

1. mérés – SystemView bevezető mérés

1. Ha adott a mérés indítási (t_{start}) és leállítási (t_{stop}) ideje, valamint a minták száma (N), akkor hogyan számítaná ki a frekvencia felbontást (Δf_{min})?

This entry specifies the number of time samples that will be executed by the system. The basic relation is No. Samples = (Stop Time - Start Time) x Sample Rate + 1. This equation includes three variables, and the following rules apply:

This entry is the available Frequency Resolution, based on the system simulation time span. The value is computed from the formula, Frequency Resolution = Sample Rate / No. Samples. (forrás: SVUGuide.pdf 63-64.o)

$$N = (t_{stop} - t_{start}) * f_s + 1$$

$$\Delta f_{min} = \frac{f_s}{N}$$

$$\Delta f_{min} = \frac{N - 1}{N} \frac{1}{t_{stop} - t_{start}}$$

2. Milyen viszonyban vannak egymással a következő mennyiségek: minták közötti távolság (T), mintavételi frekvencia (f_s), valamint a frekvencia felbontás (Δf_{min})?

Gondolja meg, hogyan számolná át egyik paraméter(eke)t a másikba. A beugrón előfordulhat hasonló kérdés:

- Mintavételi frekvencia (minta/sec.) f_s
- Minták száma (db) - N
- Indítási idő - t_{start}
- Leállítási idő - t_{stop}
- Minták közötti távolság (sec) - T
- Frekvencia felbontás – Δf_{min}

$$\Delta f_{min} = \frac{f_s}{N}$$

$$f_s = \frac{1}{T}$$

$$N = (t_{stop} - t_{start}) * f_s + 1$$

megj. (segédlet)

Fontos továbbá az ún. **Nyquist-kritérium** betartása, amely azt mondja ki, hogy a mintavételi frekvencia felénél kisebb frekvenciájú jelösszetevők állíthatók csak tökéletesen vissza a mintavételezett jelfolyamból. Tehát, ha pl. 10 Hz-es a forrás jele, akkor $f_s > 20$ Hz kell, hogy legyen, ahhoz, hogy lássunk is valamit belőle.

4. Rajzolja fel az alábbi modulációs eljárások konstellációs diagramját: 16QAM, QPSK, QAM. Mi a különbség az utóbbi kettő között?

Általános előállítás

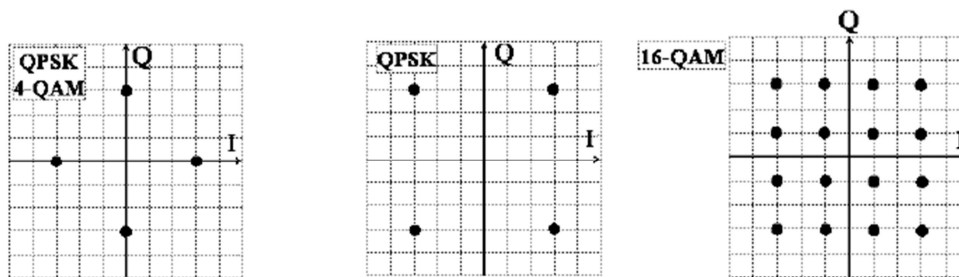
- Mint tudjuk az amplitúdó- és fázismodulált szinuszos jel a következő alakban írható fel:

$$s(t) = a(t)\cos\{\omega_c t + \varphi(t)\}$$

- ahol $a(t)$ az amplitúdót, $\varphi(t)$ pedig a fázist jelöli
- átalakítások után a jel ún. kvadratúra alakja:

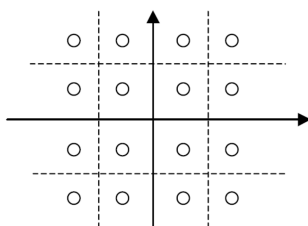
$$s(t) = s_I(t)\cos\omega_c t - s_Q(t)\sin\omega_c t$$

- ahol $s_I(t) = a(t)\cos\varphi(t)$
- $s_Q(t) = a(t)\sin\varphi(t)$
- $s_I(t)$ a jel fázisban lévő (in phase) komponense, $s_Q(t)$ pedig a kvadratúrában lévő komponense



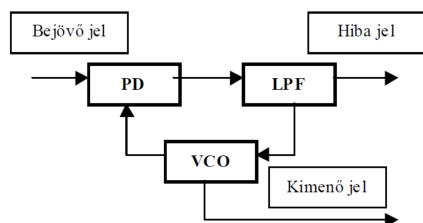
A QPSK és a 4QAM között a különbség egy 45°-os forgatás.

5. Fehér Gauss zajú csatornát feltételezve hová kell rajzolnunk a döntési felületeket az előző feladat esetében?

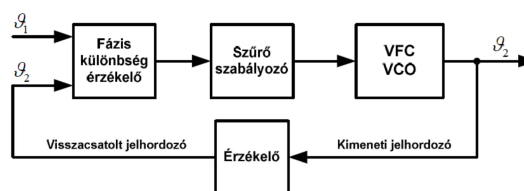


A karikák az egyes állapotokat reprezentálják, a két tengelyen a kisugárzott jel komplex alapsávi ekvivalensének valós és képzetes részét (kvadratúrakomponenseit) vesszük fel. Szaggatott vonallal a döntési határokat jelöltem.

3.Hogyan néz ki egy tipikus PLL áramkör? Milyen eszközt szoktak leggyakrabban alkalmazni fázisdetektorként? *Figyelem: ezt biztosan meg fogom kérdezni a beugrón!*



2. ábra A PLL felépítése



PLL.2. ábra. A PLL általános felépítése

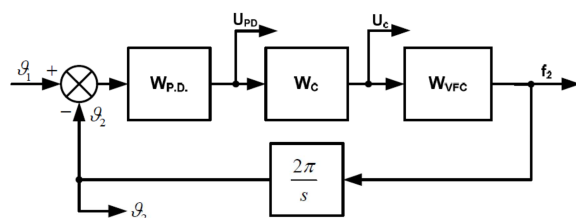
A **fáziskülönbség érzékelő** (gyakori szinonimái a fázisdiszkriminátor ill. a fázisdetektor, rövidítve P.D.) feladata a be- és kimeneti jel fázisának összehasonlítása, és a különbséggel arányos jel (hibajel) előállítása. Frekvenciafüggő jelformálást valósít meg a **szabályozó** (WC), ezért gyakran szűrőnek is nevezik. Elsődleges feladata a szabályozási hurok stabilitásának biztosítása, ill. a kívánt dinamikus jellemzők elérése. A szabályozási hurok beavatkozó egysége az **oszillátor**. Jelölése leginkább a VCO (Voltage Controlled Oscillator) ill. VFC (Voltage to Frequency Converter). A **fázisdetektor** feladata a be- és kimeneti jel fázisának összehasonlítása, és a különbséggel arányos jel (hibajel) előállítása.

A legtöbbször alkalmazott analóg fázisdetektor az analóg szorzó. A detektor kimenetét egyszerűen az alábbi egyenlettel kapjuk meg,

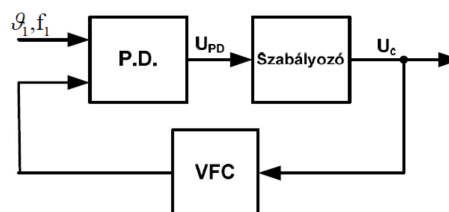
$$u_{PD} = K_M * u_1 * u_2, \quad (\text{PLL.1})$$

ahol K_M a szorzó $[1/V]$ dimenziójú átviteli tényezője. Adott amplitúdók mellett két szinuszos jel szorzatának középértéke akkor lesz maximális, ha a két jel fázisban van, ill. akkor lesz minimális, ha a két jel ellenfázisban van. Hasonlóan a XOR kapus detektorhoz a fázisszög-

6.Hogyan kell PLL-ből FM demodulátort készíteni? Rajzolja le a kapcsolást!



PLL.3. ábra. A PLL szabályozástechnikai felépítése



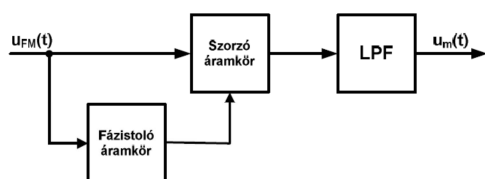
PLL.33. ábra. FM jel demodulálása PLL-lel

Általános értelemben csak annyit, hogy FM modulációs eljárásnál az információt a jel frekvenciája hordozza. A visszaállítás egy lehetséges módja a PLL alkalmazása, úgy, hogy a vívőfrekvenciára hangolt VCO jelét és a csatornáról érkező jelet kötjük a fázisdetektorra, és az aluláteresztő szűrő kimenete (hibajel) lesz a demodulált jel maga. (segédlet)

Amint azt már a PLL.3. ábrán érzekeltettük, nem minden PLL alkalmazásban f_2 -t vagy v_2 -t tekintjük a PLL kimenetének. Mivel állandósult állapotban $f_1=f_2$, és a VFC-t legalábbis munkapont körüli változásokra lineárisnak tekintjük, így U_C f_1 -gyel is lineáris kapcsolatban lesz, tehát amennyiben f_1 frekvencia modulált forrásból származik, bizonyos dinamikus feltételek mellett U_C a moduláló jellel arányos lesz, azaz a demodulátor kimenetének tekinthetjük (lásd PLL.33. ábra).

Vizsgáljuk meg közelebbről a dinamikus feltételeket! Az ω_C vágási körfrekvencia alatti változásokat a PLL kis hibával tudja követni, míg azon felülieket nem képes átvinni, tehát az U_C kimeneten csak akkor jelenik meg a moduláló jellel arányos feszültség, ha a moduláló jel ω_M frekvenciája kisebb lesz a PLL ω_C vágási körfrekvenciájánál: $\omega_M < \omega_C$. A visszaállítható moduláló jel sáv szélességet tehát úgy növelhetjük, ha a PLL szabályozóját minél gyorsabbra állítjuk. A fentiekben beláttuk, hogy PLL segítségével demodulálhatunk FM jeleket.

7. Lehet-e egy szorzóból, egy késleltetőből no meg egy szűrőből FM demodulátort készíteni? Hogyan?



AMFM.12. ábra Koincidencia demodulátor felépítése

Két, azonos frekvenciájú, állandó amplitúdójú szinuszos jel szorzatának középvértéke a köztük levő fáziskülönbség koszinuszával arányos. Ha a fáziskülönbség $\pi/2$, akkor a szorzat középvértéke zérus, $\pi/2$ -nél kisebb szögeknél pozitív, nagyobbaknál pedig negatív érték adódik.

A demodulálandó FM jelet egy a frekvenciával arányos fáziskésleltetésű tagra (holtidő jellegű tagra) vezetjük. A tag T_d fáziskésleltetése a vivőfrekvencián pontosan $\pi/2$ legyen, azaz

$$\frac{\pi}{2} = 2\pi * f_v * T_d, \quad (\text{AMFM.17})$$

Ha a késleltetett jellel megszorozzuk az eredeti modulált jelet, a szorzó kimenetén az

$$U_M = U_v^2 K_M * \cos(2\pi * f * t) * \cos(2\pi * f * t - 2\pi * f * T_d) \quad (\text{AMFM.18})$$

feszültség lép fel. Figyelembe véve, hogy $f = f_v + k_{FM} u_m(t)$ és (AMFM.17) felhasználásával:

$$\cos(2\pi * f * t - 2\pi * f * T_d) = \sin\left(2\pi * f * t - \frac{\pi}{2} * \frac{k_{FM} * u_m(t)}{f_v}\right). \quad (\text{AMFM.18})$$

Ezzel és a $\sin \alpha * \cos \beta = \frac{1}{2}(\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta))$ trigonometrikus azonosság felhasználásával

$$U_M = \frac{1}{2} U_v^2 K_M * \left(\sin\left(4\pi * f_v * t - \frac{\pi}{2} * \frac{k_{FM} * u_m(t)}{f_v}\right) - \sin\left(\frac{\pi}{2} * \frac{k_{FM} * u_m(t)}{f_v}\right) \right). \quad (\text{AMFM.19})$$

(AMFM.19) nagyfrekvenciás első tagját az aluláteresztő kiszűri, így a kimeneten az

$$U_{LPF} \approx -U_v^2 K_M * \frac{1}{2} * \sin\left(\frac{\pi}{2} * \frac{k_{FM} * u_M(t)}{f_v}\right), \quad (\text{AMFM.20})$$

jelet kapjuk. A negatív előjel arra utal, hogy a demodulátor kimenete a vivőfrekvencia alatt pozitív, felette negatív. Ez a vivőfrekvenciához képest kis frekvencialöket mellett jó közelítéssel arányos lesz a pillanatnyi frekvenciával, azaz a moduláló jellel, hiszen a radiánban értelmezett szinusz függvény kicsi szögekre jól közelíthető a szöggel. Pl. 1%-os

$$\text{frekvencialöket esetén } \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} * 0,01\right)}{\frac{\pi}{2} * 0,01} = 0,99996.$$

Előnye: jól integrálható, széles tartományban lineáris, számos monolit integrált áramkörben alkalmazzák FM demodulálás céljára.