



**BUDAPESTI MŰSZAKI ÉS
GAZDASÁGTUDOMÁNYI EGYETEM**
VILLAMOSMÉRNÖKI ÉS INFORMATIKAI KAR
SZÉLESSÁVÚ HÍRKÖZLŐ RENDSZEREK TANSZÉK

SZINTÉZERES LOKÁLOSZCILLÁTOR TERVEZÉSE SZOFTVERRÁDIÓ ALKALMAZÁSÁHOZ

Négyesi Gábor
Konzulens: dr. Eged Bertalan

2002

Tartalomjegyzék

TARTALMI ÖSSZEFOGLALÓ.....	3
ABSTRACT.....	4
1. BEVEZETÉS.....	5
2. FREKVENCIASZINTETIZÁLÁSI ELJÁRÁSOK.....	7
2.1. A FREKVENCIASZINTÉZIS JELENTÉSE.....	7
2.2. FREKVENCIASZINTÉZEREK TÍPUSAI.....	8
2.3. A DIREKT ANALÓG SZINTÉZER.....	8
2.4. A DIREKT DIGITÁLIS SZINTÉZER.....	12
2.4.1. A direkt digitális szintézer alapgondolata.....	12
2.4.2. A kimenő jel frekvenciájának számítása.....	13
2.4.3. A kimenő jel spektrális képe.....	14
2.4.4. Fáziscsonkítás.....	15
2.4.5. Kvantálási hiba.....	19
2.4.6. A digitál-analóg konverter linearitási hibája.....	20
2.4.7. A direkt digitális szintézer fáziszajáról.....	21
2.4.8. A direkt digitális szintézer jellemzőinek összegzése.....	21
2.5. PLL ALAPÚ SZINTÉZEREK.....	23
2.5.1. A PLL alapú frekvenciaszintézis alapgondolata.....	23
2.5.2. PLL alapú szintézer matematikai modellje.....	24
2.5.3. PLL alapú szintézer transziens viselkedése.....	25
2.5.4. Fáziszaj PLL alapú szintézerekben.....	26
2.5.5. "Reference spurious"-ok.....	28
2.5.6. PLL alapú szintézer építőelemei.....	28
2.5.7. "Fractional-N" szintézer.....	41
2.5.8. Többhurkos PLL alapú szintézer.....	44
2.5.9. A PLL alapú szintézer jellemzőinek összegzése.....	45
2.5. HIBRID SZINTÉZEREK.....	47
2.5.1. DDS-DAS hibrid szintézer.....	47
2.5.2. PLL szintézer DDS által generált frekvenciaeltolással.....	47
2.5.3. DDS által meghajtott PLL.....	48
3. MODULÁLT JELEK FREKVENCIASZINTÉZEREKBE.....	49
3.1. FREKVENCIAMODULÁLT JELEK SPEKTRUMA.....	49
3.2. SSB (SINGLE SIDEBAND) JELEK DEKOMPOZÍCIÓJA.....	51
3.3. MODULÁLT JELEK FREKVENCIÁJÁNAK SOKSZOROZÁSA.....	52
3.4. MODULÁLT JELEK FREKVENCIÁJÁNAK OSZTÁSA.....	52
4. A FELADAT SPECIFIKÁLÁSA.....	54
5. TERVEZÉS.....	57
5.1. A HANGOLHATÓ OSZCILLÁTOR ÉS A SZINTÉZER TÍPUSÁNAK KIVÁLASZTÁSA.....	57
5.2. FESZÜLTSGVEZÉRELT OSZCILLÁTOROK.....	58
5.3. YIG HANGOLÁSÚ OSZCILLÁTOROK.....	61

5.4. A MEGVALÓSÍTOTT SZINTÉZER ÁRAMKÖRI LEÍRÁSA.....	63
5.4.1. Tápegység.....	64
5.4.2. Vezérlőegység.....	67
5.4.3. Szintézer egység.....	69
5.5. ZAJOK, ZAVAROK SZINTJÉNEK BECSLÉSE.....	74
5.6. HUOKSZŰRŐ TERVEZÉSE.....	78
5.6.1. A huroksáv szélesség megválasztása.....	78
5.6.2. A hurokszűrő méretezésére vonatkozó összefüggések.....	79
5.6.3. Szűrő a "referencie spurious"-ok elnyomására.....	84
5.7. A MECHANIKAI KIALAKÍTÁSRÓL.....	85
6. MÉRÉSI EREDMÉNYEK.....	86
6.1. A FÁZISZAJ MÉRÉSE.....	86
6.1.1. Mérés spektrumanalizátor segítségével.....	86
6.1.2. Mérés fázisdetektor segítségével.....	86
6.1.3. Mérés frekvenciadiszkriminátor segítségével.....	87
6.2. ÁLTALÁNOS SZEMPONTOK.....	88
6.3. A TÁPEGYSÉG VIZSGÁLATA.....	89
6.4. A VEZÉRLŐEGYSÉG VIZSGÁLATA.....	93
6.5. A SZINTÉZER EGYSÉG VIZSGÁLATA.....	96
6.6. A YTO ALAPÚ REALIZÁCIÓ VIZSGÁLATA.....	99
6.7. A VCO ALAPÚ REALIZÁCIÓ VIZSGÁLATA.....	105
7. ÖSSZEFOGLALÁS, TOVÁBBFEJLESZTÉSI LEHETŐSÉGEK.....	110

Tartalmi összefoglaló

Diplomamunkám célja egy 3-tól 5.5GHz-ig hangolható szintézeres lokál-
oszcillátor tervezése és megvalósítása volt. A realizációs lehetőségek végiggondolásánál
elsősorban a viszonylag magas kimenő frekvenciát és a közel oktávnyi frekvencia-
átfogást kellett szem előtt tartani. Munkám eredményeképpen egy VCO (Voltage
Controlled Oscillator) és egy YTO (Yttrium Iron Garnet Tuned Oscillator) alapú
realizáció készült el. Mivel a szintézer fáziszajára, frekvenciafelbontására és
frekvenciaváltási idejére vonatkozó előírások nem voltak túl szigorúak, ezért a szintézer
struktúráját illetően az egyhurkos indirekt megoldást választottam.

Dolgozatom első részében részletesen ismertetem a három alapvető frekvencia-
szintetizálási eljárást: a direkt analóg, a direkt digitális és az indirekt szintézist,
kihangsúlyozva az egyes eljárások előnyeit illetve hátrányait. Ezt követően néhány szót
szólok a "fractional-N" szintézerekről, a többhurkos indirekt szintézerekről és a hibrid
szintézerekről.

A feladatkiírásban szereplő szintézer tervezésének ismertetése során az
áramkörü leíráson túlmenően kitérek az egyes alkatrészek megválasztásának
szempontjaira is. A kimenő jel fáziszajára és a zavarjeltartalmára vonatkozóan konkrét
becsléseket is közlök.

Az elvégzett mérések elsősorban a szintetizált jel fáziszajának, zavarjel-
tartalmának, valamint a frekvenciaváltási képességeknek a meghatározására irányultak,
de részletes vizsgálatokat folytattam az egyes funkcionális egységeket és a szabadon-
futó oszcillátorokat illetően is.

Abstract

The purpose of my diploma work was to design and implement a synthesizer-based local oscillator operating from 3 to 5.5GHz. Thinking over the possible ways of realization first of all I had to keep in view the relatively high output frequency and the almost one octave frequency span. As the result of my work a VCO- (Voltage Controlled Oscillator) and a YTO- (Yttrium Iron Garnet Tuned Oscillator) based realization has been completed. I chose the one-loop indirect method concerning the structure of the synthesizer because the specifications on phase noise, tuning speed and frequency resolution were not too strict.

In the first part of my dissertation I give a detailed description of the three basic frequency synthesis techniques: the direct analogue, the direct digital and the indirect synthesis underlining the advantages and disadvantages of each method. After this I discuss the "fractional-N", the multiloop and the hybrid synthesizers.

While outlining the design-phase I detail not only the circuit description but also the considerations of the element selection. I also give some calculations concerning the phase noise and the spurious content of the output signal.

The measurements focused mainly on the determination of the phase noise, the spurious content and the tuning speed, but I also continued detailed research concerning each functional part and the free-run oscillators.

1. Bevezetés

Négyesi Gábor ötödéves villamosmérnök hallgató vagyok. Másfél évvel ezelőtt kapcsolódtam be a Wireless Information Technology Laboratóriumban folyó fejlesztések egyikébe, melynek célja egy un. kommunikációs szimulátor megvalósítása. Ezzel a berendezéssel a gyakorlatban használatos összes fontosabb rádiójeltípust elő lehet állítani. A feladat teljesítéséhez egy flexibilis hardver eszközre van szükség, amit szoftverrádiós elemek alkalmazásával valósítottunk meg.

A szoftverrádióban programozható elemek valósítják meg azokat a funkciókat, melyeket egy hagyományos készülékben céláramkörök végeznek, a rádiós interfész szinte minden paraméterét a hardver módosítása nélkül, szoftverből lehet állítani. Így tehát különböző rádiójeltípusok adását illetve vételét ugyanazzal a készülékkel oldhatjuk meg. A szoftverrádió képes alkalmazkodni a gyorsan változó felhasználói igényekhez, az újabb és újabb rádiós interfészekhez anélkül, hogy a hardver módosítására lenne szükség. A szoftverrádióban tetszés szerint változtatható a frekvencia-kiosztás, a moduláció, de lehetőség van a magasabb szintű feladatok (hibajavító kódolás/dekódolás, „diversity” vételtechnika, csatornaki egyenlítés, forráskódolás, felhasználói felület kezelése) szoftverből történő konfigurálására is [9].

Tekintettel a digitális áramkörök sebességére, ma még nincs lehetőség arra, hogy a rádiójelet teljes mértékben a digitális tartományban dolgozzuk fel, ezért a szoftverrádióban is szükség van olyan analóg egységekre, melyek a kívánt frekvencia-transzponálási feladatokat elvégzik. Jól átgondolt frekvenciatervvvel elérhető, hogy a rádiófrekvenciás egység több oktáv szélességű frekvenciasávot le tudjon fedni, s így csak minimális mértékben korlátozza a szoftverrádió flexibilitását [9], [10].

Az általunk fejlesztett kommunikációs szimulátorban az alapsávi egység által előállított középfrekvenciás jelet két lépésben 3GHz-re transzponáljuk, majd egy 3-5.5GHz-ig hangolható lokáljellel keverjük. A keverő kimenetén az alsó oldalsáv kiválasztásával 0-2.5GHz-ig hangolható rádiófrekvenciás jelet kapunk, így a gyakorlatban használatos frekvenciasávok döntő részét le tudjuk fedni.

Diplomamunkám célja a 3-5.5GHz-ig hangolható szintézeres lokáloszcillátor tervezése és megvalósítása volt. A problémát elsősorban a viszonylag magas kimenő frekvencia és a közel oktávnyi frekvenciaátfogás jelentette. Munkám eredményeképpen

két realizációs lehetőség került megvalósításra: egy VCO és egy YTO alapú PLL-es szintézer.

Dolgozatom első részében a szintézerekre vonatkozó irodalmat tekintem át, különös hangsúlyt fektetve a PLL alapú szintézerekre. Ezt követően ismertetem az említett lokáloszcillátorra vonatkozó előírásokat, s ennek tükrében a szintézer főbb elemeinek megválasztását, amit konkrét számításokkal is alátámasztok. Az elvégzett mérések elsősorban a szintézer kimenő jelének fáziszajára, zavarjel-tartalmára illetve a frekvenciaváltási időre vonatkoznak, de a különböző funkcionális egységek vizsgálatát illetően is közlök néhány eredményt.

2. Frekvenciaszintetizálási eljárások

2.1. A frekvenciaszintézis jelentése

A frekvenciaszintézerek feladata, hogy egy megfelelő referenciaforrás jeléből olyan kimenő jelet állítsanak elő, melynek frekvenciája a referenciafrekvenciának pontosan egy előre meghatározott racionális számszorosa

$$f_{out} = \frac{n}{M} f_{ref} \quad (2.1)$$

ahol f_{out} a frekvenciaszintézer által előállított jel frekvenciája, f_{ref} a referenciaforrás frekvenciája, n és M pedig pozitív egész számok [2].

A kívánt frekvenciájú jel frekvenciaszintézerrel történő előállítása számos előnnyel jár. Jó minőségű, nagy stabilitású, nagy pontossággal ismert frekvenciát szolgáltató oszcillátorokkal – néhány speciális esettől eltekintve – csak a néhányszor tíz kHz-néhányszor tíz MHz tartományban rendelkezünk. Frekvenciaszintézerek alkalmazásával ezt a tartományt ki lehet terjeszteni. A (2.1) képlet alapján ugyanis belátható, hogy a szintézer kimenő jele öröklíti a referenciajel relatív frekvenciastabilitását illetve pontosságát, a szintetizált frekvencia pedig – a lehetséges n és M értékeket figyelembe véve – sokkal nagyobb illetve sokkal kisebb is lehet, mint a referenciajel frekvenciája.

A gyakorlatban M értéke általában fix, n értéke pedig egy bizonyos tartományban, N_{min} és N_{max} között változtatható egy erre a célra kialakított programozó interfészen keresztül. A kimenő frekvencia tehát $f_{ref} \cdot N_{min}/M$ és $f_{ref} \cdot N_{max}/M$ között f_{ref}/M nagyságú diszkrét lépésekben hangolható, ami a frekvenciaszintézerek másik értékes, ma már talán nélkülözhetetlen tulajdonsága.

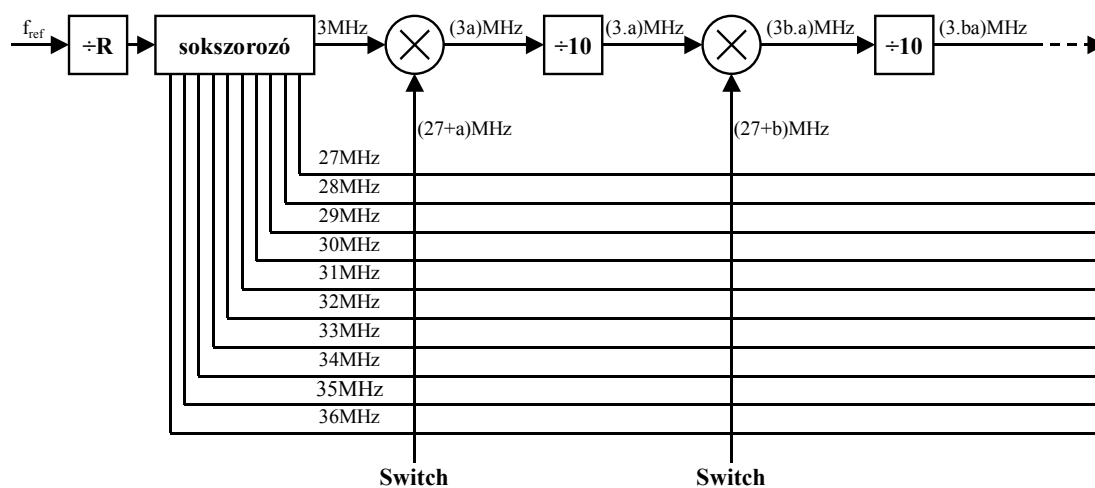
Ebben a fejezetben áttekintem a különböző frekvenciaszintetizálási eljárásokat, s kitérek arra is, hogy egy-egy eljárás milyen előnyökkel illetve hátrányokkal rendelkezik más megoldásokkal szemben.

2.2. Frekvenciaszintézerek típusai

A frekvenciaszintézerekben a kimenő jel előállítása történhet direkt vagy indirekt úton. Direkt szintézis során a kimenő frekvenciát a referenciajelből osztók és sokszorozók segítségével nyert frekvenciák összegzésével állítjuk elő. Ezen az elven működik a direkt analóg és a direkt digitális szintézer. Indirekt szintézis során egy, a referenciajelhez szinkronizált segédoszillátorral állítjuk elő a kívánt frekvenciájú jelet. A PLL (Phase Locked Loop) alapú szintézerek ezt az indirekt eljárást valósítják meg.

2.3. A direkt analóg szintézer

A direkt analóg szintézer (DAS) frekvenciasokszorozók, keverők és frekvenciaosztók segítségével állítja elő a referenciajelből a kívánt frekvenciájú jelet. Az eljárás a 2.1 ábra alapján érthető meg.



2.1 ábra Direkt analóg szintézer blokkvázlata

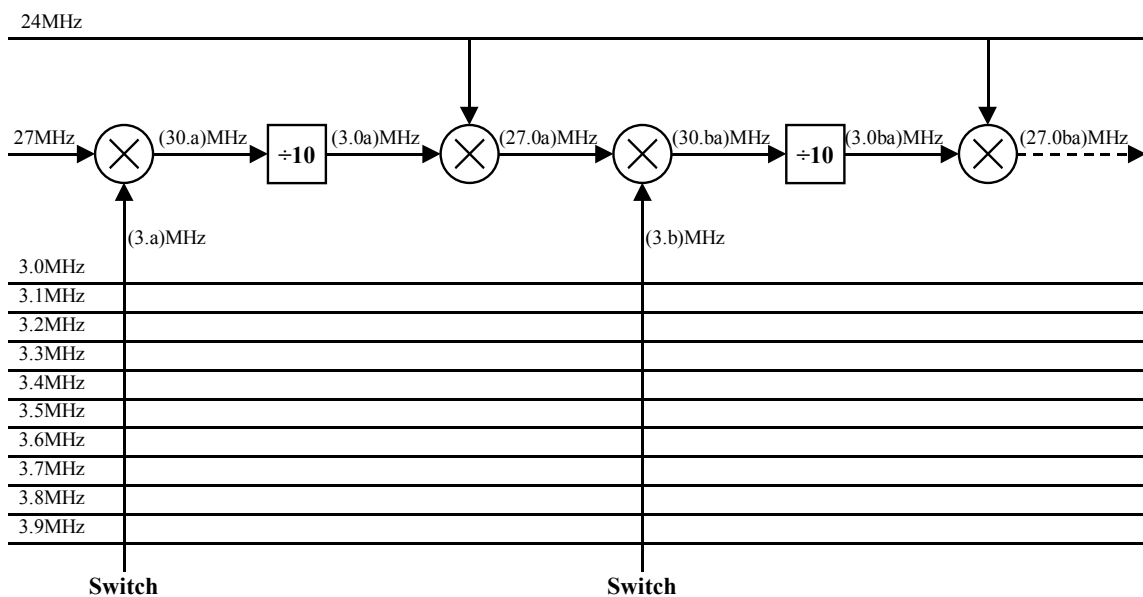
(realizálásra alkalmatlan, megértést könnyítő elrendezés)

A referenciajelet első lépésben 1MHz-re osztjuk le, majd ebből frekvenciasokszorozók segítségével egy 3MHz-es illetve egy-egy 27, 28, ..., 36MHz-es jelet állítunk elő. A kívánt kimenő frekvenciától függően ez utóbbiak közül a megfelelőt a 3MHz-es jellel keverjük, az eredményt pedig egy tízes osztóra vezetjük. Az így kapott jel frekvenciája 3.0 és 3.9MHz között mozoghat 100kHz-es lépésekben. A második fokozatban ezt a jelet ismét keverjük a 27 és 36MHz közötti frekvenciák valamelyi-

kével, majd egy újabb tízes osztást alkalmazunk. Az eredmény 3.00 és 3.99MHz között mozoghat 10kHz-es lépésekben. A további fokozatokban ugyanezt az eljárást alkalmazzuk. Az eddigiekben elmondottaknak megfelelően a frekvenciafelbontás minden fokozatban egy nagyságrendet javul.

Az egyes fokozatok bemenő jeleinek előállításához frekvenciasokszorozóként valamilyen nemlineáris eszközt használunk, melynek kimenetén sávszűrővel különítjük el a megfelelő harmonikust. A keverőkre jutó jeleket analóg kapcsolókkal választjuk ki. A szintetizált jel zavarjeltartalmát részben e kapcsolók záróirányú csillapítása határozza meg. A keverők kimenetén sávszűrőket kell alkalmazni a nemkívánatos keverési melléktermékek eltávolítására.

A 2.1 ábrán ismertetett elrendezés csupán a működési elv megértését segíti, gyakorlati megvalósításra nem alkalmas. Az első fokozatban a keverő kimenetén olyan sávszűrőt kellene elhelyezni, mely a 30-39MHz-es sávban átenged, hiszen a hasznos jel frekvenciája 30, 31, ... és 39MHz közül bármi lehet a szintézer aktuális kimenő frekvenciájától függően. Amikor pl. a 33MHz-es és a 3MHz-es jeleket vezetjük az első fokozat keverőjére, akkor annak kimenetén nem csak a 36MHz-es hasznos jel jelenik meg, hanem nemkívánatos keverési melléktermékek is 33 illetve 30MHz-en (átszivárgó vivő és alsó oldalsáv). Az említett sávszűrő ezeket a spektrumkomponenseket nem távolítaná el. Így a gyakorlatban valamivel bonyolultabb elrendezést kell használni (2.2 ábra).



2.2 ábra Gyakorlati megvalósításra alkalmas direkt analóg szintézer elrendezés

A direkt analóg szintézer kimenő jelének fáziszaja igen kedvező, azt alapvetően a referenciajel fáziszaja és a "kimenő frekvencia/referenciafrekvencia" arány határozza meg. A referenciajelet terhelő zavarjelek a kimeneten ugyancsak olyan szinten jelennek meg, mintha a kimenő jelet a referenciajeltől egyetlen közvetlen frekvenciasokszorozással állítottuk volna elő. Ezek a megállapítások azonban feltételezik a rendszer gondos tervezését [2].

Egyáltalán nem közömbös például, hogy az egyes keverők bemeneteire mekkora késleltetéssel érkeznek a jelek. A jelterjedési késleltetések szerepének megértéséhez tekintsük a 2.3 ábrát! A 20-50MHz frekvenciatartományt szeretnénk átranzponálni a 30-0MHz frekvenciatartományra. Ezt a feladatot a gyakorlatban az a) elrendezés szerint nem lehet megoldani, mert a bemeneti és a kimeneti frekvenciasávok átlapolódnak, s így a kimenő jelből nem lehet eltávolítani a bemenetről átszivárgó spektrumösszetevőket. A problémát a b) elrendezéssel lehet kiküszöbölni.

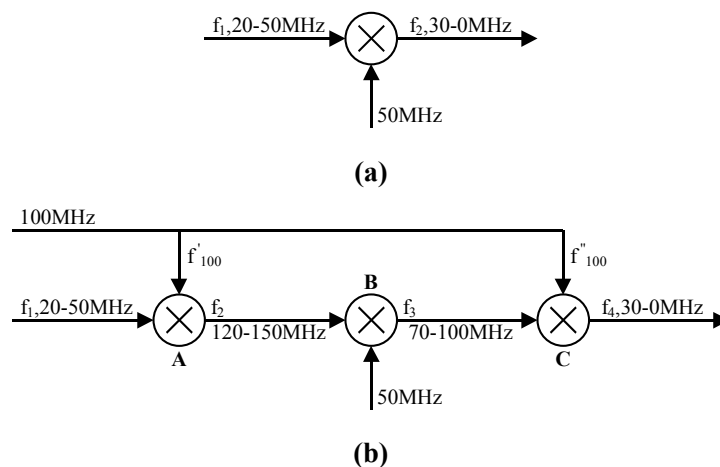
$$f_4 = f_{100}'' - f_3 \quad (2.2)$$

$$f_3 = f_2 - 50\text{MHz} \quad (2.3)$$

$$f_2 = f_1 + f_{100}' \quad (2.4)$$

$$f_4 = f_{100}'' - f_2 + 50\text{MHz} = (f_{100}'' - f_{100}') + 50\text{MHz} - f_1 \quad (2.5)$$

Ha $f_{100}' = f_{100}''$, akkor a kívánt frekvenciatranszponációhoz jutunk.



2.3 ábra Segédábra a késleltetések szerepének illusztrálásához

Tételezzük fel, hogy a 100MHz-es jelet nemkívánatos frekvenciamoduláció terheli! A 100MHz-es forrás és az A jelű keverő közötti jelterjedési késleltetés legyen T' , a 100MHz-es forrás és a C jelű keverő közötti pedig T'' . Ekkor

$$f'_{100} = 100\text{MHz} + \Delta f \cos \omega_m (t + T') \quad (2.6)$$

$$f''_{100} = 100\text{MHz} + \Delta f \cos \omega_m (t + T'') \quad (2.7)$$

$$f''_{100} - f'_{100} = \Delta f [\cos \omega_m (t + T'') - \cos \omega_m (t + T')] = 2\Delta f \sin \omega_m \left(t + \frac{T' + T''}{2} \right) \sin \omega_m \left(\frac{T' - T''}{2} \right) \quad (2.8)$$

Ha $T' = T''$, akkor $f'_{100} = f''_{100}$, azaz a kimenő jelben nem jelenik meg a 100MHz-es jelet terhelő frekvenciamoduláció. A 100MHz-es jel nemkívánatos frekvenciamodulációja mind az A, mind a C jelű keverőnél hibát eredményez, a késleltetési idők megfelelő megválasztásával azonban elérhető, hogy ezek a hibák kiegyenlítsék egymást, és hatásuk a kimenő jelben ne jelenjen meg. A direkt analóg szintézer fáziszajára és zavarjel-tartalmára vonatkozó állítások csak akkor igazak, ha minden érintett ponton ezt a kedvező kiegyenlített állapotot megvalósítjuk.

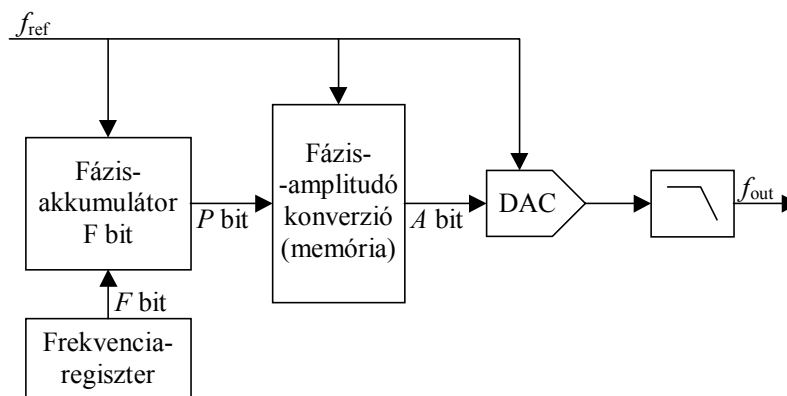
A direkt analóg szintézer frekvenciaváltási idejét az analóg kapcsolók sebessége és a keverők kimenetein található szűrők határozzák meg. 1us-os frekvenciaváltási idő különösebb nehézség nélkül elérhető, ami más szintézerek frekvenciaváltási idejéhez képest igen kedvező értéknek számít. A relatív frekvenciafelbontás a fokozatok számának növelésével 10^{-6} alá szorítható. Ennél jobb frekvenciafelbontást csak a direkt digitális szintézerrel lehet elérni. A kimenő jelben a nemharmonikus zavarjelek szintje gondos tervezéssel -100dBc alá szorítható. Fáziszaj tekintetében csak a többhurkos indirekt szintézerek vehetik fel vele a versenyt. A direkt analóg szintézer hátrányos tulajdonsága a szűrők, keverők, analóg kapcsolók nagy számából kifolyólag a bonyolult felépítés, a magas teljesítményfelvétel, a nagy méret és a magas tervezési illetve megvalósítási költség [2].

2.4. A direkt digitális szintézer

2.4.1. A direkt digitális szintézer alap gondolata

A frekvenciaszintézis egy másik lehetséges módja, hogy az előállítandó jel mintáit digitális áramkörökkel kiszámítjuk, és azokból egy digitál-analóg konverter segítségével állítjuk elő a megfelelő analóg jelet. Egy komplett DDS (Direct Digital Synthesizer) a következő egységekből épül fel:

- frekvenciaregiszter
- fázisakkumulátor
- fázis-amplitudó konverter
- digitál-analóg konverter
- „anti-imaging” szűrő
- órajelgenerátor



2.4 ábra DDS funkcionális blokkvázlata

A fázisakkumulátor egy összeadóból és egy regiszterből, az ún. fázisregiszterből áll. A fázisregiszter tartalma minden órajel-periódusban a frekvenciaregiszter tartalmával inkrementálódik. A fázisregiszter tartalma (p) és a kimenő jel fázisa között a következő összefüggés teremt kapcsolatot:

$$\phi_p = 2\pi \frac{p}{2^F} \quad (0 \leq p \leq 2^F - 1) \quad (2.9)$$

Amikor a fázisregiszter tartalma túllépné a $(2^F - 1)$ -et, akkor a fázisregiszter túlsordul, és új periódus kezdődik. Minél nagyobb a frekvenciaregiszterben tárolt érték, annál sűrűbben követik egymást a túlsordulások, annál rövidebb ideig tart egy periódus, azaz annál nagyobb lesz a kimenő jel frekvenciája. A fázisregiszter tartalmával egy memóriát címzünk meg, melyben az összetartozó fázis-amplitudó értékeket tároljuk. Sok esetben szinuszos jel előállítás a cél. Ilyenkor a fázis-amplitudó konverziót végző memória egy szinusztábla. Az így előállított periódikus jel mintáit egy digitál-analóg konverter és az ún. „anti-imaging” szűrő alakítja a kívánt analóg jellé.

2.4.2. A kimenő jel frekvenciájának számítása

A frekvencia definíció szerint egyenesen arányos a fázisváltozás sebességével, az arányossági tényező $1/2\pi$:

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \quad (2.10)$$

A DDS fázisakkumulátorának tartalma minden órajelre ugyanannyival, a frekvenciaregiszter tartalmával inkrementálódik. A fázis tehát időben lineárisan változik, következésképpen a kimenő jel frekvenciája állandó. Legyen a frekvenciaregiszter tartalma TW , a fázisakkumulátor bitjeinek száma pedig F ! Ekkor az egy órajel-periódus $(1/f_{ref})$ alatti fázisváltozás

$$d\phi = 2\pi \frac{TW}{2^F} \quad (2.11)$$

ennek megfelelően a kimenő jel frekvenciája

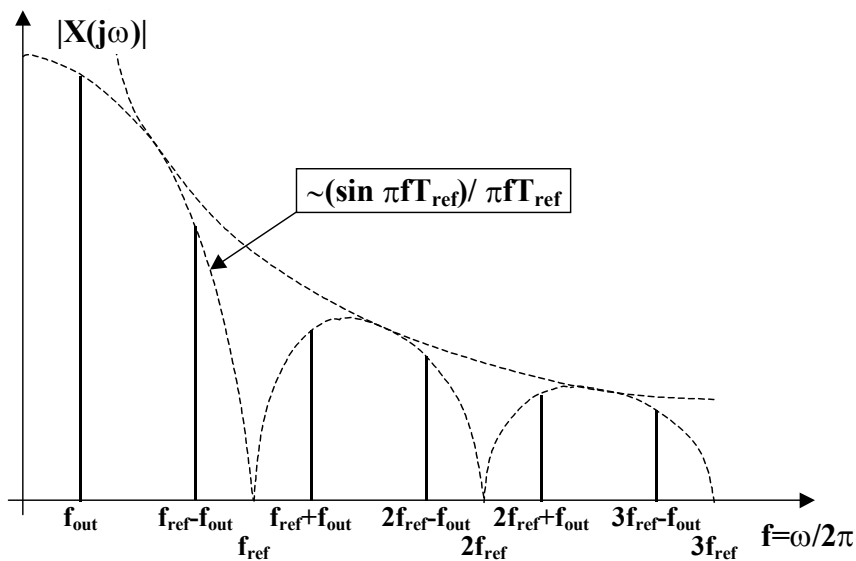
$$f_{out} = f_{ref} \frac{TW}{2^F} \quad (2.12)$$

A kimenő jel frekvenciája ezen összefüggés szerint $\Delta f = f_{ref}/2^F$ nagyságú lépésekben változtatható. Ez az érték a DDS szintézerek legalapvetőbb jellemzője, a frekvenciafelbontás, amit a fázisakkumulátor bitjeinek száma határoz meg. Mivel F értéke tipikusan 32 vagy annál nagyobb, ezért a DDS-ek frekvenciafelbontása rendkívül jó, mHz illetve μ Hz tartományban mozog [6].

2.4.3. A kimenő jel spektrális képe

A kimenő jel spektrumának meghatározásához gondoljuk újra végig a DDS-t alkotó egységek feladatait! A fázisakkumulátor és a fázis-amplitudó konverter minden kT_{ref} időpontra meghatározza az előállítandó jel mintáit. A digitál-analóg konverter a megelőző digitális egységek által kiszámított mintákból képi a megfelelő analóg, lépcsős jelalakot. A digitál-analóg konverter kimenő jele tehát csak az előállítandó jel kT_{ref} időpontokban vett mintáira vonatkozóan hordoz közvetlenül információt. A diszkrét idejű jelek elméletéből ismeretes, hogy ez az információ elegendő az ω_h sávra határolt jel rekonstruálásához, ha a mintavételezés frekvenciája nagyobb, mint $2\omega_h$.

Szinuszos jel előállításakor a digitál-analóg konverter kimenő jelének spektruma a következőképpen alakul. Legyen a DDS referenciafrekvenciája – ami azonos a mintavételezés frekvenciájával – f_{ref} , az előállítandó jel frekvenciája pedig f_{out} ! Ekkor a mintavételezett jel spektrumában $kf_{\text{ref}} \pm f_{\text{out}}$ frekvenciákon vannak spektrumösszetevők. A $\sin x/x$ jellegű burkolót a digitál-analóg konverter nulladrendű tartó kimenete eredményezi (2.5 ábra).



2.5 ábra A kimenő jel spektruma az "anti-imaging" szűrő előtt

A DDS alkalmazásokban általában az első Nyquist-zónában található spektrumvonalat használjuk fel, mivel a $\sin x/x$ -es burkoló következtében ez a Nyquist-kép rendelkezik a legnagyobb amplitudóval. Ekkor a digitál-analóg konverter kimenetén található "anti-imaging" szűrő egy aluláteresztő szűrő, mely csak az első Nyquist-zónát engedi át, a többi nemkívánatos Nyquist-képet elnyomja. A gyakorlatban nem lehet

kihasználni a teljes első Nyquist-zónát, mert csak véges meredekségű szűrőket tudunk készíteni, így a kimenő szinuszos jel frekvenciája tipikusan 0 és $0.4f_{\text{ref}}$ között változhat.

A szűrő átviteli sávjában a nulladrendű tartó $\sin x/x$ -es karakterisztikája jelentős amplitudóingadozást eredményez, ami sok alkalmazásban probléma lehet. A legújabb DDS-ek ezt a problémát un. sinc-korrekciónal küszöbölik ki. Az előállítandó jel mintái a digitál-analóg konverzió előtt egy megfelelő digitális szűrőre kerülnek, melynek átvitele az első Nyquist-zóna döntő részében inverze a nulladrendű tartó átvitelének.

Ha DDS segítségével magasabb kimenő frekvenciát kívánunk előállítani, akkor a digitál-analóg konverter kimenő jeléből egy magasabbrendű Nyquist-képet emelünk ki megfelelő sáváteresztő szűrővel. Ennek azonban ára van. Minél magasabbrendű Nyquist-képet használunk fel, annál kedvezőtlenebb a hasznos jel és a zavarjelek aránya [6].

A direkt digitális szintézer kimenő jelének spektrumában meglévő nemkívánatos összetevőket a következő mechanizmusok eredményezik:

- fáziscsonkítás
- kvantálási hiba
- digitál-analóg konverter linearitási hibája
- digitál-analóg konverter átkapcsolási tranziensei
- órajelszivárgás

A következő alfejezetekben ezeket a mechanizmusokat fogom ismertetni.

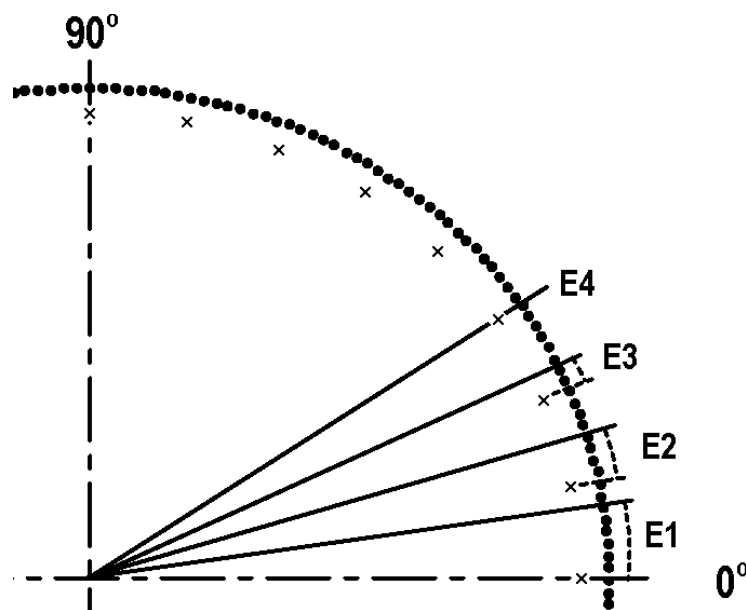
2.4.4. Fáziscsonkítás

Korábban már említettem, hogy egy DDS tipikusan 32 bit szélességű fázis-akkumulátorral rendelkezik. Ha a fázisakkumuláció eredményének mind a 32 bitjét továbbvezetnénk a fázis-amplitudó konverterre, akkor a konverzióhoz 2^{32} , azaz kb. 4 milliárd szó méretű memóriára lenne szükség. Ilyen memóriaegység alkalmazása még napjainkban is komoly problémákat vetne fel (fizikai méret, fogyasztás, realizálás költsége). Kézenfekvő megoldásnak tűnik, hogy a 32 bit közül, csak a legfelső néhány bitet használjuk fel a fázis-amplitudó konverzióhoz, azaz un. fáziscsonkítást hajtsunk végre. Így sokkal kisebb memória is elegendő. A fáziscsonkítással azonban bizonyos

mértékű hibát viszünk be a jelszintézis folyamatába. A mérnöknek tisztában kell lennie e hiba kimenő jelre gyakorolt hatásaival.

Tekintsünk egy igen egyszerű DDS egységet 8 bites fázisakkumulátorral és tételezzük fel, hogy a szintézer a fázisakkumulátor felső 5 bitjét használja fel a fázis-amplitudó konverzióhoz! A kimenő jel fázisa ekkor 2^5 , azaz 32 különböző értéket vehet fel, melyek egyenletesen oszlanak el a $[0,360^\circ]$ intervallumban, s melyek így egymástól 11.25° távolságra vannak. Ez azt jelenti, hogy 11.25° fok az a legkisebb érték, amivel a kimenő jel fázisa inkrementálódhat, vagyis 11.25° a vizsgált DDS egység fázis-felbontása.

A továbbiakban vizsgáljuk meg a feltételezett szintézer viselkedését 6 azaz 00000110 értékű frekvenciaszó mellett! Ebben az esetben minden órajelre 6-tal inkrementálódik a fázisregiszter tartalma. A 2.6. ábrán a fázisregiszter illetve a ténylegesen továbbvezetett 5 bit által reprezentált fázis-idő függvényt követhetjük nyomon. Az ábrán a fáziscsonkítás miatt fellépő fázishibát is feltüntettem.



2.6 ábra Fáziskerék a fáziscsonkítás szemléltetésére

Az első órajelre például a fázisakkumulátor tartalma – 0 kezdeti értéket feltételezve – 6-ra változik, ami 8.46° felel meg. A fázisakkumulátor felső 5 bitje azonban 0 marad, melyek így továbbra is 0° fázist reprezentálnak. A fáziscsonkítás által okozott fázishiba tehát 8.46° . A következő órajelekre is elvégezve a számítást 5.46° , 2.82° illetve 0° fázishiba adódik, majd ismét 8.46° , 5.64° , 2.82° , és így tovább.

A fázishiba a fázis-amplitudó konverterben amplitudóhibává alakul. A tényleges kimenő jel tehát még végtelen amplitudófelbontást és ideális digitál-analóg konverziót feltételezve sem egyezne meg a kívánt jellel a fáziscsonkítás miatt.

Az előbbi példából is kitűnik, hogy a fáziscsonkítás által okozott fázishiba – és ennek megfelelően az amplitudóhiba is – időben periódikus, így a hibajel spektruma diszkrét spektrumkomponensekből épül fel, melyeket az angol nyelvű szakirodalomban "phase truncation spurs" elnevezéssel illetnek [6].

A zavarjelek amplitudóját és eloszlását a fázisakkumulátor mérete (A bit), a szintézer fázisfelbontása (P bit) és az aktuális frekvenciaszó (TW) határozza meg [6].

A kimenő jel pillanatnyi fázisa felírható a teljes fázisakkumulátor által reprezentált pontos fázisérték és egy fázishiba-idő függvény különbségeként:

$$\varphi(t) = 2\pi f_{out} t - \varphi_{err}(t) \quad (2.13)$$

A fázis-amplitudó konverter kimenete ekkor a következő alakban adható meg:

$$\begin{aligned} x(t) &= A \cos(2\pi f_{out} t - \varphi_{err}(t)) = \\ &= A \cos 2\pi f_{out} t \cos \varphi_{err}(t) + A \sin 2\pi f_{out} t \sin \varphi_{err}(t) \end{aligned} \quad (2.14)$$

s mivel $|\varphi_{err}(t)| \ll 1$

$$x(t) \approx A \cos 2\pi f_{out} t + A \varphi_{err}(t) \sin 2\pi f_{out} t \quad (2.15)$$

Ha tehát a szintézer kimenő jelét is a kívánt jel és egy hibajel összegeként kívánjuk felírni, akkor

$$x_{err}(t) \approx A \varphi_{err}(t) \sin 2\pi f_{out} t \quad (2.16)$$

A hibajel tehát egy, a fázishiba időfüggvényével amplitudómodulált, f_{out} frekvenciájú vivő.

A $\varphi_{err}(t)$ függvény nem más, mint a fázisakkumulátor tartalmának fáziscsonkításkor eldobott része által reprezentált időfüggvény. A fázisakkumulátor ezen figyelmen kívül hagyott része hasonlóképpen viselkedik, mint a teljes fázisakkumulátor: tartalma minden órajelre egy fix értékkel, az un. "truncation word"-el nő, ha túllépi a

2^B -t, akkor túlsordulás következik be és új számlálási periódus kezdődik. A "truncation word" nem más, mint az aktuális frekvenciaszó utolsó B bitje, azaz

$$TrW = TW \bmod 2^B \quad (2.17)$$

Két egymást követő túlsordulás között a fázisconkításkor figyelmen kívül hagyott akkumulátorrész tartalma időben lineárisan változik. A túlsorduláskor kapott maradék részt vesz a további akkumulációban. Ezek alapján belátható, hogy a vizsgált akkumulátorrész egy fűrészfogjel kT_{ref} időpontokban vett mintáit generálja. A fűrészfogjel periódusideje az egymást követő túlsordulások között eltelt idő átlagértékével azonos, azaz

$$T_{st} = T_{ref} \frac{2^B}{TrW} \quad (2.18)$$

A fűrészfogjel amplitúdója a vizsgált DDS fázisfelbontásával egyenlő. Az időben periódikus hibafüggvény Fourier-sorba fejtésével megkapjuk annak spektrumösszetevőit [16]:

$$\varphi_{err}(t) = 2\pi 2^{-P} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \left(\sin \frac{2\pi}{T_{st}} t + \frac{1}{2} \sin 2 \frac{2\pi}{T_{st}} t + \frac{1}{3} \sin 3 \frac{2\pi}{T_{st}} t + \dots \right) \right] \quad (2.19)$$

A kimenő jel spektruma tehát tartalmazni fogja a hasznos jelnek megfelelő spektrumvonalat, valamint a hibajelnek megfelelő spektrumkomponenseket. Ez utóbbiak a fázishiba-idő függvény és egy f_{out} frekvenciájú szinuszos vivő spektrumának konvolúciójából származtathatók.

A továbbiakban még figyelembe kell venni, hogy a DDS az $x(t)$ jelnek kT_{ref} időpontokban vett mintáival dolgozik. A mintavételezés hatására a kimenő jel spektruma a következőképpen alakul:

$$X^*(j\omega) = \frac{1}{T_{ref}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j\omega + jk \frac{2\pi}{T_{ref}}) \quad (2.20)$$

ahol $X(j\omega)$ az $a(t)$ folytonos idejű jel Fourier-transzformáltja. A kapott spektrum f_{ref} szerint periódikus, és egy-egy ilyen f_{ref} szélességű intervallum spektrumösszetevői az eredeti spektrumvonalak adott szabályok szerint történő belapolódásából származ-

tathatók. A digitál analóg konverter nulladrendű tartó jellege az így nyert spektrumnak még egy $\sin x/x$ jellegű burkolót kölcsönöz.

A fáziscsonkítás miatt fellépő zavarjelek szintje az aktuális frekvenciaszótól függően más és más. Léteznek olyan speciális frekvenciaszavak, melyeknél a fáziscsonkítás egyáltalán nem kelt zavarjeleket a kimenő jelben, és olyanok is, melyeknél a lehetséges maximális zavarjelszintet kapjuk. A lehetséges maximális zavarjelszint közelítőleg $-6P$ dBc [6].

A maximális zavarjelszintet eredményező frekvenciaszavak a következő kritériumnak tesznek eleget:

$$GCD(TW, 2^{A-P}) = 2^{A-P-1} \quad (2.21)$$

ahol $GCD(X,Y)$ X és Y legnagyobb közös osztóját jelenti. Az egyenletet kielégítő frekvenciaszavak utolsó $A-P-1$ bitje 0, míg az azokat közvetlenül megelőző bitpozícióban egy egyes szerepel.

A másik véglelet – a zavarjelektől mentes kimenő jelet eredményező frekvenciaszavakat – a következő egyenlettel jellemezhetjük:

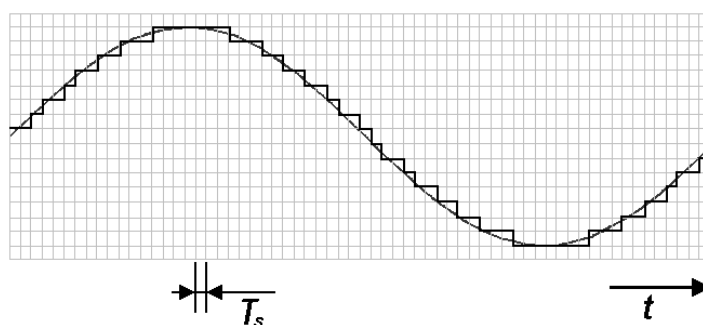
$$GCD(TW, 2^{A-P}) = 2^{A-P} \quad (2.22)$$

Ezeket a frekvenciaszavakat tehát az jellemzi, hogy utolsó $A-P$ bitjük 0.

Minden más frekvenciaszó esetén e két szélsőérték közé eső zavarjelszintet eredményez a fáziscsonkítás.

2.4.5. Kvantálási hiba

Egy digitál-analóg konverter csak véges számú különböző jelszintet képes generálni, azaz véges felbontással rendelkezik. Egy 4 bites konverter pl. 2^4 , azaz 16 különböző analóg jelszint előállítására képes. Ennek hatása látható a 2.7 ábrán egy szinuszjel rekonstruálása közben. A digitál-analóg konverter által előállított jelszint kisebb-nagyobb mértékben eltér a szinuszjel adott mintavételi pillanathoz tartozó értékétől. Ezt az eltérést kvantálási hibának nevezzük.



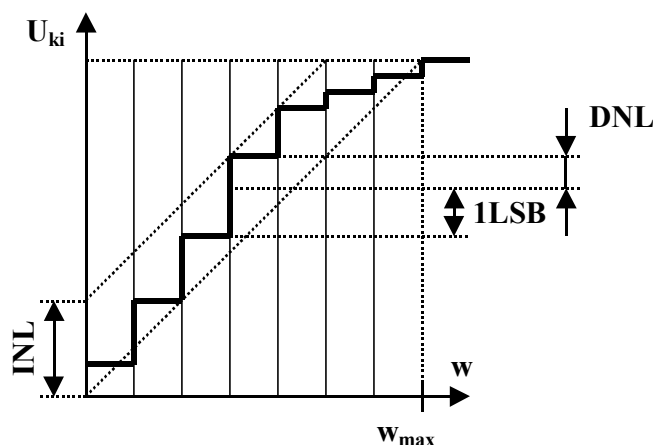
2.7 ábra Kvantálási hiba keletkezése

A kvantálási hiba maximumértéke a digitál-analóg konverter felbontásának felével egyenlő. A kvantálási hiba a frekvenciatartományban a hasznos jel frekvenciájának többszöröseinél megjelenő, nemkívánatos spektrumvonalakat eredményez, ezért az effektust kvantálási torzításnak is szokták nevezni. A mintavételezés a kimenő jel spektrumát ismét a (2.20) összefüggésnek megfelelően módosítja [17].

2.4.6. A digitál-analóg konverter linearitási hibája

Egy további hibaforrás a digitál-analóg konverter nemlineáris torzítása. A digitál-analóg konverter digitális bemenete és analóg kimenete között nem pontosan lineáris a kapcsolat az elkerülhetetlen gyártási pontatlanságok miatt. A digitál-analóg konverter ilyen jellegű hibáját az "integral nonlinearity" illetve "differential nonlinearity" nevű paraméterekkel jellemezzük. Az "integral nonlinearity" (INL) azt mutatja meg, hogy mekkora a maximális eltérés az ideális "analóg kimenet-digitális bemenet" kapcsolattól, a "differential nonlinearity" (DNL) pedig arról ad felvilágosítást, hogy a digitális bemenet egységgel történő változtatásakor az analóg kimenetben bekövetkező változás maximum mekkora értékkel tér el az ideálistól (2.8 ábra).

A digitál-analóg konverter nemlinearitása ugyanolyan hatással van a jel spektrumára, mint például egy nemlineáris erősítő: a hasznos jel frekvenciájának többszöröseinél nemkívánatos spektrumösszetevők, torzítási termékek jelennek meg. A mintavételezés hatását ez esetben is úgy kell figyelembe venni, mint ahogy azt a kvantálási torzításnál láttuk.



2.8 ábra Az "integral nonlinearity" és a "differential nonlinearity" értelmezése

2.4.7. A direkt digitális szintézerek fáziszajáról

A DDS kimenő jelének fáziszaját első közelítésben a referenciajel fáziszaja határozza meg. Mivel a DDS nem tesz mást, minthogy a referenciajel frekvenciáját a $K=f_{ki}/f_{ref}$ valós számmal szorozza, ezért annak fáziszaját $20\lg(1/K)$ dB-el nyomja el.

Nyilván a DDS-t felépítő áramköri elemek is hozzájárulnak valamilyen mértékben a kimenő jel fáziszajához, így a referenciajel fáziszajának csökkentésével a kimenő jel fáziszaja nem csökkenhet minden határon túl, hanem beleütközünk a szintézer un. maradék fáziszajába. Ez a paraméter azt mutatja meg, hogy mekkora lenne a kimenő jel fáziszaja, ha fáziszajmentes referenciával hajtánánk meg a szintézert. A kimenő jel fáziszaja tehát semmiképpen nem lehet kevesebb, mint a szintézer maradék fáziszaja. A mai modern integrált DDS áramköröknél ez az érték tipikusan -140dBc/Hz 10kHz-es frekvenciaoffsetnél [6].

2.4.8. A direkt digitális szintézerek jellemzőinek összegzése

A DDS minden más frekvenciasintézernél jobb frekvenciafelbontást képes biztosítani. A DDS-ek frekvenciaváltási idejét az határozza meg, hogy milyen gyorsan tudjuk a frekvenciaregiszter tartalmát frissíteni. Ehhez tipikusan néhányszor 10ns szükséges, így a DDS-ek a frekvenciaváltási idő tekintetében is verhetetlenek. A kimenő jel fáziszaja megközelíti az azonos frekvencián üzemelő, jó minőségű kvarc-oscillátor fáziszaját. A DDS-ben a frekvenciaszintézis digitális tartományban történik,

ezért a szintetizált jelen végzett különböző operációk általában sokkal egyszerűbben realizálhatók, mint analóg eszközökkel, és olyan operációkra is lehetőség van, melyeket analóg eszközökkel csak nehezen, vagy egyáltalán nem lehetne megoldani. A digitális moduláció lehetősége a szoftverrádiós fejlesztések szempontjából fontos. A folyamatos fázisakkumuláció következménye, hogy a fázismenet a frekvencia módosításakor is folytonos marad, ami sávtakartékos modulációk szempontjából előnyös.

A digitális áramkörök és a digitál-analóg konverterek sebessége azonban erősen limitálja a direkt digitális szintézerrel lefedhető frekvenciatartományt. 100MHz fölötti frekvenciák DDS-el történő szintetizálása ma még nem igazán lehetséges. A 2.6. fejezetben majd láthatjuk, milyen megoldásokkal lehet segíteni a DDS-ek e hiányosságán. A DDS-ek másik komoly hátránya a kimenő jel magas zavarjeltartalma, ami elsősorban a digitál-analóg konverterzió hibáinak köszönhető.

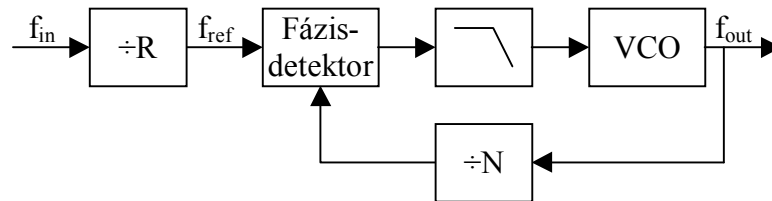
2.5. PLL alapú szintézerek

2.5.1. A PLL alapú frekvenciaszintézis alapgondolata

Egy fáziszárt hurok alapú szintézer blokkvázlata látható a 2.10 ábrán. A közvetlen kimenő jelet egy hangolható segédoszillátor, tipikusan egy VCO (Voltage Controlled Oscillator) állítja elő. A kimenő jelet egy programozható frekvenciaosztón keresztül visszavezetjük a fázisdetektorra, ahol az összehasonlításra kerül a referencia-jellel. A fázisdetektor kimenő jele úgy módosítja a segédoszillátor frekvenciáját, hogy az a frekvenciaosztást követően egyenlő legyen a referenciajel frekvenciájával. A szabályozóhurok tranzinseinek lecsengése után

$$\frac{f_{out}}{N} = f_{ref} \Rightarrow f_{out} = Nf_{ref} \quad (2.23)$$

Ha a segédoszillátor frekvenciája valamilyen zavar miatt kicsit nő, akkor a frekvenciaosztó kimenő jelének frekvenciája meghaladja a referenciajel frekvenciáját. A fázisdetektor kimenő jele ennek hatására csökken, ami a segédoszillátor frekvenciájának csökkenését váltja ki.



2.10 ábra PLL alapú szintézer blokkvázlata

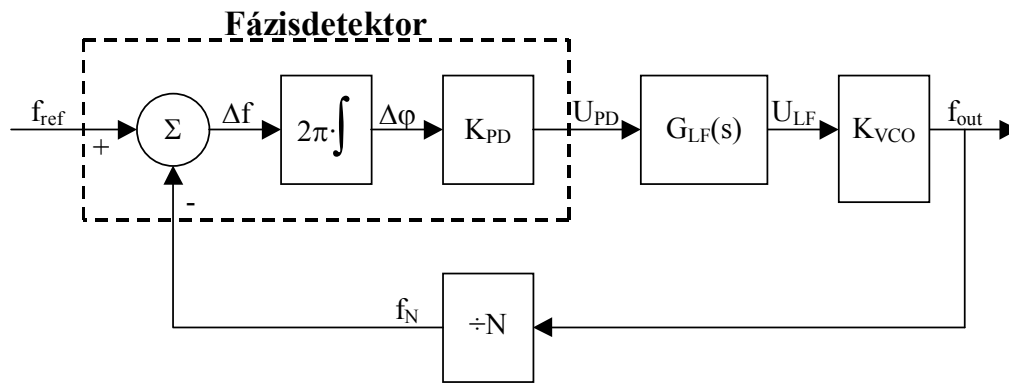
A hurokszűrő a fázisdetektor kimenő jelében meglévő nemkívánatos spektrumkomponensek elnyomásáért felelős, de nagy hatással van a kimenő jel fáziszajára, a hurok stabilitására és a frekvenciaváltási időre is.

A frekvenciaosztó osztásarányának átprogramozásával a kimenő frekvencia értéke f_{ref} nagyságú lépésekben változtatható. Még a gyengébb frekvenciafelbontást követelő alkalmazásokban is legalább néhányszor 100kHz lépésköze van szükség, s mivel a jó minőségű referenciajelet szolgáltató kvarcoszcillátorok néhány MHz-en

illetve néhányszor 10MHz-en működnek, ezért a megfelelő f_{ref} frekvencia előállítására a fázisdetektor előtt egy un. referenciaosztót szoktunk elhelyezni.

2.5.2. PLL alapú szintézerek matematikai modellje

A szabályozóhurok matematikai modelljét a 2.11 ábrán láthatjuk. A kimeneti változó a szintézer által előállított jel frekvenciája, amit frekvenciaosztást követően kivonunk a referenciajel frekvenciájából. A különbséget egy integrátorra vezetjük, hogy a frekvenciakülönbségből fáziskülönbséget kapjunk. K_{PD} a fáziskülönbség-feszültség konverzió arányossági tényezője. A fázisdetektor kimenő jele egy $G_{LF}(s)$ átviteli függvénnyel jellemezhető hurokszűrőn keresztül jut a hangolható oszcillátor bemenetére. K_{VCO} a hangolható oszcillátor meredekségét adja meg.



2.11 ábra PLL alapú szintézerek matematikai modellje

A fázisdetektor modellje egy kis magyarázatot igényel. Egy fázisdetektor jó közelítéssel a bemeneteire adott jelek fáziskülönbségével arányos feszültséget generál:

$$U_{PD} = K_{PD} (\varphi_{ref} - \varphi_{div}) \quad (2.24)$$

ami a következő alakban is felírható:

$$U_{PD} = K_{PD} \left(2\pi \int f_{ref}(t) dt - 2\pi \int f_{div}(t) dt \right) = 2\pi K_{PD} \int (f_{ref}(t) - f_{div}(t)) dt \quad (2.25)$$

Azaz a referenciajel és a visszacsatolt jel frekvenciájának különbségét integrálva, és $2\pi K_{PD}$ -vel súlyozva ugyanazt az eredményt kapjuk. Az átalakításra azért van szükség,

mert a szintézer modelljében mind bemeneti, mind kimeneti változóként frekvencia dimenziójú mennyiségeket kívánunk használni.

2.5.3. PLL alapú szintézerek tranziens viselkedése

Az előző fejezetben ismertetett matematikai modell alapján könnyen levezethetjük az indirekt szintézerek tranziens viselkedésére vonatkozó összefüggéseket. A felnyitott kör átviteli függvénye a következőképpen alakul:

$$G_{OpenLoop}(s) = \frac{2\pi K_{VCO} K_{PD} G_{LF}(s)}{Ns} \quad (2.26)$$

A visszacsatolt rendszer átviteli függvénye a fázisdetektor bemenetére vonatkoztatva:

$$G_{ClosedLoop}(s) = \frac{\frac{2\pi K_{VCO} K_{PD} G_{LF}(s)}{s}}{1 + \frac{2\pi K_{VCO} K_{PD} G_{LF}(s)}{Ns}} \quad (2.27)$$

Adott $f_{ref}(s)$ gerjesztőjel esetén a kimeneten mérhető válasz:

$$f_{out}(s) = f_{ref}(s) \frac{\frac{2\pi K_{VCO} K_{PD} G_{LF}(s)}{s}}{1 + \frac{2\pi K_{VCO} K_{PD} G_{LF}(s)}{Ns}} \quad (2.28)$$

A kimenő jel frekvenciájának időfüggvénye az $f_{out}(s)$, a kimenő jel fázisának időfüggvénye pedig a $2\pi f_{out}(s)/s$ függvény inverz Laplace-transzformációjával kapható [15].

Az ismertetett összefüggések csak addig alkalmazhatók, amíg a fázisdetektorra kerülő jelek közötti fáziskülönbség egy bizonyos érték alatt marad. Ellenkező esetben nagyjelű tranziens viselkedésről beszélünk. A nagyjelű tranziens viselkedésre vonatkozó számítások igen komoly matematiai apparátust igényelnek, ezért inkább számítógépes szimulációkra és közelítő formulákra szoktunk hagyatkozni [13].

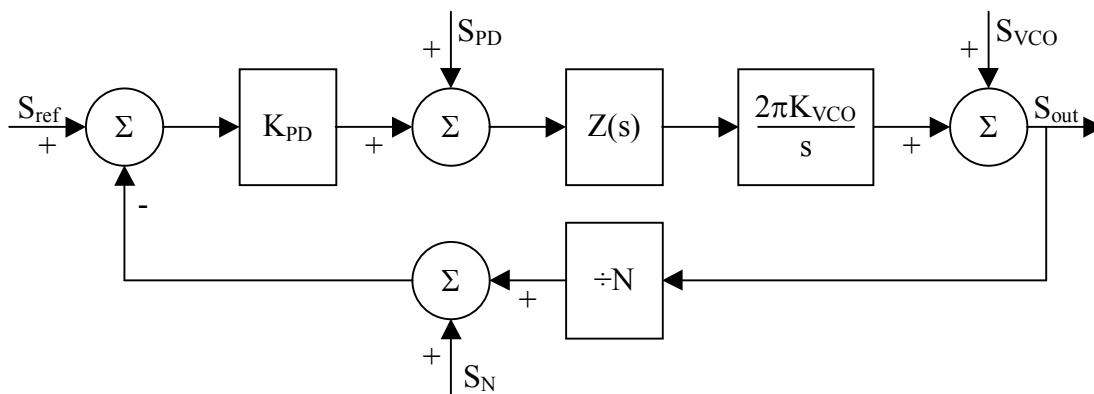
A PLL-ek nagyjelű viselkedésének jellemzésére a következő fogalmakat vezették be. A *követési tartomány* azon frekvenciatartomány, melyen belül a már szinkronizált állapotban lévő PLL követni képes a referenciajel frekvenciáját. A PLL akkor és csak akkor képes szinkronizálni, ha a referenciafrekvencia az un. *befogási tartományba* esik. Ha a referenciafrekvencia az un. *gyors befogási tartományba* esik, akkor a PLL az

$$\frac{f_{ki}}{N} - f_{ref}$$

frekvenciájú hibajel periódusidejének egynegyedén belül képes szinkronizálni. A referenciájelben bekövetkező frekvenciaugrás hatására a PLL még akkor is kieshet a szinkronizált állapotból, ha egyébként az új referenciafrekvencia a követési tartományon belül marad. Ez csak egy bizonyos Δf_d -nél nagyobb frekvenciaugrás esetén következik be. Δf_d -t *dinamikus frekvenciahatárnak* nevezzük.

2.5.4. Fáziszaj PLL alapú szintézerekben

Egy PLL alapú szintézerben a VCO, a frekvenciaosztó és a fázisdetektor egyaránt hozzájárul valamilyen mértékben a kimenő jel fáziszajához. Azzal is számolni kell, hogy a referenciajelet is terheli valamekkora fáziszaj. Az eredő fáziszaj meghatározásához nyújt segítséget a 2.12 ábrán látható elrendezés, mely egyszerűen származtatható a korábban már ismertetett matematikai modelltől.



2.12 ábra Matematikai modell a fáziszaj vizsgálatához

A kimenő jel fáziszajának spektrális sűrűsége három összetevőre bontható fel. A referenciajeltől és a frekvenciaosztótól származó komponenst jelöljük $X(s)$ -el! A fázisdetektor hozzájárulása az eredő fáziszaj spektrális sűrűségéhez legyen $Y(s)$, a VCO-é pedig $S_{VCO}(s)$! Feltételezve, hogy a PLL építőelemeiben lejátszódó, a fáziszajt eredményező sztochasztikus folyamatok függetlenek, az eredő fáziszaj spektrális sűrűsége:

$$S_{out}(s) = X(s) + Y(s) + Z(s) \quad (2.29)$$

A 2.12 ábra alapján meghatározhatók a szabályozókör egyes pontjai közötti átviteli függvények, és felírhatók a következő összefüggések [15]:

$$X(s) = (S_{ref}(s) + S_N(s)) \left(\frac{G_{Forward}(s)}{1 + G_{OpenLoop}(s)} \right)^2 \quad (2.30)$$

$$Y(s) = S_{PD}(s) \left(\frac{1}{K_{PD}} \right)^2 \left(\frac{G_{Forward}(s)}{1 + G_{OpenLoop}(s)} \right)^2 \quad (2.31)$$

$$Z(s) = S_{VCO}(s) \left(\frac{1}{1 + G_{OpenLoop}(s)} \right)^2 \quad (2.32)$$

ahol

$$G_{Forward}(s) = \frac{2\pi K_{VCO} K_{PD} G_{LF}(s)}{s} \quad (2.33)$$

$$G_{OpenLoop} = \frac{2\pi K_{VCO} K_{PD} G_{LF}(s)}{Ns} \quad (2.34)$$

A huroksáv szélességnél kisebb frekvenciaoffset esetén $|G_{Forward}(s)| \gg 1$, tehát

$$X(s) \approx N^2 (S_{ref}(s) + S_N(s))$$

$$Y(s) \approx \frac{N^2}{K_{PD}^2} S_{PD}(s)$$

$$Z(s) \rightarrow 0$$

A huroksáv szélességnél nagyobb frekvenciaoffset esetén $|G_{Forward}(s)| \ll 1$, tehát

$$X(s) \rightarrow 0$$

$$Y(s) \rightarrow 0$$

$$Z(s) \approx S_{VCO}(s)$$

A huroksáv szélességnél kisebb frekvenciaoffsetre vonatkozóan (a kimenő jel frekvenciájához közel) a fáziszaj spektrális sűrűségének domináns összetevői tehát $X(s)$ és $Y(s)$, melyeket $S_{ref}(s)$, $S_N(s)$ és $S_{PD}(s)$ minimalizálásával, nagy K_{PD} és kis N alkalmazásával lehet csökkenteni. A huroksáv szélességnél nagyobb frekvenciaoffsetre vonatkozóan a kimenő jel fáziszajának spektrális sűrűségét alapvetően a VCO paraméterei határozzák meg.

2.5.5. "Reference spurious"-ok

A fázisdetektor kimenetén a hangolójelen kívül $k \cdot f_{\text{ref}}$ frekvenciájú spektrumösszetevők is megjelennek, melyek a VCO-ra kerülve nemkívánatos frekvenciamodulációt okoznak. Szintjük erősen függ a fázisdetektor típusától. A hurokszűrő feladatai közé tartozik ezen nemkívánatos spektrumösszetevők, az un. "reference spurious"-ok eltávolítása is. A hurokszűrő tervezésénél tehát az egyik szempont az, hogy a szűrő az említett frekvenciákon megfelelő csillapítással rendelkezzen. Ehhez a PLL hurok sávszélességét a referenciaképeknél jóval kisebbre kell választani.

2.5.6. PLL alapú szintézerek építőelemei

A következőkben részletesen ismertetem a PLL alapú szintézerek fontosabb alkotóelemeit.

Segédoszillátorok

Indirekt szintézisnél a kimenő jelet nem közvetlenül a referenciajelből nyerjük, hanem egy, a referenciajelhez szinkronizált segédoszillátorral állítjuk elő. Az esetek többségében ez egy feszültségvezérelt oszcillátor, mely a rezgőkörbe épített varaktordióda előfeszítésének változtatásával hangolható. A varaktorról hangolt oszcillátor frekvencia-hangolófeszültség függvénye meglehetősen nemlineáris. A VCO átvitelét a

$$K_V(V_T) = \left. \frac{df_{ki}}{dV_{tune}} \right|_{V_{tune}=V_T} \quad (2.35)$$

hangolási meredekséggel jellemezhetjük, ami néha egy nagyságrendet is változhat a VCO teljes hangolási tartományában.

A VCO hangolási meredekségének változása a PLL hurok átvitelére is hatással van. Az ebből fakadó kellemetlen következmények elkerülésére a VCO-t un. linearizáló egységgel szoktuk kiegészíteni. Ez egy olyan nemlineáris elem, melynek átvitele jó közelítéssel inverze a VCO-ra jellemző $K_V(V_T)$ függvénynek, így a kiegészítéssel kapott VCO hangolási meredeksége közelítőleg állandó a teljes hangolási tartományban [2].

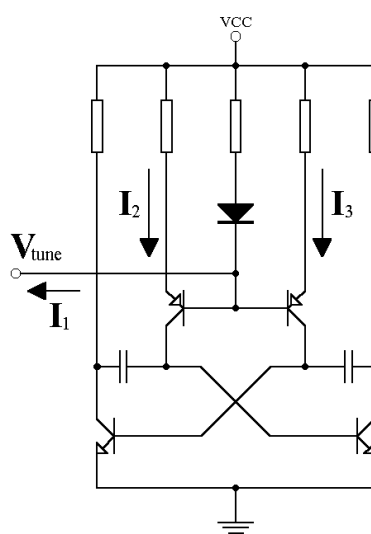
A hiperabrupt félvezető átmenetet tartalmazó varaktordiódák alkalmazásával szélesebb frekvenciaátfogás valósítható meg, és lineárisabb hangolási karakterisztikát

lehet biztosítani, mint a hagyományos varaktordiódákkal, az ilyen VCO-k azonban a magasabb rezgőköri veszteségek miatt rosszabb fáziszaj-mutatókkal rendelkeznek [19].

Széles frekvenciaátfogás és lineáris hangolási karakterisztika biztosítható alacsony fáziszaj mellett, ha több VCO-val látjuk el a szintézert, melyek közül mindig csak az aktuális kimenő frekvenciának megfelelőt működtetjük. Sokszor már magát a rezgőkört is úgy alakítjuk ki, hogy abba a kívánt frekvenciának megfelelően különböző reaktanciákat lehessen beiktatni analóg kapcsolók segítségével. Ezzel a megoldással az érintett frekvenciatartományt részsávokra osztjuk fel, melyek között az analóg kapcsolók segítségével válthatunk. A varaktor a részsávokon belüli folytonos hangolást biztosítja. Mivel egy-egy részsáv lényegesen keskenyebb, mint a teljes lefedni kívánt frekvenciasáv, ezért a varaktort lazábban lehet csatolni a rezgőkörhöz, ami a rezgőköri veszteségek csökkenését, a fáziszaj-paraméterek javulását eredményezi.

Amikor a néhány MHz, néhányszor 10MHz frekvenciatartományban néhány száz ppm szélességű hangolási tartományra van szükség, akkor feszültségvezérelt kvarcoszcillátort használunk. A rezonanciafrekvenciát a kristállyal sorba kapcsolt varaktormal lehet igen kis mértékben módosítani. A kristálynak köszönhetően az ilyen oszcillátor jósági tényezője valamint hosszútávú frekvenciastabilitása igen kedvező.

A segédoszcillátor szerepét gyakran valamilyen áramvezérelt oszcillátor tölti be. Ennek egyik típusa az áramvezérelt astabil multivibrátor (2.13 ábra). A kapacitások töltési sebességét meghatározó I_2 és I_3 áramok az I_1 bemenő áram segítségével változtathatók. A kimeneten kapott négyyszögjel frekvenciája az I_1 áramnak lineáris függvénye.



2.13 ábra Áramvezérelt astabil multivibrátor

Az ilyen oszcillátorokat egyszerű integrálhatóságuk miatt szívesen alkalmazzák pl. órajel-sokszorozókban. Sajnos a kimenő jel zavarjeltartalma és fáziszaja meglehetősen kedvezőtlen. További hátrány a korlátozott kimenő frekvencia, valamint az, hogy az oszcillátor megbízható indításához külön áramkör szükséges.

Az áramvezérelt oszcillátorok egy másik fontos típusa a mágneses térrel hangolható, mikrohullámú frekvenciák előállítására szolgáló YTO (YIG Tuned Oscillator). Az áramvezérelt astabil multivibrátorhoz hasonlóan ez is lineáris hangolási karakterisztikával rendelkezik és frekvenciaátfogása gyakran meghaladja az egy oktávot. A rezgőkör igen magas jósági tényezője kiváló fáziszaj-mutatókat biztosít. A YTO-k hátrányos tulajdonsága, hogy a rezonanciafrekvencia beállítására szolgáló elektromágnes teljesítményfelvétele és helyigénye nagy, és hogy a külső zavarok ellen igen komoly mágneses árnyékolást igényel. Az oszcillátort csak lassan lehet hangolni az elektromágnes nagy öninduktivitása miatt, és további probléma, hogy a rendszer bizonyos mértékű hiszterézissel is rendelkezik.

A mikrohullámú technikában léteznek további hangolható oszcillátor típusok is, úgymint klisztronok, magnetronok és BWO-k (Backward Wave Oscillator).

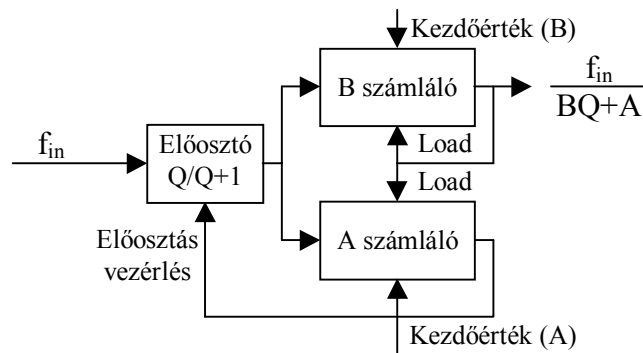
Az oszcillátor frekvenciáját vagy akár fáziszaját is befolyásolhatja a tápfeszültség, a terhelés és a hőmérséklet változása. Hogy milyen mértékben érzékeny erre az oszcillátor, azt a "pushing", "pulling" illetve "temperature sensitivity" mennyiségekkel szoktuk jellemezni. A "pushing" azt mutatja meg, hogy a tápfeszültségben bekövetkező változás a kimenő frekvenciában mekkorra változást eredményez. Az ilyen irányú hatások ellen a tápfeszültség stabilizálásával és szűrésével kell védekeznünk. A "pulling" a terhelés változásának hatását számszerűsíti. Konkrétan azt mutatja meg, hogy mekkora a csúcstól csúcsig mért frekvenciaváltozás, ha az állóhullámarány fázisa – adott abszolútérték mellett – 0° és 360° között változik. A kimenet megfelelő lezárásával biztosíthatjuk, hogy a terhelésváltozás miatti frekvenciaváltozás a megengedett érték alatt maradjon. Bár a szabályozóhurok a segédoszcillátor ezen hibáit többé-kevésbé korrigálja, tervezéskor törekedni kell arra, hogy az ilyen jellegű hatások minimálisak legyenek.

Frekvenciaosztók

A PLL szintézer visszacsatoló ágában elhelyezett frekvenciaosztóval szemben elég komolyak a követelmények: sokszor több GHz-es jelek frekvenciaosztását kell

megoldani, emellett az osztásarányt széles tartományban egyesével kell tudni változtatni. A magas frekvenciák miatt az osztást általában két lépésben valósítjuk meg, egy előosztó és egy alacsonyabb frekvencián működő programozható osztó segítségével.

Ha egyszerűen fix osztásarányú előosztót alkalmaznánk, akkor az eredő osztásarányt nem egyesével, hanem az előosztó osztásarányának megfelelő lépésekben lehetne változtatni, ami a frekvenciafelbontás szempontjából kedvezőtlen lenne. Ezért a legtöbb esetben ún. "dual modulus" előosztót használunk. A "dual modulus" osztó osztásaránya Q és $Q+1$ között változtatható, ahol Q fix érték (általában kettő valahányadik hatványa). Egy ilyen osztót a 2.14 ábrán látható elemekkel kiegészítve flexibilis frekvenciaosztót kapunk.



2.14 ábra Tipikus frekvenciaosztó blokkvázlata

Az A és B számlálók az órajelet az előosztótól kapják. Első lépésben betöltjük a megfelelő kezdőértékeket a számlálóba ($B > A$), az előosztó osztásarányát pedig $Q+1$ -re állítjuk. Ezután mindkét számláló elkezd visszafelé számolni. Amikor az A jelű számláló tartalma eléri a nullát, akkor az előosztó osztásaránya Q -ra vált, és az új osztásarányal addig tart még a számlálás, amíg a B regiszter tartalma is nullává nem válik. Ekkor új ciklus kezdődik. A kimenő jel egy periódusa alatt tehát a bemeneten

$$A(Q + 1) + (B - A)Q = BQ + A$$

periódus zajlik le, azaz az eredő osztásarány $1:(BQ+A)$, és azt A és B programozásával egyesével lehet változtatni. Az előosztónak nem kell programozhatónak lenni, csak Q és $Q+1$ között kell tudni váltani. Az előosztó egy speciális digitális áramkör, amely képes több GHz frekvencián is működni. Programozni a két számlálót kell, melyek maximum 200MHz-en működnek és általában közönséges CMOS elemekből épülnek fel.

Fázisdetektorok

A PLL alapú szintézerek talán legkritikusabb eleme a fázisdetektor. Az elmúlt néhány évtizedben többféle fázisdetektor-típust fejlesztettek ki. Mindegyik fázisdetektornak megvannak a maga előnyei: egyeseket az egyszerű megvalósítás vagy a magas üzemi frekvencia lehetősége, másokat a nemkívánatos spektrumkomponensek igen alacsony szintje tesz népszerűvé. A következőkben a hat fázisdetektor-típust fogok röviden ismertetni.

Kiegyenlített keverő

Fázisdetektorként akár egy egyszerű kiegyenlített keverő is alkalmazható. Legyen a referenciajel időfüggvénye:

$$x_{ref}(t) = A_{ref} \sin(\omega_{ref}t + \varphi) \quad (2.36)$$

a kimenetről a frekvenciaosztón keresztül visszavezetett jelé pedig:

$$x_N(t) = A_N \sin \omega_N t \quad (2.37)$$

Ekkor a keverő kimenetén megjelenő jel időfüggvénye a következő:

$$x_{out}(t) = Kx_{ref}(t)x_N(t) = \frac{KA_{ref}A_N}{2} [\cos((\omega_{ref} - \omega_N)t + \varphi) - \cos((\omega_{ref} + \omega_N)t + \varphi)] \quad (2.38)$$

ahol K a keverőre jellemző arányossági tényező. Ha a PLL hurok frekvenciaszinkronizált állapotban van, azaz $\omega_{ref} = \omega_N$, és a keverőt követő hurokszűrő által jelentősen csillapított $\omega_{ref} + \omega_N$ frekvenciájú összetevőt figyelmen kívül hagyjuk, akkor

$$x_{out} = \frac{KA_{ref}A_N}{2} \cos \varphi \quad (2.39)$$

A keverő kimenetén megjelenő jel – ami lényegében a PLL hurok, mint szabályozási folyamat hibajele – nulla, ha a referenciajel és a visszavezetett jel közötti fáziskülönbség -90° (ez csupán annyit jelent, hogy a PLL hurok nem 0° -ra, hanem $\varphi_{ref} - \varphi_N = -90^\circ$ -ra szabályoz).

Legyen $\varphi_{\text{ref}} - \varphi_N = -90^\circ + \Delta\varphi$, ahol $\Delta\varphi$ a -90° -os állapottól való kismértékű eltérést reprezentálja ($\Delta\varphi \ll 1 \text{ rad}$)! Ekkor

$$x_{\text{out}} = \frac{KA_{\text{ref}} \cdot A_N}{2} \cos\left(-\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi\right) = \frac{KA_{\text{ref}} \cdot A_N}{2} \sin \Delta\varphi \approx \frac{KA_{\text{ref}} \cdot A_N}{2} \Delta\varphi \quad (2.40)$$

A keverő kimenetén megjelenő jel kis $\Delta\varphi$ fáziskülönbség esetén tehát arányos $\Delta\varphi$ -vel, azaz az ismertetett elrendezéssel a kívánalmaknak megfelelő fázisdetektor karakterisztikát kapunk. A fázisdetektor arányossági tényezője:

$$K_{PD} = \frac{KA_{\text{ref}} \cdot A_N}{2} \quad (2.41)$$

Vegyük észre, hogy az arányossági tényező függ a bemenő jelek amplitúdójától! Ez az ilyen típusú fázisdetektorok egyik hátrányos tulajdonsága. Nagy $\Delta\varphi$ fáziskülönbség esetén az

$$x_{\text{out}} = K_{PD} \sin \Delta\varphi \quad (2.42)$$

összefüggés érvényes. Ez a nemlineáris karakterisztika megnehezíti a keverő fázisdetektor tartalomzó PLL alapú szintézerek dinamikus viselkedésének analizisét.

A kiegyenlített keverő, mint fázisdetektor kimenő jelében meglehetősen magas a nemkívánatos jelösszetevők szintje. A (2.38) kifejezés alapján belátható, hogy a referenciafrekvencia kétszeresénél keverési melléktermékként $KA_{\text{ref}}A_N/2$, azaz K_{PD} amplitúdójú szinuszos jelre kell számítani. Bár a keverő kiegyenlített, a gyakorlatban a LO-IF és az RF-IF izoláció is véges, így a referenciafrekvencián is jelen van némi nemkívánatos jelösszetevő. A keverő kimenetén gyártási pontatlanságok miatt meglévő DC-offszet is problémát okozhat. A kiegyenlített keverő előnyös tulajdonsága, hogy igen magas frekvenciákon is használható, és hogy nem kell számolni a mintavételezés negatív következményeivel [2].

Nagysebességű mintavevő

A 2.15 ábrán látható áramkör lényegében egy egyszerűen kiegyenlített keverő, melynek lokálbemenetét igen keskeny ($t_w < 1 \text{ ns}$) impulzusokkal hajtjuk meg. Az

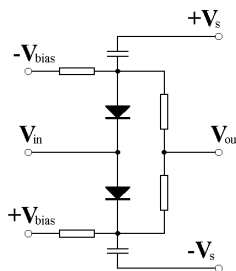
impulzusok hatására a bemeneten látható diódák kinyitnak, és a kondenzátorok feltöltődnek. Amikor a V_s illetve $-V_s$ bemenetekre ismét nulla szint kerül, akkor

$$V_{out} = \frac{V_s - V_{in} + (V_{in} - (-V_s))}{2} = V_{in} \quad (2.43)$$

azaz a bemenő jelnek a lokálbemenetre kerülő impulzus pillanatában mérhető értéke jelenik meg a kimeneten. A mintavételezés hatására a kimenő jel spektruma f_{in} frekvenciájú szinuszos bemenőjelet feltételezve a következőképpen alakul:

$$X_{out}^*(j\omega) = \frac{1}{2} A_{in} f_{ref} \sum_{k=-\infty}^{\infty} [\delta(2\pi f_{in} + k2\pi f_{ref}) + \delta(-2\pi f_{in} + k2\pi f_{ref})] \quad (2.44)$$

ahol f_{ref} a lokálbemenetre kerülő impulzussorozat frekvenciája. Ha a mintavételezett jel frekvenciája közel kerül a mintavételi frekvencia N -szereséhez, akkor a kimenő jel spektrumában egy alacsony, $|f_{in} - Nf_{ref}|$ frekvenciájú komponens is megjelenik. Ha a mintavételezett jel frekvenciája pontosan N -szerese a mintavételi frekvenciának, akkor a mintavevő kimenetén olyan egyenáramú komponens jelenik meg, mely a mintavett jel és a mintavevő jel megfelelő harmonikusa közötti fáziskülönbség szinuszával arányos. Ez a jel megfelelő szűrés után felhasználható arra, hogy egy hangolható oszcillátort fázisszinkronozzunk egy referenciajel adott harmonikusához.



2.16 ábra Nagysebességű mintavevő

A mintavételezés eredményét az ábrán látható kondenzátorok a következő mintavételezésig tárolják, azaz az áramkör nulladrendű tartóként viselkedik. A nulladrendű tartó átviteli függvénye:

$$H_s(j\omega) = T_{ref} \frac{\sin \frac{\omega T_{ref}}{2}}{\frac{\omega T_{ref}}{2}} e^{-\frac{j\omega T_{ref}}{2}} \quad (2.45)$$

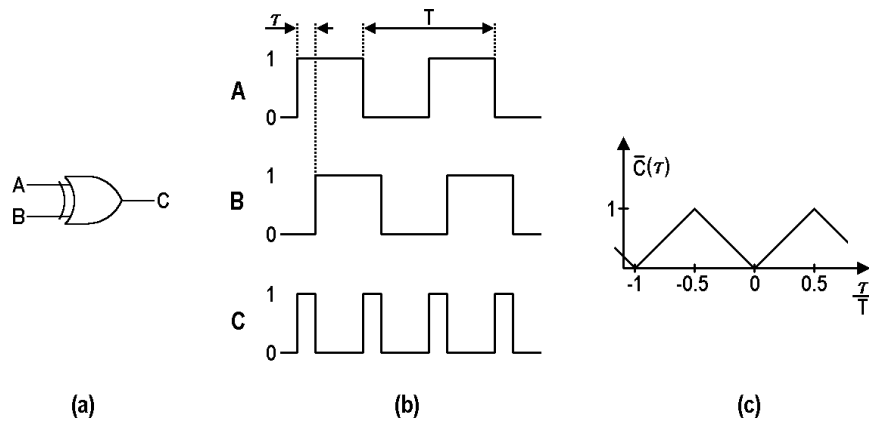
A tényleges kimenő spektrumot az alábbi összefüggés alapján kapjuk:

$$X_{out}(j\omega) = X_{out}^*(j\omega)H_s(j\omega) \quad (2.46)$$

A mintavételezés során nem csak a hasznos jel, hanem minden más, a kf_{ref} frekvenciák közelébe eső zavarjel is belapolódik az alapsávba, átjut a hurokszűrőn. és a hangolható oszcillátorban nemkívánatos frekvenciamodulációt eredményez. A mintavételezés egyúttal a bemeneten meglévő szélessávú zajt is sokszorososan az alapsávba transzponálja [2].

Kizáró VAGY-kapu

Egy egyszerű kizáró VAGY-kapu is betöltheti a fázisdetektor szerepét. A működés a 2.16 ábra alapján érthető meg. Az A és B bemenetekre egy-egy T periódusidejű 50%-os kitöltésű négyszögjelet vezetünk, melyek közül az egyik τ idővel késik a másikhoz képest. A kimeneten megjelenő jelalak a 2.16b ábrán látható. A hurokszűrő a magasabb frekvenciájú komponenseket eltávolítja a kimenő jelből, s így az oszcillátor hangoló bemenetére ezen jel átlagértéke kerül. Az átlagérték τ -tól való függése a 2.16c ábrán látható.

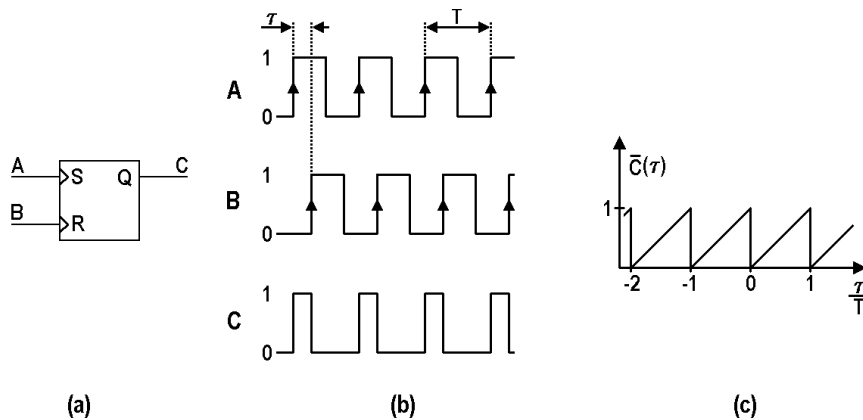


2.16 ábra Kizáró VAGY-kapu, mint fázisdetektor

A kizáró VAGY-kapu a $[0, \pi]$ intervallumban lineáris $U_{ki}(\Delta\varphi)$ karakterisztikát mutat. A kimenő jelben lévő $1/T$ illetve $2/T$ frekvenciájú nemkívánatos komponensek amplitudójának τ -tól való függése a kimenő jel Fourier-sorba fejtésével kapható.

SR flip-flop

A 2.18 ábrán egy élvezérelt SR flip-flop látható. Az S bemenetre jutó felfutó él a kimenetet logikai 1-re állítja, az R bemenetre jutó felfutó él pedig logikai 0-ra. A 2.18b ábrán látható a kimenő jel alakulása az S illetve R bemenetre vezetett T periódusidejű, egymáshoz képest τ idővel eltolt négyszögjelek esetén, a 2.18c ábrán pedig a kimenő jel átlagértékének τ -tól való függése.



2.19 ábra SR flip-flop, mint fázisdetektor

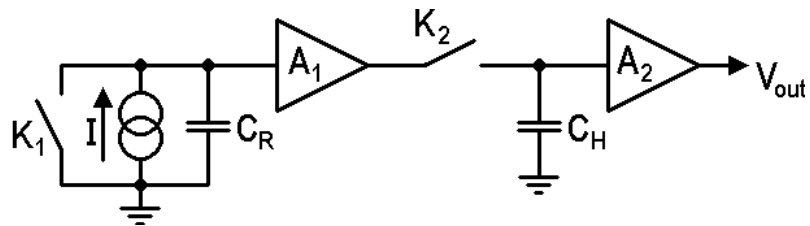
Mintavevő-tartó detektor

A mintavevő-tartó detektorban egy fűrészfogjelet generálunk, melynek frekvenciája azonos a referenciajel frekvenciájával. A kimenetről a frekvenciaosztón keresztül visszavezetett jel felfutó élénél mintát veszünk a fűrészfogjelből, és a következő mintavételi pillanatig ezt az értéket tartjuk a kimeneten. A mintavétel eredménye arányos a referenciajel és a visszavezetett jel közötti fáziseltéréssel, az arányossági tényezőt a fűrészfogjel amplitudója határozza meg.

Egy ilyen mintavevő-tartó detektor blokkvázlata látható a 2.20. ábrán. Az áramgenerátor folyamatosan tölti a C_R kondenzátort. A C_R -t a referenciajellel vezérelt K_1 kapcsoló adott időközönként kisüti, így kapjuk a kívánt fűrészfogjelet. Az A_1 erősítő megakadályozza, hogy a további áramköri egységek leterheljék a C_R kondenzátort. A PLL hurok frekvenciaosztójának kimenő jele minden egyes felfutó élénél rövid időre zárja a K_2 kapcsolót. Ilyenkor a C_H kondenzátor a fűrészfogjel aktuális értékének megfelelő feszültségre töltődik fel. A C_H kondenzátor ezt a feszültséget megtartja a

következő mintavételi pillanatig. A C_H kondenzátor és a kimenetre kapcsolódó terhelés közötti izolációt kis bemenő áramú műveleti erősítővel biztosítjuk.

A mintavevő-tartó detektorok kimenő jelében nagyságrendekkel kisebb a referenciakérfrekvencián és annak többszörösein jelentkező zavarjelek szintje, mint más fázisdetektorok kimenő jelében. Hátrányuk, hogy csak viszonylag alacsony frekvencián üzemeltethetők (tipikusan 1MHz-ig) [2].



2.20 ábra Mintavevő-tartó detektor blokkvázlata

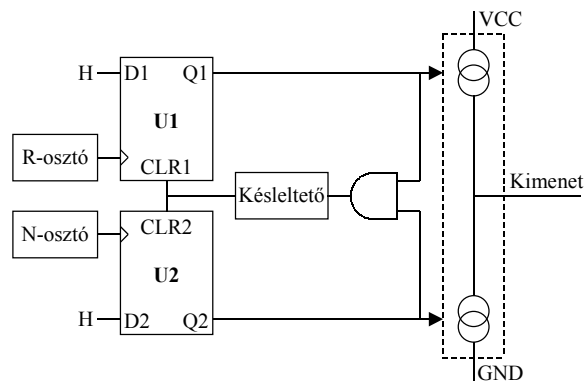
Fázis-frekvencia detektorok

Az eddigiekben tárgyalt fázisdetektorok komoly hátránya, hogy korlátozott behúzási tartományuk van, azaz a PLL hurok nem képes a segédoszillátor frekvenciáját a kívánt frekvenciára szabályozni, ha a két frekvencia közötti kezdeti eltérés egy bizonyos értéknél nagyobb. Ezek a fázisdetektorok ilyen esetben nulla átlagértékű periódikus fázishibajeleket szolgáltatnak, mely csak frekvenciamodulációt vált ki, a segédoszillátor átlagfrekvenciáját nem viszi arrébb. Ezzel szemben a fázis-frekvencia detektorok minden esetben előjelhelyes hibajeleket szolgáltatnak, bármekkora is legyen a kezdeti frekvenciaeltérés [3].

A mai modern integrált szintézer áramkörök ezért általában ezt a típust használják. Alapvető jellemzőjük, hogy amikor a detektorra kerülő jelek frekvenciája azonos, akkor a fáziskülönbséggel egyenesen arányos szélességű, megfelelő polaritású áramimpulzusokat adnak ki a kimenetükön, amikor pedig különböző – legyen a különbség bármilyen nagy –, akkor a kimeneten olyan áramimpulzusok jelennek meg, melyek a PLL hurokban a detektorra kerülő jelek frekvenciáinak különbségét csökkentik. Mindez azt eredményezi, hogy a PLL befogási tartománya a teljes működési frekvenciatartományra kiterjed, a PLL minden esetben megtalálja a szinkronizált állapotot.

Egy ilyen fázis-frekvencia detektor felépítése látható a 2.21 ábrán. Az áramkör két D-tárolót, egy ÉS-kaput, egy késleltető elemet és két kapcsolható áramgenerátort

tartalmaz. A késleltető elem nélkül a fázisdetektor erős nullponti torzítással rendelkezne, azaz a fázisdetektor kis fáziskülönbségek esetén nem adna ki sem pozitív, sem negatív áramimpulzusokat. A VCO frekvenciája eközben lassan eltérne a kívánt értéktől, s csak akkor jelennének meg újabb áramimpulzusok a kimeneten, amikor a fázisdetektor bemenetére érkező jelek fáziskülönbsége egy bizonyos értéket már meghaladt. Ez a jelenség a fázisdetektor kimenetén olyan periodikus változásokat eredményezne, melyek periodicitása az összehasonlítási frekvenciának töredéke, tehát olyan spektrumkomponensek jelennének meg a fázisdetektor kimenetén, melyeket a hurokszűrő nem távolítana el. Így a szintézer kimenő jelében nemkívánatos diszkrét spektrumkomponensek jelennének meg a névleges frekvenciához egészen közel. Az ÉS-kapu után elhelyezett késleltetővel a nullponti torzítás gyakorlatilag kiküszöbölhető [1], [3].



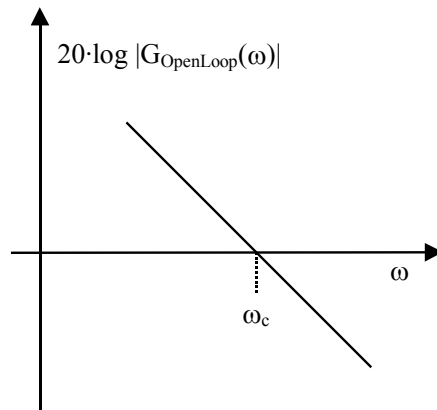
2.21 ábra Fázis-frekvencia detektor tipikus megvalósítási formája

Hurokszűrők

A PLL hurok minden fontosabb paraméterére hatással van a hurokszűrő. A gyakorlati megvalósításokban számos hurokszűrő-típussal találkozhatunk. Egyesek kedvező tranziens viselkedéssel, mások a referenciafrekvencián mutatott nagy csillapítással büszkélkedhetnek. Hogy melyiket használjuk egy adott esetben, azt a rendszerspecifikáció alapján kell eldönteni.

A hurokszűrő típusától függően csoportosíthatjuk a PLL hurkokat. Az első illetve másodrendű hurkok fontosabb jellemzőit a következő oldalakon találjuk. A jelöléseket a 2.11 ábra alapján kell értelmezni.

1-es típusú, elsőrendű hurok



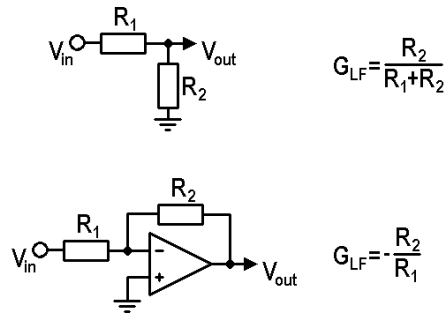
$$G_{LF}(s) = K_{LF}$$

$$\frac{f_{out}(s)}{f_{ref}(s)} = N \frac{\omega_0}{s + \omega_0}$$

$$\frac{f_{out}(s)}{f_{VCO}(s)} = \frac{s}{s + \omega_0}$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi K_{LF} K_{VCO} K_{PD}}{N}$$

2.22 ábra Elsőrendű hurok Bode-diagramja

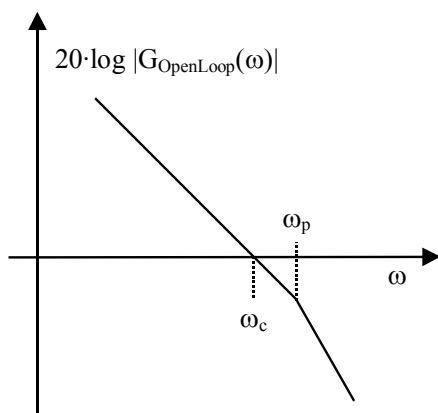


$$G_{LF} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$G_{LF} = -\frac{R_2}{R_1}$$

2.23 ábra Elsőrendű hurok hurokszűrőjének realizálási formái

1-es típusú, másodrendű hurok, "lag filter"



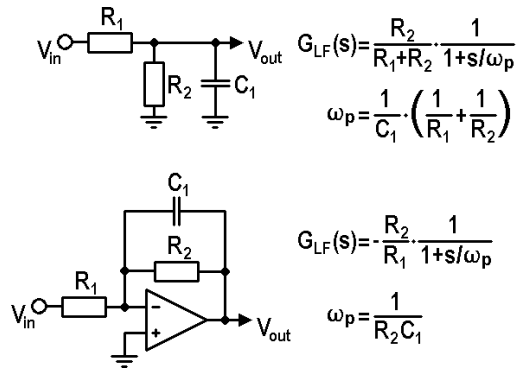
$$G_{LF}(s) = K_{LF} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

$$\frac{f_{out}(s)}{f_{ref}(s)} = \frac{N\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$\frac{f_{out}(s)}{f_{VCO}(s)} = \frac{s(s + \omega_p)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{s \left(s + \frac{\omega_n^2}{\omega_0} \right)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

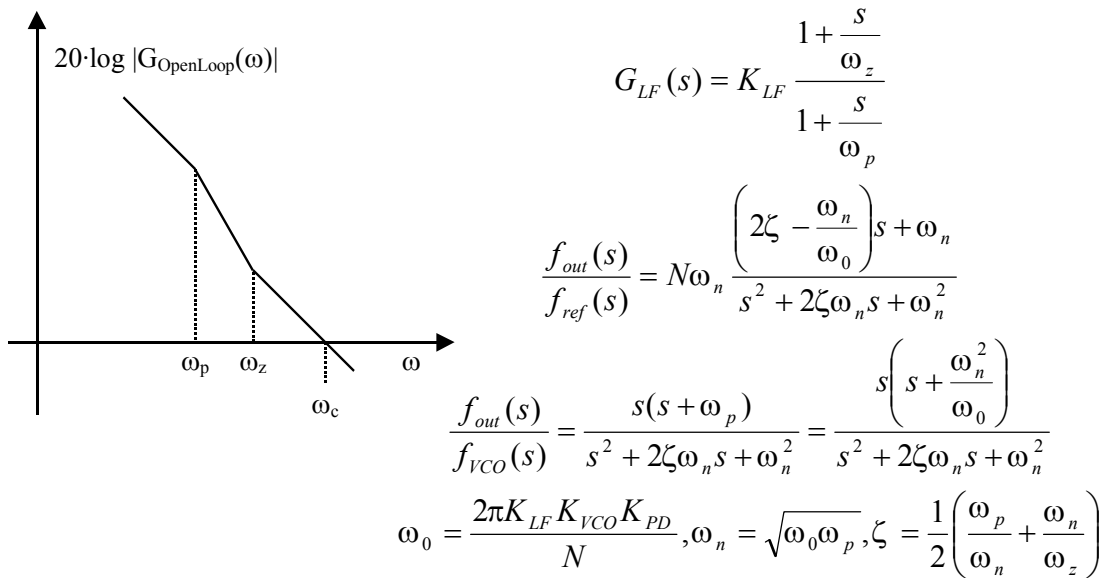
$$\omega_0 = \frac{2\pi K_{LF} K_{VCO} K_{PD}}{N}, \omega_n = \sqrt{\omega_0 \omega_p}, \zeta = \frac{1}{2} \frac{\omega_p}{\omega_n}$$

2.24 ábra "Lag filter"-t tartalmazó hurok Bode-diagramja

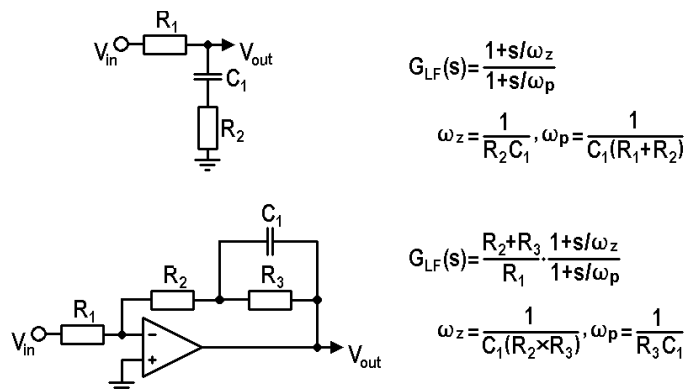


2.25 ábra "Lag filter" realizálási formái

1-es típusú, másodrendű hurok, "lag-lead filter"

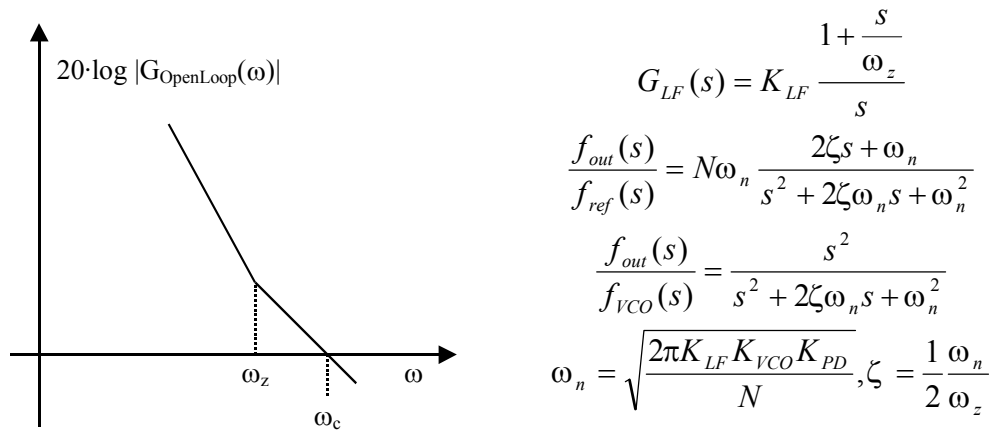


2.26 ábra "Lag-lead filter"-t tartalmazó hurok Bode-diagramja

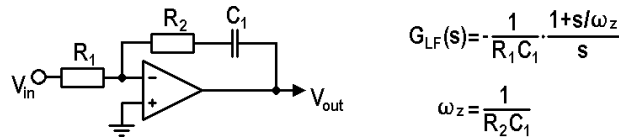


2.27 ábra "Lag-lead filter" realizálási formái

2-es típusú, másodrendű hurok



2.28 ábra Kettes típusú, másodrendű hurok Bode-diagramja



2.29 ábra Kettes típusú, másodrendű hurok hurokszűrőjének realizálási formái

2.5.7. "Fractional-N" szintézerek

A hagyományos PLL alapú szintézerekben a kimenő frekvenciát az f_{ref} referenciakérfrekvenciával egyező lépésekben tudjuk változtatni. Ha tehát finom felbontást szeretnénk biztosítani, akkor a referenciakérfrekvenciát csökkenteni kell. A referenciakérfrekvencia csökkentésének azonban igen súlyos negatív következményei is vannak. Korábban láttuk, hogy a PLL hurok sávszélességét a zavarjelek szintjére való tekintettel a referenciakérfrekvenciánál jóval kisebbre kell választani. Ezért a referenciakérfrekvenciával együtt csökkenteni kell a PLL hurok vágási frekvenciáját is, s ezzel romlik a szintézer tranziens viselkedése, nő a beállási idő. A másik probléma, hogy a referenciakérfrekvencia csökkentésével nő a szintetizált frekvencia és a referenciakérfrekvencia aránya, N . A PLL alapú szintézerek fáziszajának vizsgálatánál (2.5.4. alfejezet) láttuk, hogy a kimenő jel fáziszaja a vivő közelében – elhanyagolva a referencijel fáziszaját – a szintézer maradék fáziszajának N^2 -szeresével közelíthető. A referenciakérfrekvencia csökkentésével tehát a fáziszajmutatók is romlanak. Ezek szerint a jó frekvenciafelbontás és a gyors

frekvenciaváltás lehetősége valamint a kis fáziszaj egymásnak ellentmondó követelmények.

A problémát az indirekt szintézerek területén maradva két módon lehet elkerülni. Az egyik megoldást az ún. többhurkos PLL alapú szintézerek jelentik, melyekről a 2.5.8. fejezetben fogok szólni. A másik megoldás egy olyan technika, melynek alapjait már évtizedekkel ezelőtt kidolgozták, és bizonyos speciális területeken már régóta alkalmazzák, széles körű elterjedésére azonban még várni kell. Ezek az ún. tört osztásarányú szintézerek vagy ahogy az angol nyelvű szakirodalomban találkozhatunk velük: "fractional-N" szintézerek.

Már az elnevezés is tükrözi a technika lényegét: a PLL hurok visszacsatoló ágában látszólag tört értékű osztásarányt valósítunk meg. A kimenő frekvencia a referencifrekvenciából a következő összefüggés szerint nyerhető:

$$f_{out} = \left(N + \frac{K}{F} \right) f_{ref} \quad (2.47)$$

ahol N, K és F egész számok. N+K/F a visszacsatoló ágban megvalósított osztásarány, N ennek egészrésze, K/F pedig a törtrésze. F a szintézertől függő egész szám, mely akár 1000 vagy annál nagyobb is lehet. K értéke egyesével változtatható, így a kimenő frekvencia f_{ref}/F nagyságú lépésekben hangolható, azaz a frekvenciafelbontás a referencifrekvenciának töredéke lehet. Adott frekvenciafelbontást mellett jóval nagyobb lehet a referencifrekvencia, mint a hagyományos indirekt szintézereknél, ami gyorsabb frekvenciaváltást tesz lehetővé és kisebb fáziszajt eredményez. A kérdés csak az, hogy valósíthatunk meg tört értékű osztásarányt.

Egy digitális osztóval csak egész értékű osztásarányt lehet megvalósítani. Ha azonban az osztó osztásarányát a kívánt tört osztásarányhoz megfelelően hol P-re, hol P+1-re állítjuk, akkor az átlagos osztásarány egy P és P+1 közötti tört szám lesz. Legyen az osztásarány n_1 alkalommal P és n_2 alkalommal P+1! A kimeneten összesen n_1+n_2 periódus zajlik le, míg a bemeneten $n_1P+n_2(P+1)$, s így az átlagos osztásarány

$$\frac{n_1P + n_2(P+1)}{n_1 + n_2} = P + \frac{n_2}{n_1 + n_2}$$

azaz $F=n_1+n_2$, $K=n_2$ és $N=P$. Ha tehát pl. 899.8MHz-et kívánunk előállítani, és a referencifrekvencia 50MHz, akkor az osztásarány: $N+K/F=899.8/50=17.996$. Ebből

$N=17$, $F=250$ és $K=249$, továbbá $n_2=249$, $n_1=1$. A feladat megvalósításához tehát olyan frekvenciaosztóra van szükségünk, melynek osztásaránya 17 és 18 között váltható, és ezen 250 alkalomból 1 alkalommal 17-es, 249 alkalommal pedig 18-as osztásarányt kell beállítanunk. A kapott szintézer 200kHz-es frekvenciafelbontással rendelkezik 50MHz-es referenciaképpel.

A visszacsatoló ágban elhelyezett frekvenciaosztó osztásarányának állandó változtatása a kimenő jelben igen magas szintű zavarjeleket eredményezhet. A szintézer segédoszillátorának frekvenciája előbbi példánkban 899.9MHz volt. Ezt 17.996-tal kellene osztani, hogy az 50MHz-es referenciával szinkronban lévő jelet kapjunk. A valóságban azonban időnként 17-el, időnként 18-al osztjuk a kimenetről visszacsatolt jel frekvenciáját, azaz időnként a kelleténél korábban, időnként a kelleténél később kapunk nullátmenetet a frekvenciaosztó kimenetéről. A fázisdetektor kimenetén ennek hatására állandóan változó hibajel jelenik meg, melynek különböző frekvenciájú összetevői a segédoszillátorban nemkívánatos frekvenciamodulációt váltanak ki [18].

Tételezzük fel, hogy az osztásarány váltogatása egy adott szekvencia szerint, periódikusan történik! Ekkor a hibajel is periódikus, periódusideje pedig a következőképpen számítható:

$$T_{spur} = T_{ref} (n_1 + n_2) = T_{ref} F \quad (2.48)$$

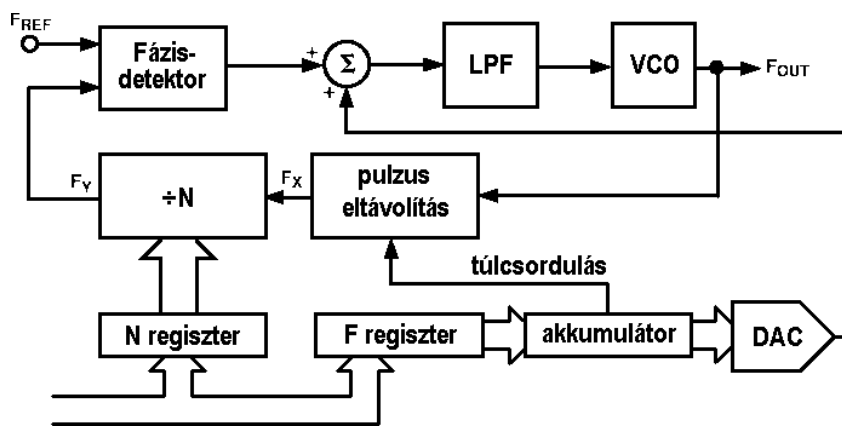
A hibajel tehát a szintézer felbontásának megfelelő frekvencia egész számú többszöröseinél tartalmaz spektrumösszetevőket. Ezek amplitudója függ az aktuális kimenő frekvenciától és az osztásarány váltogatását előíró szekvenciától.

Amennyiben a hibajel ezen komponenseit egy, a fázisdetektort követő aluláteresztő szűrővel kívánjuk elnyomni, akkor annak vágási frekvenciáját jóval kisebbre kell választani, mint amekkora a frekvenciafelbontás. Ezzel a módszerrel tehát csak a fáziszaj problémáján lehet segíteni.

A zavarjelek elnyomására az egyszerű aluláteresztő szűrőn kívül számos más ötletes megoldás született. Az egyik megoldás a DeltaSigma modulátor technikát alkalmazza. A visszacsatoló ág osztásarányát egy digitális áramkör olyan szekvencia szerint váltogatja, hogy a fázisdetektor kimenetén megjelenő hibajelben az alacsony frekvenciájú összetevők szintje minél kisebb legyen, Ugyanezt az eljárást alkalmazzák az audioteknikában is az 1 bites digitál-analóg konvertereknél, ahol a rendelkezésre álló két analóg jelszintet olyan szekvencia szerint váltogatják, hogy a kvantálási hiba

alacsonyfrekvenciás – a hasznos jel sávjába eső – összetevői minél kisebbek legyenek. A kvantálási hiba magasabb frekvenciájú összetevőit aluláteresztő szűrővel távolítják el. A "fractional-N" szintézerekben a hurokszűrő feladata a hibajel magasabb frekvenciájú összetevőit eltávolítani. A DeltaSigma modulátor által végzett zajformálásnak köszönhetően a szűrő vágási frekvenciáját sokkal magasabbra választhatjuk a kimenő jel zavarjeltartalmának számottevő növekedése nélkül. A megoldás előnye, hogy nem igényel analóg elemeket, mindössze egy meglévő szintézer struktúrát kell egy, az osztásarány beállítását vezérlő digitális egységgel kiegészíteni [18].

Egy másik módszer az állandó osztásarány-váltogatás miatt fellépő zavarjelek eliminálására a digitál-analóg konverterrel történő korrekció. Egy ilyen elrendezés blokkvázlata látható a 2.30. ábrán [18].

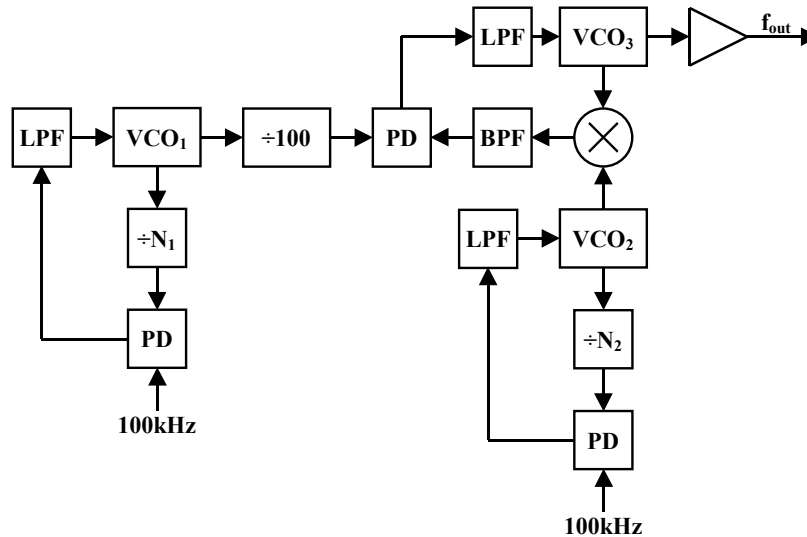


2.30 ábra "Fractional-N" szintézer egyik megvalósítási formája

2.5.8. Többhurokos PLL alapú szintézerek

A többhurokos PLL alapú szintézerek alap gondolatát egy példán keresztül kívánom bemutatni. A 2.31 ábrán egy háromhurokos szintézer blokkvázlata látható. Az 1-es jelű VCO-t tartalmazó hurok 50 és 60MHz közötti frekvenciákat képes szintetizálni, 100kHz frekvenciafelbontás mellett. A kimenő jelet egy 100-as osztásarányú frekvenciaosztóra vezetjük, így 500 és 600kHz közötti frekvenciákat tudunk generálni 1kHz felbontással. A 2-es jelű VCO-t tartalmazó hurok 100kHz felbontást biztosít 75.5 és 105.6MHz között. A harmadik hurok hangolható oszcillátorának kimenő jelét a 2-es hurok kimenő jelével keverjük, majd a finom felbontást biztosító 1-es hurok kimenő jeléhez szinkronozzuk. A fázisdetektor úgy szabályozza a 3-as jelű VCO frekvenciáját, hogy ha azt levonjuk a 2-es hurok kimenő frekvenciájából, akkor a 100-as osztásarányú

frekvenciaosztó kimenő jelének frekvenciáját kapjuk. A keverési melléktermékek miatt kialakuló hibás szinkronizáció elkerülésére a 3-as hurkot egy, a "lock"-olást segítő áramköri egységgel is fel kell szerelni. A háromhurkos szintézer által előállított frekvencia az N_1 és N_2 frekvenciaosztók programozásával tehát 74.9 és 105.1MHz között 1kHz-es lépésekben változtatható.



2.31 ábra Háromhurkos indirekt szintézer

Vegyük észre, hogy két hurokban 100kHz-es, a harmadikban pedig 500-600kHz-es referenciakérfrekvenciával dolgozunk, így majdnem két nagyságrenddel kisebb frekvenciaváltási időt kapunk, mint ha ugyanilyen frekvenciafelbontást egy egyhurkos indirekt szintézerrel valósítanánk meg! A fáziszaj szempontjából is kedvezőbb a többhurkos PLL alapú szintézerek alkalmazása, hiszen az egyes hurkokban jóval kisebb frekvenciasorzozási tényezőkkel dolgozunk.

2.5.9. A PLL alapú szintézerek jellemzőinek összegzése

Az egyhurkos PLL alapú szintézereknél a frekvenciafelbontás azonos a referenciakérfrekvenciával. A referenciakérfrekvencia csökkentését az előírt fáziszaj és frekvenciaváltási idő korlátozza, ezért a PLL alapú szintézerek általában rosszabb frekvenciafelbontással rendelkeznek, mint a direkt szintézerek. "Fractional-N" illetve többhurkos szintézerek alkalmazása mind a frekvenciafelbontás, mind a frekvenciaváltási idő szempontjából előnyösebb, a direkt szintézerek paramétereit azonban még ezekkel is nehéz megközelíteni.

A PLL alapú szintézerek a frekvenciaváltási képességet tekintve is elmaradnak a direkt szintézerektől. Mint már láttuk, a kimenő frekvenciát a szabályozóhurok visszacsatoló ágában lévő frekvenciaosztó átprogramozásával lehet változtatni. A frekvenciaosztó átprogramozását követően a fázisdetektor bemenő jelei között kialakuló fáziseltérés hatására olyan folyamat indul meg a hurokban, amely ezt a fáziseltérést csökkenteni igyekszik. Ez a folyamat azonban a hurokban szükségszerűen meglévő sávkorlátozó elemek miatt csak lassan zajlik le.

Indirekt szintézerekkel hasonló hasonló fáziszaj-mutatókat lehet elérni, mint a direkt analóg szintézerekkel, de lényegesen rosszabb frekvenciafelbontás és frekvenciaváltási idő mellett. A nemharmonikus zavarjelek szintje itt is -100dBc alá szorítható, de ez már csak igen komoly nehézségek árán teljesíthető [2].

A PLL alapú szintézerek előnyös tulajdonságai közé tartozik az egyszerű felépítés, és a magas (akár mikrohullámú) frekvenciák szintetizálásának lehetősége.

2.6. Hibrid szintézerek

Az alap szintézertípusok kifejlesztésével felmerült a gondolata annak, hogy azok megfelelő kombinálásával olyan jelforrásokhoz lehetne jutni, melyek egyesítik az előnyös tulajdonságokat. Így születtek meg a hibrid szintézerek, melyek közül a három legelterjedtebb típust mutatom be a következő oldalakon.

2.6.1. DDS-DAS hibrid szintézer

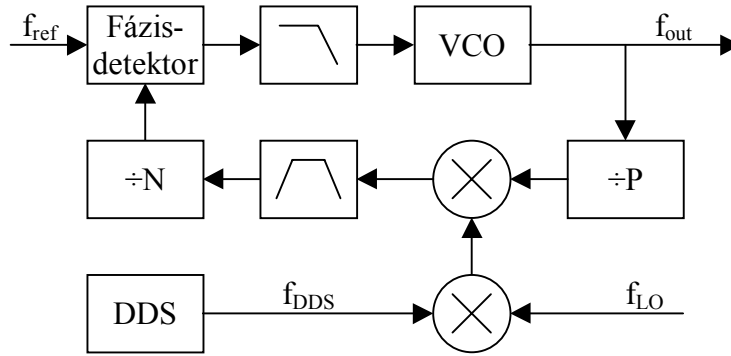
A DDS szintézer egyik hátrányos tulajdonsága, hogy csak viszonylag alacsony frekvenciájú jeleket lehet vele előállítani. A kimenő jel frekvenciáját frekvencia-transzponálással lehet megnövelni, persze így az átfogható frekvenciasáv szélessége nem változik. Ha azonban a frekvenciatranszponálásnál alkalmazott lokáljelet egy DAS szolgálja, akkor a DAS és a DDS együttes hangolásával széles frekvenciatartomány fedhető le, miközben a DDS igen jó felbontásából és rövid átkapcsolási idejéből nem kell feladni semmit.

2.6.2. PLL szintézer DDS által generált frekvenciaeltolással

Ennél a megoldásnál a PLL visszacsatoló ágába egy keverőt iktatunk, melynek egyik bemenetére egy fix f_{LO} frekvenciával transzponált, DDS által generált jelet vezetünk (2.32 ábra). A szintézer által előállított frekvencia:

$$f_{out} = NPf_{ref} + P(f_{DDS} + f_{LO}) \quad (2.23)$$

A PLL hurok frekvenciaosztójának programozásával f_{ref} lépésközű durva léptetést lehet megvalósítani széles frekvenciatartományban. A DDS a frekvenciafelbontás finomítását szolgálja. A DDS-el átfogható frekvenciatartomány a keverés előtt alkalmazott előosztással az osztásaránynak megfelelő mértékben kiterjeszhető.



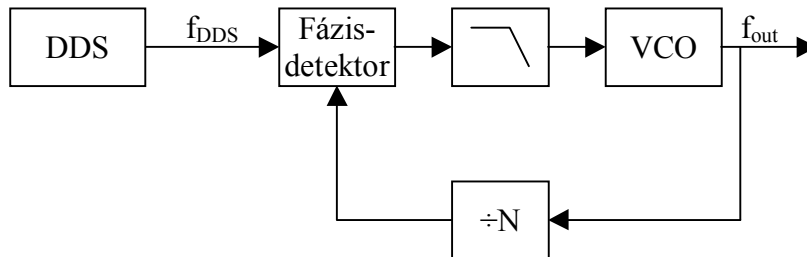
2.32 ábra PLL szintézer DDS által generált frekvenciaeltolással

2.6.3. DDS által meghajtott PLL

Ha a PLL referenciaforrását egy DDS-el helyettesítjük, akkor lényegében olyan eszközhöz jutunk, mely megsokszorozza a DDS kimenő jelének frekvenciáját a PLL visszacsatoló ágában lévő frekvenciaosztó osztási arányával.

$$f_{out} = N \cdot f_{DDS} \quad (2.24)$$

Az így kiegészített DDS már elvileg tetszőlegesen nagy frekvenciájú jelet elő tud állítani. A felbontás természetesen romlik (a frekvenciasokszorozásnak megfelelő arányban), de a jelenlegi DDS-ek olyan jó felbontással rendelkeznek, hogy az a legtöbb alkalmazás számára még a PLL-es frekvenciasokszorozás után is elegendő. A megoldás hátránya, hogy a DDS már amúgy is magas zavarjelszintje a frekvenciasokszorozásnak megfelelő arányban megnő [6].



2.33 ábra DDS által meghajtott PLL

3. Modulált jelek frekvenciaszintézerekben

Mielőtt áttérnék a feladatkiírásban szereplő szintézer tervezésének ismertetésére, szeretnék közölni néhány összefüggést, melyekre nagy szükség van a frekvenciaszintézerek és azok alkotóelemeinek vizsgálatánál. Konkrét alkalmazásukra az 5.5. fejezetben láthatunk majd példát.

3.1. Frevenciamodulált jelek spektruma

Egy frekvenciamodulált jel pillanatnyi frekvenciájának időfüggvénye legyen $f(t)$! Ekkor a jel fázisa a következőképpen alakul:

$$\varphi(t) = \int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau + \varphi_0 \quad (3.1)$$

ahol φ_0 a $t=0$ időpillanathoz tartozó kezdőfázis. A frekvenciamodulált jel időfüggvénye ezek alapján a következő:

$$x_{FM}(t) = A_{FM} \cos\varphi(t) = A_{FM} \cos\left(\int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau + \varphi_0\right) \quad (3.2)$$

A továbbiakban vizsgálatainkat korlátozzuk szinuszos modulálójelre:

$$f(t) = \Delta f \cos(2\pi f_m t) + f_0 \quad (3.3)$$

ahol f_m a moduláló jel frekvenciája, Δf a frekvencialöket, f_0 pedig a vivőfrekvencia.

$$\varphi(t) = \int_0^t 2\pi [\Delta f \cos(2\pi f_m \tau) + f_0] d\tau + \varphi_0 = \frac{\Delta f}{f_m} \sin(2\pi f_m t) + 2\pi f_0 t + \varphi_0 \quad (3.4)$$

$\Delta f/f_m = \Delta\varphi$ amit a modulált jel fázislöketének nevezünk.

$$x_{FM}(t) = A_{FM} \cos(2\pi f_0 t + \Delta\varphi \sin(2\pi f_m t) + \varphi_0) \quad (3.5)$$

Az $x_{FM}(t)$ jel spektrumának meghatározásához a kifejezést a következő alakra kell hozni [17]:

$$x_{FM}(t) = A_{FM} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \left[J_0(\Delta\varphi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(\Delta\varphi) \cos(4\pi k f_m t) \right] - A_{FM} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) \left[2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(\Delta\varphi) \sin(2\pi(2k-1)f_m t) \right] \quad (3.6)$$

ahol $J_k(\Delta\varphi)$ az elsőfajú k -adrendű Bessel-függvényt jelöli. Kis fázislököt esetén ($\Delta\varphi \ll 1$, azaz $\Delta f \ll f_m$)

$$\begin{aligned} J_0(\Delta\varphi) &\approx 1 \\ J_1(\Delta\varphi) &\approx \frac{\Delta\varphi}{2} \\ J_k(\Delta\varphi) &\approx 0, \forall k \geq 2 - re \end{aligned} \quad (3.7)$$

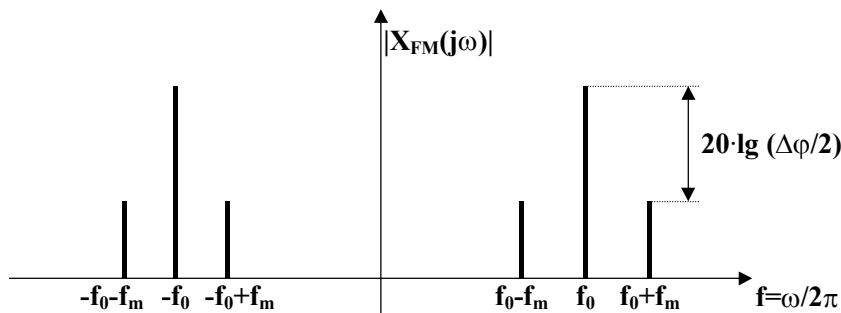
A frekvenciamodulált jel spektruma tehát ebben az esetben a következőképpen alakul:

$$x_{FM}(t) = A_{FM} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) - A_{FM} \Delta\varphi \sin(2\pi f_m t) \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (3.8)$$

Erre az eredményre jutunk akkor is, ha a (3.5) kifejezést az addíciós tételek alkalmazásával átalakítjuk, majd a kis szögek szinuszára illetve koszinuszára vonatkozó közelítést alkalmazzuk:

$$\begin{aligned} x_{FM}(t) &= A_{FM} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \cos(\Delta\varphi \sin(2\pi f_m t)) - \\ &A_{FM} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) \sin(\Delta\varphi \sin(2\pi f_m t)) = \\ &A_{FM} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) - A_{FM} \Delta\varphi \sin(2\pi f_m t) \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) \end{aligned} \quad (3.9)$$

A kifejezés második tagja egy f_0 frekvenciájú, elnyomott vivős amplitudómodulált jelet ír le. Ez alapján a spektrum már könnyen felrajzolható (3.1 ábra).

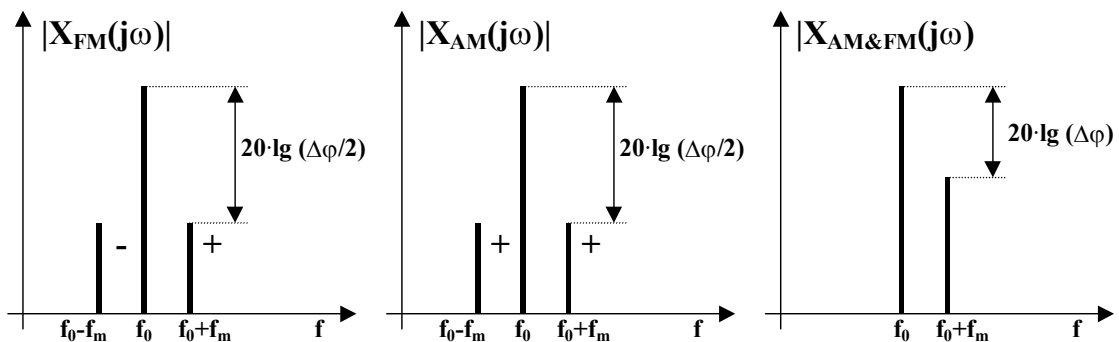


3.1 ábra FM jel spektruma kislökötű moduláció esetén

3.2. SSB (single sideband) jelek dekompozíciója

A legtöbb eszköz AM illetve FM jelekre adott válasza könnyebben meghatározható, mint két különböző frekvenciájú szinuszos jel összegére adott válasza. Ezért hasznos lehet, ha SSB jeleket szimultán amplitúdó- illetve frekvenciamodulációból tudunk származtatni.

Induljunk ki egy f_0 frekvenciájú vivőből, és azt frekvenciamoduláljuk f_m frekvenciájú szinuszos jellel! A fázislököt, $\Delta\varphi$ legyen sokkal kisebb mint 1! A frekvenciamoduláció hatására a vivőtől f_m távolságra megjeleik egy-egy spektrumvonal. A vivő szintje gyakorlatilag nem változik, mivel $J_0(\Delta\varphi)\approx 1$, ha $\Delta\varphi\ll 1$. Ezután f_m frekvenciájú szinuszos jellel eszközöljünk amplitúdómodulációt a kapott jelen! A modulációs mélység legyen egyenlő a frekvenciamoduláció fázislökétével! Az amplitúdómoduláció hatására a vivőtől f_m távolságra újabb spektrumvonalak jelennek meg. Amplitúdójuk $\Delta\varphi/2$, azonos a frekvenciamoduláció hatására megjelenő spektrumkomponensek amplitúdójával. Az f_0+f_m frekvencián megjelenő spektrumkomponensek fázisa azonos, az f_0-f_m frekvencián megjelenőké pedig ellentétes, így az együttes FM illetve AM hatása a frekvenciatartományban a 3.2 ábra szerint alakul. A vizsgált jel spektruma egy f_0 frekvenciájú vivőt és egy attól $+f_m$ távolságra lévő oldalsávot tartalmaz, azaz eredményül egy SSB jelet kapunk [2].



3.2 ábra Szimultán frekvencia- és amplitúdómodulált jel spektruma

Ha tehát egy adott jel spektruma egy f_0 és egy f_0+f_m frekvenciájú összetevőt tartalmaz, és az utóbbi amplitúdója az f_0 frekvenciájú komponens amplitúdójához viszonyítva $\Delta\varphi$ ($\Delta\varphi\ll 1$), akkor ez az összetett jel egy f_0 frekvenciájú vivő f_m frekvenciájú szinuszos jellel történő egyidejű amplitúdó illetve frekvenciamodulációjával

nyerhető, ahol az amplitúdómodulációra jellemző modulációs mélység és a frekvenciamodulációra jellemző fázislöket egyaránt $\Delta\varphi$.

3.3. Modulált jelek frekvenciájának sokszorozása

Amikor egy frekvenciamodulált jelet sokszorozunk (pl. egy PLL-es frekvenciasokszorozó vagy egy diódás sokszorozó segítségével), akkor a frekvencialöket is a frekvenciasokszorozási tényezővel szorozódik, a moduláló frekvencia azonban változatlan marad. Mivel az FM oldalsávok szintje arányos $\Delta f/f_m$ -el, ezért azt a megállapítást tehetjük, hogy frekvenciasokszorozáskor az FM oldalsávok szintje a frekvenciasokszorozási tényezővel nő [2].

A frekvenciasokszorozók általában limiterként is viselkednek, ezért az amplitúdómoduláció hatása a kimeneten nem, vagy csak lényegesen kisebb mértékben jelentkezik.

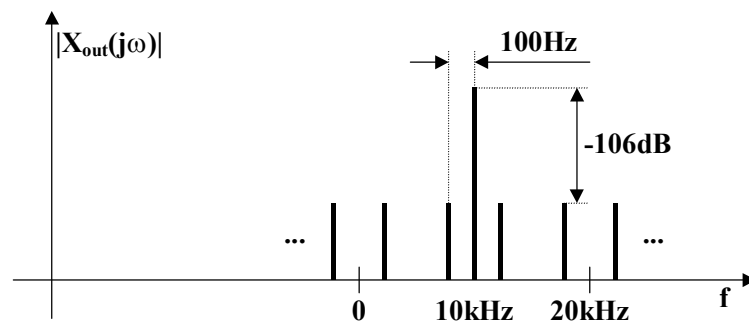
3.4. Modulált jelek frekvenciájának osztása

A gyakorlatban frekvenciaosztásra szinte kivétel nélkül valamilyen digitális osztót használunk. Az amplitúdómoduláció hatása nem, vagy csak igen kis mértékben jelentkezik a kimeneten, ha az osztót nagy bemenő jellel vezéreljük, és az osztó bemenete kellően érzékeny.

A bemenő jelben lévő frekvenciamoduláció a kimeneten is frekvenciamodulációt eredményez. Tételezzük fel, hogy a bemenő jelet lassú, f_m frekvenciájú szinuszos frekvenciamoduláció terheli! Legyen a frekvencialöket Δf ($\Delta f \ll f_m$)! Ekkor a fázislöket $\Delta\varphi = \Delta f/f_m$ alakban írható fel. Időtartományban az ezen paraméterekkel jellemzett fázisingadozásnak $\Delta t = T_0 \Delta\varphi / 2\pi$ amplitudójú jitter felel meg, ahol T_0 az osztóra vezetett jel periódusideje. A frekvenciaosztó kimenetén megjelenő négyszögjel felfutó élei a bemenő jel nullátmeneteihez vannak szinkronizálva. Ebből kifolyólag a kimenő jelet jellemző jitter amplitudója ugyancsak $T_0 \Delta\varphi / 2\pi$. Mivel azonban a kimenő jelet periódusideje N -szerese a bemenő jelet periódusidejének (N a frekvenciaosztó osztási aránya), a fázislöket, s ennek megfelelően az FM oldalsávok szintje egyaránt N -edrészre a bemenő jelre jellemző értéknek [2].

A digitális frekvenciaosztó kimenetén található eszköz (pl. fázisdetektor) csak a kimenő jel fel- vagy lefutó élénél kap információt a jel fázisáról. Ennek olyan hatása van, mintha a fázisingadozást leíró időfüggvényt mintavételeztük volna a frekvenciaosztó kimenő jelének frekvenciájával. A mintavételezés hatása a 3.3 ábra alapján érthető meg.

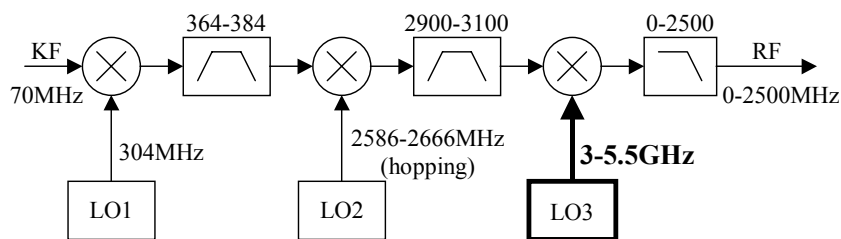
Egy 1MHz-es jelet, melyet egy 29.9 kHz-es $\Delta\varphi=10^{-3}$ rad fázislökötű fázismoduláció terhel, egy 100-as osztásarányú frekvenciaosztóra vezetünk. A kimenő jel névleges frekvenciája $1\text{MHz}/100=10\text{kHz}$. A 10kHz-el történő mintavételezés következtében a hasznos jeltől $29.9\text{kHz}\pm k\cdot 10\text{kHz}$ -re jelennek meg spektrumösszetevők, így például $\pm 100\text{Hz}$ -re is. A mintavételezés hatására megjelenő FM oldalsávok szintje ugyanúgy az eredeti zavarjelszint N-edrészeként kapható. A [2].



3.3 ábra FM jel frekvenciájának osztása

4. A feladat specifikálása

A feladatkiírásban szerepelő szintézer egy adóberendezés frekvenciakonverziós egységének egyik lokáloszcillátora lesz. A berendezés a megelőző egységek által előállított 70MHz-es KF jelet három lépésben transzponálja a kívánt frekvenciára. Az első keverő a KF jelet egy fix 304MHz-es lokáljellel 374MHz-re, a második keverő pedig egy 2586 és 2666MHz között változtatható lokáljellel 2960 és 3040MHz közötti frekvenciára transzponálja. A második keverő lokálfrekvenciájának változtatásával frekvenciaugratást lehet megvalósítani, kb. 1khop/s sebességgel. A harmadik fokozat feladata, hogy az előállt kb. 3GHz-es jelet a 0-2500MHz frekvenciatartomány tetszőleges pontjára át tudja helyezni. Ehhez egy 3-tól 5.5GHz-ig hangolható lokáljelre van szükségünk (4.1 ábra).



4.1 ábra A feladatkiírásban szerepelő szintézer helye egy adóberendezésben

Diplomamunkám célja egy olyan frekvenciasintézer tervezése és megvalósítása volt, mely képes ezt a lokáljelet előállítani a továbbiakban részletezett paraméterek mellett.

Az adóberendezésnek 1s alatt kell beállnia a 0-2500MHz frekvenciasáv megadott pontjára. Mivel a frekvenciaugratást nem a harmadik lokáloszcillátorral valósítjuk meg, így lényegében ezt az 1s-os értéket tekinthetjük a megvalósítandó szintézer frekvenciaváltási idejére vonatkozó előírásnak.

A frekvenciafelbontás tekintetében a 2MHz-es érték kielégítő, mivel a megelőző fokozatokkal a kívánt finomhangolás elvégezhető.

Az adóberendezés kimenő jelében a fáziszaj spektrális sűrűsége 10kHz-es offszetfrekvencia mellett nem haladhatja meg a -75dBc/Hz-et. A kimenő jel fáziszajának becslésére a következő közelítést alkalmaztam:

$$S_{out}^r(f_m) \approx S_{LO1}^r(f_m) + S_{LO2}^r(f_m) + S_{LO3}^r(f_m) \quad (4.1)$$

ahol $S_{LO1}(f_m)$, $S_{LO2}(f_m)$, $S_{LO3}(f_m)$ a megfelelő lokáljel fáziszajának vivőre vonatkoztatott spektrális sűrűségét jelöli f_m offszetfrekvencia mellett. A középfrekvenciás jel fáziszaja a lokáloszcillátorok fáziszaja mellett elhanyagolható. Az első lokáloszcillátor fáziszajának spektrális sűrűségét -105dBc/Hz-nek, a másodikét pedig -90dBc/Hz-nek mértük 10kHz-es offszetfrekvenciánál, azaz mindkettő jóval kisebb, mint az előírt érték. A harmadik lokáloszcillátor fáziszajára vonatkozóan -80dBc/Hz-es követelményt állapítottunk meg, így közel 5dB tartalékot biztosítunk az előírással szemben.

A (4.1) összefüggés belátásához vizsgáljuk meg, hogyan származtatható egy keverő kimenő jelének spektrális sűrűsége a bemenetekre vezetett jelek, $\xi_1(t)$ és $\xi_2(t)$ spektrális sűrűségéből, $S_{\xi_1}(f)$ -ből és $S_{\xi_2}(f)$ -ből! A keverő bemeneteire vezetett jeleket sztochasztikus folyamatokkal modellezzük. A keverő kimenetén megjelenő jel a bemenetekre vezetett sztochasztikus folyamatok $\xi_1(t)$ és $\xi_2(t)$ szorzata, így annak spektrális sűrűségét a bemenő jelek spektrális sűrűségeinek konvolúciójaként lehet felírni [17].

$$S_{out}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\xi_1}(x) S_{\xi_2}(f-x) dx \quad (4.2)$$

Használjuk ki, hogy a bemenő jelek egy-egy lokáloszcillátor f_1 illetve f_2 frekvenciájú jelei, a hasznos kimenő jel pedig egy f_1+f_2 frekvenciájú jel! Ebben az esetben a bemenő jelek teljesítményének döntő része az f_1 illetve f_2 frekvencia igen kis környezetében összpontosul. A bemenő jelek teljesítményét tekintsük egységnyinek, a szélessávú zaj spektrális sűrűségét pedig hanyagoljuk el a vivőhöz közeli fáziszaj spektrális sűrűsége mellett! A hasznos jel f_m offszetfrekvenciára vonatkozó fáziszajának spektrális sűrűsége ezen feltételek mellett a következőképpen adható meg:

$$S_{out}(f_1 + f_2 + f_m) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\xi_1}(x) S_{\xi_2}(f_1 + f_2 + f_m - x) dx \approx 0.5 S_{\xi_2}(f_2 + f_m) + 0.5 S_{\xi_1}(f_1 + f_m) \quad (4.3)$$

A hasznos kimenő jel teljesítménye 0.5, így a vivőre vonatkoztatott fáziszaj spektrális sűrűsége:

$$S_{out}^r(f_1 + f_2 + f_m) \approx S_{\xi_2}^r(f_2 + f_m) + S_{\xi_1}^r(f_1 + f_m) \quad (4.4)$$

ahol $S_{\xi_1}(f_1+f_m)$ és $S_{\xi_2}(f_2+f_m)$ a bemenő jelek vivőre vonatkoztatott spektrális sűrűségével azonos az egységnyi jelteljesítmény miatt.

A kimenő jel szintjének megállapításánál a harmadik keverő keverési veszteségének lokálteljesítménytől való függését kell figyelembe venni. 15dBm fölött a lokálteljesítmény további növelésével csak igen kis mértékben (kb. 1dB-el) csökkenthető a keverési veszteség. Figyelembe véve, hogy 5.5GHz-en ennél nagyobb teljesítmények elérése milyen technikai nehézségeket jelent, úgy döntöttünk, hogy 15dBm-es lokálteljesítményt követelünk a szintézertől. Mivel a keverő kimenő jelének szintjére a lokálteljesítmény ingadozása csekély hatással van, ezért a szintézer kimenő szintjének ingadozására nem tettünk különösebb megkötést. A követelmény csupán annyi, hogy a kimenő jel teljesítménye a 3-5.5GHz-es frekvenciasáv minden pontján meghaladja a 15dBm-et.

A kimenő jel zavarjel-tartalmának -50dBc alatt kell lenni, mivel a teljes adóberendezésre hasonló előírás vonatkozik.

A kimenő frekvencia pontosságát ± 3 ppm-en belül kívánjuk tartani, s emellett biztosítani kell külső referenciabemenetet is.

5. Tervezés

5.1. A hangolható oszcillátor és a szintézer típusának kiválasztása

A realizációs lehetőségek végig gondolásánál elsősorban a közel oktávnyi frekvenciaátfogást és a magas kimenő frekvenciát kellett szem előtt tartani. Az egyik lehetőség, hogy egy 1.5 és 2.75GHz között hangolható szintézer kimenő jelének frekvenciáját diódás sokszorozóval megduplázzuk. Egy 1.5GHz-től 2.75GHz-ig hangolható szintézer megvalósítása az alacsonyabb kimenő frekvencia miatt lényegesen egyszerűbb feladat lenne. Vegyük azonban észre, hogy pl. az 1.5GHz-es alapharmónikus második felharmonikusa 4.5GHz-re, a hasznos frekvenciasávba esik! Az ehhez hasonló nemkívánatos spektrumösszetevők eltávolítása csak kapcsolható szűrőkkel lenne lehetséges, s tekintette az ennek tervezésével járó nehézségekre, ezt a megoldást elvettem.

Feszültségvezérelt oszcillátorral is lehet oktávnyi frekvenciaátfogást biztosítani, de ezek VCO-k általában 3GHz alatti frekvenciákat képesek szolgáltatni. Csak hosszas kutatás után sikerült találni olyan típust, mely megfelelt a kívánalmainknak.

Harmadik megoldásként egy YTO alapú szintézer lehetősége merült fel. Egy YIG hangolású oszcillátorral az említettél jóval szélesebb frekvenciasáv is lefedhető, s emellett a YTO fáziszaj-paraméterei is messze felülmúlják a feszültségvezérelt oszcillátorral elérhető értékeket. Diplomamunkám során a VCO és a YTO alapú realizációt is elkészítettem, hogy lehetőség nyíljon azok főbb paramétereinek összevetésére.

Mivel a frekvenciafelbontásra, a frekvenciaváltási időre illetve a fáziszajra vonatkozó előírások nem voltak túl szigorúak, ezért a szintézer típusát illetően az egyhurkos indirekt megoldást választottam. A feladatot nagymértékben egyszerűsítette, hogy az Analog Devices néhány hónapja elkezdte forgalmazni az ADF4106 típusú szintézer IC-t, melynek beépített előosztója 6GHz-es jeleket is képes fogadni, s így nem volt szükség külső nagyfrekvenciás előosztóra.

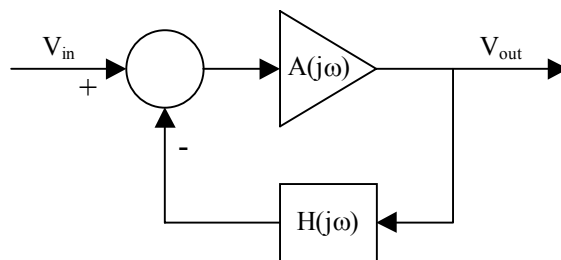
A következő alfejezetekben a feszültségvezérelt oszcillátorokkal és a YTO-kal kapcsolatos tunivalókat összegzem, majd áttérek a megtervezett szintézer részletes áramköri ismertetésére.

5.2. Feszültségvezérelt oszcillátorok

Egy oszcillátort egy erősítő és egy frekvenciafüggő visszacsatoló ág kombinációjaként modellezhetünk. Az 5.1 ábra jelöléseit alkalmazva egy ilyen rendszer átvitele a jelölt pontok között a következőképpen alakul:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \quad (5.1)$$

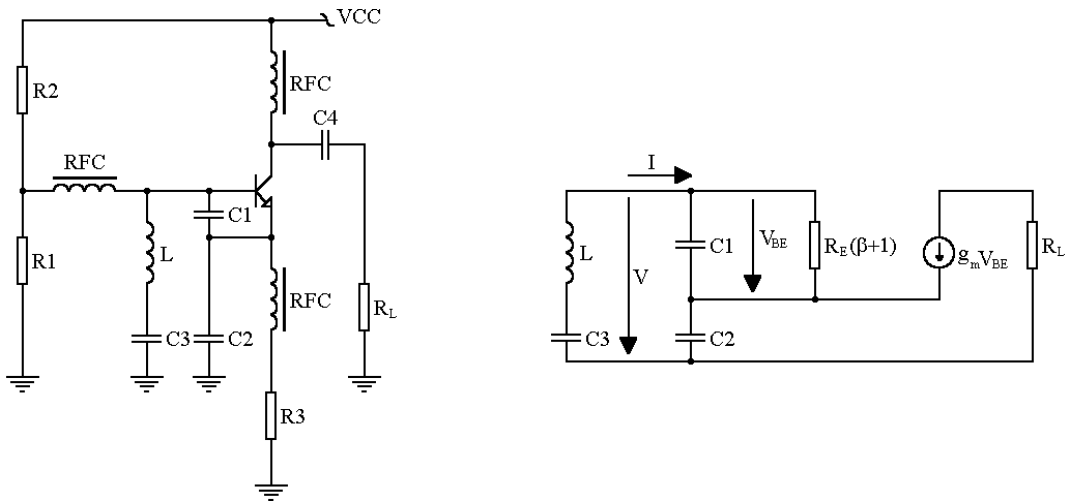
$A(j\omega)B(j\omega)=1$ esetén $V_{out}/V_{in} \rightarrow \infty$, azaz 0 bemenő jel esetén is kapunk kimenő jelet. A $B(j\omega)$ frekvenciafüggő tagot úgy választjuk meg, hogy az említett feltétel csak egy bizonyos frekvencián teljesüljön. Ezen a frekvencián a hurokban fellépő teljes fázistolás 360° , a felnyitott kör erősítése 1.



5.1 ábra Oszcillátor modellje

Bizonyos oszcillátor-kapcsolások vizsgálatánál célravezetőbb egy másik modell alkalmazása. Egy zéró veszteségi ellenállással rendelkező rezgőkör korlátlan ideig oszcillál, ha egyszer megindítottuk a rezgéseket. Egy oszcillátorban az aktív eszköz hatását egy, a rezgőköri veszteségeket reprezentáló ellenállással sorba kapcsolódó virtuális negatív ellenállással modellezhetjük. Az oszcilláció feltétele, hogy ennek a virtuális negatív ellenállásnak és a rezgőköri veszteségeket modellező ellenállásnak az eredője zérus legyen [19].

A következőkben egy Clapp-oszcillátor analízisén keresztül nyomon követhetjük a negatív ellenállás származtatását. Az eredeti áramkör és a megfelelő kisjelű helyettesítő kép az 5.2 ábrán látható.



5.2 ábra Clapp-oszcillátor és kisjelű helyettesítő képe

Feltéve, hogy $1/j\omega C_1 \ll r_E(\beta+1)$, az $r_E(\beta+1)$ ellenállás elhanyagolható. A jelölt kapu bemeneti ellenállása a következőképpen számítható:

$$\frac{V}{I} = \frac{\frac{I}{j\omega C_1} + \frac{I + V_{BE} g_m}{j\omega C_2}}{I} = \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} - \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (5.2)$$

A kapcsolás ezen része tehát egy C_1 illetve C_2 kapacitás és egy $-g_m/\omega^2 C_1 C_2$ értékű negatív ellenállás soros eredőjeként modellezhető. Az oszcilláció fenntartásához a negatív ellenállás abszolútértékének nagyobbak, vagy egyenlőnek kell lenni, mint a különböző rezgőköri veszteségeket modellező R_v ellenállás értékének, azaz:

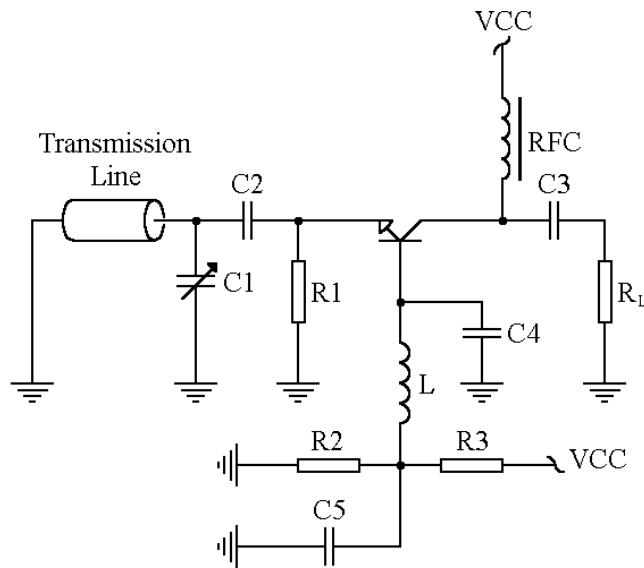
$$R_v \leq \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (5.3)$$

Az ω_0 rezonanciafrekvencia a következőképpen számítható:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)} \quad (5.4)$$

Ahhoz, hogy feszültségvezérelt oszcillátort kapjunk, valamelyik kondenzátort (célszerűen C_3 -at) egy varaktorral kell helyettesítenünk.

Magasabb frekvenciákon inkább a 5.3 ábrán látható elrendezést szoktuk alkalmazni [19].



5.3 ábra Magasabb frekvenciákon használatos oszcillátor kapcsolás

Két alapvető varaktortípus létezik. Az abrupt diódák széles hangolófeszültség-tartományban üzemeltethetők és emellett kedvező jósági tényezővel bírnak, tehát a kis fáziszajú oszcillátorokban ilyeneket alkalmazunk. A hiperabrupt diódák nem csak szélesebb hangolási tartományt, hanem lineárisabb hangolási karakterisztikát is biztosítanak, mint az abrupt változatok. Hátrányuk, hogy jósági tényezőjük kisebb, ami az oszcillátorban kedvezőtlenebb fáziszaj-paramétereket eredményez [19].

Egy varaktor kapacitás-feszültség karakterisztikája az alábbi alakban írható fel:

$$C(V_{reverse}) = \frac{A}{(V_{reverse} + \Phi)^n} = \frac{A}{V^n} \quad (5.5)$$

ahol A konstans, Φ a diódára jellemző beépített potenciál, n pedig egy szám, mely az esetek túlnyomó részében 0.3 és 2 közé esik. Egy feszültségvezérelt oszcillátor rezgőköre tipikusan egy L induktivitást, egy C_f fix kapacitást és a varaktordióda $C(V_{reverse})$ kapacitását tartalmazza. Az oszcillációs frekvencia a következőképpen számítható:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L(C_f + AV^{-n})}} \quad (5.6)$$

Az oszcillátor hangolási meredeksége egy adott ω_0 frekvenciánál:

$$K_{VCO} = \frac{d\omega_0}{dV} = \frac{1}{2} n \frac{\omega_0}{V_0} \frac{C_0}{C_0 + C_f} \quad (5.7)$$

ahol C_0 a varaktor ω_0 frekvenciához tartozó kapacitása, V_0 pedig az ω_0 frekvenciához tartozó hangolófeszültség és a beépített potenciál összege. Az eredményből látható, hogy nagy hangolási meredekség eléréséhez a C_0/C_f arányt kell növelni (a varaktort szorosan kell a rezgőkörhöz csatolni), ezzel azonban a rezgőkörbe transzformálódó veszteségeket növeljük, azaz rontjuk az oszcillátor fáziszaj-mutatóit.

Egy VCO fáziszaját alapvetően a következők határozzák meg [1], [19]:

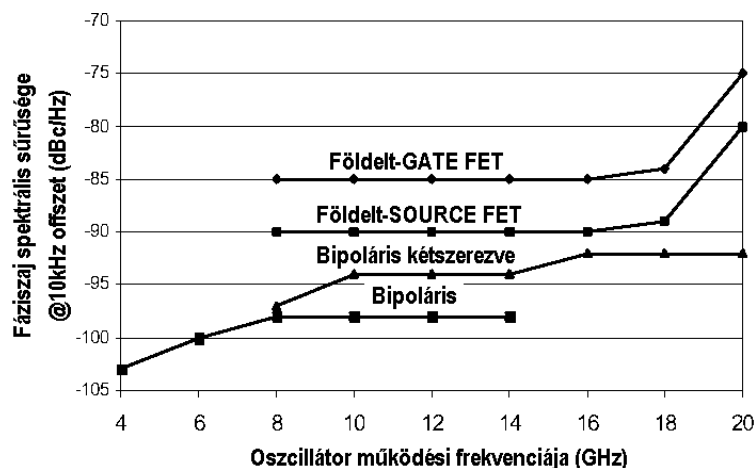
- a rezonátor jósági tényezője
- a varaktor jósági tényezője
- az oszcillátorban alkalmazott aktív eszköz paraméterei
- a tápellátás minősége
- a hangolófeszültség minősége

5.3. YIG hangolású oszcillátorok

A YTO-kban található YIG (Yttrium Iron Garnet) golyó lényegében egy olyan nagy jóságú rezonátor, amely giromágneses elven működik. A rezonanciafrekvencia mágneses térrel széles sávban közel lineárisan hangolható. A rezgő rendszerből az energia kicsatolása valamint a veszteségek pótlása egy, a YIG golyó fölött átívelő kisméretű hurokkal történik. Az aktív eszköz egy FET vagy egy bipoláris tranzisztor, melyet a következő konfigurációkban szoktunk használni:

- földelt-GATE kapcsolás (FET)
- földelt-SOURCE kapcsolás (FET)
- földelt bázisú kapcsolás (bipoláris tranzisztor)

Az elérhető maximális frekvencia valamint a kimenő jel fáziszaja nagymértékben függ attól, hogy melyik elrendezést alkalmazzuk (5.4. ábra) [20].



5.4 ábra YTO-k lehetséges konfigurációinak összehasonlítása

A YIG gömböt általában egy jó hővezető képességű anyagból (tipikusan berilliumból) készült rúd végén helyezik el. A rúd túlsó végén található egy fűtőegység, mely a YIG golyó hőmérsékletét nagyon pontosan egy adott értéken tartja. Az állandó hőmérséklet az oszcillátor optimális működéséhez elengedhetetlenül szükséges (hőmérsékleti drift, nemkívánatos spektrumösszetevők illetve fáziszaj szempontjából egyaránt).

Az oszcillátor kimenő frekvenciáját a YIG gömb körül keltett mágneses tér erőssége határozza meg. Ezt általában egy vasmagos és egy légmagos elektromágnes kombinációjával állítjuk elő. A vasmagos elektromágnes nagy időállandójú, durva hangolást tesz lehetővé, míg a légmagos tekercs finom, kis időállandójú beavatkozásra szolgál. Ez utóbbit szoktuk használni akkor, ha a YTO frekvenciáját egy PLL-es szabályozókörrrel egy referenciajelhez szinkronizáljuk.

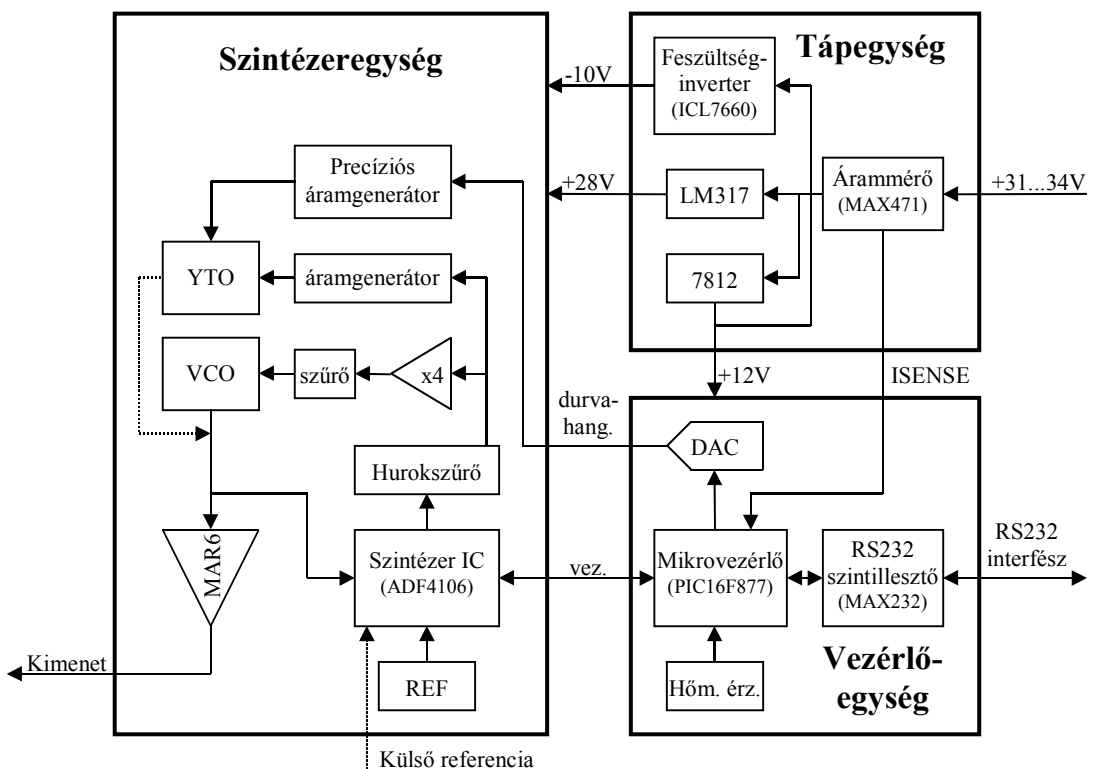
Elektromágnes alkalmazásakor a kimenő frekvencia egyenesen arányos az elektromágnes gerjesztőáramával. A linearitási hiba rendkívül kicsi, tipikusna 0.1% alatti. Ezzel szemben egy VCO hangolási meredeksége akár egy nagyságrendet is változhat az üzemi frekvenciatartományban.

A YTO-k relatív hangolási tartománya igen széles. Egy 2-től 8GHz-ig hangolható YTO nem számít ritkaságnak. Emellett a fáziszaj-paraméterek is kedvezőek, hasonlóak a dielektrikum rezonátor oszcillátorok paramétereire [20].

5.4. A megvalósított szintézer áramköri leírása

A megtervezett és elkészített szintézer blokkvázlata az 5.5 ábrán látható. Mivel számos hasonló funkciójú elemet igényel, ezért olyan áramkört terveztem, mely minimális változtatással mindkét realizáció vizsgálatához felhasználható.

A berendezés alapvetően három fő részre osztható. A tápegység feladata a vezérlőegység és a szintézer egység tápellátásának biztosítása, a tápbevezetésen keresztül érkező zavarjelek kiszűrése, és az áramfelvétellel arányos mérőjel előállítása. A vezérlőegység és a szintézeregység is tartalmaz további tápegység-áramköröket. A tápellátási funkciók szétválasztása elsősorban a zavarjelek elleni védekezés céljából történt. A vezérlőegység feladata, hogy az RS232 interfészen érkező utasításokat fogadja, és azoknak megfelelően beállítsa a szintézer egység programozható elemei. Az RS232 interfészen keresztül állapotjelzéseket is lehet visszaküldeni. A szintézer egység tartalmazza a VCO-t vagy a YIG oszcillátort, a durva hangoláshoz szükséges áramköri elemeket, a frekvencia szabályozásáról gondoskodó szintézer IC-t, valamint a belső referenciajelet szolgáltató kvarcoszcillátort.



5.5 ábra A megvalósított szintézer blokkvázlata

A következőkben részletesen ismertetem az említett blokkok működését, valamint az egyes alkatrészek megválasztásának szempontjait.

5.4.1. Tápegység

A tápegység (5.6 ábra) 31 és 34V közötti külső feszültséget igényel. A tápvezetékek speciális átvezető elemeken keresztül jutnak a készülék belsejébe, melyek a 100MHz-től 10GHz-ig terjedő frekvenciatartományban tipikusan 60dB-el nyomják el az esetleges zavarjeleket. Az alacsonyabb frekvenciákon egy Murata-gyártmányú zavarászűrő (F_1) biztosítja a védelmet. Ez a szűrő alapvetően egy hárompólusú kondenzátor és egy átvezetőkondenzátor kombinációja. Mind a hárompólusú kondenzátor, mind az átvezetőkondenzátor csak akkor biztosít hatékony szűrést, ha földkivezetéseiket a lehető legkisebb impedancia közbeiktatásával földeljük. Ezért a nyomtatott áramköri hordozót a kombinált zavarászűrő közvetlen közelében a készülékházhoz csavaroztam. A C_2 pufferkondenzátor kapacitását célszerű minél nagyobbra választani. A felső korlátot a rendelkezésre álló hely szabja meg. A legtöbb helyen igyekeztem SMD tartalékondenzátorokat használni, melyek – különösen a magasabb frekvenciákon – lényegesen hatékonyabb szűrést tesznek lehetővé, mint a hagyományos alumínium elektrolit kondenzátorok. Mivel azonban a bemeneti pufferkondenzátor hirtelen feltöltődéseknek, kisüléseknek van kitéve, ezért itt a mostohább üzemi állapotokat jobban tűrő alumínium elektrolitkondenzátorok közül kellett választani. Az R_1 ellenállás kikapcsolást követően kisüti a pufferkondenzátort. A kondenzátor megengedett maximális üzemi feszültségének meg kell haladnia a berendezés tápbemenetére kerülő feszültséget, ami maximum 34V lehet. Az ezen a ponton különösen indokolt tartalék biztosítása érdekében 50V-os kondenzátort választottam.

A D_1 dióda a fordított polaritású tápfeszültség káros következményeitől védi meg a berendezést azáltal, hogy helytelen bekötés esetén nem enged áramot a bemeneten található alkatrészekre keresztülfolyni. Üzemszerű állapotban a D_1 dióda nyitva van és a készülék teljes áramfelvétele terheli. Ez az érték mind az adatlap adatok alapján tett becslés, mind a mérési eredmények szerint 0.2 és 0.7A között változhat. A megbízhatóság érdekében valamelyest célszerű túlméretezni minden fontosabb alkatrészt, de emellett a fizikai méreteket is szem előtt kell tartani. Ezért esett a választás a Diotech nevű cég SMS260 típusú termékére, mely egy 2A terhelhetőségű

Schottky-dióda un. MELF tokozásban. A Schottky-diódák lényegesen kisebb nyitófeszültséggel rendelkeznek, mint a hagyományos pn-átmenetet tartalmazó diódák, így ugyanakkora áram mellett kevesebb teljesítményt disszipálnak, ami az eszköz terhelhetősége szempontjából előnyös.

A bemeneti pufferkondenzátort a MAX471 típusú tápáramfigyelő IC követi. Az áramkör belsejében egy kb. $35\text{m}\Omega$ -os, 3A terhelhetőségű söntellenállás található. A tápáram által a söntellenálláson létrehozott feszültségesés felerősítésével kapjuk a kívánt mérőjelet. A tápárammal arányos feszültség az R_2 -es ellenálláson jelenik meg, melyet a vezérlőegységben található analóg-digitál konverterre vezetünk.

A szintézer egység tápellátásáról alapvetően egy LM317 típusú változtatható feszültségű stabilizátor gondoskodik. A YTO fűtőegysége 28V-ot igényel, ezért az LM317 kimenő feszültségét 28V-ra választottam. A szintézer egységen belül további stabilizátorok találhatók, melyek a szükséges tápfeszültségeket a 28V-ból előállítják. Az LM317 kimenő feszültségét az R_3 , R_4 ellenállásokkal állíthatjuk be. A C_4 kondenzátor az R_3 , R_4 ellenállások közös pontját hidegíti, ezzel nagymértékben javítja a stabilizátor bűgőfeszültség-elnymását. A kimeneten található C_5 kondenzátor a terhelőáram-ingadozás okozta feszültségváltozást csökkenti különösen magasabb frekvenciákon. A C_3 -as kerámiakondenzátor az LM317 stabilitásának biztosítására szolgál.

A 7812 típusú stabilizátor részben a vezérlőegység, részben pedig a következő bekezdésben ismertetésre kerülő feszültséginverter tápfeszültségét szolgáltatja. A feszültséginvertert követő RC szűrőtagokon és stabilizátoron jelentős feszültségeséssel kell számolni, ezért van szükség ezen a ponton 12V-os stabilizátorra.

A tápegység blokk harmadik aktív eleme a YTO -5V-os tápfeszültségigényét elégíti ki. Mivel nem akartam a berendezés tápbevezetéseinek számát növelni, ezért úgy döntöttem, hogy a negatív feszültséget belül állítom elő egy kapcsolt kapacitásokkal működő feszültséginverterrel. A kapcsolóüzemű tápegységben található kapcsolók a C_{10} kondenzátort először a 12V-os tápfeszültségre kötik, így az a tápfeszültségre töltődik fel. Ezután a feltöltött C_{10} kondenzátort fordított polaritással a kimeneten található C_{11} kondenzátorra kapcsolják, így a C_{11} kondenzátor -12V feszültségre töltődik fel. Megfelelően gyors kapcsolgatással és megfelelően nagy kapacitásokkal elérhető, hogy a C_{11} kondenzátor feszültsége állandóan -12V legyen, és a töltési, kisütési folyamatokat csak egy kismértékű feszültség-ingadozás jelezze. Ezt a feszültség-ingadozást, melynek frekvenciája a kapcsolóüzemű tápegység kapcsolási frekvenciájával azonos, két RC taggal kiszűrjük, majd a szintézer egységben található -5V-os stabilizátorra vezetjük.

5.4.2. Vezérlőegység

Az 5.7 ábrán a vezérlőegység kapcsolási rajza látható. Jeltisztasági okokból az itt található digitál-analóg konverter (U₇-es IC) különálló 5V-os stabilizátorral rendelkezik. Az alkalmazott digitál analóg konverterben nincs külön referencia, a referencia-feszültség a tápfeszültséggel egyenlő. A tápfeszültséget terhelő zavarok a konverter kimenetén is megjelennek, ezért indokolt azt külön stabilizátorral ellátni.

A vezérlőegység központi eleme egy Microchip gyártmányú mikrovezérlő. A PIC16F877 a Microchip középkategóriás mikrovezérlői közé tartozik. Az eszköz működését meghatározó programot egy 8 kszó hosszúságú flash-EEPROM memóriaterületen helyezhetjük el. Az utasításkészlet RISC jellegű, az utasítások 14 bit hosszúságúak. Az ugró utasítások kivételével minden utasítás végrehajtása egyetlen gépi ciklust igényel. Ez nagy segítséget jelent akkor, amikor egy programrészlet futási idejét kell meghatározni. Mint a legtöbb mikrovezérlőben, itt is különválasztották az adatmemóriát a programmemóriától. A PIC16F877 számos perifériát tartalmaz, ezek közül a jelen alkalmazásban az aszinkron soros portot, az I²C portot és az analóg-digitál konvertert használtam [21].

Az Y₁ kvarckristállyal illetve a C₂₁, C₂₂ kondenzátorokkal teljes értékű kvarc-oszcillátorra egészítettem ki a mikrovezérlőben e célra fenntartott aktív elemeket. Ez szolgáltatja a működéshez szükséges órajelet. A MAX809 típusú áramkör a mikrovezérlő megfelelő indításához szükséges. Amíg a tápfeszültség értéke nem stabilizálódik, addig a MAX809-es RESET állapotban tartja a mikrovezérlőt, s ezzel elkerülhető a hibás működési állapot kialakulása.

Az RS232-es interface $\pm 3 \dots 15$ V-os, a mikrovezérlő I/O portjai ezzel szemben CMOS jelszinteket használnak. Szükség van tehát egy olyan áramkörre amely a felmerülő szintillesztési feladatokat ellátja. A MAX232 típusú IC egy feszültségkétszerezőt és egy invertáló egységet tartalmaz, melyek az 5V-os tápfeszültségből +10 illetve -10V-ot állítanak elő, ezáltal gondoskodnak az RS232-es interfészt meghajtó áramkörök tápellátásáról. Az IC belsejében két RS232→CMOS és két CMOS→RS232 szintillesztő egység található. Ezek az RS232 interface RX, TX, RTS illetve CTS vonalaira kapcsolódnak. Az RS232 interfész fizikai kialakításánál integrált szűrővel ellátott csatlakozót használtam.

A mikrovezérlő összesen 8 adatvonallal kapcsolódik a szintézer blokkhoz. Ezek közül három a szintézer IC vezérlésére egy pedig a szintézer IC állapotjelzéseinek foga-

dására szolgál. A maradék négy adatvonal továbbfejlesztési célokra van fenntartva. Segítségükkel pl. egy digitális csillapítót lehetne vezérelni, s így a kimeneti jelszint változtatása is lehetséges lenne. A szintézer blokk felé menő vonalakon RC aluláteresztő tagokkal védekezünk a magasabb frekvenciájú zavarjelek ellen. Az aluláteresztő szűrő elemeinek megválasztásánál ügyelni kell arra, hogy a hasznos adatjeleket a sávkorlátozás ne torzítsa túlzott mértékben.

Az alkalmazott mikrovezérlő tartalmaz egy 10 bites, szukcesszív approximációval működő analóg-digitál konvertert és egy nyolccsatornás analóg multiplexert, amely lehetővé teszi, hogy ugyanazzal a konverterrel több különböző analóg jelet digitalizálhassunk. A jelen alkalmazásban az egyik ilyen analóg jel a tápegység blokkból érkező, az áramfelvétellel arányos mérőjel. A másik az U_4 -es hőmérséklet-érzékelő kimenő jele, mely a befoglaló fémdoboz hőmérsékletével arányos.

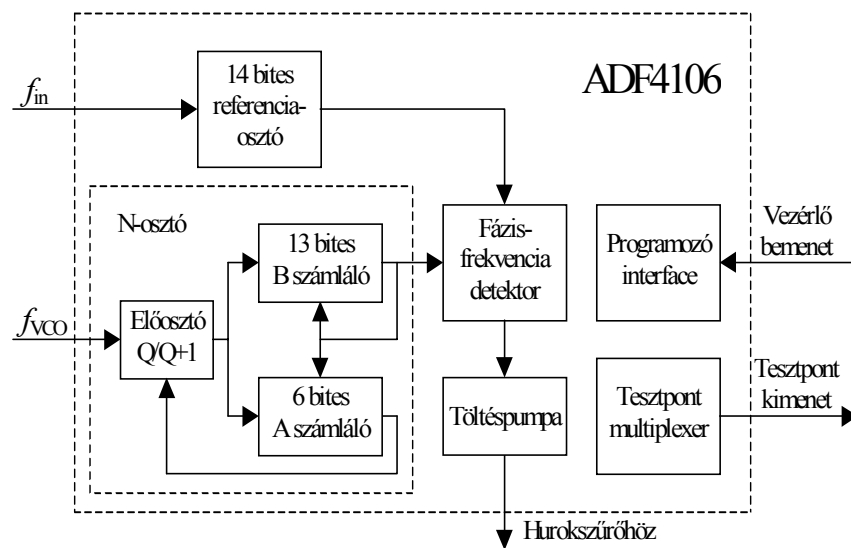
Az U_7 -es digitál-analóg konverter kétvezetékes I^2C buszon keresztül kommunikál a mikrovezérlővel. Az I^2C buszra minden egység open-kollektoros meghajtóval kapcsolódik, ezért a helyes működéshez szükség van egy-egy felhúzóellenállásra (R_{11} , R_{12}). A digitál-analóg konverter kimenő jelét hatékony szűrésnek kell alávetni, hiszen a szintézer egységben található precíziós áramgenerátor közvetítésével a YTO érzékeny hangolóbemenetét hajtja meg. A zavarjelek elleni védekezés alapvető eszköze a digitál-analóg konverter földelésének különválasztása, valamint a megfelelő mechanikai kialakítás (függelék).

5.4.3. Szintézer egység

A szintézer blokk kapcsolási rajza az 5.8 ábrán látható, mely alapvetően három fő részre bontható. Az egyik rész központi eleme az U_6 -os műveleti erősítőtől és a Q_1 -es tranzisztorból felépülő precíziós áramgenerátor, mely a YTO vasmagos elektromágnesét vezérli. Frekvenciaváltáskor a szintézer IC kimenetét lekapcsoljuk, az áramgenerátorral elvégezzük a kívánt kimenő frekvenciának megfelelő durvahangolást, majd a szintézer IC kimenetének visszakapcsolásával lehetővé tesszük a hurok pontos szinkronizációját. A Q_1 -es tranzisztor árama az $U_{TUNE}/(R_{11} \times R_{12})$ összefüggés alapján számítható. A vasmagos elektromágnes pontos vezérlése csak úgy lehetséges, ha az R_{11} , R_{12} ellenállások értéke a hőmérséklettől csak kis mértékben függ. Sajnos a változó környezeti hőmérséklet és a berendezés változó disszipációja miatt az R_{11} , R_{12} ellenállásoknak meglehetősen széles hőmérséklettartományban kell üzemelniük. Az

áramgenerátor kimenő áramának hőmérsékleti driftjét 0.1% alatt kell tartani, amihez legalább 10ppm/C° stabilitású ellenállásokra van szükség. Ezeket 0.2mm átmérőjű mangáninhuazalból saját kezűleg kellett elkészíteni. Ugyanezen okból a műveleti erősítő offszetfeszültségét, de főleg offszetfeszültségének driftjét is alacsony szinten kell tartani. A D₁-es és D₂-es diódák a Q₁-es tranzisztor védelméről gondoskodnak tekintettel arra, hogy induktív terhelés meghajtásáról van szó.

A szintézer blokk másik részének központi eleme az ADF4106 típusú szintézer IC és az AD8531 típusú teljesítmény műveleti erősítő. ADF4106 típusú szintézer IC a VCO-t és a hurokszűrőt kivéve mindent tartalmaz egy jó minőségű PLL szintézer megvalósításához. Az IC blokkvázlata a 5.9 ábrán látható. A referenciaként szolgáló kvarcoszcillátor jele az IC-ben egy programozható referenciaosztóra (R-osztó) jut, mellyel a kívánt referenciafrekvenciát állíthatjuk be. Ezt követi egy kiszajú, digitális fázis-frekvencia detektor, mely a referenciaosztó kimenő jelét illetve a VCO visszacsatolt és leosztott jelét hasonlítja össze. Ez a fázis-frekvencia detektor a hibajelet nem feszültség, hanem áram formájában szolgáltatja. A külső elemekből felépítendő szűrő részben áram-feszültség konverziót végez, részben pedig eltávolítja a fázis-frekvencia detektor kimenetén megjelenő nemkívánatos spektrumkomponenseket. A VCO kimenő jelét visszavezetjük az IC-be a programozható frekvenciaosztóhoz (N-osztó). Tekintettel e visszacsatolt jel magas frekvenciájára és az előforduló igen nagy osztásarányokra az osztást a korábban ismertetett módon valósítják meg: egy nagysebességű "dual modulus" előosztót követ egy flexibilisen programozható alacsonyabb frekvencián járó egység (2.5.6. alfejezet).



5.9 ábra Az ADF4106 típusú szintézer IC blokkvázlata

Az áramkör háromvezetékes soros interfészen keresztül programozható, melynek segítségével néhány járulékos szolgáltatás is elérhető, úgymint bizonyos belső logikai állapot figyelése, átkapcsolás "sleep" üzemmódba, fázisdetektor arányossági tényezőjének beállítása, fázisdetektor polaritásának beállítása stb. Az R₇-es ellenállással szintézer IC töltéspumpájának kimenő áramát lehet beállítani. A szabályozókör hurokszűrőjét az R₈, C₁₉ és C₂₀ jelű passzív alkatrészek alkotják. A hurokszűrő elemeinek megválasztásáról az 5.6.2. fejezetben lesz szó.

A hurokszűrő kimenő feszültségét egy nagy bemeneti impedanciájú teljesítmény műveleti erősítőre vezetjük, mely képes közvetlenül meghajtani a YTO légmagos tekercsét. A szükséges feszültség-áram konverziót az R₁₃, R₁₄, R₁₅, R₁₆ ellenállások végzik. Ebben az ágban már nem annyira kritikus a hőmérsékleti stabilitás. A D₃-as és D₄-es diódák az AD8531-es erősítő védelméről gondoskodnak.

A YTO illetve a VCO kimenő jelét az R₂₆, R₂₇, R₂₈ ellenállásokból felépített teljesítményosztó két részre osztja. A teljesítmény fele az R₂₃, R₂₄, R₂₅ ellenállásokból felépített csillapítón keresztül visszajut a szintézer IC bemenetére, s ez alapján történik a kimenő frekvencia szabályozása. A teljesítmény másik fele az R₃₀, R₃₁, R₃₂ ellenállásokból felépített csillapítón keresztül egy GAL6 típusú nagyfrekvenciás erősítőre jut. Az L₃-as induktivitás, az R₃₃-as, R₃₄-es, R₃₅-ös és R₃₆-os ellenállások, valamint a C₄₀-es és C₄₁-es kondenzátorok az erősítő tápellátásához szükségesek. A nagyfrekvenciás ágakban elhelyezett csatoló kondenzátorokat úgy kell megválasztani, hogy az előforduló legmagasabb üzemi frekvencián is kellően kis értékű impedanciát mutassanak.

A harmadik rész központi eleme az U₈-as jelzésű kiszajú műveleti erősítő, mely a hurokszűrő kimenő feszültségét egy négyes faktorral erősíti, s ezzel biztosítja a VCO hangolásához szükséges jelet. A műveleti erősítő megválasztásánál a kis zaj volt az elsődleges szempont. A műveleti erősítőt követő aluláteresztő szűrővel a szintézer referenciacsillapításánál jelentkező "reference spurious"-ok szintjét lehet csökkenteni. Ennek tervezéséről az 5.6.3. fejezetben fogok röviden szólni.

A szintézer IC referenciacsillapítását szolgáltathatja egy külső forrás, vagy az U₁₂-es jelzésű hőmérsékletkompenzált kvarcoszcillátor. Belső forrás alkalmazása esetén az R₄₀-es, külső forrás alkalmazása esetén pedig az R₃₉-es ellenállást kell eltávolítani. A kvarcoszcillátor kiválasztásánál a frekvenciastabilitást és a fáziszajt kellett szem előtt tartani. A szintézer kimenő frekvenciájának hosszútávú stabilitását a kvarcoszcillátor frekvenciastabilitása határozza meg, így annak ± 3 ppm-en belül kell lennie. A fáziszajra vonatkozó előírás megválasztásánál a szintézer IC maradék fáziszajt kellett figyelembe

venni. A szintézer IC maradék fáziszajának spektrális sűrűsége az általam használt 2MHz-es referenciafrekvencia mellett a 20MHz-es frekvenciára redukálva -135dBc/Hz 10kHz-es offszetfrekvenciánál. Ahhoz, hogy a referencia fáziszaja ne rontsa az elérhető fáziszajszintet, a kvarcoszcillátor fáziszajának ennél legalább 10dB-el kisebbnek kell lenni.

A szintézer blokkot még számos stabilizátor és a hozzájuk tartozó passzív elemek egészítik ki. Ezek feladata a szükséges tápfeszültségek előállításán túlmenően az alacsonyfrekvenciás (100kHz alatti) külső zavarjelek elnyomása.

5.5. Zajok, zavarok szintjének becslése

A szintézer kimenő jelében fáziszaj spektrális sűrűsége a következő összefüggés alapján számítható (2.5.4. alfejezet):

$$S_{out}(s) = \left(S_{ref}(s) + S_N(s) + \frac{S_{PD}(s)}{K_{PD}^2} \right) \left(\frac{G_{Forward}(s)}{1 + G_{OpenLoop}(s)} \right)^2 + S_{VCO}(s) \left(\frac{1}{1 + G_{OpenLoop}(s)} \right)^2 \quad (5.8)$$

$S_N(s) + S_{PD}(s)/K_{PD}^2$ a szintézer IC maradék fáziszajának spektrális sűrűsége, mely elsősorban az eszköz áramköri felépítésétől, a gyártástechnológiától és az alkalmazott referenciafrekvenciától függ. Mivel a szintézer frekvenciafelbontását meghatározó referenciafrekvencia kötött, ezért a szabályozó kör maradék fáziszaja is adott, kedvezőbb eredményeket csak egy másik szintézer IC-vel, vagy egy teljesen más áramköri megoldással lehetne elérni. A tervező célja ilyen esetben az, hogy a fáziszajt befolyásoló további elemek megfelelő megválasztásával minél jobban megközelítse azokat a fáziszaj-mutatókat, melyeket az adott áramköri elrendezés lehetővé tesz.

$S_{ref}(s)$ a referenciajelet szolgáltató kvarcoszcillátor fáziszajának spektrális sűrűségét reprezentálja. A referenciajel fáziszaja hasonló összefüggés szerint jelenik meg a kimenő jel spektrumában, mint a szintézer IC maradék fáziszaja. Ahhoz, hogy a referenciajel fáziszaja ne rontsa számottevően a kimenő jel fáziszaját, olyan kvarcoszcillátort célszerű választani, amely lényegesen kisebb fáziszajjal rendelkezik, mint a szintézer IC. A különbséget azonban 10dB-en túl már nem érdemes tovább növelni, hiszen azzal csak jelentéktelen javulás érhető el, ráadásul igen komoly kiadások árán.

A jelen esetben a hangolható oszcillátor fáziszajának spektrális sűrűségét, $S_{VCO}(s)$ -t is adottnak tekinthetjük. Természetesen ügyelnünk kell arra, hogy például a hangolóbemenetnél található műveleti erősítő zaja, vagy pl. a tápellátást biztosító stabilizátor zaja ne rontsa ezt az értéket.

Az áramköri elemek megválasztásánál az ehhez hasonló problémákra fokozottan figyeltem, s közelítő számítások alapján állapítottam meg az egyes alkatrészek zajparamétereire vonatkozó követelményeket. Ezekből a számításokból két konkrét példát kívánok kiemelni.

Elsőként a VCO alapú realizációban található műveleti erősítő zajának hatását fogjuk megvizsgálni. Az alkalmazott VCO fáziszajának spektrális sűrűsége -96dBc/Hz 100kHz -re a vivőtől. Egy VCO fáziszajának spektrális sűrűsége a vivő közelében az offszetfrekvencia függvényében -20dB/dekád meredekséggel változik, így a jelen esetben a következő összefüggést alkalmazhatjuk:

$$S_{VCO}(f_m) = -96 - 20 \lg \frac{f_m}{100\text{kHz}} [\text{dBc/Hz}] \quad (5.9)$$

Az alkalmazott műveleti erősítő zaját az igen alacsony Flicker-sarokfrekvenciának köszönhetően szélessávú fehér zajként kezelhetjük. A bemenetre redukált ekvivalens zajfeszültség spektrális sűrűségét jelöljük V_n -el! Az általam alkalmazott műveleti erősítőnél ez az érték $4\text{nV/Hz}^{-0.5}$, ami azt jelenti, hogy az 1Hz sáv szélességbe eső ekvivalens zajfeszültség effektív értéke 4nV , 100Hz sáv szélesség esetén pedig $4\text{nV/Hz}^{-0.5} \cdot (100\text{Hz})^{-0.5} = 40\text{nV}$. A négyszeres erősítés miatt a műveleti erősítő kimenetén a zaj spektrális sűrűsége $4V_n$. A hangolófeszültséget terhelő zaj $[f_m, f_m+1\text{Hz}]$ sávba eső spektrumösszetevőit helyettesítsük egyetlen f_m frekvenciájú, azonos effektív értékű szinuszos jellel! A $4V_n \cdot (1\text{Hz})^{-0.5}$ effektív értékű, azaz $4V_n \cdot (2\text{Hz})^{-0.5}$ amplitúdójú jel olyan kislökötű FM modulációt vált ki a VCO-ban, melyet $4V_n \cdot K_{VCO} \cdot (2\text{Hz})^{-0.5}$ frekvencialökettel jellemezhetünk. A frekvencialöket és a moduláló frekvencia ismeretében az FM oldalsávok szintje a 3.1. alfejezetben mondottak szerint meghatározható, s ezzel jó közelítést kaphatunk arra, hogy a műveleti erősítő zaja önmagában mekkora fáziszajszintet eredményezne a VCO kimenetén:

$$S_{OPA}(f_m) = 20 \lg \frac{4V_n \cdot \sqrt{2\text{Hz}} \cdot 160\text{MHz/V}}{2f_m} [\text{dBc/Hz}] \quad (5.10)$$

Ha tehát azt szeretnénk, hogy a műveleti erősítő zaja által eredményezett spektrumösszetevők szintje kisebb legyen, mint a VCO fáziszaja, akkor V_n értékét $3\text{nV/Hz}^{-0.5}$ alá kell szorítani. Ennek oka az alkalmazott VCO igen nagy hangolási meredeksége. A műveleti erősítő megválasztásánál további szempontokat is figyelembe kellett venni (pl. kis bemenő áram, "rail-to-rail" bemenet és kimenet, beszerezhetőség), ezért kénytelen voltam valamivel rosszabb, $4\text{nV/Hz}^{-0.5}$ -es zajparaméterrel megelégedni. A műveleti erősítő és a VCO kombinációjával olyan hangolható oszcillátort kaptam, melynek átlagos hangolási meredeksége az eredeti meredekség négyszerese, azaz 640MHz/V , s amely képes átfogni a $3\text{-}5.5\text{GHz}$ frekvenciasávot $0\text{-}5\text{V}$ hangolófeszültség

mellett, azaz közvetlenül hangolható az ADF4106-os szintézer IC által előállított feszültséggel. Az eredő fáziszaj spektrális sűrűségére a következő becslést tehetjük:

$$S'_{VCO}(f_m) = S_{VCO}(f_m) + S_{OPA}(f_m) \approx -93 + 20 \lg \frac{f_m}{100 \text{kHz}} [\text{dBc} / \text{Hz}] \quad (5.11)$$

A másik példa a YTO-t tartalmazó realizáció áramgenerátorának zajára vonatkozik. Az áramgenerátor kimenetén megjelenő zajáram spektrális sűrűségét jelöljük I_n -el! I_n értékét a $V_n/(R_{11} \times R_{12})$ összefüggéssel közelíthejük (5.8 ábra), ahol V_n az áramgenerátorban alkalmazott műveleti erősítő bemenetre redukált zajfeszültsége. A zajáram $[f_m, f_m+1\text{Hz}]$ sávba eső spektrumösszetevőit helyettesítsük egyetlen f_m frekvenciájú, azonos effektív értékű szinuszos jellel! Az $I_n \cdot (1\text{Hz})^{-0.5}$ effektív értékű, azaz $I_n \cdot (2\text{Hz})^{-0.5}$ amplitúdójú szinuszos jelnek csak egy része (\hat{I}_{nL}) halad keresztül a YTO vasmagos hangolótekercsén, a többit a C_{27} szűrőkondenzátor vezeti el. Mivel a mi szempontunkból fontos frekvenciatartományban ($f_m > 100\text{Hz}$) $L\omega \gg R$ és $1/C\omega \ll R$.

$$\hat{I}_{nL}(f_m) = I_n \cdot \sqrt{2\text{Hz}} \frac{\frac{1}{2\pi f_m C}}{\sqrt{(2\pi f_m L)^2 + R^2 + \frac{1}{2\pi f_m C}}} \approx \frac{I_n \cdot \sqrt{2\text{Hz}}}{(2\pi f_m)^2 LC} \quad (5.12)$$

ahol L a vasmagos hangolótekercs inductivitása, R a tekercs ohmos ellenállása, C pedig a C_{27} kondenzátor kapacitása. Az \hat{I}_{nL} amplitúdójú szinuszos jel $K_{YTO} \cdot \hat{I}_{nL}$ löketű frekvenciamodulációt vált ki. Az FM oldalsávok szintje a 3.1. alfejezetben elmondottak alapján meghatározható, s ezzel jó közelítést kaphatunk arra, hogy az áramgenerátor áramzaja önmagában mekkora fáziszajszintet eredményez a kimeneten:

$$S_{CS}(f_m) = 20 \lg \frac{I_n \cdot \sqrt{2\text{Hz}} \cdot 20\text{MHz} / \text{mA}}{2f_m \cdot LC(2\pi f_m)^2} [\text{dBc} / \text{Hz}] \quad (5.13)$$

Az előbbi példával ellentétben itt -60dB/dekád meredekséggel változik a kimenő jel fáziszajának spektrális sűrűsége f_m függvényében, aminek az az oka, hogy a frekvencia növekedésével egyre jobb szűrést tudunk biztosítani a YTO hangoló bemenetén. A YTO fáziszajának spektrális sűrűsége az adatlapi adatok alapján

$$S_{YTO}(f_m) = -96 - 20 \lg \frac{f_m}{10\text{kHz}} [\text{dBc} / \text{Hz}] \quad (5.14)$$

Mivel csak 10kHz-es offszetfrekvencia mellett van előírás a szintézer kimenő jelének fáziszajára, ezért már az is elegendő lenne, ha az áramgenerátortól származtatható fáziszaj spektrális sűrűsége $f_m=10\text{kHz}$ -nél kisebb lenne, mint -96dBc/Hz . Ehhez az szükséges, hogy I_n kisebb legyen, mint $150\text{nA/Hz}^{-0.5}$. Gondoljunk azonban arra, hogy pl. hangjel AM átvitelénél még a 100Hz-es spektrumösszetevők is lényegesek, s ha a lokáljel fáziszaja 100Hz-es offszetfrekvencia mellett túlságosan magas, akkor az az átvitt jelben hallható, nemkívánatos összetevőket eredményez! Mivel a YTO alapú realizációnál a fáziszaj spektrális sűrűsége az offszetfrekvencia csökkenésével rohamosan nő, indokoltnak láttam az áramgenerátorral szemben támasztott követelmény szigorítását. Azt tűztem ki célul, hogy a durvahangolást végző áramgenerátortól származtatható fáziszaj minden $f_m \geq 100\text{Hz}$ offszetfrekvenciára kisebb legyen, mint a YTO fáziszaja azonos offszetfrekvenciánál, azaz:

$$S_{CS}(f_m)|_{f_m=100\text{Hz}} \leq S_{YIG}(f_m)|_{f_m=100\text{Hz}} \quad (5.15)$$

Ehhez I_n értékét $1.5\text{nA/Hz}^{-0.5}$, az U_6 műveleti erősítő ekvivalens zajfeszültségének spektrális sűrűségét pedig $10\text{nV/Hz}^{-0.5}$ alá kell szorítani.

A zavarjelek hatásának vizsgálatát szintén egy példán keresztül szeretném bemutatni. A tápegységben található kapcsolóüzemű feszültséginverter kb. 22kHz-es kapcsolási frekvenciával üzemel, következésképpen annak kimenő jelében igen jelentős a 22kHz-nél illetve annak felharmonikusainál jelentkező spektrumösszetevők szintje. A C_{11} kondenzátoron (5.6 ábra) a 22kHz-es alapharmonikus amplitúdója legyen 200mV! Ezt az értéket a kapcsolóüzemű konverter adatlapjából deríthetjük ki, vagy mérésekkel határozhatjuk meg. A -5V-os stabilizátor bemenetére a közbeiktatott RC tagoknak köszönhetően már csak

$$\frac{200\text{mV}}{(RC \cdot 2\pi \cdot 22\text{kHz})^2 + 1} \quad (5.16)$$

amplitúdójú zavarjel jut. A -5V-os stabilizátor bűgőfeszültség-elynomása 22kHz-en kb. 40dB, azaz a YTO tápfeszültségét

$$\frac{2\text{mV}}{(RC \cdot 2\pi \cdot 22\text{kHz})^2 + 1} \quad (5.16)$$

amplitudójú zavarjel terheli. A tápfeszültség ingadozása a kimenő frekvenciában is ingadozást, FM modulációt vált ki. Az FM oldalsávok színje

$$20 \lg \frac{\frac{2mV}{(RC \cdot 2\pi \cdot 22\text{kHz})^2 + 1} \cdot K_{-5V}}{2 \cdot 22\text{kHz}} [\text{dBc}] \quad (5.17)$$

ahol K_{-5} a YTO -5V-os tápbevezetésére vonatkozó "pushing" paraméter. A konkrét értéket behelyettesítve azt kapjuk, hogy például -50dBc zavarjel-tartalomhoz legalább 1uF-os kondenzátorokat kell alkalmazni a kapcsolóüzemű konvertert követő alulát-eresztő RC tagokban. A megfelelő tartalék biztosítása érdekében célszerű ennél jóval nagyobb kapacitásokkal dolgozni. Az ellenállások értékét nem lehet növelni, mert akkor túlságosan nagy a rajtuk fellépő feszültségesés és a negatív stabilizátor bemenetére nem jut elég nagy feszültség.

Szeretném felhívni a figyelmet arra, hogy a jelenlegi számítások, csupán arra vonatkoztak, hogy a szintézer különböző egységei milyen mértékben változtatják meg a szabadonfutó oszcillátorok fáziszaját illetve zavarjeltartalmát. A PLL hurok zárásával ezek az értékek módosulnak.

5.6. Hurokszűrő tervezése

5.6.1. A huroksávszélesség megválasztása

A szintézer kimenő jelének spektrális képét részben a szintézer IC és a referencijel, részben pedig a hangolható oszcillátor határozza meg. A szabályozóhurok sávszélességének megválasztásánál elsősorban a 10kHz-es offszetfrekvenciára vonatkozó előírást kellett szem előtt tartani. A VCO fáziszajának spektrális sűrűsége a 10kHz-es offszetfrekvencia mellett kb. két nagyságrenddel rosszabb, mint a szintézer maradék fáziszajának spektrális sűrűsége a kimenő frekvenciára redukálva.

$$N^2 \left(S_N(f_m) + \frac{S_{PD}(f_m)}{K_{PD}^2} \right) \Big|_{f_m=10\text{kHz}} = -87...92\text{dBc/Hz} \quad (5.18)$$

Ebből következik, hogy a VCO esetében a 10kHz-es offszetfrekvenciára vonatkozó fáziszaj akkor lesz a legjobb, ha a PLL hurok sávszélességét 10kHz-nél jóval nagyobbra választjuk, s ezzel biztosítjuk, hogy a 10kHz-es offszetfrekvenciához tartozó fáziszaj

értékét gyakorlatilag a szintézer IC maradék fáziszaja és ne a VCO fáziszaja határozza meg (2.5.4. alfejezet).

A huroksáv szélességet úgy célszerű megválasztani, hogy az annak megfelelő frekvenciaoffsetnél a VCO fáziszajának spektrális sűrűsége egyenlő legyen a szintézer IC által biztosított zajpadló spektrális sűrűségével. A számításokat a 3-5.5GHz-es sáv középfrekvenciájára végeztem. Itt a szintézer IC zajpadlóját -89dBc/Hz-es érték jellemzi, így az optimális huroksáv szélességet az (5.11) összefüggést felhasználva a következő egyenlet megoldása adja:

$$-93 - 20 \lg \frac{f_c}{100 \text{kHz}} = -89 \quad (5.19)$$

Megoldásként $f_c \approx 60 \text{kHz}$ adódik. Ennél kisebb vágási frekvencia azért nem engedhető meg, mert akkor a PLL nem képes a kívánt mértékben elnyomni a VCO jelközelbeli fáziszaját. A túlságosan magas vágási frekvencia pedig azért nem jó, mert akkor a vágási frekvenciánál nagyobb frekvenciaoffseteken lerontjuk a fáziszajt, rosszabb értéket kapunk, mint amelyet a szabadonfutó oszcillátor képes szolgáltatni.

A PLL hurok a vágási frekvenciánál kisebb frekvenciaoffseteken nem csak a VCO fáziszaját nyomja el, hanem a szabadonfutó VCO jelében külső zavaró hatások miatt megjelenő nemkívánatos diszkrét spektrumkomponenseket is kb. $20 \cdot \lg (f_c/f_m)$ arányban.

A YTO alapú realizációnál kisebb huroksáv szélességgel dolgoztam. A szabadonfutó YTO fáziszajának spektrális sűrűsége 10kHz-es offsetfrekvencia mellett -96dBc/Hz, amin a jelen esetben egy szélessávú szabályozóhurokkal csak rontani lehetne. Az optimális sáv szélesség itt kb. 4kHz-nek adódik. A kisebb huroksáv szélesség egyik hátránya, hogy a szabályozóhurok gyengébb védelmet biztosít az alacsonyfrekvenciás külső zavarok ellen.

5.6.2. A hurokszűrő méretezésére vonatkozó összefüggések

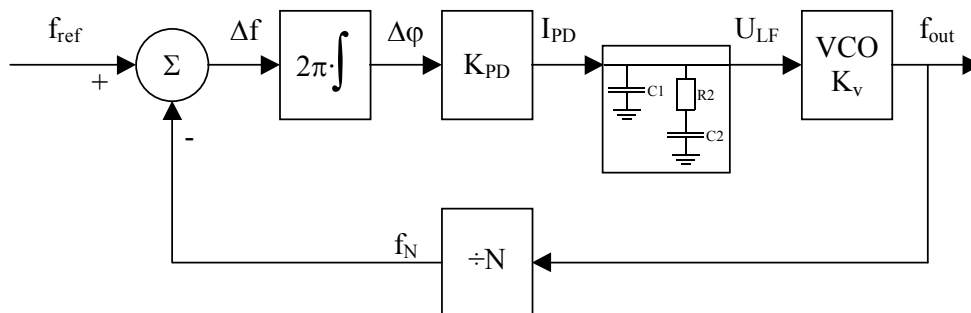
A YTO alapú és VCO alapú realizációhoz ugyanolyan struktúrájú passzív hurokszűrőt terveztem. A VCO alapú realizációnál ez a hurokszűrő a magasabb vágási frekvencia miatt nem biztosítja a kívánt csillapítást a referenciakézfrequencián a "reference spurious"-ok ellen, így azt egy LC aluláteresztő szűrővel kellett kiegészíteni (5.6.3. alfejezet). Ebben az alfejezetben az alkalmazott hurokszűrő-típus tervezésének elméleti

alapjait, méretezési szempontjait és az elemértékek megválasztására vonatkozó összefüggéseket kívánom ismertetni.

A szűrőtervezéshez rögzíteni kell a PLL hurok fontosabb paramétereit, és azok jelölését:

- **K_{VCO} (MHz/V):** a hangolható oszcillátor hangolási merevedsége az f_{out} frekvencián
- **K_{PD} (mA/rad):** a fázisdetektor arányossági tényezője, mely megmutatja, hogy a fázisdetektorra kerülő jelek egységnyi fáziskülönbségénél mekkora az átlagos kimenő áram
- **f_{out} (MHz):** a szintézer kimenő frekvenciája. Ha a szintézer kimenő frekvenciája szélesebb frekvenciasávban változik, akkor a hurokszűrőt célszerű a sáv közepének megfelelő frekvenciára tervezni.
- **f_{ref} (kHz):** a referencifrekvencia
- **N :** a visszacsatoló ág frekvenciaosztójának osztásaránya, f_{out}/f_{ref}

A PLL hurok matematikai modelljét, és a vizsgálandó hurokszűrőt az 5.10 ábrán láthatjuk.



5.10 ábra Matematikai modell a hurokszűrő analíziséhez

A C_1 kapacitás feladata megakadályozni, hogy a hangolható oszcillátor bemenetére ugrásszerű átmeneteket tartalmazó feszültség-jelalak jusson. A kívánt átvitel beállítására alapvetően az R_2 , C_2 tag szolgál. A vágási frekvenciát (ω_c) elsősorban az R_2 ellenállás határozza meg, a C_2 kapacitás a zérus (ω_z), a C_1 pedig a pólus (ω_p) helyét befolyásolja. Ha $C_1 \ll C_2$, akkor a 2.5.3. alfejezet összefüggései alapján belátható, hogy:

$$\omega_c \approx \frac{2\pi K_{VCO} K_{PD} R_2}{N}, \omega_z \approx \frac{1}{R_2 C_2}, \omega_p \approx \frac{1}{R_2 C_1} \quad (5.20)$$

A szűrőtervezés szempontjából a 2.5.3. alfejezet összefüggései közül a felnyitott kör átviteli függvényére vonatkozó a legfontosabb. A jelen esetben ez a következő alakban írható fel:

$$G_{OpenLoop}(s) = \frac{2\pi K_{VCO} K_{PD} Z(s)}{Ns} \quad (5.21)$$

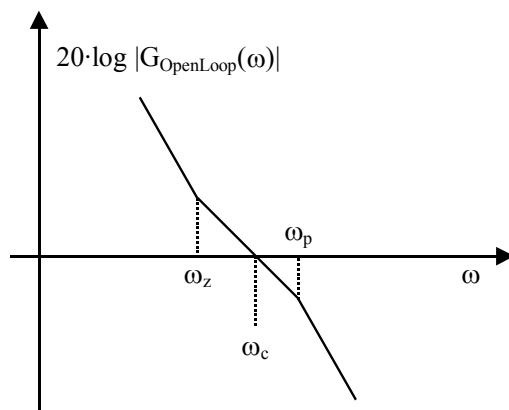
ahol

$$Z(s) = \frac{1}{sC_1} \times \left(\frac{1}{sC_2} + R_2 \right) \quad (5.22)$$

Vezessük be a $T_1 = R_2 C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ illetve a $T_2 = R_2 C_2$ jelölést! Ezzel:

$$G_{OpenLoop}(s) \Big|_{s=j\omega} = - \frac{2\pi K_{PD} K_{VCO} (1 + j\omega T_2)}{\omega^2 C_1 N (1 + j\omega T_1)} \frac{T_1}{T_2} \quad (5.23)$$

A felnyitott kör átviteli függvényének Bode-diagramja az 5.11 ábrán látható. Kis frekvencián a hurok kétszeresen integráló jellegű, s ebből következik, hogy a stacionárius fázishiba nulla. A hurok un. harmadrendű, kettes típusú hurok, mivel összesen három pólusa van és ezekből kettő az origóban található.



5.11 ábra Harmadrendű, kettes típusú hurok Bode diagramja

Az ismertett hurokszűrő elrendezés méretezésére az egyik gyakran alkalmazott algoritmus a következő. A tervezéshez a kívánt vágási frekvenciát és fázistartalékot kell megadni. A hurokszűrő elemeit úgy választjuk meg, hogy a vágási frekvencián legyen

minimális a szűrő fázistolása. A fázistartalékot tipikusan 45°-ra vagy annál nagyobb értékre szokták választani. Nagyobb fázistartalék lengésekkel kevésbé terhelt tranziens viselkedést és rövidebb beállási időt eredményez. Nagyobb fázistartalék azonban csak a hurok referenciafrekvencián mérhető csillapításának csökkenése árán biztosítható [4].

Az általunk vizsgált huroknál a fázismenetet a

$$\varphi(\omega) = \tan^{-1}(\omega T_2) - \tan^{-1}(\omega T_1) + 180^\circ \quad (5.24)$$

összefüggés adja meg. A fázistolás minimumát ott kapjuk, ahol $d\varphi/d\omega=0$, azaz

$$\left. \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_m} = \frac{T_2}{1 + (\omega_m T_2)^2} - \frac{T_1}{1 + (\omega_m T_1)^2} = 0 \Rightarrow \omega_m = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} \quad (5.25)$$

A C_1 kapacitást úgy választjuk meg, hogy a felnyitott kör erősítése a minimális fázistoláshoz tartozó ω_m frekvencián egységnyi legyen, azaz:

$$\frac{2\pi K_{PD} K_{VCO} T_1}{\omega_p^2 C_1 N T_2} \left| \frac{1 + j\omega_p T_2}{1 + j\omega_p T_1} \right| = 1 \Rightarrow C_1 = \frac{2\pi K_{PD} K_{VCO} T_1}{\omega_p^2 N T_2} \left| \frac{1 + j\omega_p T_2}{1 + j\omega_p T_1} \right| \quad (5.26)$$

A fázistartalékot és a vágási frekvenciát a következő összefüggések adják meg:

$$\varphi_t = \tan^{-1}(\omega_c T_1) - \tan^{-1}(\omega_c T_2) \quad (5.27)$$

$$\omega_c = \omega_m = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} \quad (5.28)$$

Behelyettesítve az (5.28) kifejezést a φ_t -re vonatkozó összefüggésbe:

$$\varphi_t = \tan^{-1}\left(\frac{1}{\omega_c T_1}\right) - \tan^{-1}(\omega_c T_1) \quad (5.29)$$

Mindkét oldal tangensét véve és felhasználva a

$$\tan(\alpha - \beta) = \frac{\tan\alpha - \tan\beta}{1 + \tan\alpha \cdot \tan\beta} \quad (5.30)$$

azonosságot a következőt kapjuk:

$$\tan\varphi_t = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\omega_c T_1} - \omega_c T_1 \right) \quad (5.31)$$

Ebből:

$$T_1 = \frac{-\tan\varphi_t + \sqrt{\tan^2\varphi_t + 1}}{\omega_c} \quad (5.32)$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_c^2 T_1} \quad (5.33)$$

T_1 és T_2 ismeretében az elemértékekre a következőket kapjuk:

$$C_1 = \frac{2\pi K_{PD} K_{VCO} T_1}{\omega_c^2 N T_2} \sqrt{\frac{1 + (\omega_c T_2)^2}{1 + (\omega_c T_1)^2}} \quad (5.34)$$

$$C_2 = C_1 \left(\frac{T_2}{T_1} - 1 \right)$$

$$R_2 = \frac{T_2}{C_2}$$

A jelen esetben egy szélessávú szintézer tervezéséről van szó, s emiatt számolni kell azzal, hogy a felnyitott kör átviteli függvénye a kimenő frekvencia változtatásával igen nagy mértékben változik. Ennek oka a VCO meredksége és a visszacsatoló ág osztásarányának változása. A hurokszűrőt ilyen esetben úgy kell megtervezni, hogy mind a pólus, mind a zérus kellően messze legyen a vágási frekvenciától, és a felnyitott kör átviteli függvényének változása ne vezethessen a fázistartalék drasztikus csökkenéséhez. Az elemértékek megválasztásához ilyenkor nem az előzőekben ismertetett algoritmust célszerű használni, hanem az (5.20) összefüggéseket. Az 5.1 táblázatban a megvalósított hurokszűrők fontosabb paramétereit és a konkrét elemértékeket közlöm.

K _{PD} =0.8mA/rad; f _{ki} =4250MHz; f _{ref} =2MHz				
YTO alapú realizáció			VCO alapú realizáció	
K _{VCO} =4.6MHz/V			K _{VCO} =640MHz/V	
f _c	1kHz	4kHz	10kHz	60kHz
f _z	200Hz	800Hz	2kHz	12kHz
f _p	5kHz	20kHz	50kHz	300kHz
C ₁	47nF	3.3nF	68nF	1.5nF
C ₂	2.2uF	100nF	2.2uF	47nF
R ₂	560Ω	2.2kΩ	43Ω	270Ω

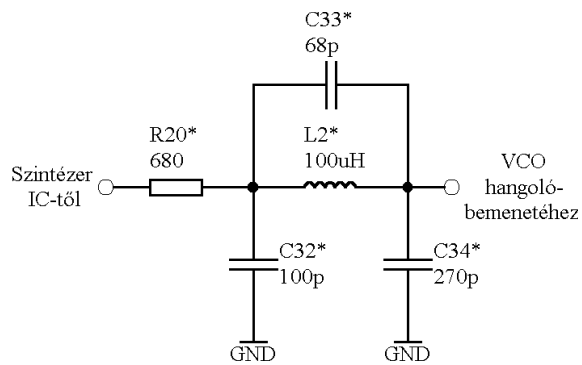
5.1 táblázat A mérések során használt hurokszűrők fontosabb paraméterei

5.6.3. Szűrő a "reference spurious"-ok elnyomására

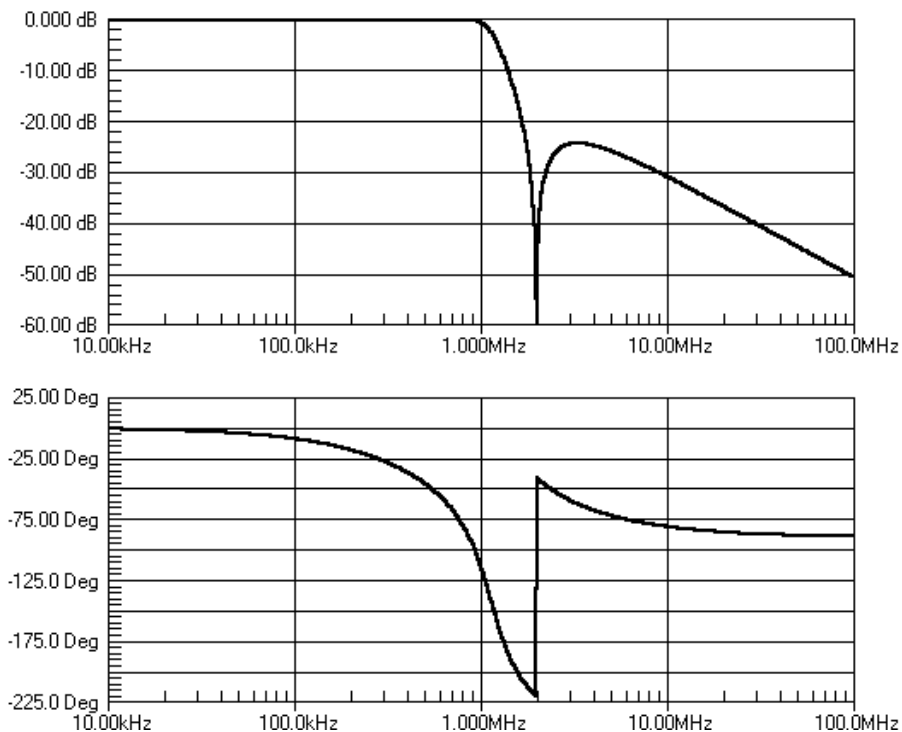
A 2.5.5. alfejezetben már esett szó a "reference spurious"-okról. Ezek a jelen esetben a vivőtől k·2MHz távolságra jelennek meg, a legnagyobb szinttel a vivőtől 2MHz-re lévő zavarjel rendelkezik [3].

A VCO alapú realizációhoz tervezett, az előző alfejezetben ismertetett hurokszűrő 2MHz-en még nem biztosít kellő csillapítást, a zavarjelszint -40dBc-nek adódik. A huroksáv szélesség csökkentésével csökkenteni lehetne ezt az értéket, ezzel azonban a fáziszaj-paramétereket rontanánk. A megoldást összetettebb hurokszűrő alkalmazása jelenti, mely gyakorlatilag változatlan huroksáv szélesség mellett valamivel nagyobb csillapítást biztosít az említett frekvenciákon.

Az ismertetett RC szűrőt egy harmadfokú LC szűrővel egészítettem ki (5.12 ábra). Ennek 2MHz-en és az afölötti frekvenciákon legalább 20dB csillapítással kell rendelkeznie, hogy a specifikációban megadott zavarjelszintet némi tartalék biztosításával teljesítsük. A PLL hurok vágási frekvenciáján mérhető fázistolás nem haladhatja meg a 20°-ot, hogy a fázistartalék ne csökkenjen le megengedhetetlenül alacsony értékre. Az LC szűrő amplitúdó- és fázismenetét az 5.13 ábrán láthatjuk. Az LC szűrő véges frekvenciájú pólusát pont 2MHz-re terveztem, hogy a legnagyobb mértékben a legnagyobb szinttel rendelkező zavarjelet csillapítsuk.



5.12 ábra Szűrő a "referencie spurious"-ok elnyomására



5.13 ábra Az 5.12 ábrán látható szűrő amplitúdó- és fázismenete

5.7. A mechanikai kialakításról

A szintézer a külső elektromágneses zavarok elleni védelem érdekében 4mm-es falvastagságú mart alumíniumdobozba helyeztem. A vastag falú alumíniumdoboz alkalmazása a hőelvezetés szempontjából is előnyös. Tekintettel a YTO alapú realizáció teljesítményfelvételére a berendezést hűtőbordával is el kellett látni.

6. Mérési eredmények

Mielőtt áttérnék a mérések és azok eredményeinek az ismertetésére szeretnék rövid áttekintést adni a fáziszajmérés módszereiről.

6.1. A fáziszaj mérése

6.1.1. Mérés spektrumanalizátor segítségével

Egy oszcillátor fáziszajának meghatározása legegyszerűbben egy spektrumanalizátor segítségével történhet. A spektrumanalizátor végighalad a felhasználó által kijelölt frekvenciasávon, és minden egyes frekvencián meghatározza, hogy a "Resolution Bandwidth"-nek megfelelő sávszélességben mekkora jelteljesítmény érkezik a bemenetre. A spektrumanalizátor segítségével megmérhetjük a hasznos jel teljesítményét, valamint a hasznos jeltől f_m távolságra lévő, "Resolution Bandwidth" szélességű sávba eső zajteljesítményt. Ha tehát a kettő arányát a "Resolution Bandwidth" értékével osztjuk, és az eredmény tízes alapú logaritmusának tízszeresét vesszük, akkor a fáziszaj dBc/Hz-ben kifejezett értékét kapjuk f_m offszetfrekvenciára vonatkozóan. Ehhez a méréshez természetesen kellő szelektivitással és kis saját fáziszajjal rendelkező analizátorra van szükség.

6.1.2. Mérés fázisdetektor segítségével

Ha pontosabb mérésre van szükség, akkor a következő módszert alkalmazzuk. Egy a vizsgált jelnél lényegesen kisebb fáziszajú feszültségvezérelt oszcillátort a mérendő jelhez szinkronozunk PLL hurok segítségével. Ha a PLL hurok vágási frekvenciája kellően alacsony, akkor a fázisdetektor kimenő jelének mérésével meghatározható a vizsgált jel fáziszaja. A PLL hurok kimenő jelének fáziszaját már alacsony frekvenciaoffszetknél is a feszültségvezérelt oszcillátor fáziszaja határozza meg. A fázisdetektorra így az eredeti jel, és egy, az eredeti jel névleges frekvenciájának megfelelő igen alacsony fáziszajú jel kerül. A fázisdetektor kimenő jele tehát arányos az eredeti jel fázisának ingadozásával [1], [2].

6.1.3. Mérés frekvenciadiszkriminátor segítségével

Mivel a fázisingadozás amplitudója 20dB/dekáddal gyorsabban esik a moduláló frekvencia függvényében, mint a frekvenciaingadozásé, ezért a frekvenciaingadozás mérésével érzékenyebb módszerhez jutunk, különösen akkor, ha magasabb moduláló frekvenciák vizsgálata a cél [1], [2].

Első lépésben – ha erre szükség van – olyan frekvenciára transzponáljuk a vizsgálandó jelet, amelyen megfelelő frekvenciadiszkriminátor áll rendelkezésünkre. A frekvenciadiszkriminátor egyik megvalósítási formája látható a 6.1 ábrán. A berendezés alapját a változtatható késleltetésű tápvonal képezi. Legyen a teljesítményosztó bemenetére jutó jel időfüggvénye:

$$x(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (6.1)$$

ahol ω a vizsgált jel pillanatnyi frekvenciája. A keverő bemenetére jutó jelek időfüggvényei:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \frac{1}{2} A \cos(\omega t + \varphi) \\ x_2(t) &= \frac{1}{2} A \cos[\omega(t + T) + \varphi] \end{aligned} \quad (6.2)$$

A keverő kimenő jeléből az aluláteresztő szűrővel az alsó oldalsávot válsztjuk ki:

$$x_{out}(t) = \frac{1}{8} KA^2 \cos \omega T \quad (6.3)$$

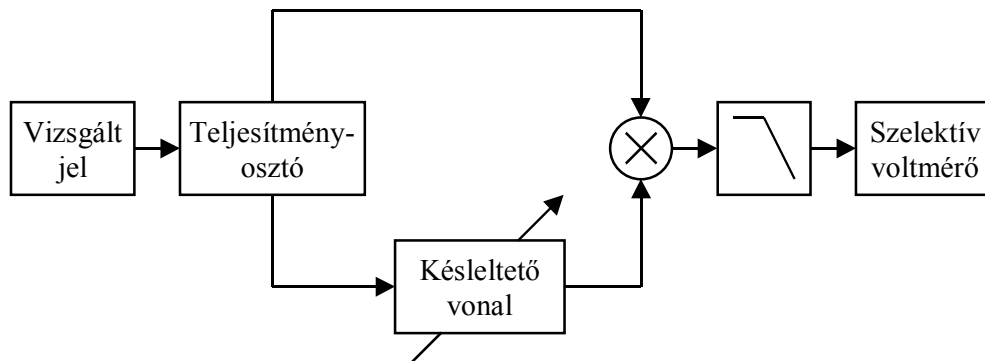
Írjuk fel az ω pillanatnyi frekvenciát egy átlagos frekvencia, ω_0 és az attól való pillanatnyi eltérés, $\Delta\omega$ összegeként! Ekkor a kimenő jel a következőképpen írható fel:

$$\begin{aligned} x_{out}(t) &= \frac{1}{8} KA^2 \cos[(\omega + \Delta\omega)T] = \\ &= \frac{1}{8} KA^2 \cos \omega T \cdot \cos \Delta\omega T - \frac{1}{8} KA^2 \sin \omega T \cdot \sin \Delta\omega T \end{aligned} \quad (6.4)$$

Ha T értékét úgy választjuk meg, hogy $\omega T = \pi/2 + k \cdot \pi$ (k egész szám), és figyelembe vesszük, hogy $\Delta\omega T \ll 1$, akkor eredményül a következőt kapjuk:

$$|s_{out}(t)| \approx \frac{1}{8} K A^2 \Delta\omega \quad (6.5)$$

Egy szelektív voltmérővel a keresett $\Delta\omega(f_m)$ függvény kimérhető.



6.1 ábra Frekvenciadiszkriminátor egyik megvalósítási formája

6.2. Általános szempontok

Az ismertetett nyomtatott áramköri hordozók legyártása és az alkatrészek beültetése után megkezdtem az egyes funkcionális egységek élesztését, bemérését. Ekkor még nem szereltem be a panelokat az erre a célra gyártott alumíniumdobozba, mivel az nagyon megnehezítette volna a mérések elvégzését, az alkatrészek jelentős részéhez csak nehezen, a hátoldalon lévő alkatrészekhez pedig egyáltalán nem lehetett volna hozzáférni.

Az összeszerelés és a mérés alatt ügyelni kell arra, hogy az elektrosztatikus feltöltődéseket elkerüljük. Az újabb áramköri elemek ugyan rendelkeznek beépített védelemmel az elektrosztatikus kisülések hatásai ellen, de ezek sokszor nem elegendők.

Első lépésben a három panelt (tápegység, vezérőegység, szintézer egység) külön-külön vizsgáltam, sőt bizonyos alkatrészek kiforrasztásával még az egyes panelokon is igyekeztem elkülöníteni funkcionális egységeket és azokat önmagukban, a többi résztől függetlenül kipróbálni. Ezzel biztosítható, hogy valamilyen tervezési vagy szerelési hiba legrosszabb esetben is csak az adott funkcionális egységben okozhat kárt.

A funkcionális egységek elkülönítése, önmagukban történő vizsgálata a hibakeresés alapvető eszköze, hiszen lehetőséget ad a hibaforrás lokalizálására. Így például a tápegységben található R_5 -ös ellenállás kiforrasztásával a feszültséginverter elkülöníthető az U_2 , U_3 stabilizátoroktól.

Elsőként arról kell meggyőződni, hogy nem áll elő olyan állapot, mely az adott áramkörü elemek meghibásodásához vezethet. Ezt tipikusan a megengedett feszültség- és áramértékek túllépése vagy például túlmelegedés okozhatja. Ezért az első bekapcsoláskor az ilyen jellegű hibákra fel kell készülni. Mindenképpen ajánlatos olyan tápegységgel dolgozni, amelyen tetszőleges áramkorlát beállítható. Ha meg tudjuk becsülni, hogy az éppen vizsgált rész áramfelvétele helyes üzemiállapotban mekkora, akkor beállíthatunk olyan áramkorlátot, mely az áramkör működését nem gátolja, de a megengedett áramértékek esetleges túllépését megakadályozza. Hasznos lehet, ha az alkalmazott tápegység az áramfelvételt is kijelzi, mert abból gyakran felismerhető a rendellenes üzemi állapot. Ilyen esetben rögtön ki kell kapcsolni a tápegységet, mert azzal sokszor elkerülhető a maradandó károsodás. Ugyanis az alkatrész károsodását általában nem a megengedett áramérték túllépése, hanem a nagy áram következtében fellépő túlzott disszipáció okozza. A bekapcsolás után érdemes a feszültségértékeket ellenőrizni a főbb pontokon.

Következő lépés az egyes részek működőképességét és főbb paramétereit ellenőrizni. Egy stabilizátornál például ellenőrizni kell, hogy a kimenő feszültség valóban megegyezik-e a névleges értékkel, hogy nem lép-e fel gerjedés a kimeneten, hogy az áramkör megfelelően viselkedik-e terhelés alatt, stb.

Ezután megkezdhetjük a funkcionális egységek összekapcsolását, s közben ellenőriznünk kell, hogy az adott rész az elgondolásoknak megfelelően viselkedik-e.

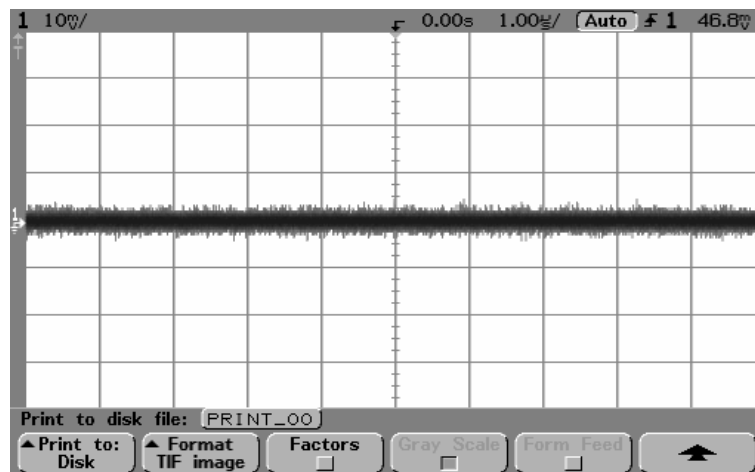
Természetesen bizonyos problémák csak a teljes szintézer viselkedésén mutatkoznak meg. Így például, a hangolható oszcillátor tápfeszültségét terhelő néhány μV -os zavarjelet, mely a szintézer kimenő jelében komoly zavarjelszintet eredményezhet, nem könnyű a tápfeszültség közvetlen vizsgálatával észrevenni.

6.3. A tápegység vizsgálata

A tápegység talán legfontosabb eleme az LM317 típusú áramkörből kialakított 28V-os stabilizátor, mely szinte a teljes szintézer egység tápellátásáról gondoskodik. A

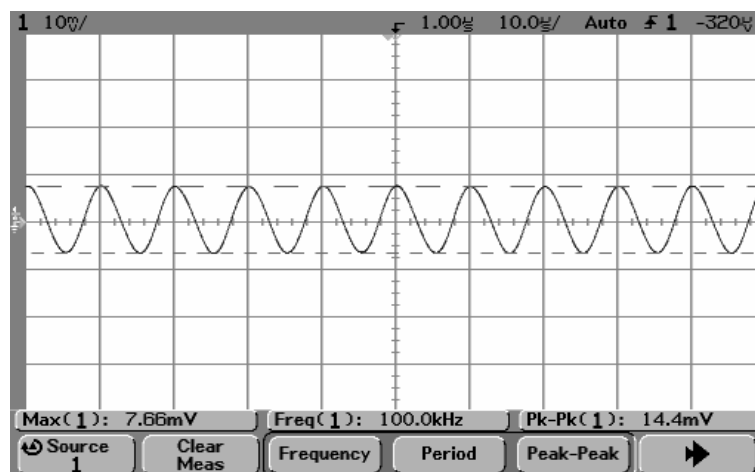
kimenő feszültséget terheletlen esetben 28.21V-nak mértem, 0.5A-es terheléskor 28.09V-nak. Mivel a szintézer egységben lévő elemek tápbevezetéseinél még további stabilizátorok találhatóak, ezért a 28V-tól való kisebb eltérés megengedhető. Egyébként a szintézerben található áramköri elemek nem különösebben érzékenyek a tápfeszültség abszolút pontosságára.

Sokkal fontosabb, hogy a tápfeszültséget semmiféle zavarjel ne terhelje, és a szélessávú zaj szintje is – különösen a 100Hz-től 100kHz-ig terjedő frekvenciatartományban – minél alacsonyabb legyen. Éppen ezért a 28V-os stabilizátor kimenő jelét oszcilloszkóppal ellenőriztem (6.2 ábra). Ezzel elsősorban a nemkívánatos gerjedéseket lehetett kiszűrni. A zaj mérése már csak speciális műszerrel lehetséges, ezért e tekintetben kénytelen voltam az adatlapi adatokra hagyatkozni.



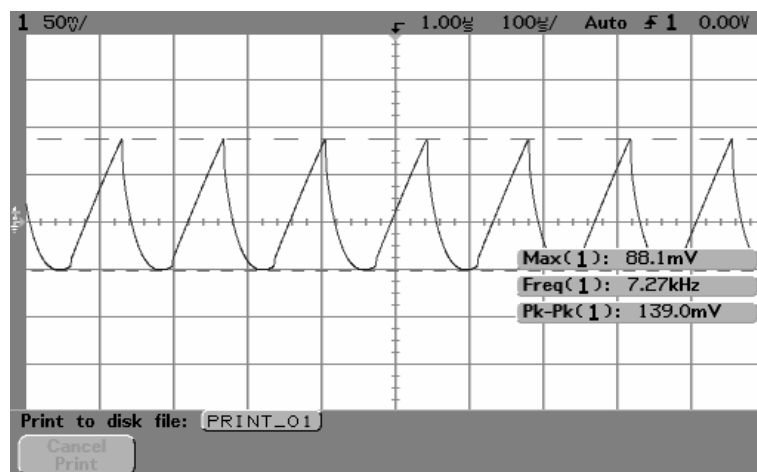
6.2. ábra LM317 típusú stabilizátor jeltisztaságának vizsgálata

Elvégeztem egy mérést a stabilizátor bűgőfeszültség-elynyomására vonatkozóan is. A stabilizátor bemenő feszültségét egy nagyteljesítményű jelgenerátor szolgáltatta, melyen 28V offszetfeszültséget és 0.5V amplitudójú, 100kHz frekvenciájú szinuszos jelet állítottam be. A stabilizátort 100mA-es árammal terheltem. A kimeneten a váltakozóáramú összetevőt oszcilloszkóppal vizsgáltam (6.3 ábra). A mérésből kiderült, hogy a stabilizátor még ezen a magas frekvencián is 37dB zavarelynyomással rendelkezik, ami nagyjából megfelel az adatlapi adatoknak. A kimenő feszültség abszolút pontosságát, valamint annak jeltisztaságát a 12V-os stabilizátornál is megvizsgáltam.

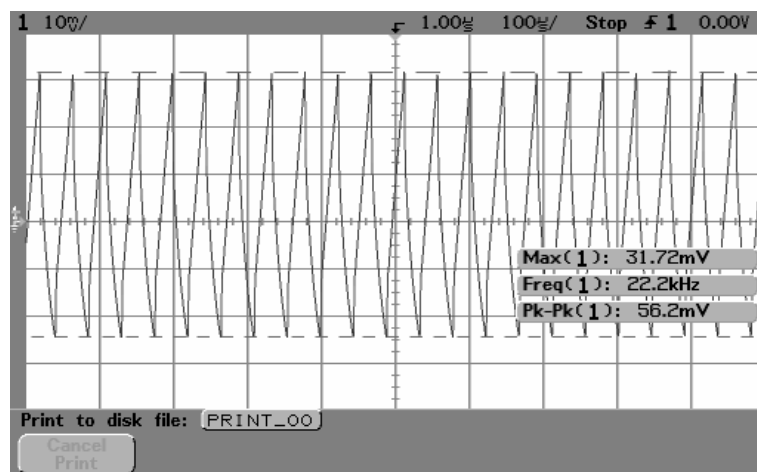


6.3. ábra LM317 típusú stabilizátor bűgőfeszültség-elnyomásának ellenőrzése

A jeltisztaság kérdése különösen fontos a kapcsolt kapacitásokkal dolgozó feszültséginverternél, hiszen ennek kimenetén még normál üzemállapotban is nagyszintű, a kapcsolási frekvenciának megfelelő periodicitású zavarjel van jelen. Ha a C_{11} , C_{12} , C_{13} kondenzátorok kapacitását $10\mu\text{F}$ -ra választottam, akkor a C_{11} kondenzátoron kb. 140mVpp , a C_{12} kondenzátoron pedig kb. 8mVpp szintű zavarjelet lehetett mérni. A két érték aránya nagyjából megfelel annak a csillapításnak, amit az R_6 , C_{12} elemekből felépített aluláteresztő szűrőtől várunk ezen a frekvencián elméleti számítások alapján. Természetesen még a 8mVpp zavarszint is megengedhetetlenül magas, ezért számos intézkedést tettem a kapcsolási frekvencián jelentkező zavar kiszűrése érdekében. A feszültséginverter kimenő jelét nem egy, hanem két RC taggal szűrtem, s azt nem közvetlenül, hanem egy stabilizátor közbeiktatásával vezettem a YTO -5V-os tápbemenetére. A kondenzátorok kapacitását $10\mu\text{F}$ -ról $22\mu\text{F}$ -ra növeltem, s ezzel nem csak az RC tagok kapcsolási frekvencián mérhető csillapítása növekszik, hanem a feszültséginverter kimenetén is kisebb lesz a zavarjel amplitudója. Végül pedig a feszültséginvertert a lehető legmagasabb, kb. 22kHz -es frekvencián üzemeltettem. A 6.4 illetve 6.5 ábrák összevetéséből az derül ki, hogy a kapcsolási frekvencia növelésének hatására a C_{11} kondenzátoron mérhető zavarszint jó közelítéssel a kapcsolási frekvenciák arányában csökken.

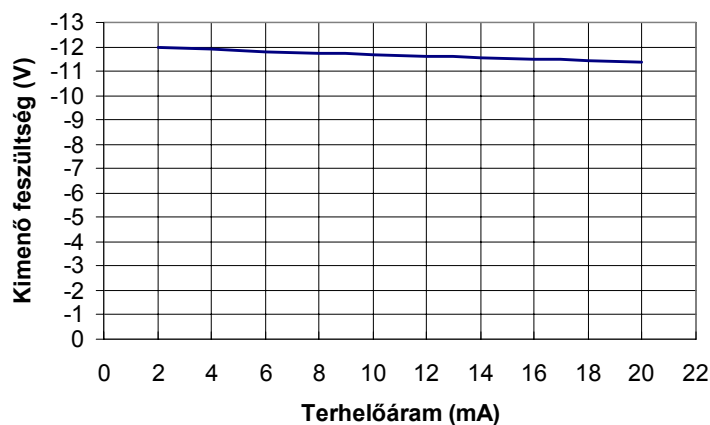


6.4 ábra Az ICL7660 típusú feszültséginverter kimenő jele 7.3kHz kapcsolási frekvenciánál



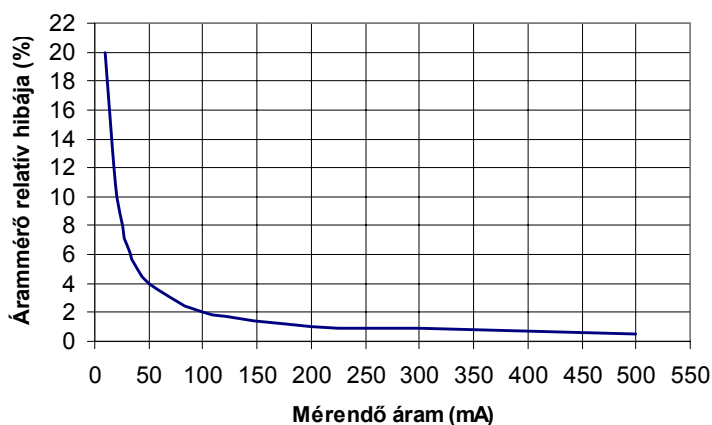
6.5 ábra Az ICL7660 típusú feszültséginverter kimenő jele 22.2kHz kapcsolási frekvenciánál

A kapcsolt kapacitásokkal működő feszültséginverterek kimenő impedanciája meglehetősen nagy, ezért érdemesnek láttam megvizsgálni a kimenő feszültség terhelőáramtól való függését is (6.6 ábra). Az eredményekből kiderül, hogy a YTO tipikus áramfelvételénél 11V fölött marad a kimenő feszültség abszolútértéke. Ez a feszültséginvertert követő egységek működése szempontjából megfelelő.



6.6. ábra Az ICL7660 típusú feszültséginverter kimenő feszültségének terhelőáramtól való függése

A tápegység részben még az árammérő IC átvitelét ellenőriztem. Az IC-n átfolyó tápáramot egy nagyteljesítményű huzal-potenciométerrel változtattam, s közben mértem az R_2 ellenálláson megjelenő feszültséget. A adatlapban megadott névleges átvitel felhasználásával kiszámítottam az árammérő relatív hibáját (6.7 ábra). A kapott értékek az adatlapnak megfelelően 3% alatt maradnak ha a mérendő áram nagyobb, mint 100mA. Kisebb áramoknál a kb. 10mA offszethiba rontotta a relatív pontosságot.

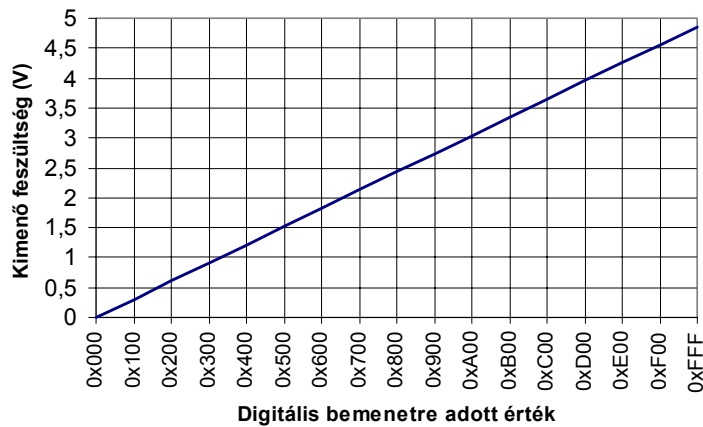


6.7 ábra Az árammérő IC relatív hibája a mérendő áram függvényében

6.4. A vezérlőegység vizsgálata

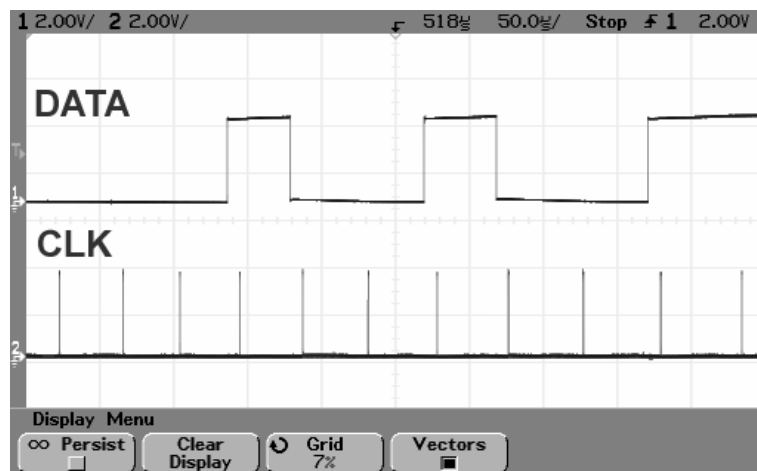
A vezérlőegységben a stabilizátorok ellenőrzése után a digitál-analóg konverter átvitelét vizsgáltam meg. Elsősorban az volt a kérdés, hogy 5V-os tápfeszültség mellett

mi az a feszültségtartomány, amit a digitál-analóg konverter le tud fedni. A kapott eredmények (6.8 ábra) meggyőztek arról, hogy a digitál-analóg konverter alkalmas a YTO durvahangolásához szükséges alapjel előállítására. A mérésre a konverter átvitelének pontos megállapítása végett is szükség volt.

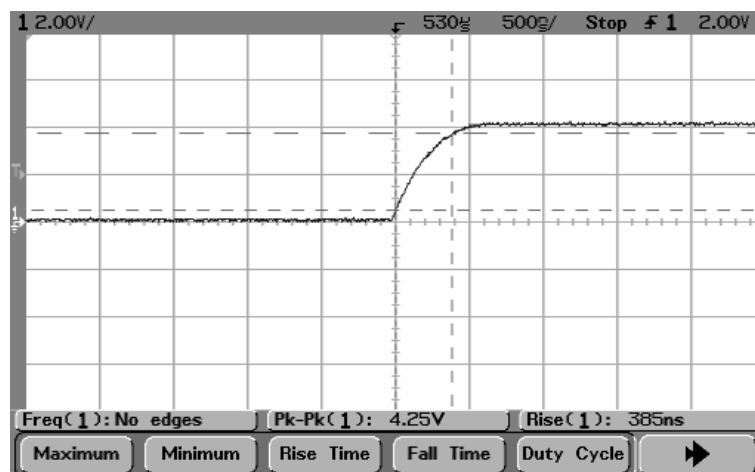


6.8. ábra Digitál-analóg konverter átvitele

A már összeállított szintézeren végeztem olyan mérést is, mellyel a mikrovezérlő és a szintézer IC közötti kommunikációt lehet ellenőrizni. A mikrovezérlő megfelelő kivezetésén megjelenő feszültség-idő függvény oszcilloszkópon történő megjelenítése a szoftverben lévő hibák keresésének egyik eszköze lehet. A 6.9 ábrán a DATA és a CLK jelzésű vonalak változásait követhetjük nyomon. A konkrét bitfolyamrészlet: 00010010011. Ha kicsit közelebbről megvizsgálunk egy átmenetet, akkor láthatjuk az adatvonalakon elhelyezett RC szűrőtagok hatását (6.10 ábra). A mért felfutási idő nagyjából megegyezik a $t_{rise} = \ln(9RC)$ összefüggés alapján kapható elméleti értékkel.

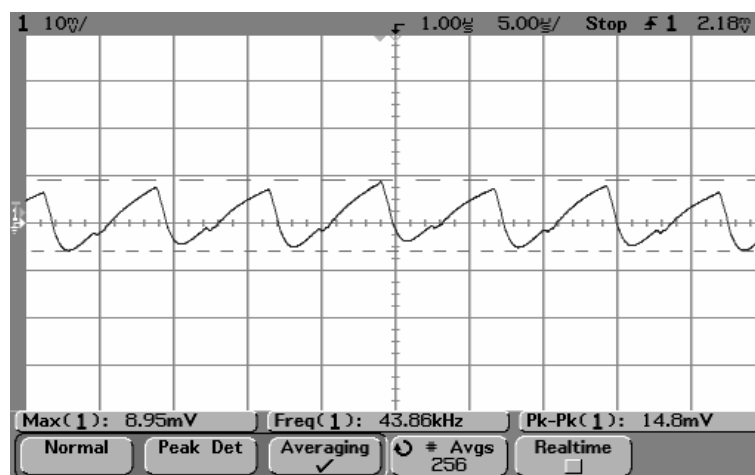


6.9 ábra Adatátvitel a mikrovezérlő és a szintézer IC között



6.10 ábra Zavaroszűrés hatása a jelvezeték tranzienseire

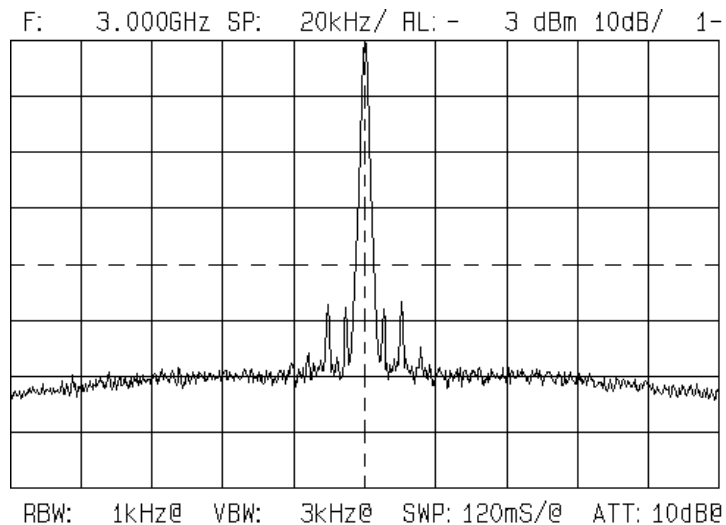
Végezetül szeretnék két mérési eredményt mutatni annak igazolására, hogy maga a vezérlőegység is komoly zavarforrásnak minősül. A 6.11 ábrán a C_4 kondenzátor feszültség-idő függvénye látható, amit a szintén kapcsolt kapacitásokkal dolgozó MAX232 típusú szintillesztő IC változó áramfelvétele miatt kb. 44kHz frekvenciájú zavarjel terhel.



6.11 ábra A MAX232 típusú szintillesztő tápfeszültségre gyakorolt hatása

Az alkatrészek beültetése során elfelejtettem a mikrovezérlő tápbevezetéseinek hidegítéséről gondoskodó C_6 , C_7 kondenzátorokat beferrasztani. A szintézer kimenő jelét ekkor magas szintű zavarjelek terhelték (6.12 ábra). Egyszerű kísérletekkel meg lehetett győződni arról, hogy a zavarok nem a tápellátáson, hanem a szintézer IC felé menő adatvonalakon keresztül terjednek. Az adatvonalak közül is csak az okozott

problémát, mely a szintézer IC felprogramozása után logikai egyes állapotban maradt. A hidegítőkondenzátorok beültetésével a zavarjelek eltűntek.

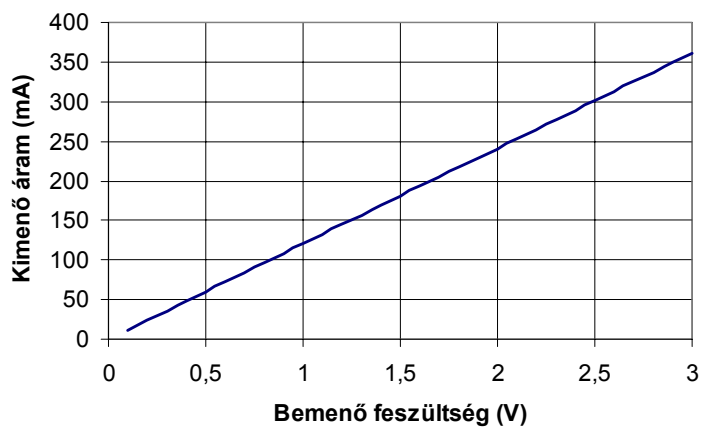


6.12 ábra A vezérlőegység helytelen hidegítésének hatása a kimenő jel spektrumára

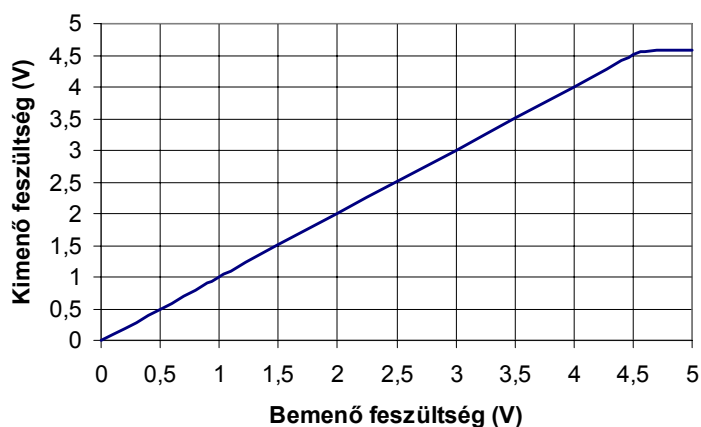
6.5. A szintézer egység vizsgálata

A szintézer blokkban szintén megmértem ez egyes stabilizátorok kimenő feszültségét, és az esetleges gerjedések kiszűrése végett azok kimenő jeleinek tisztaságát is ellenőriztem. Így derült ki például, hogy az U_4 jelzésű, LP2980 típusú stabilizátor az eredetileg alkalmazott $1\mu\text{F}$ -os kondenzátorral gerjedésre hajlamos. A végleges konstrukcióban az LP2980 típusú stabilizátorok kimenetét $4.7\mu\text{F}$ -os kondenzátorokkal láttam el, s így az ilyen jellegű problémák megszűntek.

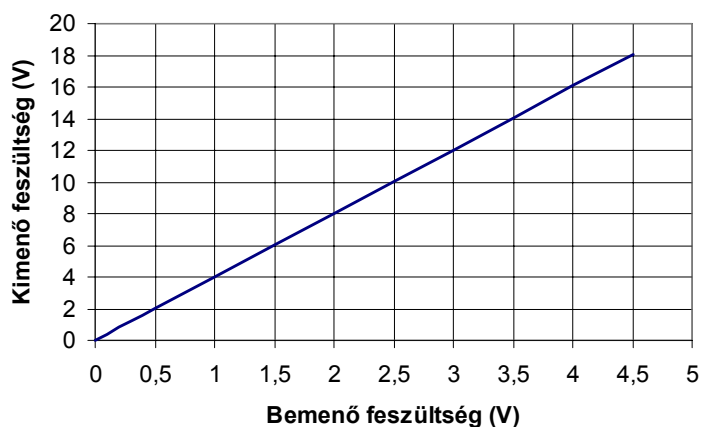
A következő lépésben megvizsgáltam az áramgenerátor, az AD8531-es típusú teljesítmény műveleti erősítő és az OP184 típusú kiszajú műveleti erősítő átvitelét (6.13, 6.14 és 6.15 ábrák). Az első mérésre elsősorban a feszültségvezérelt áramgenerátor arányossági tényezőjének pontos megállapítása végett volt szükség, míg a másik két méréssel azt kívántam kideríteni, hogy az említett műveleti erősítőkkel mennyire lehet megközelíteni a földpotenciált és a tápfeszültséget.



6.13 Áramgenerátor átvitelének vizsgálata



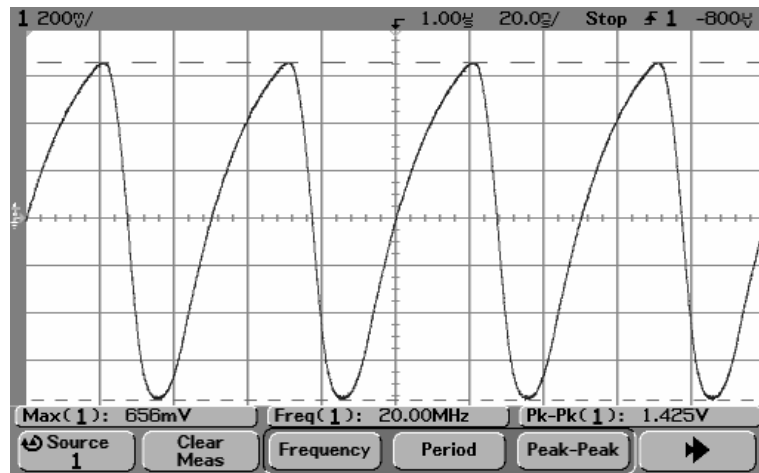
6.14 ábra Az AD8531 típusú műveleti erősítő átvitele ($G=1$)



6.15 ábra Az OP184 típusú műveleti erősítő átvitele ($G=4$)

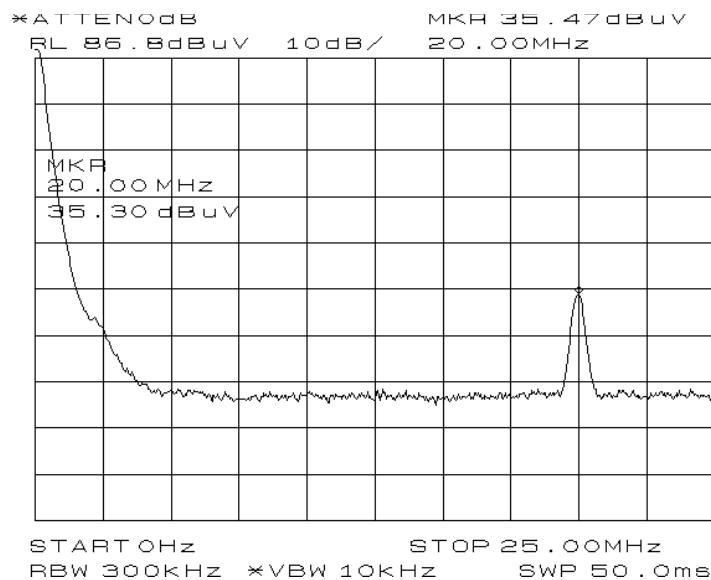
A hőmérsékletkompenzált kvarcoszcillátor kimenő jelének időtartománybeli képét láthatjuk a 6.16 ábrán. Az 1.4Vpp-s jelszint az ADF4106-os szintézer IC adatlapja

szerint kb. kétszer akkora, mint amit a referenciabemenet érzékenysége minimálisan megkíván.



6.16 ábra A kvarcoszcillátor kimenő jele

A kvarcoszcillátor által a C₁₈ kondenzátoron keltett 20MHz-es zavarjelet oszcilloszkóppal már nem lehetett kimutatni, spektrumanalízátorral azonban igen (6.17 ábra).



6.17 ábra 20MHz-es zavarjel a kvarcoszcillátor tápfeszültségén

6.6. A YTO alapú realizáció vizsgálata

A YTO-t először felnyitott szabályozóhurok mellett, szabadonfutó állapotban vizsgáltam. Az áramgenerátor segítségével ellenőrizni lehetett a YTO vasmagos hangolótekercsére vonatkozó hangolási meredekséget. Az áramgenerátor bemenetére egy adott feszültséget kapcsoltam. A feszültségvezérelt áramgenerátor átvitelét egy korábbi mérésben már meghatároztam, így az adott feszültséghez tartozó áram ismeretes volt. Az áramgenerátor áramával meghajtottam a YTO vasmagos hangolótekercsét, és az oszcillátor kimenő jelének frekvenciáját meghatároztam. A mérést több különböző hangolóáramnál is elvégeztem. A kapott mérési pontokra a relatív hiba négyzetének minimalizálásával egy egyenest illesztettem. Az egyenes egyenlete a következő:

$$f_{out}(I_{tune}) = 76.6MHz + 19.98 \frac{MHz}{mA} \cdot I_{tune} \quad (6.6)$$

Az egyes mérési pontok ezen egyenestől való eltérését a 6.1 táblázatban ismertetem. A relatív eltérés mindenütt mérési hiba alatt van, linearitási hibát nem lehetett mérni.

Hangolóáram (mA)	Kimenő frekvencia (MHz)	Abszolút hiba (MHz)	Relatív hiba (%)
100	2073.1	-1.5MHz	-0.07
125	2573.3	-0.8MHz	-0.03
150	3072.3	-1.3MHz	-0.04
175	3573	-0.1MHz	0.00
200	4074.1	1.5MHz	0.04
225	4575.1	3MHz	0.07
250	5072.8	1.2MHz	0.02
275	5571.6	0.5MHz	0.01
300	6069.4	-1.2MHz	-0.02

6.1 táblázat A durvahangolás linearitásának ellenőrzése

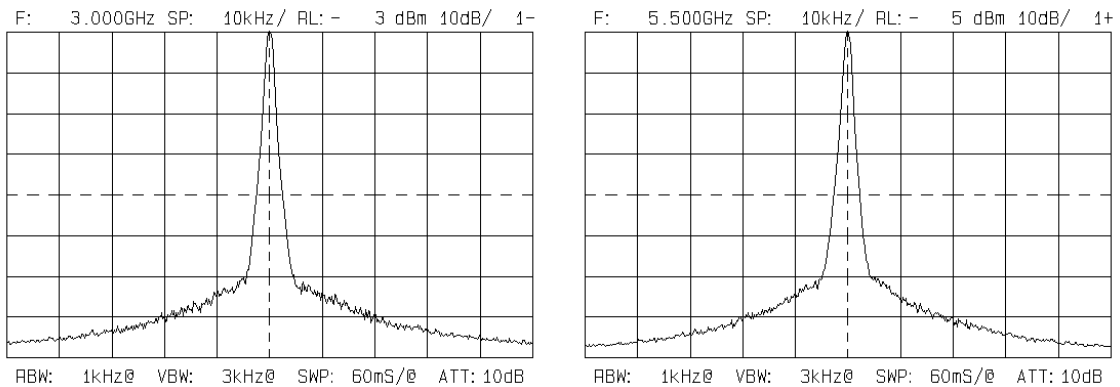
A következő lépés a YTO légmagos tekercsére vonatkozó hangolási meredekség mérése volt. Ez úgy történt, hogy az U_7 -es műveleti erősítő bemenetére adott feszültségváltozást (0.1V) kényszerítettem, és közben spektrumanalizátoron figyeltem, hogy a kimenő frekvencia mekkora értékkel változik meg. A feszültségváltozáshoz tartozó áramváltozás a műveleti erősítő kimenetét terhelő ellenállás ismeretében meghatározható, és így már a hangolási meredekség is számítható. A mérést a vasmagos tekercs több különböző állásánál is elvégeztem, és az eredményeket a 6.2 táblázatban foglaltam össze.

Vasmagos tekercs hangolóárama (mA)	Kimenő frekvencia változása (kHz)	Számított hangolási meredekség (kHz/mA)
100	460	240
125	450	235
150	450	235
175	450	235
200	460	240
225	460	240
250	460	240
275	470	245
300	470	245

6.2 táblázat A légmagos hangolótekercs hangolási meredekségének mérése

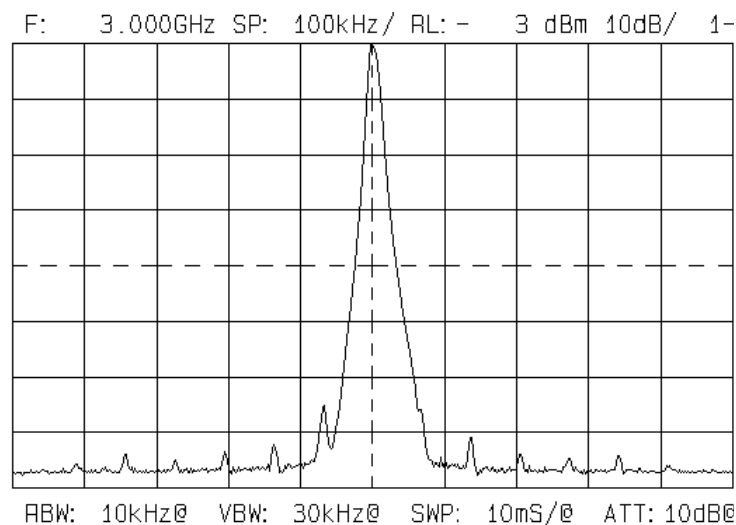
A szabadonfutó YTO fáziszajának vizsgálatához egy kb. 1kHz sávszélességű szabályozóhurkot alakítottam ki. A hurokszűrő elemeit az 5.1 táblázatban találhatjuk meg. A 2.5.4. alfejezetben elmondottakból következik, hogy ebben az esetben az 1kHz-nél lényegesen nagyobb offszetfrekvenciákhoz tartozó fáziszaj-paramétereket gyakorlatilag a YTO határozza meg. A keskenysávú hurok tehát lehetőséget ad a YTO fáziszajának mérésére. Felnyitott szabályozókörrrel ezt a mérést nem lehet elvégezni, mert a szabadonfutó YTO kimenő frekvenciájának ingadozása gyakorlatilag lehetlenné teszi a leolvasást.

A 3 illetve 5.5GHz-es kimenő frekvenciánál kapott spektrális képek a 6.18 ábrán láthatók. Ezekből kiderül, hogy a 10kHz-es offszetfrekvenciánál mérhető spektrumösszetevők szintje -65dBc . Vegyük figyelembe, hogy a képeken látható beállítások mellett az analizátor 1kHz-es ablakkal pásztázza végig a spektrumot (RBW=1kHz), így ahhoz, hogy az 1Hz sávszélességbe eső zajteljesítményt megkapjuk, a mért értékekből még 30dB-t le kell vonni!



6.18 ábra Szabadonfutó YTO fáziszaja

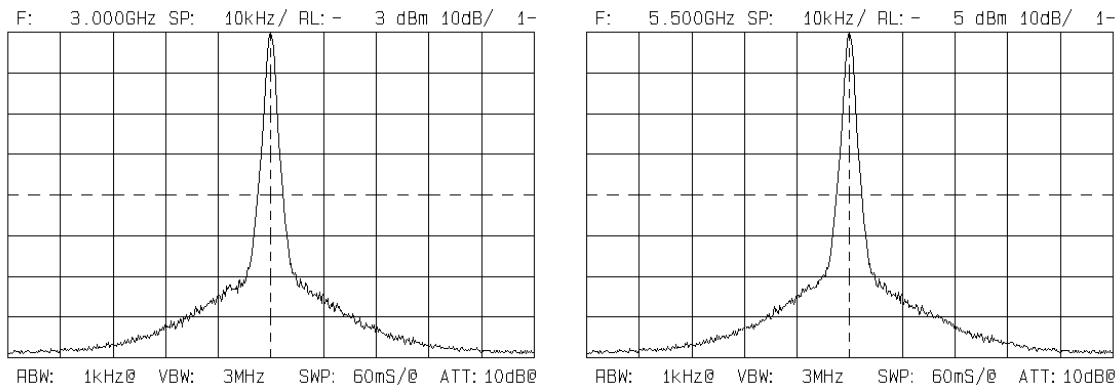
A szabadonfutó YTO kimenő jelében nem lehetett zavarjeleket kimutatni az alkalmazott spektrumanalizátorral. A befoglaló alumíniumdoboz nélkül azonban érzékeny volt a berendezés a környezetből érkező zavarjelekre. A 6.19 ábrán azt láthatjuk, hogy egy közeli számítógép-monitor sorseltérítő tekercsének mágnesese tere megzavarhatja a szabadonfutó YTO-t. A spektrális képből még a monitor sorsfrekvenciáját is meg lehet állapítani.



6.19 ábra Számítógép-monitor keltette zavarok a szabadonfutó YTO kimenő jelében

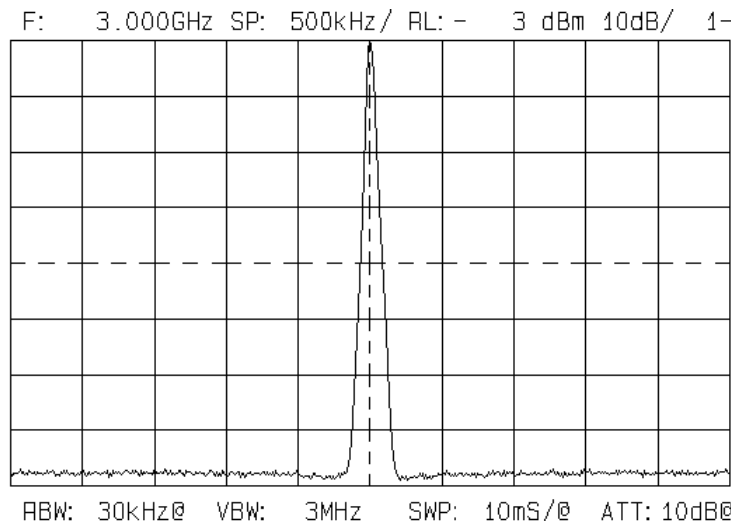
Az 5.6.1. alfejezetben már megmutattam, hogy a YTO alapú realizációnál az optimális huroksávszélesség kb. 4kHz. Ehhez a hurokszűrő elemeit az 5.1 táblázatban ismertetett értékekre kellett lecserélni. A továbbiakban az optimális huroksávszélesség mellett végzett méréseket ismertetem.

A 10kHz-es offszetfrekvenciánál mérhető fáziszaj gyakorlatilag nem változott. A 3 és 5.5GHz-en kapott spektrális képeket a 6.20 ábrán láthatjuk.



6.20 ábra A YTO alapú realizáció fáziszaja

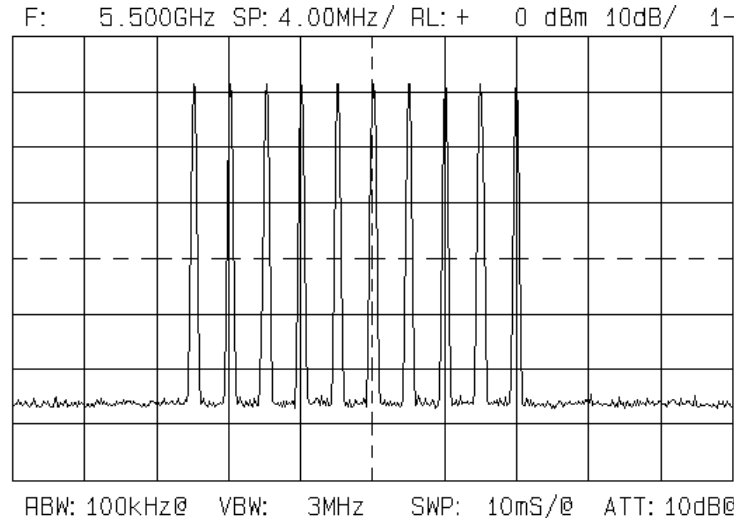
A szélesebb ablakban készült felvételekből kiderült, hogy a 2MHz-es offszet-frekvenciánál várható "reference spurious"-ok szintje kisebb, mint amit az alkalmazott spektrumanalizátorral ki lehet mutatni (6.21 ábra).



6.21 ábra "Reference spurious"-ok a YTO alapú realizációban

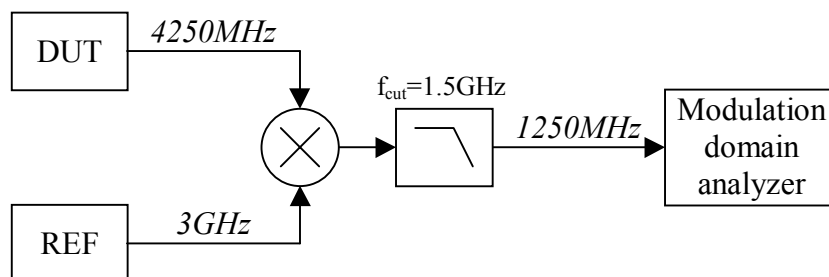
A PLL hurok visszacsatoló ágában lévő frekvenciaosztó osztásarányának növelésével illetve csökkentésével a spektrumanalizátor "max hold" üzemmódjában fel lehetett térképezni a benntartási tartományt, azt a frekvenciatartományt, amit a

légmagos tekercs áramának változtatásával le lehet fedni a vasmagos tekercs adott állásánál. A 6.22 ábrából kiderül, hogy ez a tartomány 18MHz széles, azaz a légmagos tekercssel maximum $\pm 9\text{MHz}$ -es korrekciót lehet elvégezni. Ez elegendő a durvahangolás esetleges hibáinak (pl. termikus drift) kompenzálására.



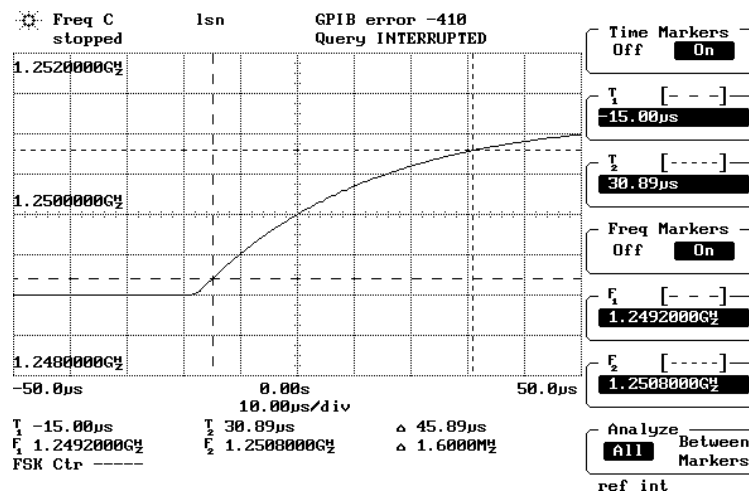
6.22 ábra YTO alapú realizáció benntartási tartománya

A PLL hurok tranziens viselkedésének vizsgálatához a 6.23 ábrán látható mérési elrendezést kellett összeállítani. A vizsgálatot 4.25GHz-es kimenő frekvencia mellett végeztem. A frekvenciaváltási idő függ attól, hogy milyen kimenő frekvenciánál végezzük a mérést, a jelen esetben azonban csak nagyságrendi tájékozódás volt a cél, ezért elegendőnek láttam egy frekvenciánál elvégezni a mérést. A frekvenciaváltási tranziensek vizsgálata egy ún. "modulation domain" analízátorral történt, mely lényegében a pillanatnyi frekvencia időbeni változását képes megjeleníteni. A berendezés 2.5GHz-nél magasabb frekvenciákat nem képes kezelni, ezért volt szükség arra, hogy a szintézer kimenő jelét egy 3GHz-es jellel alacsonyabb frekvenciára transzponáljam.

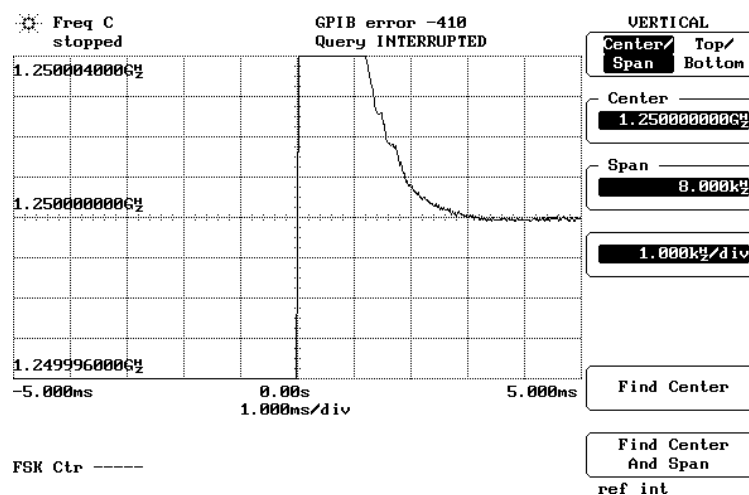


6.23 ábra Mérési elrendezés a frekvenciaváltási idő méréséhez

2MHz-es frekvenciaugrás esetén a 10%-tól 90%-ig tartó átmenet mindössze 45 μ s-ig tart (6.24 ábra), a 6.25 ábrából azonban látható, hogy a végérték 1kHz-re történő megközelítéséhez közel 2ms-ra van szükség. A túllendülés mértéke 10% alatt van, ami a várakozásoknak megfelelően 60° feletti fázistartalékra utal [15]. A nagyobb mértékű frekvenciaugrásokat a vasmagos tekercs lassú viselkedése korlátozza. Egy, a teljes frekvenciasávot átívelő ugrás a végérték 1kHz-re történő megközelítése esetén kb. 220ms-ig tart.



6.24 ábra YTO alapú realizáció frekvenciaváltási ideje



6.25 ábra YTO alapú realizáció frekvenciaváltási ideje

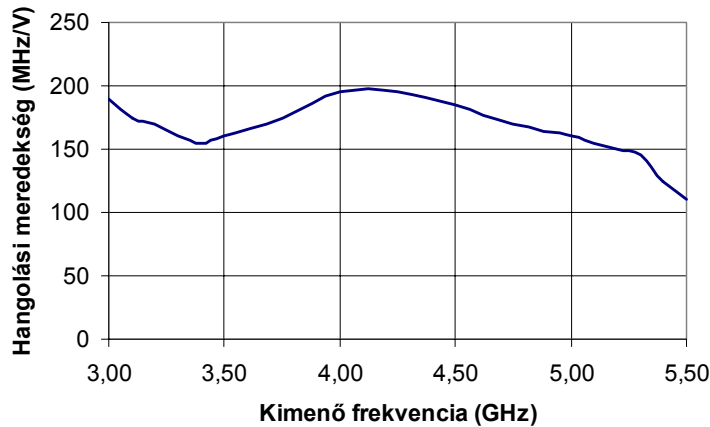
A szintézer kimenő jelének teljesítményét és az első felharmonikus teljesítményét több kimenő frekvenciánál is megmértem és az eredményeket a 6.5 táblázatban foglaltam össze. Ebből látható, hogy a kimenő szint ingadozása 3dB-en belül van. A harmonikustartalom erősen függ a kimenő frekvenciától.

Kimenő frekvencia (MHz)	Kimenő jel teljesítménye (dBm)	Első felharmonikus teljesítménye (dBm)
3000	17	2
3500	16	-1
4000	15	1
4500	16	0
5000	15	-5
5500	15	-7

6.3 táblázat Kimenő szint és harmonikustartalom a YTO alapú realizációnál

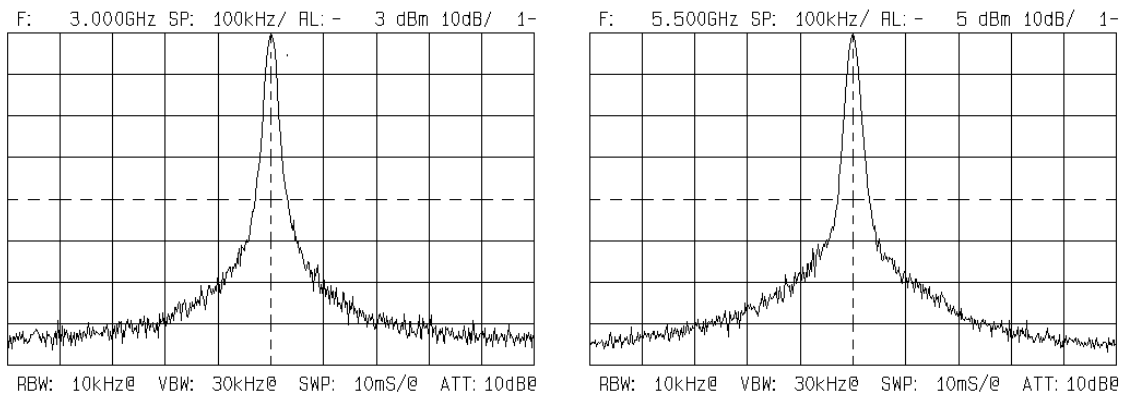
6.7. A VCO alapú realizáció vizsgálata

A VCO vizsgálatát a hangolási meredekség megállapításával kezdtem. A hangolási meredekség változása olyan nemkívánatos jelenség, ami pl. a PLL hurok sávzélességének változását eredményezi. Mivel szélessávú VCO-nál a hangolási meredekség különösen nagy mértékben változhat a lefedett frekvenciasávon belül, ezért fontosnak tartottam, hogy a változásról pontos képet kapjak az adott VCO esetében. Ehhez különböző kimenő frekvenciáknál egységnyi feszültségváltozást alkalmaztam a VCO hangoló bemenetén, és az ennek hatására bekövetkező frekvenciaváltozást mértem. Az eredményekből (6.26 ábra) az derült ki, hogy 3 és 5GHz között a hangolási meredekség 160 és 195MHz/V között ingadozik, ami önmagában még kedvezőnek mondható. 5GHz fölött azonban a hangolási meredekség erősen csökken, s ennek a változásnak a káros hatásait csak egy igen nagy fázistartalékkal rendelkező hurok képes tolerálni. Megoldást jelenthet még a 2.5.6 alfejezetben említett linearizáló egység tervezése, erre azonban a jelenlegi specifikációk teljesítéséhez nem volt szükség.



6.26 ábra A VCO hangolási meredeksége a kimenő frekvencia függvényében

A YTO-hoz hasonlóan a szabadonfutó VCO fáziszaját is egy keskeny sávszélességű szabályozóhurokkal lehetett megmérni (5.1 táblázat). A mért értékek kb. 4dB-el jobbák voltak, mint amit a gyártó garantált (6.27 ábra).

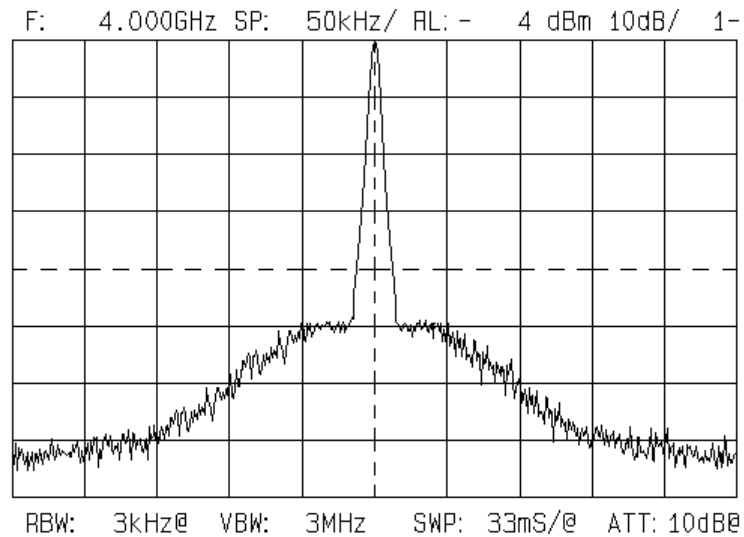


6.27 ábra Szabadonfutó VCO fáziszaja

A szabadonfutó VCO kimenő jelének spektruma nem tartalmazott kimutatható zavarjeleket.

A következő lépésben kicseréltem a hurokszűrő elemeit az 5.1 táblázatban ismertetett végleges értékekre. A kimenő jel vivőközeli fáziszaja jelentősen javult. A 6.28 ábrán megfigyelhető a szintézerek jellegzetes spektrális képe. A névleges frekvencián egy igen keskeny spektrumvonalat látunk, melynek jellemzőit a referencia-jelét szolgáltató kvarcoszcillátor határozza meg. A vivőtől kicsit távolabb egyenletes zajpadló látható, melynek szintje a szabályozóhurok maradék fáziszajától függ. Az offszetfrekvencia további növelésével elérjük azt a tartományt, amit már a feszültség-

vezérelt oszcillátor határoz meg. Az ábráról a huroksávszélesség is leolvasható, igaz meglehetősen pontatlanul.



6.28 ábra VCO alapú realizáció kimenő jelének fáziszaja 4GHz-en

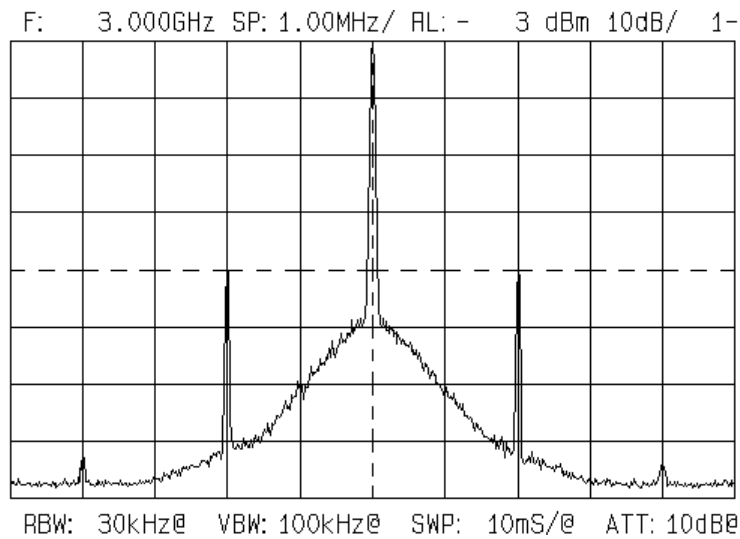
A fáziszaj spektrális sűrűségének 10kHz-es offszetfrekvenciánál mért értékeit és az adatlapi adatokból számított értékeket a 6.4 táblázatban ismertetem. Látható, hogy a gyakorlatban 2-3dB-el rosszabb értékeket kaptunk, aminek okát nem sikerült pontosan meghatározni. Elképzelhető, hogy a szintézer IC tápellátását biztosító stabilizátorok zaja nagyobb a megengedettnél.

Kimenő frekvencia (MHz)	Becsült fáziszaj (dBc/Hz)	Mért fáziszaj (dBc/Hz)
3000	-92	-90
3500	-91	-89
4000	-90	-86
4500	-89	-86
5000	-88	-86
5500	-87	-84

6.4 táblázat A VCO alapú realizáció fáziszajának becsült és mért értékei

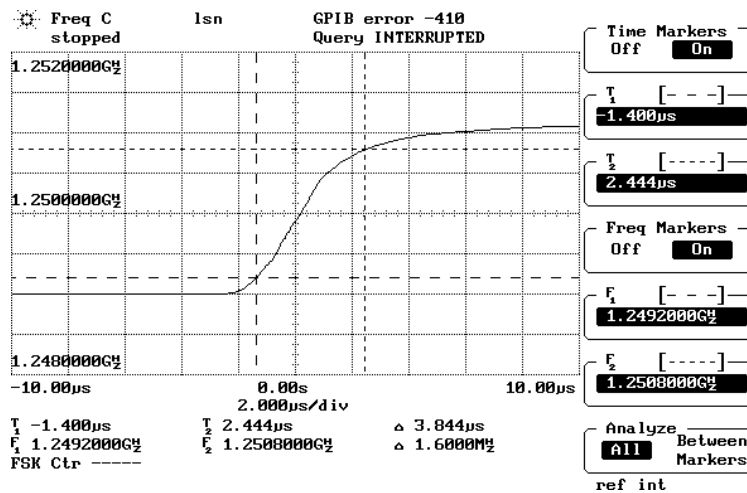
A "reference spurious"-ok problémája a 6.29 ábrán látható spektrális kép alapján válik világossá. A szintézer IC kimenetén található RC elemekből felépített egyszerű hurokszűrő a 2MHz-es spektrumösszetevőket nem képes kiszűrni, ezért van szükség az

5.6.3 alfejezetben ismertetett aluláteresztő tagra. A javított hurokszűrő alkalmazásával tiszta, zavarjelektől mentes spektrális képet kaptam, amely bőven kielégíti a zavar-szintre vonatkozó előírást.

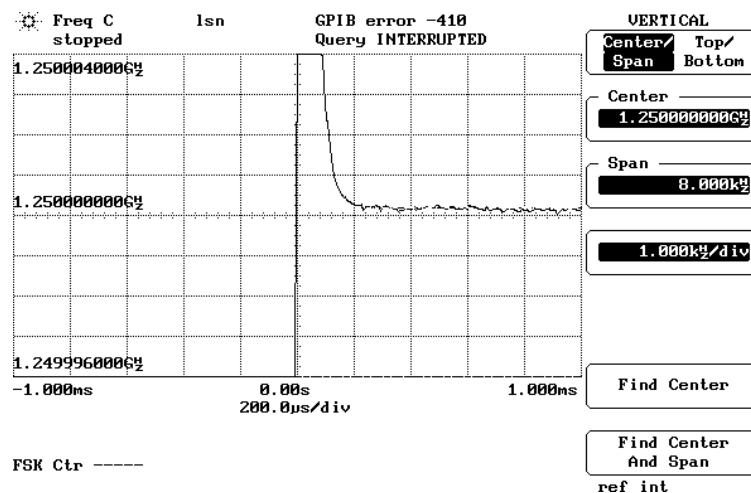


6.29 ábra "Reference spurious"-ok

A frekvenciaváltási időt a YTO-nál alkalmazott elrendezéssel vizsgáltam. Az itteni nagyobb huroksáv szélesség több mint egy nagyságrenddel kisebb frekvenciaváltási időt eredményezett (6.30 és 6.31 ábra).



6.30 ábra VCO alapú realizáció frekvenciaváltási ideje



6.31 ábra VCO alapú realizáció frekvenciaváltási ideje

A kimenő jel és az első harmonikus szintjének alakulását hat különböző frekvencián vizsgáltam meg, az eredményeket a 6.8 táblázatban foglaltam össze. Az ingadozás itt is 3dB-en belül maradt.

Kimenő frekvencia (MHz)	Kimenő jel teljesítménye (dBm)	Első felharmonikus teljesítménye (dBm)
3000	17	-1
3500	17	0
4000	16	-3
4500	15	-4
5000	15	-8
5500	15	-7

6.5 táblázat Kimenő szint és harmonikustartalom a VCO alapú realizációnál

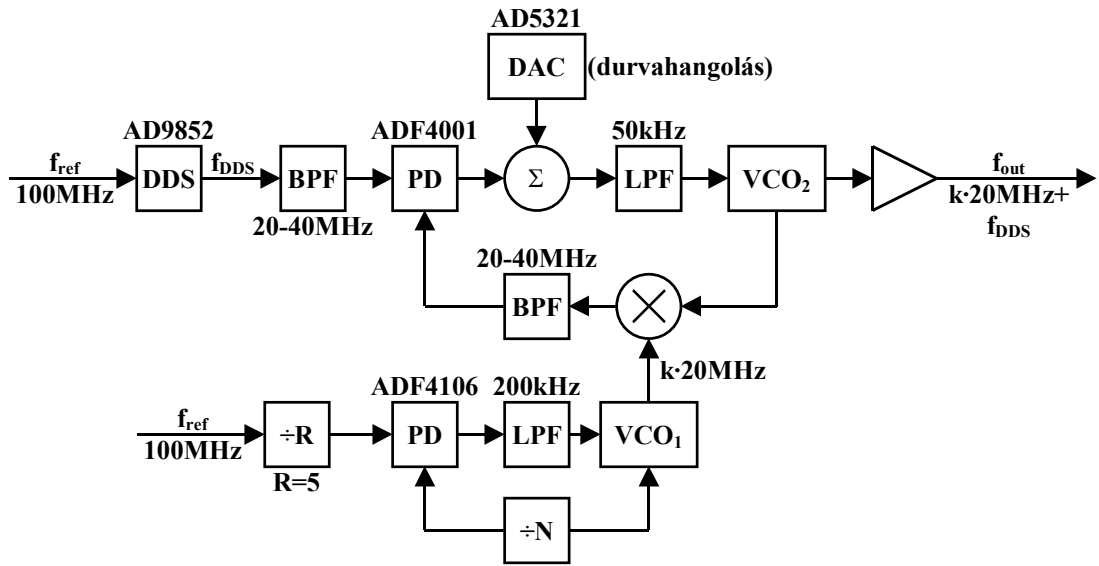
7. Összefoglalás, továbbfejlesztési lehetőségek

Mint ahogy az a mérési eredményekből látható, mind a VCO, mind a YTO alapú realizációnak megvannak a maga előnyei illetve hátrányai. Fáziszaj tekintetében a YTO alapú realizáció kb. 7dB-el bizonyult jobbnak. Bár a különbség nem túl nagy, sok esetben döntő lehet. A frekvenciaváltási időt illetően nagyságrendekkel jobban teljesített a VCO alapú realizáció. A YTO-nál a légmagos tekercs ugyan viszonylag gyors beavatkozást tesz lehetővé, de a segítségével átfogható frekvenciasáv szélessége csak a durvahangolás hibáinak korrekciójára elegendő. A zavarjeltartalom tekintetében a használt műszerekkel nem lehetett számottevő különbséget kimutatni a két megoldás között. A méret, a súly és a teljesítményfelvétel kérdése szintén a VCO oldalára billenti a mérleget. A YTO alapú realizáció áramfelvétele a kimenő frekvenciától függően 350 és 700mA között változott, míg a VCO alapú realizációt 200mA-es áramfelvétel jellemezte. A tápellátás egy különálló VCO alapú realizációra történő optimalizálásával a teljesítményfelvételbeni különbség közel egy nagyságrend lehet.

A YTO-val kapcsolatban mindenképpen meg kell említeni azt, hogy míg a 6GHz fölött üzemelő VCO-k ma még ritkaságnak számítanak, addig YTO-kat egészen 50GHz-ig gyártanak. Ha tehát a követelmények a magasabb kimenő frekvencia és a szélesebb frekvenciaátfogás irányába tolódnak el, akkor a YTO-k előnye vitathatatlan [20].

A továbbfejlesztési lehetőségek közül egy jobb minőségű szabályozókör és a diplomamunkámban használt VCO kombinációjának elkészítését, vizsgálatát tartom a legfontosabbnak. Ezzel ugyanis a VCO a fáziszaj-paramétereket tekintve sem lenne hátrányos helyzetben a YTO-val szemben. A megvalósítás történhetne többhurkos indirekt szintézerrel, vagy egy DDS-PLL hibrid szintézerrel, melynek blokkvázlata a 7.1 ábrán látható.

Egy ilyen szélessávú VCO megfelelő szabályozókörrel ellátva kivételes lehetőségeket rejt magában, hiszen segítségével 2.5GHz csatorna-sávszélesség biztosítható, melynek bármely pontját 1ms-on belül el lehet érni. Ez még a legigényesebb alkalmazásokban is elegendő.



7.1 ábra Továbbfejlesztési lehetőség egy DDS-PLL hibrid szintézer formájában

Irodalomjegyzék

- [1] Ulrich L. Rohde: Digital PLL frequency synthesizers, theory and design. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1983.
- [2] William F. Egan: Frequency synthesis by phase lock. John Wiley and Sons, Inc., New York, 1981.
- [3] Mike Curtin, Paul O'Brien: Phase locked loops for high-frequency transmitters and receivers. Analoge Dialogue, Volume 33, Number 5, May 1999.
<http://www.analog.com/publications/magazines/Dialogue>
- [4] An analysis and performance evaluation of a passive filter design technique for charge pump PLL's. National Semiconductor Application Note 1000, July 2001.
<http://www.national.com/an/AN/AN-1001.pdf>
- [5] David Byrd, Craig Davis, William O. Keese: A fast locking scheme for PLL frequency synthesizers. National Semiconductor Application Note 1000, July 1995.
<http://www.national.com/an/AN/AN-1000.pdf>
- [6] Analog Devices: A technical tutorial on digital signal synthesis.
http://www.analog.com/industry/data_converters/design_tools/DDStutor.pdf
- [7] Jouko Vankka: Direct digital synthesizers, theory, design and applications. Helsinki University of Technology Department of Electrical and Communications Engineering Electronic Circuit Design Laboratory, November 2000.
<http://www.hut.fi/Yksikot/Kirjasto/Diss/2000/isbn9512253186>
- [8] Lawrence E. Larson: RF and microwave circuit design for wireless communications. Artech House, Boston, London, 1996.

- [9] P. Horváth, T. Marozsák, E. Udvary, A. Zólomy, T. Bercei, B. Eged: A direct microwave down-conversion method for software radios. Proceedings of European Microwave Conference, Paris, France, October 2000.
- [10] Joseph Mitola: Software radio architecture. John Wiley and Sons, Inc., New York, 2000.
- [11] Dieter Scherer: Today's lesson - learn about low-noise design. Microwaves, April 1979.
- [12] Eliot Fenton and Andy Goddard: Design a low-noise synthesizer using YRO technology. Microwaves&RF, August 2001.
- [13] Dr. Hainzmann János, Dr. Varga Sándor, Dr. Zoltai József: Elektronikus áramkörök. Nemzeti Tankönyvkiadó Rt., Budapest, 2000.
- [14] U. Tietze - Ch. Schenk: Analóg és digitális áramkörök. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1993.
- [15] Tuschák Róbert: Szabályozástechnika. Műegyetemi Kiadó, 1999.
- [16] Fodor György: Hálózatok és rendszerek analízise. Műegyetemi Kiadó, 1997.
- [17] Ferenczy Pál: Hírközléelmélet. Tankönyvkiadó, Budapest, 1974.
- [18] Conexant: Fractional-N synthesizers, white paper.
www.conexant.com
- [19] Mini-Circuits: Designer's handbook, VCO. 2001.
- [20] Micro Lambda: Technology description, YIG tuned oscillators.
- [21] Dr. Madarász László: A PIC16C mikrovezérlők. Gépipari és Automatizálási Műszaki Főiskola, Kecskemét, 1996.

