



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

Plihál Viktor

**NYOMONKÖVETHETŐSÉGET  
BIZTOSÍTÓ AUTOMATIZÁLT  
TESZTRENDSZER IPARI  
ALKALMAZÁSOKBAN**

TANSZÉKI KONZULENS

**Krébesz Tamás István**

KÜLSŐ KONZULENS

**Szabó Zoltán**

BUDAPEST, 2012

# Tartalomjegyzék

<b>Összefoglaló</b> .....	<b>6</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>7</b>
<b>1 Bevezetés</b> .....	<b>8</b>
<b>2 A gyártási folyamat mérőrendszereinek felépítése</b> .....	<b>9</b>
2.1 Virtuális műszerek .....	9
2.2 Műszervezélés megvalósítása .....	11
2.2.1 GPIB (General Purpose Interface Bus) .....	12
2.2.2 RS232 és RS485 .....	13
2.2.3 USB (Universal Serial Bus).....	14
2.2.4 LXI (LAN eXtension for Instrumentation) .....	15
2.2.5 VXI (VME eXtension for Instrumentation) .....	16
2.2.6 PXI (PCI eXtension for Instrumentation) .....	17
<b>3 Egy elektronikai gyártósor felépítése</b> .....	<b>19</b>
3.1 A gyártósor szerelési és gyártásközi ellenőrzési fázisai .....	20
3.2 Elektronikus tesztelési módszerek.....	21
3.2.1 Áramköri teszt .....	22
3.2.2 Funkcionális teszt .....	24
3.2.3 Mérőautomaták felépítése .....	24
3.2.4 A 6TL cég YAV moduljainak használata az elektronikai tesztelésben .....	26
<b>4 A nyomkövethetőség fontossága</b> .....	<b>30</b>
<b>5 A tesztrendszer kiépítéséhez szükséges irányelvek</b> .....	<b>32</b>
<b>6 Költséghatékony tesztrendszer tervezése</b> .....	<b>35</b>
<b>7 Rádiófrekvenciás virtuális műszerek</b> .....	<b>36</b>
7.1 A komplex burkoló matematikai meghatározása .....	36
7.2 A komplex burkoló gyakorlati megvalósítása.....	41
7.3 Az IQ jelreprezentáció értelmezése .....	44
<b>8 Az USRP2 modul funkcionális tesztjének megvalósítása</b> .....	<b>48</b>
8.1 Az USRP2 modul felépítése.....	48
8.2 Az NI PXI-5661 vektor jelanalizátor kártya felépítése .....	53
8.3 A funkcionális tesztet megvalósító programrendszer felépítése .....	57
8.3.1 A PXI keretet vezérlő számítógépen futó program működése .....	61

8.3.2 Az USRP2 modult vezérlő számítógépen futó program működése .....	68
8.3.3 A front panelok felépítése .....	71
8.3.4 A teszt során kapott eredmények értékelése.....	72
8.3.5 Továbbfejlesztési ötletek.....	74
<b>Irodalomjegyzék .....</b>	<b>75</b>
<b>Függelék.....</b>	<b>78</b>

# HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Plihál Viktor**, 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, 2012. 12. 16.

.....  
Plihál Viktor

# Összefoglaló

Az iparban alkalmazott automatizált végbemérő és tesztrendszer legfőbb feladata az előállított végtermék funkcióinak hangolása, kalibrálása, a funkciók ellenőrzése, minősítése, illetve az eredményekről jegyzőkönyv generálása. Az így előállt adathalmazt a nyomonkövethetőségi követelményeknek megfelelő módon kell tárolni, tipikusan többszintű adatbázisban. Egyszerű esetekben a tesztspecifikációban rögzített tesztelési feladatok megvalósítására elegendő lehet néhány műszerből álló automatizált mérő és jelgeneráló virtuális műszer kialakítása. Összetett áramkörök vizsgálatánál azonban célszerűbb a moduláris hardverelemekből felépülő automatizált tesztrendszer kiépítése mellett dönteni.

A diplomamunkában megvizsgálom, hogy milyen előnyei, illetve hátrányai vannak a két irányzatnak, valamint bemutatom, hogy milyen szempontokat kell figyelembe venni egy funkcionális tesztet megvalósító automatizált tesztrendszer tervezésekor.

A funkcionális tesztrendszer megvalósításának példájaként egy szoftver definiált működésű vezeték nélküli adatátvitel eszköz, egy USRP egység analízisét automatizáltan végrehajtó programrendszert fejlesztet ki. A programrendszer LabVIEW SW platformon belül integrálja az USRP eszközt, valamint annak funkcionális teszteléséhez használt HW elemeket, amely egy mikrohullámú modulokkal ellátott PXI keret. A programrendszer az USRP egység mikrohullámú elemeinek funkcionális tesztelésén túlmenően adatátviteli vizsgálatot is végez oly módon, hogy a PXI egységet vevőként használva egy szemábrát vesz fel, amelyet a programrendszer dokumentál a nyomonkövethetőségi követelményeknek megfelelően. A PXI mérőegységbe beágyazva, párhuzamos módon működik egy spektrumanalizátor, amely mérési feladatok lát el, illetve egy digitális vevő, amely az adatátvitel minőségét vizsgálja. Az USRP egység és a PXI keret vezérlése hardver kompatibilitási problémák miatt külön számítógépeken lesz megoldva, melyek között a parancsok, illetve adatok továbbítása soros porton keresztül történik.

## **Abstract**

The utmost take of automated end-measuring and test systems' used by the industry is to adjust, calibrate, control, qualify, and to generate test reports from the result of the manufactured product's function. According to the traceability requirements, the generated data set is stored typically in a multilevel database. In simple cases, as to implement the test tasks fixed in the specification, it might be enough to construct a virtual instrument that consist of some automated measure and signal generation equipment. However, for testing more advanced circuits, it is more expedient to opt for an automated test system configuration that is consists of modular hardware elements.

In my thesis I explore the advantages and disadvantages of the two trends. Moreover, I introduce the objectives that need to be considered while planning an automated test system that is resulting in a function test.

In order to exemplify such a functional test system, in this paper I develop a program system that automatically analyzes a Universal Software Radio Peripheral unit, also known as USRP. The program system integrates the USRP device and all the hardware needed for its functional testing within the LabVIEW platform, which is a PXI chassis built of microwave modules. The program system beyond mere testing of the USRP device's microwave elements, also performs a data transfer check. In this case, the program system uses the PXI chassis like a receiver and it draws an eye diagram. According to the traceability requirements, the program system records the eye diagram. Embedded in the PXI chassis there is a spectrum analyzer and a digital receiver. The first provides for measurement tasks and the latter tests the transmission's quality. Nota bene, that these two function work simultaneously. However, due to hardware compatibility issue the USRP device and the PXI chassis have to be controlled by separated computers that transfer the data and command messages to each other via serial port.

The program system documents and automatically saves each and every measurement information and graph into an Excel spreadsheet in respect of the traceability requirements.

# 1 Bevezetés

A termék gyors és megbízható vizsgálatára automatizált gyártásközi és végellenőrző mérőberendezéseket alkalmaznak. Az egyre növekvő minőségi követelmények, illetve az egyre szorosabb piaci verseny által kikényszerített folyamatos költségcsökkentés miatt szükséges a gyártás közben előforduló hibák minél korábban történő detektálása, illetve korrigálása. Ezért a gyártás különböző, kritikus fázisaiban tesztberendezéseket alkalmaznak. Az, hogy a gyártás melyik fázisába kerül elhelyezésre a tesztberendezés attól függ, hogy az általa felfedett hibák okozta megtakarítás lényegesen nagyobb legyen, mint a mérőberendezés ára. A folyamatosan növekvő minőségi követelményeknek való megfelelés egyik eszköze a gyártott munkarabok pillanatnyi állapotának a folyamatos ismerete. A tesztberendezések naplózott adatainak statisztikai elemzésével értékes folyamatjavító intézkedések hozhatók meg. Az első fejezetben a gyártási folyamat mérőrendszereit mutatom be: virtuális műszerek, illetve különböző műszervezérlési megvalósítások. A harmadik fejezetben az elektronikai gyártósor felépítését vázolom, továbbá bemutatom az elektronikus tesztelési módszereket. A negyedik fejezetben a nyomonkövethetőség fontosságát mutatom be az ötödik fejezetben az tesztrendszer követendő irányelveit mutatom be. A hatodik fejezetben a költséghatékony tesztrendszer tervezésére térek ki, hetedik fejezetben a rádiófrekvenciás virtuális műszerek kerülnek bemutatásra.

Az utolsó fejezetben a funkcionális tesztrendszer megvalósításának példjaként létrehoztam egy rádiófrekvenciás tartományban működő szoftverrádiós eszköz adó oldali vizsgálatát megvalósító automatizált programrendszert. A funkcionális tesztet megvalósító program felépítésének és működésének ismertetése mellett részletesen bemutatom a tesztelt szoftverrádiós eszköz, illetve a felhasznált jelfeldolgozó kártya felépítését.

## 2 A gyártási folyamat mérőrendszereinek felépítése

Az egyes munkafázisokban a munkadarabon elvégzett szerelési folyamatok eredményét ellenőrizni kell, ugyanis minél később vesszük észre a hibát, annál nehezebb, illetve költségesebb azt kijavítani. A selejtes munkadarabok szerelési fázisok közötti kiszűrésével nagymértékben növelhető a gyártási folyamat hatékonysága, mivel így elkerülhető, hogy a javíthatatlan munkadarabba további alkatrészek kerüljenek beépítésre. Ezért a munkadarabokon elvégzett folyamatok ellenőrzésének kulcsfontosságú szerepe van a gyártásban. A dedikált mérőállomások esetében legtöbbször számítógép alapú mérőrendszereket, ún. virtuális műszereket alkalmaznak.

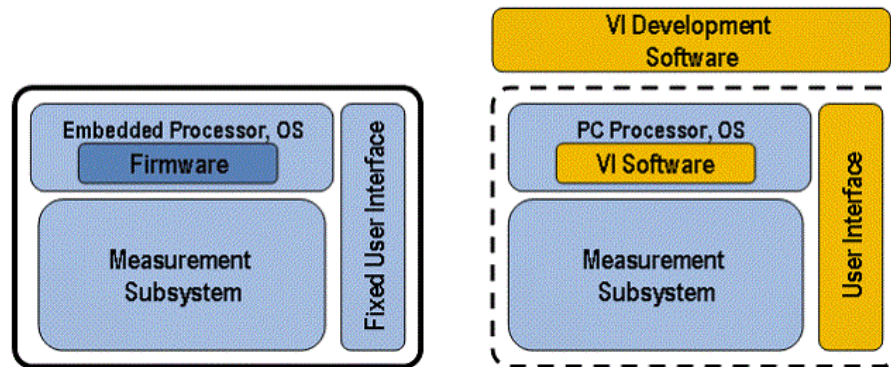
### 2.1 Virtuális műszerek

A számítástechnikában alkalmazott jól bevált módszer, hogy a Hardver és a Szoftver komponensek teljesen elkülönülnek egymástól, vagyis univerzális HW eszközök felhasználásával az alkalmazási rétegben futó SW cseréjével sokféle alkalmazás implementálható. A számítástechnika és a digitális jelfeldolgozás rohamos fejlődésének köszönhetően ez a trend elérte a méréstechnikát is, ahol a hagyományos, hardver alapú műszerek helyét egyre inkább a szoftver alapú, ún. virtuális műszerek veszik át. A 2.1. ábrán a hagyományos és a virtuális műszerek blokkvázlatát láthatjuk. [1]

A hagyományos hardver típusú eszközökben a jelfeldolgozási funkciókat célspecifikus beágyazott jelfeldolgozó processzorok végzik el. A virtuális műszereknél ezzel szemben a számítógép, mint univerzális műszermag végzi a méréshez és jelfeldolgozáshoz kapcsolódó matematikai műveleteket, adatgyűjtést, adatkonverziókat, illetve biztosítja a kezelőfelületet. [2] A hagyományos mérőműszerek hátránya, hogy nem konfigurálhatóak át, vagyis csak néhány, a gyártó által meghatározott mérési feladat elvégzésére képesek. Ezzel szemben a virtuális mérőműszerek szinte korlátlan flexibilitással rendelkeznek, mivel jelkondicionálás és digitalizálás után a mérendő jelet az univerzális műszermagon futó felhasználói szoftver dolgozza fel és jeleníti meg. Mérési feladat változása esetén csupán a számítógépen futó program módosítására van szükség, ezáltal igen költséghatékony mérési eljárásokat tudunk kidolgozni. Az univerzális műszermagon a legtöbb esetben grafikus programozói nyelven alapuló



fejlesztőrendszer található, amelyben a programozási tudással kevésbé rendelkező személyek is könnyedén tudnak felhasználói programokat létrehozni. A virtuális mérés technikában egyik leggyakrabban használt program a National Instruments LabVIEW grafikus fejlesztőkörnyezete.



2.1. ábra: A hagyományos és a virtuális műszerek felépítése

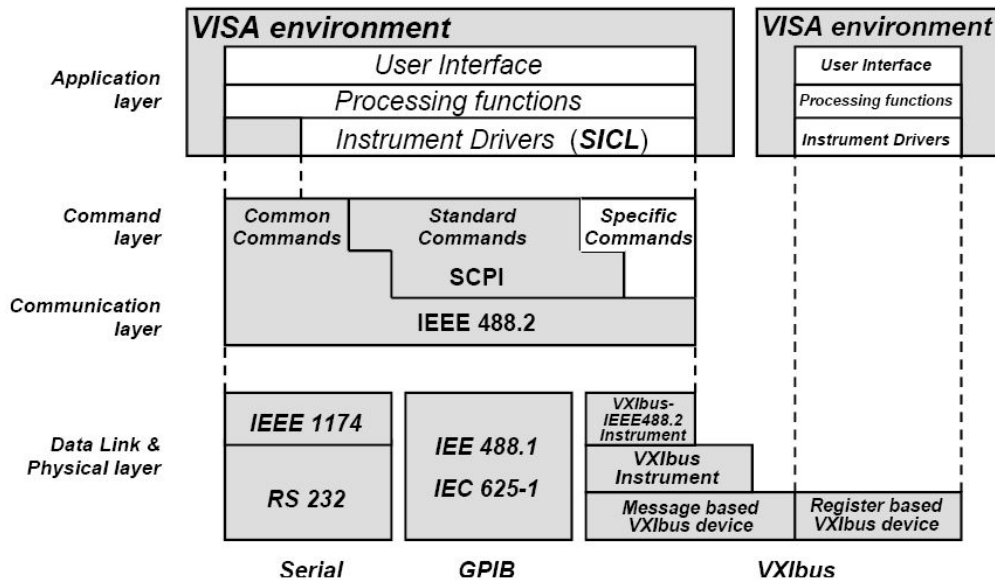
Az alábbi táblázatban összehasonlíthatjuk a hagyományos és a virtuális mérőműszerek legfontosabb tulajdonságait. [2]

Hagyományos műszerek	Virtuális műszerek
Gyártó által tervezett	Felhasználó által létrehozott
Funkció specifikus	Felhasználó orientált
Önállóan is működőképes	Működéséhez PC szükséges
Korlátozott csatlakoztathatóság	Széles körű csatlakoztathatóság
Hardver a fontos	Szoftver a fontos
Zárt, rögzített funkciók	Nyitott, rugalmas funkcionalitás
Lassú fejlesztés (5-10 év)	Gyorsan fejleszthető (1-2 év)
Magas fejlesztési és fenntartási költségek	Szoftver minimalizálja a fejlesztési és fenntartási költségeket

## 2.2 Műszervezélés megvalósítása

A mérendő jelek jelkondicionálását és (analóg jelek esetén) digitalizálását mérőkártyák végzik el, melyek különböző kommunikációs interfészeken kapcsolódnak a számítógéphez. Általában a hagyományos, kezelőszervvel és megjelenítővel rendelkező műszereket is ellátják kommunikációs interfésszel (pl. GPIB), mely segítségével különböző műszerekből álló hálózatot lehet kialakítani. A létrehozott hálózatot megfelelő interfész kártyával ellátott számítógéphez csatlakoztatva a PC-n futó alkalmazói programból tudjuk vezérelni a hálózatba kötött hagyományos műszereket. A műszermaghoz csatlakoztatott műszerek és a számítógép nyújtotta előnyök felhasználásával a valóságban hagyományos műszerként nem létező funkcionalitással rendelkező virtuális műszert hozhatunk létre.

A különböző gyártóktól származó, illetve eltérő kommunikációs interfészekkel rendelkező adatgyűjtő kártyák és mérőműszerek hatékony integrációjának érdekében a számítástechnikában használt OSI modellhez hasonló réteges felépítésű műszervezélő modellt vezettek be. [3] A modell szabványos szintaktikájának és utasításkészletének meghatározásánál a GPIB-nél használt szabványokat vették alapul. Kezdetben a modellt a soros port, GPIB és a VXI busz esetében használták, majd később kiterjesztették az újonnan megjelent kommunikációs protollokra (USB, PXI) is.



2.2. ábra: A műszervezélés rétegzett felépítése

Az alkalmazási réteghez tartozó VISA (Virtual Instrumentation and Software Application) szoftver interfész segítségével a különböző gyártóktól származó műszerek

és mérőkártyák egységes rendszerben használhatóvá válnak. Az SICL (Standard Instrument Control Library) egy olyan szabványos I/O könyvtár, amely hordozható a különböző I/O interfészekre és rendszerekre keresztül. Az SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments) meghatároz egy szabványos utasításkészletet, az IEEE 488.2 pedig definiálja a műszervezérlés szintaktikáját. [3] Az adatkapcsolati és a fizikai réteg felépítése az alkalmazott kommunikációs protokolltól függ.

A következő alfejezetekben a mérőkártyák és a hagyományos műszerek számítógéphez történő csatlakoztatására szolgáló kommunikációs interfészeket fogjuk megvizsgálni.

### **2.2.1 GPIB (General Purpose Interface Bus)**

A ma GPIB néven ismert kommunikációs szabványt eredetileg a Hewlett Packard fejlesztette ki 1965-ben (ekkor még Hewlett Packard interface bus (HPIB) volt a neve) azon célból, hogy hálózatba kötve tudják vezérelni a mérőműszereiket. 1975-ben létrejött az IEEE 488-1975 szabvány, amely 1978-ban kisebb módosításokon esett át; ezt a verziót Európában IEC-625-nek hívják. A szabvány tartalmazza a kommunikációs interfész mechanikai, elektromos és hardver protokoll előírásait.

Az 1987-ben megjelent IEEE 488.2 szabványban már meghatározták az adatformátumokat, az állapot lekérdezést, a vezérlő funkciókat, a hibakezelést és az általános parancsokat. Az IEEE 488.2 a szoftver protokollra koncentrál és biztosítja a teljes kompatibilitást a hardver orientált IEEE 488.1-es szabvánnyal. 1990-ben műszergyártók egy csoportja bejelentette a szabvány további kiterjesztését, melyet SCPI-nek neveztek el. Az SCPI az IEEE 488.2 szabványt veszi alapul, továbbá meghatároz egy általános parancskészletet, melyet minden programozható műszernek ismernie kell. [4]

A GPIB busz egy 24 vezetőkes árnyékolt kábelből áll, melynek mindkét végén szabványos csatlakozók (Amphenol Micro Ribbon) vannak. A 24 vezetőkből megkülönböztetünk 8 adatvezetőt, valamint 16 vezérlő és busz menedzsment vonalat. Az adatvezetők kizárólag párhuzamos adatátvitelre szolgálnak, a vezérlő és busz menedzsment vonalak az adatfolyam irányítása céljából különböző busz menedzsment feladatokat látnak el. Például ezek határozzák meg, hogy éppen adat vagy parancs lett-e kiküldve a buszra. A GPIB negatív TTL logikát használ, amikor is az alacsony feszültség ( $\leq 0,8$  V) a logikai 1 értéknek, míg a magasabb feszültség ( $\geq 2,0$  V) a logikai

0 szintnek felel meg. A maximális adatátviteli sebesség 1 MB/s. [3] A több mint 30 éve létező GPIB még ma is az egyik legelterjedtebb, hardver alapú műszerek vezérlésére használt kommunikációs interfész.



**2.3. ábra: GPIB hálózat**

### **2.2.2 RS232 és RS485**

Az 1962-ben megjelent és az EIA (Electronic Industries Association) szervezet által 1969-ben szabványosított RS232 soros interfészt először modemek, illetve terminálok számítógéphez történő illesztésére használták. Később a személyi számítógépek fejlődésével az RS232 soros portot az eredeti funkcióján túlmenően kezdték el alkalmazni különböző perifériális eszközök illesztésére. [5]

Az 1983-ban az EIA által szabványosított RS485 az RS232-nél nagyobb távolságokra és nagyobb adatátviteli sebességre tervezett RS422 interfész „multipoint” kapcsolatot biztosító verziója, ezáltal több adó és több vevő is csatlakozhat egyszerre a hálózathoz. [6]

Habár a soros port az USB megjelenésével szinte teljesen eltűnt a számítástechnika világából, az ipari alkalmazásokban még mindig gyakran előfordul, mivel alacsony adatátviteli sebessége ellenére egyszerű felépítés és kiforrott technika jellemzi. Jellemzően az egyszerűbb jelfeldolgozást végző műszereknél (pl. hőmérsékletmérés), adatgyűjtőknél, illetve PLC-kenél találkozhatunk ezzel a megoldással. Az iparban leggyakrabban alkalmazott két soros adatátviteli szabvány, az RS232 és az RS485 tulajdonságait az alábbi táblázat tartalmazza.

<b>Specifikáció</b>	<b>RS232</b>	<b>RS485</b>
<b>Adatátviteli csatorna</b>	Single ended (1 jelvezeték és 1 GND)	Differenciális jelvezetés
<b>A buszhoz csatlakoztatható eszközök száma</b>	1 adó és 1 vevő	32 adó és 32 vevő
<b>Kommunikáció (egy vezetékpáron)</b>	Teljes-duplex	Fél-duplex
<b>Max. kábelhossz</b>	15m	1200m
<b>Max. adatátviteli sebesség</b>	19,2 kbit/s (15m)	10 Mbit/s (15m)

### 2.2.3 USB (Universal Serial Bus)

Az USB a számítástechnikában manapság nagyon elterjedt kommunikációs szabvány. Kifejlesztését 1994-ben kezdték el abból a célból, hogy kiváltsák a lassú és nehezen kezelhető soros és párhuzamos (LPT) portokat. Az USB kedvező tulajdonsága, hogy csak 4 db vezeték kell a busz kiépítéséhez, ezáltal a csatlakoztatás kisméretű csatlakozókon keresztül megoldható. Az USB nagy előnye, hogy teljeskörűen *Plug and Play*, vagyis a számítógép az eszközt automatikusan felismeri. A 2000-ben megjelent USB 2.0-ás szabvány az alábbi átviteli sebességeket támogatja:

- Alacsony sebesség (low speed): 1,5 Mbit/s
- Teljes sebesség (full speed): 12 Mbit/s
- Nagy sebesség (high speed): 480 Mbit/s

A Super Speed nevű USB 3.0-ás szabványt 2008-ban jelentették be, amely az USB 2.0-hoz képest tízszer gyorsabb (5 Gbit/s) adatátviteli sebességre képes. Az első USB 3.0-t támogató eszközök 2010 nyarán kezdtek megjelenni, ezért még ma is inkább a 2.0-s változat fordul elő a leggyakrabban. [7]

A számítástechnikában elért sikerei után az USB kedvező tulajdonságai miatt a mérésautomatizálás területén is megjelent. A National Instruments termékei között találunk olyan kisteljesítményű digitális adatgyűjtő kártyákat (DAQ), melyek teljes, illetve nagy sebességű üzemmódban működő USB 2.0-n keresztül kapcsolódnak a számítógéphez. Egy ilyen DAQ kártyát láthatunk az 2.4. ábrán.



2.4. ábra: NI USB-6008 DAQ kártya

### 2.2.4 LXI (LAN eXtension for Instrumentation)

A 2005-ben elfogadott LXI szabvány a számítógép-hálózatok kialakításánál használatos Ethernet technológiát alkalmazza. Az LXI segítségével gyors, megbízható és költséghatékony ipari tesztrendszereket tudunk kialakítani. Az LXI hálózatra csatlakoztatott minden műszernek van saját MAC és IP címe, amellyel meg tudjuk címezni az adott eszközt. [8] Az LXI interfésszel ellátott készülékeknek sok esetben nincs kezelőszervük (*Faceless* kivitelűek); azokat virtuális műszerként a számítógépen kialakított kezelői felülettel tudjuk vezérelni. A műszerek tulajdonságait (pl. egy router-hez hasonlóan) webes felületen is be tudjuk állítani. Az LXI támogatja a master-slave konfiguráción felül a peer-to-peer kapcsolatot is. A peer-to-peer lényege, hogy a hálózat végpontjai közvetlenül egymással kommunikálnak, központi kitüntetett csomópont nélkül. Tehát a LXI hálózatba kapcsolt műszerek egymás között, a számítógép közreműködése nélkül is tudnak egymással kommunikálni.

Az LXI a vezérlőjelek küldésére TCP-t használ, viszont a triggerjelek továbbítására a késleltetési idő minimalizálása végett a gyorsabb, viszont kevésbé megbízható UDP-t alkalmazza.

Az LXI interfésszel ellátott műszereket a szabvány három osztályba sorolja: [9]

- A C osztályba tartoznak a szabványban előírt alapfunkciókat (LAN támogatás, webes felület, virtuális műszer driverek stb.) teljesítő készülékek.
- A B osztályba tartozó műszereknek az alapfunkciókon felül támogatniuk kell a szabványosított LXI Event interfészt, a szinkronizációs API-t, illetve az időzítéseket tartalmazó IEEE 1588 (Precision Time Protocol, PTP) szabványt.
- Az A osztályba sorolt készülékek az első két osztály tulajdonságai mellett a még pontosabb időzítés elérése érdekében külön trigger busszal rendelkeznek.



2.5. ábra: LXI interfésszel ellátott műszerek

### 2.2.5 VXI (VME eXtension for Instrumentation)

A VXI busz egy gyorsan fejlődő platform a mérésautomatizálás területén. Az 1987-ben megjelent VXI a számítástechnikában használt VME busz továbbfejlesztett változata. A VME buszhoz képest külön vonalakon történik az időzítés és triggerelés, a kommunikáció üzenet alapú, valamint szabványosították a mechanikai paramétereket, illetve a konfigurációs protokollt. Ezért a különböző gyártóktól származó kártyák kompatibilisek egymással. A VXI busz jellemzője, hogy a különböző mérő és jelgeneráló kártyák egy VXI keretben helyezhetők el. Ennek a kártyás kialakításnak köszönhetően kevesebb helyet foglalnak el a műszerek a mérőtoronyban, valamint a kis távolságok miatt nagyobb adatátviteli sebességet és pontosabb időzítést lehet elérni. 1993 óta a VXI-t *plug and play* tulajdonságokkal is felruházták, így egyszerűbbé vált a



kártyák cseréje, illetve konfigurációja. A 2004-ben bevezetett 2eVME szabvány kiterjesztésben a VXI busz maximális adatátviteli sebessége 160 MB/s. [10]



2.6. ábra: VXI keret

### 2.2.6 PXI (PCI eXtension for Instrumentation)

1997-ben a National Instruments a PCI busz mérőműszerekre történő kiterjesztésével létrehozta a PXI szabványt. A PXI busz lényegében egy nyílt szabvány, amellyel a CompactPCI-t kívánták kibővíteni az adatfeldolgozás és vezérlési feladatok területére. A PXI szabvány meghatározza a CompactPCI busz mechanikai, elektromos és szoftveres kiterjesztését, valamint biztosítja a kompatibilitást a régebbi verzióval. Az új mechanikai jellemzők között szerepel a hűtés és a környezeti követelmények definiálása is, amellyel a szabvány megfelel a szigorúbb ipari körülményeknek.

A PXI különböző elektromos jellemzőkkel bővíti a CompactPCI szabványt. Először is előírja egy 10 MHz frekvenciájú referencia órajel használatát, amely elősegíti a rendszerben lévő perifériák összeszinkronizálását. Továbbá a PXI szabvány biztosított trigger vonalat a perifériák időzítésének biztonságos vezérlésére és szinkronizálására. Ezen felül a PXI rendelkezik egy 13 vezetékes lánc struktúrájú (daisy chain) helyi busszal, amely a szomszédos kártyákat köti össze. Ez a megoldás a PCI busz sáv szélességének csökkenése nélkül biztosít nagy sebességű kommunikációs csatornát a szomszédos kártyák között. A lokális buszon analóg és digitális jelek



egyaránt közlekedhetnek. [11] A különböző digitális jelfeldolgozó és jelgeneráló kártyák a VXI busznál megismert módon egy PXI keretben foglalnak helyet.

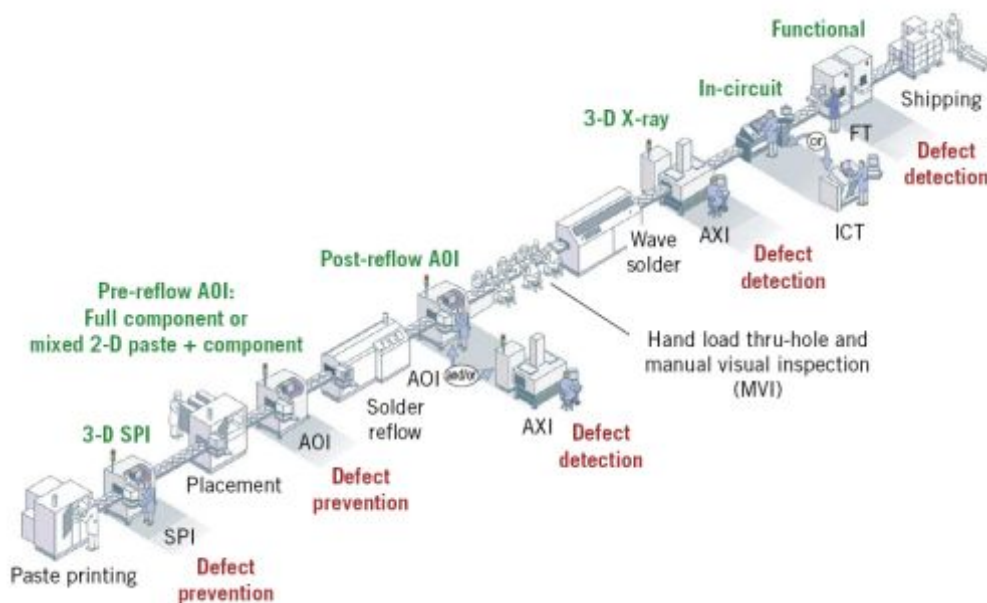
A PXI szabvány a Microsoft Windows operációs rendszeren alapuló szoftver követelményeket fogalmaz meg, amely lehetővé teszi az iparban szabványos programozói nyelvek (Visual C/C++, Visual Basic és LabVIEW) használatát. Továbbá minden PXI kártyához rendelkezésre áll driver program, amely támogatja a virtuális műszer szoftver architektúrát (VISA). [12]



**2.7. ábra: A tanszéken található PXI keret**

### 3 Egy elektronikai gyártósor felépítése

A Moore-törvény szerint az integrált áramkörök összetettsége körülbelül 18 hónaponként megduplázódik. [13] A nyomtatott áramköröknél (NYÁK) ez a jelenség azzal jár együtt, hogy egyre több alkatrész kell beültetni egyre kisebb méretű és egyre bonyolultabb felépítésű nyomtatott huzalozású lemezre (NYHL). Furatszerelési technológiával (Through-hole technology, THT) készült NYÁK-ok esetén a hordozó lemez mindkét oldalát elfoglalja az alkatrész, illetve az NYHL gyártása és az alkatrészek beültetése is bonyolultabb és ezért költségesebb. A furatszerelési technológiánál (Surface-mount technology, SMT) alkalmazott alkatrészek (Surface-mount device, SMD) lábak helyett egyszerű kivezetésekkel rendelkeznek, ezáltal kisebb méretben gyárthatóak és csak a hordozó lemez egyik oldalát veszik igénybe, így a lemez másik oldala is beültethető alkatrészekkel. Az SMT alkalmazása mellett szól az a tény is, hogy az SMD alkatrészek beültetése a lábak és a furatok hiánya miatt jól automatizálható folyamat. A gyakorlatban legtöbbször a két technológia egyszerre fordul elő, ugyanis a nagyobb alkatrészeknél (elektrolit kondenzátor, transzformátor), illetve csatlakozóknál a mechanikai tartósság érdekében furatszerelt technológiát alkalmaznak. A 3.1. ábrán egy vegyes technológiájú elektronikai gyártósor munkafázisait láthatjuk.



3.1. ábra: Egy elektronikai gyártósor munkafázisai

Az egyes munkaállomásokat a hatékony gyártás érdekében a nyomonkövethetőséget szem előtt tartva kell kialakítani. A selejtes termékek számának minimalizálására törekedve a gyártósor kivitelezésekor a mérnökök nagy hangsúlyt fektetnek a gyártás során esetlegesen fellépő hibák minél előbb történő kiszűrésére. Ennek érdekében minden egyes, a munkadarabon elvégzett szerelési folyamat eredményét ellenőrizni kell. Az egyes szerelési fázisok között a hibafelderítés optikai vizsgálatokkal (szabad szemmel, kamerákkal, röntgennel) történik; az elkészült termékeket pedig különböző elektronikus vizsgálatoknak, illetve valós környezetet szimuláló teszteknek vetik alá. A következő alfejezetekben megnézzük, hogy milyen munkafázisokból áll egy elektronikai gyártósor.

### **3.1 A gyártósor szerelési és gyártásközi ellenőrzési fázisai**

A beültető gépsor elején található a PCB (Printed Circuit Board) Loader, mely a még szereletlen nyomtatott áramköri lapokat tölti be az egyes munkaállomásokat összekötő conveyor pályára. [14] Ezután a nyomonkövethetőség érdekében vonalkódokkal látják el a NYÁK-ot. Ha a vonalkód olvasás során a munkaállomást vezérlő számítógép bármilyen hibát észlel, akkor leállítja a futószalagot és a munkaállomást, illetve fény és hang formájában figyelmezteti a kezelő személyzetet.

A termékazonosítók elhelyezése után következik a forraszpaszta felvitele a nyomtatott huzalozású lemezre. Napjainkban leggyakrabban használt pasztafelviteli eljárás a stencilnyomtatás, amely során a stencilen (más néven maszkon) kialakított lyukakon (apertúrákon) keresztül egy kés segítségével nyomják át a panelen található pad-ekre a forraszpasztát. [15] A pasztázó gépből a panelok a ragasztó gépbe kerülnek, ahol a nagyobb SMD alkatrészek lehullását elkerülve az alkatrészek alá kis ragasztócsepp kerül.

A stencilnyomtatás, illetve a felvitt ragasztócseppek minőségét roncsolásmentes forraszpaszta ellenőrző (Solder Paste Inspection, SPI) berendezéssel vizsgálják. Ezek olyan számítógéppel vezérelt és kamerával ellátott automatikus optikai vizsgáló (AOI, Automated Optical Inspection) berendezések, melyek a gyártósorba integrálva képesek felismerni a pasztanyomtatáskor, illetve a ragasztócseppek felvitelekor keletkező hibákat. Mivel a pasztanyomtatás után a hibafelderítés kulcsfontosságú, ezért az SPI berendezésekben a nagy megbízhatóság elérése végett 3D-s kamerarendszereket alkalmaznak. [16]

A forraszpaszta és a ragasztócseppek ellenőrzése után az SMD alkatrészek beültetése következik. Az SMD alkatrészeket tartalmazó tekercsek betárazása a gépet kezelő operátor feladata. A hibás szalagbefűzések elkerülése érdekében a beültető gép tekercs-tartó kazettái (feeder), illetve maguk a tekercsek is vonalkóddal vannak ellátva. A vonalkódokból kézi vonalkód olvasóval tudják megállapítani a tekercs *LOT* és *Batch* számát. A kiolvasott azonosítók bekerülnek a nyomon követő rendszer adatbázisába; így azonosítani lehet, hogy az adott termék milyen alkatrészeket tartalmaz. [14]

A beültetés után az alkatrészek meglétét, illetve megfelelő pozícióját a pasztaellenőrzéshez hasonló 2D-s AOI berendezéssel vizsgálják.

A beültetett alkatrészek optikai ellenőrzése után az újraömllesztéses forrasztás következik. A forraszpaszta reflow kemencében történő megolvasztásával jönnek létre a kontaktus felületek (pad-ek) és az SMD alkatrészek kivezetései közötti fémes kontaktusok. [15]

A létrejött kötések minőségének ellenőrzésére AOI és/vagy röntgenes vizsgálóberendezést (Automated X-ray Inspection, AXI) alkalmaznak, mivel sokszor a látható fénytartományban működő eszközök nem nyújtanak elég információt a fémes kontaktusokról. Az AXI 3D-s képalkotásra is képes, ezáltal a kontaktusokban kialakult zárványok észlelésére, fémezett falú furatok ellenőrzésére, illetve többrétegű NYÁK-ok belső rétegeinek vizsgálatára is alkalmazható. [17]

Az újraömllesztéses forrasztás vizsgálatát követően az esetlegesen előforduló furatszerelt alkatrészek kézi beültetése és a panel manuális ellenőrzése következik. A kézi beültetés után a furatszerelt alkatrészeket tartalmazó hordozó lemez a hullámforrasztó berendezésbe kerül, ahol a többfázisú forraszhullámok létrehozzák a fémes kötést az alkatrészlábak és a furatgalván között. [15] A létrejött kötések minőségét 3D-s képalkotásra alkalmas AXI berendezéssel vizsgálják meg.

## **3.2 Elektronikus tesztelési módszerek**

A szerelési fázisok közötti optikai vizsgálatokkal csak az alkatrészek helyes beültetését (pl. hiányzik-e az alkatrész, helyes pozícióba lett-e beültetve, stb.), illetve a forrasztás minőségét (pl. a reflow kemence rosszul beállított hőprofilja miatt kialakuló hibás kötések, zárványok, tombstone effektus, stb.) tudjuk ellenőrizni. Ezért az elkészült paneleket különböző, statikus és dinamikus elektronikai vizsgálatok alá vetik.

### 3.2.1 Áramköri teszt

A szerelt panel a forrasztásokat ellenőrző AOI vagy AXI vizsgálóberendezés után az áramköri tesztet (In-Circuit Test, ICT) végző munkaállomásra kerül. Az áramköri teszt során a panel belső pontjaihoz csatlakozva ellenállás, kapacitás és induktivitás méréssel állapítják meg, hogy a beültetett alkatrészek paraméterei a megengedett tűréshatáron belül esnek-e. Az áramköri teszt abban tér el a szeretlen alkatrészek paramétereinek mérésétől, hogy itt a mérendő alkatrészt körülvevő, vele villamos kapcsolatban lévő további alkatrészek nem kívánt hatását is figyelembe kell venni. Az ICT-nél a panel alapvetően nem kap tápfeszültséget, ezért ezzel a módszerrel a passzív (ellenállás, kondenzátor, tekercs, vezeték, relé), illetve külön tápfeszültséget nem igénylő félvezető (dióda, tranzisztor és egyéb kapcsoló eszközök) alkatrészek vizsgálhatóak meg. [18] Általában az integrált áramkörök statikus meghibásodása (pl. az IC kimenetein kialakuló belső rövidzár) az IC lábaira csatlakozó alkatrészek paramétereire is kihat, ezért a szakadás-rövidzár jellegű, állandóan jelenlévő hibákat áramköri teszttel hatékonyan fel lehet deríteni. Egyes esetekben az áramköri tesztet megvalósító berendezés speciális méréseket is végezhet: pl. a panelen elhelyezett LED-ek fényáramának, illetve színeképének szenzorokkal történő mérése.

A szerelt panel alkatrészeinek vizsgálatához a panel felületén mérőpontokat (test pin) alakítanak ki. Ha a panel mérete, illetve alkatrészsűrűsége nem teszi lehetővé külön mérőpontok kialakítását, akkor a lemezen lévő vezetékekre a könnyebb csatlakozás érdekében forraszgolyókat (bead probe) helyeznek el. Belátható, hogy a hordozó lemezen kialakított huzalozást a *tesztelhetőségre való tervezés* elvei alapján kell kialakítani.

A panelen létrehozott mérési pontokhoz speciális módszerekkel lehet csatlakozni: a leggyakrabban rugós vizsgálótűkből kialakított tűágyakra szorítják rá a vizsgálandó panelt. A tűágy akár több száz jel elvezetésére is képes, ezáltal a megépítése, karbantartása igen bonyolult feladat tud lenni. A tűágy kialakítása panel-specifikus, tehát minden egyes NYÁK típushoz le kell gyártani a hozzá tartozó tűágyat. Ezért a tűágy az áramköri teszrendszer egyik legköltésesebb eleme. Kis sorozatban gyártott termékek esetén a tűágnál gazdaságosabb megoldást jelent a repülő mérőfejes mechanika alkalmazása. [18]



**3.2. ábra: Tűágy és repülő mérőfejes mechanika**

Az áramköri teszt egyik hátránya, hogy a mérésekhez áramot kell átfolyatnunk az alkatrészeken, azonban ezek az alkatrészek más integrált áramkörök kimeneteihez csatlakozhatnak, így ezekre a pontokra kívülről rávezetett gerjesztő jelek a kimenetek túlterhelését, és ezzel együtt az IC tönkremenetelét okozhatja. A digitális áramkörök mérése azon az elven alapszik, hogy az IC kimenetei nem sérülnek meg rövid (1-2  $\mu$ s) idejű túlterhelés hatására, tehát gyors és nagyáramú impulzusokkal gerjesztik a vizsgálandó áramkör bemeneteit. Azonban a kimenetén meghajtott IC öregedése felgyorsul, ezért nagy megbízhatóságú igények (katonaság, egészségügy) az ICT digitális áramkörvizsgálat nem engedhető meg. [19] A back-driving-nak is nevezett jelenség a chipek csíkszélességének csökkenésével együtt járó növekvő érzékenység miatt egyre nagyobb problémát okoz az áramköri teszt során.

Az ICT másik nagy hátránya, hogy a felületszerelési technika rohamos fejlődésével olyan kisméretű és bonyolult áramköröket tudunk létrehozni, melyek alkatrészsűrűségét nem tudják követni a tűágyak „felbontása”. A legkisebb keresztmetszetű vizsgáلتűk minimális raszterávolsága 25 mil (1 mil = 0,0254 mm), míg az áramköri kivezetések osztástávolsága 10 mil értékre csökkent le. [19]

A fenti problémák orvoslására találták ki a peremfigyeléses vizsgálati módszert, amely során az IC-ben, a maglogika és az I/O lábak közé ún. peremfigyelő cellákat iktatnak be. Normál üzemmódban a cella összeköti az áramköri kivezetést a maglogika megfelelő csatlakozási pontjával. Teszt üzemmódban a peremfigyelő cella elválasztja a maglogikától az áramköri kivezetéseket, ezért megvizsgálhatjuk a maglogika működését az eredeti logikai állapotoktól független bemeneti jelkombinációkkal anélkül, hogy túlterhelnénk a meghajtott áramkörök kimeneti fokozatát. [19]

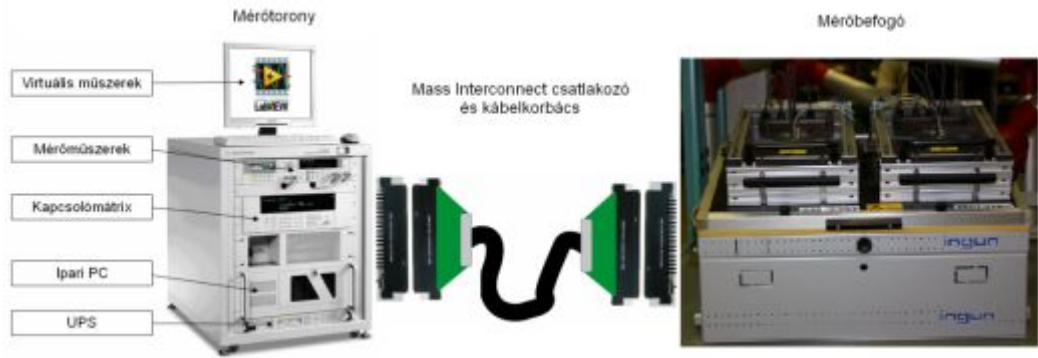
### 3.2.2 Funkcionális teszt

Az áramköri teszten megfelelt termék a funkcionális tesztet (Functional Test, FCT) megvalósító munkaállomás(ok)ra kerül, ahol egy vagy (legtöbbször) több lépésben ellenőrzik a termék-specifikációba rögzített funkciókat. A funkcionális teszt során a panelt tápfeszültség alá helyezve vizsgálható az IC-k, illetve az egész áramkör együttes viselkedése. [18] A szerelt panel első beüzemelésekor felprogramozzák a mikrovezérlőket, programozható logikai áramköröket (FPGA, CPLD), illetve az alkatrészek szórása miatt behangolják az analóg áramköröket. A többfokozatú funkcionális tesztnél beszélhetünk *fehér doboz tesztről* (white-box testing), amikor az ICT-hez hasonlóan még nem került bele a készülékházba a szerelt panel, tehát ismerjük az áramkör belső felépítését, kapcsolási rajzát. Ebben az esetben az ICT-nél is használt tűágyakkal tudunk csatlakozni a panel mérési pontjaihoz. *Fekete doboz teszt* (black-box testing) esetén nem ismerjük teljes mértékig az áramkör működését; csupán azt tudjuk, hogy a termék a bemeneteire adott gerjesztések hatására milyen eredményeket produkál a kimenetein. Ekkor az áramkör már teljesen készre szerelt állapotban van, tehát csak a készülékházon található csatlakozókon keresztül vizsgálhatjuk a termék működését.

Nagy megbízhatóságot igénylő alkalmazások (pl. autóipar) esetén a készre szerelt termékeket működés közben különböző környezet szimulációs (klimatikus, páratartalom, vibrációs) vizsgálatoknak vetnek alá, amelyek során a termék rendeltetésszerű használatakor előforduló körülményeket állítanak elő. A készülékház szigetelési ellenállásának mérésére nagyfeszültségű (kV nagyságrendű), AC vagy DC vizsgálójellel működő szigetelésvizsgáló berendezéseket (Hipot tester) alkalmaznak. Az ilyen jellegű funkcionális teszteket végtesztnek is nevezzük, mivel következő fázisban a termékek csomagolása, raktározása, illetve kiszállítása történik.

### 3.2.3 Mérőautomaták felépítése

Az elektronikai gyártósoron elkészült termékek elektronikus tesztelésének gyors és megbízható elvégzésére számítógéppel vezérelt mérőautomatákat alkalmazunk. A méréseket végző automaták az áramköri és funkcionális teszt esetében is hasonló felépítéssel rendelkeznek. Előfordul olyan eset is, mikor az áramköri és funkcionális teszt nem különül el élesen egymástól: pl. a mikrovezérlők és egyéb programozható áramkörök firmware-ének betöltése történhet az ICT során is. A 3.3. ábrán egy lehetséges mérőautomata felépítést láthatjuk.



3.3. ábra: Automatikus méréseket végző ún. mérőautomata felépítése

A mérőbefogó fogalma alatt a mérendő termék tesztpontjaihoz történő csatlakozást biztosító mechanikai szerkezetet értjük. A mérőbefogó a termék tesztelési fázisától függően lehet tűágy, vagy a termék összekötését biztosító speciális csatlakozók és vezetékek sora, illetve klimatikus vizsgálatok esetén lehet akár egy klímakamra is.

A mérőtoronyban találhatóak a különböző mérő és jelgeneráló műszerek, a kapcsolómátrix, illetve az egész munkaállomást vezérlő ipari számítógép. A mérendő panelon akár több száz mérési pont is előfordulhat. A kapcsolómátrix vagy más néven méréspontváltó feladata, hogy a több bemeneti vonal közül egy időben egyet a mérést vagy jelgenerálást végző műszerre kapcsoljon. A méréspontváltóban a mérőpontok kapcsolását mechanikus vagy szilárdtest relék végzik. Mindkét típusnak megvannak a maga előnyei, illetve hátrányai; a jellemző paramétereket az alábbi táblázatban olvashatjuk. [20]

Jellemzők	Mechanikus relé	Szilárdtest relé
Zárt kapcsoló átmeneti ellenállása	200 m Ω	20 Ω
Nyitott kapcsoló ellenállása	10 <sup>10</sup> Ω	10 <sup>9</sup> Ω
Kapcsolási idő	1-2 ms	1 μs
Élettartam (kapcsolási szám)	10 <sup>7</sup>	végtelen

A mérőtoronyban található műszerek lehetnek hagyományos kialakításúak, vagy lehetnek jelfeldolgozó, illetve jelgeneráló kártyák. Mindkét esetben az ipari PC, mint univerzális műszermag végzi a jelfeldolgozást, kiértékelést, megjelenítést, illetve a



nyomonkövethetőség érdekében az adatok adatbázisba történő elmentését. A számítógép és a különböző műszerek integrációjából költséghatékony virtuális műszert tudunk kialakítani a számítógépen futó alkalmazói szoftver (pl. LabVIEW) segítségével. A tesztelési folyamat megtervezésének egyik legfontosabb része a mérendő pontoknak a meghatározása. Az áramkör teljes vizsgálatához a bemenetek és a belső tároló elemek számától exponenciálisan függő darabszámú bemenet-kimenet kapcsolatot kellene ellenőrizni. Ezért a bonyolult felépítésű, sok alkatrészt tartalmazó nyomtatott áramkörök vizsgálata olyan hosszú ideig tartana, amely nem engedhető meg a gyártási folyamat során. Ezért a gyakorlatban az ésszerű időfelhasználás érdekében csupán részleges vizsgálatot végzünk, ekkor azonban a lehetséges hibáknak csak egy részét feltételezve, célzott ellenőrzéseket végzünk. [19]

A mérőtorony aljában elhelyezett szünetmentes tápegység (Uninterruptible Power Supply, UPS) feladata, hogy megvédje a számítógépet és a műszereket a villamos hálózat felől érkező hatásoktól (pl. túlfeszültség, feszültségingadozás). UPS használatával továbbá elkerülhető a hirtelen bekövetkező áramszünet miatti adatvesztés.

A mérőtorony és a mérőbefogó közötti jeltovábbítást a szabványos csatlakozókkal ellátott kábelkorbácsok biztosítják. A 20.000 csatlakoztatást is kibíró Mass Interconnect csatlakozók használatával megóvhatók az értékes mérőműszerek kevesebb (100-200) csatlakoztatási ciklust elviselő csatlakozói a túlzott igénybevételektől. [21] Ezen kívül az egységesített csatlakozási felületek kialakítása növeli a tesztrendszer flexibilitását.

A sok mérési pont jelének kábelkorbácsokon történő elvezetése azonban több szempontból is problémás, ezért lényeges, hogy a kábelhosszak a lehető legrövidebbek legyenek. Ezen problémák kiküszöbölésére fejlesztette ki a 6TL nevű cég a YAV modulokat. **Hiba! A hivatkozási forrás nem található.**[28]

### **3.2.4 A 6TL cég YAV moduljainak használata az elektronikai tesztelésben**

A 3.4. ábrán látható YAV modulok gyárilag Mass Interconnect csatlakozóval vannak ellátva, és a moduláris felépítésüknek köszönhetően akár a kábelkorbácsokat kihagyva közvetlenül a mérőbefogóra csatlakoztathatóak. A vezetékvezés minimalizálásának jótékony hatásai a következők:

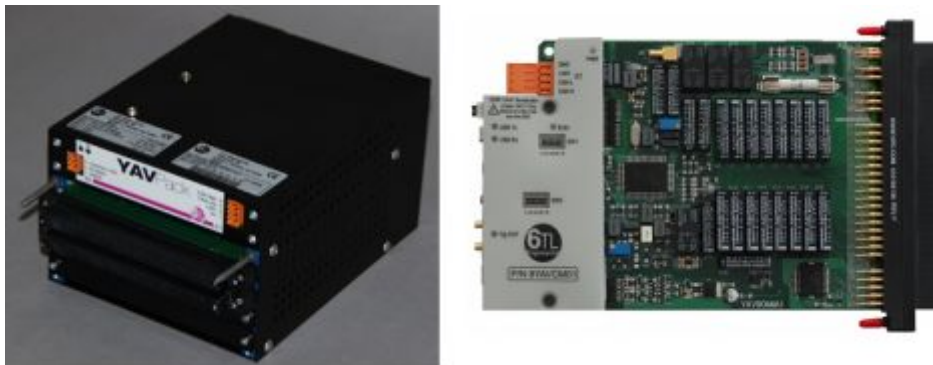
- rövidebb jelút miatt kevésbé torzul a jel,
- a vezetékvezésből származó impedanciák csökkenésével pontosabb mérések végezhetőek,
- kevesebb a hibalehetőség, ezáltal könnyebb karbantartani a mérőrendszert,
- csökkennek a kiépítési költségek,
- dokumentáció, huzalozási diagramok egyszerűbbé válnak.



**3.4. ábra: YAV modulok**

A kártyák 24V-os tápfeszültségről üzemelnek, továbbá CAN buszon kommunikálnak egymással, illetve megfelelő interfészen keresztül a számítógéppel. A CAN buszt a legtöbb esetben a járművekben alkalmazott elektronikus vezérlőrendszerek (ECU) összeköttetésére használják, de gyakran ipari buszrendszerek kiépítésénél is ezt a protokollt alkalmazzák. Ennek oka az, hogy a járművek buszrendszereinek és az ipari terepbusz rendszereknek az összehasonlítása során sok azonosságot fedezhetünk fel: alacsony költség, elektromágneses zajjal terhelt környezetben való üzemelés, valós idejű működés, egyszerű használat. A CAN busz multi-master kialakítású soros kommunikációs protokoll, amely lehetővé teszi a broadcast adatátvitelt. Az adatátvitel során nincs megcímzett állomás, ehelyett az üzenet tartalmát egy egyedi azonosító jellemzi. Az azonosító nemcsak a tartalmat definiálja, hanem az üzenet prioritását is. Erre a busz allokáció során van szükség, amikor több állomás verseng a hozzáférés jogáért. [23] A CAN maximális adatátviteli sebessége 40m hosszú busz esetén maximum 1 Mbit/s lehet, de a gyakorlatban ennél sokkal kisebb értéket szoktak alkalmazni. A busz hosszát az átviteli sebesség csökkentésével növelhetjük meg (max. 500m 125 kbit/s mellett).

A PXI kártyák mintájára a YAV modulokhoz is létezik egy beépített 24V-os tápfeszültséggel rendelkező 4 férőhelyes keret, az ún. YAVPack Boundle (YPB), amelyhez tartozik egy YAV90MMU típusú multiplexelt mérőegység (Multiplexed Measurement Unit, MMU). A kártya sokféle tesztelési feladat megoldására felhasználható, ugyanis a 16db multiplexelt mérőbemenet mellett rendelkezik 8db digitális, és 2db izolált jelgenerátor kimenettel. Ezen felül a kártya Ethernet (LXI), illetve USB interfésszel is el van látva, így számítógéppel könnyedén vezérelhetők a CAN buszra felfűzött YAV modulok. A kártyákat a gyártó saját programjával (Phi6), illetve LabVIEW-val is tudjuk vezérelni. Ezeken kívül a YAVPACK Boundle-hoz tartozik egy Excel munkalap alapú, maximum 100 tesztlépést végrehajtani képes vezérlő és kiértékelő, ún. Master Script Edition SW (MSES) program is. [24]



3.5. ábra: A YAVPack Boundle és a YAV90MMU kártya

A PXI és a YAV kártyák tulajdonságainak összehasonlítása céljából nézzük meg a YAV90MMU és a tanszéki PXI keretben található NI PXI-4070 DMM kártya főbb jellemzőit. [24][25]

Jellemzők	YAV90MMU kártya	NI PXI-4070 DMM kártya
Csatlakozási felület	szabványos Mass Interconnect csatlakozó	„banán” aljzat
Busz adatátviteli sebessége	250 kB/s (CAN)	33 MB/s (PXI)
AD átalakító felbontása és digitek száma	12 bit és 4 ¾ digit	10-23 bit és 3-7 digit (változó)
bemenetek száma	16 (beépített)	1

	méréspontváltó)	
Mérhető paraméterek	AC-DC feszültség és áram, ellenállás, hőmérséklet (Pt100-as ellenállás hőmérővel), kapacitás, dióda vizsgálat, frekvencia, kitöltési tényező	AC-DC feszültség és áram, ellenállás, dióda vizsgálat, frekvencia, frekvencia, periódusidő
Egyéb tulajdonságok	max. 600 V <sub>RMS</sub> , USB 2.1 port, Ethernet LAN, önkalibráció, 8db (24V, 300mA) digitális kimenet, 2db programozható jelgeneráló csatorna	max. 300 V <sub>RMS</sub> , beépített önkalibráció, négyvezetékes mérés

A tulajdonságok összevetéséből látható, hogy a YAV modulok az átlagos megbízhatóságú (pl. szórakoztató elektronika, háztartási elektronika) termékek gyártósorán történő gyors, „pass/fail” típusú tesztelésére lettek kitalálva. A PXI alapú kártyák pedig az ennél jóval pontosabb méréseket igénylő termékek (pl. távközlés, orvosi műszerek) tesztelésére, illetve laboratóriumi mérések elvégzésére alkalmasak.

## 4 A nyomonkövethetőség fontossága

A nyomon követő (trace) rendszer használatával a gyártási folyamat minden lépése teljes mélységben és dokumentáltan, azaz adatbázisokból visszakereshető. A nyomonkövethetőség (traceability) tehát azt jelenti, hogy az egymást követő gyártási lépések sorában a gyártás tetszőleges fázisában lehetőség van a gyártott termék azonosítására és teljes mélységű ellenőrzésére. A nyomonkövethetőség biztosításához szükséges, hogy a terméket egyedi azonosítóval lássuk el és ezt a gyártási fázisok rekonstruálásához szükséges valamennyi adattal együtt tároljuk el az adatbázisban. [26]

A termék azonosítására leggyakrabban 1D-s vagy 2D-s vonalkódokat alkalmaznak. A 2D vonalkódokat (mátrixokat) olyan helyen érdemes használni, ahol fontos szempont a jelölni kívánt terület gazdaságos kihasználása, illetve a nagysebességű rögzített leolvasás lehetősége. Használatának előnye az 1D-s kóddal szemben a nagyobb adatsűrűség és a Reed-Solomon hibajavító kódolás technikája. A vonalkódok alkalmazása mellett egyre nagyobb teret hódít az RFID (Radio Frequency Identification). Az RFID előnye a vonalkódokhoz képest, hogy egyszerre akár több termék azonosítója is beolvasható, az olvasáshoz nem szükséges vizuális kontaktus, valamint több információ tárolására képes. Viszont az összetett felépítésű RFID azonosító előállítására bonyolultabb és drágább a vonalkódnál. [14]

A termékek azonosításán kívül fontos a gyártási fázisok időrendisége, illetve azok közötti összefüggések elmentése, így elkerülhető, hogy egy termék rossz sorrendben menjen át az egyes fázisokon, kihagyjon egy fázist, vagy egy fázison többször is átessen. [26]

A nyomonkövethetőségnek a gyártási folyamat végeztével is jelentős szerepe van, mivel az értékesített termékeknél esetlegesen előforduló meghibásodások esetén a trace rendszer adatbázisaiból visszakereshetőek a termékek paraméterei, illetve az adatok alapján rekonstruálható a termék gyártási folyamata, ezáltal egyszerűbben megtalálható és javítható a hiba forrása, valamint az egyedi termékazonosítók alapján gyorsabban lehet azonosítani a kérdéses termékeket. Az elkészült termék a raktározásnál, illetve a megrendelőhöz történő kiszállításnál is egyedileg azonosítható a trace rendszereknél alkalmazott termékazonosítók alapján. A nyomon követő rendszerrel szemben az alábbi követelményeket várjuk el [26]:

- gyártás folyamatközi ellenőrzésének és validálásának támogatása,
- biztosítania kell, hogy hibás termék ne kerüljön a gyártósoron a következő munkahelyre, illetve ne kerüljön ki a gyártósorról,
- a termékekre vonatkozó azonosítókat és gyártásközi adatokat adatbázisokban kell eltárolnia auditált formában,
- az adatok visszakereshetőségét minimum 10 évig kell biztosítania,
- a felsőbb irányítási rétegek számára elemzési adatok szolgáltatása termelésanalízishez.

A nyomon követő rendszer tipikusan kétszintű adatbázisra épül. A gyártási folyamatot irányító SQL szerver alapú adatbázisban (Workflow manager server) a gyártási folyamatban lévő munkadarabok adatai kerülnek, tehát ezek az információk a gyártás pillanatnyi helyzetét tükrözik. A központi adattárházba (Warehouse server) a már elkészült, a gyártási folyamatból kikerült és oda biztosan vissza nem kerülő termékek adatai kerülnek. [27] Az Oracle alapú központi adattárháznak a legyártott termék, a gyártósor, illetve a személyzet adatainak a visszakereshetőségét legalább 10 évig biztosítania kell. Az adatok feltöltése a központi adattárházba a folyamatirányító szerverrel ellentétben nem online jelleggel történik, hanem batch típusú, azaz előre meghatározott időközönként, automatikusan megy végbe.

## 5 A tesztrendszer kiépítéséhez szükséges irányelvek

Az automatizált tesztrendszert megvalósító munkaállomás kialakításánál törekedni kell az egyértelmű, ergonomikus kialakításra, ugyanis a rosszul kialakított munkahely csökkenti a termelékenységet. Az ergonómiailag megfelelő munkahely kialakításakor a következő szabályokat érdemes betartani [27]:

- egyértelmű elnevezések, határozott jelölések használata,
- gyakran használt funkciók gyors elérésének biztosítása,
- rövid távú memória használatának csökkentése,
- dolgozói döntés minimalizálása érdekében minden előre definiált legyen,
- informatív visszacsatolás a döntéshez szükséges minimális információk biztosításával.

Az ergonómiai kialakítás mellett a munkaállomásnak az üzemi balesetek minimalizálása érdekében biztonsági szempontokból is meg kell felelnie a szabványoknak. A tesztberendezéseknek rendelkezniük kell EK (EU-konform) megfelelőségi nyilatkozattal. A nyilatkozat kimondja, hogy a tesztberendezés tervezése, építési módja és kivitele tekintetében megfelel az EU vonatkozó irányelvvel összhangban levő alapvető biztonsági és egészségügyi követelményeknek, valamint a berendezésbe épített eszközök rendelkeznek CE tanúsítvánnyal.

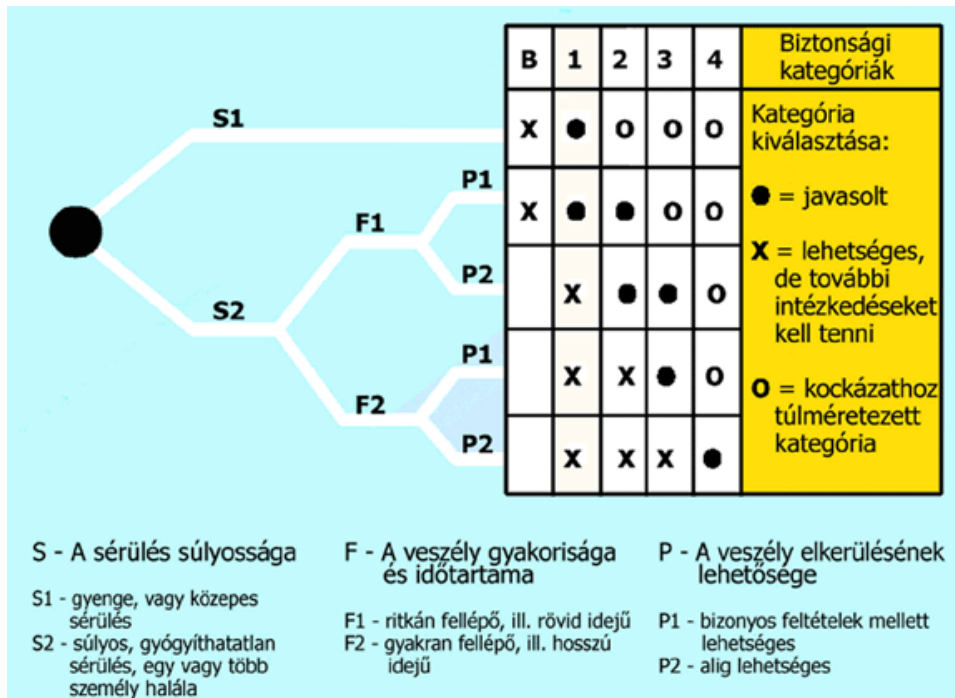
Attól függően, hogy a tesztberendezés milyen veszélyes elemeket tartalmaz, különböző tanúsítványoknak kell megfelelnie. Például egy alacsony prioritású, szórakoztató elektronikai terméket vizsgáló tesztberendezésnek az alábbi tanúsítványokkal kell rendelkeznie a teljesség igénye nélkül:

- *MSZ EN 60950-1:2007*: Informatikai berendezések. Biztonság. 1. rész: Általános követelmények (IEC 60950-1:2005, módosítva)
- *MSZ EN 50274:2002*: Kisfeszültségű kapcsoló- és vezérlőberendezések. Áramütés elleni védelem. Védettséggel veszélyes aktív részek véletlen, közvetlen érintése ellen.
- *MSZ 1585:2012*: Villamos berendezések üzemeltetése.
- *MSZ EN 349:1993+A1:2008*: Gépek biztonsága. Legkisebb távolságok a testrészek összenyomódásának elkerüléséhez.

A *prEN 954-1* szabvány a kockázati gráf segítségével szisztematikus eljárást ajánl a kockázatok felmérésére. [28] A 4.3. ábrán látható kockázati gráf megadja az alkalmazni kívánt vezérlés biztonsági kategóriáját, amely megmutatja, hogy a vezérlés milyen ellenálló képességet mutat egy-egy meghibásodás esetén. A biztonsági kategória megadja a vezérlésbe beleépítendő redundancia mértékét, valamint a felhasználható alkatrészek típusát. A kockázati gráffal kapott biztonsági kockázat értékét az alábbi táblázat értelmezi. [29]

<b>Kategória</b>	<b>Vezérlővel szemben támasztott követelmények</b>	<b>Viselkedés meghibásodások esetén</b>
B	A helyes gyakorlat elvének megfelelő vezérlés és irányítás.	A biztonsági funkció esetleges elvesztése.
1	Kipróbált és tesztelt alkotóelemek, valamint bevált biztonsági alapelvek használata.	A biztonsági funkció esetleges elvesztése, de kisebb valószínűséggel, mint a B esetében.
2	Ciklusos tesztelés. A tesztek közötti időintervallumokat az adott géphez és annak funkcióihoz kell igazítani.	A meghibásodásokat minden egyes tesztnél felderítik.
3	Nem szabad, hogy egyetlen meghibásodás a biztonsági funkció bénulását okozza. Amennyiben lehetséges, a hibát fel kell deríteni.	A biztonsági funkció üzemképes marad, kivéve felhalmozódott hibák esetén.
4	Nem szabad, hogy egyetlen meghibásodás a biztonsági funkció bénulását okozza. A hibát a biztonsági funkció legközelebbi aktiválásakor, vagy még az előtt fel kell deríteni. Meghibásodások felhalmozódása nem szabad, hogy a biztonsági funkció bénulását okozza.	A biztonsági funkció minden esetben üzemképes marad.





4.3. ábra: A kockázat felmérésére alkalmas kockázati gráf

## 6 Költséghatékony tesztrendszer tervezése

A sorozatgyártású termékeknel sokszor előfordul, hogy egyetlen termékből rövid idő leforgása alatt eltérő specifikációjú verziók készülnek. Ha mindegyik termék variánshoz külön tesztrendszert kellene kiépíteni, akkor az nagyságrendekkel megnövelné a tesztelés, és egyúttal a termék költségeit is. Ezért a tesztrendszer tervezésekor a hatékonyság növelése érdekében a termék tesztspecifikációját figyelembe véve tartalékokat kell bevinni a rendszerbe. Tehát egy termék tesztspecifikációjában szereplő paraméterek méréséhez a közeljövőben megjelenő termékvariánst is figyelembe véve válasszuk ki tesztrendszer mérőműszereit.

A tesztrendszerben alkalmazott műszerek megválasztásánál fontos szempont, hogy a sorozatgyártásban készülő termékeknek milyen minőségi követelményeknek kell, hogy megfeleljenek. A biztonságkritikus termékek gyártásánál (pl. ABS elektronika) a termék megbízhatósága alapvető fontosságú, ezért ebben az esetben a tesztrendszer kiépítésénél nem az ár az elsődleges szempont. Az életvédelmi szempontból kevésbé kritikus termékeknel (pl. szórakoztató elektronika) az előállítási költségek minimalizálása a cél. Ezért ebben az esetben a tesztrendszerek kialakításánál is törekednek a minél olcsóbb megoldások alkalmazására.

## 7 Rádiófrekvenciás virtuális műszerek

A rádiófrekvenciás, mikrohullámú tartományokban működő termékek, illetve az azokat vizsgáló műszerek speciális kialakítást igényelnek. Mivel a dolgozatban egy rádiófrekvenciás eszköz funkcionális tesztjét valósítom meg, ezért ebben a fejezetben megvizsgáljuk, hogy milyen elven működnek ezek az eszközök.

Az RF távközlésben és mérés technikában sáváteresztő típusú (más szóval sávkorlátozott) jeleket alkalmaznak, ahol a jel középfrekvenciája sokkal nagyobb, mint a sáv szélessége. Annak érdekében, hogy a digitalizálás során a jel információ tartalma ne sérüljön, be kell tartanunk az ún. Nyquist-Shannon mintavételezési tételt. A tétel kimondja, hogy a mintavételi frekvenciának legalább kétszer nagyobbnak kell lennie, mint a jelben előforduló legnagyobb frekvencia összetevő. A gyakorlatban azonban az analóg szűrők nem ideálisak, illetve a jelben lévő zaj kiátlagolása miatt ennél sokkal nagyobb frekvenciával szokás mintavételezni. Tehát a rádiófrekvenciás jelek közvetlen feldolgozása a nagy mintavételi frekvencia miatt nagyon nehéz és költséges vagy egyáltalán meg sem oldható a ma létező digitális technológia mellett. Ezért az RF jelek digitális feldolgozásakor más fajta módszert szokás alkalmazni. [30]

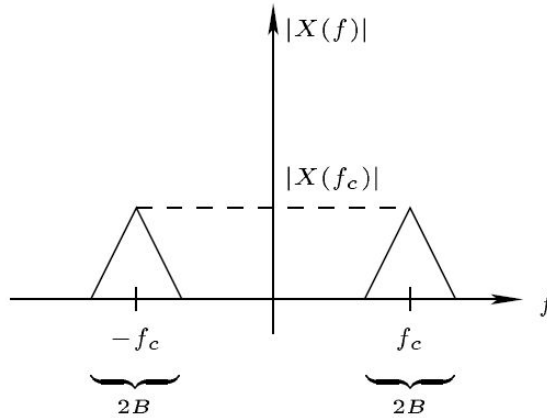
A mérnöki gyakorlatban a sávkorlátozott RF jelek egyszerűbb feldolgozása érdekében a komplex burkolók elméletét használjuk, amellyel létrehozhatjuk bármilyen típusú RF (determinisztikus vagy véletlenszerű) jel alacsonyabb frekvenciájú alapsávi megfelelőjét, ahol az alapsávi jel sáv szélessége megegyezik az eredeti RF jel sáv szélességének a felével. [30]

### 7.1 A komplex burkoló matematikai meghatározása

A komplex burkolók tanulmányozásához először vegyünk egy  $x(t)$  sáváteresztő típusú,  $f_c$  középfrekvenciájú és  $2B$  sáv szélességű rádiófrekvenciás jelet, melynek a Fourier transzformáltja  $X(f)$ . Az RF jel spektrumát az 7.1. ábrán láthatjuk.

A célunk tehát az, hogy a komplex burkolók elméletét felhasználva digitális áramkörökkel előállítsuk a rádiófrekvenciás jel alapsávi megfelelőjét. A mintavételi frekvencia minimalizálása érdekében az  $f_c$  frekvenciát az RF frekvenciasáv

középfrekvenciájára kell beállítani. Modulált RF jelek esetén az  $f_c$  megegyezik a vivőfrekvenciával. [30]



7.1. ábra: A sáváteresztő típusú jel spektruma

Az alapsávi jel reprezentáció létrehozásának egyetlen korlátja, hogy a rádiófrekvenciás jel sáv szélességének a fele nem lehet nagyobb az  $f_c$  középfrekvenciánál.

$$B \leq f_c$$

A komplex burkolók származtatása az RF jelből két lépcsős művelet, amely során először az ún. Hilbert transzformációval létrehozunk a jelből az egy oldalsávi spektrummal rendelkező analitikus jelet, amelyet második lépésben eltolunk egy alacsonyabb frekvenciájú alapsávra.

A komplex burkoló létrehozásakor első lépésként az  $x(t)$  sávkorlátozott jel és a  $h(t)$  Hilbert transzformátor konvolúciójából előállítjuk a sávkorlátozott jel  $\hat{x}(t)$  Hilbert transzformáltját. [31]

$$\hat{x}(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (7.1)$$

Mivel a Hilbert transzformátor  $h(t) = \frac{1}{\pi t}$ -nek felel meg, ezért az (5.1) egyenletet az alábbi alakban is felírhatjuk.

$$\hat{x}(t) = x(t) * \frac{1}{\pi t} = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \frac{1}{\pi(t-\tau)} d\tau = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (7.2)$$

A Hilbert transzformált jelen elvégezve a Fourier transzformációt megkapjuk a Hilbert transzformáltat a frekvencia tartományban.

$$\hat{X}(f) = \mathcal{F}[x(t) * h(t)] = H(f)X(f) = -j \operatorname{sgn}(f)X(f) \quad (7.3)$$

A  $H(f)$  frekvenciatartománybeli Hilbert transzformátor értéke a szignumfüggvény szerint az alábbi értékeket veheti fel.

$$H(f) = \begin{cases} -j, & f > 0 \\ 0, & f = 0 \\ j, & f < 0 \end{cases} \quad (7.4)$$

A (7.4) egyenletet tanulmányozva észrevehető, hogy a  $H(f)$  Hilbert transzformátor egy 90 fokos fázistolónak felel meg.

Valós jelnek szimmetrikus a spektruma. Ebből következik, hogy az egy oldalsávós spektrummal rendelkező jel időtartományban komplex kifejezéssel reprezentálható. A csak pozitív spektrumkomponenseket tartalmazó komplex jelet analitikus jelnek nevezzük és  $x_+(t)$ -vel jelöljük. Az analitikus jelet a (7.5) definícióval tudjuk megadni, ahol a valós résznek a sáváteresztő jel, a képzetes résznek pedig a Hilbert transzformált felel meg. [26]

$$x_+(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (7.5)$$

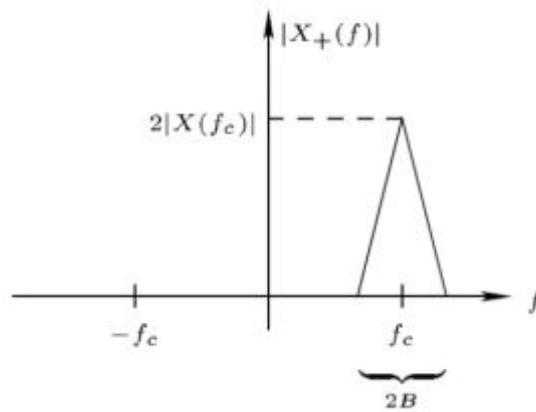
Fourier transzformálva a (7.5) egyenletet megkapjuk az analitikus jelet frekvenciatartományban.

$$X_+(f) = X(f) + j[-j\text{sgn}(f)X(f)] = X(f)[1 + \text{sgn}(f)] \quad (7.6)$$

Az  $X_+(f)$  analitikus jel frekvenciatartományban a szignumfüggvény szerint az (7.7) értékeket veheti fel.

$$X_+(f) = \begin{cases} 2X(f), & f > 0 \\ X(f), & f = 0 \\ 0, & f < 0 \end{cases} \quad (7.7)$$

A 7.2. ábrán a komplex analitikus jel spektrumát láthatjuk.



7.2. ábra: Az analitikus jel spektruma

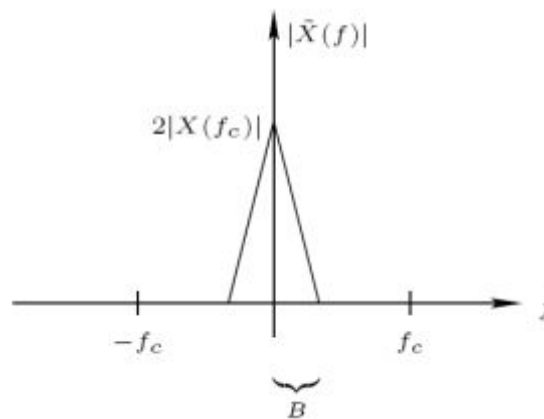
Ezután már nincs más dolgunk, mint a csak a pozitív  $f_c$  körüli komponenseket tartalmazó  $x_+(t)$  analitikus jelet eltolni az alapsávi frekvenciára, így előállítva  $\tilde{x}(t)$  komplex burkolót.

Az  $\tilde{x}(t)$  alapsávi jel a frekvenciatartományban:

$$\tilde{X}(f) = X_+(f + f_c) \quad (7.8)$$

és időtartományban:

$$\tilde{x}(t) = x_+(t) \exp(-j\omega_c t) = [x(t) + j\hat{x}(t)] \exp(-j\omega_c t) \quad (7.9)$$



7.3. ábra: Az alapsávi komplex burkoló spektruma

Az  $\tilde{x}(t)$  alapsávi komplex burkoló felírható

$$\tilde{x}(t) = x_I(t) + jx_Q(t) \quad (7.10)$$

alakban, ahol  $x_I(t)$  a komplex burkoló valós részét (In-phase), az  $x_Q(t)$  pedig a képzetes részét (Quadrature) jelenti. A valós és képzetes részt együtt kvadratúra komponenseknek is szokták nevezni, mivel kvadratúrában lévő vivőket modulálnak.

A 7.3. ábrán látható komplex burkoló az  $f_c$  középfrekvencia kivételével tartalmazza az összes olyan információt, mellyel az eredeti RF sáváteresztő típusú jel is rendelkezett. A lassan változó komplex burkoló digitális feldolgozásához alacsonyabb mintavételi frekvencia is elegendő. [30]

A komplex burkoló spektruma aluláteresztő jellegű és  $B$  sáv szélessége fele a 7.1 ábrán lévő sáváteresztő típusú RF jel sáv szélességének. Az alapsávba transzformált jel komplex burkolójának spektruma a nulla frekvencia körüli tartományt fedi le. Érdemes megjegyezni, hogy alapsávi digitális jelfeldolgozáskor a szükséges mintavételi frekvenciát a hasznos információt tartalmazó komplex burkoló  $B$  sáv szélessége szabja meg és nem a nagyfrekvenciás vivő.

A lassan változó, alapsávi  $\tilde{x}(t)$  komplex burkolóból és a gyorsan változó  $\exp(j\omega_c t)$  vivőjelből a (7.11) egyenlet szerint visszaállítható a sáváteresztő típusú RF jel.

$$x(t) = \Re\{[x_I(t) + jx_Q(t)]\exp(j\omega_c t)\} = \Re\{\tilde{x}(t)\exp(j\omega_c t)\} \quad (7.11)$$

A (7.11) egyenletet kanonikus alakban felírva kapjuk, hogy

$$x(t) = x_I(t) \cos(\omega_c t) - x_Q(t) \sin(\omega_c t) \quad (7.12)$$

A komplex burkoló használatának a következő előnyei vannak [30]:

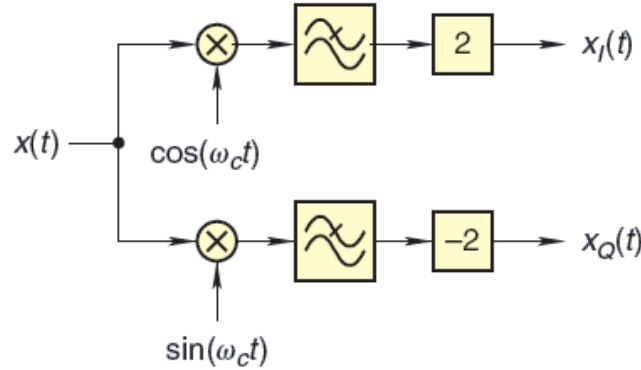
- az  $f_c$  középfrekvenciát leszámítva az alapsávi  $\tilde{x}(t)$  komplex burkoló hordozza az összes olyan információt, mellyel az RF sáváteresztő típusú jel is rendelkezik,
- a komplex burkolók elmélete egy reprezentáció, vagyis a komplex burkolóból az RF jel torzítás nélkül visszaállítható,
- a komplex burkoló biztosítja a digitális jelfeldolgozásnál az elérhető minimális mintavételi sebességet.

A komplex burkoló alkalmazásának negatívuma, hogy a valós és a képzetes összetevőket feldolgozó áramköröknek teljesen együtt kell futniuk amplitúdóban és fázisban, valamint minden jelfeldolgozást transzformálni kell a komplex burkolók tartományába. Ezek a problémák ma már jól megvalósíthatók az IC tervezés során alkalmazott technológiákkal.

Habár a Hilbert transzformáció matematikailag jól leírja az egy oldalsávú spektrummal rendelkező analitikus jel létrehozását, azonban a gyakorlati megvalósításnál ennél egyszerűbb megoldást szoktak alkalmazni, melyet kvadratúra keverésnek nevezünk. A 7.2 fejezetben ezzel a megvalósítási móddal ismerkedünk meg.

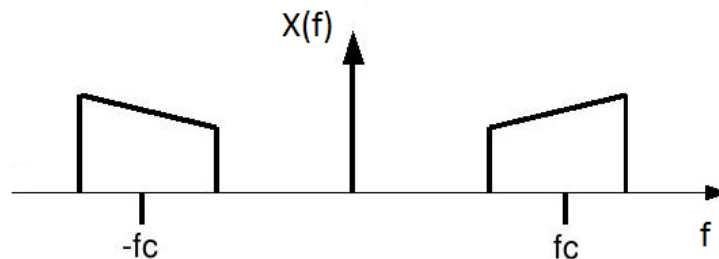
## 7.2 A komplex burkoló gyakorlati megvalósítása

Az  $x(t)$  RF sáváteresztő jelből az alapsávi  $\tilde{x}(t)$  komplex burkoló létrehozását a 7.4. ábrán látható vevő áramkör végzi el. [30]



7.4. ábra: A komplex burkoló előállítása a sáváteresztő rádiófrekvenciás jelből

A sávkorlátozott RF jelből létrehozott alapsávi jel komplex, viszont a valós fizikai rendszereknél nem tudunk előállítani komplex jeleket. Ezért a blokkvázlatot megvalósító áramkörben a komplex burkoló  $x_I(t)$  valós és  $x_Q(t)$  képzetes összetevőit kettő, egymással párhuzamosan futó jelfeldolgozási ággal oldják meg. A sáváteresztő rádiófrekvenciás jelből egy ún. *kvadratúra keverővel* hozzuk létre a valós és képzetes ágakat. A működés megértéséhez vegyük a 7.5. ábrán látható sáváteresztő típusú,  $f_c$  vivőfrekvenciájú és  $B$  sáv szélességű RF jelet. Mivel egy valós jelről van szó, ezért a spektruma szimmetrikus. [14]

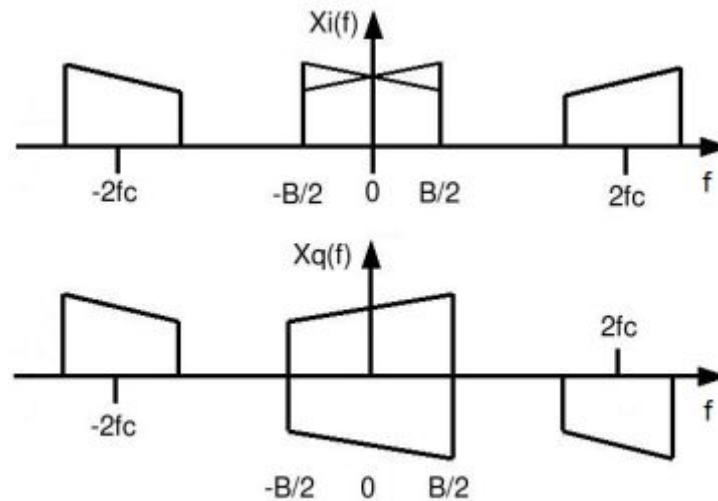


7.5. ábra: A sáváteresztő típusú RF jel spektruma

A párhuzamos ágakban a szorzók a bemenő sávkorlátozott jelet a valós ágánál koszinuszos, a képzetes ágánál szinuszos vivőfrekvenciájú jellel szorozzák be. Az egymáshoz képest 90 fokkal eltolt vivőfrekvenciás jeleket egy lokális oszcillátor állítja elő. A keverés eredményeként a kimeneti jel tartalmazni fogja az RF jel és az oszcillátor frekvenciájának összegét és különbségét is. Ezt a folyamatot



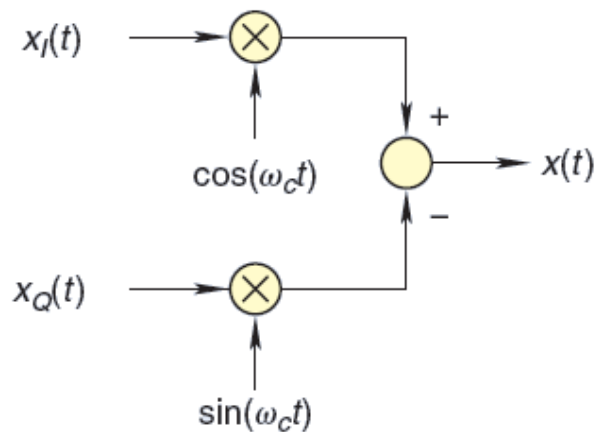
frekvenciatranszponálásnak nevezzük. [33] Ha a keverő bemeneteire azonos  $f_c$  frekvenciájú jeleket kapcsolunk, akkor a keverés során keletkezett jel alapsávi, illetve  $2f_c$  frekvenciakomponenseket fog tartalmazni. A 7.6. ábrán az  $x_I(t)$  valós és  $x_Q(t)$  képzetes részt láthatjuk a frekvenciatartományban.



7.6. ábra: A valós és képzetes rész spektruma

Viszont a folyamat szempontjából az alapsávi frekvenciatartomány a lényeges, ezért a jelből a  $2f_c$  komponenst aluláteresztő szűrőkkel távolítjuk el. A keverés során létrejövő nem kívánatos frekvenciát tükörfrekvenciának nevezzük. Végül az alapsávi komplex burkoló jelkondicionáló erősítőn áthaladva az A/D átalakítók bemeneteire kerül.

A sáváteresztő típusú rádiófrekvenciás jel komplex burkolókból történő létrehozását a (7.12) egyenlet írja le. Az átalakítást megvalósító adó blokkvázlatát a 7.7. ábra szemlélteti. [30]



7.7. ábra: A sáváteresztő jel létrehozása a komplex burkolóból

A sáváteresztő RF jel létrehozásakor a D/A átalakítók felől érkező alapsávi jelet egy kvadratúra keverőre vezetjük, amely felkeveri a komplex jelet  $f_c$  vivőfrekvenciára. Az  $f_c$  vivőfrekvenciát egy helyi oszcillátor állítja elő, melynek jelét az in-phase ágban lévő keverőbe fázistolás nélkül, míg a quadrature ágban lévő keverőnél a 90 fokos fázistolással kapcsoljuk. Végül az összeadó áramkör előjelhelyesen összeadja a két párhuzamos ágot.

Az adó és a vevő blokkvázlatát tanulmányozva azt is mondhatjuk, hogy a 7.7. ábrán látható összeállítás modulátorként, a 7.4. ábrán lévő pedig demodulátorként viselkedik, mivel az in-phase ágot koszinuszos vivőfrekvenciával, a quadrature ágot pedig szinuszos vivőfrekvenciával moduláljuk, illetve demoduláljuk. Ezért ezt a módszert IQ modulációnak/demodulációnak is nevezzük. A két párhuzamos, fáziskvadratúrában lévő ág nem befolyásolja egymást, az értékük egymástól függetlenül változhat.

A 7.4. és 7.7. ábrákon látható blokkvázlatok áramköri implementálására két módszert szoktak alkalmazni: az egyik módszer az, mikor a rádiófrekvenciás jelből egy CMOS technológián alapuló IC közvetlen keveréssel (zero-IF) valósítja meg a komplex burkolók elméletét, míg a másik módszer esetében az RF frekvenciából lekeveréssel létrehozott alacsonyabb frekvenciából (low-IF) hozzák létre az FPGA alapú digitális átalakítók (Upconverter és Downconverter) az alapsávi jelet.

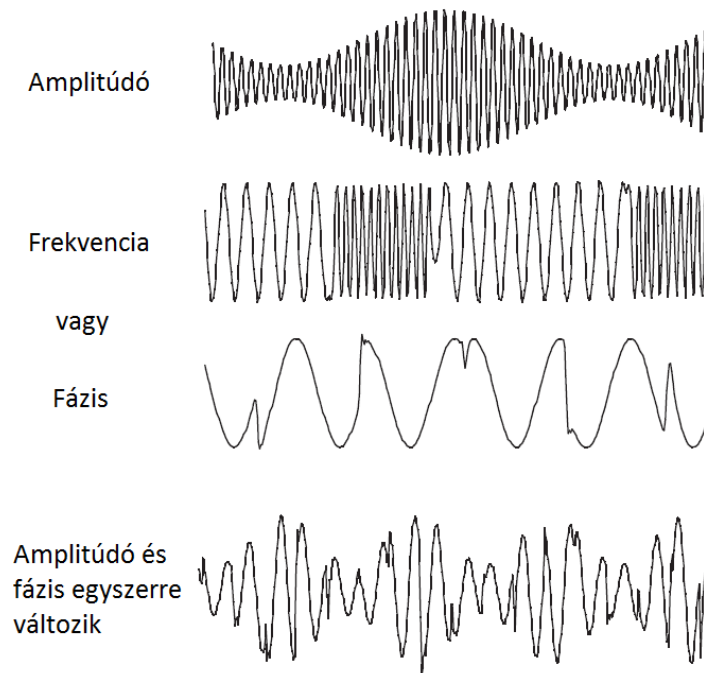
A 7.4 fejezetben vizsgáljuk meg részletesebben, hogy a funkcionális teszt példaalkalmazásban milyen rádiófrekvenciás mérő és jelgeneráló eszközöket használtunk fel.

### 7.3 Az IQ jelreprezentáció értelmezése

A különböző modulációs eljárásoknál általában az

$$x(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (7.13)$$

alakú szinuszos vivőjelet alkalmaznak az információk továbbítására. A szinuszos vivőjel három fő paraméterét, az  $A$  amplitúdóját, az  $f_c$  frekvenciáját és a  $\theta$  fázisát módosíthatja a modulációs eljárás azért, hogy a vivő információt hordozhasson. Amplitúdó Moduláció (AM) esetén a vivőjel amplitúdójának, Frekvencia Modulációnál (FM) a vivő frekvenciájának, a Fázis Modulációnál (PM) a vivő fázisának a megváltozása hordozza az információt. A fázis és a frekvencia moduláció is a szögmodulációk kategóriájába sorolható, ezért azonos moduláló frekvencia esetén a két modulációs eljárás megegyezik egymással. [34]

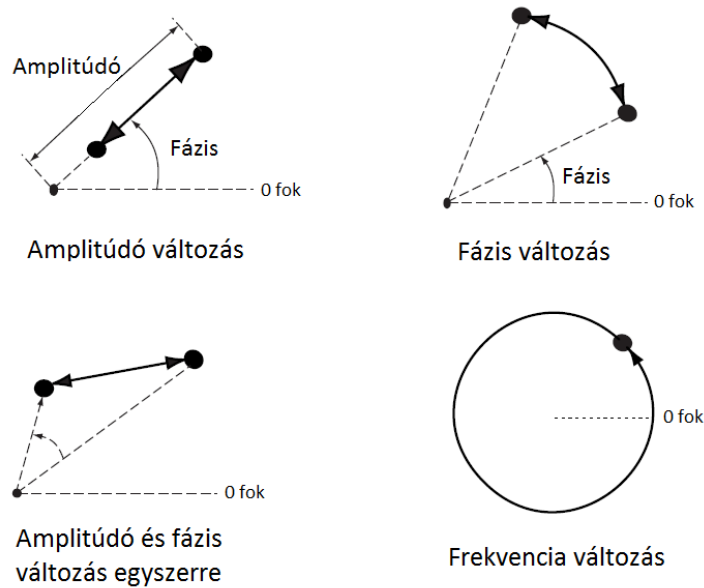


7.8. ábra: Vivő paraméterváltozásának információhordozó képessége

Előfordul olyan eset is (pl. kvadratúra amplitúdó moduláció, QAM), mikor a vivőjel amplitúdójának és fázisának egyidejű változása hordozza az információt. Egy ilyen rádiófrekvenciás jelet viszont nehéz előállítani, illetve detektálni, ezért a gyakorlatban a jelet a már megismert módon két független, ortogonális részre osztják fel, az I és a Q ágra.

Az amplitúdó és a fázis legegyszerűbben polárkoordináta rendszerben jeleníthető meg, ahol a sík minden pontját egy szög és egy távolság adat ad meg. Tehát

a polárkoordináta rendszerben a szögnek a fázis, a távolságnak az amplitúdó, a frekvenciaváltozásnak pedig a síkban mozgó pont körfrekvenciája felel meg. [31]



**7.9. ábra: A vivő paramétereinek változása polárkoordináta rendszerben**

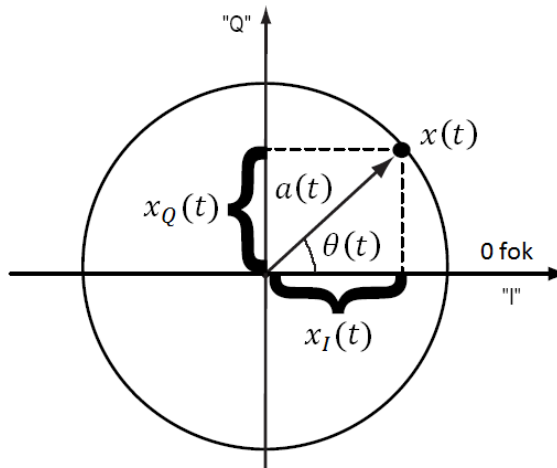
Írjuk fel a komplex burkolót polárkoordinátás alakban:

$$\tilde{x}(t) = x_I(t) + jx_Q(t) = a(t)\exp[j\theta(t)] \quad (7.14)$$

Helyettesítsük be a (7.11) egyenletbe a (7.14) egyenletet. Ekkor megkapjuk a sáváteresztő RF jel polárkoordinátás alakját.

$$\begin{aligned} x(t) &= \Re[\tilde{x}(t) \exp(j\omega_c t)] = \Re[a(t) \exp(j[\omega_c t + \theta(t)])] = \\ &= a(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)] \end{aligned} \quad (7.15)$$

A 7.10. ábra a komplex burkoló algebrai alakban felírt  $x_I(t)$  valós és  $x_Q(t)$  képzetes része, valamint polárkoordinátákban megadott  $a(t)$  amplitúdója és  $\theta(t)$  fázisszöge közötti összefüggést szemlélteti. [31]

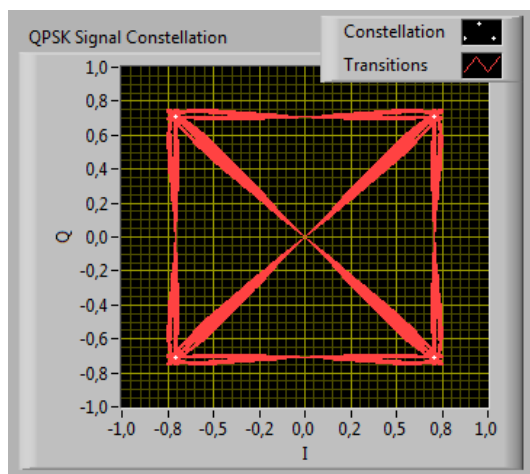


**7.10. ábra: A komplex burkoló algebrai és polárkoordinátás alakja közötti kapcsolat**

Digitális modulációnál a vivő modulált jellemzőjét az alapsávi jel diszkrét értékek között kapcsolgatja, ezért a digitális modulációs eljárásokat amplitúdó-, frekvencia-, valamint fázisbilleentyűzésnek, vagy gyakrabban ASK, FSK, PSK modulációnak nevezik. Kvadratúra modulációknál a vivőjel egyszerre egynél több bitnyi információt képes hordozni, vagyis a sávszélesség kihasználás szempontjából sokkal jobbak az egyszerű digitális modulációs eljárásoknál. A kvadratúra azt jelenti, hogy a jel olyan fázisállapotok között változik, melyek egymástól 90 foknyira vannak. A vivőjel fázishelyzete 90 fokos ugrásokkal lép  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $-45^\circ$ , vagy  $-135^\circ$  fok valamelyikébe. A 90 fokos ugrások miatt könnyen lehet előállítani kvadratúra modulált jeleket IQ modulátorokkal. [31]

A funkcionális teszt példaalkalmazásban a rádiófrekvenciás eszköz tesztelésékor kvadratúra fázisbilleentyűzött (Quadrature Phase-Shift Keying, QPSK) jelet is használtam. QPSK moduláció esetén az állandó amplitúdójú vivő fázisa 90 fokos ugrásokkal változik. A QPSK modulált jel előállításához kettő I és kettő Q érték szükséges, ami szimbólumként kettő bitet jelent. Négy állapota létezik, mivel  $2^2 = 4$ .

Tehát a digitális modulációkat könnyen elvégezhetjük IQ modulátorokkal. A legtöbb digitális modulációs eljárás a hasznos információt az IQ síkon diszkrét értékekhez kötve ábrázolja. Ezeket a pontokat hívjuk konstellációs pontoknak. A funkcionális teszt során az USRP2 által előállított QPSK modulált jel konstellációs ábráját láthatjuk a 7.11. ábrán.



7.11. ábra: QPSK jel konstellációs ábrája

Ahogy a jel az egyik pontból a másik felé halad, egyidejű amplitúdó-, és fázisváltozás következik be. Hogy ezt elérjük egy amplitúdó modulátorral és egy fázis modulátorral, az nehéz és bonyolult feladat. Ugyanakkor az egyidejű amplitúdó-, és fázismoduláció könnyen elvégezhető egy IQ modulátorral.

Az IQ modulátorok a digitális modulációkon kívül hatékonyan alkalmazhatóak az analóg modulációs eljárások (AM, PM, FM) megvalósítására is. [30]

Amplitúdó moduláció esetén a moduláló jel „beburkolja” az RF vivőt, aminek hatására a vivőjel amplitúdója az alapsávi jel ütemében változik. Komplex burkolók esetében ez a következőképpen néz ki:

$$a(t) = |\tilde{x}(t)| = \sqrt{x_I^2(t) + x_Q^2(t)} \quad (7.16)$$

Fázis modulációnál az RF vivőjel fázisa változik a moduláló jelnek megfelelően, melyet a (7.17) egyenlet ír le.

$$\theta(t) = \arctan\left[\frac{x_Q(t)}{x_I(t)}\right] = \Im(\ln[x(t)]) \quad (7.17)$$

Frekvencia modulációnál pedig a vivőjel fázisának idő szerinti deriváltja hordozza az információt.

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \arctan\left[\frac{x_Q(t)}{x_I(t)}\right] \right) \quad (7.18)$$

## 8 Az USRP2 modul funkcionális tesztjének megvalósítása

A 6.2. fejezetben ismertetett elektronikai tesztelési eljárások megvalósításának példaként létrehoztam egy olyan programrendszert, amely egy szoftver definiált működésű rádiós adatátviteli egykőz, egy USRP2 modul adó oldali funkcionális analízisét automatizáltan hajtja végre. A 8.1 és 8.2 fejezetben ismertetem a tesztelendő termék, illetve a tesztelésre felhasznált műszer felépítését, a 8.3 fejezetben pedig a funkcionális tesztet végrehajtó program működését mutatom be.

### 8.1 Az USRP2 modul felépítése

A vezeték nélküli hálózatok területén sokféle szabvány létezik, melyek mindegyike más-más specifikus hardver megvalósítást igényel. A szoftverrádió (Software Defined Radio, SDR) célja, hogy a rádiót megvalósító hardverek sokféleségét csökkentse, így lehetővé téve, hogy egyetlen hardver felhasználásával elérhető váljanak a különböző kommunikációs technológiákat alkalmazó vezeték nélküli hálózatok. A hardver működését számítógépen futó szoftverből tudjuk újrakonfigurálni. Egy ilyen rádiós hardver az USRP2 (Universal Software Radio Peripheral), amely nyílt forráskódú (a termék weboldalán megtalálhatóak a kapcsolási rajzok, illetve programok) és kedvező árú egy mikrohullámú műszerhez képest, ezért oktatási és kísérleti célokra kiválóan alkalmas.

Szoftver oldalról a szoftverrádió rendszer kialakításához rendelkezésünkre állnak különböző programok, mint például az ingyenesen használható, nyílt forráskódú Python nyelven írt GNU Radio alkalmazás, vagy a National Instruments honlapjáról letölthető LabVIEW driver.



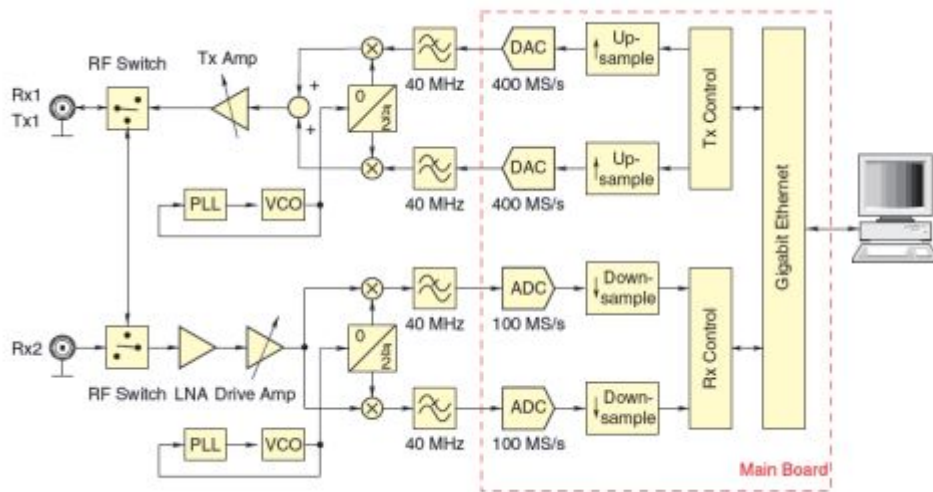
8.1. ábra: Az USRP2 modul előlnézetből

Az USRP2 modulról készült fényképek láthatunk a 8.1. ábrán. Az USRP2 egység a sáváteresztő típusú RF jelek ekvivalens alapsávi jelfeldolgozásán alapul. Mindegyik USRP2 tartalmaz egy adót (TX) és egy vevőt (RX), melyek a 7.5. és 7.7. ábrán látható módon a komplex burkolók elvén működnek. A modulban a nagy sebességű adatfeldolgozást igénylő interpolálást és decimálást az alaplapon található programozható logikai áramkör, egy FPGA valósítja meg. Az alapsávi, digitalizált komplex burkolón a hullámforma specifikus, modulációs és demodulációs műveleteket pedig az USRP2 modult vezérlő host számítógép végzi el. [30]

Az USRP2 modul hardverének blokkvázlatát a 8.2. ábrán látjuk. Az USRP2 két részből épül fel: az FPGA-t, a D/A átalakítót, az A/D átalakítót, valamint a Gigabit Ethernet interfészt tartalmazó ún. motherboard-ból, és a kétirányú rádiófrekvenciás-alapsávi átalakítást végző cserélhető adó-vevő kártyából, melyet daughterboard-nak hívnak. [30] A gyártó honlapján különböző frekvenciasávokra tervezett RF daughterboard kártyákat lehet vásárolni, ezáltal igen eltérő felhasználási területeken is alkalmazhatóvá válik az eszköz. A rendelkezésre álló USRP2 modul egy XCVR2450 típusú daughterboard-al van szerelve, amely a 2,4-2,5 GHz, illetve a 4,9-5,9 GHz-es frekvenciatartományokban alkalmazható.

Az USRP2 modul Gigabit Ethernet interfészen keresztül kapcsolódik a számítógéphez. Az Ethernet interfész közeghozzáférés-vezérlő (MAC) réteget az FPGA-ban futó nyílt forráskódú, előre definiált áramkör, ún. IP core valósítja meg. Az interfész fizikai rétegében az Ethernet keretek küldését és fogadását egy National Semiconductor által gyártott áramkör, az ún. PHY chip végzi el. A digitális jelfeldolgozásra optimalizált Xilinx Spartan 3 típusú FPGA feladata, hogy az Ethernet keretből adás esetén kinyerje, illetve vétel esetén beépítse a keretbe az alapsávi komplex burkoló valós és képzetes összetevőit. [35] Ezen kívül az FPGA vezérli a hardver többi részét, valamint végrehajtja az alapsávi jel újramintavételezését, vagyis adásnál túlmintavételezi (Upsampling) az alapsávi jelet, vételnél pedig a minták számát csökkentve alulmintavételezést (Downsampling) hajt végre. [30] Az újramintavételezésre a véges számítási kapacitás miatt van szükség. A funkcionális teszt implementálása során azt tapasztaltam, hogy így is elég nagy processzor kapacitást igényel az USRP2 modul számára a minták generálása és a beérkezett minták feldolgozása.





8.2. ábra: Az USRP2 modul blokkvázlata

Az USRP2 modult vételi oldalról megközelítve a sáváteresztő RF jelek fogadására találunk kettő SMA csatlakozót, mivel az eszköz simplex és duplex módban is tud üzemelni. A két rádiófrekvenciás (GaAs) kapcsoló választja ki Rx1 és Rx2 csatlakozók közül, hogy melyik fog a vevő bemenetére csatlakozni. A vett jelet egy kiszajú erősítőfokozatra (LNA) vezetjük, melynek szerepe kettős: minimalizálja a vevő zajtényezőjét (Noise figure), valamint a meghajtó erősítővel (Drive Amp) közösen a jelszint növelésével illesztik a vett jelet az A/D átalakító bemeneti feszültségtartományához. A meghajtó erősítővel állítható programból a jel erősítésének mértéke. A jelszint illesztésre az A/D átalakítónál azért van szükség, hogy a maximális dinamika tartomány kihasználásával minimalizáljuk a kvantálási zajt, valamint elkerüljük a nemlineáris torzításokat. [30] A meghajtó erősítő kimenete a kvadratúra keverőre kerül, ahol előáll az RF jel alapsávi komplex burkolója. Az alapsávi jel előállítását a rádiófrekvenciás analóg ki-, és bemenetekkel rendelkező MAX2829 típusú adó-vevő IC állítja elő. A 40 MHz törésponti frekvenciájú aluláteresztő szűrő kiszűri a transzponálásakor keletkezett tükörfrekvenciát és egyúttal megakadályozza, hogy az A/D konverter bemenetére a mintavételi frekvenciánál nagyobb frekvenciájú jel kerüljön (anti-aliasing filter). A szűrés után a komplex I/Q komponensek a 14 bit felbontású és 100 MS/s mintavételi sebességű A/D átalakítóra kerülnek. Ezután az A/D konverter által létrehozott minták számát alulmintavételezéssel (decimálással) le kell csökkenteni a Gigabit Ethernet által elküldhető mennyiségűre. Az alulmintavételezést egy fésűszűrő jellegű digitális decimáló szűrő (Cascaded Integrator Comb Filter, CIC) oldja meg, amely csak bizonyos frekvenciákhoz tartozó mintákat enged át, a többit kiszűri. [36]

Végül a digitalizált I/Q jelmintákat elküldjük a host számítógép felé további jelfeldolgozásra.

Az USRP2 modulnál az adás folyamata a host számítógépnél kezdődik, ahol a programban létrehozuk a modulált hullámformákat tartalmazó alapsávi komplex burkolót. A számítógép az I/Q komponenseket Gigabit Ethernet interfészen küldi el az USRP2-ben található FPGA felé. Ezután az FPGA a D/A átalakító sebességéhez igazítva felülminta vételezéssel megnöveli a kapott adatok mintavételi sebességét. A felülminta vételezés során az alapsávi minták egy inverz CIC szűrőre kerülnek, amely után a keletkezett minták interpolációja történik. [36] A felülminta vételezés után az I/Q komponensek a 16 bit felbontású és 400 MS/s mintavételi sebességgel működő D/A átalakítókra kerülnek, melyekből az átalakítás végén létrejön az analóg alapsávi komplex burkoló valós és képzetes része. Az analóg jelek ezután egy 40 MHz törésponti frekvenciájú korrekciós aluláteresztő szűrőkre (anti-imaging filter) kerülnek, amelyek eltávolítják a jelből a mintavételezés miatt kialakuló spektrumkomponenseket, ezáltal korlátozzák az alapsávi jel sáv szélességét. A alapsávi komplex burkoló szűrés után a kvadratúra keverőfokozatra kerül, amely a lokális oszcillátor segítségével előállítja a komplex burkoló sávkorlátozott rádiófrekvenciás megfelelőjét. A kvadratúra keverő, az összeadó fokozat és az oszcillátor is a MAX2829 típusú IC-ben található meg, ahol az oszcillátor frekvenciáját külső passzív alkatrészekkel lehet beállítani. [37] Az összeadó áramkör kimenete egy erősítőre kerül, melynek erősítési tényezője programból vezérelhető. A sávkorlátozott RF jel a Tx1 jelű SMA csatlakozón érhető el.

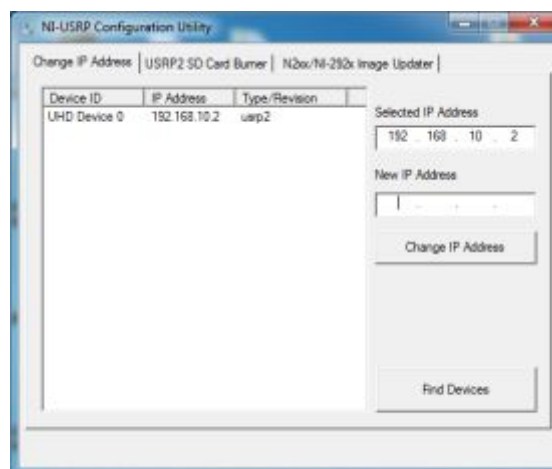


8.3. ábra: RF daughterboard kártya



**8.4. ábra: Az USRP2 alaplapi motherboard kártyája**

Ahhoz, hogy használni tudjuk LabVIEW-ban az USRP2 modult, le kellett tölteni és fel kellett telepíteni a host számítógépre az eszközhöz tartozó drivert. Ezen kívül szükségünk lesz egy SD kártyára, mivel az FPGA-n futó program a könnyebb firmware frissítés érdekében külső memóriakártyán foglal helyet. Minden bekapcsolásnál az USRP2 az SD kártyáról betölti az FPGA-ra a firmware-t. A memóriakártya kiválasztásánál azonban figyelni kell, mivel nem mindegyik gyártó kártyája kompatibilis az USRP2-vel. A feltelepített programok közül az NI-USRP Configuration Utility nevű programmal lehet feltölteni az SD kártyára az USRP2 firmware-ét.



**8.5. ábra: USRP Configuration Utility**

A Configuration Utility programban a Find Devices gomb lenyomásával tudjuk ellenőrizni a kapcsolatot a számítógép és a periféria között. A New IP Address mezőben az USRP2 default IP címét lehet megváltoztatni. A sikeres működés érdekében a következő IP címeket érdemes beállítani:

<b>Eszköz</b>	<b>IP cím</b>
Számítógép IP cím	192.168.10.1
Számítógép alhálózati maszk	255.255.255.0
USRP2 default IP cím	192.168.10.2

Az USRP2 UDP-t használ a komplex burkolók Gigabit Ethernet-en történő továbbítására, ezért előfordulhat, hogy a számítógépre telepített tűzfal blokkolja az adatforgalmat.

A modul előlapján található MIMO bővítőnek köszönhetően akár nyolc USRP2-ből álló MIMO (Multiple Input Multiple Output) antennarendszert lehet kialakítani.

Az USRP2 állapotát az előlapján elhelyezett zöld színű LED-ek jelzik. Az *A* LED az adási státuszt, a *B* a MIMO csatlakozón érzékelt másik eszközt, a *C* a vételi státuszt, a *D* a firmware betöltött állapotát, az *E* a lokális oszcillátor állapotát, és az *F* LED a tápfeszültség meglétét jelzi.

## **8.2 Az NI PXI-5661 vektor jelanalizátor kártya felépítése**

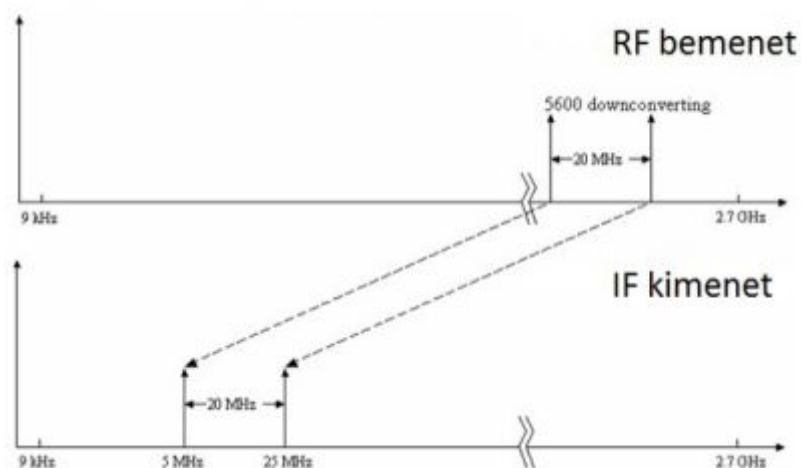
Az USRP2 modul adó oldali teszteléséhez a National Instruments cég PXI keretbe ágyazott NI PXI-5661 típusú vektor jelanalizátor kártyáját használtam fel. A kártya a komplex burkolóknál megismert párhuzamos IQ ágak miatt kapta a vektor elnevezést. A vektor jelanalizátor, mint ahogy a 8.6. ábrán is látható a valóságban két külön kártyából épül fel: az NI PXI-5600 Downconverter-ből és az NI PXI-5142 digitalizáló modulból áll.



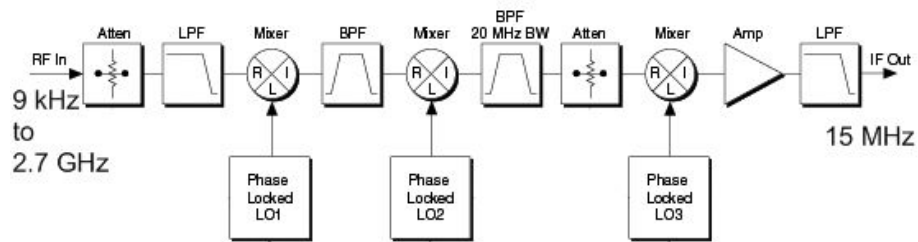
8.6. ábra: Az NI PXI-5661 vektor jelanalizátor kártya

A Downconverter feladata, hogy a rádiófrekvenciás jelet egy alacsonyabb frekvenciatartományba képezi le, melyből a digitalizáló kártya az A/D átalakítás után digitális úton hozza létre az alapsávi komplex burkolót.

A downconverter a bemenetére csatolt 9 kHz - 2,7 GHz frekvenciájú RF jelet egy 15 MHz-es ún. középfrekvenciára (röviden KF) ülteti át. A bejövő RF jeltől független frekvenciájú KF jel használata azért előnyös, mert az RF jel közvetlen digitális feldolgozásához túlságosan nagy és a jel frekvenciájától függően változó mintavételi sebességre lett volna szükség. Az átalakítás folyamatát a 8.7. ábrán láthatjuk.



8.7. ábra: Az NI PXI-5600 Downconverter működése



**8.8. ábra: Az NI PXI-5600 Downconverter egyszerűsített blokkvázlata**

A 8.8. ábrán látható Downconverter felépítése a szuperheterodin elvű vevőn alapul, amelyben a bemeneti RF jelből egy vagy több keverőfokozat állítja elő a középfrekvenciás jelet. A keverőfokozatok a helyi oszcillátorok jeléből és bemeneti jelből létrehozzák a két jel frekvenciájának összegét és különbségét is. A létrejött frekvenciakomponensek közül mindig csak az egyiket használjuk fel, a tükörfrekvenciának nevezett másik frekvenciát zavaró hatása miatt el kell távolítani.

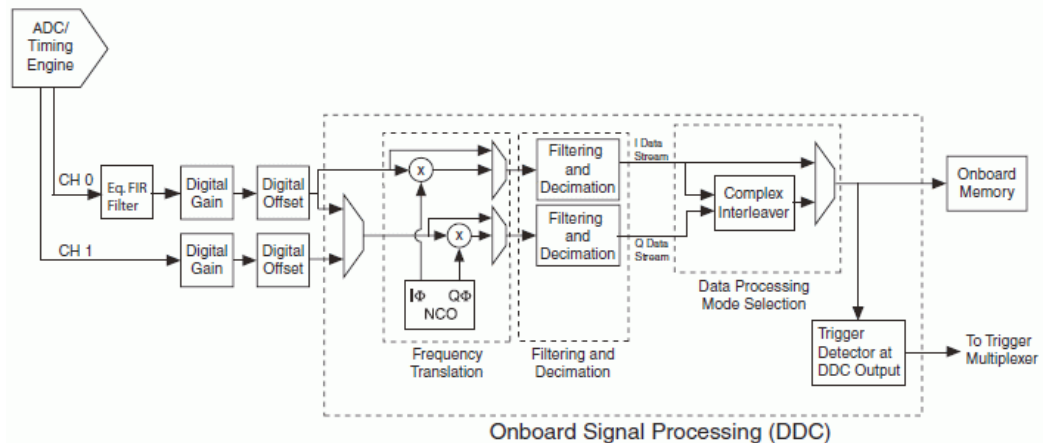
Az egyetlen keverőből álló szuperheterodin vevőnek rossz a tükörselektivitása, vagyis a tükörfrekvencia elnyomása. [38] Ezért a gyakorlatban legtöbbször több keverőből álló konstrukciót alkalmaznak. Az első, felkeverést végző fokozat lokális oszcillátora és a bejövő jel frekvenciája között nagy a különbség, ezáltal a tükörfrekvencia könnyedén kiszűrhető, mivel nagyon eltérő a hasznos jeltől. A következő, lekeverő fokozatok már egyre alacsonyabb középfrekvenciát állítanak elő, ahol már nagy meredekségű szűrőket lehet készíteni, valamint nagy erősítés érhető el. Az NI PXI-5600-ban három keverőfokozat található, amiért háromszor transzponált vevőnek nevezzük.

A Downconverter-ben a bemeneti rádiófrekvenciás jel egy csillapítón áthaladva egy aluláteresztő szűrőre kerül, mely kiszűri a 2,7 GHz feletti frekvenciatartományba eső komponenseket a jelből. Ezután a jel az első, felkeverést végző fokozatra kerül, ahol a nagy frekvenciájú lokális oszcillátor jelét és a bemeneti RF jelet transzponáljuk. Mivel az oszcillátor frekvenciája nagyobb a bemeneti RF jel frekvenciájánál, ezért nagy a keverő fokozat tükörfrekvencia elnyomása. A középfrekvenciából a két jel frekvenciájának különbségét egy sáváteresztő szűrővel nyomjuk el. A következő keverőfokozatban alacsonyabb frekvenciára keverjük le a jelet. Az oszcillátor és a bemeneti középfrekvenciás jel frekvenciája között már nincs akkora különbség, ezért a tükörfrekvencia és a hasznos jel frekvenciája is közelebb helyezkedik el egymáshoz, ami megnehezíti a szűrést. Viszont a kis kimeneti középfrekvencia miatt igen nagy selektivitású és jó minőségű szűrőt lehet készíteni. Érdemes megjegyezni, hogy a

Downconverter 20 MHz-es sávzélességét is ez a sáváteresztő szűrő határozza meg. Az utolsó szorzóáramkör a jelet 15 MHz-re keveri le. A középfrekvenciás jel végül az erősítőn keresztül egy aluláteresztő szűrőre kerül, amely kiszűri az IF jelből a transzponálásakor keletkezett magasabb frekvenciás összetevőt.

A Downconverter-rel előállított középfrekvenciás jel az NI PXI-5142 digitalizáló kártya bemenetére kerül. A digitalizáló modul feladata, hogy a középfrekvenciás jel AD konvertálása után a digitalizált jelből állítsa elő a komplex burkolót. A kártya blokkvázlatát a 8.9. ábrán láthatjuk. A kártya legfontosabb része a digitális jelfeldolgozást végző digitális lekeverő modul (Digital Down Converter, DDC).

A gyorsabb és komplexebb, több kapuból álló FPGA-k megjelenésével új lehetőségek nyíltak meg a digitális jelfeldolgozás területén. A DDC modul feladatainak elvégzésére nagy integráltságú és feldolgozó képességű integrált áramkör szükségeltetik, ezért valószínűleg az NI PXI-5142 digitalizáló kártyában is egy FPGA, vagy egy vele megegyező tulajdonságú cél IC, ún. ASIC (Application Specific IC) található.



**8.9. ábra: Az NI PXI-5142 blokkvázlata**

A digitalizáló kártya két bemeneti csatornával (CH0 és CH1) rendelkezik, de az NI PXI-5661 vektor jelanalizátor esetén csak a CH0 csatorna használható. Első lépésben a kártyán található 14 bit felbontású és 100 MS/s mintavételi sebességű A/D átalakító digitalizálja a középfrekvenciás jelet. A digitalizált jel ezután egy aluláteresztő FIR szűrőre kerül, amely eltávolítja a jelből a középfrekvenciánál magasabb frekvenciájú spektrumkomponenseket. A digitális jelerősítő és késleltető fokozat után a



jel a digitális IQ demodulátort megvalósító digitális lekeverő modulba (Digital Down Converter, DDC) jut.

A *DDC Frequency Translation* részében történik a már megismert kvadratúra keverés. A számvezérlésű oszcillátor (Numerically Controlled Oscillator, NCO) hozza létre a koszinuszos és a szinuszos vivőfrekvenciákat a szorzók számára. Az NCO által címzett memóriából a digitális szinusz és koszinusz minták szorzódnak össze a bemeneti jel mintáival digitálisan. Az oszcillátor és az IF jel transzponálásából létrejön a két jel összege és különbsége. [39]

A *Filtering and Decimation* részénél első lépésben egy lineáris fázisú aluláteresztő szűrővel kiszűrjük a keverés során keletkezett nemkívánatos magasabb frekvenciájú tükörfrekvenciákat a komplex burkolóból, valamint a mintavételezés során kialakult spektrumkomponenseket is ez a szűrő távolítja el. [39] Így már decimálással, a spektrum-átlapolódás veszélye nélkül tudjuk lecsökkenteni a mintavételi frekvenciát.

A *Data Processing Mode Selection* részben ki tudjuk választani programból, hogy komplex vagy csak a valós alapsávi jelet szeretnénk feldolgozni. Valós üzemmódban csak az I ág tartalma kerül feldolgozásra, míg komplex üzemmód esetén az I és a Q ág adatai összeláncolva kerülnek eltárolásra a digitalizáló kártya memóriájába. Az adatokat a memóriából háromféle módon olvashatjuk ki: 2 dimenziós komplex tömbként, összeláncolt 1 dimenziós tömbként, vagy a két ágat külön egy-egy tömbben elhelyezve. [36]

A digitalizáló egység 2 GS/s ekvivalens és 100 MS/s valós idejű mintavételi sebesség érhető el. Ez azt jelenti, hogy 100 MS/s feletti mintavételi sebesség puffereléssel és szoftveres jelfeldolgozással érhető el, ami jelentősen lassabb a DDC-nél.

### **8.3 A funkcionális tesztet megvalósító programrendszer felépítése**

Az USRP2 modul adó oldali funkcionális analízisét LabVIEW 2011 fejlesztőkörnyezetben valósítottam meg. A teszt során az USRP2 modul először azonos jelteljesítmény mellett eltérő vivőfrekvenciájú, majd egy kitüntetett vivőfrekvencián eltérő jelteljesítményű modulálatlan szinusz jeleket állít elő. Közben a mérést végző számítógép a jelanalizátor kártya segítségével az USRP2 modul által kiadott jelek



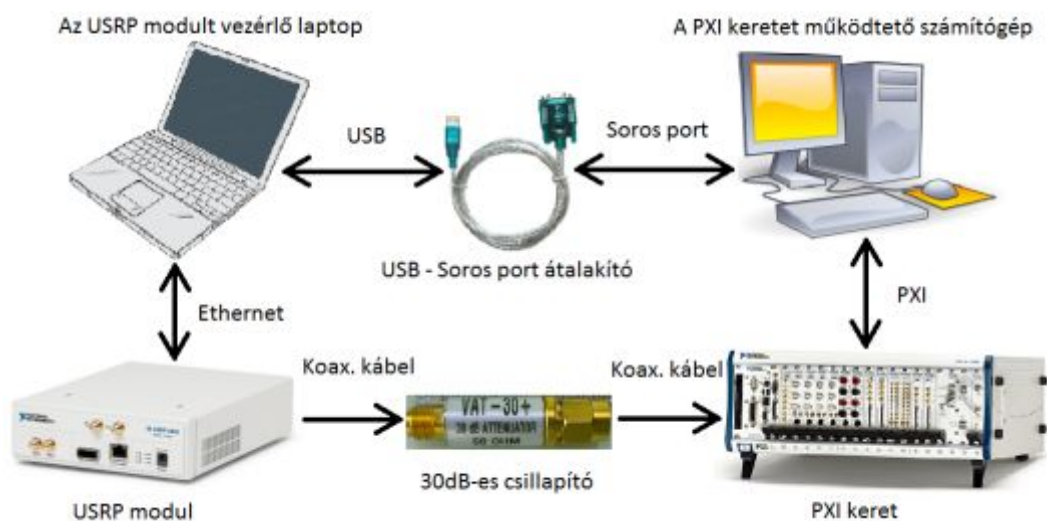
teljesítményspektrumából meghatározza a vivőfrekvenciák és erősítések értékét. A programrendszer a szinusz jelek vivőfrekvenciáját és a jelteljesítményét is 5-5 pontban, a felhasználó által beállítható értékeknél tudja megmérni. A jelerősség mérésénél a beállított és a mért jelteljesítmény különbsége a beállított jelteljesítmény függvényében a *Deviation* diagramról olvasható le. Így megállapítható az USRP2 modulban található kimeneti erősítő linearitása. A funkcionális teszt utolsó lépéseként az USRP2 egység egy kvadratúra fázisbillentyűzéssel modulált jelet hoz létre, melyet a jelanalizátor kártyát vezérlő számítógép demodulál és felveszi a vett jel szemábráját. A mérési feladatok végeztével a nyomonkövethetőségi követelményeknek eleget téve a beállított és mért paramétereket, valamint a mérési grafikonokat a PXI keretet vezérlő számítógépen futó program automatikusan elmenti egy Excel munkalap alapú jegyzőkönyvbe.

A mérési összeállítást a 8.10. ábrán láthatjuk. Az USRP2 egységet Gigabit-es Ethernet interfészen keresztül lehet vezérelni, és mivel a PXI keretet vezérlő asztali számítógép alaplapba integrált 100Mbit-es Fast Ethernet hálózati interfésszel volt ellátva, ezért az USRP2-vel történő kommunikációra ez nem volt alkalmas. A tanszék laborjában rendelkezésre állt egy újabb, Windows 7 operációs rendszert támogató alaplappal szerelt, Gigabit-es Ethernet interfésszel rendelkező asztali PC is, melybe át lehetett volna telepíteni a PCI-PXI kártyát. Viszont a National Instruments honlapján az olvasható, hogy a PXI keretben lévő MXI-3 interfész kártyában az NI által kifejlesztett PCI-PCI bridge található, melyet nem támogat a Windows 7. Ezen okok miatt az USRP2 egység vezérlését egy Gigabit Ethernet interfésszel rendelkező lappal oldottam meg.

Mindkét számítógépen egy-egy LabVIEW-ban implementált program fut, melyek parancsok és adatok küldésével és fogadásával kommunikálnak egymással. Ehhez a két számítógépet hálózatba kellett kötni, amely az egyik legegyszerűbben soros port használatával oldható meg. Manapság az általános felhasználásra szánt számítógépeken a soros port szerepét a gyorsabb és felhasználó barátabb USB vette át, ezért az USRP2 modult vezérlő lapon sem találunk soros portot. Ezt a problémát USB-soros port átalakító használatával lehet kiküszöbölni. Az átalakító kábel soros port csatlakozójánál található integrált áramkör a driverek feltelepítése után az USB CDC (Communication Device Class) eszközosztályt felhasználva virtuális soros portot hoz létre.

Az USRP2 modul kimenete egy 30 dB-es csillapítón keresztül van összekötve a PXI keretben található NI PXI-5661 vektor jelanalizátor kártyával. A csillapító használatával elkerülhető a vektor jelanalizátor +30dBm érzékenységgű bemenetének a túlvezérléséből fakadó meghibásodása.

A PXI keret PXI buszon keresztül tartja a kapcsolatot a számítógéppel, amely a PCI busz kiterjesztésének tekinthető. A PXI busz három részre osztható: a számítógépben található PCI-PXI kártyára, a keretben elhelyezett PXI MXI-3 kommunikációs kártyára és a kettőt összekötő rézkábelre.



**8.10. ábra: Az USRP modul funkcionális tesztjének mérési elrendezése**

A számítógépeken futó programokat állapotgépes tervezési minta alapján valósítottam meg. Állapotgép alkalmazásának számos előnye lehet az egyszerű szekvenciális programozással szemben, például:

- megváltoztathatjuk az állapotok végrehajtási sorrendjét,
- megismételhetünk független állapotokat,
- feltételekkel megadható, hogy melyik állapotok fognak lejátszódni a program futásakor,
- az állapotok végrehajtása között is megállítható a program.



**8.11. ábra: Az állapotgép elvi felépítése**

A programok blokkdiagramjáról készült ábrákon látható, hogy a LabVIEW-ban az állapotgépnek egy while ciklusban elhelyezett case szerkezet felel meg, ahol minden egyes állapot egy külön case-ben kerül leprogramozásra. A case szerkezet selector terminálját legtöbbször egy, a lehetséges állapotok neveit tartalmazó enum típusú konstanssal szokás vezérelni. A ciklusok közötti adatátvitelért a while ciklus peremén található shift regiszterek a felelősek. A shift regiszterek inicializálása nagyon fontos, ugyanis az inicializálatlan shift regiszter a program újraindításakor megőrzi az előző programfutáskor felvett értékét.

A funkcionális tesztrendszerben szereplő hardverek használatához először fel kellett telepíteni a szükséges LabVIEW drivereket. Mindkét számítógépen a soros port használatához az NI VISA (Virtual Instrument Software Architecture) driverre volt szükség, amely egy közös programozói interfészt nyújt a különböző hardver interfészek elérésére. A driver feltelepítése után a Functions paletta Instrument *I/O* menüjében megjelennek a VISA, GPIB és Serial VI készletek, melyek közül most csak az utóbbira lesz szükségünk. A PXI keretben lévő NI PXI-5661 vektor jelanalizátor kártya driverének feltelepítése után megjelenik a Functions palettán az RFSA (Radio Frequency Signal Analyzer) API-hoz tartozó VI készlet, amely VI-ok segítségével különböző rádiófrekvenciás jelfeldolgozási feladatokat tudunk megvalósítani. Az USRP modulhoz is tartozik egy LabVIEW-s driver, melyet szintén az NI honlapjáról tudunk letölteni. Az NI-USRP 1.0 néven elérhető driver feltelepítése után a Functions paletta Instruments Drivers menü alatt NI-USRP néven található meg az USRP2 modulhoz tartozó VI készlet.

A tesztprogram implementálásához LabVIEW Toolkit-eket is kellett alkalmazni. A QPSK modulációhoz, demodulációhoz, szemábra rajzoláshoz a Modulation Toolkit,

míg az Excel munkalap megnyitásához, szerkesztéséhez pedig a Riport Generation Toolkit VI készletét használtam fel.

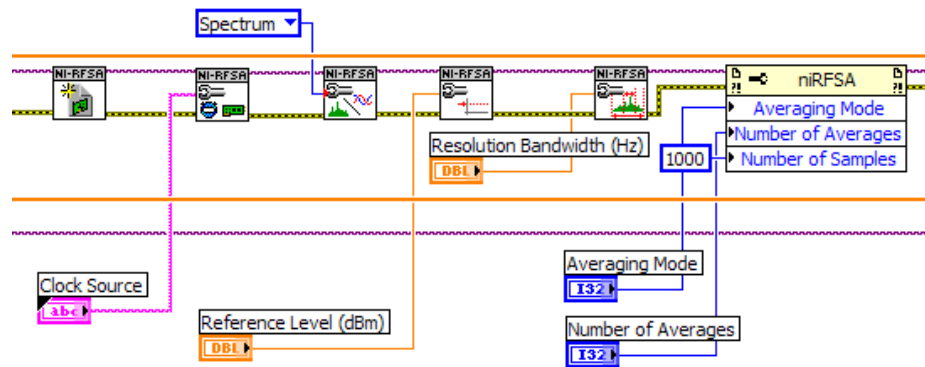
### 8.3.1 A PXI keretet vezérlő számítógépen futó program működése

A program működését leíró folyamatábrát az 1. sz. függeléken láthatjuk. A vektor jelanalizátor kártya tulajdonságai mellett az USRP2 modul paramétereit is ebben a programban tudjuk beállítani. A két program soros porton elküldött üzenetekkel kommunikál egymással. A folyamatábrán látható *Ciklusok száma* nevű vezeték értéke mondja meg, hogy melyik mérési folyamatnál jár éppen a programvégrehajtás. A ciklusszámláló értéke 0 és 12 között változhat.

A 2. sz. függeléken a program blokkdiagramját láthatjuk. A program állapotgépes tervezési sablon szerint lett megvalósítva. A folyamatábrán látható folyamatoknak az első folyamatot leszámítva a blokkdiagramon egy-egy case felel meg. Az állapotgéphez tartozó while ciklus addig fut, amíg a programvégrehajtás el nem éri az utolsó állapotot, illetve amíg le nem nyomjuk a stop gombot. A *Wait (ms)* function node-al 50 ms-os várakozást iktatunk be a ciklus iterációk közé, így be tudjuk állítani a while ciklus ismétlési frekvenciáját, mellyel processzor időt tudunk megspórolni. A while ciklusból kilépve lezárjuk az RFSA és a soros port adatvezetékeit, illetve megjelenítjük a front panelen a mért frekvencia és jelteljesítmény értékeket.

A 2. sz. függeléken látható, hogy a változók kezdeti értékeinek megadása után a default case-ben a soros port tulajdonságainak beállítása történik. A soros port adatátviteli sebességének 9600 baud értéket állítottam be. Ezután soros porton elküldjük az USRP2 modult vezérlő számítógépnek a *Start* sztringet, a vivőfrekvenciákat és az jelerősítést tartalmazó tömböket, valamint a szinusz jel és a QPSK modulált jel generálásához szükséges egyéb paramétereket. A soros porton sztring típusú szöveges üzeneteket lehet csak elküldeni, ezért a double típusú lebegőpontos paramétereket át kell alakítani sztring típusúakká. Az USRP2-t vezérlő számítógépen futó program egy while ciklusban várakozik mindaddig, amíg soros porton meg nem érkezik a *Start* sztring. Mivel egy üzenetben szeretnénk elküldeni a *Start* parancsot és az összes USRP2 inicializáló adatot, ezért egyetlen sztringbe kell összefűzni őket. Az üzenet fogadójának ezt az egyesített sztringet szét kell bontania és vissza kell alakítania a paramétereket double típusú változókká. Az összefűzött sztring felbontásának megkönnyítéséért a paramétereket szóköz választja el egymástól.

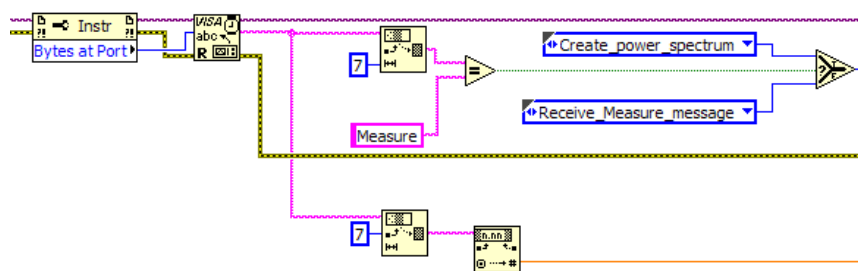
A soros port beállítása és a *Start* üzenet elküldése után a következő case-ben a vektor jelanalizátor kártyát spektrumanalizátorként konfiguráljuk fel.



8.12. ábra: A vektor jelanalizátor kártya beállítása

Ebben az állapotban tudjuk beállítani a spektrumanalizátor érzékenységet, a sáv szélesség felbontását, a jelből vett minták számát, valamint az átlagolási tulajdonságokat.

A folyamatábra *Measure parancs fogadása* állapotában a soros portról fogadunk adatokat: az USRP modult működtető számítógép *Measure* parancsára, illetve az általa kiszámolt jelsebességnek (symbol rate) a megérkezésére várunk. A soros port TX pufferéből kiolvassuk a kapott sztringet, és ha annak az első hét karaktere megegyezik a *Measure* konstanssal, akkor a program a következő állapotba lép. A *Measure* parancsot akkor küldi el a jelgenerálásért felelős számítógép, mikor az USRP TX kimenetén már stabilan megjelent a mérendő jel. A jelsebesség értékére pedig a QPSK demodulációnál lesz majd szükség.



8.13. ábra: Várakozás a Measure parancsra

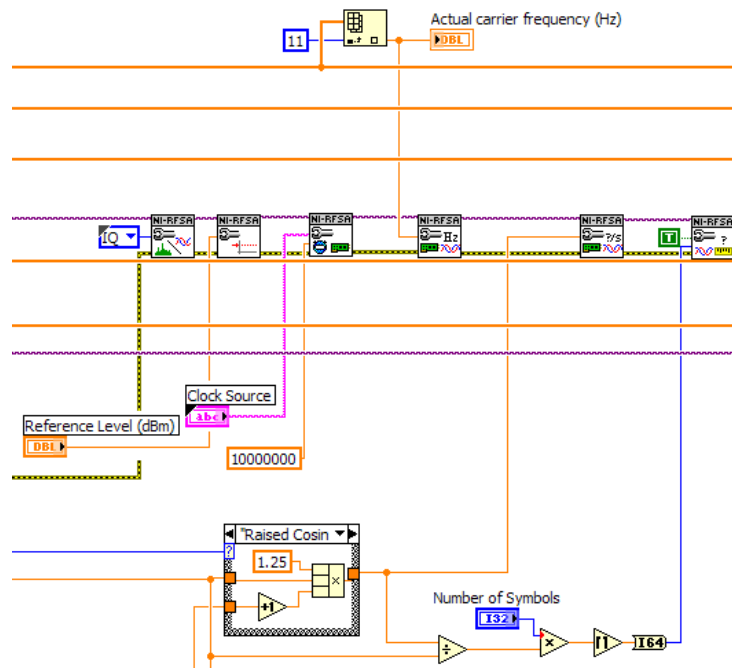
A 3. sz. függeléken látható case-ben először a virtuális spektrumanalizátor sáv szélességét (span) és center frekvenciáját állítjuk be. A center frekvenciát a frekvencia értékeket tartalmazó tömbből olvassuk ki tömbcímmel egy case szerkezetben, így a *Power Spectrum waveform graph*-on mindig az aktuális mérési

frekvenciához tartozó teljesítmény spektrumot látjuk a beállított frekvenciatartományban. A teljesítmény spektrumot előállító *niRFSA Read Power Spectrum* VI kimenete cluster típusú, amely tartalmazza a kiinduló frekvenciát ( $f_0$ ), a frekvencia léptéket ( $df$ ), valamint a különböző frekvenciaértékekhez tartozó jelteljesítményeket (*data*). A jelteljesítményeket tartalmazó tömbből csak a legnagyobb értékű elemre van szükségünk, ezért ezt az értéket minden mérési ciklusban eltároljuk egy tömbben. Ha a legnagyobb értékű elem sorszámát megszorozzuk a frekvencia léptékkel, majd hozzáadjuk az  $f_0$  frekvenciát, akkor megkapjuk a legnagyobb jelteljesítményhez tartozó frekvenciát, melyet szintén egy tömbben mentünk el. Tehát az egyik tömb a vizsgált jelek jelerősségét, a másik tömb pedig a vivőfrekvenciákat fogja tartalmazni. A 3. sz. függeléken a legalsó kék színű vezeték a mérési ciklusok számát tartalmazza. Attól függően, hogy hányadik mérési ciklusban járunk, vagy a *Ready* parancs küldése vagy a vektor analizátor időtartománybeli mérésre történő átkonfigurálása fog következni.

A folyamatábrán látható *Ready parancs elküldése* állapotban a *Ready* sztring soros porton történő elküldésével jelezzük az USRP modult vezérlő számítógépnek, hogy a vizsgált jel teljesítmény spektrumából sikeresen kiolvastuk a mérési adatokat, ezért a mérési ciklusszámláló vezeték is ebben az állapotban inkrementálódik. Mivel az USRP2 modulnál az erősítés értékét *dB* egységben kell megadni, a teljesítményspektrum mérésénél a függőleges tengely pedig *dBm* egységben van megadva, ezért az utóbbit is *dB* arányossági egységekké kell átalakítani. Ezt a 4. sz. függeléken látható módon úgy lehet megoldani, hogy egy case szerkezetben a beállított és a mért jelerősség értékek esetében is kivonjuk egymásból a tömbökben tárolt két egymás utáni értéket. Mivel két szomszédos jelerősség kivonásából kapjuk meg a mérési eredményt, ezért az 5db mérési eredmény eléréséhez 6db mérési pontban kell mérnünk. Az átalakítás egyik előnye, hogy az arányszámítás miatt a 30dBm-es csillapító nincs hatással a *dB*-ben megadott mérési eredményekre. A konverzió elvégzésén kívül még vesszük az előbbieken kiszámolt, beállított és mért *dB* értékek különbségét, melyet a beállított erősítés függvényében grafikusán meg is jelenítünk a *Deviation* diagramon. Ebből a grafikonból leolvasható az USRP TX moduljában található erősítő linearitása. Mivel a konverziót csak a jelteljesítmény mérésénél alkalmazzuk, ezért a case szerkezet selector terminálját egy bináris logika vezérli a ciklusszám alapján. Tehát a frekvenciamérésnél, illetve a QPSK modulált jel

paramétereinek vizsgálatánál a case szerkezet *False* értékénél a kimeneti és bemeneti tunnel-ek egyszerűen csak össze vannak kötve egymással. A ciklusszámláló vezeték értéke alapján vagy a jegyzőkönyv generálás, vagy egy újabb mérési folyamat következik.

Az utolsó mérési ciklusban történik a QPSK modulált jel időtartománybeli vizsgálata, ehhez viszont át kell konfigurálni a vektor jelanalizátor kártyát úgy, hogy frekvenciatartománybeli mérések helyett időtartománybeli méréseket tudjunk vele végezni. A komplex burkolóknál megismert módon az időtartománybeli jel egy valós (In-phase) és egy képzetes (Quadrature) részből tevődik össze, melyek feldolgozása párhuzamosan történik. A mért frekvenciákat tartalmazó tömb utolsó eleme a QPSK modulált jel legnagyobb amplitúdójához tartozó frekvenciaértékkel egyezik meg, ezért ezt az értéket állítjuk be vivőfrekvenciának. A QPSK modulált jel demodulálásakor lehetőség van különböző típusú szűrők használatára, mellyel csökkenthető az időfüggvény oldallengése. Ezt a lengést a *TX Filter Alpha* lekerékítési tényezővel tudjuk szabályozni, melynek értéke 0 és 1 között adható meg. A *TX Filter Alpha*-ra jellemző, hogy az értéke minél kisebb, annál nagyobb az időfüggvény lengése. Ha az értéke nulla, akkor egy négyszögletes levágási karakterisztikájú szűrőt kapunk, melynek az időtartományban egy lassan lecsengő *sinc* függvény felel meg. A kiválasztott szűrő paramétereinek és az USRP modul vezérlő számítógép által kiszámolt jelsebesség függvényében történik az IQ jelsebesség meghatározása. A *Number of Symbols control*-al tudjuk beállítani, hogy egy mérésnél mennyi mintát vegyen a vektor jelanalizátor kártya a vizsgált jelből.



8.14. ábra: A vektor jelanalizátor átkonfigurálása

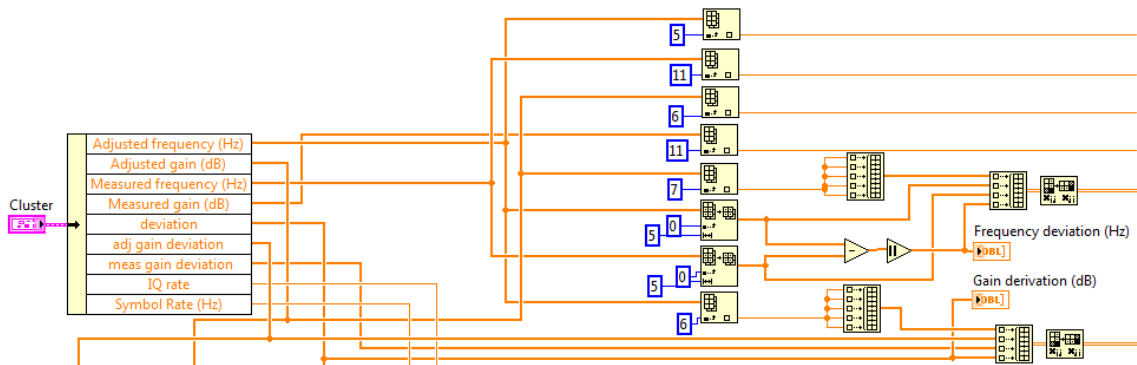
Az 5. sz. függeléken látható case-ben történik a QPSK demoduláláció és a szemábra felrajzolása. A demoduláláshoz szükséges paramétereket az *MT Generate PSK System Parameters VI* állítja elő. Az *MT Generate Filter Coefficiens VI* a beállított szűrőparaméterekből létrehozza a szűrő együtthatókat. A demodulálás és a szemábra rajzolás egy while ciklusban történik, amely addig fut, míg az *Elapsed Time Express VI*-ban beállított idő le nem telik, illetve amíg nem keletkezik hiba a program végrehajtása során. A while ciklusban először elindítjuk az adatgyűjtést, kiolvassuk a vektor jelanalizátor kártya memóriájából az alapsávi komplex burkolót, majd újra mintavételezzük a symbol rate-ből kiszámolt I/Q jelsebességgel. Ezután következik a QPSK demoduláció a szűrő, illetve a QPSK modulált jel paramétereinek felhasználásával. A demoduláció során visszkapott komplex hullámformából történik a modulációs hibaarány (MER) meghatározása, valamint a szemábra felrajzolása. A szemábra az átviteli út torzításának és zajának a digitális jelre gyakorolt hatását hívatott megjeleníteni. A while ciklus végén pedig az *niRFSA Abort VI*-al leállítjuk az adatgyűjtést.

A mérések lebonyolítása után a 6. sz. függeléken látható utolsó case-ben a könnyebb kezelhetőség érdekében a dokumentálandó paramétereket egy cluster-be fűzzük össze, majd meghívjuk az Excel jegyzőkönyv létrehozásáért felelős *Create Excel Riport* elnevezésű SubVI-t. A mérési jegyzőkönyv létrehozásához először fel kell



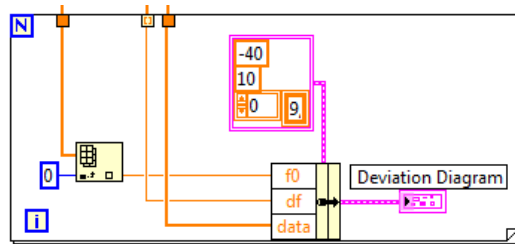
telepíteni a *Riport Generation Toolkit*-et. A feltelepített VI készlet segítségével egyszerűen tudunk létrehozni dokumentumokat Microsoft Excel és Word környezetben.

A 8.15. ábrán láthatóan a subVI-ban először elemeire bontjuk a cluster-t, majd a mérési eredményeket és a beállított értékeket tartalmazó tömbökből indexeléssel kiválasztjuk a dokumentálandó paramétereket.



**8.15. ábra: A cluster szétbontása és a dokumentálandó paraméterek kiválogatása**

A 8.16. ábrán látható for ciklusban történik a *dB*-ben megadott mért és a beállított jelteljesítmények különbségének a kirajzolása a *Deviation* diagramon. A beállított jelerősségeket tartalmazó tömbhöz tartozó tunnel automatikus indexelésű, ezért a for ciklus annyiszor fog lefutni, ahány eleme van a tömbnek. Az eltérés diagram az *Adjusted gain* tömb első elemétől kiindulva az *adj. gain deviation* tömb elemeit léptékként felhasználva megjeleníti a *deviation* tömb elemeit.

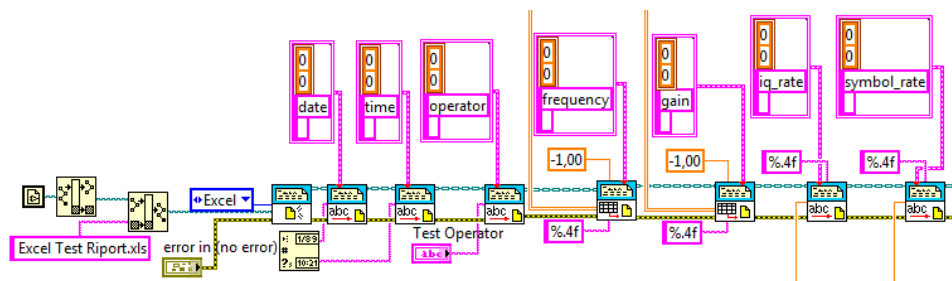


**8.16. ábra: A Deviation diagram létrehozása**

A 8.17. ábrán a jegyzőkönyvbe történő íráshoz először létre kell hoznunk egy üres Microsoft Excel munkalapot, majd meg kell adnunk a programnak, hogy hol és milyen néven találja meg a módosítandó fájlt. Jelen esetben a fájlt *Excel Test Riport*-nak neveztük el és a subVI-al együtt ugyanabban a mappában található. A *Current VI's Path Function node* a SubVI elérési útvonalát adja meg, míg a *Strip Path node* megadja a SubVI-t tartalmazó mappa útvonalát. A *Buid Path node*-al mondjuk meg a programnak,

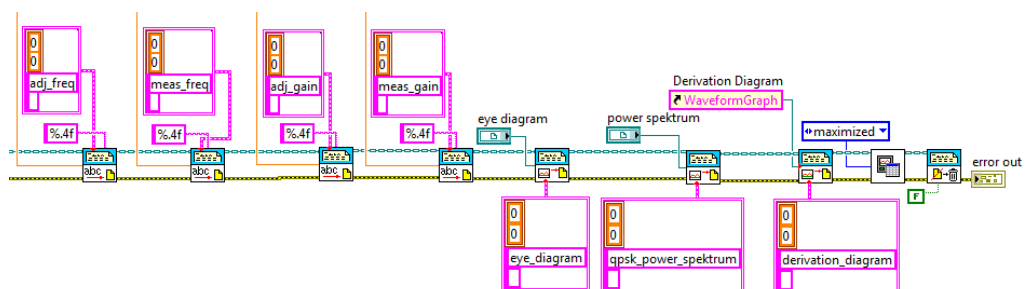
hogy az előzőleg létrehozott Excel munkalap is ebben a mappában található. Az elérési út megadása után a *New Report VI*-al hozunk létre új, Excel típusú riportot, melybe az *Append Report Text* és az *Append Table to Report VI*-okkal tudunk egyedi adatokat, illetve kétdimenziós tömböket felvinni az Excel munkalapra. Mindkét VI-nál az *MS Office parameters cluster*-be tudjuk megadni, hogy az Excel munkalap melyik celláiba kívánjuk elhelyezni az új információkat. Az Excel munkalapon a cella helyét megadhatjuk sor és oszlop indexszel, illetve a cella nevével.

A beállított és mért adatokon kívül a jegyzőkönyvben rögzítésre kerül a mérés dátuma és ideje, valamint a mérést végző operátor neve. A pontos dátumot és időt a *Get Date/Time String* szolgáltatja.



8.17. ábra: A módosítandó Excel tábla megnyitása és szerkesztése

A 8.18. ábrán folytatódik tovább a subVI blokkdiagramja. Dokumentálásra kerül a QPSK modulált jel paraméterei, valamint a róla készült szemábra, illetve teljesítményspektrum. Diagramokat az *Append Control Image to Report VI*-al tudunk elmenteni az Excel munkalapra. Ehhez meg kell adnunk a front panelen lévő objektum referenciáját. Az előbb említett diagramokon kívül még a jelerősítés értékeit eltérését megadó *deviation* diagram is szerepel a mérési jegyzőkönyvben. Az *Excel Bring to Front VI* a program futása végén megnyitja teljes képernyőn az elkészült Excel jegyzőkönyvet.



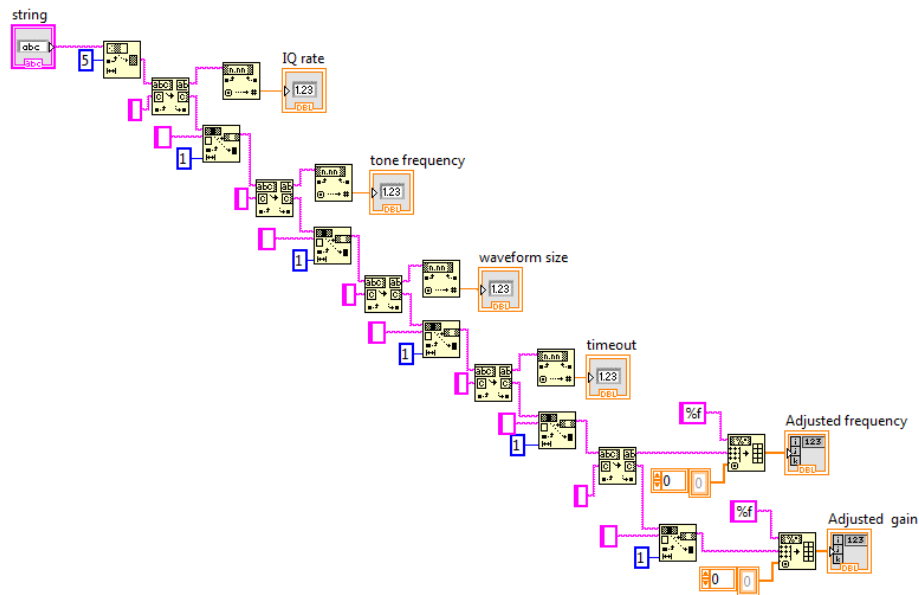
8.18. ábra: Az Excel tábla szerkesztése (folytatás)

### 8.3.2 Az USRP2 modult vezérlő számítógépen futó program működése

A program működését bemutató folyamatábrát a 7. sz. függeléken láthatjuk. A program a PXI keretet működtető számítógép felől soros porton kapott mérési paraméterek és utasítások alapján definiálja az USRP modul működését.

A 8. sz. függeléken az USRP modult vezérlő program blokkdiagramja szerepel. A program a PXI keretet működtető algoritmushoz hasonlóan állapotgépes minta alapján lett megvalósítva, ahol minden egyes, a folyamatábrán szereplő folyamat egy-egy case-nek felel meg. Az állapotgép addig fut, amíg a mérési ciklusok száma el nem éri a 12-t, vagy az error cluster status bitje hibát nem jelez, illetve amíg a stop gombot meg nem nyomjuk. A *Wait (ms)* function node-al 50 ms-ra állítjuk be a while ciklus ismétlési frekvenciáját. A while ciklusból kilépve történik az USRP2 kimenetén kisugárzott jelek vivőfrekvenciájának és jelteljesítményének megjelenítése, valamint az USRP modul és a soros port adatútjainak (session) lezárása.

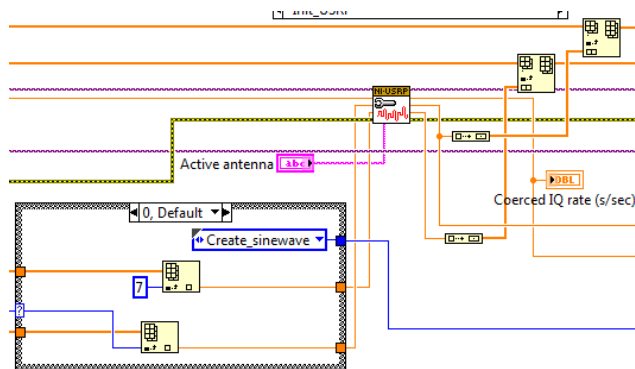
A 8. sz. függeléken látható módon a vezetékek és shift regiszterek inicializálása után első lépésként a PXI keretet vezérlő számítógép felől érkező *Start* üzenet fogadásához a soros port paramétereit kell beállítanunk a *VISA Configure Serial Port VI*-al. Fontos megjegyezni, hogy mindkét számítógépnél azonos módon kell beállítani a soros portot, ugyanis eltérő beállítási paraméterek esetén nem fog jól működni a soros porti kommunikáció a két számítógép között. A soros port felkonfigurálása után a program egy while ciklusban várakozik mindaddig, amíg meg nem érkezik a másik féltől a *Start* üzenetet. Mivel az üzenetet küldő számítógép egy sztringben küldi el a *Start* parancsot, a vivőfrekvenciát és a jelerősítést tartalmazó tömböket, valamint egyéb paramétereket, ezért ezt a sztringet fel kell majd darabolni. A beállítható paraméterek szétválogatását az *Unbundle String* nevű subVI végzi el, melynek blokkdiagramját a 8.19. ábrán láthatjuk.



8.19. ábra: Az Unbundle String subVI blokkdiagramja

A PXI keretet vezérlő PC felől soros porton átküldött sztringben a paramétereket szóköz választja el egymástól. Az elválasztó karakter segítségével tudja a subVI az egyes paramétereket szétválasztani egymástól. A subVI úgy működik, hogy a *Search/Split String function node*-al a szóközöknél két részre választjuk szét a sztringet. A szóköz előtti részből konverzió után megkapjuk az eredeti double típusú paramétert, míg a sztring szóközt is tartalmazó részéből a *Replace Substring node*-al kitöröljük a sztring elején maradt szóközt.

A következő case-ben történik az *niUSRP Configure Signal* vi-al az USRP2 modul paramétereinek beállítása az előzőleg szétválogatott paraméterek alapján.



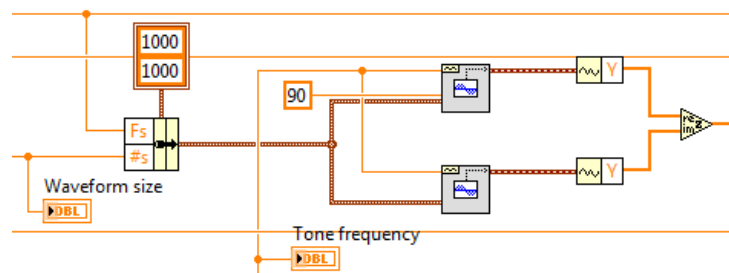
8.20. ábra: Az USRP modul paramétereinek beállítása

A frekvencia és jelteljesítmény értékek egy-egy tömbben vannak eltárolva, amelyekből az aktuális paraméterek egy belső case szerkezetben megvalósított tömbindexeléssel vannak kiválasztva. A case szerkezet selector terminálját a mérési

ciklusszámláló vezérli. A case-ekben található egy enum konstans, amelynek értékétől függően vagy szinusz, vagy pedig QPSK modulált jelet sugároz ki az USRP2 modul.

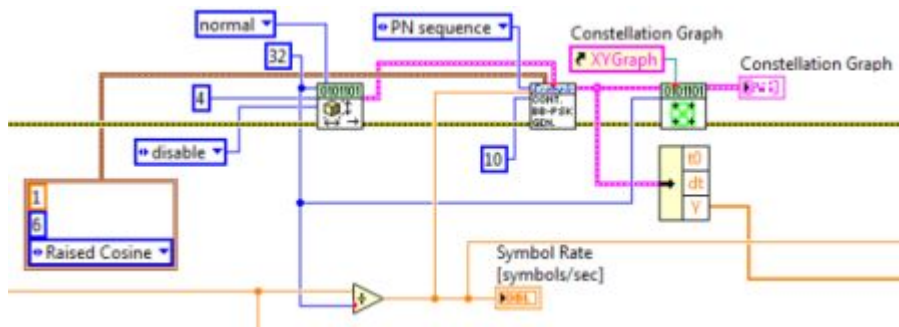
Az USRP2 modulra jellemző hardver felépítésből adódóan nem tudunk tetszőleges paramétereket megadni az eszköz konfigurálásakor. Ha egy megadott paraméter kombináció nem megengedett, akkor az USRP2 automatikusan a legközelebbi paraméter értékeket állítja be magának. Ezeket az értékeket a *Coerced* előtaggal ellátott indikátorok jelenítik meg a front panelon.

A 8.21. ábrán látható módon a *Sine waveform* VI-okkal állítjuk elő a komplex szinusz jel valós és képzetes részét. A valós résznél a VI-nál beállított fázis 90 fok, tehát a szinusz függvényből koszinuszt kapunk. A képzetes résznél pedig nulla fok marad a fázis. A szinusz jel generálásánál a mintavételi frekvenciát a *Coerced carrier frequency*, a minták számát pedig a *Waveform size* értéke szabja meg. A komplex szinusz jel alapsávi frekvenciáját a *Tone frequency* értékének változtatásával befolyásolhatjuk.



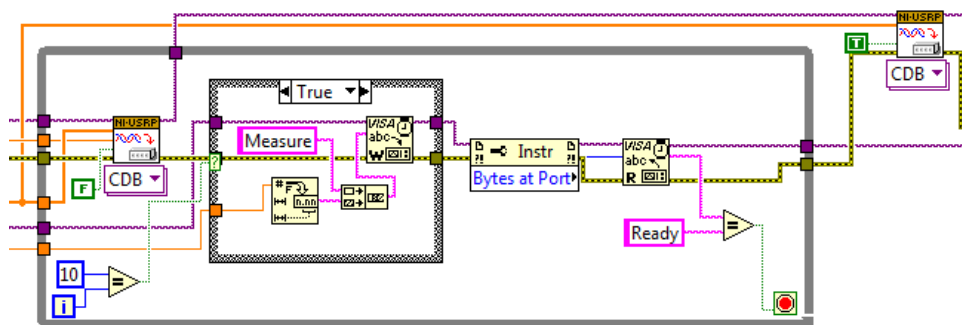
8.21. ábra: A modulálatlan szinuszjel létrehozása

A 8.22. ábrán a QPSK jel létrehozásának első lépéseként az *MT Generate System Parameters* VI-al beállítjuk a kisugározni kívánt kvadratúra fázisbillentyűzött jel paramétereit. Fontos, hogy a másik számítógépen a QPSK modulált jelet demodulálásánál is ezeket a jellemzőket adjuk meg, különben nem kapunk jó mérési eredményeket. A beállított értékeknek, a konstansként megadott szűrő paramétereknek, és az *IQ rate*-ből, valamint az mintaszámból kiszámolt *Symbol rate*-nek megfelelően a *mod\_Continuous BB-PSK generation* VI hozza létre a QPSK modulált jelet. A VI jelen esetben 10 bit hosszú, véletlenszerűen változó bináris sorozatot modulál. Az *MT Format Constellation* VI a QPSK jel konstellációs diagramját jeleníti meg.



8.22. ábra: A QPSK modulált jel előállítása

Végül a 8.23. ábrán látható állapotban az *niUSRP Write TX Data* VI-al továbbítjuk az USRP2 modulnak a kisugározandó alapsávi komplex burkolót. Ekkor soros porton küldünk egy *Measure* parancsot a PXI keretet működtető számítógépnek, amely ennek hatására elkezdi méréseket végezni a kisugárzott jelen. A mérések befejeztével a PC küld egy *Ready* parancsot, aminek következtében a program kilép a while ciklusból. A cikluson kívül a második *niUSRP Write TX Data* VI *end of data?* bemenetét *True* értékre állítva lehet megszüntetni a folyamatos adást. Mivel az adatok elküldése után az USRP2 modul TX1 kimenetén nem jelenik meg azonnal a kisugárzott jel, ezért a *Measure* parancs elküldését késleltetni kell. A program működtetése során azt tapasztaltam, hogy a while ciklusnak legalább tízszer le kellett futnia, mire a mérést végző PC a *Measure* parancs hatására detektálni tudta a kisugárzott jelet. A komplex jelek elküldésén kívül ebben a case-ben történik a ciklusszámláló vezeték inkrementálása.



8.23. ábra: Az előállított alapsávi jel kiküldése az USRP2 modulba

### 8.3.3 A front panelok felépítése

A PXI keretet vezérlő program front paneljéről készült képeket a 9. és a 10. sz. függeléken láthatjuk. Mivel sok control és indicator elem szerepel a programban, ezért *Tab control*-on szétválogatva helyeztem el őket. A *Setting* fülre kattintva tudjuk

beállítani a vektor jelgenerátor és az USRP2 által generált alapsávi szinusz, illetve QPSK modulált jelek paramétereit. Ezen kívül a tesztet végző személy nevét, illetve soros portot is ezen a felületen tudjuk beállítani. A *Power spectrum* fülre kattintva az aktuálisan vizsgált jel teljesítményspektruma, illetve vivőfrekvenciája jelenik meg. Az *Adjusted and measured parameters* tab-nál állíthatjuk be a különböző méréseknél használt vivőfrekvencia és jelerősség értékeket. Ugyanitt nézhetjük meg a mérési eredményeket tartalmazó tömböket is. Az *Eye diagram* fülre kattintva láthatjuk QPSK demodulált jel szemábráját, illetve a jelváltási sebességet és a modulációs hibaarányt. Az utolsó tab-on pedig az USRP2 modul adó oldali erősítőjének linearitását megadó *Deviation* diagramot találjuk.

Az USRP2 modult vezérlő program front paneljét a 11. sz. függeléken láthatjuk. A front panelen csak az SMA csatlakozó nevét, a soros port számát, illetve az USRP2 modul IP címét tudjuk beállítani; a többi adat az mind soros porton keresztül a PXI keretet vezérlő számítógéptől érkezik. Ezért a funkcionális teszt megkezdésekor mindig először az USRP2 modult vezérlő programot kell elindítani. A front panelen megjelenítjük a soros porton kapott paramétereket, a vivőfrekvencia és jelerősség *coerced* értékeit, illetve a QPSK modulált jel konstellációs ábráját.

### **8.3.4 A teszt során kapott eredmények értékelése**

A 8.24. ábrán az Excel alapú jegyzőkönyv egyik részletét láthatjuk. A felső táblázat tartalmazza az állandó jelteljesítmény mellett végzett vivőfrekvencia mérés beállított és mért jellemzőit. Az elkészült program működésének vizsgálatakor kezdetben azt tapasztaltam, hogy a beállított és a mért vivőfrekvenciák különbsége minden mérési pontban megegyezett. Ekkor elkezdtem változtatni a jelanalizátor kártya és a generált szinuszjel paramétereit. Végül többszöri kísérletezés után a 9. sz. függeléken látható beállított paraméterek mellett kaptam a 8.24. ábrán látható eredményeket. A mért és a beállított vivőfrekvenciák közötti különbség átlagosan 3,5kHz-re adódott. Ez a különbség az USRP2 modulban található lokáloszcillátor frekvenciahibájából származik. Az Önálló laboratórium II. tárgy keretében megismert TRF6900EVM, ISM sávban (902-928 MHz) üzemelő FSK adó-vevő modulnál a frekvenciahiba 30kHz körül alakul [40]; ehhez viszonyítva az USRP2 modulnál mért eredmények egészen jónak bizonyulnak.

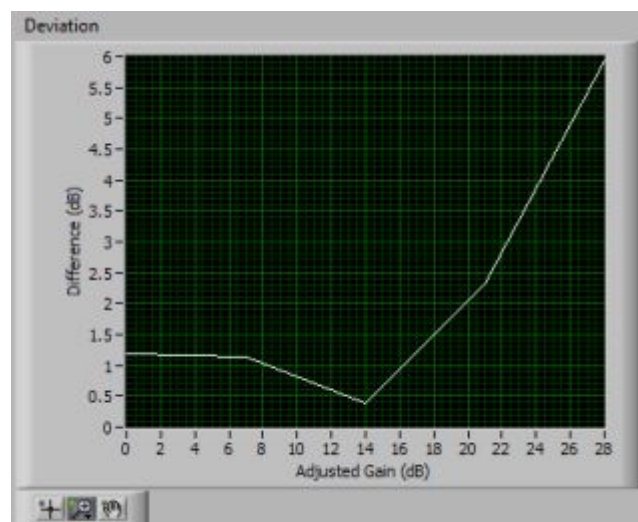
Sine wave parameters:			
Adjusted gain (dB)	Adjusted frequency (Hz)	Measured frequency (Hz)	Difference (Hz)
5	2392500000	2392503530	3529,5736
5	2394700000	2394703509	3509,4506
5	2398300000	2398003487	3487,3143
5	2438100000	2438103526	3525,5515
5	2404900000	2404903455	3455,1223

Adjusted frequency (Hz)	Adjusted gain derivation (dB)	Measured gain derivation (dB)	Difference (dB)
2400000000	7	5,6497	1,3503
2400000000	7	5,8864	1,1136
2400000000	7	6,3061	0,6939
2400000000	7	4,9527	2,0473
2400000000	7	1,3915	5,6085

8.24. ábra: Modulálatlan szinuszjel esetén kapott mérési eredmények

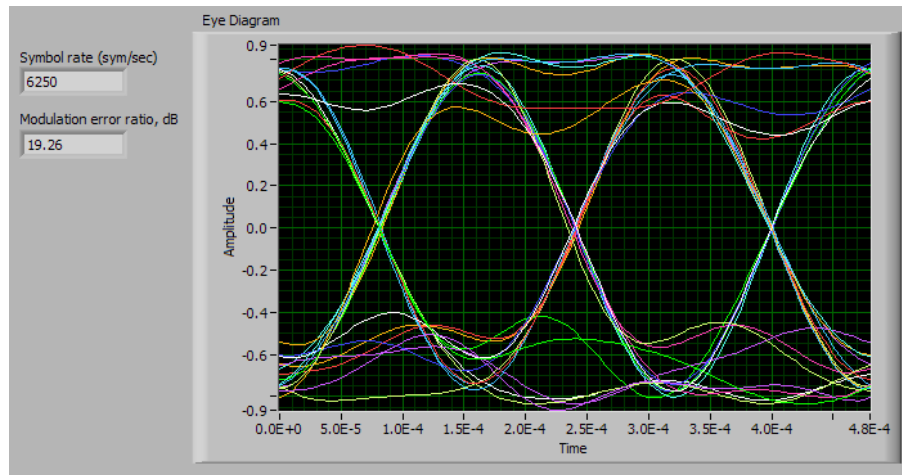
A 8.24. ábrán látható második táblázat a modulálatlan szinuszjel esetén állandó vivőfrekvencia mellett végzett jelerősség vizsgálat paramétereit tartalmazza. Az alkalmazott *dBm-dB* átalakítás miatt a táblázat két középső oszlopa az egymás után megadott jelerősségek közötti eltérést tartalmazza. A *Difference* oszlopban pedig a megadott és a mért jelteljesítmény eltérések különbségét láthatjuk. Tehát az USRP2 modul adó oldali erősítését 0-35dB közötti tartományban 7dB-enként növeljük és közben a vektor jelanalizátor kártyával mérjük, hogy valójában mennyivel növekedik az erősítés értéke. Ez alapján fel tudjuk rajzolni a 8.25. ábrán látható *Deviation* diagramot. Az ábrán jól látható, hogy az USRP2 modulban lévő erősítő közel sem lineáris karakterisztikával rendelkezik: ahogy közelítünk a maximális, 35dB-es jelteljesítmény felé, úgy növekszik az eltérés a megadott és a mért értékek között.



8.25. ábra: A beállított és a mért jelerősítés közötti eltérés



Az USRP2 modulral kiadott kvadratúra fázisbillentyűzött jel vizsgálatakor felvesszük a demodulált jel szemábráját, ahol a „szem” nyitottságából következtetni lehet a jeltorzulás mértékére.



8.26. ábra: A QPSK modulált jel szemábrája

A 8.26. ábrán látható a demodulált jel szemábrája. A diagramon jól láthatóan a többi hullámformától lejjebb lévő, narancssárga színű vonal az NI PXI-5600 Downconverter kártyában található szűrők okozta tranzienszt mutatja.

### 8.3.5 Továbbfejlesztési ötletek

A program jelenlegi állapotában még nem lenne alkalmas valódi gyártási fázisban lévő termék funkcionális tesztelésére. A programban egyértelmű „pass/fail” kiértékelést kellene létrehozni, viszont ehhez tudni kellene a termék specifikációját. A front panel kialakításánál törekedni kell a minél egyszerűbb felhasználói felület kialakítására. A termék nyomkövethetőségének biztosítása érdekében a mérési adatokon kívül a termékek azonosítóit, a felhasznált műszerek és eszközök típusát is dokumentálni kell.

A jelenlegi programot a tanszéki PXI keretben található NI PXI-5671 vektor jelgenerátor kártya felhasználásával ki lehetne bővíteni az USRP2 modul vevő oldali funkcionális tesztjével. Ekkor viszont a program összetettsége miatt érdekesebb lenne az NI TestStand nevű alkalmazást használni, amely segítségével különböző, egymástól független VI-okból tudjuk összerakni a tesztszekvenciát.

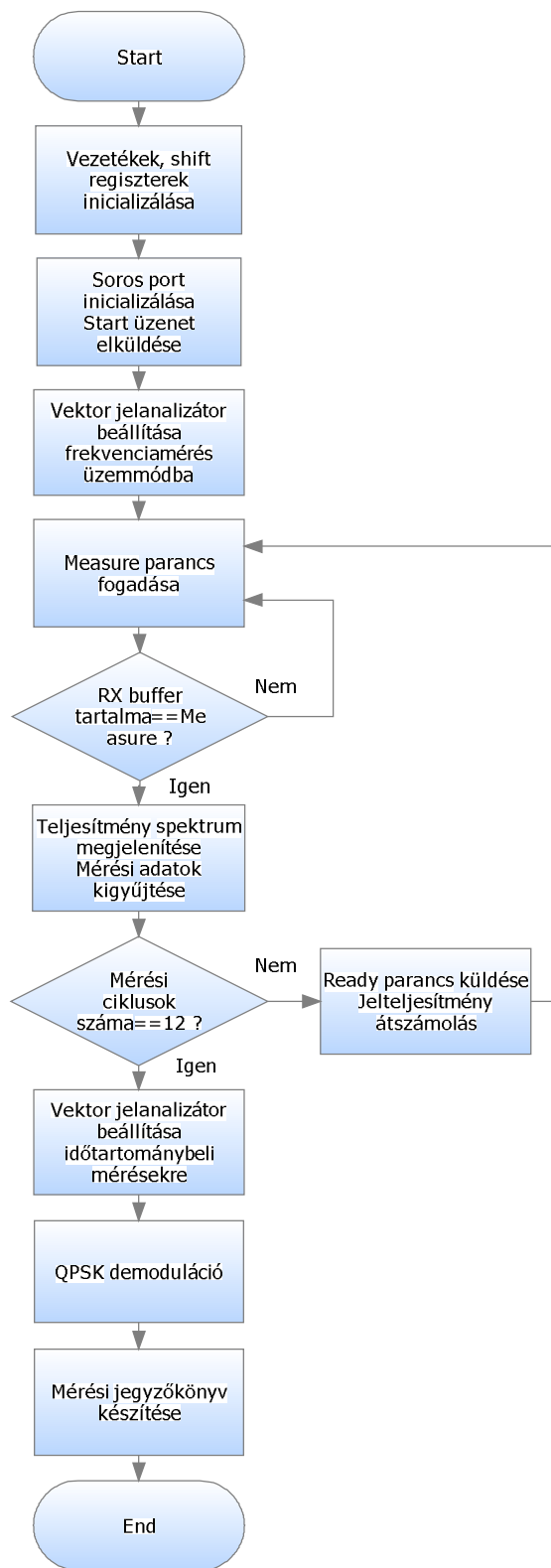
## Irodalomjegyzék

- [1] National Instruments: *Creating a Synthetic Instrument with Virtual Instrumentation Technology*, <http://www.ni.com/white-paper/3183/en> (2012. dec.)
- [2] Kolumbán Géza, Krébesz Tamás: LabVIEW platformon implementált virtuális műszerek és nyomonkövethetőséget biztosító automata tesztrendszerek, Automated Testing Fejlesztő és Gyártó Kft, [ftp://ftp.ni.com/pub/branches/ee/hungary/open\\_doors/ni\\_rf\\_seminar\\_2010sep-automated\\_testing.pdf](ftp://ftp.ni.com/pub/branches/ee/hungary/open_doors/ni_rf_seminar_2010sep-automated_testing.pdf) (2012. dec.)
- [3] Kolumbán Géza: Mérések buszrendszeren keresztül való beágyazása, Beágyazott rendszerek tervezése (VIMM5157) előadásanyag, [http://portal.mit.bme.hu/?l=oktatas/targyak/vimm5157/jegyzet/kolumban/pdfs/vimm5157\\_28gpib11.pdf](http://portal.mit.bme.hu/?l=oktatas/targyak/vimm5157/jegyzet/kolumban/pdfs/vimm5157_28gpib11.pdf) (2012. dec.)
- [4] Wikipedia: *IEEE-488*, <http://en.wikipedia.org/wiki/IEEE-488> (2012. dec.)
- [5] Wikipedia: *RS-232*, <http://en.wikipedia.org/wiki/RS-232> (2012. dec.)
- [6] Wikipedia: *RS-485*, <http://en.wikipedia.org/wiki/RS-485> (2012. dec.)
- [7] Wikipédia: *Universal Serial Bus*, [http://hu.wikipedia.org/wiki/Universal\\_Serial\\_Bus](http://hu.wikipedia.org/wiki/Universal_Serial_Bus) (2012. dec.)
- [8] Wikipedia: *LAN eXtension for Instrumentation*, [http://en.wikipedia.org/wiki/LAN\\_eXtensions\\_for\\_Instrumentation](http://en.wikipedia.org/wiki/LAN_eXtensions_for_Instrumentation) (2012. dec.)
- [9] VXI Technology: LXI, LAN eXtension for Instrumentation, [http://www.vtiinstruments.com/catalog/Technotes/LXI\\_Handbook.pdf](http://www.vtiinstruments.com/catalog/Technotes/LXI_Handbook.pdf) (2012. dec.)
- [10] Wikipedia: *VME eXtension for Instrumentation*, [http://en.wikipedia.org/wiki/VME\\_eXtensions\\_for\\_Instrumentation](http://en.wikipedia.org/wiki/VME_eXtensions_for_Instrumentation) (2012. dec.)
- [11] Wikipedia: *PCI eXtension for Instrumentation*, [http://en.wikipedia.org/wiki/PCI\\_eXtensions\\_for\\_Instrumentation](http://en.wikipedia.org/wiki/PCI_eXtensions_for_Instrumentation) (2012. dec.)
- [12] National Instrument: *What Is PXI?*, <http://www.ni.com/white-paper/4811/en> (2012. dec.)
- [13] Wikipédia: *Moore-törvény*, <http://hu.wikipedia.org/wiki/Moore-t%C3%B6rv%C3%A9ny> (2012. dec.)
- [14] Oláh László: Késztermék és alapanyag nyomonkövethetőségének megvalósítása egy autóiipari beszállítónál (BMF-KVK szakdolgozat)
- [15] Gröller György: Szereléstechológia, Elektronikai technológia előadásanyag <http://www.uni-obuda.hu/users/grollerg/Elektronikaitechnologia/Prezentaciok/4-szereles-nyomt.pdf> (2012. dec.)

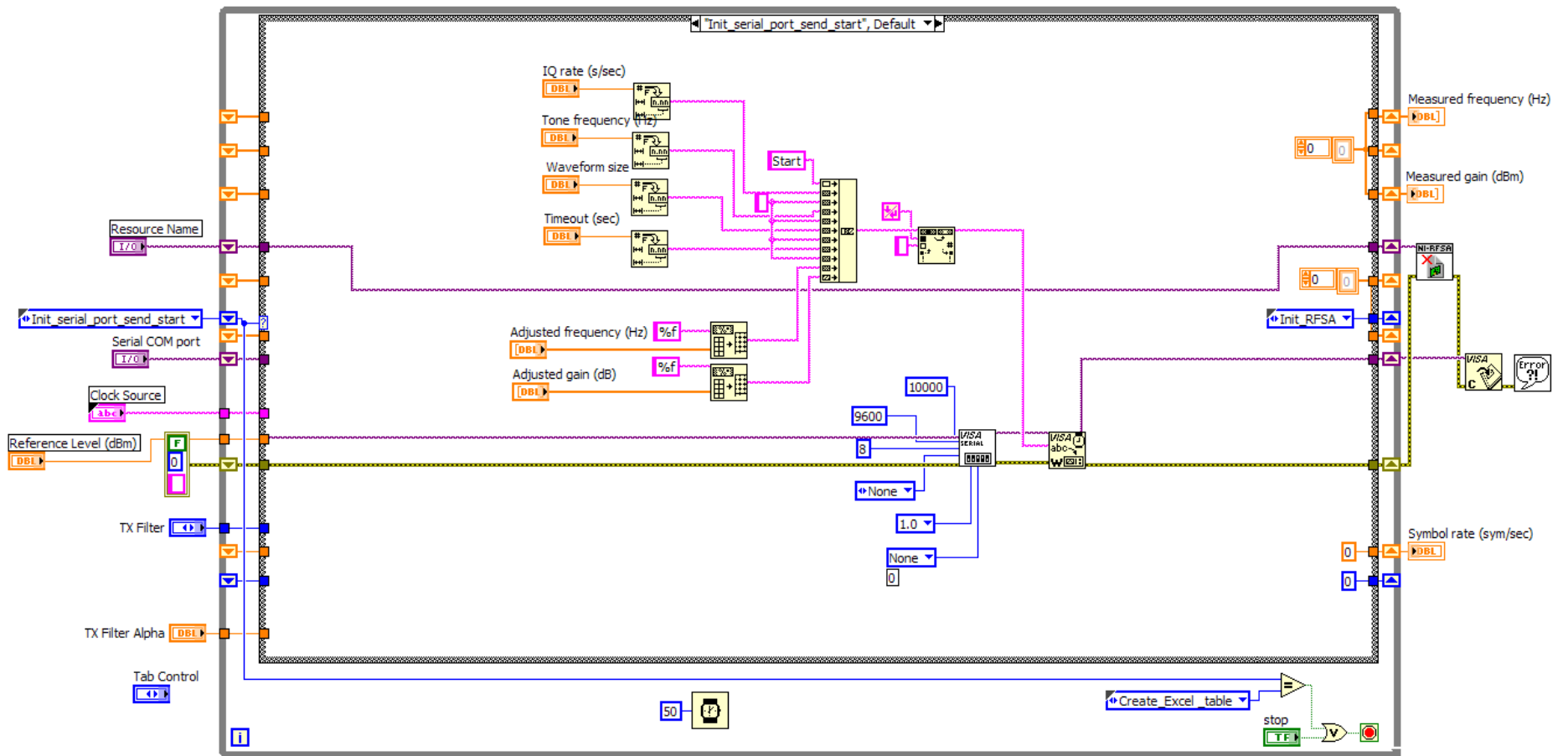
- [16] Wikipedia: *Automated optical inspection*, [http://en.wikipedia.org/wiki/Automated\\_optical\\_inspection](http://en.wikipedia.org/wiki/Automated_optical_inspection) (2012. dec.)
- [17] Borbíró András: Elektronikus gyártás során alkalmazott röntgenes ellenőrző berendezések trendjei, Elektronikai gyártás és minőségbiztosítás házi feladat, [https://wiki.sch.bme.hu/pub/Villanyszak/Egyemb/borbiro-xray\\_vizsgalatok.pdf](https://wiki.sch.bme.hu/pub/Villanyszak/Egyemb/borbiro-xray_vizsgalatok.pdf) (2012. dec.)
- [18] OE-KVK Műszertechnikai és Automatizálási Intézet, Szakmai fogalomtár: *In-circuit tesztelés (ICT), Funkcionális tesztelés*, <http://www.uni-obuda.hu/users/molnarzs/F1/fogalom.html#incirc> (2012. dec.)
- [19] Dr. Kohut József: Digitális áramkörök vizsgálata a peremfigyelés módszerével, OE-AREK Hardver eszközök modul, Programozható áramkörök előadás (KRKPÁ11SNC) oktatási segédlet
- [20] Dr. Csubák Tibor: Programozható irányítóberendezések és szenzorrendszerek, oktatási segédlet, [http://sirkan.iit.bme.hu/dokeos/courses/BMEV8IA349/document/Programozhat%F3\\_ir%E1ny%EDt%F3berendez%E9sek\\_-\\_eg%E9sz.pdf?cidReq=BMEV8IA349](http://sirkan.iit.bme.hu/dokeos/courses/BMEV8IA349/document/Programozhat%F3_ir%E1ny%EDt%F3berendez%E9sek_-_eg%E9sz.pdf?cidReq=BMEV8IA349) (2012. dec.)
- [21] Wikipedia: *Mass interconnect*, [http://en.wikipedia.org/wiki/Mass\\_interconnect](http://en.wikipedia.org/wiki/Mass_interconnect) (2012. dec.)
- [22] Peter van Oostrom: How 6TL engineering is using LabVIEW and TestStand to create a cost effective, flexible, modular, re-usable, and above all reliable test solution, [ftp://ftp.ni.com/pub/branches/northern\\_region/nidays2012/partner\\_presentations/dk\\_nid12\\_6tl.pdf](ftp://ftp.ni.com/pub/branches/northern_region/nidays2012/partner_presentations/dk_nid12_6tl.pdf) (2012. dec.)
- [23] Controller Area Network: A CAN hálózat ipari alkalmazásai, <http://www.fsz.bme.hu/traficc/can/can.html#3> (2012. dec.)
- [24] Multiplexed Measure Unit, YAV90MMU operation manual, <http://www.6tl.asia/upfiles/articles/fixers/A3226.pdf> (2012. dec.)
- [25] NI 4070 DMM adatlapja, [http://www.ni.com/pdf/products/us/cat\\_NI4070.pdf](http://www.ni.com/pdf/products/us/cat_NI4070.pdf) (2012. dec.)
- [26] Kolumbán Géza: Nyomonkövethetőség biztosítása, Beágyazott rendszerek tervezése (VIMM5157) előadásanyag, [http://portal.mit.bme.hu/?l=oktatas/targyak/vimm5157/jegyzet/kolumban/pdfs/vimm5157\\_23nyomonkovethetoseg07.pdf](http://portal.mit.bme.hu/?l=oktatas/targyak/vimm5157/jegyzet/kolumban/pdfs/vimm5157_23nyomonkovethetoseg07.pdf) (2012. dec.)
- [27] Kolumbán Géza: Hardver és folyamat oldali tervezés: A folyamat irányító és felügyelő rendszer, Beágyazott rendszerek tervezése (VIMM5157) előadásanyag, [http://portal.mit.bme.hu/?l=oktatas/targyak/vimm5157/jegyzet/kolumban/pdfs/vimm5157\\_24hw\\_folyamat04.pdf](http://portal.mit.bme.hu/?l=oktatas/targyak/vimm5157/jegyzet/kolumban/pdfs/vimm5157_24hw_folyamat04.pdf) (2012. dec.)
- [28] Kolumbán Géza: Biztonsági és életvédelmi előírások, Beágyazott rendszerek tervezése (VIMM5157) előadásanyag,

- [http://portal.mit.bme.hu/?l=oktatas/targyak/vimm5157/jegyzet/kolumban/pdfs/vimm5157\\_26biztonsag04.pdf](http://portal.mit.bme.hu/?l=oktatas/targyak/vimm5157/jegyzet/kolumban/pdfs/vimm5157_26biztonsag04.pdf) (2012. dec.)
- [29] Schneider Electric: Telemecanique, Gépek biztonságtechnikája kézikönyv, Termékpanoráma  
[http://www.kvakft.hu/upload/692/Gepek\\_bizt\\_tehnikaja%28TE079%29.pdf](http://www.kvakft.hu/upload/692/Gepek_bizt_tehnikaja%28TE079%29.pdf)  
(2012. dec.)
- [30] Géza Kolumbán, Tamás István Krébesz, Francis C.M. Lau: Theory and Application of Software Defined Electronics: Design Concepts for the Next Generation of Telecommunications and Measurement Systems, IEEE Circuits and Systems Magazine, Digital Object Identifier: 10.1109/MCAS.2012.2193435, Date of publication: 22 May 2012
- [31] Kolumbán Géza: Theoretical Background of Virtual Instrumentation: The Complex Envelopes, Beágyazott rendszerek tervezése (VIMM5157) előadásanyag,  
[http://portal.mit.bme.hu/?l=oktatas/targyak/vimm5157/jegyzet/kolumban/pdfs/vimm5157\\_31complex\\_envelope06.pdf](http://portal.mit.bme.hu/?l=oktatas/targyak/vimm5157/jegyzet/kolumban/pdfs/vimm5157_31complex_envelope06.pdf) (2012. dec.)
- [32] Griff's ham radio and computers: *Quadrature (complex) mixer*,  
[http://w5vwp.com/blog/?page\\_id=419](http://w5vwp.com/blog/?page_id=419) (2012. dec.)
- [33] dr. Tolnai János: Rádióamatőr vizsgára felkészítő tananyag, Elektrotechnika IX: Rádió vevők, [http://www.puskas.hu/r\\_tanfolyam/radio\\_vevokeszulekek.pdf](http://www.puskas.hu/r_tanfolyam/radio_vevokeszulekek.pdf)  
(2012. dec.)
- [34] Agilent Technologies: Digital modulation in Communications Systems – An introduction (Application Note 1298)  
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7160E.pdf> (2012. dec.)
- [35] USRP2 adatlapja,  
[http://www.olifantasia.com/gnuradio/usrp/files/datasheets/ds\\_usrp2.pdf](http://www.olifantasia.com/gnuradio/usrp/files/datasheets/ds_usrp2.pdf) (2012. dec.)
- [36] Dudás Levente: Mérési segédlet digitális szűrő méréséhez (DF),  
[http://www.mht.bme.hu/~lenart/Vill\\_4053/Df.pdf](http://www.mht.bme.hu/~lenart/Vill_4053/Df.pdf) (2012. dec.)
- [37] MAX2828/MAX2829 adatlapja,  
<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2828-MAX2829.pdf> (2012. dec.)
- [38] hamWiki: *Rádióvevő logikai felépítése*,  
[http://wiki.ham.hu/index.php/R%C3%A1di%C3%B3vev%C5%91\\_logikai\\_fel%C3%A9p%C3%ADt%C3%A9se](http://wiki.ham.hu/index.php/R%C3%A1di%C3%B3vev%C5%91_logikai_fel%C3%A9p%C3%ADt%C3%A9se) (2012. dec.)
- [39] National Instruments: *NI 5142 Onboard Signal Processing (OSP)*,  
[http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/370592P-01/digitizers/osp\\_main/](http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/370592P-01/digitizers/osp_main/) (2012. dec.)
- [40] TRF6900 RF Evaluation Kit User's Guide,  
<http://www.ti.com/lit/ug/swru001c/swru001c.pdf> (2012. dec.)

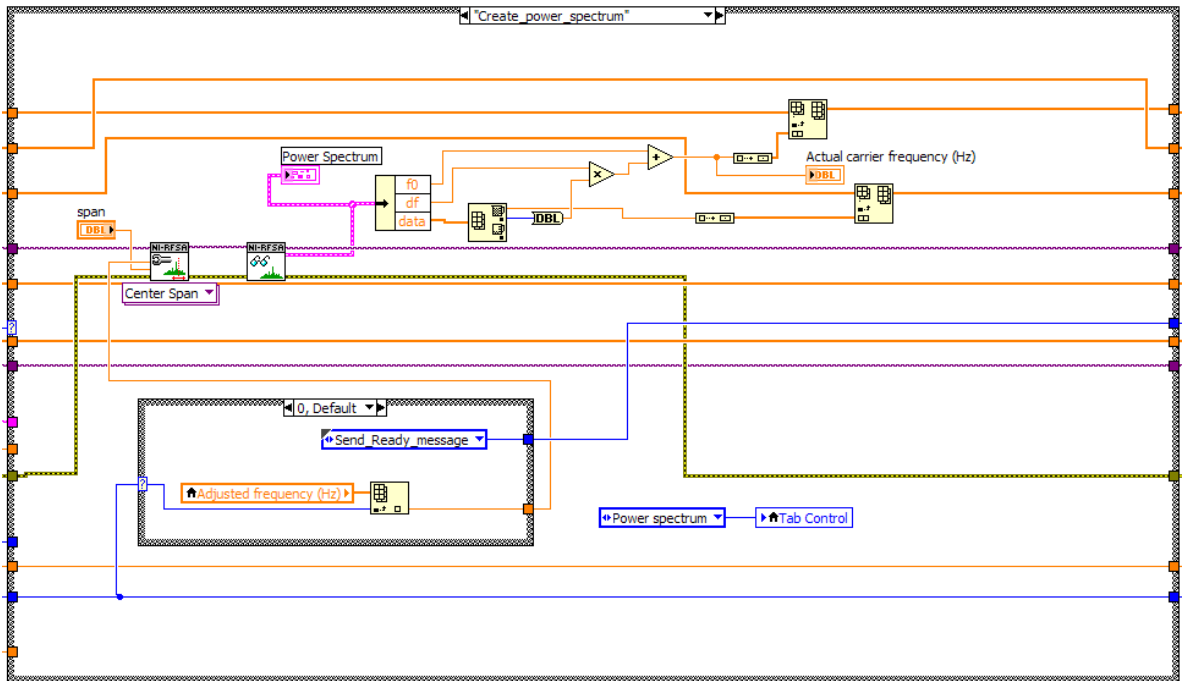
# Függelék



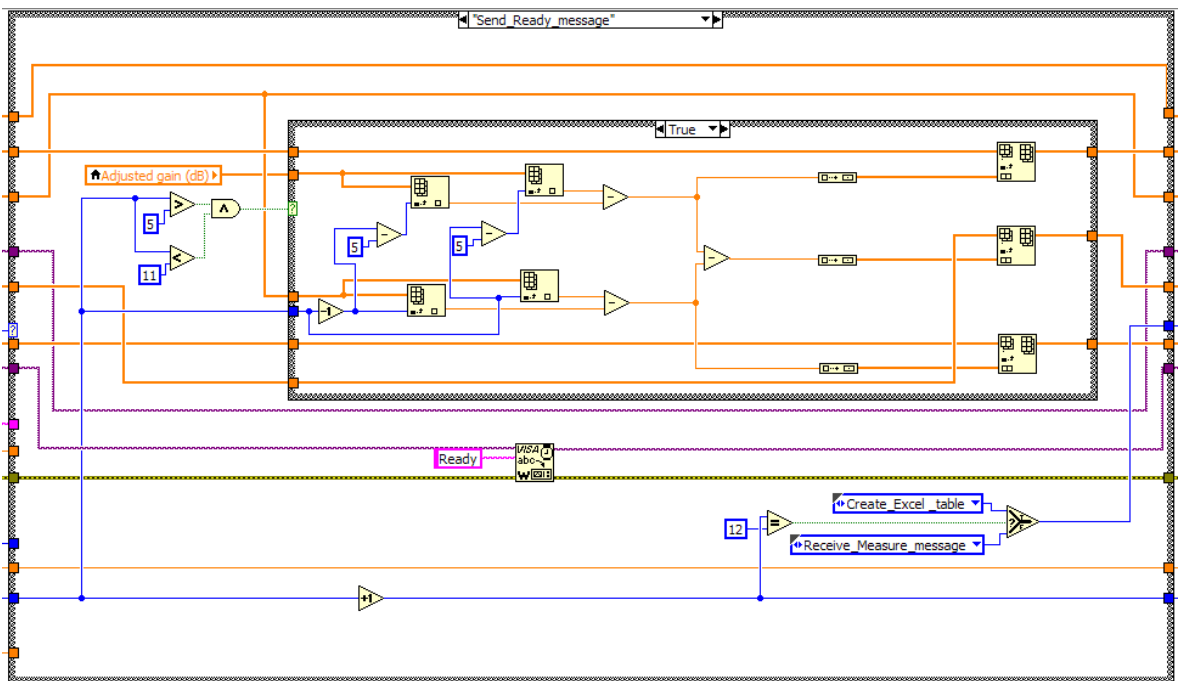
1. sz. függelék: A PXI keret vezérlő program folyamatábrája



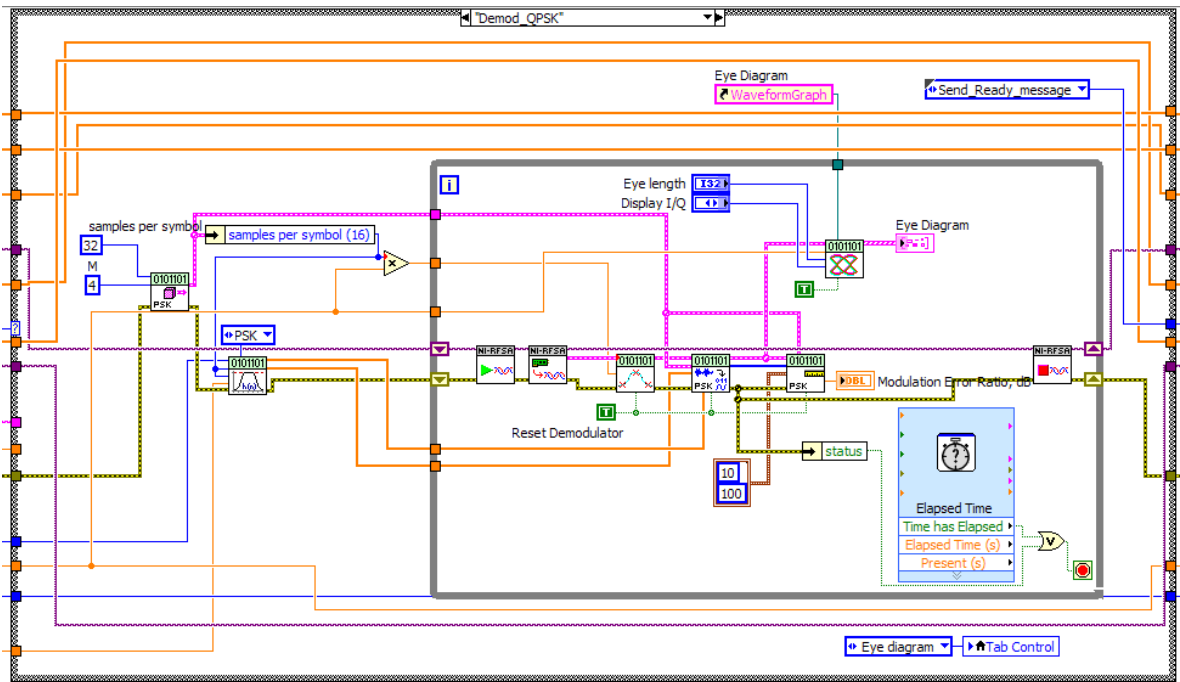
2. sz. függelék: A PXI keretet vezérlő program blokkdiagramja



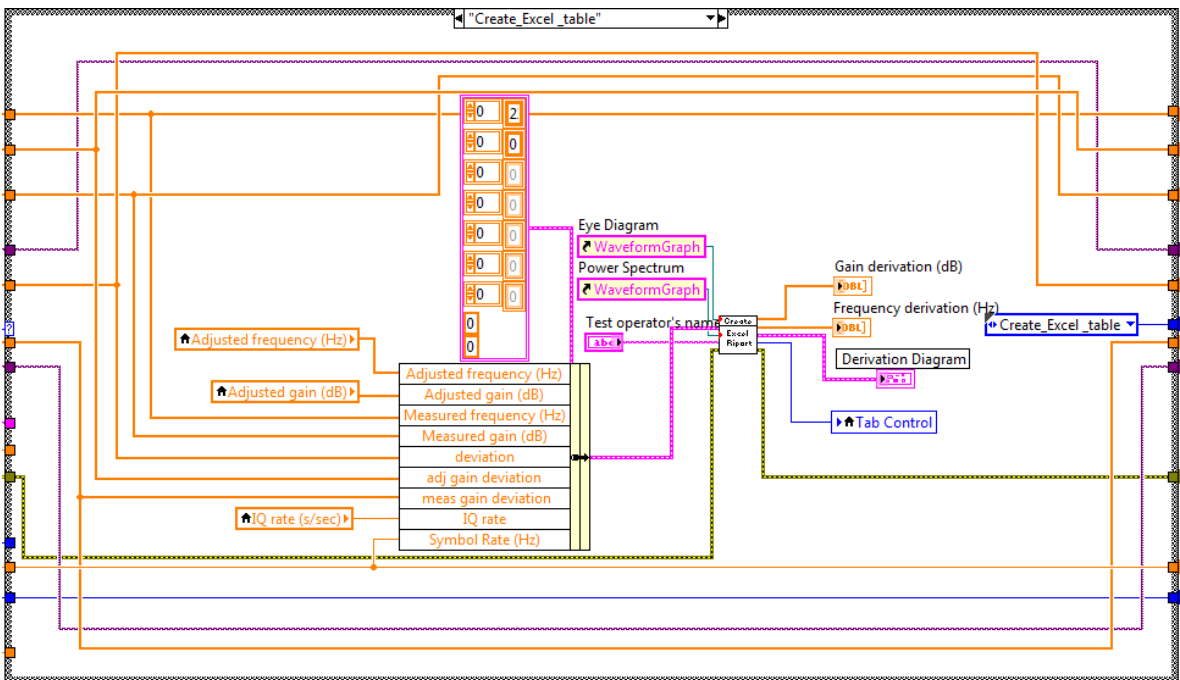
3. sz. függelék: A teljesítményspektrum megjelenítése, illetve a mért frekvencia és jelteljesítmény adatok kigyűjtése



4. sz. függelék: A Ready parancs elküldése és a dBm-dB konverzió elvégzése

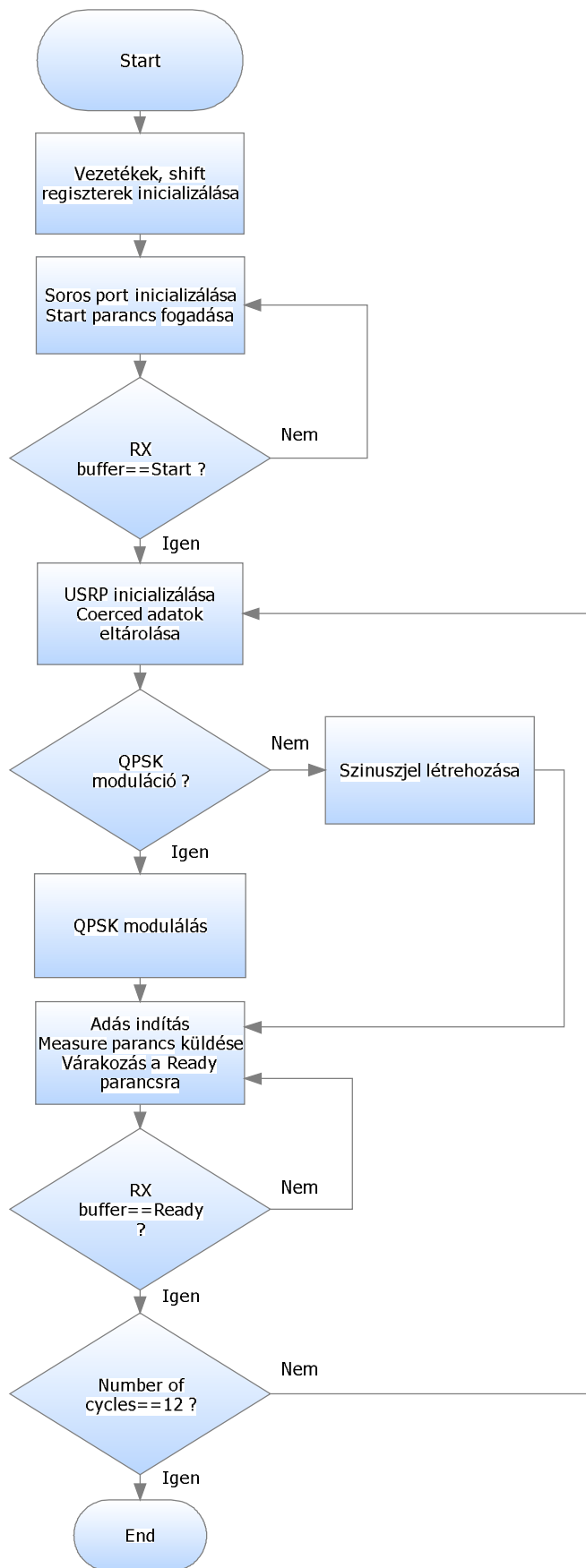


5. sz. függelék: QPSK demoduláció és szemábra felrajzolás

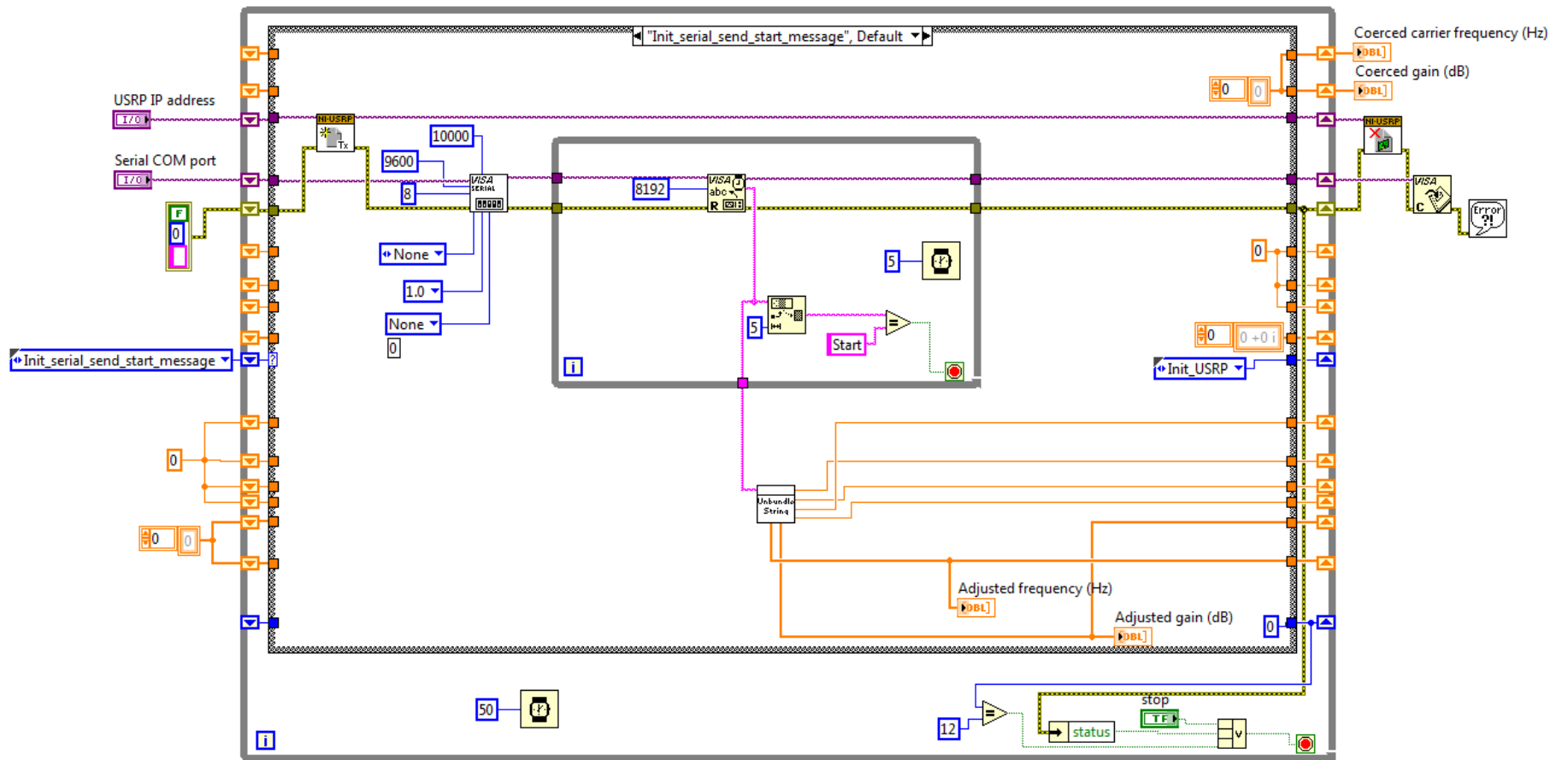


6. sz. függelék: Excel munkalap alapú jegyzőkönyv generálása

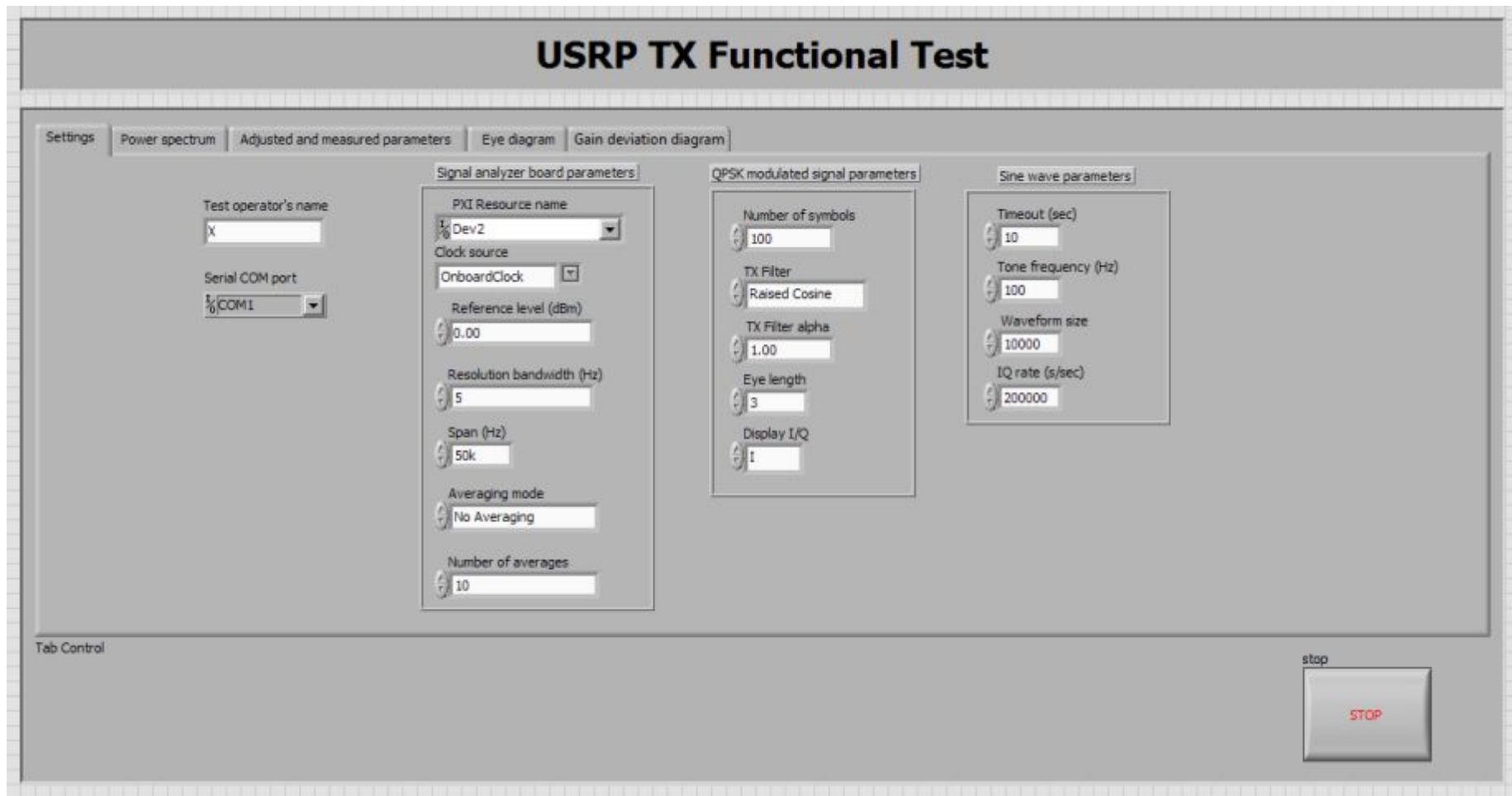




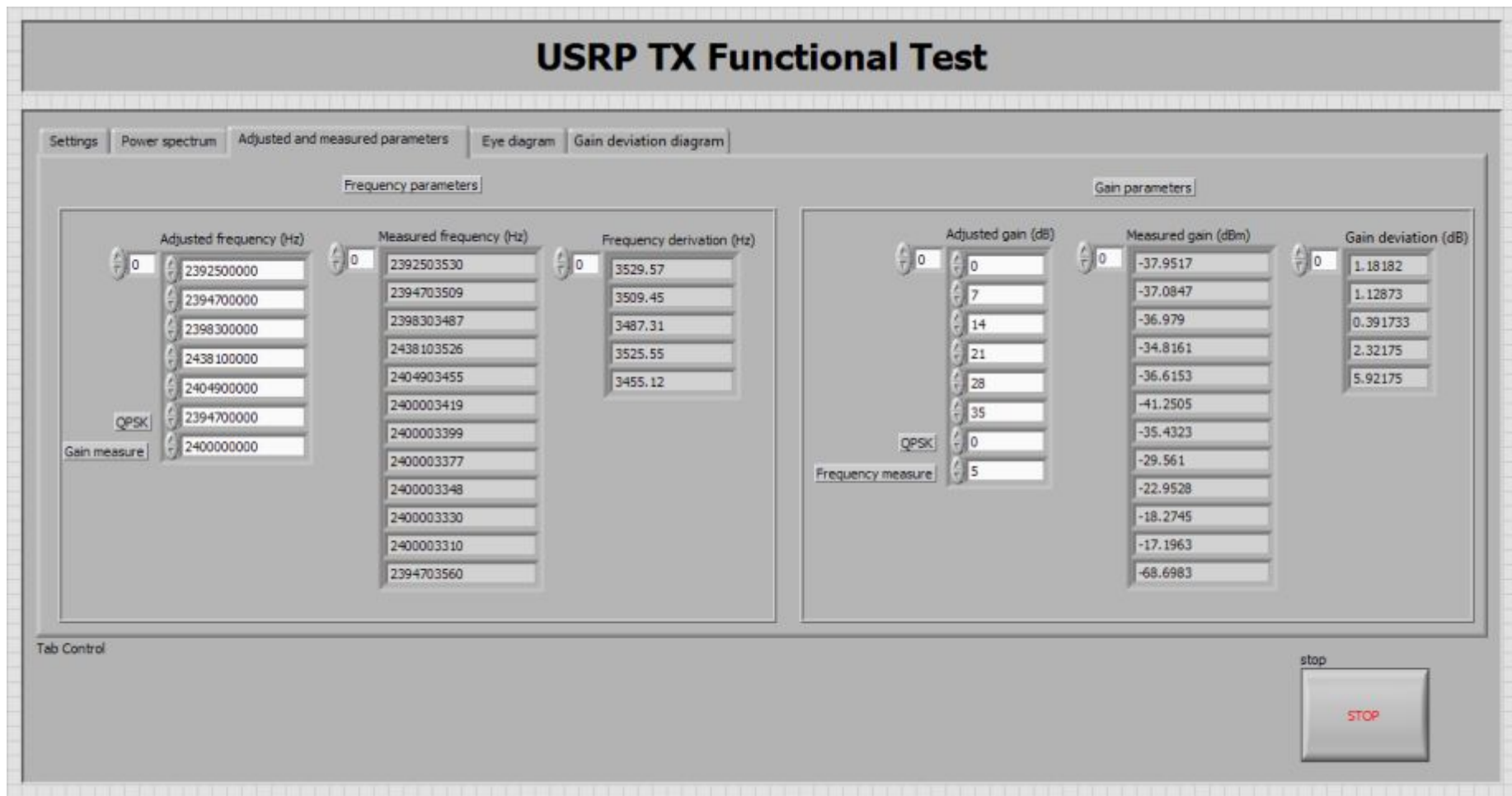
**7. sz. függelék: Az USRP2 modult vezérlő program folyamatábrája**



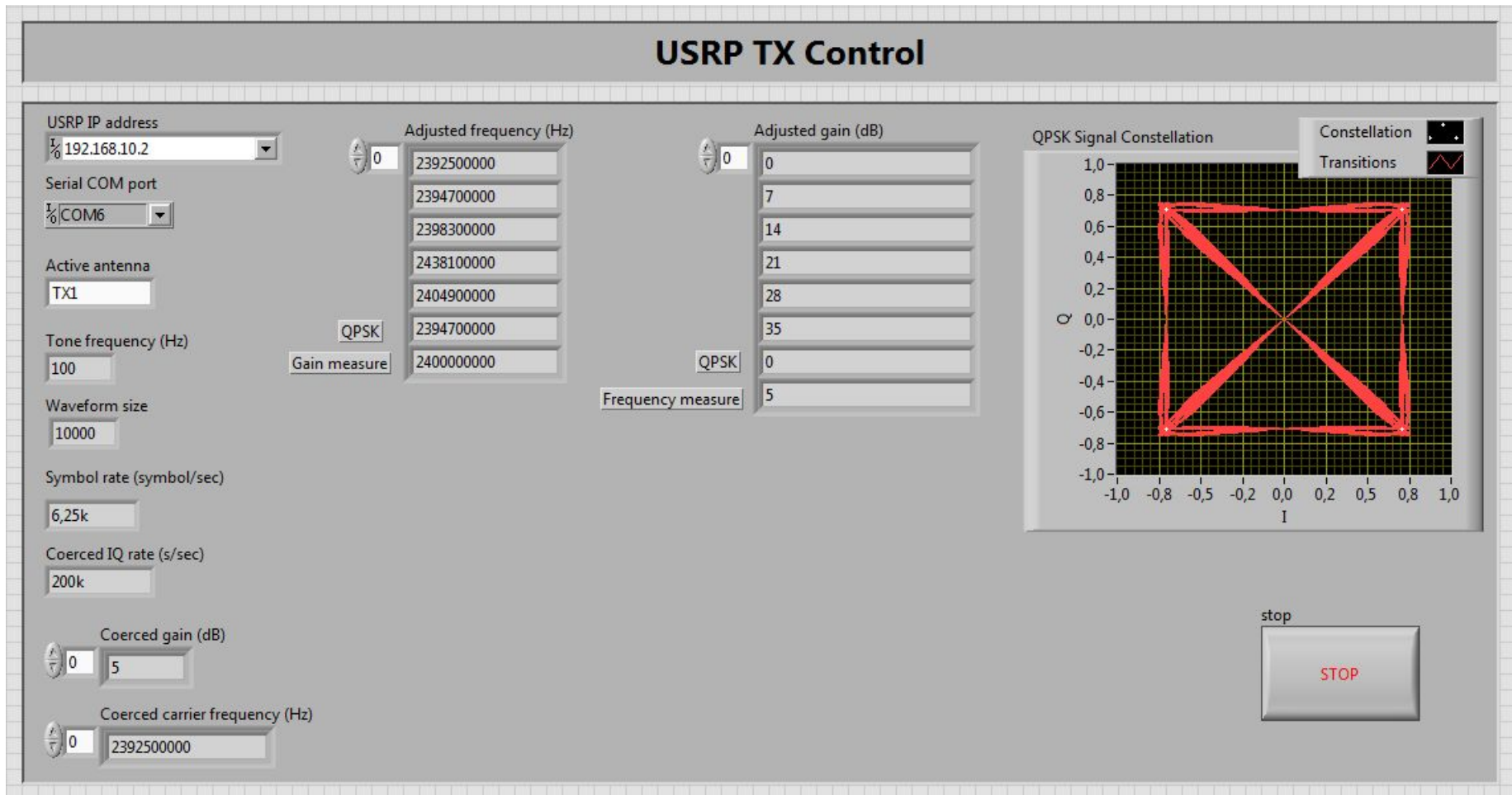
8. sz. függelék: Az USRP2 modult vezérlő program blokkdiagramja



9. sz. függelék: A PXI keretet vezérlő program front panelje a beállítható paraméterekkel



10. sz. függelék: A PXI keretet vezérlő program front panelje a mért és beállított vivőfrekvencia, illetve jelerősség paraméterekkel



11. sz. függelék: Az USRP2 modul vezérlő program front panelje