



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék

Hangkártya mintavételi frekvenciájának transzponálása

Önálló laboratórium 1. zárójegyzőkönyv
2013/14. II. félév

Varga Balázs (E9BQ6K)

III. évf., villamosmérnök szakos hallgató
BSc, Beágyazott információs rendszerek ágazat

Konzulens:

Dr. Orosz György adjunktus
(Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék)

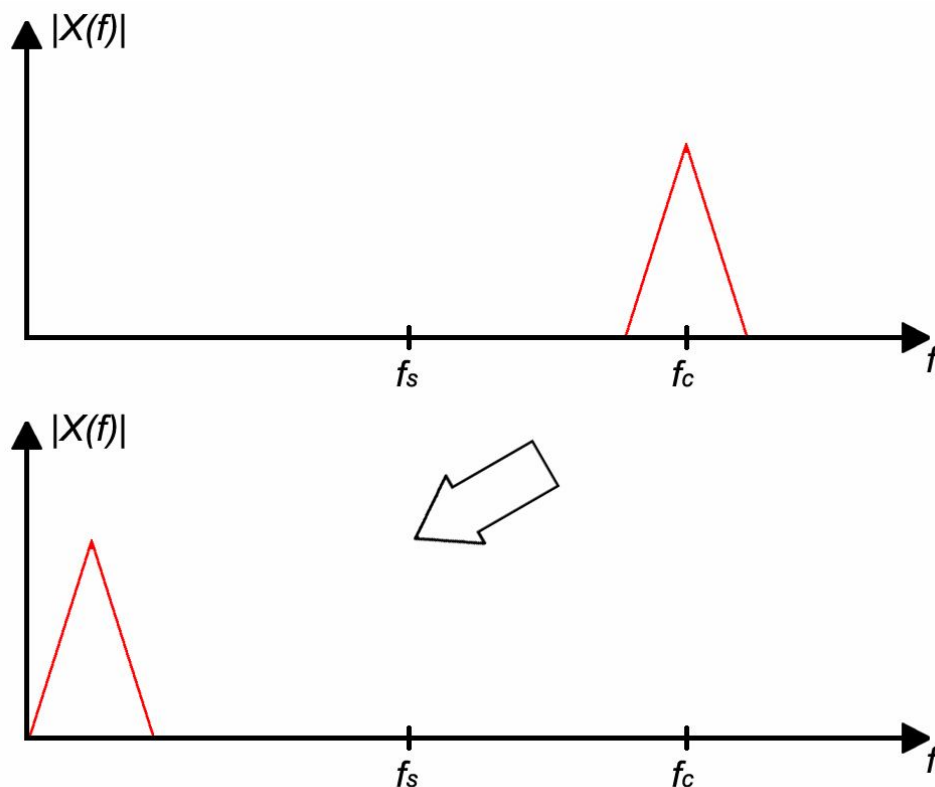
Tartalomjegyzék

1. Bevezetés.....	3
2. Lehetséges megoldási elvek	4
2.1. Digitális megoldás.....	4
2.2. Transzponálás alulmintavételezéssel.....	4
2.3. IQ keverés.....	6
3. Megvalósított megoldások.....	8
3.1. Mintavevő-tartó áramkör	8
3.2. Kétsatornás analóg szorzó.....	11
4. Alkalmazási és továbbfejlesztési lehetőségek	16
5. Felhasznált irodalom	17
6. Mellékletek	18
6.1. A mintavevő-tartó áramkör tervei	18
6.2. A kétsatornás szorzó tervei	19
6.3. Tápegység.....	21

1. Bevezetés

Munkám során arra a problémára kerestem konkrét áramköri megoldást, hogy miként lehet egy magas frekvenciára felkevert jelet digitális, akár számítógépes feldolgozásra alkalmassá tenni.

A cél, hogy olyan jeleket tudjunk a hangkártya vonalbemenetén keresztül számítógép segítségével (esetleg DSP-vel) vizsgálni, amelyek sávszélessége ugyan belefér a digitálisan feldolgozható tartományba (pl. PC hangkártya esetén kb. 20 kHz), azonban nem az alapsávban, hanem egy nagy értékű (több száz kHz – néhány MHz) vivőfrekvencia körül helyezkedik el. A feladat tehát egy olyan áramkör kifejlesztése, amelynek segítségével nem alapsávi jeleket lekeverhetünk az alapsávba:



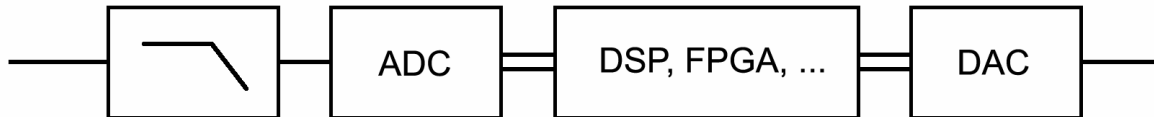
Szeretném hangsúlyozni, hogy a feladat nem (feltétlenül) demoduláció. A frekvenciatranszponálással ugyanis csak abban az esetben nyerjük vissza az eredeti modulációs tartalmat, ha a jel vivőfrekvenciás felkeverése amplitúdómodulációval történt. Amennyiben frekvencia-, fázis-, vagy akár valamilyen digitális modulációval keverték fel a jelet, egy egyszerű eltolással nem valósítunk meg demodulációt. Azonban a jelen projekt célja ebben az esetben is csak a lekeverés; minden magasabb rendű jelfeldolgozás (pl. FM demoduláció) digitálisan, például számítógéppel történik.

A következőkben ismertetem a feladat megoldására kínálkozó lehetőségeket, amelyek közül kettőt részletesen, mérésekkel illusztrálva is bemutatok.

2. Lehetséges megoldási elvek

2.1. Digitális megoldás

Kézenfekvő lehetőségnek tűnik a problémát teljesen digitálisan megoldani: a szükséges jelkondicionálás (erősítés, szűrés) után egy nagysebességű A/D konverterrel a bejövő jelet digitális mintasorozattá alakítjuk, majd egy alkalmas feldolgozó egységgel (jelprocesszorral, FPGA-val) megvalósítjuk a lekeverést. Az így keletkező kimeneti adatfolyamot D/A konverterrel alakíthatjuk vissza analóg jellé.



Az egyszerű blokkvázlat azonban megtévesztő: ez a megoldás igen bonyolult és költséges, gondoljunk csak az A/D konverterre, amelynek pl. rádiófrekvenciás bemenetek esetén óriási sebességgel kellene mintavételeznie a jelet – lehetőleg minél nagyobb felbontás mellett –, a feldolgozó egységnek pedig még ennél is nagyobb órajellel kellene működnie.

Ezt a lehetőséget a felvázolt problémák és nehézségek miatt a félév során nem vizsgáltam, a célom egy analóg megoldás kidolgozása volt.

2.2. Transzponálás alulmintavételezéssel

Ismeretes, hogy ha egy analóg jelet mintavételezünk, akkor a mintavételezett jel spektruma az eredeti jel spektrumának ismétlődéseiből áll elő:

$$X_{mv}(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j(\omega + k\omega_s))$$

ahol ω_s a mintavételezési körfrekvencia. Ebből egyszerűen következik az alapsávi jelek mintavételezésére vonatkozó tétel¹: ha a jel sávkorlátja B (azaz B -nél nagyobb frekvenciájú komponense nincs), akkor $f_s \geq 2B$ mintavételezési frekvencia esetén a mintavételezett jel spektruma átlapolódásmentes, így az eredeti jel belőle elméletileg tökéletesen visszaállítható.

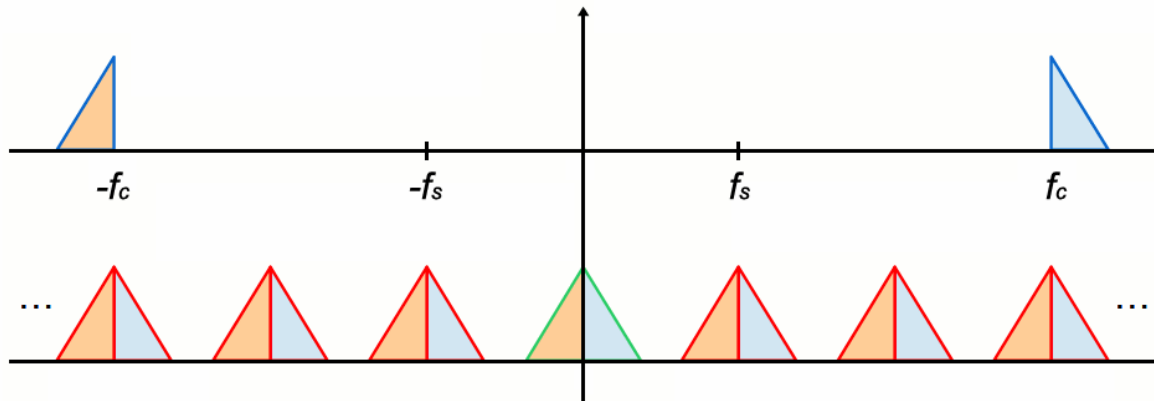
Ha azonban a jelünk **nem alapsávi**, akkor a mintavételezési frekvenciát gazdaságosabban is megválaszthatjuk. Természetesen a legnagyobb sávkorlát kétszeresénél (a Nyquist-frekvenciánál) nagyobb frekvenciák ebben az esetben is alkalmasak mintavételezésre, de sok esetben ennél kisebb frekvencia mellett is megvalósítható az átlapolódásmentes mintavételezés².

Ez a gondolat vezet el az alulmintavételezéssel megvalósított frekvenciatranszponálás ötletéhez: a mintavételezési frekvencia alkalmas megválasztásával elérhetjük, hogy az eredeti

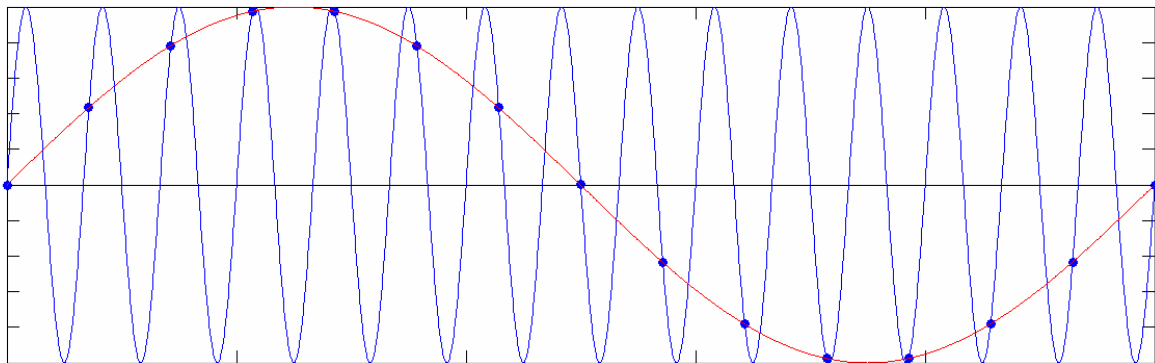
¹ A tétel *Harry Nyquist*, *Claude Shannon*, *Edmund T. Whittaker* és *Vladimir Kotelnikov* nevéhez fűződik, de általában csak *Nyquist-tétel* néven emlegetik.

² Részletesen lásd a [2] irodalomban.

spektrum valamelyik ismétlődése éppen az alapsávba kerüljön. Ha a többi ismétlődést egy aluláteresztő szűrővel elnyomjuk, akkor tulajdonképpen le is kevertük a jelet az alapsávba, így a feladatot megoldottuk. Ezt a gondolatot illusztrálja a következő ábra (felül az eredeti, f_c vivőfrekvenciával felkevert jel spektruma, alul a mintavételezetté látható, zölddel kiemelve az alapsávba keveredő komponens):



Ugyan nem pontosan a bevezetőben ismertetett feladatot oldja meg, de mégis a dolgozat témájához kapcsolódik, ezért említést érdemel az **ekvivalens mintavételezés** fogalma. Ez azt jelenti, hogy egy **alapsávi, periodikus** jelet úgy mintavételezünk, hogy az egymás utáni mintákat nem ugyanabból a periódusból vesszük, hanem két mintavétel között a jelnek akár nagyon sok periódusát kihagyjuk. Így nyilvánvalóan ugyanolyan mintákat kapunk, mintha a Nyquist-tételt betartva mintavételeztünk volna, csak éppen sokkal ritkábbak lesznek a mintáink, így a visszaállított jel frekvenciája a valóságosnál kisebb lesz.

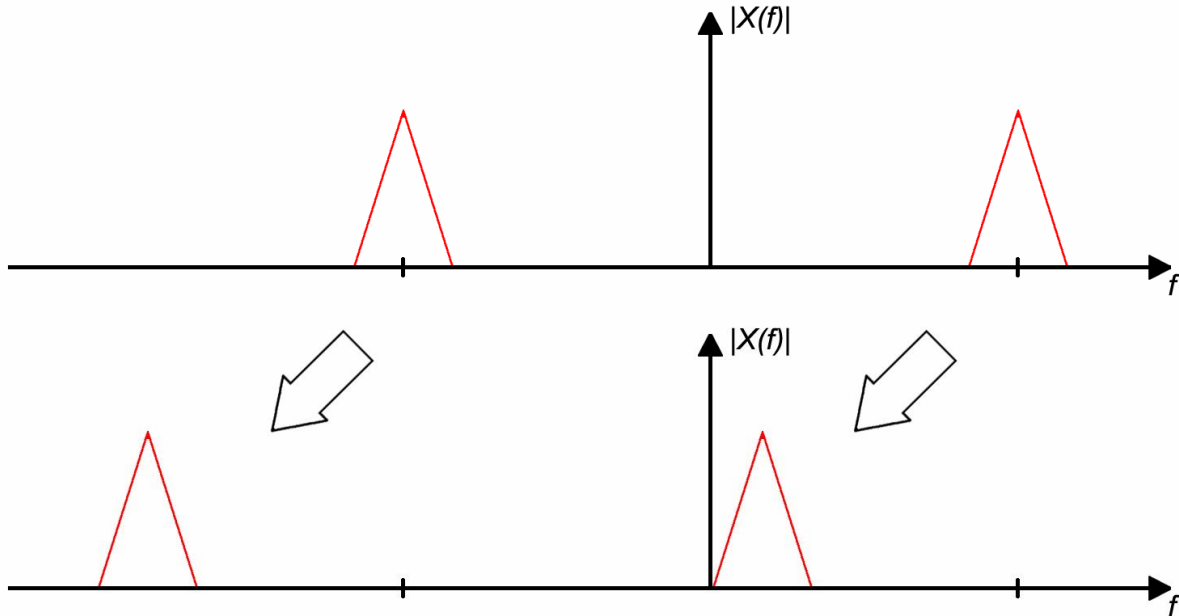


Ez az elv felhasználható arra, hogy nagyfrekvenciás periodikus jeleket számítógéppel vizsgálhassunk¹. Ehhez a mintavételezési frekvenciát úgy kell beállítani, hogy a visszaállított jel a hangfrekvenciás tartományba kerüljön, így a PC hangkártyájának vonalbemenetén keresztül digitalizálhatjuk a jelet. Szintén ezt a módszert használják egyes felső kategóriás oszcilloszkópok, amelyek akár több GHz-es jeleket is képesek így megjeleníteni.

¹ A témáról részletes cikk olvasható az [1] irodalomban.

2.3. IQ keverés

Egy frappáns megoldás az ún. IQ keverés módszere, amelynek megértéséhez először át kell tekintenünk, mi történik, amikor egy jel spektrumát ω_0 körfrekvenciánnyival eltoljuk, hiszen a feladatunk végül is éppen ez. Ismeretes, hogy egy valós jel amplitúdóspektruma mindig páros függvény. Amikor azonban eltoljuk a spektrumot, már nem páros függvényt kapunk, vagyis az eltoló spektrumhoz komplex értékű időfüggvény tartozik, amelynek fizikai értelme nyilvánvalóan nincs.



A problémát matematikailag a Fourier-transzformáció frekvenciatartománybeli eltolásról szóló tétele (vagy más néven modulációs tétele) fogalmazza meg:

$$\mathfrak{F}^{-1}\{X(j(\omega + \omega_0))\} = x(t)e^{-j\omega_0 t}$$

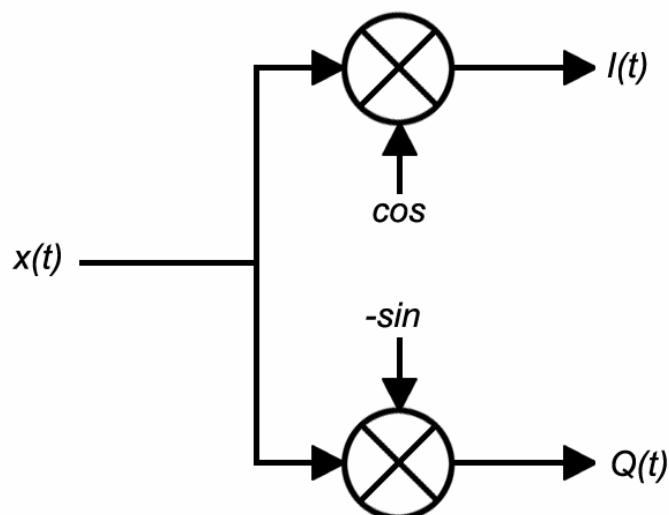
Fejtsük ki a komplex exponenciális tényezőt az Euler-formulának megfelelően:

$$x(t)e^{-j\omega_0 t} = x(t)\cos(\omega_0 t) - jx(t)\sin(\omega_0 t)$$

Ez utóbbi összefüggésből észrevehetjük, hogy ha magát a komplex jelet nem is, de külön-külön a valós és a képzetes részét viszonylag egyszerűen tudjuk realizálni. Nincs más dolgunk, mint megszorozni a lekeverendő jelünket két olyan, azonos – az eltolásnak megfelelő – frekvenciájú szinuszos jellel, melyek között 90° fázistolás van (ún. kvadrátúrajelek¹).

¹ Innen ered a módszer neve: In-phase Quadrature (IQ) Mixing.

Mivel a konkrét feldolgozás úgyis digitálisan történik majd, a valós és a képzetes részt képviselő két jel (a továbbiakban I és Q) előállításával a lekeverési feladatot megoldottuk. Az alábbi blokkvázlaton tekinthető át a módszer működése:



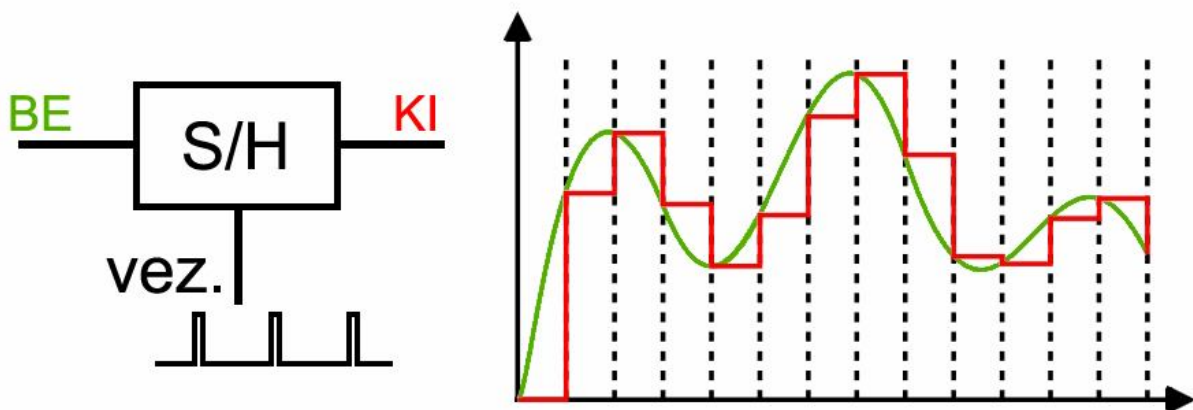
A félév során ezzel a megoldási módszerrel foglalkoztam legtöbbször. A következő pontban részletesen bemutatom a módszer egy lehetséges áramköri realizációját.

3. Megvalósított megoldások

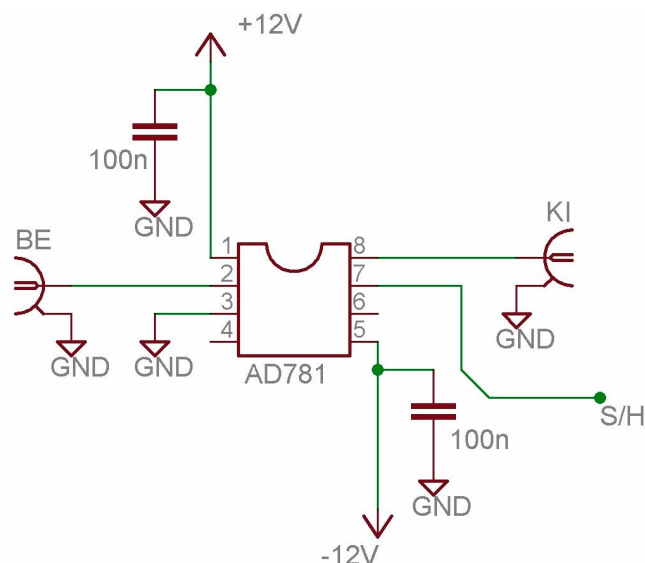
3.1. Mintavevő-tartó áramkör

Az alulmintavételezésen alapuló megoldás kipróbálásához a piacon készen rendelkezésre álló mintavevő-tartó integrált áramkörök közül az Analog Devices **AD781** jelűt választottam. Az ilyen áramkörök működése tulajdonképpen az ideális nulladredű tartószervet (ZOH – Zero Order Hold) közelíti, természetesen azzal a különbséggel, hogy a mintavételhez véges időre van szükségük (acquisition time). Az általam választott AD781-es áramkör minimális mintavételezési ideje például 750 ns, ezzel a közepesen gyors mintavevő-tartók között van.

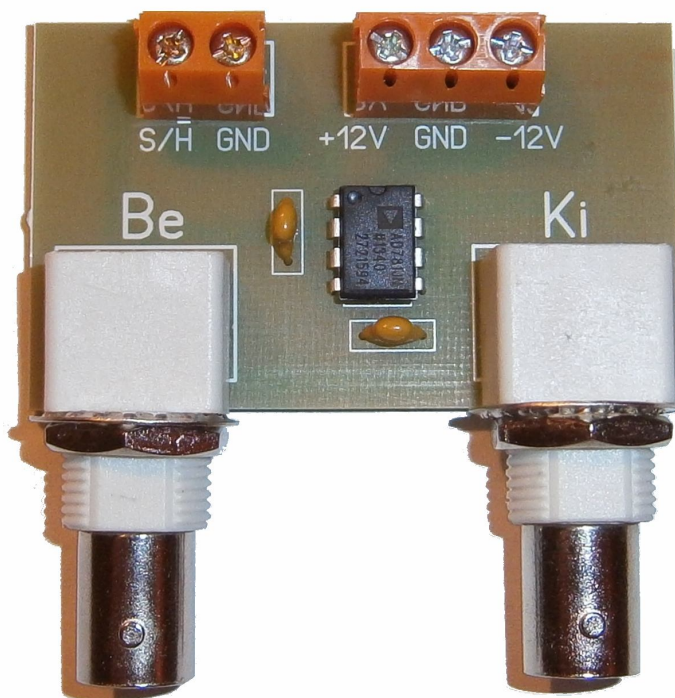
Ezek az áramkörök többnyire két bemenettel (mintavételezendő jel, vezérlőjel) és egy kimenettel (mintavételezett jel) rendelkeznek. A vezérlőbemenet hatása áramkörönként különböző: többnyire a vezérlőjel magas szintje alatt mintavételezik a bemeneti jelet, ekkor a kimenet vagy határozatlan, vagy követi a bemenetet (track-and-hold áramkörök). A vezérlőjel alacsony szintje hold módba állítja az áramkört, ekkor a kimenetén megtartja az utolsó mintavételezett értéket. Az AD781-es nem track-and-hold áramkör, a mintavétel ideje alatt nem követi pontosan a bemenetet, így minél rövidebb impulzusokat célszerű a vezérlőbemenetre adni.



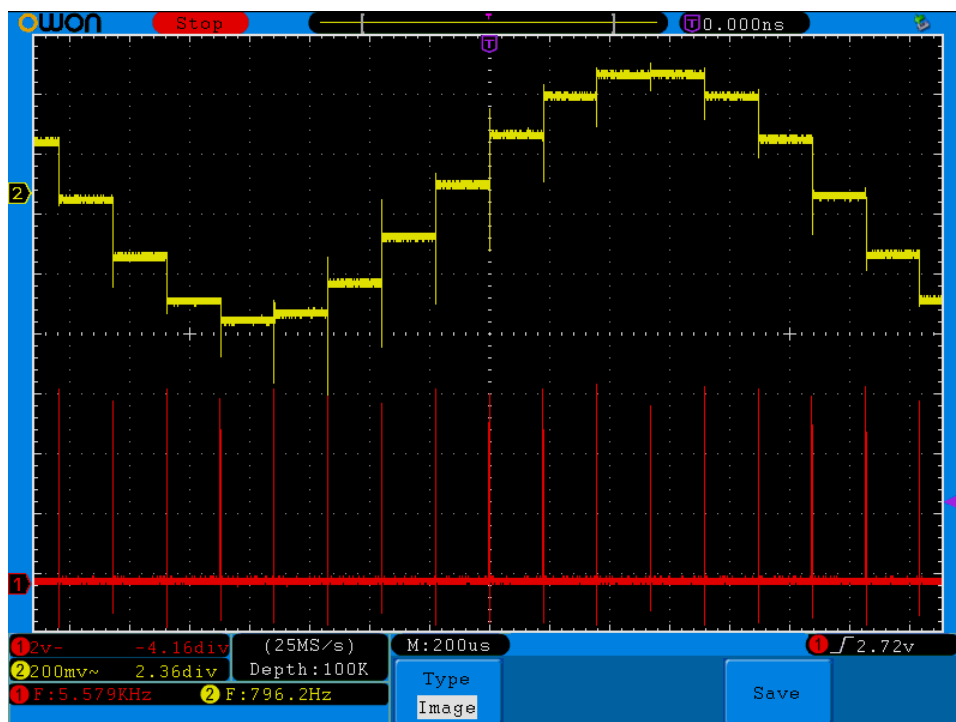
Az áramkör üzembe helyezése semmilyen speciális külső elemet nem igényel, így a kapcsolási rajz csak a táplálást és a tápfeszültséget szűrő kondenzátorokat tartalmazza:



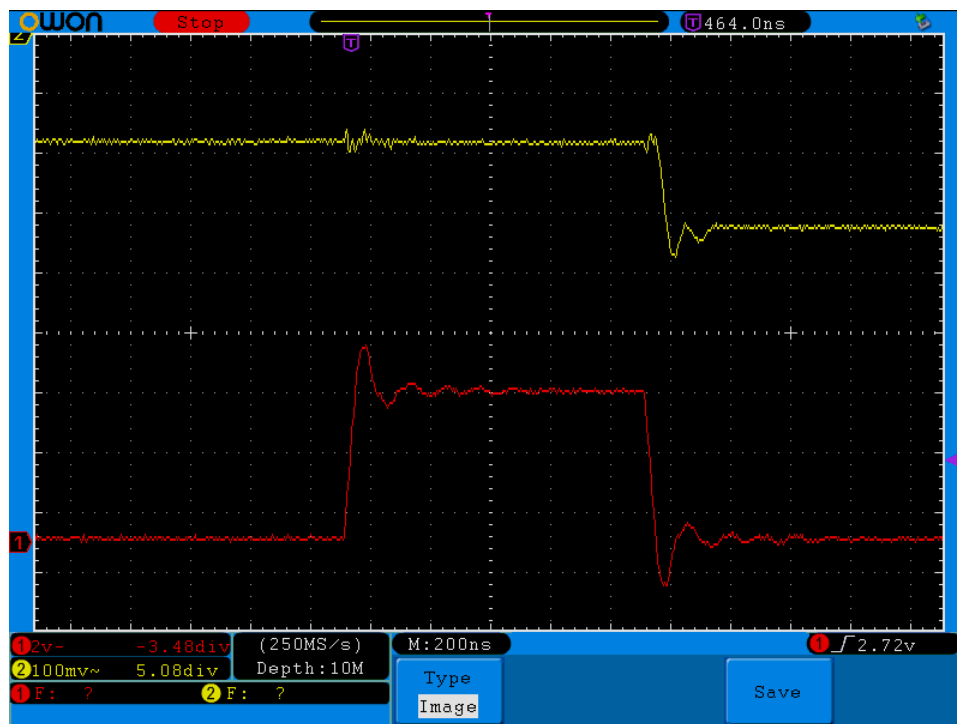
A kapcsoláshoz – annak egyszerűsége ellenére – a mérések kényelmes lebonyolítása érdekében nyomtatott áramkört terveztem, amelynek dokumentációi a mellékletek között megtalálhatók. Az elkészült áramkör az alábbi képen látható:



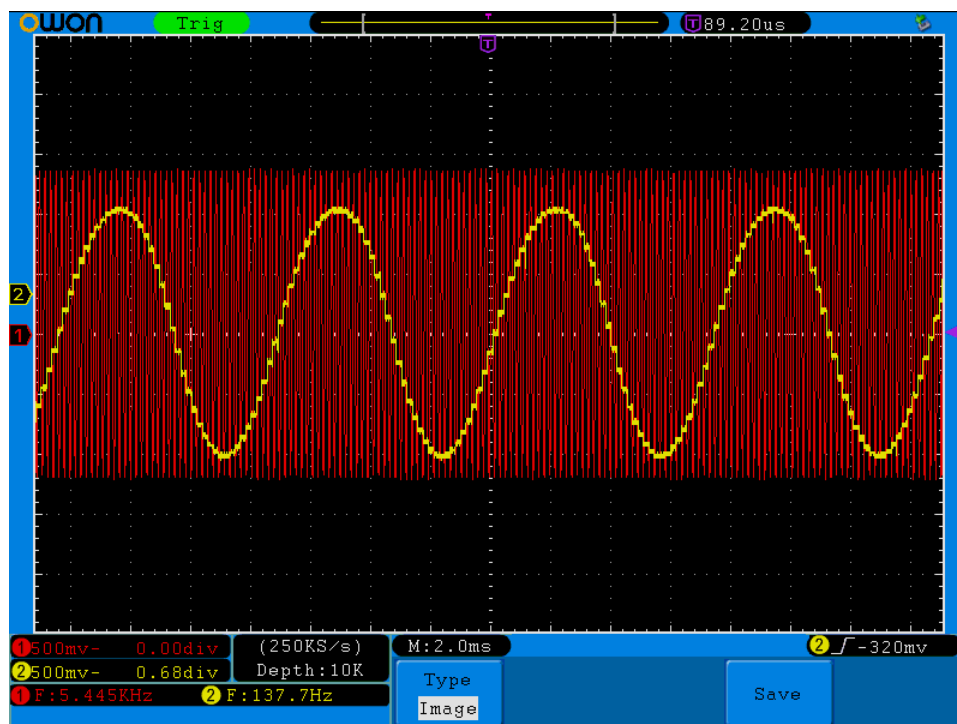
Az áramkör működését méréssel ellenőriztem. A vezérlőjelet egy Atmel ATmega128 alapú mikrokontroller fejlesztőpanel segítségével generáltam. Az alábbi oszcilloszkóp képernyőfelvételen sárgával látható az áramkör háromszögjel bemenetre adott kimeneti jele, pirossal pedig a mintavételezést vezérlő impulzusok.



Egy mintavételező impulzus és a kimeneten ennek hatására lezajló változás:



Az alábbi képen a 2.2. pontban bemutatott ekvivalens mintavételezés látható: pirossal (az időalap beállítása miatt nem láthatóan) egy nagyfrekvenciás szinuszjel, sárgával ennek ekvivalens mintavételezéssel kapott, csökkentett frekvenciájú képe.



A kimeneti jel „szögletességén” az adott alkalmazáshoz illeszkedő határfrekvenciájú aluláteresztő szűrő segítségével javíthatunk. Ezzel együtt az áramkör alkalmas arra a

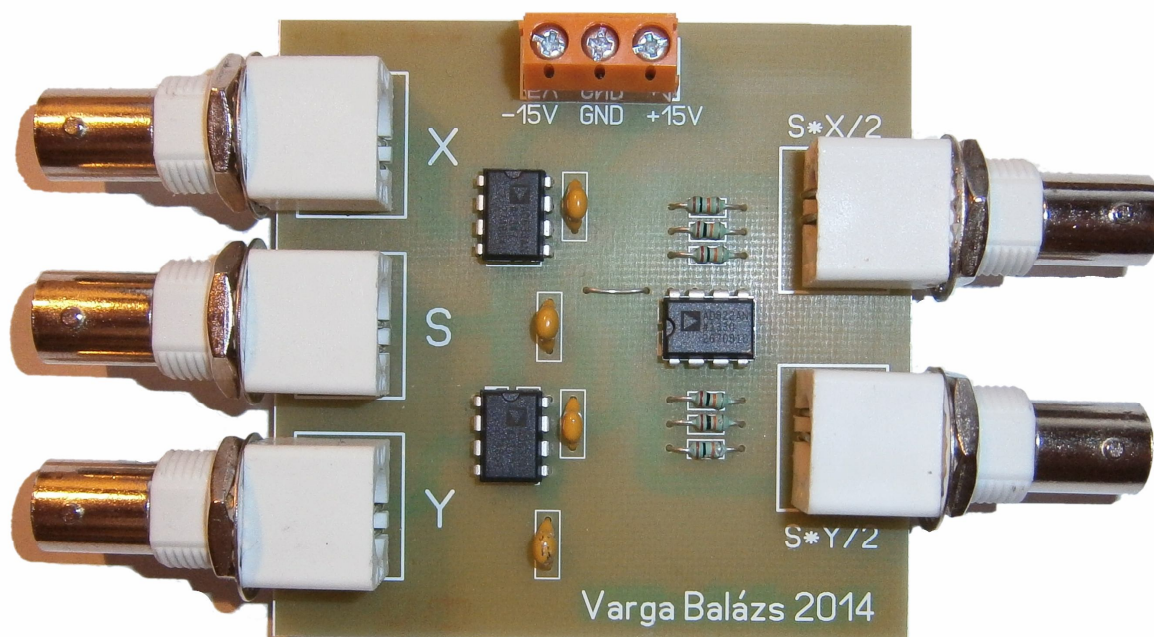
korábban említett célra, hogy nagyfrekvenciás periodikus jeleket a PC hangkártyájának bemenetén keresztül vizsgálhassunk vele.

A módszer nehézsége a mintavételező impulzusok generálása. Ahhoz ugyanis, hogy jó minőségű lekeverést valósíthassunk meg, nagyon pontos frekvenciájú, egyéb szigorú specifikációkat (pontos apertúraidő, alacsony jitter, minél kisebb élváltási tranziensek) is teljesítő négyszögjelre volna szükség, amelynek előállítása nem egyszerű feladat.

A fent bemutatott megoldásban tehát több lehetőség rejlik, mint amennyit a félév során alkalmam volt kipróbálni. Jövőbeli terveim között szerepel ellátni az áramkört egy jó minőségű hangolható kimeneti szűrővel (pl. Sallen-Key-alaptag), valamint egy pontos jelgenerátorral.

3.2. Kétsatornás analóg szorzó

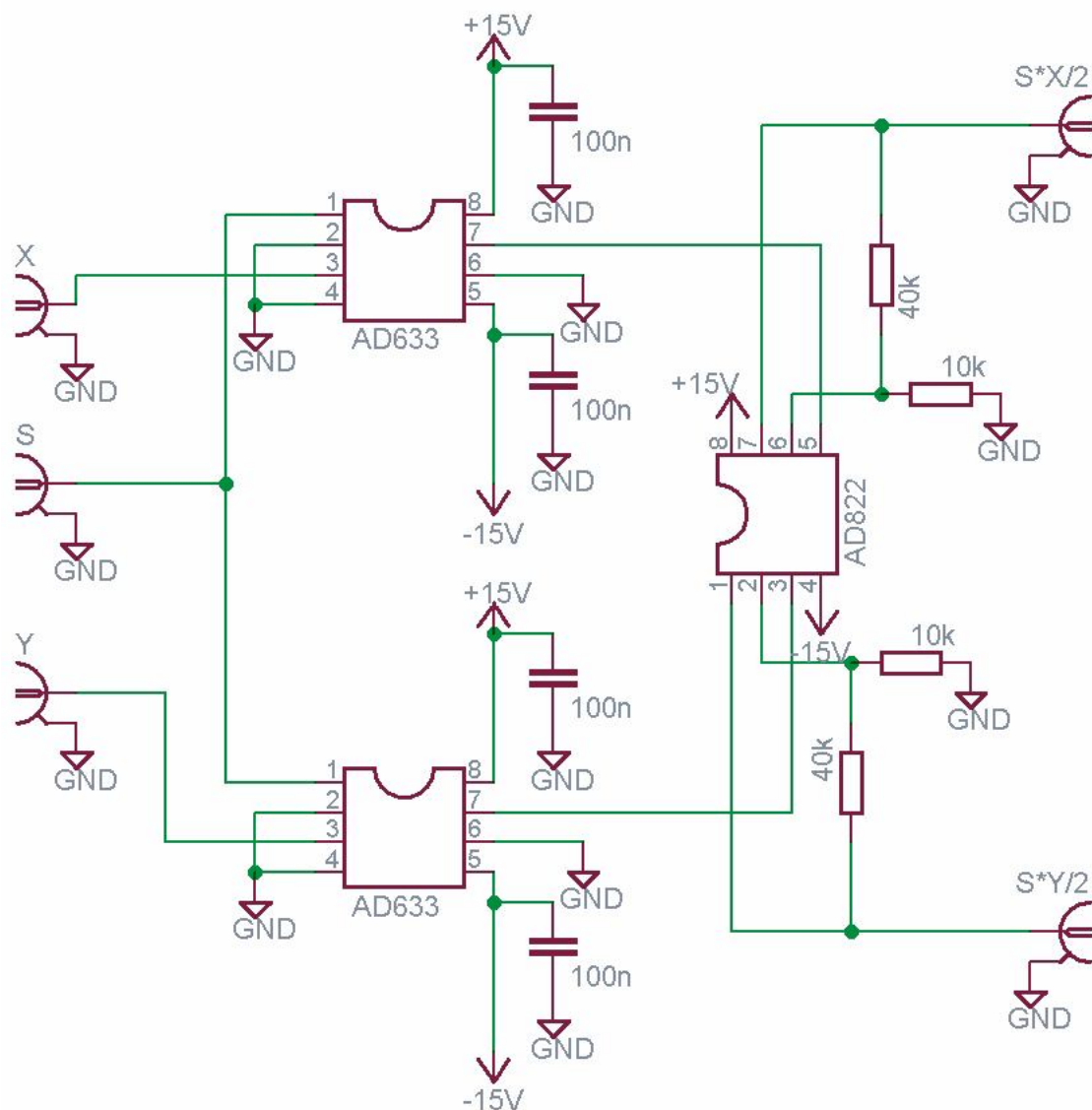
Az IQ keverés elvének kipróbálásához egy kétsatornás szorzóáramkört terveztem és építettem meg, ez látható az alábbi képen:



Ahogy a szitanyomott feliratok is mutatják, az áramkör feladata, hogy az S bemeneti jelet összeszorozza külön-külön az X és Y jelekkel. Ha az S bemenetre a lekeverendő jelet adjuk, az X és Y bemenetekre pedig a megfelelő frekvenciájú kvadratúrajeleket, akkor a két kimeneten előáll a 2.3. pontban ismertetett I és Q jel.

Az áramkör alapját két **AD633** négysíknegyedes (four-quadrant) lineáris szorzó adja. Ez az integrált áramkör a két differenciális bemenetének szorzatát adja ki a kimenetén, egy tízes faktorral leskálaázva. A leskálaázást kompenzálendő és a drága szorzókat az esetleges rövidzárlattól védendő, a kimeneteket egy ötszörös erősítésű, **AD822**-vel megvalósított erősítő pufferelemi.

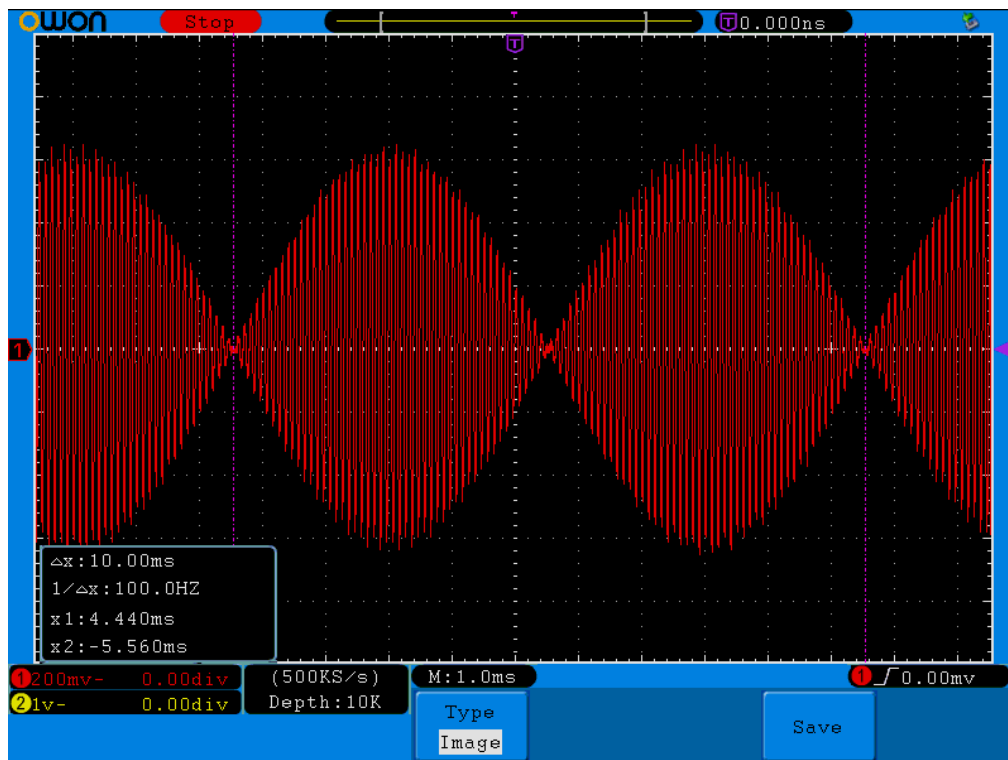
Az áramkör kapcsolási rajza:



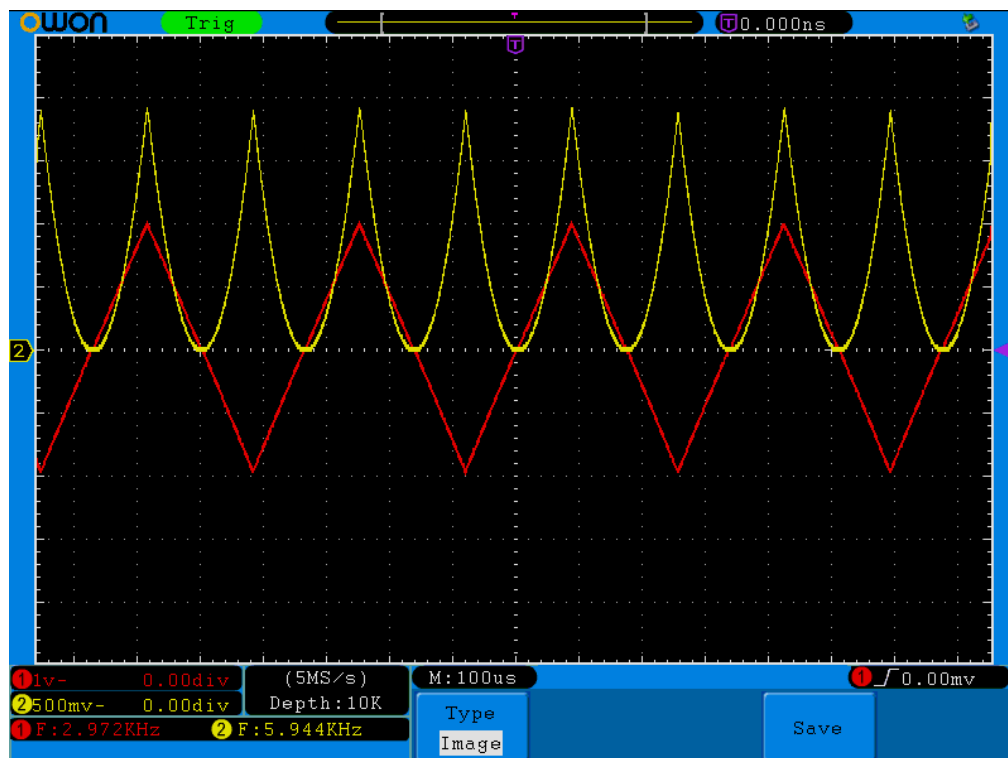
A működést a megépítés után csatornánként külön-külön teszteltem. Az összeszorozandó jeleket számítógéppel, MATLAB segítségével állítottam elő. Az alábbi rövid kóddal például egy olyan sztereó jelet generáltam a PC hangkimenetén, amelynek egyik csatornáján egy 100 Hz-es, a másik csatornáján pedig egy 10 kHz-es szinuszjel szól:

```
fs=44100;
t=(0:1/fs:40)';
x=sin(2*pi*10000*t);
y=sin(2*pi*100*t);
sound([x y],fs);
```

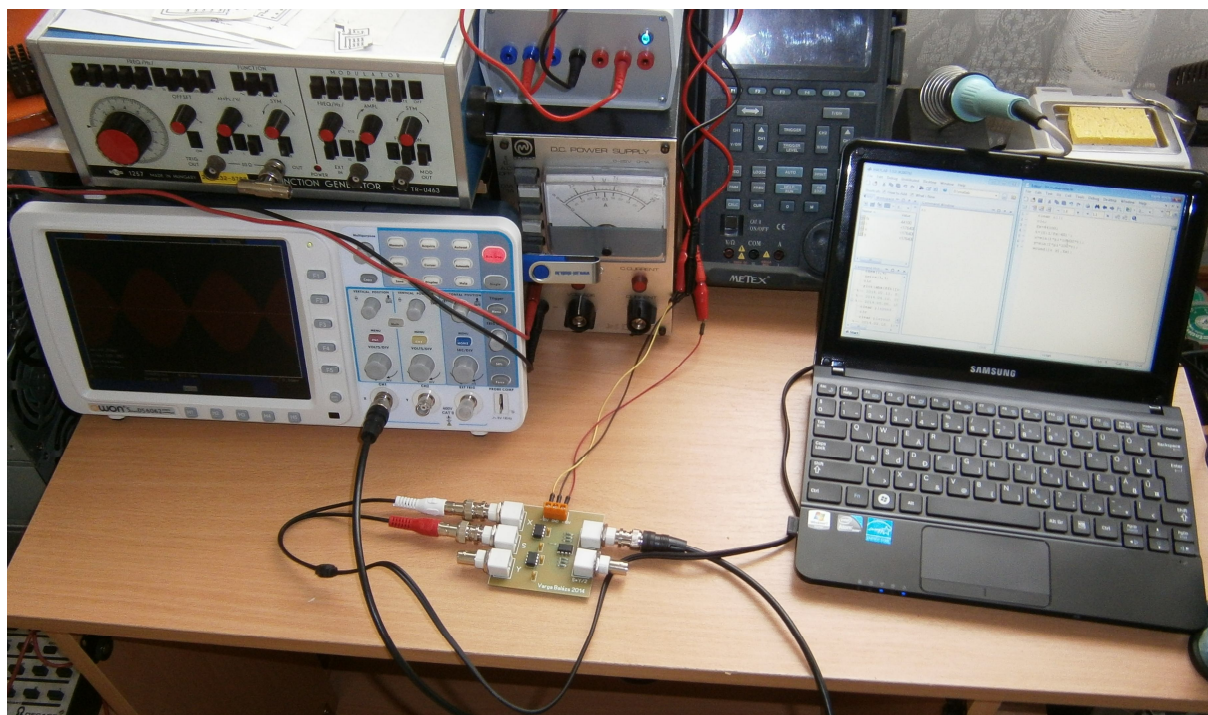
Az áramkör két bemenetére (S, X) csatlakoztatva a hangkimenet egy-egy csatornáját, a megfelelő kimeneten a következő hullámformát kaptam:



Ez az elvárásnak megfelelően egy 10 kHz-es vivőjű AM-DSB/SC jel (az áramkör tehát az alapfeladat ellentettjére, felkeverésre is használható). Egy másik mérés során mindkét bemenetre háromszögjelet adtam, így a kimeneten az alábbi periodikus parabolák jelentek meg:



A kapcsolás tehát működőképesnek bizonyult, mindkét csatorna képes összeszorozni két jelet. Az alábbi képen a mérési elrendezés látható:



A lekeverést egy egyszerű AM-demodulációs kísérlettel próbáltam ki. Egy zeneszám rövid részletét MATLAB segítségével 15 kHz-re kevertem fel (a zene mintáinak vektorát szoroztam egy 15 kHz-es szinuszzel), és az így kapott AM jelet adtam ki a hangkimenetre, majd ezt csatlakoztattam az áramkör S bemenetére. Az X és Y bemenetre egy másik számítógép által generált, 15 kHz-es kvadrátúrajelet adva a kimeneteken előállt az I és a Q jel. Ezek ideális esetben (a kétszeres vivőfrekvencián megjelenő komponenst és az átskálázást leszámítva) önmagukban is visszaadnák az eredeti zenét:

$$x(t)\cos(\omega_0 t)\cos(\omega_0 t + \varphi) = \frac{\cos(\varphi)}{2} x(t) + \frac{1}{2} x(t)\cos(2\omega_0 t + \varphi)$$

Azonban természetesen nem biztosítható a lekeveréshez használt frekvencia és a vivőfrekvencia tökéletes egyezése. Kis frekvenciahiba hatása olyan, mintha a fenti összefüggésben a φ fázishiba lassan változna, ezért a zene lassan, periodikusan elhalkul-hangosodik. Ez a hiba azonban a digitális feldolgozás során egyszerűen kompenzálható. A helyzet még egyszerűbb, ha a felkevert jelben a vivőfrekvencia is jelen van: ekkor lekeverés után a komplex jelből történő abszolútérték-képzéssel demodulálhatunk (valójában a hangkártya bemenetének AC csatolása miatt szándékosan néhány Hz-cel félre kell keverni a jelet, és az eltérést digitálisan kompenzálni). Mindkét esetben sikerült digitálisan, jó minőségben rekonstruálni az eredeti zenét.

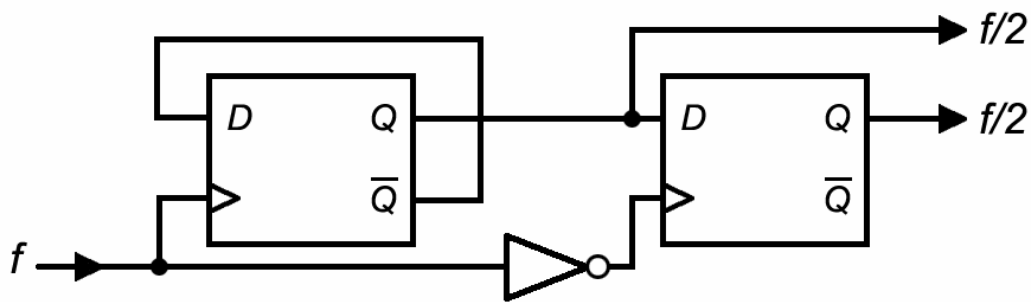
Az IQ keverés legnagyobb hátrányát kétségkívül a kvadrátúrajelek előállításának nehézsége jelenti. Az eddigiekben ugyanis természetesen vettem, hogy rendelkezésre áll két, egymáshoz képest 90°-os fázistolásban lévő szinuszos jel, azonban – ahogy a félév során többször is tapasztaltam – ezek előállítása még laboratóriumi körülmények között, jó

minőségű függvénygenerátorokkal sem mindig egyszerű. Ezek a jelek két független forrásból nem származhatnak, mert nem engedhető meg köztük a legkisebb frekvenciahiba sem, mivel ekkor a köztük lévő fáziskülönbség (már amennyire ez egyáltalán értelmezhető) folyamatosan változna.

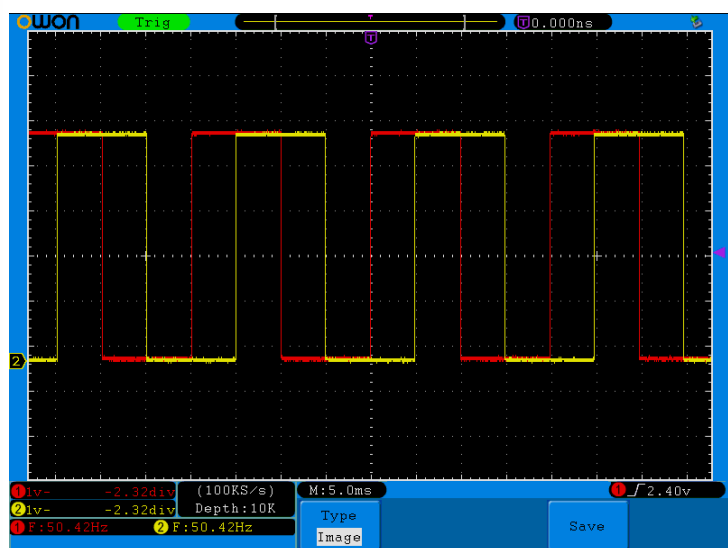
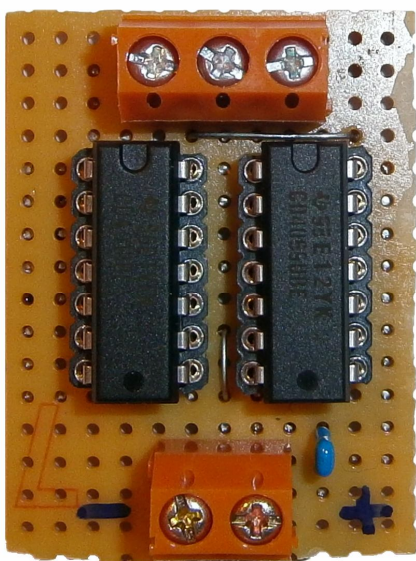
Az egyik lehetőség **két szinkronizálható függvénygenerátor** használata. Ez egy járható út, azonban ilyen generátorok csak jól felszerelt laborokban állnak rendelkezésre; ha az áramkört „élesben” szeretnénk használni, akkor valószínűleg más módszert kell találni a keverőjelek előállítására.

Egy lehetséges megoldást jelenthet a **DDS¹** alkalmazása. Ilyen áramkört építhetünk magunk is egy mikrokontroller valamint egy D/A konverter segítségével, azonban léteznek kész integrált áramkörök is erre a célra, például az AD9102, amelyet SPI buszon keresztül kell felprogramozni a generálandó jel mintáival. Sajnos azonban bármelyik verziót is választjuk, mindenképpen igen magas költségekkel kell számolnunk.

Ha feladjuk azon törekvésünket, hogy szinuszos keverőjeleket állítsunk elő, és megelégszünk **négyszögjellel** is, akkor a helyzet szerencsére sokkal egyszerűbbé válik. Az alábbi ábrán látható egyszerű, logikai alapelemekből felépülő kapcsolás például egy f frekvenciájú bemenő négyszögjellel két $f/2$ frekvenciájú, kvadraturában lévő jelet állít elő.



A kapcsolást próbapanelen meg is építettem (CD4013-as D flip-flop és CD4069-es inverter használatával), és amint a mellékelt oszcilloszkóp ábra mutatja, működőképesnek bizonyult.



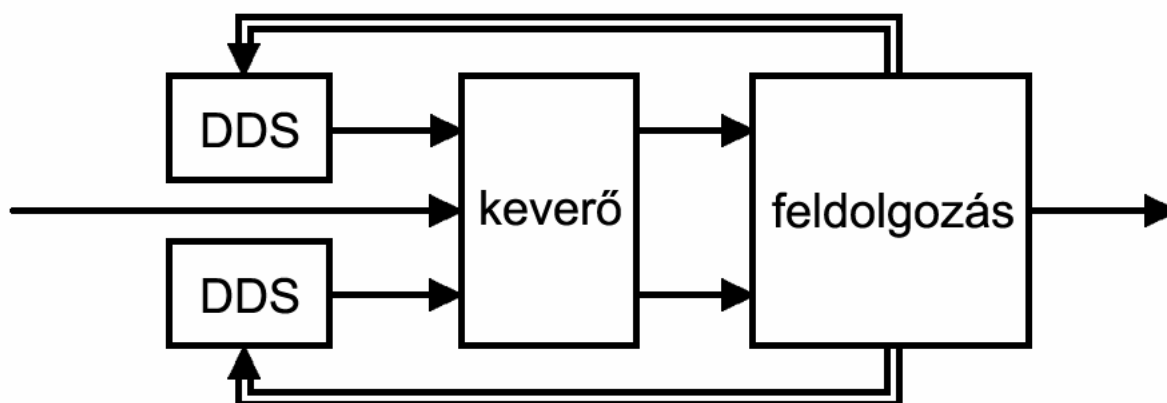
¹ Direct Digital Synthesis, azaz közvetlen digitális jelszintézis. Részletesen lásd az [5] irodalomban.

Joggal vetődhet fel a kérdés, hogy egyáltalán lehet-e négyszögjellel keverni. Nos, a négyszögjel végtelen sok szinuszjel összegeként is felfogható, így tulajdonképpen arról van szó, hogy ekkor a jelet sok különböző frekvenciával keverjük le, vagyis nem csak az alapsávban fog megjelenni a kívánt spektrum, hanem több helyen is – ezektől a komponensektől szűréssel megszabadulhatunk. Esetleg előzetes szűréssel is formálhatjuk a négyszögjeleket, ezzel csökkentve a nemkívánatos helyekre lekeveredő komponenseket.

Megjegyzem, hogy amennyiben a négyszögjellel való keverést választjuk, a lineáris szorzó bár tökéletesen alkalmas a feladatra, egyszerűbb és olcsóbb megoldás is létezik. Az ún. Gilbert-cellás¹ keverőáramköröket (mint pl. az **MC1496**) ugyanis éppen ilyen, nemlineáris működésre tervezték. Ezt a lehetőséget főleg szimulációkkal és próbapanelen összeállított áramkörökkel vizsgáltam – ígéretes eredményekkel. Ennek (és általában a négyszögjeles keverésnek) a részletesebb kipróbálása jövőbeli terveim között szerepel.

4. Alkalmazási és továbbfejlesztési lehetőségek

Amennyiben a keverőjelek előállítását is integráljuk, egy komplex, önállóan is működőképes, több célra használható jelfeldolgozó rendszerhez juthatunk. Egy lehetséges megvalósítási séma látható az alábbi blokkvázlaton:



Egy érdekes felhasználási terület lehet a szoftveres rádióvevő² (SDR – Software Defined Radio). A feldolgozást végző egység (tipikusan számítógép) a DDS-eket oly módon vezérli, hogy a felhasználó által beállított vivőjű jel keveredjen le az alapsávba. Ennek a jelnek a digitális feldolgozását szintén a számítógép végzi: FM műsorszóró rádióadás vételéhez például először szoftveresen demodulációt kell végrehajtani, majd az így kapott összetett jelből ki kell nyerni a két hangcsatorna jelét, valamint opcionálisan az RDS-információt.

¹ A Gilbert-cella működéséről részletes ismertető olvasható a [6] irodalomban.

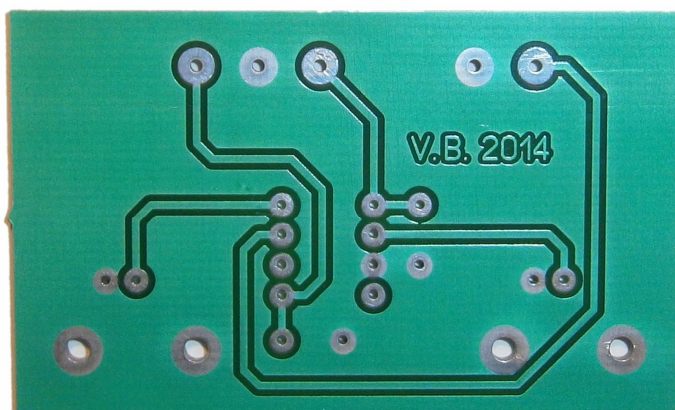
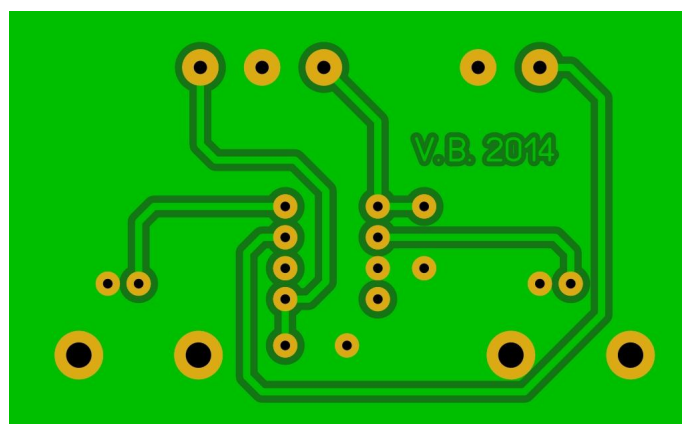
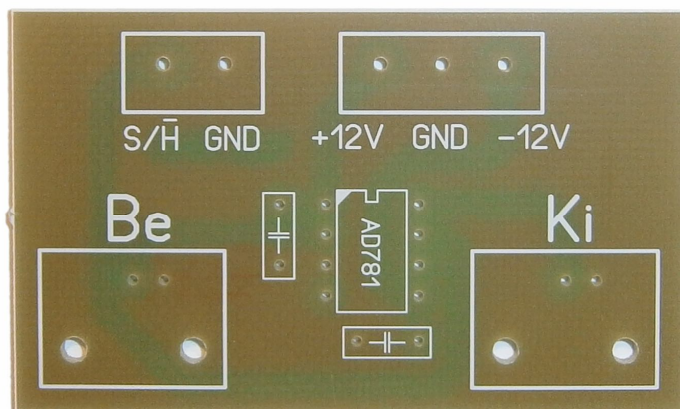
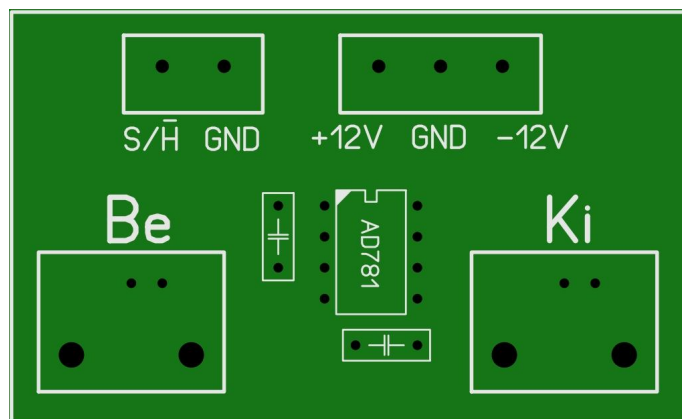
² A szoftverrádiókról részletes információ található a [7] és [8] irodalmakban.

5. Felhasznált irodalom

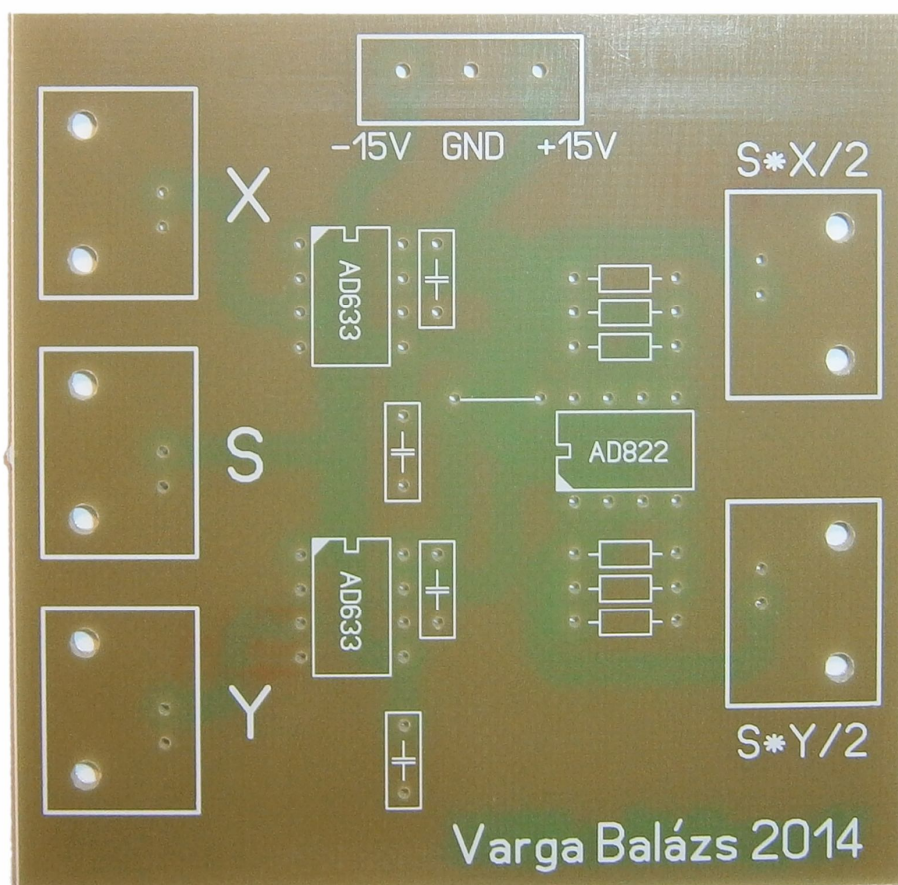
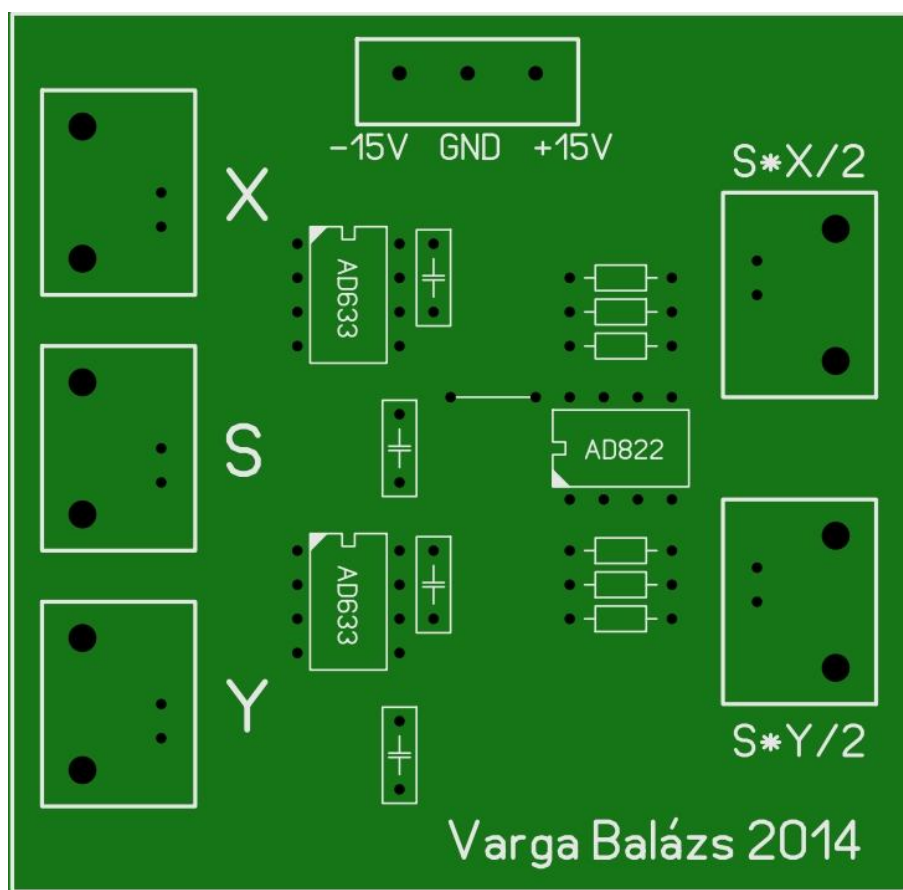
- ^[1]A témát inspiráló cikk az Analog Devices fejlesztője, Doug Mercer tollából
<http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/45-11/soundcard.html>
- ^[2]A Wikipédia alulmintavételezésről szóló szócikke
<http://en.wikipedia.org/wiki/Undersampling>
- ^[3]Johan Kirkhorn: Introduction to IQ-demodulation of RF-data
<http://folk.ntnu.no/htorp/Undervising/TTK4165/notater/IQdemodulation.pdf>
- ^[4]Ali M. Niknejad (University of California, Berkeley): I/Q Mixers; BJT Mixers
http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/ee142_fa05lects/pdf/lect16.pdf
- ^[5]A National Instruments rövid ismertetője a DDS-ről
<http://www.ni.com/white-paper/5516/en/>
- ^[6]A Wikipédia szócikke a Gilbert-celláról
http://en.wikipedia.org/wiki/Gilbert_cell
- ^[7]A Wikipédia szócikke az SDR rádiókról
http://en.wikipedia.org/wiki/Software-defined_radio
- ^[8]Pieter-Tjerk de Boer SDR rádiók fejlesztésével foglalkozó weblapja
<http://wwwhome.cs.utwente.nl/~ptdeboer/ham/sdr/>
- ^[9]Az AD781 mintavevő-tartó adatlapja
http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD781.pdf
- ^[10]Az AD633 lineáris szorzó adatlapja
http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD633.pdf
- ^[11]Az AD822 műveleti erősítő adatlapja
http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD822.pdf

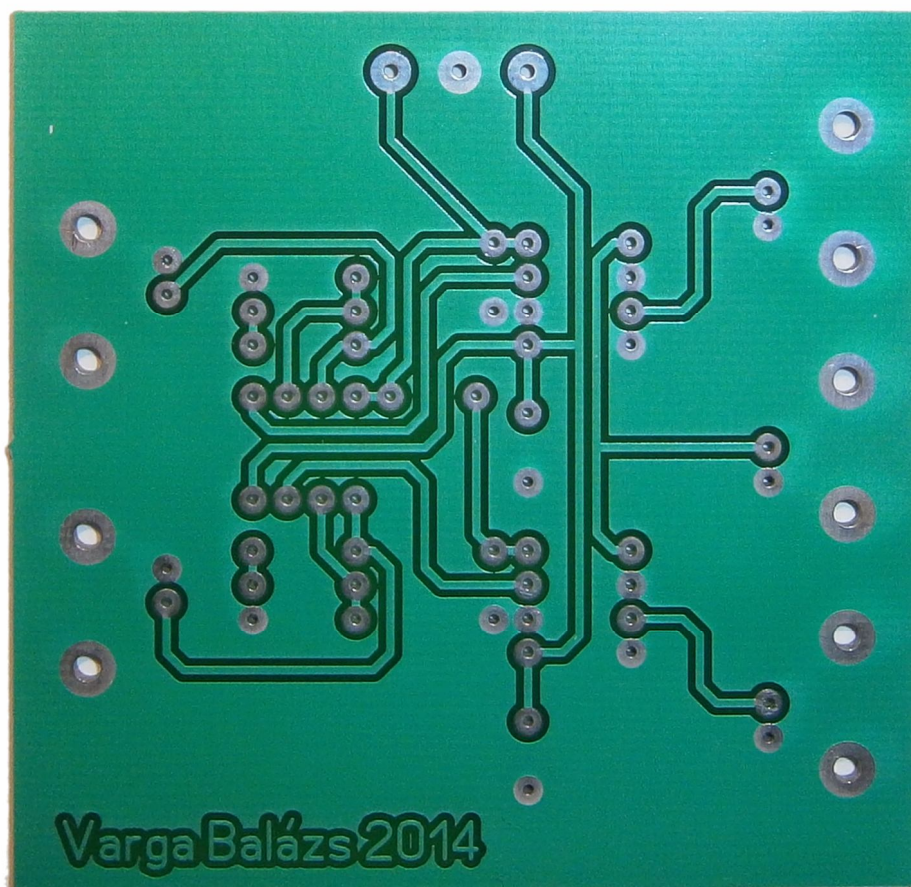
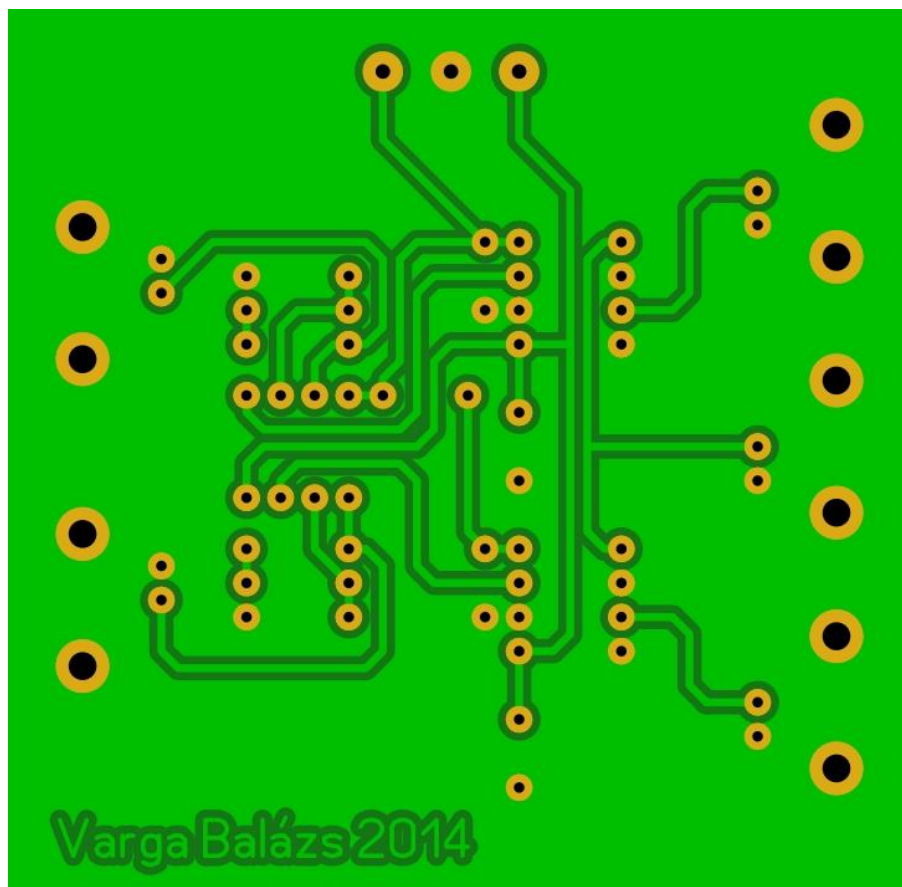
6. Mellékletek

6.1. A mintavevő-tartó áramkör tervei



6.2. A kétszatornás szorzó tervei





6.3. Tápegység

Az áramkörök bemérése során többféle szimmetrikus tápfeszültségre volt szükségem, ezért készítettem egy egyszerű, hatcsatornás, $\pm 5\text{V}$, $\pm 12\text{V}$ és $\pm 15\text{V}$ kimenettel rendelkező tápforrást.

