

8. Oszcillátorok

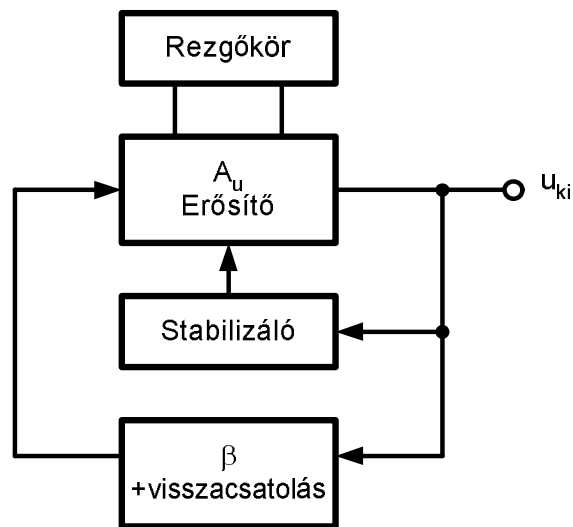
Az oszcillátorok, vagy rezgékeltők olyan elektronikus áramkörök, amelyek egyenáramú tápenergiát felhasználva csillapítatlan periodikus elektromos feszültséget vagy áramot állítanak elő. Az előállított rezgés alakja lehet:

- nem szinuszos, összetett, sok felharmonikus tartalmú jel
- szinuszos, harmonikus jel

A szinusos jellegű elektromos rezgések előállítására két módszer ismeretes:

- negatív ellenállású karakterisztikaszakasszal rendelkező elem alkalmazásával
- pozitív visszacsatolással ellátott erősítő felhasználásával

A továbbiakban visszacsatolt harmonikus oszcillátorokkal foglalkozunk. Az oszcillátor elvi felépítését a 8.1 ábra szemlélteti.

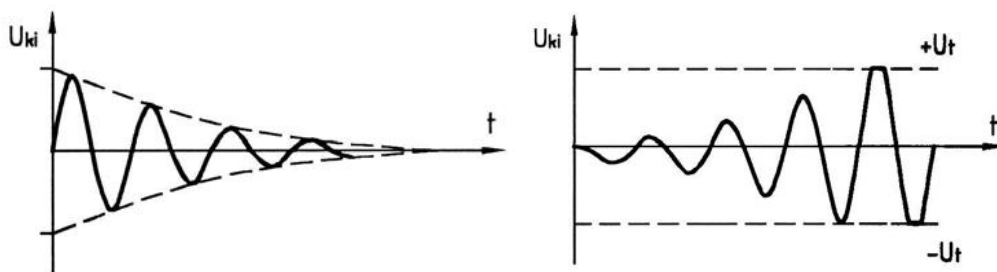


8.1 ábra Harmonikus oszcillátor tömbvázlata

Pozitív visszacsatolás esetén egy erősítő eredő erősítése növekszik a visszacsatolásmentes állapothoz képest:

$$A_{uv} = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u}$$

ahol A_u az eredeti erősítő erősítése, A_{uv} a visszacsatolt erősítő erősítése és $(1 - \beta \cdot A_u)$ a hurokerősítés. Ez azt jelenti, hogy a visszacsatolt erősítő a $\beta \cdot A_u = 1$ érték elérésekor bemeneti jel nélkül is szolgáltat kimeneti jelet, mivel $A_{uv} \rightarrow \infty$. Ilyen feltétel mellett a visszacsatolt erősítő saját maga hozza létre a szükséges vezérlőjelet, (begerjed) és oszcillátorrá alakul. A gyakorlatban a hurokerősítés értékét nem lehet pontosan egységnyire beállítani. Ennek az a következménye, hogy a $\beta \cdot A_u < 1$ eset az oszcilláció leállításához, a $\beta \cdot A_u > 1$ eset pedig a végtelen nagy amplitudónövekedéshez vezet (8.2 ábra). A gyakorlatban ezt a tápfeszültség korlátozza.



8.2 ábra Oszcillátor kimenő jele, ha $\beta \cdot A_u < 1$, illetve $\beta \cdot A_u > 1$

Állandó amplitúdójú kimeneti jelet úgy tudunk biztosítani, hogy ha a hurokerősítést meghatározó két tényező közül (β vagy A_u) valamelyik amplitúdófüggő. Ebben az esetben a hurokerősítés szabályozható és a kimeneti jel amplitúdójától függ. Végül, bármilyen oszcillátornak szüksége van egy frekvenciameghatározó elemre, amely megszabja a az előállított rezgés frekvenciáját és időbeli lefolyását. Ha egy feltöltött kondenzátor energiája egy induktivitáson, vagy egy ellenálláson keresztül kisül, elektromos rezgések keletkeznek, amelyek frekvenciáját a következő összefüggések adják meg:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}, \quad \text{LC oszcillátorok esetén, illetve } f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}, \quad \text{RC oszcillátorok esetén.}$$

Az eddigiek alapján, külső visszacsatolással rendelkező oszcillátor működése két feltétel együttes teljesülése esetén lehetséges:

- fáziseltétel: a pozitív visszacsatolás jelenléte: $\beta \cdot A_u > 0$
- amplitúdófeltétel: a hurokerősítés egységi, vagy ennél nagyobb: $\beta \cdot A_u \geq 1$

A frekvenciameghatározó elem felépítése szerint a harmonikus oszcillátorok lehetnek : LC, RC és kvarc oszcillátorok.

8.1 LC oszcillátorok

Az LC oszcillátorok frekvenciameghatározó eleme a rezgőkör. Tekintettel arra, hogy kis rezonanciafrekvenciához szükséges induktivitások és kapacitások értéke és mérete nagyon nagy, LC oszcillátorokat jellemzően 100 kHz feletti frekvenciákra készítenek. Ebben az esetben a rezgőkör feszültsége igen szélsőséges működési feltételek mellett is szinuszos. Külön megvalósított amplitúdószabályozás nem mindig szükséges és a rezgőkör feszültségét alkalmazzuk kimeneti feszültségként.

Meissner oszcillátor

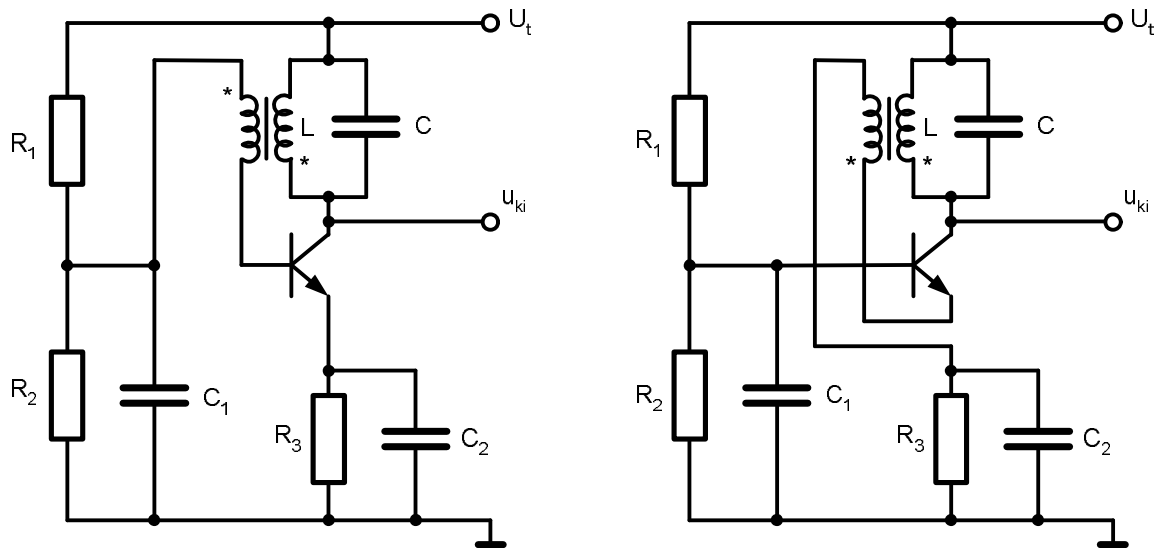
A Meissner-oszcillátor visszacsatoló áramköre transzformátor, melynek egyik tekercse a vele párhuzamosan kapcsolt kondenzátorral rezgőkört alkot. A működési frekvenciát a rezgőkör rezonanciafrekvenciája határozza meg. A 8.3 ábrán hangolt kollektorkörű, földelt emitteres, illetve hangolt kollektorkörű, földelt bázisú Meissner-oszcillátor kapcsolása látható.

Mindkét kapcsolásban R_1 és R_2 ellenállások által képzett bázisosztó, valamint R_3 emitterellenállás határozzák meg a tranzisztor munkapontját (ahhoz, hogy a rezgés beinduljon, a tranzisztort A osztályú munkapontba kell állítani). R_1 és R_2 közös pontját mindkét áramkörben C_1 kondenzátor hidegíti (földeli le váltakozó áramköri szempontból).

A 8.3.a ábra szerinti, földelt emitteres kapcsolás kollektor- és bázisfeszültsége közötti fáziskülönbség 180° , a 360° -os fázisforgatáshoz tehát a visszacsatoló hálózatnak további 180° fázistolást kell biztosítania: amikor a kollektorfeszültség növekszik, a bázisfeszültségnek csökkennie kell. A fázisfeltétel a transzformátor tekercseinek megfelelő bekötésével biztosítható. A kapcsolási rajzon a transzformátor primer és szekunder tekercsének egy-egy kivezetése ponttal van megjelölve. A megjelölt kivezetéseken azonos fázisú a feszültség. Jelen esetben a 180° -os fázisfordítást az biztosítja, hogy a kollektor a ponttal megjelölt, a bázis pedig a meg nem jelölt transzformátor kivezetéshez csatlakozik.

A 8.3.b ábra földelt bázisú kapcsolásában az emitter- és kollektorfeszültség között nincs (azaz 0°) a fázisforgatás, ezért a visszacsatoló hálózatnak sem szabad fázist fordítania. Ezért a tranzisztor kollektora és emittere is a transzformátor ponttal jelölt kivezetéseikhez csatlakozik.

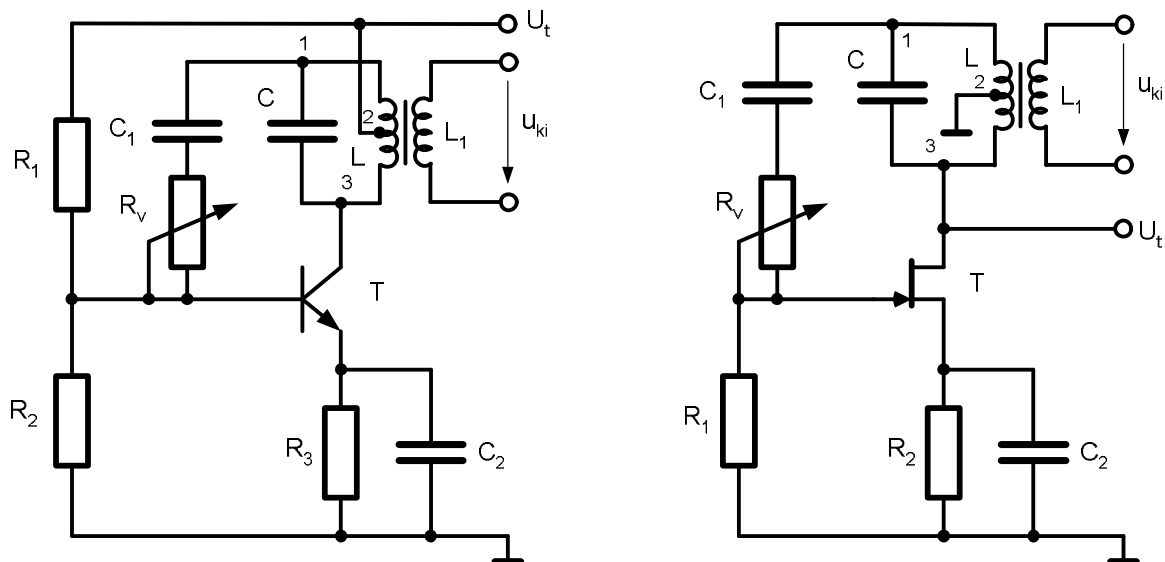
A transzformátor áttételét mindkét kapcsolásban úgy választják meg, hogy az azonos legyen a tranzisztoros erősítő erősítésével, így teljesül a $\beta \cdot A_u = 1$ amplitúdófeltétel. A rezgés amplitúdóját R_3 és C_2 elemek stabilizálják a tranzisztor munkapontjának beállításával.



8.3 ábra Hangolt kollektorú Meissner oszcillátor: a - földelt emitterű b - földelt bázisú

Hartley oszcillátor

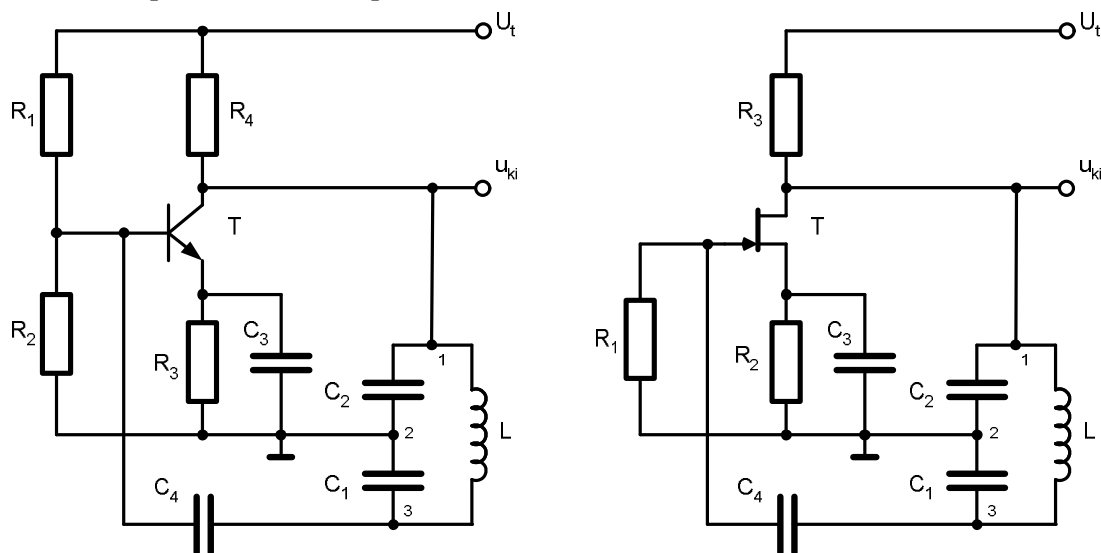
A Hartley-oszcillátor hasonlít a Meissner-oszcillátorra, a különbség annyi, hogy a transzformátort „autotranszformátor” azaz egy megcsapolt tekercs helyettesíti (8.4 .a ábra). A tranzisztor (A osztályú) munkapontját R_1 , R_2 bázisosztó és R_3 állítja be. A működési frekvenciát L tekercs és a vele párhuzamos C kondenzátor alkotta rezgőkör határozza meg. A tekercs megcsapolása a tápfeszültségre van kapcsolva, ehhez a ponthoz képest a tekercs egyik illetve másik végén mérhető feszültség között 180° fáziskülönbség mutatkozik. (A tekercs két vége és megcsapolása a „hárompontkapcsolás” három pontja.) A tekercs egyik vége a tranzisztor kollektorára, másik vége C_1 kondenzátoron keresztül a bázisra van kötve, így – tekintettel arra, hogy a földelt emitteres tranzisztor maga is 180° fázist fordít – a fázisfeltétel teljesül, pozitív visszacsatolás lép fel. A visszacsatoló hálózat „leosztását” a tekercs megcsapolási pontjának alkalmas megválasztásával lehet úgy beállítani, hogy a $\beta \cdot A_u = 1$ amplitúdófeltétel teljesüljön. A 8.4.b ábra közös source kapcsolásban működő, térvezérlésű tranzisztorral kivitelezett Hartley oszcillátor kapcsolását szemlélteti. Működési elve megegyezik a bipoláris tranzisztoros kapcsolásával.



8.4 ábra Induktív hárompont kapcsolású Hartley oszcillátor: a - bipoláris b - térvezérlésű

Colpitts oszcillátor

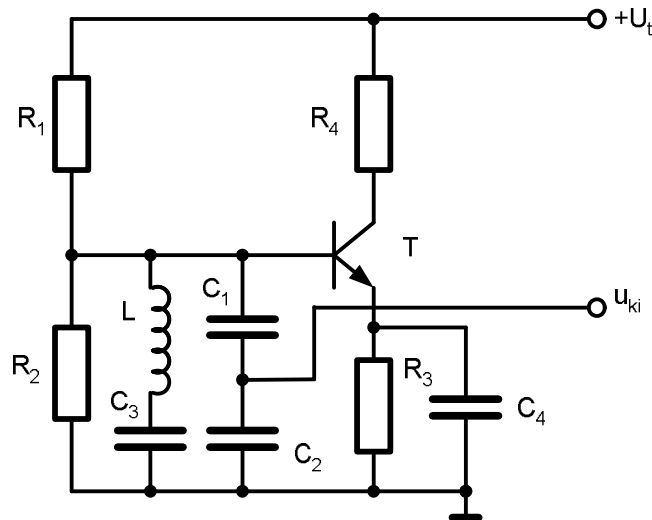
A Colpitts (kapacitív hárompontkapcsolású) oszcillátor frekvenciameghatározó eleme szintén rezgőkör, de nem a tekercs megcsapolásával, hanem a rezgőköri kapacitás két részre osztásával állítják elő a rezgőkör „harmadik” pontját, amelyhez képest a két végpont feszültsége 180° -os fáziseltérést mutat (8.5.a ábra). A fokozat munkapontját – mint az előző kapcsolásoknál is – R_1 , R_2 és R_3 ellenállás állítja be. A rezonanciafrekvenciát L és $C_1 \times C_2$ értéke határozza meg. Az amplitúdófeltétel ($\beta \cdot A_u = 1$), C_1 és C_2 arányának megfelelő megválasztásával biztosítható. Az R_3 emitterellenállás negatív áramvisszacsatolást valósít meg, amely a rezgések amplitúdóját stabilizálja. Ha a rezgések amplitúdója növekszik, az emitteráram is nő, és az emelkedő emitterfeszültség a tranzisztor munkapontját záróirányba tolja el. Ennek az eredménye az automatikus szintszabályozás. A 8.5.b ábrán hasonló működésű, térvezérlésű tranzisztorral kivitelezett, Colpitts oszcillátor kapcsolása látható.



8.5 ábra Kapacitív hárompont kapcsolású Colpitts oszcillátor: a - bipoláris b - térvezérlésű

Clapp oszcillátor

A Clapp-oszcillátor (8.6 ábra) a Colpitts-féle oszcillátor módosított kivitele, ahol ebben az esetben



8.6 ábra Clapp oszcillátor

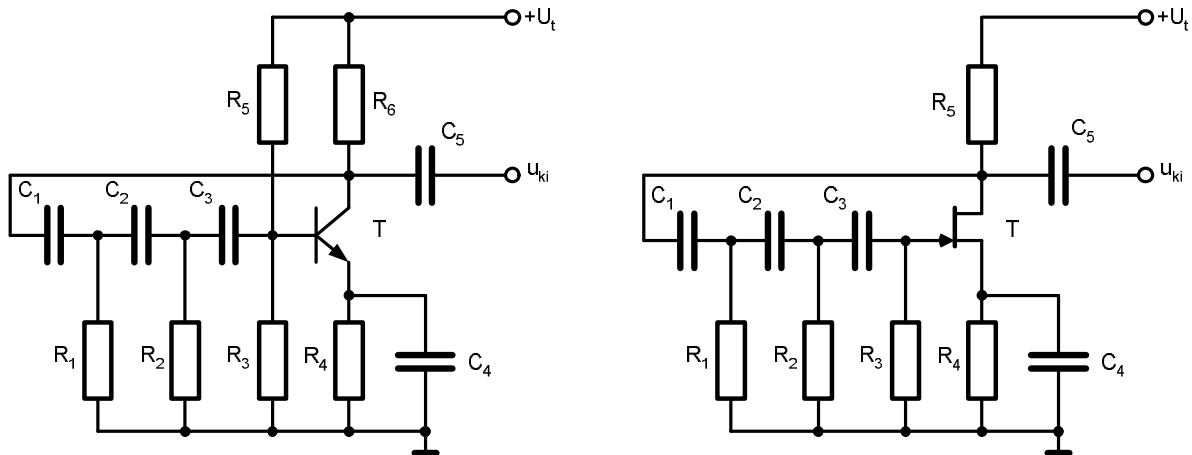
a tranzisztor nem a teljes rezgőkörre, hanem annak egy megcsapolt részére csatlakozik. (A rezgőköri kapacitás C_1 , C_2 , és C_3 soros eredője; a tranzisztorhoz C_1 és C_2 kapcsolódik). A tranzisztor bemenő impedanciája így csak átranzformálva terheli a rezgőkört, ezért a Clapp-oszcillátor frekvenciastabilitása igen jó.

8.2 RC oszcillátorok

Kisfrekvenciás tartományban (néhány Hz-től néhány 100 kHz-ig), olyan oszcillátorokat alkalmaznak, amelyekben RC hálózatok határozzák meg a rezgési frekvenciát, kiküszöbölve a nagy értékű és méretű induktivitásokat. Az ilyen kapcsolásokat RC oszcillátoroknak nevezzük. Előnyük az LC oszcillátorokhoz képest, hogy sokkal szélesebb frekvenciatartományt képesek lefedni egy adott C_{\max} - C_{\min} arány esetén. Ez annak a következménye, hogy a rezgési frekvencia RC oszcillátoroknál $\frac{1}{R \cdot C}$ -vel arányos, míg LC oszcillátoroknál $\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$ -vel. Az RC oszcillátorok által szolgáltatott jelalak azonban az LC oszcillátorokhoz viszonyítva kevésbé szinuszos jellegű.

Fázistolós RC oszcillátor

A fázistolós oszcillátor bipoláris és térvezérlésű tranzisztoros kapcsolása a 8.7 ábrán látható. A berezgés fázisfeltétel, vagyis a 180° -os fáziseltolást három RC tag hozza létre egy bizonyos frekvencián. Ahhoz, hogy a berezgés bekövetkezen, a csillapítást erősítéssel kell ellensúlyozni, méghozzá akkora erősítéssel, mint amekkora a csillapítás. Az oszcilláció frekvenciája olyan értékű lesz, amelynél az RC tagokból álló lánc pontosan 180° -os fázist fordít, vagyis az RC tagok által létrehozott fázistolás összege a rezgési frekvencián 180° .



8.7 ábra Fázistolós oszcillátor: a - bipoláris b - térvezérlésű -tranzisztorral

A berezgés frekvencia értéke három, $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2 = R_3 \cdot C_3 = R \cdot C$ azonos elemekből álló fázistoló láncnál:

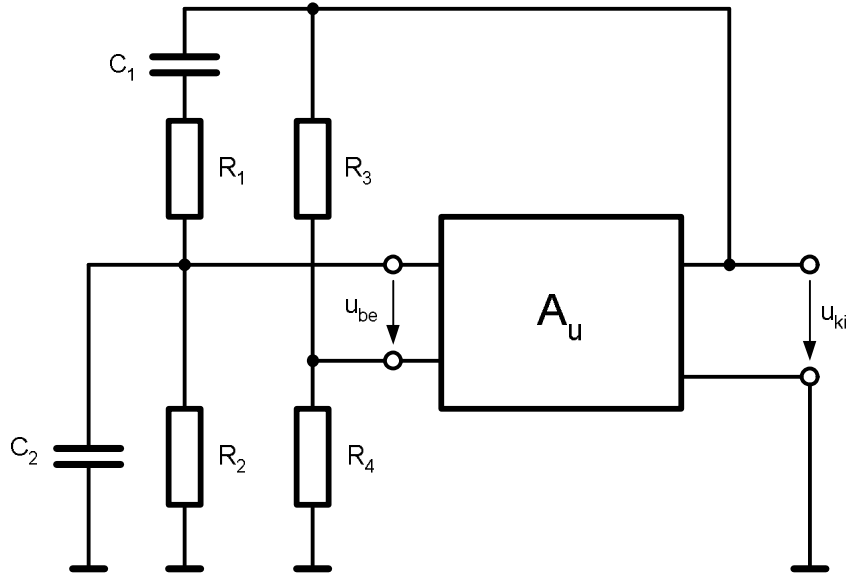
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{6} \cdot R \cdot C}$$

Mindkét kapcsolás a kapu-, illetve a bázis-karakterisztika görbültségét használja fel a kimeneti jel szintszabályozására. Ez általában elegendőnek bizonyul egyetlen frekvencia előállítására esetén.

Wien hídas RC oszcillátor

Az egyik legelterjedtebb és legegyszerűbb RC oszcillátor a Wien hídas oszcillátor, amelynek tömbvázlatát a 8.8 ábra szemlélteti. A híd kimeneti feszültsége rezonanciafrekvencián (amikor a híd kiegyenlített), nulla. Ebben az esetben a Wien híd nem használható visszacsatoló hálózatként, mivel az erősítő bemenetére nem jut feszültség. Ezért a Wien híd kismértékben kiegyenlített tesszük, és az R_3 , R_4 frekvenciafüggetlen osztó megválasztásával az erősítő bemenetére jutó jel

szabályozható. Ha a frekvenciafüggetlen osztó osztásarányát a kimeneti jelszinttől függővé tesszük, hatékony szintszabályozás valósítható meg.



8.8 ábra Wien hídas oszcillátor tömbvázlata

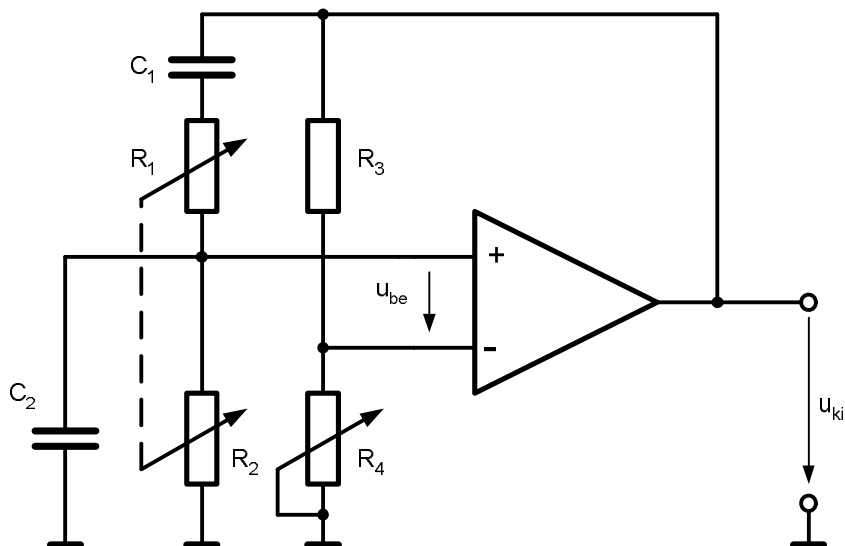
A 8.9 ábra műveleti erősítő felhasználásával megvalósított Wien hídas oszcillátor kapcsolását szemlélteti. A pozitív visszacsatolást a Wien híd R_1 , C_1 és R_2 , C_2 elemeivel valósítjuk meg, amelyek ugyanakkor a rezgési frekvenciát is meghatározzák. A negatív visszacsatoló hálózat feladata a rezgési amplitúdó határolása és stabilizálása. Az R_4 változtatható ellenállástól függ a létrehozott rezgések amplitúdójának nagysága. Ha $R_1=R_2=R$ és $C_1=C_2=C$, a kapcsolás rezgési frekvenciája a következő összefüggéssel határozható meg:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

A rezgési feltétel akkor teljesül, amikor:

$$A_{uv} = \frac{1}{3} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad \text{vagyis, ha:} \quad R_3 = 2 \cdot R_4$$

Az oszcillátor rezgési frekvenciáját folyamatosan tudjuk változtatni egy kettős potenciométer használatával, vagy fokozatokban a C_1 és C_2 kapacitások értékének átkapcsolásával.



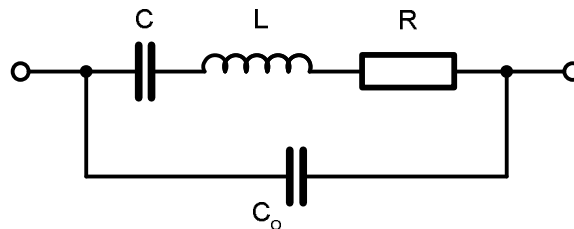
8.9 ábra Wien hídas oszcillátor kapcsolása

8.3 Krisztályoszillátorok (XO)

Az eddig vizsgált oszcillátorokkal (gondos építés esetén is) legfeljebb

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 10^{-4}$$

értékű frekvenciastabilitás érhető el, mert a hőmérséklet változásával mind a rezgőköri kondenzátor kapacitása, mind a tekercs induktivitása, ezzel együtt pedig a rezonanciafrekvencia és így az oszcillátor működési frekvenciája is változik. A rezgőkör helyett azonban rezgőkristály is alkalmazható, melynek frekvenciastabilitása sokkal jobb, a $10^{-6} \dots 10^{-10}$ értéktartományban mozog. A piezoelektromos kristály az egymással szemben levő oldalaira kapcsolt váltakozó feszültség hatására bizonyos frekvencián mechanikai rezgéseket végez. Ezek a mechanikai rezgések aztán a két oldalon elektromos rezgéseket eredményeznek. Ez a jelenség a *piezoelektromosság*. Elektronikai célra a kvarckristályból megadott módon (metszetben) és meghatározott alakú lapkát vágnak ki, és azt olyan méretre csiszolják, hogy mechanikai rezonanciafrekvenciája megegyezzen a kívánt rezgési frekvenciával. Amikor a rákapcsolt váltakozófeszültség frekvenciája megegyezik a kristály mechanikai méreteitől függő rezonanciafrekvenciájával, a kristály rezonál. A rezgőkristály úgy működik, mint egy elektromechanikai átalakító, azaz az elektromos energiát átalakítja mechanikai energiává, a mechanikai energiát pedig visszaalakítja elektromos energiává. Így a kapcsai között mérhető impedancia a működési frekvencia függvényében változik. Elektromos szempontból a rezgőkristály a 8.10 ábrán látható kapcsolással helyettesíthető.



8.10 ábra Rezgőkristály elektromos helyettesítő képe

Az L, C és R, a kristály piezoelektromos tulajdonságai által meghatározott értékek, C_0 pedig a kivezetések kapacitásából adódik. A C_0 kapacitás sokkal nagyobb mint a C kapacitás, ezért a kristály rezonanciafrekvenciáját általában az L, C elem határozza meg. A kristályparaméterek nagyságrendje: $C_0 \approx 10 \text{ pF}$, $C \approx 10^{-2} \text{ pF}$, $L \approx 0,1 \text{ H}$, $R \approx 10 \text{ ohm}$. Az L, C és R elemekből adódó, igen nagy jóságú rezgőkör soros rezonanciafrekvenciája:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

A soros rezonanciafrekvencia fölött a soros LCR kör induktív jellegűvé válik, és C_0 kapacitással egy párhuzamos rezonancia jön létre. A párhuzamos rezonanciafrekvencia:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot (C \times C_0)}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}$$

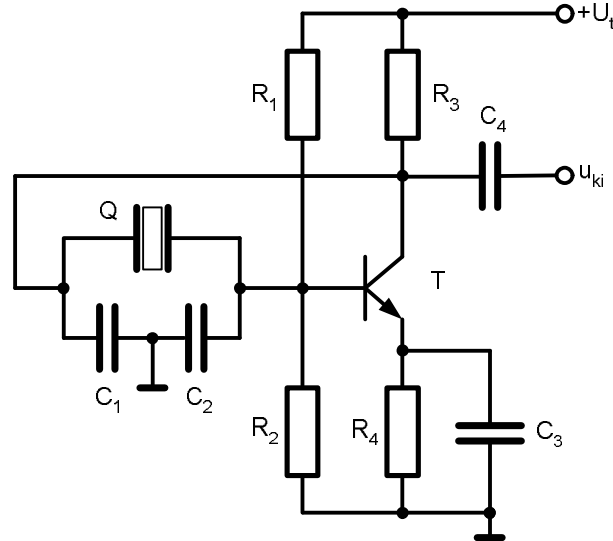
Látható, hogy a jól definiált, csak a kristály tulajdonságaitól függő f_s -től eltérően f_p értékét erősen befolyásolja a kivezetés C_0 kapacitása is. A befolyásolás csökkentése céljából a kristállyal célszerű egy olyan C_p kondenzátort párhuzamosan kapcsolni, amelynek kapacitása sokkal nagyobb C-nél, így a párhuzamos rezonanciafrekvencia

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_p}} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

lesz, azaz a párhuzamos rezonanciafrekvencia közvetlenül f_s fölé kerül, és a bizonytalan C_0 és C_p értékével nem kell számolni.

Párhuzamos rezonanciájú Pierce kvarcoshallató

Az LC oszallatóroknál megismert, párhuzamos rezgőkör frekvenciameghatározó elemmel működő oszallatór kapcsolások megépíthetők úgy is, hogy a rezgőkört a párhuzamos rezonancián működő kvarckristállyal helyettesítjük. (Természetesen hárompont-kapcsolású oszallatórhoz itt nem tudjuk megcsapolni a rezgőköri tekercest vagy megosztani a rezgőköri kondenzátort. A megfelelő fázistolást/leosztást járulékos párhuzamos feszültségosztó alkalmazásával lehet elérni.) A 8.11 ábra egy párhuzamos rezonancián gerjesztett Pierce kapcsolású kvarcoshallatór kapcsolását szemlélteti.

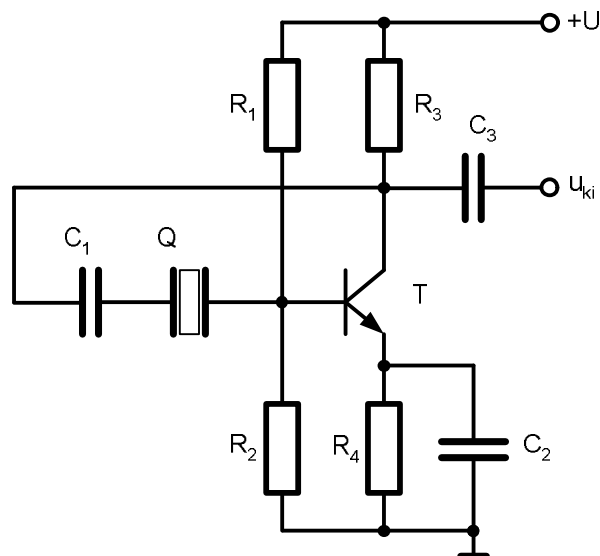


8.11 ábra Párhuzamos rezonanciájú Pierce kapcsolású kvarcoshallatór

A C_1 és C_2 kondenzátort úgy méretezzük, hogy soros eredőjük a párhuzamos rezonanciánál amúgy is alkalmazandó C_p értékét adják, arányuk pedig meghatározza a visszacsatoló hálózat feszültségosztását. Ezzel állítható be a $\beta \cdot A_u = 1$ amplitúdófeltétel.

Soros rezonanciájú Pierce kvarcoshallató

A soros rezonancia felhasználásával kedvezőbb működési jellemzők érhetők el, mivel - ellentétben a kristály párhuzamos rezonanciájával - a rezonanciafrekvencia semmilyen mértékben nem függ C_0 vagy C_p kapacitástól. A 8.12 ábra egy párhuzamos rezonancián gerjesztett Pierce kapcsolású kvarcoshallatór kapcsolását szemlélteti.

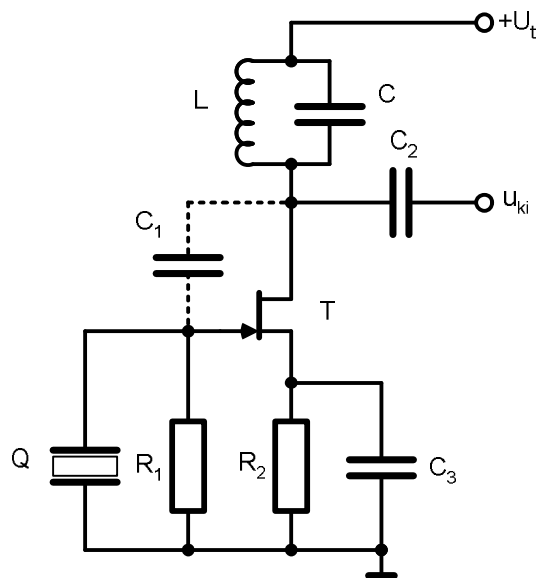


8.12 ábra Soros rezonanciájú Pierce kapcsolású kvarcoshallatór

Az elgondolás az, hogy az LC oszcillátor kvarcoszcillátorrá alakítható át, ha a kvarckristályt a visszacsatoló áramkörbe helyezzük. Ekkor ugyanis csak a kvarckristály soros rezonanciáján jöhet létre a pozitív visszacsatolás és a működési frekvencia pontos értékét a nagy jóságú kvarc határozza meg.

Miller kapcsolású kvarcoszcillátor

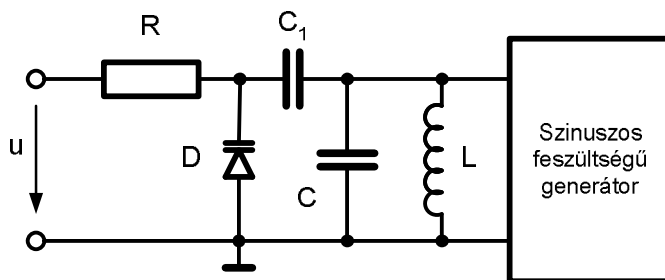
A 8.13 ábra egy párhuzamos rezonancián gerjesztett Miller kapcsolású hárompontos kvarcoszcillátor kapcsolási rajzát szemlélteti. A pozitív visszacsatolás a JFET C_1 -el jelölt, drain-gate parazitakapacitása biztosítja ($C_1 \approx 10\text{pF}$). A drainkörben levő LC rezgőkört a kristály rezonanciafrekvenciája alá hangoljuk, ahol induktív jelleget mutat.



8.13 ábra Miller kapcsolású kvarcoszcillátor

8.4 Feszültséggel vezérelhető oszcillátorok

Korszerű áramkörökben a frekvencia beállítása gyakran elektronikus úton, mechanikai mozgás (a forgókondenzátor tengelyének forgatása, a tekercs vasmagjának, vagy a trimmer kondenzátornak az állítása) nélkül szükséges. Ilyen esetben az oszcillátor frekvenciáját egy (külső áramkör által előállított) feszültséggel befolyásolják. Az ilyen, feszültséggel hangolható oszcillátort feszültségvezérelt oszcillátornak (VCO) nevezik. A 8.14 ábra példát mutat a rezgőkör rezonanciafrekvenciájának feszültséggel való hangolására.



8.14 ábra Feszültséggel vezérelhető oszcillátor (VCO)

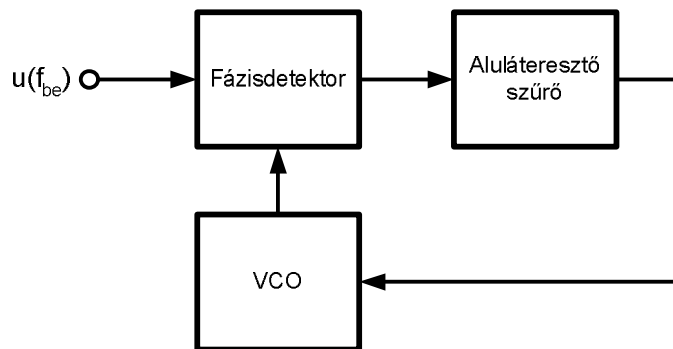
Az oszcillátor rezgőkörét az L és C elemek alkotják, az áramkör többi részét a „Szinuszos feszültségű generátor” tömb tartalmazza. A C kondenzátorral (C_1 elválasztó kondenzátoron keresztül) párhuzamosan kapcsolódik a D varicap dióda. A varicap diódát záró irányban előfeszítve, kapacitást képez, melynek nagysága a zárófeszültségtől függ. Ha az u feszültség a

jelzett polaritású, a D diódát záró irányban feszíti elő (katódja a pozitív), így u nagyságával befolyásolható D kapacitása, ezzel együtt a rezgőkörben működő kapacitás, így változik a rezonanciafrekvencia is. A C_1 szerepe az, hogy a D diódára kapcsolt egyenfeszültséget leválassza a rezgőkörrel, hiszen az L tekercs egyenáramú ellenállása 0, és így ezt az egyenfeszültséget rövidre zárná. Az R ellenállás helyett egy fojtótekercset is alkalmazhattunk volna hasonló feladattal: a D diódán, mint rezgőköri elemen keletkező nagyfrekvenciás feszültséget választja le az u feszültséget szolgáltató generátorról. (Ideális generátor esetén annak kapocsfeszültsége nem változhat, így ha közvetlenül volna D katódjára kötve, nem engedné, hogy azon a rezgőkörnek megfelelő váltakozófeszültség alakuljon ki.)

8.5 Fáziszárt hurkok (PLL=Phase Locked Loop)

A technika fejlődésével egyre nagyobb az igény a stabil, nagy frekvenciapontosságú jelekre. Ilyen stabil frekvenciájú jelek csak kristályvezérelt oszcillátorral állíthatók elő. A kristályoszcillátor jelének frekvenciáját a rezgőkristály határozza meg, ezért a frekvencia változtatása a rezgőkristály cseréjével oldható meg.

A „fáziszárt hurok” áramköri összeállítás segítségével egyetlen nagy frekvenciastabilitású kristályoszcillátor felhasználásával ugyanolyan frekvenciastabilitású, de más (beállítható) frekvenciájú jeleket tudunk előállítani. (Ezt az eljárást „frekvenciaszintézis”-nek nevezzük.) A fáziszárt hurok (PLL) elemei: a fázisdetektor, az aluláteresztő szűrő, és a feszültségvezérelt oszcillátor (Voltage Controlled Oscillator = VCO), ahogy a 8.15 ábra is szemlélteti.



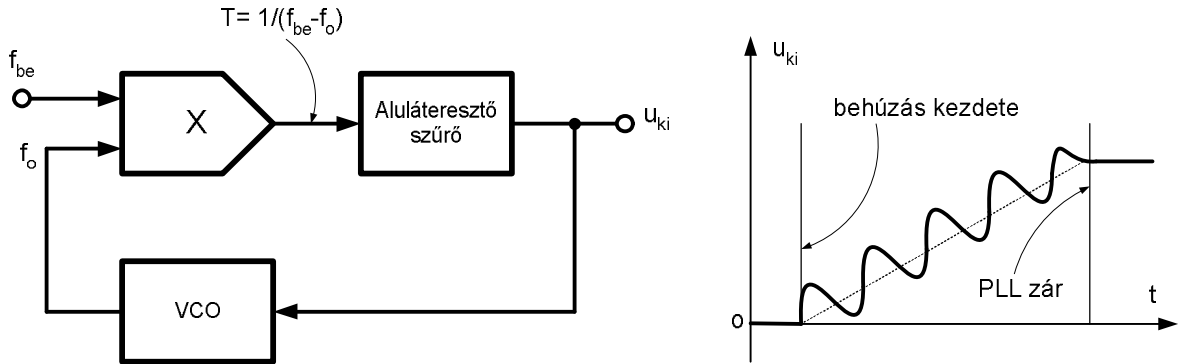
8.15 ábra Fáziszárt hurok (PLL) tömbvázlata

A fázisdetektor összehasonlítja egy periodikus bemenő jelnek és a VCO jelének a fázisát, és kimenetén a fáziskülönbséggel arányos jel jelenik meg. Ez a jel az aluláteresztő szűrőn keresztül a VCO vezérlő bemenetére kerül, és annak frekvenciáját úgy változtatja meg, hogy a bemenő jel és a VCO jele közötti fáziskülönbség csökkenjen.

A hurok akkor „zárt”, ha a VCO olyan vezérlő feszültséget kap, amelynek hatására frekvenciája pontosan megegyezik a bemenő jel frekvenciájával (a bemenő jel egy periódusára az oszcillátor jelének egy periódusa esik, ezek között fáziskülönbség azonban lehet. A PLL megfelelő méretezésével ez a fáziskülönbség igen kis értékre állítható be).

A 8.16 ábrán a fázisdetektor egy analóg szorzó áramkör, melynek egyik bemenetére az f_{be} frekvenciájú bemenő jel, másik bemenetére az f_0 frekvenciájú VCO jel jut. Ismert, hogy két szinuszos jel összeszorzásának eredménye ugyancsak két szinuszos jel: az egyik frekvenciája a két összeszorzott jel frekvenciájának összege (itt: $f_{be} + f_0$), a másik jel frekvenciája pedig a két összeszorzott jel frekvenciájának a különbsége (itt: $f_{be} - f_0$ vagy $f_0 - f_{be}$, attól függően, hogy f_0 vagy f_{be} a nagyobb). Az aluláteresztő szűrőt úgy méretezzük, az összegfrekvenciás jel biztosan az aluláteresztő szűrő zárótartományába essen, azon ne jusson át, ezért ez a PLL működése szempontjából érdektelen. Ha az f_{be} és f_0 frekvenciák különbsége olyan nagy, hogy ez a különbségi

frekvencia is az aluláteresztő szűrő zárótartományába esik, az aluláteresztő szűrőn semmilyen jel nem jut át, ezért u_{ki} kimenő feszültség nulla, és a VCO „üresjárás” frekvenciáján működik.



8.16 ábra Fáziszárt hurok (PLL)

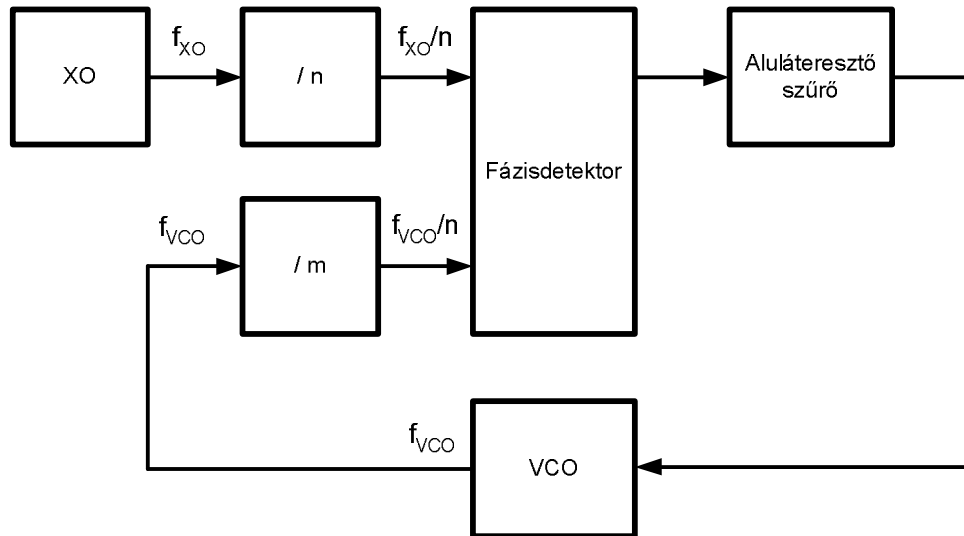
Ha csökken a f_{be} frekvencia úgy, hogy $f_{be} - f_o$ az aluláteresztő szűrő áteresztési tartományába kerüljön, akkor megkezdődik meg a hurok behúzása. Az aluláteresztő szűrő kimenetén megjelenik egy $f_{be} - f_o$ frekvenciájú u_{ki} jel. Az u_{ki} pozitív félperiódusában a VCO f_o frekvenciája nő, és ezzel közeledik f_{be} frekvenciához, így $f_{be} - f_o$ frekvenciakülönbség csökken, tehát a félperiódusidő nő. u_{ki} negatív félperiódusában azonban a VCO frekvenciája csökken, ezért $f_{be} - f_o$ nő, az u_{ki} jel félperiódusideje csökken. A folyamat eredménye az, hogy u_{ki} jel nem lesz szimmetrikus: pozitív félperiódusa tovább tart, mint negatív félperiódusa, azaz a jel átlagértéke nem 0 lesz, hanem egy pozitív érték. Tehát egy teljes u_{ki} periódus lezajlása után a VCO frekvenciája átlagában közelebb kerül a bemenő jel frekvenciájához. A következő u_{ki} pozitív félperiódusban f_o még jobban megközelíti f_{be} -t, ezért a pozitív félperiódus még hosszabb idejű lesz, s így tovább, u_{ki} jel átlagértéke egyre növekszik, miközben a VCO f_o frekvenciája egyre közelebb kerül f_{be} -hez. A folyamat végén a hurok záródik, $f_o = f_{be}$ értéket vesz fel, azaz az aluláteresztő szűrőn egyenfeszültség jelenik meg, amely éppen akkora, hogy a VCO frekvenciáját $f_o = f_{be}$ értéken tartsa. Ez az egyenfeszültség f_o és f_{be} fáziskülönbségétől függ.

A PLL behúzási tartománya az a frekvenciatartomány, amelybe eső frekvenciájú bemenő jelekre a hurok „zárni” képes. Ha az f_{be} olyan lassan változik, hogy u_{ki} jel az aluláteresztő szűrő áteresztő tartományában marad, a VCO követi a bemenő jel frekvenciáját, miközben a vezérlő feszültsége, (és a két jel fáziskülönbsége is) változik. Ez a folyamat a VCO teljes vezérlési tartományában (benntartási tartomány) fennmarad, ha ebből a tartományból kikerülünk, a fáziszár megszűnik.

Ha f_{be} változása gyors, a változás az aluláteresztő szűrőn nem jut át, és a VCO frekvenciája változatlan marad, ezért a PLL a bemenő jelet terhelő fáziszajokat elnyomja.

Frekvenciaszintézer

A frekvenciaszintézer egy kellően stabil frekvenciájú referenciajelből, PLL és a digitális frekvenciaosztó áramkörök segítségével állít elő a referenciajellel azonos stabilitású, de más frekvenciájú jeleket (8.17 ábra).



8.17 ábra PLL-s frekvenciaszintézer

A nagystabilitású referenciajelet kristályoszillátor állítja elő. A kristályoszillátor frekvenciáját az első frekvenciaosztó áramkör n -ed részére osztja, ez a jel kerül a fázisdetektor egyik bemenetére. A fázisdetektor másik bemenetére a VCO által előállított, s a második frekvenciaosztó által m -ed részére leosztott frekvenciájú jelet vezetjük. A fázisdetektor kimenőjele az aluláteresztő szűrőn áthaladva szabályozza a VCO frekvenciáját.

A hurok akkor van „zárva”, amikor a fázisdetektor két bemenetére azonos frekvenciájú (legfeljebb eltérő fázisú) jel kerül. Ez a feltétel akkor teljesül, amikor a kristályoszillátor frekvenciájának n -ed része megegyezik a VCO frekvenciájának m -ed részével:

$$\frac{f_{XO}}{n} = \frac{f_{VCO}}{m}$$

tehát:

$$f_{VCO} = \frac{f_{XO} \cdot m}{n}$$

azaz m és n osztásviszony változtatásával a VCO frekvenciája (amely egyúttal a szintézer kimenő jele is) széles tartományban változtatható. A fáziszár következtében a VCO így beállított frekvenciájú kimenő jele ugyanolyan frekvenciastabilitású, mint a kristályoszillátoré.