azoknak az értékeit és kielemezzük azokat a paramétereket, amelyek felelősek a nagy hatótávolság eléréséhez.

A LoRaWAN szabvány létrehozásában több cég vett részt, az elsődleges cég a LoRa Alliance non-profit szervezet volt. A LoRaWAN egy alacsony energiaigényű specifikáció, amely nagy kiterjedésű hálózatokhoz lett tervezve. Kis akkumulátorok vagy akár elemekről működtethető eszközökhöz tervezték ezt a kommunikációt. Először még csak területi lefedettséget biztosít, de később nemzetközivé vagy akár globálissá is kinőheti magát. Maga a szabvány egy kétirányú kommunikációt tesz lehetővé, amely hordozhatóságot és helymeghatározást is biztosít. A hálózat architektúrája csillag topológiájú, amely biztosítja az átjáróknak (Gateway) a kommunikációt a hálózati szerver és a végberendezések (node) között. A központi szerverek és az átjárók között IP kapcsolat van. A végberendezések alapvetően kétirányú kommunikációra alkalmas eszközök, de lehetőségünk van multicast (többküldéses) adatszórásra is. Ahhoz hogy adatot tudjunk fogadni, tehát létre jöjjön a kommunikáció, a végberendezésnek kell kezdeményeznie azt.[4]

5.1. LoRa kommunikáció

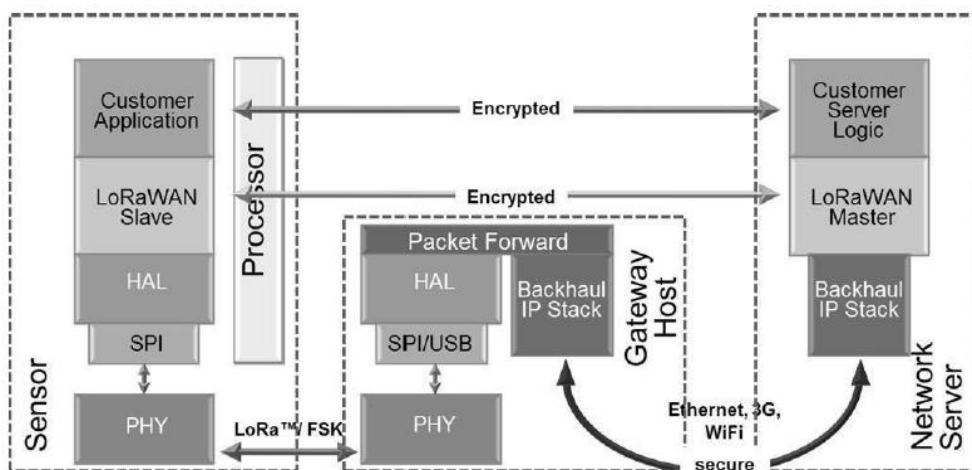
5.1.1. Mi a LoRa?

A LoRa (Long Range) egy vezeték nélküli kommunikáció, amely egy speciális modulációs technika. Ezt a modulációs formát a legjobban az FM, frekvenciamodulációs üzemmód írja le, szórt és szórt „chirp” spektrumú technológián alapszik. Hasonlóan más technikákhoz a LoRa is megnöveli a vevő érzékenységét és a jelek küldéséhez felhasználja a teljes sáv szélességet, melyek robusztussá teszi a kommunikációt. A 16.

ábrán láthatjuk a LoRa rendszer blokkvázlatát, azaz egy végberendezést, amit egy átjárón keresztül a hálózati szerverhez csatlakozik.

Ahhoz nagy hatótávú kommunikációt elérhessünk a vezeték nélküli technológiával szükséges, hogy a sugárzott jel elegendő energiával rendelkezzen, mikor célba ér. Adatküldés közben egy bizonyos energiamennyiség elvész, mikor megpróbál áthatolni tárgyakon, anyagokon, ezért van egy alap teljesítmény, ami fontos ahhoz, hogy normális jelerőséggel tudjunk sugározni. Az LPWAN technológiák kb. 140-160 decibeles erősséggel operálnak. Ez megfelelő körülmények esetén több kilométerre is elegendő. Ezt egyrészt nagy érzékenységgű vevőkkel érjük el -130 dBm képest, a -90-110 dBm-es átlagos szinthez képest. Így az LPWAN képes akár 10.000-szer gyengébb jeleket is befogni. A Shannon-Hartley tételből következik, hogy a lassabb modulációs ráta nagyobb vevői érzékenységet eredményez. A tétel kimondja, hogy az egy bitre jutó energia határozza meg, hogy egy üzenet hallható lesz-e. Tehát ha elfelezzük a modulációs rátát, akkor kétszeres energiát fektetünk be egy bitbe. Ezáltal növeljük a vevő érzékenységét a kétszeresére (+3 dB).

A legtöbb FSK rendszernek a demodulációhoz 8-10 dB-lel magasabb, zajszint feletti teljesítmény szükséges, míg a LoRa képes akár 19 dB-lel a zajszint alatt is demodulálni. Ezzel a kommunikációval lényegesen nagyobb távolságot lehet lefedni, mint a fentebb említett technológiákkal.[5]



16. ábra Hálózat felépítése

5.1.2. Mi a LoRa Gateway?

A LoRa átjárókat (Gateway) nagy hatótávolságú csillagtopológias architektúrákban való használatra tervezték, és a LoRaWAN rendszerben használják. Többcsatornás, többmodemes adó-vevők, egyszerre több csatornán demodulálhatnak, és akár több jelet is demodulálhatnak ugyanazon a csatornán egyidejűleg. A nagy kapacitás képesség eléréséhez az átjárók eltérő RF komponenseket használnak, hogy egy átjátszó hídként szolgáljon az üzenetek továbbítására a végberendezések és a hálózati szerver között. Az átjárók szabványos IP-kapcsolatokkal csatlakoznak a hálózati szerverhez, míg a végberendezések egyszerű vezeték nélküli kommunikációt használnak az átjáróval vagy átjárókkal. Az összes végberendezés kommunikációja általában kétirányú, de támogatja az olyan műveleteket is, mint a multicast. Különböző átjáró típusok vannak a kívánt kapacitástól és a telepítési helytől függően (otthoni vagy ipari).

5.1.3. Mi a LoRaWAN?

A LoRaWAN Specifikáció 1.0 verziója 2015 júliusában jelentették be, amellyel elkezdődött egy IoT technológia fejlesztése az 1 GHz alatti ISM sávokon. Ez Európában a 863-870 MHz-es és a 433 MHz-es tartományban mozog, míg az Egyesült Államokban 902-928 MHz-en és Kínában 779-787MHz-en. Tehát a LoRAWAN terület függően több csatorna sávot használhat. A számomra rendelkezésre álló hálózat és az eszközöm által megkívánt frekvenciatartomány az EU863-870 és EU433 MHz-es ISM frekvenciasáv.

A LoRa moduláció a fizikai réteg (PHY), a LoRaWAN pedig egy MAC protokoll, egy nagy kapacitású, nagy hatótávolságú csillaghálózat, amelyet a LoRa Alliance szabványosított az alacsony teljesítményű szélessávú hálózatokhoz (LPWAN). A LoRaWAN protokollt az olcsó akkumulátorral működtetett érzékelőkre optimalizálták, és különféle osztályú eszközöket tartalmaz a hálózati késleltetés és az akkumulátor élettartama közötti kompromisszum optimalizálása érdekében. A LoRaWAN architektúráját úgy is tervezték, hogy könnyen nyomon lehessen követni a mozgó objektumokat az eszközkövetés céljából, amely az egyik leggyorsabban növekvő mennyiségű alkalmazás a tárgyak internete (IoT) számára.

A LoRaWAN protokoll fizikai rétegébe a LoRa rádiója tartozik. Több csatorna sávot használ területtől függően, ami a mi esetünkben az EU 863-870 MHz ISM (tudományos, orvosi, ipari) frekvenciasávra korlátozódik. Jellemzője, hogy a használatához nem kell külön engedély. Viszont korlátozva vannak bizonyos

paramétereit, az adás hossza, az adás teljesítménye és a kitöltési tényező, hogy hozzáférési lehetőséget biztosítson más felhasználóknak is. Ebben a frekvenciatartományban üzemelő eszközöknek tolerálniuk kell az interferenciát. A rádiófrekvenciák kiosztását itt Európában az ETSI (European Telecommunications Standards Institute) definiálja. Az ETSI biztosít lehetőséget a kitöltési tényező alapján történő korlátozásra. A LoRaWAN saját magának hajt végre korlátozást az alsávokra vonatkozó kitöltési tényezőkre. Ezt ki tudjuk számolni úgy, hogy egy végeszköz adásánál mindig eltároljuk a sugárzás hosszát és idejét. Ugyanazt a frekvenciasávot még egyszer nem használhatjuk, amíg el nem telik egy bizonyos idő (T_{ki}).

$$T_{ki} = \frac{\text{adási hossz}}{\text{kitöltési tényező}} - \text{adási hossz}$$

Viszont ha egy alsáv foglalt, tehát tiltásban van, akkor az eszköz ettől függetlenül még adhat egy másik alsávon. Csak ha minden alsáv tiltásban van, akkor kell várniuk az eszközöknek. Például egy eszköz, egy 0,5 másodperc hosszú üzenetet küld egy alapértelmezett csatornán. Ez a csatorna alsávban van, amely 1% -os kitöltési tényezőt tesz lehetővé. Ezért ez az egész alsáv (868 - 868,6 MHz) 49,5 másodpercig nem lesz elérhető. Az alapértelmezett küldési teljesítmény egy eszköznél 14 dBm.

5.1.4. A LoRaWAN protokoll adatátviteli sebessége

A LoRaWAN protokollban a LoRa adatsebessége 0,3 kbps - 22 kbps, míg egy GFSK adatsebessége 100 bps Európában. Észak-Amerikában az FCC korlátozásai miatt a minimális adatátviteli sebesség 0,9 kbps. A végberendezés akkumulátor élettartamának maximalizálása érdekében a LoRaWAN hálózati szerver kezeli az adatátviteli sebességet és az RF kimenetet minden egyes végberendezésnél, ami egy adaptív adatsebesség (ADR) algoritmust jelent. Az ADR lehetővé teszi a skálázhatóságot és kritikus a nagy teljesítményű hálózat számára. Egy hálózat kiépítése egy infrastruktúrába minimális beruházással is elérhető, és mivel szükségünk van kapacitásra, több átjárót is telepíthetünk egy hálózatba, így az ADR nagyobb adatátviteli sebességet fog elmozdítani, amely a hálózati kapacitást növeli akár 6–8x-ra.

5.1.5. Adaptív adatsebesség

Az adaptív adatsebesség olyan módszer, amelyben a tényleges adatátviteli sebességet úgy állítjuk be, hogy biztosítsuk a megbízható csomagküldést, az optimális

hálózati teljesítményt és a kapacitás méretét. Például egy átjáróhoz közeli csomópontok nagyobb adatátviteli sebességet és alacsonyabb kimeneti teljesítményt használ. Csak azok a csomópontok használják a legalacsonyabb adatátviteli sebességet és a legnagyobb kimeneti teljesítményt, amelyek a link budget szélén vannak. Ez a moduláció a régi modulációs technikákkal szemben lehetővé teszi a link budget javítását és a sávon belüli interferenciákkal szembeni védelmet. Ugyanakkor a frekvenciastabilitással szembeni követelmények enyhülnek - lehetővé teszi a teljesítménynövekedést és a rendszerköltség csökkentése. A link budget az összes nyereség és veszteség összege, amelyet az adó a vevő felé sugároz. Ez a kapcsolat teljesítményének számszerűsítése, azaz egyik módja. A teljesítményt dBm-ben adjuk meg, a nyereség mértékegységét dBi-ben, amelyet az antennából nyerünk ki és a veszteség értéke, amit dB-ben fejezzük ki (17. ábra). A veszteséget okozhatják a kábelek, csatlakozók és a jel csillapodása a terjedési közegbe. Amikor egy jel a közegben terjed, akkor veszít a teljesítményéből. Ezt a jelenséget nevezzük jelúti csillapításnak (path loss).



17. ábra Link budget példa

Egy egyszerű link budget egyenlet a következőképpen néz ki:

$$\text{Fogadott teljesítmény} = \text{átvitt teljesítmény} + \text{nyereség} - \text{veszteség}$$

$$\text{Fogadott teljesítmény} = 20 - 5 + 10 - 115 + 12 - 2 = -80 \text{ dBm}$$

Az ADR módszer képes alkalmazkodni a hálózati infrastruktúra változásaihoz, és támogatja a változó jelúti csillapítást. A végberendezés akkumulátor élettartamának és a hálózati kapacitás maximalizálása érdekében a LoRa hálózati infrastruktúra az ADR megvalósításával kezeli az egyes végberendezések adatsebességét és RF kimenetét.

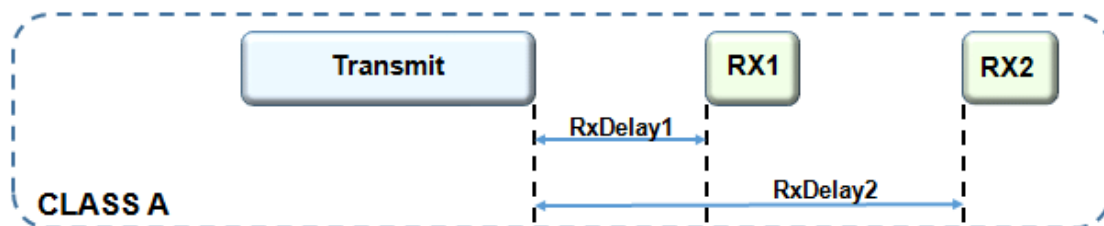
5.1.6. A LoRa átjáróhoz csatlakoztatható csomópontok száma

A kapacitás elsősorban az adási időben befogadott adatcsomagok következménye. Egy SX1276 modul, 8 csatornával, átlagosan másodpercenként 17 csomagot képes fogadni a LoRaWAN protokoll használatával. Tehát, ha az alkalmazás óránként egy csomagot küld, akkor egyetlen SX1276 átjáró kb. 62 500 végeszközt képes kezelni. Ahogy már fentebb említettem a hálózat architektúrája csillag topológiájú, amely csökkenti annak esélyét, hogy a hálózat meghibásodik. Mégpedig azzal, hogy az összes végberendezés kapcsolatban áll legalább egy átjáróval és minden átjáró kapcsolatban áll a hálózati szerverrel. Így egy eszköz meghibásodás esetén elszigeteli magát a hálózat többi még működőképes részétől.

5.1.7. Végberendezések osztályai

A hálózati eszközök, azaz végberendezések közül három osztályt tudunk megkülönböztetni, az A, B és C osztályt, amelyek eltérő alkalmazásokhoz lettek kifejlesztve. A LoRaWAN eszközök mindegyikének meg kell valósítania az A osztály specifikációját. Illetve minden B és C osztályú eszköz az A osztály kiterjesztése.

A-osztály: Az A-osztályú eszközök kétirányú végberendezések, amelyek minden feltöltését két, rövid letöltés követi. Ekképpen valósítják meg ezek az eszközök a kétirányú kommunikációt (18. ábra).

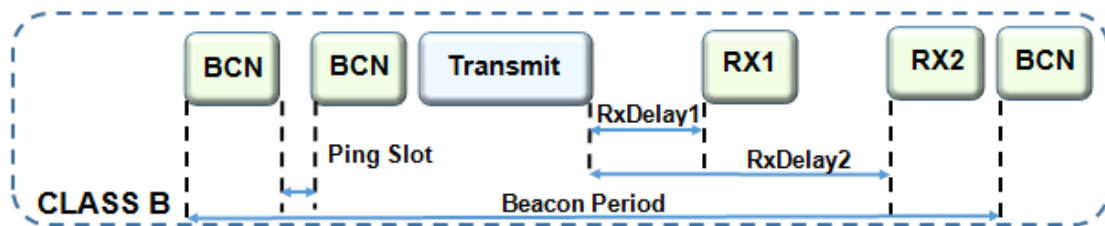


18. ábra A osztályú eszköz időablaka

Küldés estén a végeszköz határozza meg a küldési időablakot, saját igénye alapján, ezt a protokollt ALOHA típusú protokollnak nevezik. Az ilyen típusú eszközöket a legkisebb fogyasztású végberendezések, mivel csak a feltöltés után van szükségük letöltésre, így a feltöltések közötti időben DeepSleep üzemmódban lehetnek. A feltöltés (eszköztől a szerver felé) bármikor elvégezhető véletlenszerűen. A készülék, a felfelé irányuló üzenetek elküldése után két időablakot nyit meg meghatározott időpontokban. Ha a

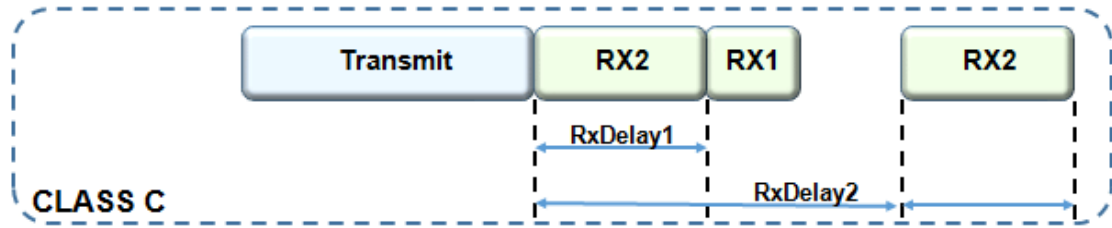
szerver nem válaszol neki az első időablakban, akkor már csak a második felfelé irányuló üzenet után tudja elküldeni a válaszát. A szerver használhatja mindkét időablakot válaszára, de mindkettőt nem. Mivel maga a letöltés (szervertől az eszköz felé) csak a feltöltést után történik meg, ezért ha a hálózati szerver fogja kezdeményezni az üzenetküldést, addig várnia kell az eszköznek, amíg az A-osztályú végesezköz nem kezdeményez legalább egy üzenetküldést. Ebbe az osztályba tartozó végesezközök fogyasztása a legkevesebb. Olyan berendezéseknél ajánlott használni ahol ki van neki alakítva elemes vagy akkumulátoros tápellátás.

B-osztály: A B-osztályú végesezközök az A-osztályú eszközök kiterjesztett változata, amely csak annyiban különbözik, hogy egy időzítővel vannak ellátva (19. ábra). Tehát a letöltési ablakok időzítettek, ezt az időző jelet (beacon) az átjáró biztosítja neki, mely segítségével értesül a hálózati szerver, arról mikor fogadhat a végesezköz. Az átjáró által használt szinkronizált időablakok miatt a B-osztály eszközök időről időre nyitnak egy vételi ablakot.



19. ábra B osztályú eszköz időablaka

C-osztály: A C-osztályú eszközök is az A-osztály kiterjesztése, melynek fogyasztása a legmagasabb. Ezek az eszközök folyamatosan hallgatnak a letöltési irányba (eszköztől a szerver felé). Csak akkor nem, amikor feltöltést hajtanak végre (20. ábra). Ez azt jelenti, hogy folyamatosan üzemen kell tartani őket, ami bizonyítja a végesezköz tápellátásának igényét. Míg az előző esetekben az eszközök egy adatküldés során várólistára kerülhetnek, addig a C-osztályú eszközöknél ez nem fordul elő, így ha adatküldésre kerül sor, azt azonnal meg fogja kapni a hálózati szerver. Tehát lehetővé teszi az alacsony késleltetésű kommunikációt. Minden egyes üzenet titkosítva megy át, és nem lehetséges a broadcast üzenetküldés [6].



20. ábra C osztályú eszköz időablaka

5.2. LoRa architektúra

A következő fejezet részben egy Semtech chip, LoRa modem adójának és vevőjének az architektúráját fogjuk megvizsgálni. Megismerkedünk a LoRa technológiára jellemző architektúrával. A LoRa modem egyszerűsített blokkdiagramját és a hozzá tartozó egyes blokkok funkcióját. Értelmezzük a szórt-spektrumú modulációhoz tartozó paramétereket, azoknak a számítását elméleti szinten.

5.2.1. Semtech SX1276 általános leírása

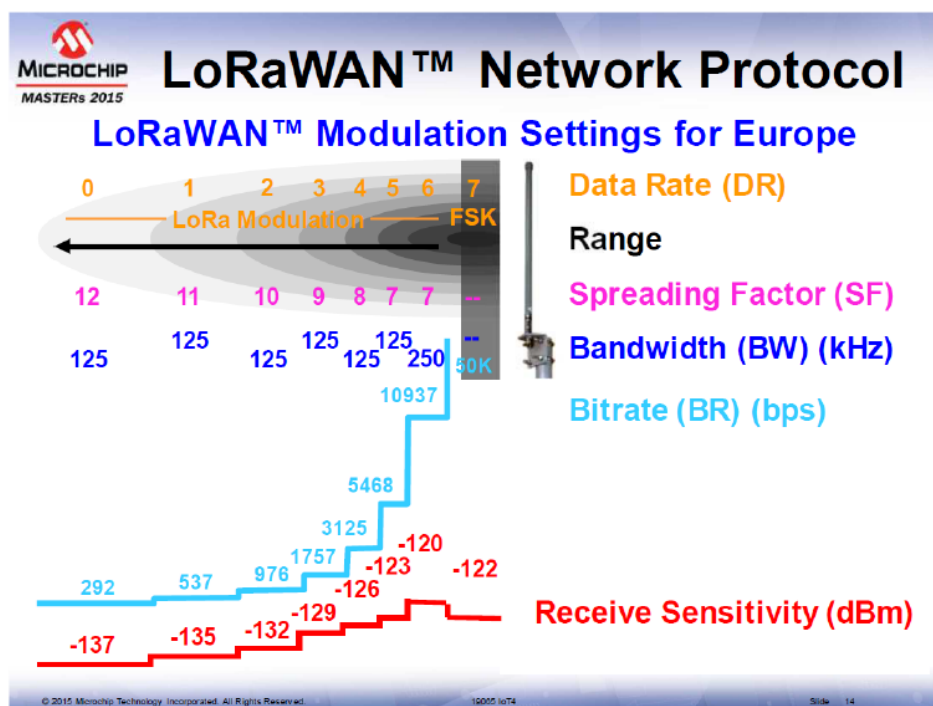
Az SX1276 tartalmazza a LoRa szórt-spektrumú modemét, amely képes lényegesen nagyobb lefedettséget biztosítani, mint az FSK vagy OOK moduláción alapuló meglévő rendszerek. A LoRa maximális adatátviteli sebességénél az érzékenység 8 dB-lel jobb, mint az FSK, de egy kristályoszillátor használatával a LoRa vevő érzékenysége akár több mint 20 dB-lel javítható az FSK-hoz képest. A LoRa jelentős előrelépést biztosít a szelektivitás és a teljesítmény jellemzőkben, tovább javítva a kommunikáció megbízhatóságát. A maximális flexibilitás érdekében a felhasználó dönthet a szórt-spektrumú modulációs sávszélességről (BW - bandwidth), a kiterjesztési tényezőről (SF – spreading factor) és a hibajavításról (CR – error correction rate). A szórt-spektrumú moduláció egy másik előnye, hogy minden egyes kiterjesztési tényező (SF) ortogonális egymásra - így többszörösen továbbított jelek ugyanazt a csatornát foglalhatják el zavarás nélkül. Az előbbi megengedi a meglévő FSK alapú rendszerekkel való egyidejű működést. A szabványos GFSK, az FSK, az OOK és a GMSK moduláció is lehetővé teszi a meglévő rendszerek vagy szabványok kompatibilitását. Az SX1276 modul 7,8 kHz és 500 kHz közötti sávszélességi opciókat kínál 6 és 12 közötti kiterjesztési tényezővel, és az összes rendelkezésre álló frekvenciasávot lefedi [7].

5.2.2. Kapcsolat a sávszélesség (BW), a szimbólumsebesség (R_s) és az adatsebesség (DR) között.

A szimbólumsebességet (R_s) a következőképpen tudjuk kiszámolni. Ehhez viszont a fentiekén kívül ismernünk kell a kiterjesztési tényezőt (SF) és a kódarányt (CR).

$$R_s = \frac{BW}{2^{SF}}$$

$$DR = SF * \frac{BW}{2^{SF}} * CR$$



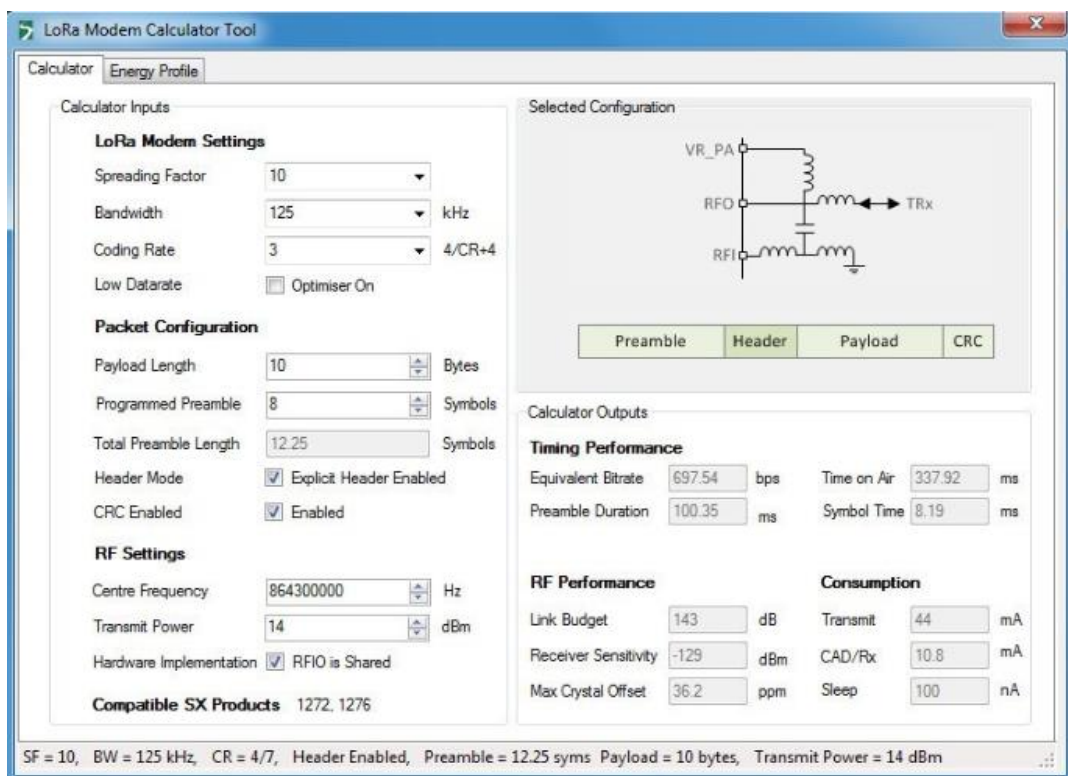
21. ábra LoRaWAN hálózati protokoll

A 21. ábrán pedig láthatjuk, hogyan változik a sávszélesség (BW), a terjedési tényező (SF), a bitarány (BR) és az érzékenység a LoRa moduláció változtatásával. Az ábrán azt láthatjuk, hogy a hetes adatátviteli sebességhez (DR) tartozik az FSK moduláció, ami fixen 50 kbps a bitsebessége és az érzékenysége -122 dBm körüli. Ezután következnek a LoRa modulációhoz tartozó adatátviteli sebességek (DR), melynek változtatásával a 21. ábrán megfelelően változnak a hozzá tartozó értékek. Például a 3-as adatátviteli sebességhez (DR) a 9-es kiterjesztési tényező (SF), 125 kHz-es sávszélesség,

1757 bps-es bitsebesség és -129 dBm-es érzékenység tartozik. Ahogy ezt az adatátviteli sebességet (DR) növeljük úgy nő az áthidalható távolság is, viszont csökken az érzékenység és a bitsebesség (BR).

5.2.3. A LoRa sávszélességének (BW), kiterjesztési tényezőjének (SF) és a kódolási sebességének (CR) megválasztása

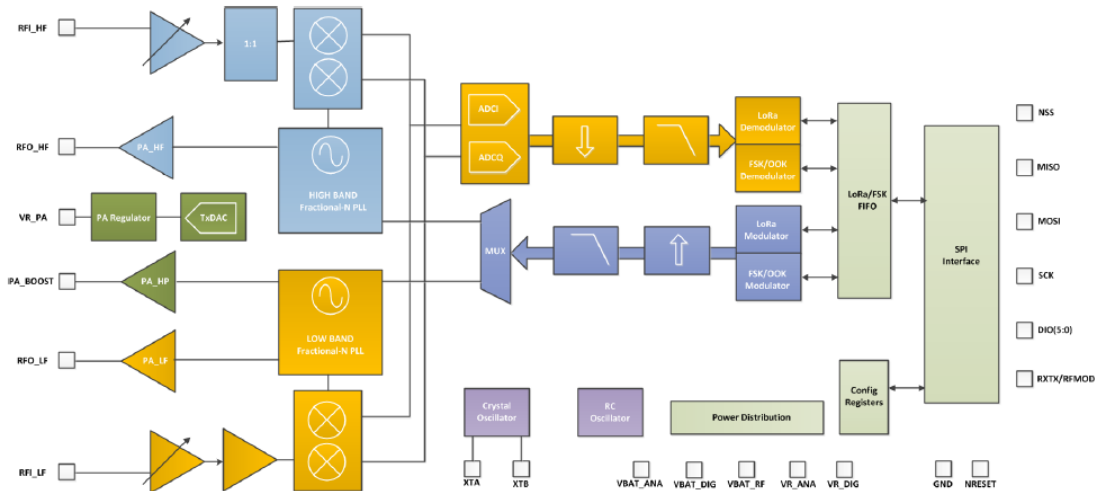
A LoRaWAN elsősorban a 125 kHz BW beállítást használja, de más szabadalmaztatott protokollokban más BW beállításokat is használhatunk. A BW, SF és CR megváltoztatása megváltozik a link budget és az adási hossz, ami az akkumulátor élettartamát és a távolság közötti kapcsolat. Ehhez is javasolnám a Semtech által kiadott LoRa modem kalkulátort a kompromisszumok értékeléséhez[8]. Ahogy a 22. ábrán láthatjuk, ezzel a programmal megbecsülhetjük egy eszköz küldési paramétereit, a ismerjük az eszköz bizonyos tényezőit.



22. ábra LoRa Modem Calculator

5.2.4. SX1276 Jellemzők

A következő részben áttekintjük az SX1276 modul kis teljesítményű, nagymértékben integrált adó-vevő működését. A 23. ábra az SX1276 modul egyszerűsített blokkdiagramját mutatja.



23. ábra SX1276 sematikus blokkdiagram

Az SX1276 modul egy félduplex, Low-IF adóvevő. Itt a vett RF jelet először az LNA erősíti. Az LNA bemeneteknek egy végük van a könnyű kialakítás érdekében. Az LNA bemenetek után egy differenciál átalakítást végzünk azért, hogy javítsuk a másodrendű linearitást és a harmonikus elnyomást. A jelet ezután a középfrekvencián (IF) egy mixer lekeveri fázis- és kvadratura (I&Q) komponensekké. Ezután egy szigma-delta ADC adatátalakítást hajt végre, az összes ezt követő jelfeldolgozás és demoduláció a digitális tartományban fog megtörténni. A digitális állapotgép vezérli az automatikus frekvencia korrekciót (AFC - Automatic Frequency Correction), a vett jelerősség jelzőt (RSSI - Received Signal Strength Indicator) és az automatikus erősítés vezérlést (AGC - Automatic Gain Control) [9].

A frekvencia szintézer generálja a helyi oszcillátor (LO) frekvenciát mind a vevő, mind az adó számára, az egyik lefedi az alsó UHF sávokat (legfeljebb 525 MHz-ig), a másik pedig a felső UHF sávokat (779 MHz-től). A PLL-ek optimalizálva vannak a felhasználó érdekében: alacsony befogadási idő és a gyors automatikus kalibrálás. Az átvitel során a frekvencia modulációt a PLL sáv szélességén belül digitálisan hajtjuk végre. A PLL (Phase-Locked Loop) egy olyan vezérlőrendszer, amely feladatai közé az tartozik, hogy egy olyan a kimenő jelet generáljon, melynek fázisa függ a bemeneti jel fázisától. Magába

foglalja azt is, hogy a bementi és kimenteti frekvenciák ugyanolyanok maradjanak. Tehát, a jelek szinkronizálása mellett egy PLL nyomon tud követni egy bementi frekvenciát vagy létrehozhat egy olyan frekvenciát, amely a bemeneti frekvencia többszöröse. Esetünkben a frekvenciakeverő előállít egy olyan harmonikust, amely a bemenő jel spektrális tisztaságának szempontjából fontos szerepet tölt be. Az SX1276 helyi oszcillátora két, szinte azonos frakcionált-N PLL-t tartalmaz. Mindkét PLL jellemzője egy állítható sáv szélesség, ahol elérhető 4 különböző beállított sáv szélesség. . Az SX1276 egy 19 bites szigma-delta modulátort használ, amelynek állandó a frekvencia felbontása a teljes frekvenciatartományban. A vivőfrekvencia a RegFrf-en keresztül állítható be. Összesen 3 frekvenciasáv támogatott, amelyet a 1. táblázat mutat.

$$F_{STEP} = \frac{F_{XOSC}}{2^{19}}$$

$$F_{RF} = F_{STEP} \times Frf(23,0)$$

Név	frekvenciatartomány	eszköz
Band 1 (HF)	862-1020 MHz	SX1276/77
Band 2 (LF)	410-525 MHz	SX1276/77
Band 3 (LF)	137-175 MHz	SX1276/77

1. táblázat támogatott frekvenciasávok

Az RF front-end és a digitális állapotgép összes fő paramétere teljes mértékben konfigurálható egy SPI interfészen keresztül. Az SX1276 modul szabványos FSK és nagy hatótávolságú szórt-spektrumú (LoRa) modemekkel rendelkezik. A kiválasztott módtól függően OOK vagy FSK moduláció is alkalmazható, vagy a LoRa szórt-spektrumú modemje.

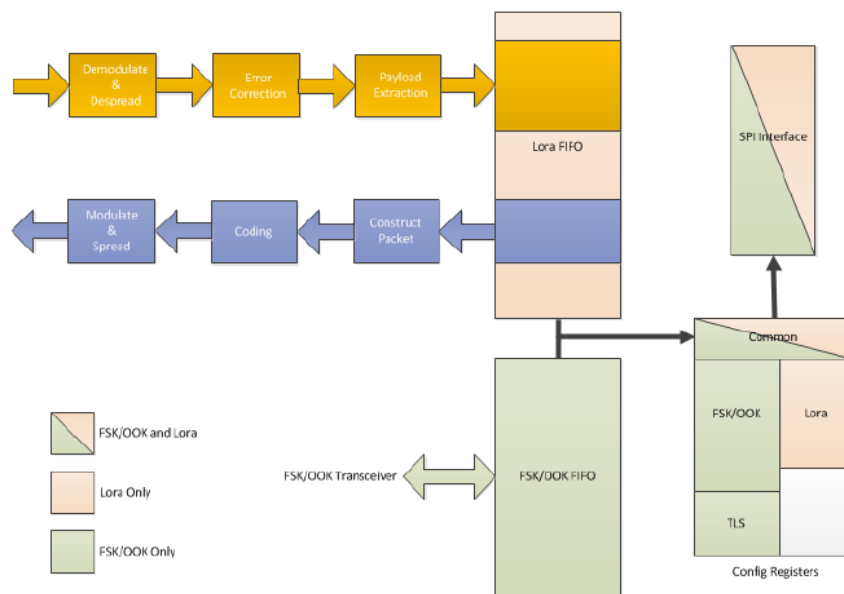
FSK / OOK modem

Az FSK / OOK módban az SX1276 modul támogatja a szabványos modulációs technikákat, beleértve az OOK, az FSK, a GFSK, az MSK és a GMSK technikát. Az SX1276 különösen alkalmas a keskeny sávú kommunikációra, köszönhetően az Low-IF architektúrájának és a beépített AFC-funkciónak.

5.2.5. SX1276 Digitális elektronikája

Link Design a LoRa modem használatával

A LoRa modem a 23. ábrán látható módon van beállítva. Ez a konfiguráció lehetővé teszi az FSK modem egyszerű cseréjét a LoRa modemmel egy konfigurációs regiszteren (RegOpMode) keresztül. A LoRa modem LoRa üzemmódját a RegOpMode regiszter LongRangeMode bitjének 1-be állításával, az FSK üzemmódot pedig ennek a regiszternek a 0-ba állításával lehet elérni. A RegOpMode regiszter leírását 1. táblázat írja le.



23. ábra LoRa modem csatlakoztathatósága

Regiszter beállítása					
név (cím)	bitek	változó neve	mód	default érték	FSK/OOK leírás
RegOpMode (0x01)	7	LongRangeMode	r	0x00	0: FSK/OOK mód; 1: LoRa mód Ezt a regisztert csak alvó módban módosítható. Írni nem lehet.
	6-5	ModulationType	r/w	0x00	Modulációs séma 00: FSK; 01: OOK; 10,11: foglalt
	4	reserved	r	0x00	foglalt
	3	LowFrequencyModeOn	r/w	0x01	0: nagyfrekvenciás üzemmód 1: alacsony frekvenciás üzemmód
	2-0	Mode	r/w	0x01	adó-vevő módok 000: alvó mód 001: készenléti mód 010: FS mód TX (FSTx) 011: adó mód (Tx) 100: FS mód RX (FSRx) 101: vevő mód (Rx) 110, 111: foglalt

2. táblázat Regiszter beállítás

A konfigurációs regiszterek az SPI interfészen keresztül érhetőek el. A regiszterek minden módban olvashatók, beleértve az alvó üzemmódot is. Írni azonban csak alvó és készenléti módban lehetséges. A LoRa mód kiválasztásakor az SX1276 konfigurációs regiszter értéke megváltozik. Ahhoz, hogy egy adott alkalmazáshoz optimalizálható legyen a LoRa moduláció, a tervezőnek három kritikus tervezési paramétert kell megadnia. Ezek a paraméterek a kiterjesztési tényező, a modulációs sáv szélesség és a hibakódolási sebesség.

Az 1. táblázatban leírt üzemmódok részletes leírását pedig láthatjuk a 2. táblázatban.

működési mód	leírás
alvó mód (SLEEP)	Alacsony fogyasztású üzemmód. Ebben az üzemmódban csak az SPI és a konfigurációs regiszterek érhető el. A Lora FIFO nem érhető el. Ez az egyetlen üzemmód az FSK / OOK és a LoRa közötti váltásra.
készenléti mód (STDBY)	Be van kapcsolva a kristály oszcillátor és a Lora alapsávú blokkok. Az RF rész és a PLL nem elérhető.
FS mód TX (FSTX)	Ez egy frekvenciaszintézis mód az átvitelhez. Az átvitelre kiválasztott PLL-t leválasztjuk és aktiváljuk az átviteli frekvenciát. Az RF rész ki van kapcsolva.
adó mód (TX)	Bekapcsolt állapotban az átvitelhez szükséges összes blokkot táplálja, majd továbbítja az adatsomagot és visszatér készenléti üzemmódba.
FS mód RX (FSRX)	Ez egy frekvenciaszintézis mód a fogadáshoz. A fogadáshoz kiválasztott PLL-t leválasztjuk és aktiváljuk a vételi frekvenciát. Az RF rész ki van kapcsolva
RXCONTINUOUS	Bekapcsolt állapotban a fogadáshoz szükséges összes blokkot táplálja. Az összes fogadott adatot addig dolgozza fel, amíg új felhasználói kérés nem érkezik az üzemmód megváltoztatásáról.
RXSINGLE	Bekapcsolt állapotban a fogadáshoz szükséges összes blokkot táplálja. Ebben az állapotban marad mindaddig, míg nem kap egy érvényes adatsomag, majd visszatér készenléti üzemmódba.
CAD	CAD módban az eszköz ellenőrzi az adó csatornát, hogy észlelje a LoRa jelét

3. táblázat Működési módok leírása

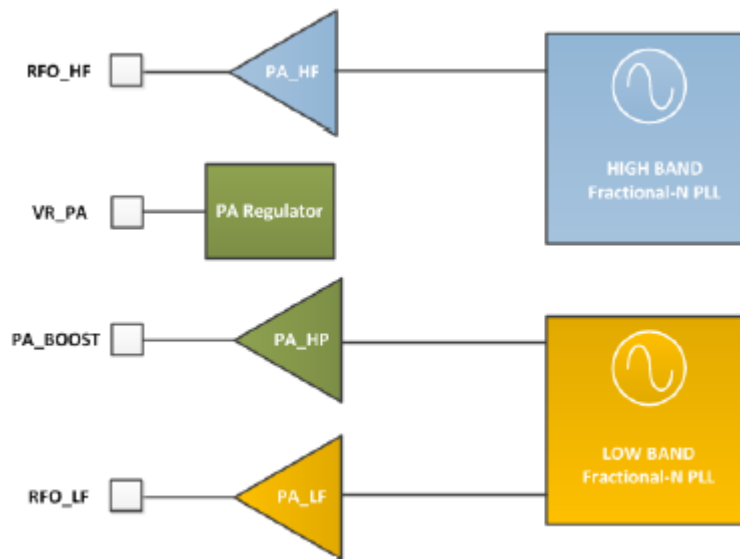
Az átviteli és fogadási folyamatok egyszerűsített vázlata szintén látható a 23. ábrán. Itt láthatjuk, hogy a LoRa modem egy független adatbufferrel (FIFO-val) rendelkezik, amely egy közös SPI interfészen keresztül érhető el.

5.2.6. Adó leírása

Az SX1276 adó tartalmazza a frekvencia szintézert, a modulátort (mind a LoRa-t és az FSK/OOK-t), a teljesítményerősítő blokkokat, valamint a VR_PA blokk által biztosított egyenfeszültséget (25. ábra).

Architektúra leírása

Az RF front-end architektúrája a 25. ábrán látható.



25. ábra RF front-end architektúrája a belső PA konfigurációkkal

RF Teljesítményerősítők

A PA_HF és a PA_LF olyan nagy hatásfokú erősítők, amelyek képesek az 1 dB-es léptékben -4-től +14 dBm-ig terjedő, alacsony áramfogyasztású 50 ohmos terhelésre. A PA_LF lefedi az alsó sávokat (legfeljebb 525 MHz-ig), míg a PA_HF a felső sávokat fedi le (779 MHz-től). A kimenő teljesítmény érzékeny a tápfeszültségre, ezért teljesítményük jellemzően 3,3 V-on van kifejezve. A PA_HP (High Power), amely a PA_BOOST porthoz van csatlakoztatva, az összes frekvenciasávot lefedi, amely lehetővé teszi a folyamatos működést +17 dBm-ig, és üzemi ciklus esetén akár +20 dBm-ig is (táblázat).

Adó regiszter					
név (cím)	bitek	változó neve	mód	default érték	FSK/OOK leírás
RegPaConfig (0x09)	7	PaSelect	r/w	0x00	Kiválasztja a PA kimeneti pin-t. 0: RFO pin. Maximum teljesítmény +14dBm 1: PA_BOOST pin. Maximum teljesítmény +20dBm
	6-4	MaxPower	r/w	0x04	Kiválasztja a maximum kimeneti teljesítményt: $P_{max} = 10.8 + 0.6 * MaxPower [dBm]$

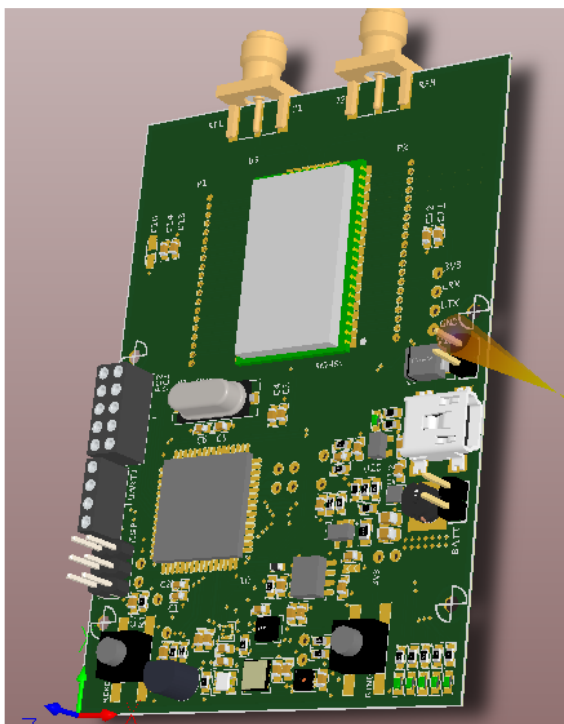
	3-0	OutputPower	r/w	0x0F	$P_{out} = P_{max} - (15 - OutputPower)$, ha PaSelect=0 (RF0 pin) $P_{out} = 17 - (15 - OutputPower)$, ha PaSelect=1 (RF_BOOSTpin)
--	-----	-------------	-----	------	---

4. táblázat Adó regiszter leírása

5.3. Adatküldés

Ebben a fejezet részben bemutatok egy adatcsomagküldést a LoRa technológia alkalmazásával. Esetünkben szükségünk lesz egy végberendezésre, egy átjáróra és egy hálózati szerverre. Magát a hálózatot a ChipCad által biztosított szerveren keresztül értem el, ami egy ingyenes platform. A LoRa készülékek nem küldhetnek és fogadhatnak korlátlan hosszúságú adatcsomagok. A maximális csomaghossz LoRa módban 256 bájt.

Az adatküldés során két féle eszközt használtam, az egyik a Microchip által kiadott Development Board, amit a kapcsolat tesztelésére használtam. Arra, hogy helyesen működik-e végberendezés és a hálózati szerver közötti kommunikáció. A másikat pedig magam terveztem még korábban. Különböző szenzorokat ültettem be, amelyek paraméterei, értékei esetleg befolyásolhatják az adatátvitelt. Az általam tervezett eszköz a 26. ábrán látható. A végberendezést az Altium Designer segítségével valósítottam meg, melyen a következő szenzorokat helyeztem el: árammérő, hőmérsékletérzékelő, nyomás érzékelő, fényérzékelő, páratartalom mérő, gyorsulásmérő, magnetométer és giroszkóp.



26. ábra tervezett tesztkészülék

Egy adatküldés során több paramétert is figyelembe kellett venni, mivel ezek mind fontos szerepet töltenek be egy adat küldése vagy fogadása során. Az 4. táblázat mutatja, hogy egy adatsomag fogadása során milyen jellemzők jelennek meg.

Device EUI	A végkésző egyedi azonosítója.
Local time	Az adatok megérkezése a hálózati szerverre.
Freq [MHz]	Az a frekvencia, amelyen elküldésre került az adatsomag (Magát a frekvencia tartományt a felhasználó is tudja módosítani)
Date rate	Ez egy összevont tényező amely
RSSI (Received Signal Strength Indication)	kapott jelerősségjelzés
SNR (Signal-to-Noise)	jel-zaj viszony
Seq #	Sorszámokat tudunk társítani az elküldött adatsomagokhoz

Port	Melyik portot használja a küldés során.
Payload	Maguk az adatcsomagok megjelenítése hexadecimálisan.

5. táblázat Egy fogadott adatcsomag jellemzői

A végberendezés által küldött adatcsomagokat, ahogy már a fentiekben említettem egy hálózati szerver fogadja, amelynek megjelenítésében a Lorient oldal fog segíteni. Ezen az oldalon kellett regisztrálni az átjárót és kapcsolódni a végberendezéshez. A kapcsolat után teszteltem a kommunikációt, amely a 27. ábrán látható. Itt láthatjuk a fent táblázatban említett jellemzőket is.

0004A308001BA7A1	12:30:23								8		(enqueued date sent)
Y 0004A308001BA7A1	2017. 04. 25. 12:30:23	868.100	ch0	SF10	BW125 4/5	-114	-4	23	12	33	
0004A308001BA7A1											12 34 56 (enqueued for sending)
Y 0004A308001AB6E0	2017. 04. 25. 12:30:07	867.100		SF12	BW125 4/5	-120	-2.8	3384	202	43 cb 21 0c 8f 82	
0004A308001BA7A1	12:29:52									7	(enqueued date sent)
Y 0004A308001BA7A1	2017. 04. 25. 12:29:52	868.300	ch1	SF10	BW125 4/5	-111	-4.5	22	12	33	
Y 0004A308001AB6E0	2017. 04. 25. 12:29:52	868.100		SF12	BW125 4/5	-118	-2.8	3303	202	43 cb 20 0c 8f 82	
0004A308001BA7A1											12 34 56 (enqueued for sending)
Y 0004A308001AB6E0	2017. 04. 25. 12:29:36	867.900		SF12	BW125 4/5	-121	-1.2	3382	209	1d 36	
0004A308001AD6D5	12:29:31									8664	(enqueued date sent)
Y 0004A308001AD6D5	2017. 04. 25. 12:29:31	868.300		SF7	BW125 4/5	-107	7	44153	209	12 85 07 a0 01 c5 12	
Y 0004A308001AD787	2017. 04. 25. 12:29:12	868.300		SF7	BW125 4/5	-100	7.2	2391	209	19 66 07 92	
Y 0004A308001BA7A1	2017. 04. 25. 12:29:06	867.100	ch3	SF10	BW125 4/5	-114	-4	21	12	33	
Y 0004A308001AD6D5	2017. 04. 25. 12:28:25	867.700		SF7	BW125 4/5	-106	7	44152	209	12 86 07 bb 01 c7 12	
Y 0004A308001BA7A1	2017. 04. 25. 12:28:23	867.500	ch5	SF10	BW125 4/5	-93	-2	20	12	33	
Y 0004A308001AD787	2017. 04. 25. 12:28:17	867.900		SF7	BW125 4/5	-101	10	2300	209	19 66 07 79	
0004A308001BA7A1	12:27:51									6	(enqueued date sent)
Y 0004A308001BA7A1	2017. 04. 25. 12:27:51	868.500	ch2	SF10	BW125 4/5	-113	2	19	12	33	
0004A308001BA7A1	12:27:36									5	(enqueued date sent)
Y 0004A308001BA7A1	2017. 04. 25. 12:27:36	868.300		SF10	BW125 4/5	-105	0.2	18	12	33	
Y 0004A308001AD6D5	2017. 04. 25. 12:27:19	867.300		SF7	BW125 4/5	-109	4	44151	209	12 85 08 20 01 c7 12	
Y 0004A308001AD787	2017. 04. 25. 12:27:12	868.500		SF7	BW125 4/5	-103	7.2	2389	209	19 66 07 91	
Y 0004A308001BA7A1	2017. 04. 25. 12:27:06	867.900	ch7	SF10	BW125 4/5	-111	-1.5	17	12	33	
0004A308001BA7A1	12:26:40									4	(enqueued date sent)
Y 0004A308001BA7A1	2017. 04. 25. 12:26:40	868.100		SF10	BW125 4/5	-112	-4	16	12	33	
Y 0004A308001AD6D5	2017. 04. 25. 12:26:12	867.300		SF7	BW125 4/5	-106	8	44150	209	12 85 08 62 01 c5 12	
Y 0004A308001AD787	2017. 04. 25. 12:26:08	868.300		SF7	BW125 4/5	-97	8.2	2308	209	19 66 06 f7	
0004A308001BA7A1	12:26:04									3	(enqueued date sent)

27. ábra Adatküldés

A tesztelés során különböző frekvenciákon, azaz más-más csatornán is kipróbáltam az adatküldést.

5.3.1. RSSI

A 27. ábra 5. oszlopában az RSSI-t (Received Signal Strength Indication) láthatjuk, ami egy télerő mérő paraméter. Ezt a jelet az átjáró rádiója adja ki, aminek az RSSI-jét méri a vevő, azaz megnézi mekkora a vett jel erőssége. Az RSSI a vett teljesítmény milliwattban kifejezve és dBm-ben mérve, ami egy negatív érték. Minél közelebb van a 0 értékhez, annál jobb a jel. Ez az érték használható annak mérésére, hogy a vevő mennyire képes „hallani” a küldőtől származó jelet. A rádió két RSSI paramétert képes egyszerre mérni, a végberendezését és az átjárót. Amikor közel vagyunk az

átjáróhoz akkor -1-2 dBm szinttől, akár -120-130 dBm szintig is lecsökkenhet (hatalmas nagy [10e13] dinamika tartományban tud a jelerősség változni). Ez a LoRa-nak egy nagyon jó tulajdonsága.

LoRa módban két RSSI regisztert különböztetünk meg

A RegPktRssiValue és a RegRssiValue regiszter egyaránt fontos (5. táblázat). A RegPktRssiValue a csomag RSSI szintjére utal, míg a RegRssiValue hasonlóan az előzőhöz csak az FSK módban található meg. Mint tudjuk, a LoRa demodulálhatja az adatsomagot a zajszint alatt is, ekkor a CurrentRssi egyenlő vagy nagyobb, mint a zajszint.

LoRa RSSI regiszterek					
név (cím)	bitek	változó neve	mód	visszaállítás	LoRa leírás
RegPktRssiValue (0x1A)	7-0	PacketRssi	r	n/a	A legutóbb kapott RSSI csomag (dBm). RSSI [dBm] = -157 + Rssi (HF kimeneti port használatával, SNR >= 0) vagy RSSI [dBm] = -164 + Rssi (LF kimeneti port használatával, SNR >= 0)
RegRssiValue (0x1B)	7-0	Rssi	r	n/a	Aktuális RSSI érték (dBm) RSSI [dBm] = -157 + Rssi (HF kimeneti port használatával) vagy RSSI [dBm] = -164 + Rssi (LF kimeneti port használatával)

6. táblázat RSSI regiszterek

A 6. táblázatban leírt képlet alkalmazható a vett csomag jelerősségének kiszámítására is.

$$Packet\ Strength\ (dBm) = -157 + Rssi, \text{ (HF kimeneti port használatával)}$$

$$Packet\ Strength\ (dBm) = -163 + Rssi, \text{ (LF kimeneti port használatával)}$$

A LoRa moduláció jellege miatt a zajszint alatt is lehet csomagokat fogadni. Ebben a helyzetben az SNR-t a PacketRssi-vel együtt használják a vett csomag jelerősségének kiszámítására:

$$Packet\ Strength\ (dBm) = -163 + PacketRssi + PacketSnr * 0.25$$

(HF kimeneti port használatával és SNR < 0)

$$Packet\ Strength\ (dBm) = -163 + PacketRssi + PacketSnr * 0.25$$

(LF kimeneti port használatával és SNR < 0)

A PacketRssi (a RegPktRssiValue-ban) az Rssi (a RegRssiValue-ban) átlagolt változata. Az Rssi bármikor olvasható és átlagolással kell meghatározni a pontosabb eredményekért. A -157 és -164 állandók az SX1276 front-end beállításától függően változhatnak (LnaBoost = 1 vagy 0). Ahogy a jel erőssége növekszik (RSSI > -100dBm), a PacketRssi linearitása nem garantált, és az eredmények eltérhetnek az ideális görbétől.

5.3.2. SNR

A 27. ábra 6. oszlopában az SNR, a jel-zajviszony található, amely azt mutatja meg, hogy az adott sávszélesség mellett milyen a vett jel teljesítménye és a zajszint teljesítménye közötti arány. Minden kiterjesztési tényezőhöz SNR limit, ha ezt a limitet a veő eléri, akkor nem lesz képes jelet demodulálni. A 7. táblázatban láthatjuk minden egyes kiterjesztési tényező SNR limitjét. A LoRa képes demodulálni olyan jeleket is, amelyek -7,5 dB és -20 dB között vannak a zajszint alatt. Ha az SNR nagyobb, mint 0, akkor a vett jel a zajszint felett működik, ha kisebb, mint 0, akkor a vett jel a zajszint alatt működik. Általában a zajszint az érzékenység fizikai határa, azonban a LoRa a zajszint alatt is működik. A tipikus LoRa SNR értékek -20dB és +10dB között vannak. A + 10dB-hez közelebb eső érték azt jelenti, hogy a vett jel kevésbé sérült.

SpreadingFactor (RegModulationCfg)	Spreading Factor (Chips / symbol)	LoRa Demodulator SNR
6	64	-5 dB
7	128	-7,5 dB
8	256	-10 dB
9	512	-12,5 dB
10	1024	-15 dB
11	2048	-17,5 dB
12	4096	-20 dB

7. táblázat SNR

A vevő érzékenységének kiszámításához a következő képletet használjuk:

$$Receiver\ Sensitivity = -174 + 10 * \log_{10}(Bandwidth) + NF + SNRlimit$$

A vevő érzékenysége (Receiver sensitivity - S) [dBm]

Sávszélesség (Bandwidth - BW) [Hz]

A vevő zajszáma (NF) [dB]

Az NF egy adott hardver megvalósításhoz fixen meg van adva. Esetünkben az SX1276 LoRa adó-vevő chipek esetén NF = 6 [dB]

Jel-zaj határérték (SNRlimit) [dB]

Példa: BW = 125 kHz, NF = 6dB

$$SF = 7, \quad SNRlimit = -7.5dB$$

$$S = -174 + 10 * \log_{10}(125000) + 6 - 7.5 = -125 dBm$$

$$SF = 12, \quad SNRlimit = -20dB$$

$$S = -174 + 10 * \log_{10}(125000) + 6 - 20 = -125 dBm$$

Ha a végberendezés és az átjáró közötti távolság növekszik, akkor a jel gyengébbé válik, és ezért növelni kell a kiterjesztési tényezőt, hogy az alacsonyabb vevő érzékenység képes

legyen a vett jelet demodulálni. A kiterjesztési tényező 7 ha közel vagyunk az átjáróhoz és 12, ha az átjárótól távol vagyunk.

A zajszint minden olyan nem kívánt jelforrás területe, amely zavarást jelenthet a jel számára. Ha van egy nagy adatforgalommal jellemezhető környezet, az a zajban beletartozik. Például hogy egy másik LoRaNode eszköz milyen Spreading Factorral (SF) mennyi ideig adott. Mint már említettem a kiterjesztési tényezőt ismerni kell mind a vevő és mind az adó oldalán, mivel a különböző kiterjesztési tényezők egymásra merőlegesek. Figyelembe kell venni a jel-zaj viszonyt is, amely a vevő bemeneténél szükséges. Ez egy képesség, hogy a negatív kiterjesztési tényezővel érkező jelek növelik a vevő érzékenységét, tehát a link budget-et és a hatótávolságot.

Láthatjuk a 3. oszlopban, hogy több csatorna is használható az adatküldésre. Alapvetően 3 csatorna van nyitva, de a felhasználó ezeket a csatornákat további 13-mal, akár 16-ra is bővítheti eszköztől függően.

5.3.3. Data Rate (DR)

A 27. ábra 4. oszlopában több adatot is látunk egymás mellett, ezeknek az összesége fogja a DR-t (Data Rate) megadni, amely magába foglalja a SF-et (Spreading Factor), a BW-et (Bandwidth), a BR-t (Bitrate) és a vevő érzékenységét (Receive Sensitivity). A Spreading Factor SF7-től SF12-ig változhat, az SF12=250bps ~14km, míg a SF7=5470bps ~2km értékeket vehetik fel. Ennek a pontos értékeit a 28. ábrán láthatjuk. A Bandwidth az összes esetben 125 KHz, kivétel egy speciális esetet, ahol nem LoRa moduláció van, hanem FSK, ebben az esetben 250 KHz a Bandwidth, itt csak az átjáró pár száz méteres környezetében működik.

Data Rate	Channel BW	Spreading	Phy bit rate
DR0	125 kHz	SF12	250 bps
DR1		SF11	440 bps
DR2		SF10	980 bps
DR3		SF9	1 760 bps
DR4		SF8	3 125 bps
DR5		SF7	5 470 bps
DR6	250 kHz	SF7	11 000 bps
DR7	FSK: 50 kbps		50 000 bps

28. ábra Data Rate (DR) paraméterei

5.3.4. Code Rate (CR)

Végül a 4/5 jelentése, hogy ebben az esetben 20%-os a redundancia, tehát ha a CR (CodeRate) 4/5 arányú akkor minden 4 bitet 5 biten visznek át és akkor az a plusz bit, ami rendelkezésünkre áll az elég ahhoz, hogy ha rövid idejű kimaradások vannak, akkor helyre lehessen állítani az információt.

Azért van ilyen nagy ingadozás az utóbbi két paraméter között, mert ezek dinamikusan változó paraméterek. A 27. ábrán több átjárón keresztül átjutott információt látunk. Ha szélsőségesen nagy értékek vannak, akkor az azért lehet, mert egy végeszköz több átjárót is lát, így mikor megérkezik a hálózati szerverhez, előfordul, hogy az első adatcsomagot a távolabbi átjárón keresztül küldte, míg a következő csomag már a közelebbin keresztül. Ilyenkor itt több 10dB különbség lehet. Ha mindig ugyanazon az átjárón megy át, akkor 5-10dBnel nem szokott nagyobb lenni az ingadozás (RSSI). Ilyenkor az SNR-nek is csak néhány dB az ingadozása.

6. Csatorna modellek

Egy csatorna fizikai viselkedése azokkal a fizikai folyamatokkal modellezhető, amelyek segítségével számszerűsíthető az átvitt jelekre gyakorolt hatásuk. Például, a vezeték nélküli átvitel esetén a környezeti tárgyakról történő visszaverődés okozta hatások modellezhetőek. Jellemzően normális eloszlást feltételezve a zajokra és zavarokra a fizikai modellnél a külső interfészekből származó és az elektromos vagy elektronikus zajok hatását lehet a vevőoldalon vizsgálni[10].

Például a vezeték nélküli kommunikációs csatornát gyakran modellezzik egy, az átvitt jel véletlenszerű csillapításával (ez a fading jelenség), amit még kiegészítenek zaj hozzáadásával is. A csillapítás jelképezi azt a fizikai folyamatot, amely hatással van a csatorna átviteli képességére és az átvihető jel szintjére (teljesítményére). Zaj a külső környezetből, illetve más RF összeköttetések okozta zavarok interferenciájából származó vevő oldali torzító hatását modellezi. A szimuláció során alkalmazott véletlenszerű csillapítás mértéke és jellemzői előzetes mérésekkel meghatározhatók. A csatorna modell pontosságát a komplexitása határozza meg. Ha egy adott modell nem elég pontos, akkor nem megfelelő és nem szabad használni.

6.1. Elvárások

Elvárásaim a feladat megvalósítása során, hogy a beérkező jelet úgy tudjak demodulálni és felvenni a hozzá tartozó BER görbét, ami jellemzően 50%-os hibától indul, hogy az a 0 hiba felé tartson. Tehát a helytelenül visszaállított bitek száma minimális legyen. A feladat elvégzéshez a Matlab fejlesztőkörnyezetet választottam.

6.2. Csatorna modell tervezése (FSK)

A csatorna tervezés során a LoRa végeszköztől beérkező jelet fogom feldolgozni. Az általam tervezett végeszköz szenzorjai méréseket végeznek és egy átjárón keresztül továbbítja a hálózati szerverhez. A hálózati szerveren beérkezett adatokat demodulálom és megvizsgálom, tehát magát vevőt implementálom. A beérkezett adat egy nagyon hosszú minta lesz, amit feldarabolom egyenlő hosszúságú egységekre (T_b , $2 \cdot T_b$, $3 \cdot T_b$, ... $N \cdot T_b$). Egy matlab függvénnyel megvizsgálom az átlag értéket és ekképpen állítom vissza bináris jelet.

6.2.1. Modulátor és Demodulátor

Még mielőtt a LoRa végeszköztől beérkező jelet dolgoztam volna fel előtte terveztem egy FSK modulátort és demodulátort. Amely első lépésként a bináris jelből szinusz jelet állít elő nekem.

```
%binaris fsk modulacio%

A = 5;          %hordozo jel amplitudoja
%bp = .000001; -> 1Mhz
br = 1/bp;     % bit rate
f1 = br*8;    % 1-es vivofrekvencia -> 8 Mhz
f2 = br*2;    % 0-es vivofrekvencia -> 2 Mhz
t2 = bp/99:bp/99:bp;
ss = length(t2);
m3 = [];      % szinuszjelhez definialt tomb
for (i=1:1:length(signal1))
    if (signal1(i)==1) y = A*cos(2*pi*f1*t2);
        else          y = A*cos(2*pi*f2*t2);
    end
    m3 = [m3 y];
end
t3 = bp/99:bp/99:bp*length(signal1);

subplot(2, 1, 1);
plot(t3,m3);
grid on
ylabel('amplitudo (V)');
xlabel('time (s)');
title('binaris informacionak megfelelo FSK modulacio');
```

Majd miután megvan a szinusz jelünk, hozzáadunk egy zajt. A zaj előállításához egy beépített Matlab függvényét (`awgn(x,snr)`) használtam [13]. Az AWGN hozzáad egy fehér Gauss-zajt egy jelhez. Két bemenő paramétere van, amelyek a következőképpen néz ki:

```
%AWGN channel

snr3 = 10^(1/10); %jel-zaj viszony (SNR) változtatható
modulatedSignalAWGN3 = awgn(m3,snr3); % X teljesítménye 0 dBW. Ha
X komplex, akkor az AWGN összetett zajt ad hozzá.
subplot(2, 1, 2);
plot(t3,modulatedSignalAWGN3);          % AWGN CHANNEL1
grid on;
ylabel('amplitudo (V)');
xlabel('time (s)');
title('AWGN CHANNEL1');
```

Miután előállítottuk azt a szinusz jelet, amelyhez már hozzá van adva a fehérzaj demoduláljuk a jelet. A programsorokat lefuttatva a következő jelalakokat kaptuk (29. ábra).

```

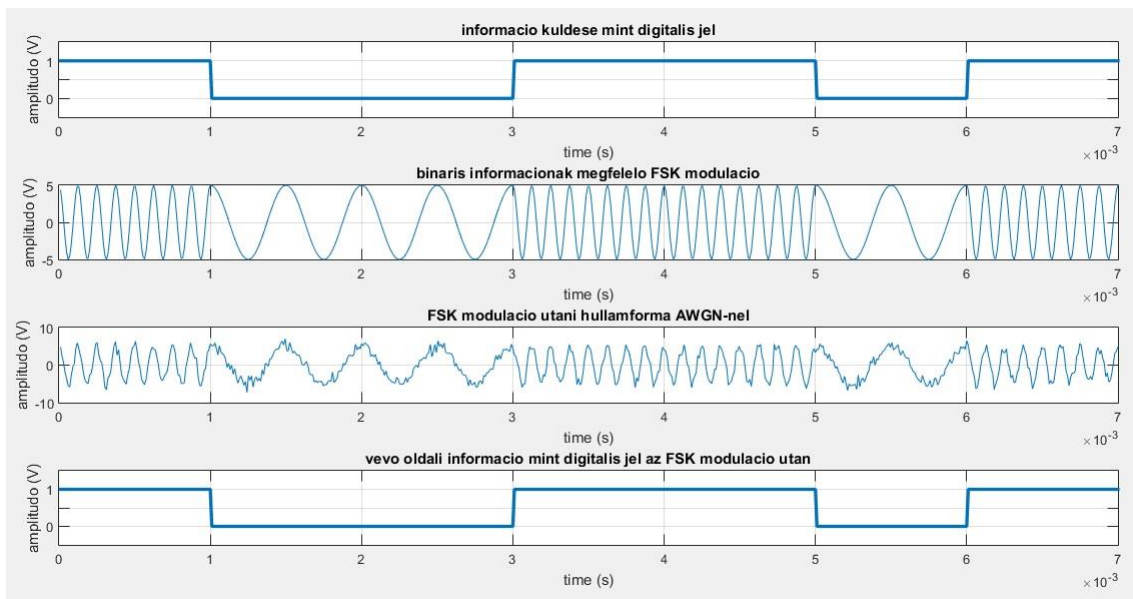
% FSK demodulacio

mn = [];
for n=ss:ss:length(m)
    t = bp/99:bp/99:bp;
    y1 = cos(2*pi*f1*t); %1 informaciohordozo jel
    y2 = cos(2*pi*f2*t); %0 informaciohordozo jel
    mm = y1 .*m((n-(ss-1)):n);
    mmm = y2.*m((n-(ss-1)):n);

    t4 = bp/99:bp/99:bp;
    z1 = trapz(t4, mm); %integracio
    z2 = trapz(t4, mmm); %integracio
    zz1 = round(2*z1/bp);
    zz2 = round(2*z2/bp);

    if (zz1>A/2) %logikai szint = (0+A)/2 vagy (A+0)/2 vagy 2.5
        (esetben)
            a = 1;
        else (zz2>A/2)
            a = 0;
        end
        mn = [mn a];
    end
end
t3 = bp/99:bp/99:bp*length(x);

```



29. ábra a) bináris jel b) FSK jel c) FSK+AWGN d) bináris jel

6.2.2. Koherens és nem koherens tulajdonságok

Ha a zaj a vevő bemenetén fehér Gauss-zaj, akkor be lehet bizonyítani, hogy az optimális vevő az illesztett szűrővel megvalósított megoldás. Ugyancsak bebizonyítható,

hogy ez a szűrő megvalósítható egy korrelátorral, amely szorzóból és egy integrátorból áll. A vevő szinkronizmusát olyan helyi oszcillátor biztosítja, amelynek vivőfrekvenciája és fázisa pontosan igazodik a vett jel frekvenciájához és fázisához (koherens vétel). Ehhez természetesen megfelelő áramköröket kell a vevőben alkalmazni.

A bináris ASK és FSK jelek egyaránt demodulálhatók az optimálisnál rosszabb minőségű nemkoherens demodulálási eljárásokkal is. A bináris PSK-ra viszont nem jó a nem koherens megoldás, ahhoz differenciális PSK szükséges. Megvalósításuk jóval egyszerűbb, éppen ezért széles körben alkalmazzák őket kis sebességű adatátviteli rendszerekben.

A frekvenciabillentyűzést (FSK) alkalmazó jelzési módszert főleg kis sebességű adatátviteli rendszerekben alkalmazzák. Előnyei közé tartozik a viszonylag egyszerű konstrukciós igény, ami főleg a lehetséges nemkoherens demodulálási lehetőségéből fakad, hiszen a jelet egyszerűen a jelzési frekvencia mérésével lehet demodulálni, nincs szükség szinkronizmusra. Ugyancsak egyszerű az FSK jel előállítás is. Ugyanakkor meg kell jegyezni, hogy hatékonysága adóteljesítményben és sávzélesség - kihasználásban nem olyan jó, mint a PSK eljárásé.

A bináris FSK esetén a két jelzési hullámforma a következő:

$$S_1(t) = A * \cos(\omega_{ct} - \omega_{dt})$$

$$S_2(t) = A * \cos(\omega_{ct} + \omega_{dt})$$

amelyek a bináris 1, ill. a bináris -1 értékeknek felelnek meg (a képletekben szereplő ω a frekvencialöket). Látható, hogy az FSK esetén az információt alapvetően az aktuális frekvencia értéket hordozza.

6.2.3. BER számítása

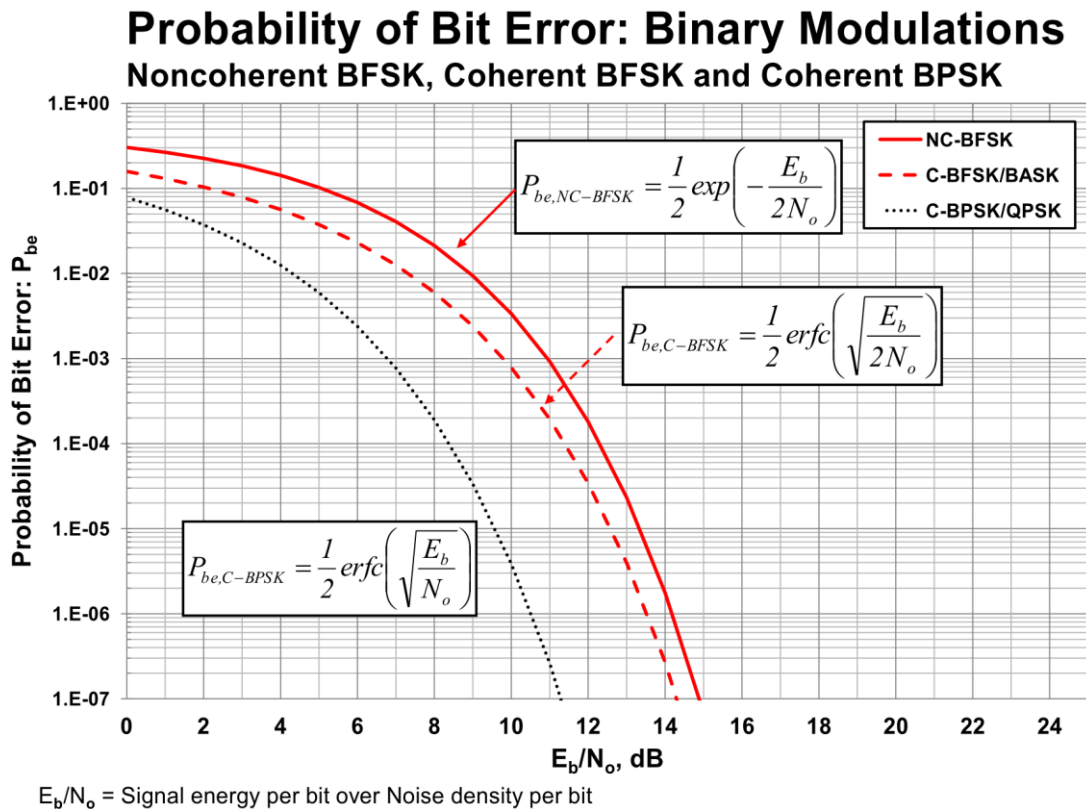
A digitális átviteltechnikában, a bithibaarány (BER: bit error rate) egy vizsgált időközben, a hibás bitek száma osztva a teljes átvivendő bitek számával. A BER dimenzió nélküli szám, hatványalakban fejezik ki.

A digitális kommunikációban a bithiba, vagy hibás bit, azok a bitek, melyek megváltoztak az eredeti állapotukhoz képest az átviteli csatornán előforduló zaj, interferencia, szinkronizációs zavar vagy torzítás miatt. A BER a bithiba elméleti értékének közelítő becslése. A becslés hosszabb vizsgálati idő és nagyszámú bithiba

esetén pontos. Koherens és nem koherens BER számításánál más-más egyenletet alkalmazunk, amit a következő egyenletekkel számolunk ki és 30. ábrán láthatjuk [11].

$$\text{koherens formula } P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}$$

$$\text{nem koherens formula } P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$$



30. ábra a különféle PSK és FSK rendszerek zajteljesítményének összehasonlítása [12]

A 30. ábrán három görbét láthatunk, amely a bit hibaarányokat (BER) mutatja a normalizált hordozó-zaj viszonyok függvényében ($\frac{E_b}{N_0}$). Az egyik dolog, amit az ilyen grafikonokon mindig látni kell, hogy nagyobb $\frac{E_b}{N_0}$ -ra van szüksége ugyanazon BER-hez az FSK esetében, mint a PSK-nál. Az egyszerű rádióknál a teljesítmény gyakran korlátozott, ami előnyt jelent a PSK számára. Az FSK viszont nemlineáris teljesítményerősítőkkel működik, amivel az előre beállított teljesítményszintet könnyebben eléri, mint a PSK. Az FSK spektrálisan kevésbé eredményes a PSK-hoz képest, azonos számú modulációs szint mellett. Ha a modulációs szintek száma

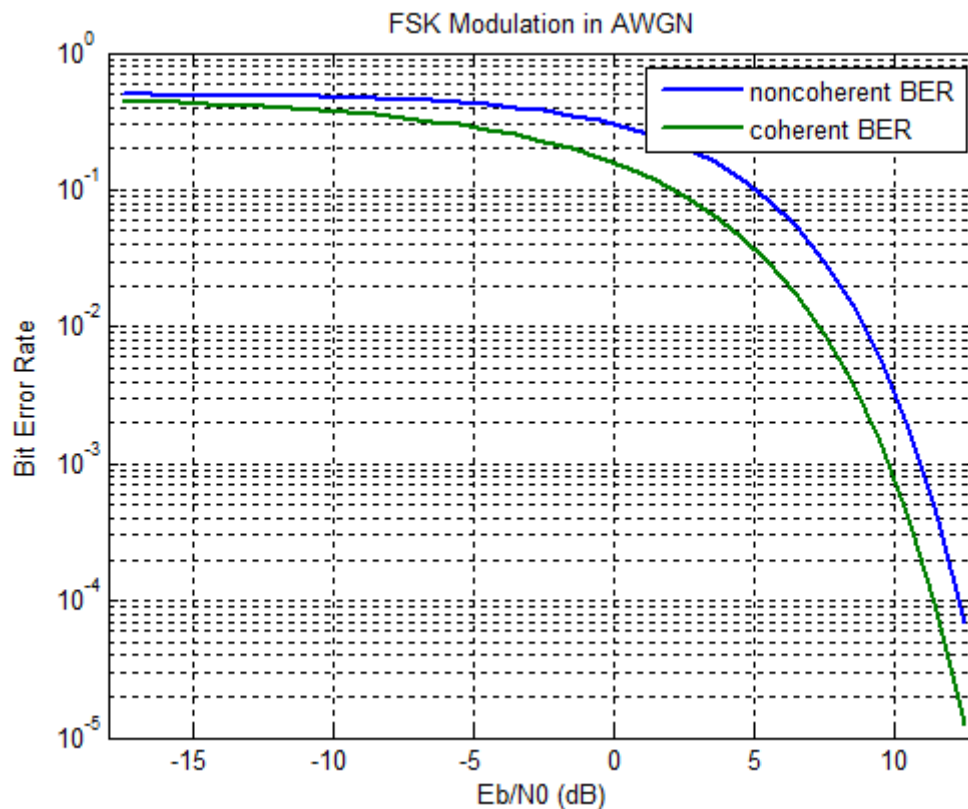
növekszik, az FSK jel gyorsan el fog veszni, mivel PSK esetén a sávszélesség nem függ a modulációs szintek számától.

6.2.4. Matlab Teszt

Egy teszt szimuláció során lefuttattam a koherens és a nem koherens BER görbéjének előállítását (31. ábra). Ebben az esetben előre definiált adatokkal dolgoztam, hogy lássam megfelelő eredményeket kaptam-e.

```
%BER kiszamitasa es kiiratasa (kezdetleges)
Eb_N0_dB = -5:10;
Eb_N0_lin = 10.^(Eb_N0_dB/10);

BER_coh = 0.5*erfc(sqrt(Eb_N0_lin));
BER_noncoh = 0.5*exp(-Eb_N0_lin);
tber_noncoh = berawgn(Eb_N0, 'fsk', 2, 'noncoherent'); %
NONCOHERENT BER of FSK in AWGN Channel
tber_coh = berawgn(Eb_N0, 'fsk', 2, 'coherent'); % COHERENT
BER of FSK in AWGN Channel
```



31. ábra koherens és nem koherens jelalak

```

BER_coh =
Columns 1 through 16
    0.2132    0.1861    0.1584    0.1306    0.1038    0.0786    0.0563    0.0375    0.0229    0.0125    0.0060    0.0024    0.0008    0.0002    0.0000    0.0000

BER_noncoh =
Columns 1 through 16
    0.3644    0.3358    0.3029    0.2660    0.2259    0.1839    0.1420    0.1025    0.0680    0.0406    0.0212    0.0093    0.0033    0.0009    0.0002    0.0000

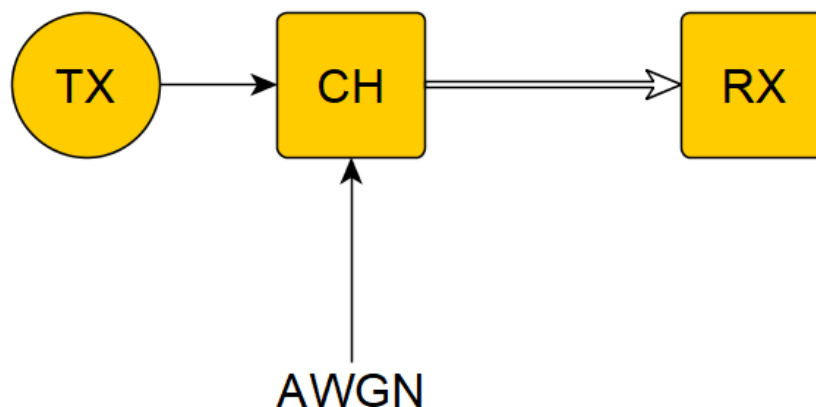
```

32. ábra BER eredmények

Az 31. ábrán látható kirajzoltatás, illetve a 32. ábrán pedig a BER számítások eredménye, ami megfelel az a számításoknak. Láthatjuk, hogy a BER körülbelül 21%-tól indul és már a 15. értékre eléri a 0-t. Hasonló eredményeket tapasztalhatunk a nem koherens BER-nél is. A továbbiakban a LoRa végeszköztől beérkező jelet fogom feldolgozni hasonlóképpen.

6.3. Egyutas csatornamodell megvalósítása

Az egyutas csatornamodell a következőképpen fog kinézni. Van egy LoRa végberendezésem, ami adatokat fog továbbítani egy átjárón keresztül a hálózati szervernek. Megvizsgálom az elküldött jelet illetve a hálózati szerver oldalon is a beérkezett FSK jelet, a csomag tartalma a végeszköz szenzorai által mért adatok. A BER számításával megkapom a hibaarányt. Az egyutas csatornamodell egyszerűsített blokkdiagramját a 33. ábrán láthatjuk. Tehát lesz egy adó, ami egy csatorna segítségével eljuttatja az adatot a vevőig, a csatornánál pedig hozzáadódik a zaj.



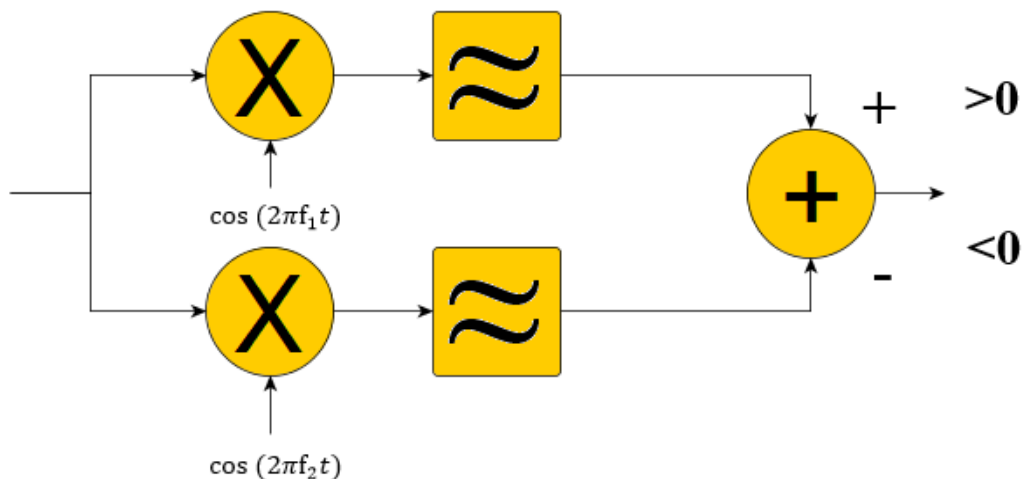
33. ábra egyszerűsített blokkvázlat

Az egyutas csatornamodelnél a következő paramétereket választottam meg (8. táblázat).

A végkésző paraméterei						
Adatátviteli sebesség (DR)	Sávszélesség (BW)	Kiterjesztési tényező (SF)	Bit sebesség (BR)	Bitek száma ($N = \frac{f_s}{f_m}$)	Mintavételi frekvencia	Vivő frekvencia
DR7	-	-	50 000 kbp	1000	1 GHz	100 Mz

8. táblázat Végkésző paraméterei

A demodulálás után valahogy el kell dönteni, hogy a zajjal terhelt jel most 0 vagy 1 legyen, a 34. ábrán láthatjuk hozzá tartozó kapcsolási rajzot. Ha a visszakapott érték kisebb, mint nulla akkor az értéke '0', ha nagyobb, mint nulla akkor az értéke '1' lesz.



34. ábra demoduláló kapcsolási rajz

6.3.1. Szimuláció

Az előbbieknél megfelelően megvizsgáltam az adó által kiadott jelet, illetve a vevő oldalon megjelent jelet és következőket tapasztaltam. A hibaarány görbe felvétele egy nagyon zajos jelből indul, amiből vizsgálom majd a hibaarányt. Majd csökkentve a zajt folyamatosan vizsgálom a hibaarányt. Ennek vizsgálatával lesz egy $\frac{E_b}{N_0}$ vektorom, amihez tartozni fog egy BER vektor is.

Bit hibarány számítás (BER)								
$\frac{E_b}{N_0}$	0 dB	1 dB	2 dB	3 dB	4 dB	4.33dB	6 dB	12.3 dB
BER	0.4715 (47,15%)	0.2665 (26,65%)	0.1209 (12,09%)	0.0237 (2,37%)	0.0166 (1,66%)	0.01 (1%)	0.0024 (0.24%)	1.1692e-05 (0,0000116%)

9. táblázat BER számítás

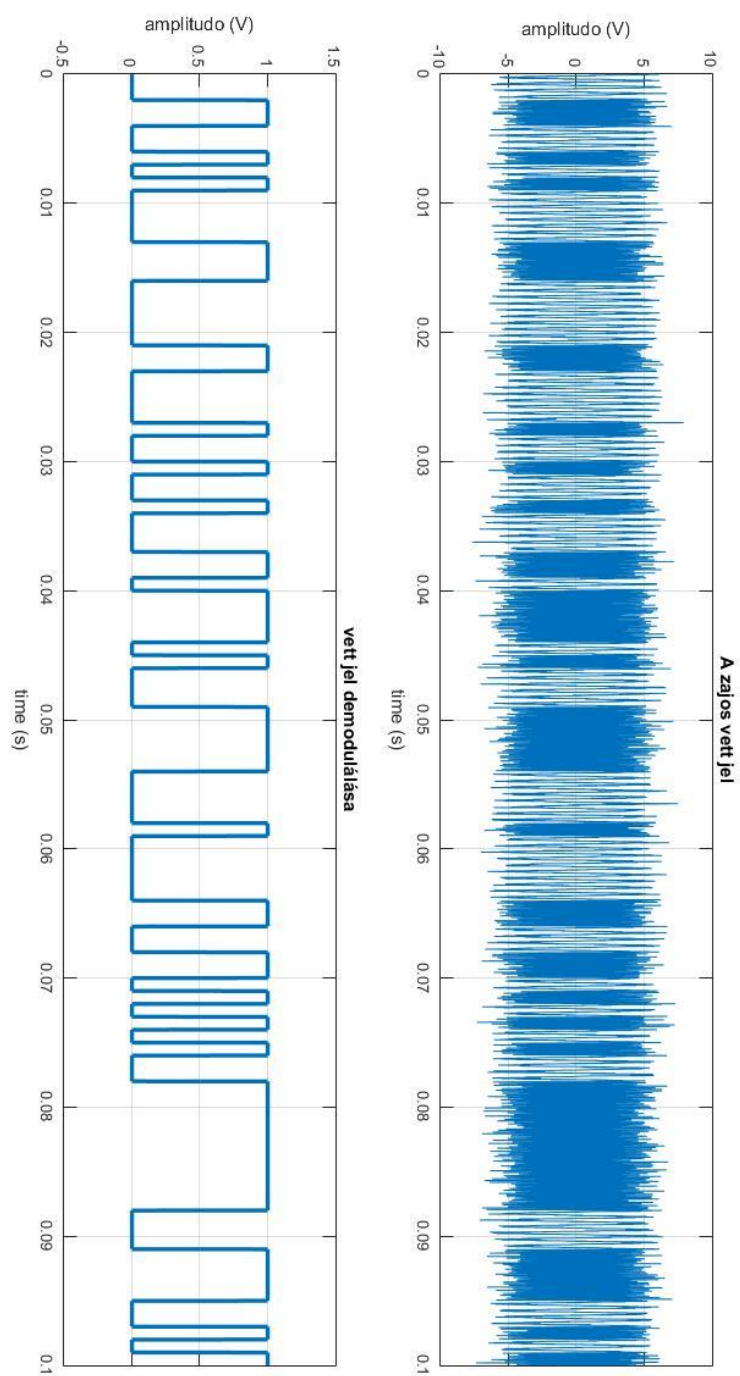
$$SNR = \frac{E_b * BR}{N_0 * BW}$$

$$SNR(dB) = \frac{E_b}{N_0} (dB) * 10 \log_{10} \left(\frac{BR}{BW} \right)$$

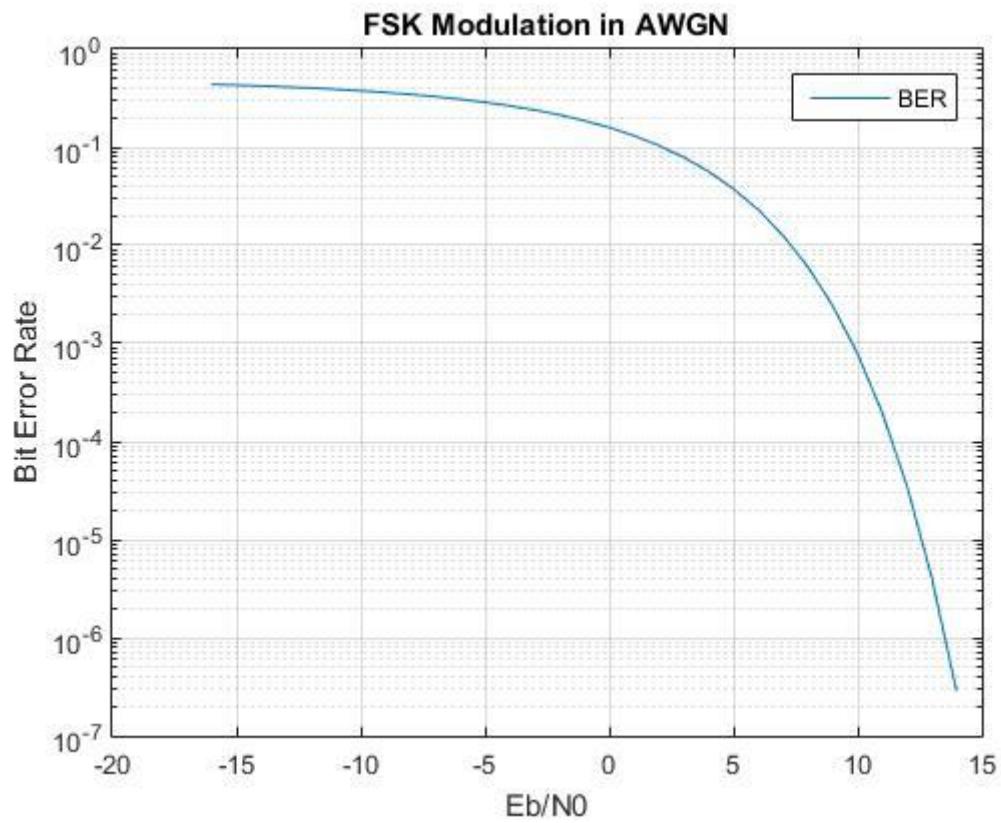
$$10 \log_{10} \left(\frac{BR}{BW} \right) = -3.9794$$

A láthatóság kedvéért az ábrázolást 100 bitekre bontottam, hogy érzékelhető legyen a különbség. A 35. ábrán láthatjuk ezeket a jelek. Az ábra első képrészlete tartalmazza a vett zajos jelet. Itt az első lépés, hogy megvizsgáltam a hibarányt. (9. táblázat). Ezután elkezdtem csökkenteni a zajt és megfigyeltem hogyan változik a hibarány. A szimulációt az elvi BER alapján végeztem, ami 0.01, 4.33 dB-es $\frac{E_b}{N_0}$ esetén. Tehát, 4.33 dB $\frac{E_b}{N_0}$ mellett $10 * \frac{1}{0.01}$ bitet küldtem át a szimulációba. A megjelenítés a 35. ábrán láthatjuk. Ezeket a lépéseket elvégzem az összes periodusra, mivel egy ilyen mérés nem ad teljes rálátást az FSK demodulációjára. A mért eredmények hibarányát és a hordozó jel-zajviszony függvényét pedig a 36. ábrán láthatjuk kirajzoltatva.

*



35. ábra a jel első 100 bitjének vizsgálata



36. ábra BER ábrázolása

7. További lehetőségek

További lehetőségekként ugyanezt a feladatot valósítanám a többutas verziót. Ebben a részben csak az FSK jelet dolgoztam fel. A későbbiekben a LoRa modulációval is foglalkoznék, amely szórt chirp spektrumú modulációhoz hasonló lépések alkalmaz. Ez a feladat már egy jóval összetettebb megvalósítást igényel. Érdekesség, hogy ilyen típusú feladatokhoz nagyon kevés elérhető forrás van, amiből el lehetne indulni ezen a téren.

Ezt a feladatot is három részre fogom felbontani. Első sorban egy modulátor és demodulátor tervezése és annak tesztelése, szimulálása ideális körülmények között. Majd az egyutas és több utas megvalósítás az FSK modulációhoz hasonlóan.

8. Ábrajegyzék

1. ábra: (a) adó és (b) vevő front end
2. ábra: (a) Egyszerű heterodin lekeverés, (b) egy LNA alkalmazása a zajtényező csökkentése érdekében.
3. ábra: (a) Egyszerű homodin vevő, (b) homodin vevő, kvadratúras lekeverés
4. ábra: Low-IF architektúra blokkvázlata
5. ábra: Az alapsáv funkcióinak három esete
6. ábra: (a) LO jel önkeverése, (b) erős interferencia
7. ábra: Egyszerű offset eltörlése a TDMA rendszerben
8. ábra: Alapsáv/RF interfész egy FM rendszerben
9. ábra: Alapsáv/RF interfész egy kvadratúras modulációs rendszerben
10. ábra: Alapsávi impulzusalakítás
11. ábra: Alapsávi impulzusalakítás a GMSK rendszerekben.
12. ábra: Direct-conversion adó
13. ábra: PA kimeneti oszcillátor felé való szivárgás
14. ábra: Direct-conversion adó LO offset-tel
15. ábra: Two-step adó
16. ábra: Hálózat felépítése
17. ábra: Link budget példa
18. ábra: A osztályú eszköz időablaka
19. ábra: B osztályú eszköz időablaka
20. ábra: C osztályú eszköz időablaka
21. ábra: LoRaWAN hálózati protokoll
22. ábra: LoRa Modem Calculator
23. ábra: SX1276 sematikus blokkdiagram

24. ábra: LoRa modem csatlakoztathatósága
25. ábra: RF front-end architektúrája a belső PA konfigurációkkal
26. ábra: tervezett tesztkészülék
27. ábra: Adatküldés
28. ábra: Data Rate (DR) paraméterei
29. ábra: a) bináris jel b) FSK jel c) FSK+AWGN d) bináris jel
30. ábra: a különféle PSK és FSK rendszerek zajteljesítményének összehasonlítása
31. ábra: koherens és nem koherens jelalak
32. ábra: BER eredmények
33. ábra: egyszerűsített blokkvázlat
34. ábra: demoduláló kapcsolási rajz
35. ábra: A jel első 100 bitjének vizsgálata
36. ábra: BER ábrázolása

9. Irodalomjegyzék

- [1] Abonyi János - Ipar 4.0 megoldások kialakításának feltételrendszere
- [2] IoT Zóna, <https://iotzona.hu/gyartas/hatartalan-lehetosegeket-rejt-az-iot-technologia>
- [3] Behzad Razari - RF Microelectronics - PH (1997)
- [4] SEMTECH: LoRa® Transceivers, <https://www.semtech.com/products/wireless-rf/lora-transceivers>
- [5] Microchip_19065_IoT4_FinalSlides, https://www.chipcad.hu/letoltes/19065_IoT4_FinalSlides.pdf
- [6] The Things Network, <https://www.thethingsnetwork.org/docs/lorawan/classes.html>
- [7] Transceiver Architecture Selection: Review, State-of-the-Art Survey and Case Study Article in IEEE Circuits and Systems Magazine · February 2007, https://www.researchgate.net/publication/3432465_Transceiver_Architecture_Selection_Review_State-of-the-Art_Survey_and_Case_Study
- [8] Semtech LoRa Modem Calculator, <https://sx1272-lora-calculator.software.informer.com/>
- [9] Semtech SX1276, <https://www.semtech.com/products/wireless-rf/lora-transceivers/sx1276>
- [10] Wikipédia, https://hu.wikipedia.org/wiki/Kommunik%C3%A1ci%C3%B3s_csatorna
- [11] Simon Haykin – Communication Systems <https://iemcse.files.wordpress.com/2017/08/communication-systems-4thedition-by-simonhaykin.pdf>
- [12] 30. ábra hivatkozás - a különféle PSK és FSK rendszerek zajteljesítményének összehasonlítása, <https://ham.stackexchange.com/questions/5279/comparision-between-bfsk-and-bpsk>
- [13] MathWorks, https://www.mathworks.com/help/comm/ref/awgn.html?s_tid=mwa_osa_a