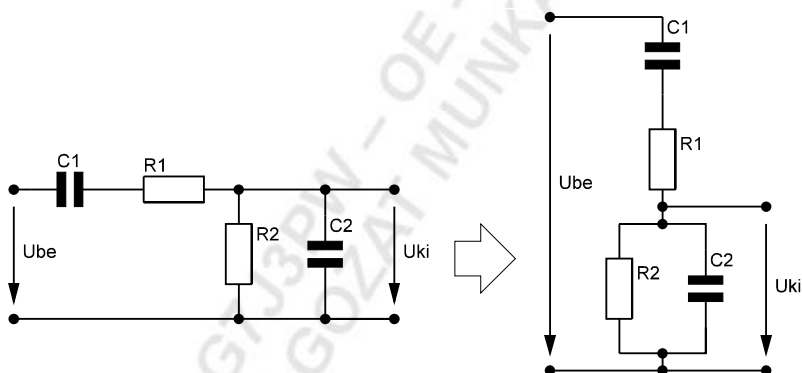


A Wien-hidas oszcillátor az egyik leggyakrabban alkalmazott szinuszos rezgéskeltő áramkör, melyet egyszerűen kivitelezhető hangolhatóságának, kedvező amplitúdó- és frekvenciastabilitásának köszönhet. A felépítéséből adódik, hogy ez egy lineáris RC oszcillátor. A szelektív hálózata az RC elemekből felépített Wien-osztó, vagy fél Wien-híd. Igazság szerint mindkét meghatározás helytelen. Pontosan úgy fogalmazhatunk, hogy eme oszcillátor lelke a Wien-híd, melyet RC-tagok impedanciájának meghatározására alkotott meg Max Wien, 1891-ben.

● A Wien-osztó, mint a Wien-hidas oszcillátor szelektív hálózata



1. ábra

A Wien-híd megismerése előtt célszerű megvizsgálni a Wien-osztót. Írjuk fel ehhez először a feszültségátviteli tényezőjét (komplex frekvenciatartományban)! Legyen $C=C_1=C_2$ és $R=R_1=R_2$!

$$\begin{aligned} \bar{A}_u \frac{U_{ki}}{U_{be}} &= \frac{R \times \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + R \times \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{R \cdot \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}}{R + \frac{1}{sC} + \frac{R \cdot \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}}} = \frac{\frac{R}{sC}}{\left(R + \frac{1}{sC}\right) \cdot \left(R + \frac{1}{sC}\right) + \frac{R}{sC}} = \\ &= \frac{\frac{R}{sC}}{R^2 + \frac{R}{sC} + \frac{R}{sC} + \frac{1}{s^2 C^2} + \frac{R}{sC}} = \frac{\frac{R}{sC}}{R^2 + \frac{3R}{sC} + \frac{1}{s^2 C^2}} = \frac{sCR}{1 + 3sCR + s^2 C^2 R^2} = \frac{s\tau}{1 + 3s\tau + s^2 \tau^2} = \end{aligned}$$

ahol: $s = j\omega$ és $\tau = CR$ az időállandó

Az összefüggésben szereplő időállandó reciproka a Wien-osztó jellemző sajátfrekvenciája, amelyet tehát a következőképpen számolhatunk ki:

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{CR}$$

Ebből egyenesen adódik a Wien-osztó (s vele együtt a Wien-híd és a Wien-hidas oszcillátor) frekvenciameghatározó képlete:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \Rightarrow \quad f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RC}$$

Nagyon fontos mindemellett kiemelni, hogy ez a képlet csak abban az esetben fedei a valóságot, ha a Wien-osztó ellenállásértékei, valamint kapacitásértékei rendre megegyeznek, ahogy ezt előzőekben kikötöttük ($C = C_1 = C_2$ és $R = R_1 = R_2$).

Természetesen különböző ellenállás-, és kapacitásértékek esetén is rendelkezik a Wien-osztó saját (kör)frekvenciával. Ennek levezetése időigényesebb. Fogadjuk el tényként, hogy a Wien-osztó saját (kör)frekvenciájának általánosan alkalmazható képlete a következő:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

Megemlítendő, hogy a $C = C_1 = C_2$ és $R = R_1 = R_2$ kialakítás a bevett gyakorlat, melynek indoklását a későbbiekben tárgyaljuk. Ebben az esetben a átviteli tényező a következőképpen alakul (az összefüggést $s\tau$ -val osztva, majd $s = j\omega$ -t visszahelyettesítve):

$$\begin{aligned} \bar{A}_u &= \frac{s\tau}{1 + 3s\tau + s^2\tau^2} = \frac{1}{\frac{1}{s\tau} + 3 + s\tau} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega \frac{1}{\omega_0}} + 3 + j\omega \frac{1}{\omega_0}} = \frac{1}{3 + \frac{\omega_0}{j\omega} + \frac{j\omega}{\omega_0}} = \frac{1}{3 - \frac{j\omega_0}{\omega} + \frac{j\omega}{\omega_0}} = \\ &= \frac{1}{3 + \frac{j\omega}{\omega_0} - \frac{j\omega_0}{\omega}} = \frac{1}{3 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) j} \end{aligned}$$

Vezessük be a következő összefüggést! $\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ Ez a relatív elhangolás.

Ekkor az átviteli tényező ábrázolható formáját kapjuk:

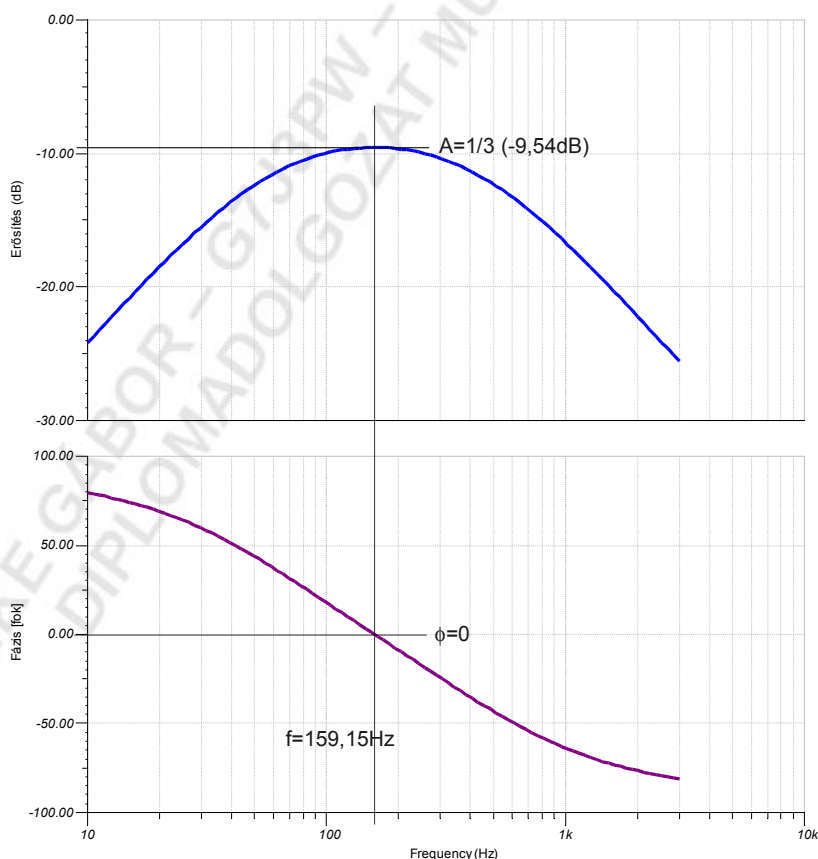
$$\bar{A}_u = \frac{1}{3 + \eta j}$$

Vegyük észre, hogy a relatív elhangolás értéke pontosan nulla, amennyiben az osztóra kapcsolt jel (kör)frekvenciája, valamint a Wien-osztó saját (kör)frekvenciája pontosan megegyezik!

$$\omega = \omega_0$$

Ilyen esetben a feszültségátviteli tényezőnek nincs képzetes összetevője. Másképpen fogalmazva: az átvitel tényező értéke: $\bar{A}_u = \frac{1}{3}$, valamint a fázistolás pontosan 0 fok.

Az $\bar{A}_u = \frac{1}{3 + \eta j}$ összefüggés alapján ábrázoljuk tehát a Wien-osztó amplitúdó- és fázismenetét! (2. ábra)



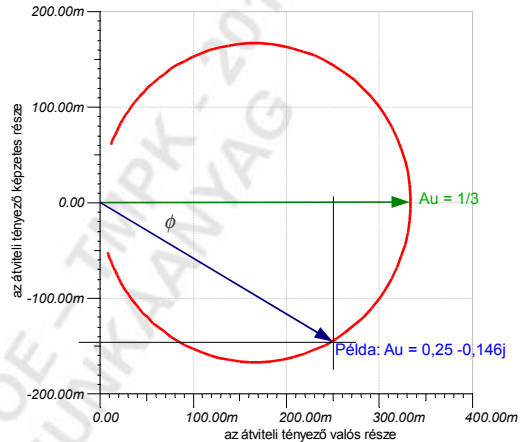
2. ábra a Wien-osztó átviteli görbéje és fáziskarakterisztikája ($C = C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$,
 $R = R_1 = R_2 = 10 \text{ kohm}$)

A karakterisztikák alapján látható, hogy ez az RC hálózat sűvszűrő jellegű, azonban a szelektivitása igen kicsi:

$$Q = \frac{1}{3}.$$

Megfigyelhető továbbá, hogy a

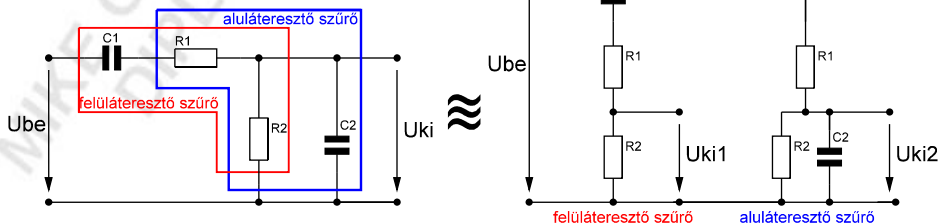
feszültségátviteli tényező valóban $\frac{1}{3}$ értékű (-9,54dB) az osztó saját (kör)frekvenciáján, míg a fázistolás 0 fok. Széles frekvenciatartományban az osztó fázistolása +90 és -90 fok között változik, mely a helygörbéből is kirajzolódik.



3. ábra a Wien-osztó helygörbéje

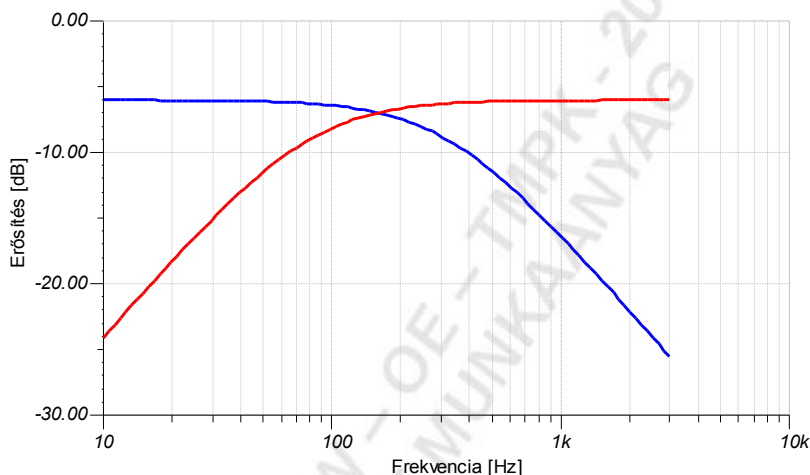
● A Wien-osztó, mint sűvszűrő

A Wien-osztó – más megközelítés szerint – felfogható egy felül-, illetve egy aluláteresztő szűrő láncba kapcsolt együtteseként. Bontsuk fel a négyfólust az 4. ábra szerint módon (fontos megjegyezni, hogy ez lényegében csak egy nagyolt egyszerűsítés)! A felbontás után megvizsgálható a két szűrőtag frekvencia-amplitúdó karakterisztikája. A feluláteresztő szűrő a kisebb, az aluláteresztő szűrő pedig a nagyobb frekvenciájú jeleknek szab gátat.



4. ábra A Wien-osztó és szűrőtagokra bontása

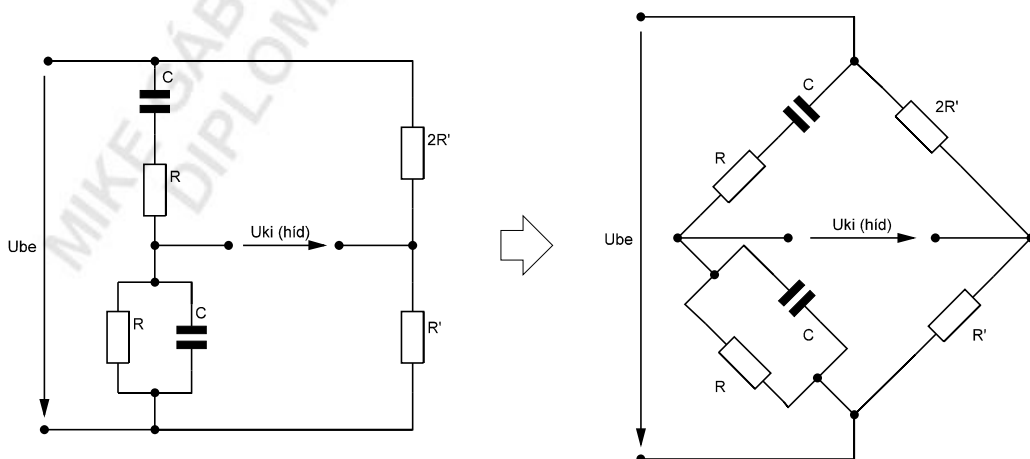
Amennyiben a két görbét egy rendszerben ábrázoljuk, akkor megállapítható a Wien-osztóra jellemző sajátfrekvencia, mely a két szűrőkarakterisztika kereszteződésében adódik. A karakterisztika "lapossága" egyértelműen alátámasztja korábbi állításunkat, miszerint a Wien-osztó igen kis jóságú szűrőnégyfólus.



5. ábra A tagokra bontott Wien-osztó frekvencia-amplitúdó karakterisztikái
 ($C = C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$, $R = R_1 = R_2 = 10 \text{ kohm}$)

● A Wien-híd

Javíthatók a Wien-osztó tulajdonságai, amennyiben Wien-hídat építünk, melynek a frekvenciameghatározó (frekvenciafüggő) ága továbbra is a Wien-osztó, majd ehhez társul egy frekvenciafüggetlen ellenállásosztó, mint a híd másik ága.

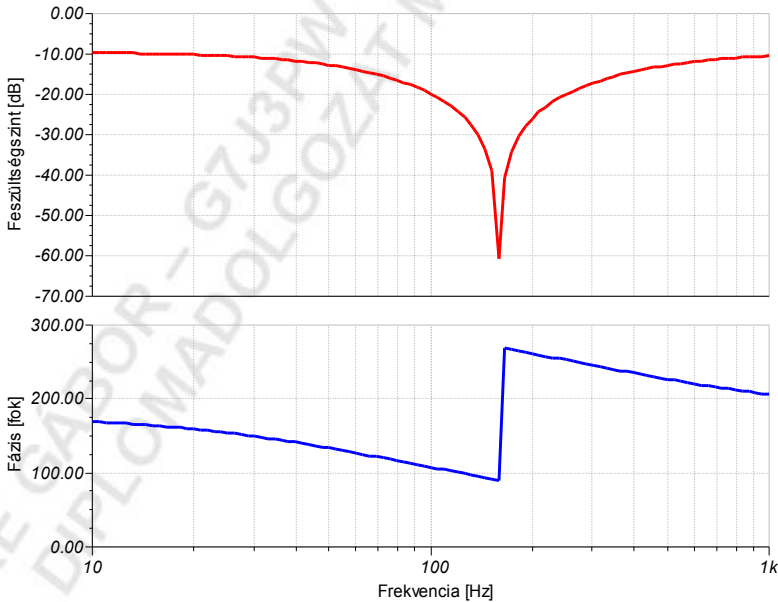


6. ábra A Wien-híd származtatása

Mint ismeretes a Wien-osztónak – a sajátfrekvencián – az átviteli tényezője pontosan $\frac{1}{3}$, képzetes összetevője nincs, így a fázisforgatása 0 fok. Abban az esetben tehát, ha a frekvenciafüggetlen ellenállásosztó ($R', 2R'$) is a bemeneti jelet egyharmadára osztja le, akkor a Wien-hídunk kiegyenlített lesz, vagyis az U_{ki} (híd) feszültség eléri a minimumát, fázistiszta átvitel esetén pedig nulla (idealizált eset). Ez az állapot az oszcillációs frekvencián (és csak akkor) valósul meg.

$$U_{ki \text{ híd}[\omega_0]} = U_{be} \cdot \frac{R_2}{R' + 2R'} - U_{be} \cdot \frac{1}{3 + \eta j} = U_{be} \cdot \left(\frac{R_2}{R' + 2R'} - \frac{1}{3 + \eta j} \right) = U_{be} \cdot \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{3 + \eta j} \right) = 0$$

hiszen $\omega = \omega_0$ esetén a Wien-osztó átviteli tényezője: $\bar{A}_u = \frac{1}{3 + \eta j} = \frac{1}{3}$.

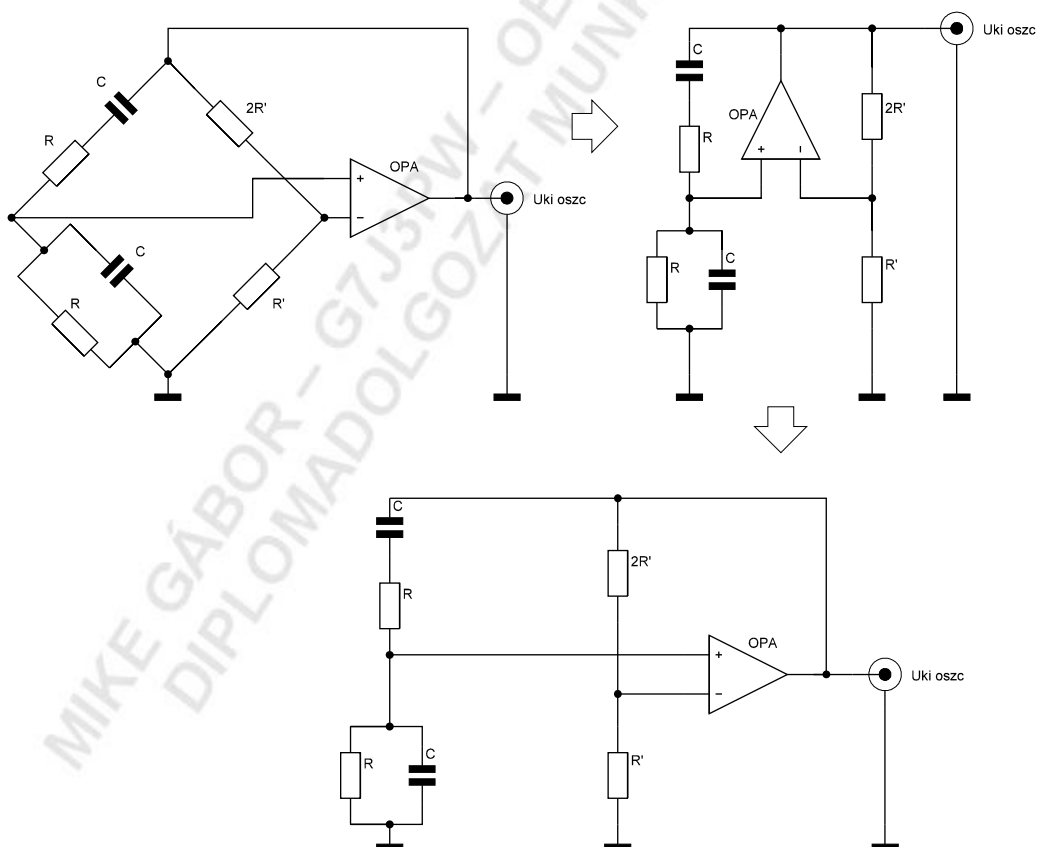


7. ábra

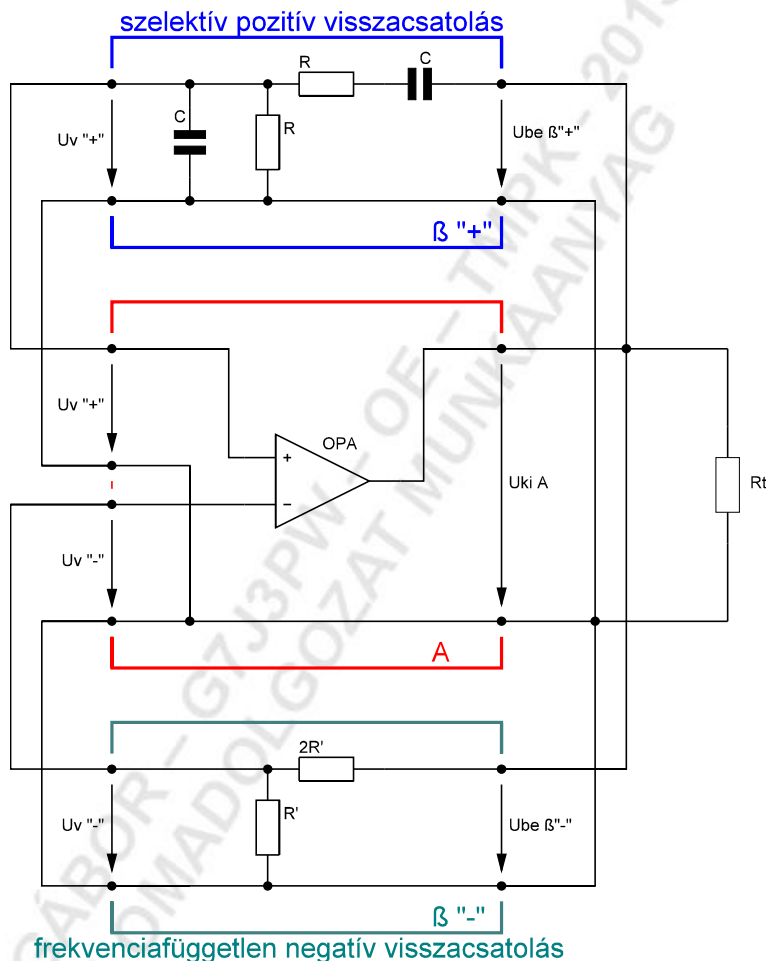
A 7. ábra tanúsága szerint egyértelmű, hogy a differenciális $U_{ki \text{ híd}}$ kimeneti feszültség szűzárót valósít meg. Ezzel az elrendezéssel a Wien-híd sajátfrekvenciájának közelében már igen nagy meredekséget érhetünk el, mely tény biztosítéka lesz a kellő frekvencia- és amplitúdóstabilitású oszcillátor elkészíthetőségének. Nincs már más teendőnk, minthogy a Wien-hídunkat kiegészítsük egy differencia-erősítővel (a könnyebb érthetőség érdekében műveleti erősítőt alkalmazunk, megjegyezve, hogy technikatörténeti szempontból tárgyalandó, mind az elektroncsöves, mind pedig a tranzisztoros Wien-hidas oszcillátor).

● A Wien-hidas oszcillátor kialakítása

Eddigi ismereteinket összegezve látható, hogy a Wien-osztót, mint szelektív visszacsatoló hálózatot alkalmazzuk, mely pozitív, párhuzamos, feszültség-visszacsatolást valósít meg. Tekintettel arra, hogy a Wien-osztó átviteli tényezője $\frac{1}{3}$, úgy kellett kialakítani az áramkört, hogy az invertáló bemenetre nézve az erősítő pontosan 3-szoros erősítéssel rendelkezzen. Ezt úgy érték el, hogy a feszültségfüggetlen osztó negatív, párhuzamos, feszültség-visszacsatolást realizál.



8. ábra



9. ábra

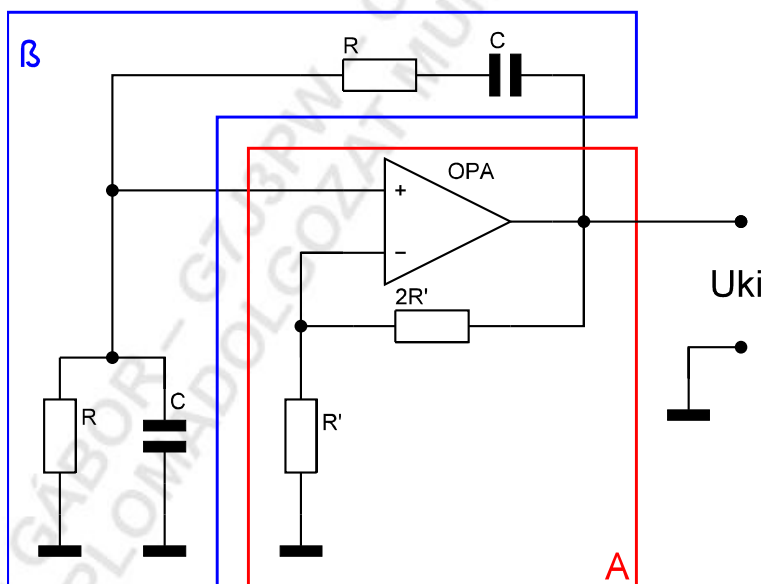
A 7. ábra szerinti kapcsolási rajz alapján könnyűszerrel vázolhatjuk oszcillátorunk helyettesítő képét, melynek végeredménye a 9. ábrán elemezhető. Tökéletesen kivehető a Wien-híd frekvenciafüggő ($\beta^{'+}$) és frekvenciafüggetlen (β^{-}) ága (mint visszacsatoló négyfókusok), valamint a híd kimeneti differenciális feszültségének erősítésére szolgáló, a rezonanciafrekvencián fázishiba nélkül működő kétbemenetű erősítőfokozat (mint szélessávú hatpólus: két bemenet, 1 kimenet). Mind a frekvenciafüggő, mind pedig a frekvenciafüggetlen visszacsatoló négyfókus osztásaránya pontosan $1:\frac{1}{3}$. Természetesen a frekvenciafüggő ága (maga a

Wien-osztó) csak a rezonanciafrekvencián ($\omega=\omega_0$) eredményez $1:\frac{1}{3}$ osztásarányt.

Átrendezve a kapcsolási rajzot, megvizsgálhatjuk az oszcilláció feltételeinek teljesülését. A Wien-osztó átviteli tényezője: $|\beta| = \frac{1}{3}$ fázisforgatása pedig: $\varphi = 0$

Elevenítsük fel az oszcilláció amplitúdó és fázisfeltételeit!

$H = |A| \cdot |\beta| = 1$, vagyis egységnyi hurokerősítéshez $|A| = 3$ erősítési tényező szükséges. A fázisforgatás $\varphi = 0$ érték megvalósulásának elengedhetetlen feltétele $\varphi_A + \varphi_B = 0$. Mindennek érdekében fázist nem fordító, háromszoros erősítési tényezőjű fokozatot kell alkalmaznunk.



10. ábra

A visszacsatoló hálózat erősítési tényezője a rezonanciafrekvencián: $|\beta| = \frac{1}{3}$

Az erősítőfokozat feszültségátvitele: $|A| = 1 + \frac{2R'}{R'} = 1 + 2 = 3$

● A Wien-hidas oszcillátor amplitúdó-stabilizálása (-szabályozása)

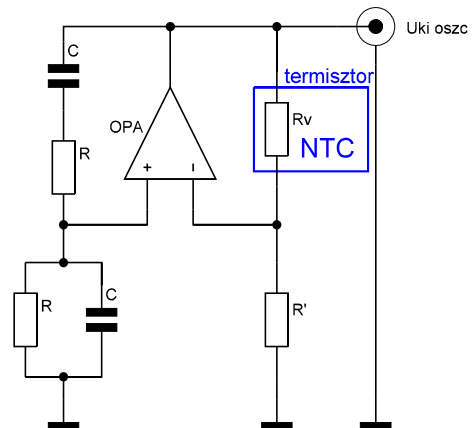
Annak érdekében, hogy a kimeneti jelünk kis harmonikus torzítású legyen, az "A" erősítőfokozat átviteli tényezőjét nagyon pontosan kell beállítani. Mindez alapfeltétele a csillapítatlan szinuszos rezgés előállításának is. Tudniillik: amennyiben az "A" erősítőfokozat erősítése kisebb, mint 3, akkor a kimeneti rezgés exponenciálisan lecseng, amennyiben nagyobb, mint 3, akkor pedig a kimeneti jelalak rendkívül torz lesz (az erősítő kivezérelhetőségének megfelelően). Vagyis a korrekt működésnek elengedhetetlen feltétele a hurokerősítés egységnyi értéke: $H = |A| \cdot |\beta| = 3 \cdot \frac{1}{3} = 1$.

Természetesen visszacsatoló hálózat pontos értékének mindenkor garantálása lehetetlen, elég ha arra gondolunk, hogy az osztó ellenállásainak értéke hőfokfüggő, valamint az esetleges tápfeszültség-ingadozásra, változó értékű terhelőellenállásra. Azt sem szabad figyelmen kívül hagyni, hogy az oszcilláció csak abban az esetben indulhat meg, ha kezdetben egységnyinél nagyobb a hurokerősítés. Hogyan lehet akkor biztosítani, hogy:

- a hurokerősítés kezdeti értéke nagyobb legyen, mint 1?
- az üzemi hurokerősítés egységnyi legyen?
- hőfokfüggetlen legyen a működés?

Nagyon egyszerűen: automatikus erősítésszabályozást kell beépíteni az áramkörbe, mely a kimeneti amplitúdó stabilizálását hivatott megoldani. A feladat tehát az, hogy esetleges növekvő kimeneti szint esetén ($H > 1$) csökkenjen az erősítőfokozat erősítése, esetleges csökkenő kimeneti szint esetén ($H < 1$) pedig növekedjék az erősítés. Ennek két egyszerű megoldása van. Mindkét esetben a negatív visszacsatoló hálózatba kell beavatkozni. A visszacsatoló hálózat alkalmazott határolóelemeinek mindegyike nemlineáris karakterisztikájú. Ezzel lényegében kvázilineáris erősítőfokozatot valósítunk meg.

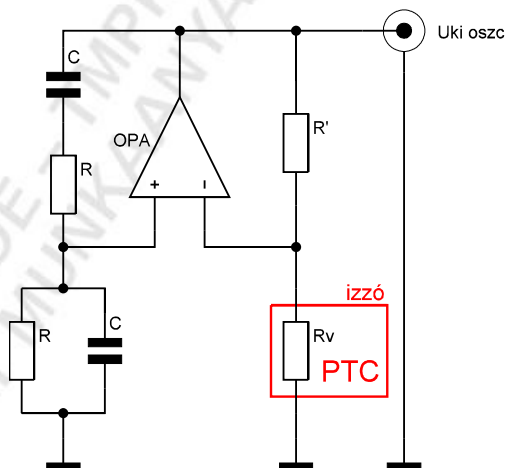
Első esetben az osztó R_v ellenállása egy negatív termikus együtthatójú (negatív termikus koefficiens, Negative Temperature Coefficient, NTK, NTC) kétpólus. Ilyen elem lehet pl. egy termisztor. Ha a kimeneti jel feszültség-szintje lecsökken (leszakadó rezgés veszélye) akkor a termisztor lehűlése okán a termisztor ellenállása megnövekszik, ez pedig az erősítőfokozat átviteli tényezőjének növekedését eredményezi, mely biztosítja az eredeti szintre való visszaállást, stabilizálást.



11. ábra

Második esetben az osztó R_v ellenállása egy pozitív termikus együtthatójú (pozitív termikus koefficiens, Positive Temperature Coefficient, PTK, PTC) kétpólus. Amennyiben a kimeneti feszültség megnövekszik (torzításveszély), az Ohm-törvény értelmében az osztón áthaladó megnövekedett áram miatt az osztó ellenállásain nagyobb teljesítmény disszipálódik, mely nagyobb hőmérsékletet eredményez. A PTK jellegnek megfelelően az R_v ellenállás értéke megnő, melynek értelmében az "A" erősítőfokozat átviteli tényezője kisebb lesz $[|A| = 1 + \frac{R'}{R_v}]$, így a kimeneti jel értéke csökken, kedvező (megkívánt) esetben az eredeti szint "visszaáll", vagyis a hurokerősítés ismét egységnyi lesz.

Legegyszerűbb megvalósítási lehetőség az, ha izzót alkalmazunk az R_v ellenállás helyén, hiszen tudvalevő, hogy az izzószál PTK jellegű.

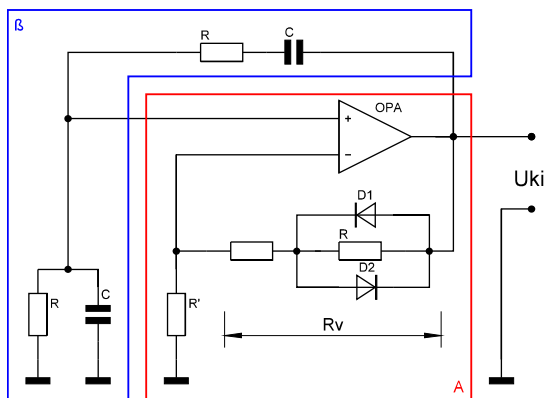


12. ábra

Tekintsünk át néhány konkrét elektronikus amplitúdó-stabilizálási (-szabályozási) módszert!

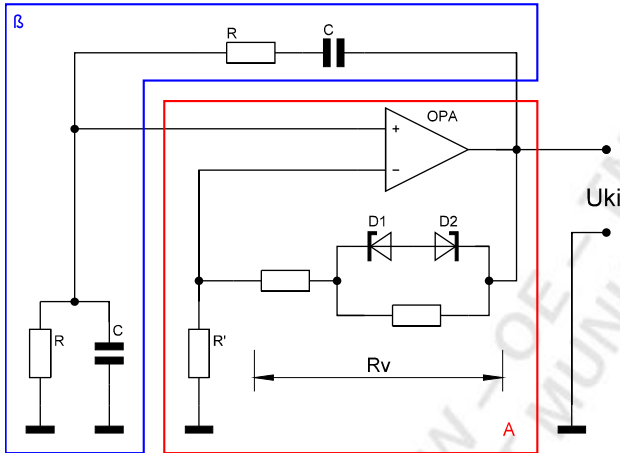
a) Diódás szabályozás

A diódás szabályozások alkalmazásakor azt a tény használjuk ki, hogy megnövekedett szint esetén az egyes diódák kinyitnak, majd az ellenállásuk csökkenése értelmében az erősítőfokozat átviteli tényezője lecsökken, így tartható kézben a kimeneti szint. A diódákat antiparallel (szembe-fordított, párhuzamos) kapcsolás esetén félperiódusonként hol az egyik, hol pedig a másik dióda nyit ki, ezzel szabályozva az erősítést. Ebben az esetben a diódák kb. 0,65V-os nyitófeszültségével kell számolnunk.



13. ábra

b) Zener-diódás szabályozás



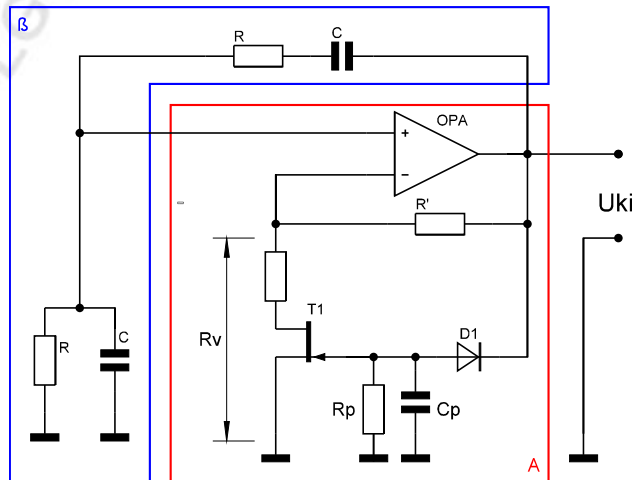
14. ábra

Nagyobb kimeneti szintű határolást érhetünk el Zener-diódák szembekacsolt soros elrendezésével, hiszen ilyenkor a határolási feszültség az egyik félperiódusban a záróirányú zener-feszültség és a nyitóirányú diódafeszültség matematikai összege. Hasonlóképpen alakul ez a másik félperiódusban. A két félperiódusban szimmetrikus határolást érhetünk el (ez egyébként célunk is), amennyiben azonos zener-feszültségű diódákat használunk.

c) FET-es szabályozás

Térvezérlésű tranzisztor alkalmazásakor a FET csatornaellenállását változtatjuk a kimeneti feszültség függvényében. Amennyiben a kimeneti feszültség amplitúdója megnövekszik, akkor a FET csatornaellenállása nagyobb lesz, ezáltal az erősítőfokozat átviteli tényezője lecsökken.

15. ábra



A negatív értékű kimeneti feszültség hatására a D_1 dióda kinyit, majd negatív feszültségre tölti fel a C_p kondenzátort. A kapott egyenfeszültség nagysága természetesen a kimeneti jel amplitúdójától függ. Ezzel egyidejűleg az n-csatornás j-FET gate-source feszültsége is negatív értékű lesz. Növekvő kimeneti feszültségszint esetén a csatorna zárni kezd, ellenállása megnő, csökken az erősítés. Csökkenő kimeneti jel esetén a gate-source feszültsége kevésbé lesz negatív, így a csatorna ellenállása lecsökken, így az erősítés értéke nő. Vegyük észre, hogy az áramkör

bekapcsolásakor a gate-source feszültség 0, ezért a FET csatornaellenállása kis értékű, melynek köszönhetően az erősítőfokozat átviteli tényezője: $|A| > 3$. Ez alapfeltétele annak, hogy a hurokerősítés nagyobb legyen, mint 1 ($|H| > 1$), ez pedig az oszcilláció megindulásának záloga. A kimeneti feszültség növekedni kezd, ezáltal a csatorna zárni kezd. Amint a kimeneti feszültség eléri azt az értéket, ahol $|A| = 3$, a kimeneti jel amplitúdója stabilizálódik.

● A Wien-hidas oszcillátor technikatörténeti háttere

Ismeretes, miszerint a Wien-hidat Max Wien alkotta meg 1891-ben, [komplex impedanciák meghatározására](#). A Wien-hid oszcillátorban történő alkalmazását William Hewlett álmotta meg 1939-ben, majd 1942-ben szabadalmaztatta, [US2268872](#) számon. A David Packarddal megalapított Hewlett-Packard cég gyártotta szériában az első Wien-hidas oszcillátorral felépített szinuszos generátorokat, [HP-200A](#) néven, mindössze(!?) 54,40\$-os áron. Az eredeti használati utasítás szkennelt másolata az interneten is elérhető ([HP-200A-Manual-1951](#)). Az 18. ábrán a szabadalmi leírás részlete látható, melyen a két legfontosabb tudnivaló tekinthető meg, amelyet érdemes tudni a készülékről: egyrészt a kapcsolási rajz, másrészt az amplitúdó- és fáziskarakterisztika. A HP honlapján részletes áttekintést kaphatunk a gyártó cég további [kezdeti generátorairól](#).

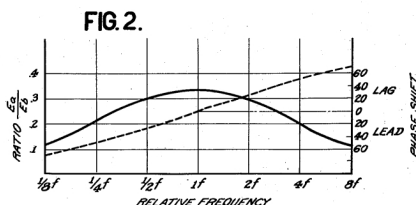
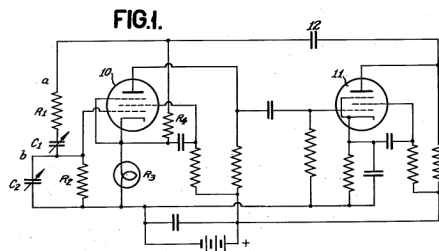


16. ábra



17. ábra

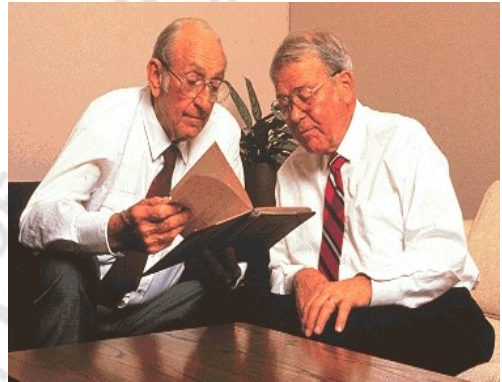
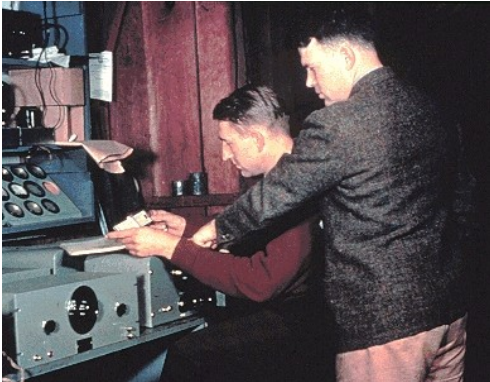
Jan. 6, 1942. W. R. HEWLETT 2,268,872
VARIABLE FREQUENCY OSCILLATION GENERATOR
Filed July 11, 1939



INVENTOR
WILLIAM R. HEWLETT
BY *Paul D. Stark*
ATTORNEY

18. ábra

Mind a kapcsolási rajzból, mind pedig a készülék belső felépítéséből kitűnik, hogy a Wien-híd hangolása kettős (közös tengelyes) forgókondenzátorral volt megvalósítva (napjainkban azonban inkább az ellenállásos hangolást részesítjük előnyben). Az amplitúdó határolását és stabilitását izzólámpával oldották meg.



19. ábra Hewlett és Packard a Wien-hidas oszcillátor alapú szinuszos generátor fejlesztése idején, valamint ötven évvel később egy találkozójuk alkalmával

Hewlett és Packard rendkívül sokat köszönhetett a generátoraiknak (megannyi más elektronikus vizsgáló- és mérőeszköz mellett). Nagy mennyiségben és neves felhasználóknak volt beszállítója a részvénytársaságuk. Többek között a Walt Disney vállalata is a vásárlóik között volt, amely vállalat az un. Fantasmundo hangrendszerükhöz alkalmazta a HP-generátorokat.



20. ábra A HP-200B korabeli nyomtatott reklámanyaga

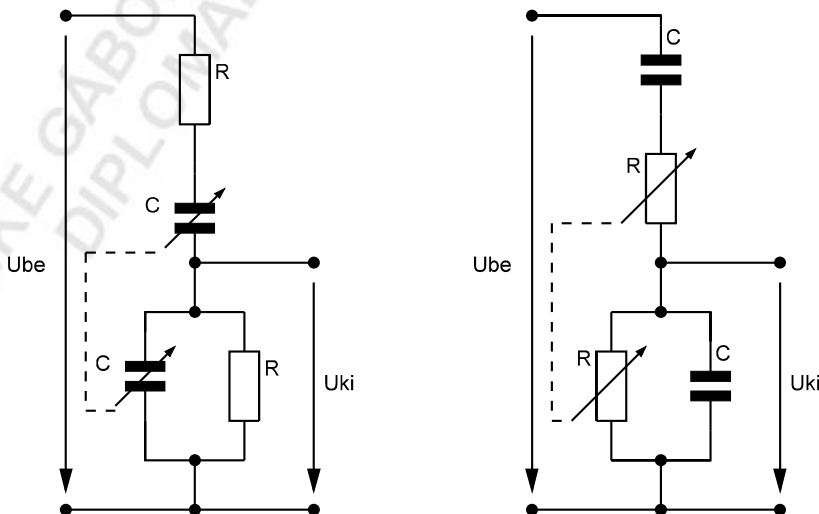
Kétségtelen tény, hogy mind az amatőr-, mind pedig a professzionális alkalmazók is nagyot profitáltak Hewlett és Packard fejlesztései által, hiszen több évtizeden át a Wien-hidas oszcillátorral felépített szinuszos generátorok jelentették a legmegbízhatóbb, legstabilabb és legpontosabb megoldást a hangfrekvenciás-, valamint a hosszuhullámú rádiófrekvenciás sávban történő mérésekre, a hangolhatóság fontosságát szem előtt tartva, az egyszerű felhasználótól egészen a hadseregig.

● A Wien-hidas oszcillátor hangolhatósága

A Wien-hidas oszcillátor – az egyszerű hangolhatóságának köszönhetően – a legszélesebb körben alkalmazott RC-oszcillátor. Utalva a kezdetekben tárgyaltakra, ismeretes a Wien-osztó saját (kör)frekvenciájának általánosan alkalmazható képlete:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

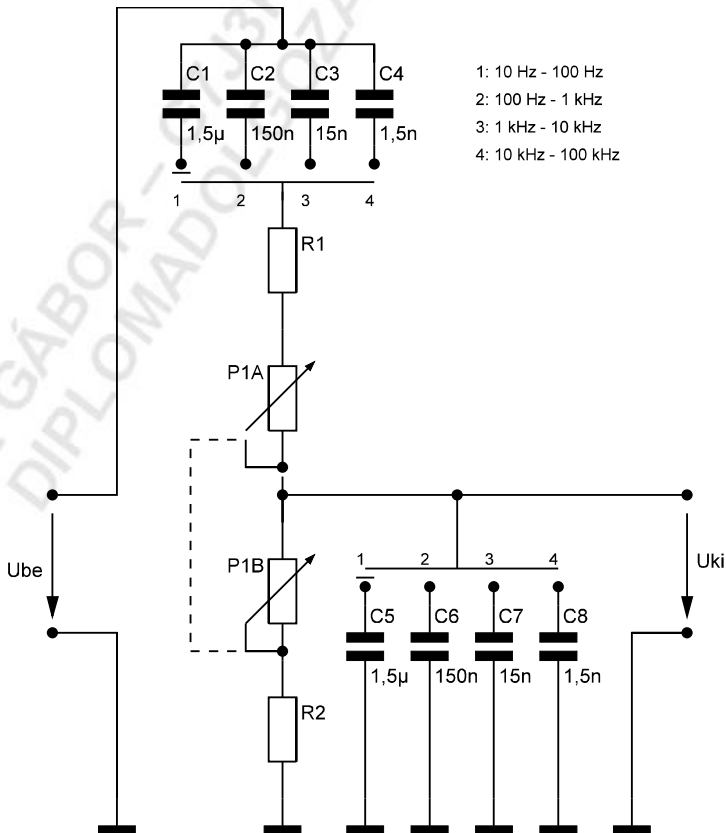
Amennyiben a gyakorlatban alkalmazott $C = C_1 = C_2$ és $R = R_1 = R_2$ kialakítást magunka nézve is "kötelezővé" tesszük, akkor hamar felismerjük, hogy az oszcillátorunk hangolását vagy kettős (közös tengelyes) forgókondenzátorral, vagy kettős (közös tengelyes) forgópotenciométerrel valósíthatjuk meg. Ebben az esetben a mindenkor rezonancia az $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RC}$ képlettel számítható. Ennek tükrében a Wien-osztó hangolására alkalmas módszerek a 21. ábrán tekinthetők meg.



21. a) és b) ábra

Régi időkben szívesebben alkalmazták a forgókondenzátoros megoldást, melynek egyik oka az, hogy az akkori elektronikai ipar rengeteg forgókondenzátort gyártott, hiszen az összes rádióvevő-berendezés hangolását is ilyen eszközzel kiviteleztek, így a tömeggyártásnak köszönhetően alacsony áron voltak előállíthatók, az alkalmazásuk gazdaságosnak bizonyult. Másik ok is igen egyszerű: a kettős potenciométerek pontos együttfutását nehezen tudták megvalósítani, és a potenciométerek pályájának kopásállósága is kérdéses volt. Manapság a forgókondenzátorok alkalmazása háttérbe szorult, a potenciométerek együttfutása pontosabb, a pályák kopása kevésbé kritikus, emellett megnövekedett az digitálisan programozható elektronikus potenciométerek alkalmazása is, melyek kiváló együttfutást biztosítanak, valamint kopás sincs (lévén, hogy elektronikus eszközök). Alkalmazásukkal lehetőség nyílik feszültségvezérelt oszcillátorok (Voltage Controlled Oscillator, VCO) létrehozására.

A 22. ábrán a hangfrekvenciás sáv dekadikus felbontását követhetjük végig, s vele együtt a dekadokon belüli finomhangolásról is képet kaphatunk. A dekadikus felbontást a kapcsolókkal kiválasztott kondenzátorok biztosítják, míg a dekadon belüli finomhangolást a kettős forgópoteenciométerek teszik lehetővé.



22. ábra

Felmerülhet az olvasóban: Miért nem lehet biztosítani, hogy csak egy-egy kondenzátort alkalmazva a Wien-osztóban, a forgópotenciométer egyszerű körülforgatásával "söpörjük végig" a teljes hangfrekvenciás sávot"?

Nézzük az okokat. Tételezzük fel, hogy 10 és 100000 Hz közötti frekvenciasáv a számunkra kitüntetett. Vizsgáljuk meg hogy pl. 150nF-os kapacitások alkalmazásakor milyen ellenállásértékek adódnak a vizsgálandó sáv szélein, vagyis 10 Hz és 100000 Hz esetén:

$$R_{20\text{Hz}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot 150 \text{ nF}} = 106 \text{ kohm}$$

és

$$R_{100000\text{Hz}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 150 \text{ nF}} = 10,6 \text{ ohm}$$

Felvetődő problémák:

a) Az első eredmény bizakodásra adhat okot, ámde a második (100000 Hz) egyértelműen jelzi a problémát. Sok esetben jelentős terhelést okozna a kicsi ellenállásérték (10,6 ohm);

b) Abban az esetben, ha a kis impedanciájú Wien-hídat (pl. 100000 Hz-es rezonancián) meg is tudnánk hajtani, további problémát jelentene a potenciométer elforgatása és az adódó rezonanciafrekvencia közötti nemlinearitás. Gondoljunk csak arra, hogy az $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RC}$ függvény lényegében egy $y = \frac{1}{c \cdot x}$ alakú hiperbolafüggvény (21. ábra), mely kis ellenállásértékek esetén nagy meredekséget (1000 ohm alatt), nagy ellenállásértékek (11000 ohm felett) esetén "elnyújtott laposságot" eredményezne.

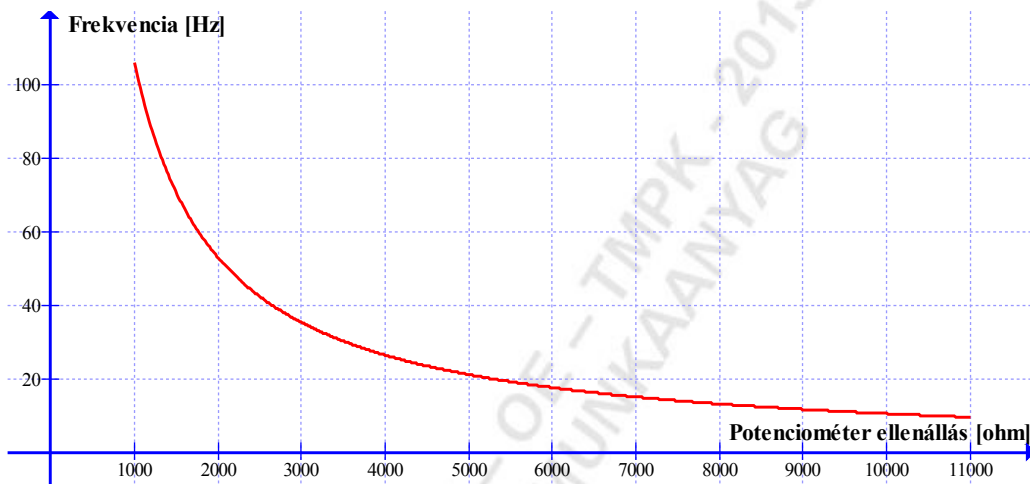
A kis ellenállásértékek okozta meredekség kiküszöbölhető az R_1 és R_2 soros ellenállások beiktatásával, viszont ebben az esetben a példabeli 150 nF-os kondenzátor alkalmazásakor a rezonanciafrekvencia értéke:

$$f_{1000\text{ohm}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1000 \text{ ohm} \cdot 150 \text{ nF}} = 1061 \text{ Hz} \approx 1000 \text{ Hz}$$

és

$$f_{11000\text{ohm}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 11000 \text{ ohm} \cdot 150 \text{ nF}} = 96 \text{ Hz} \approx 100 \text{ Hz}$$

közötti értékeket vehet fel a potenciométer körbefordulásával.

**23. ábra**

Vegyük észre, hogy mindez lényegében csak egy-egy dekádon belüli átfogást tesz lehetővé, kezelhető (viselhető) nemlinearitás mellett! Így kerül előtérbe a kapcsolóval kiválasztató (dekád)kondenzátorok alkalmazásának szükségessége.

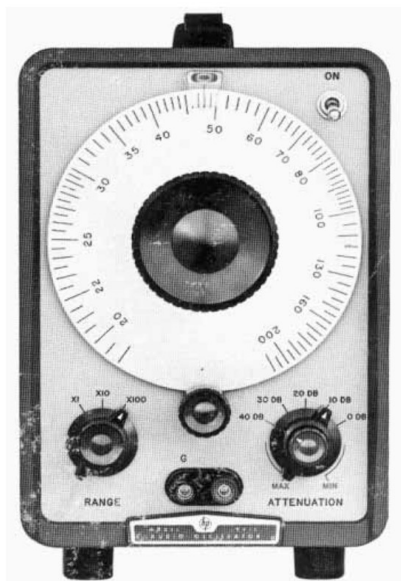
A 22. ábra szerinti Wien-híd elméleti frekvenciadekádjait, valamint a valós dekádok szélső frekvenciaértékeit az 1. táblázatban foglaltuk össze.

Dekád	Elméleti	Valós
1.	10 – 100 Hz	9,6 – 106 Hz
2.	100 Hz – 1 kHz	96 – 1061 Hz
3.	1 kHz – 10 kHz	960 Hz – 10610 Hz
4.	10 kHz – 100 kHz	9600 Hz – 106100 Hz

1. táblázat

Az így kapott sávok közötti átlapolódás okán, a dekádhatárok mentén is garantálható bármely, kívánt frekvenciájú jel beállíthatósága. Természetesen ügyelnünk kell arra, hogy a Wien-osztó alkatrészei megbízhatóak [kis termikus együtttható, nagy pontosság (legalább 1%-os tűrés)] legyenek.

A 23. ábra szerinti nemlineáris "potencióméter-pozíció – frekvencia" kapcsolatnak megfelelően készítették el a 24. ábrán látható [HP-201C](#) típusú berendezés skáláját is. A szembetűnő különbség annyi, hogy amíg a példánk 10-100-as átfogású, addig a HP műszer 20-200-as (három dekádban: 1.: 20-200 Hz, 2.: 200-2000 Hz, 3.: 2000-20000 Hz).

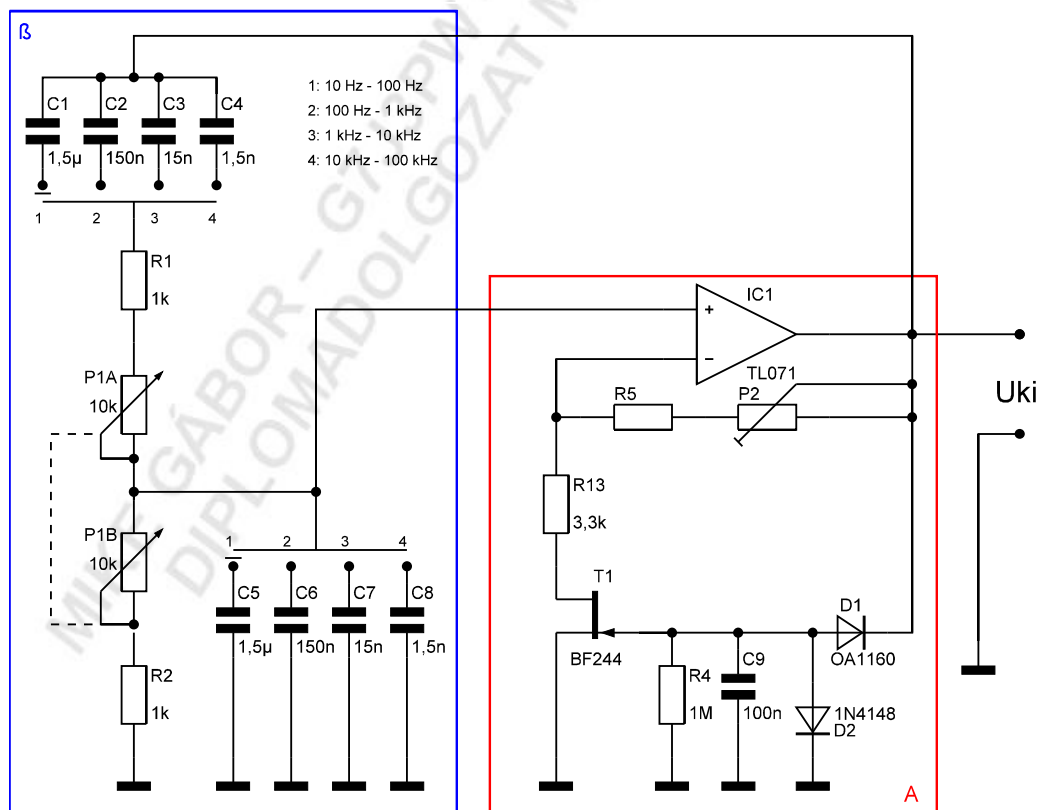


24. ábra

Gyakorlati kapcsolások

Integrált áramkörös Wien-hidas oszcillátor

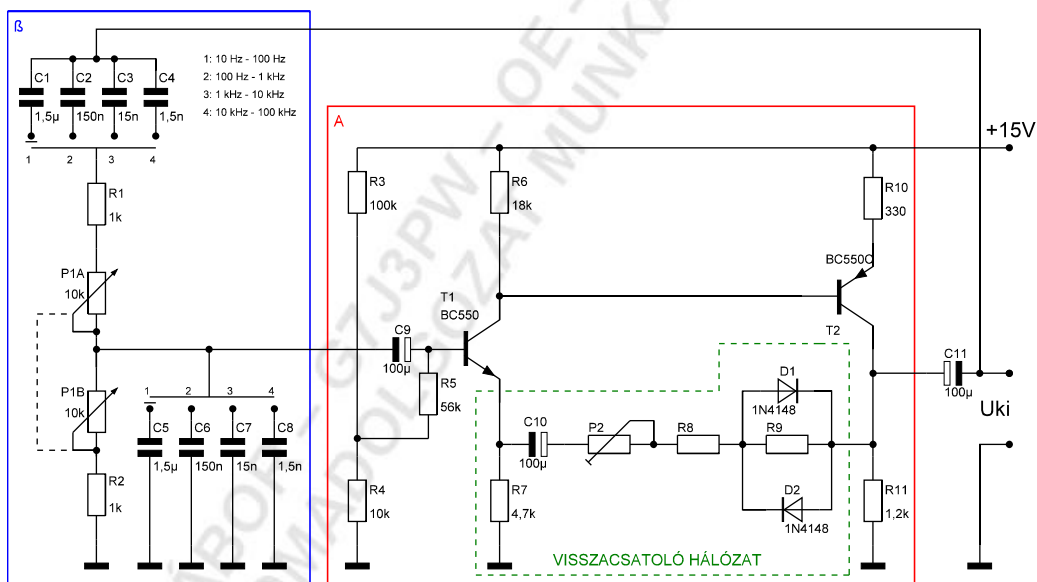
Szélessávú műveleti erősítők előnyös alkalmazását igazolja az a tény, hogy az így kialakítandó oszcillátor egyszerű kapcsolástechnikájú, valamint a műveleti erősítők kedvezően nagy nyílthurkú erősítése. Az 25. ábrán egy ilyen rezgéskeltő kapcsolási rajza látható. A hurokerősítés kezdeti értékét ($H > 1$), valamint az amplitúdóstabilizálást a nemlineáris karakterisztikájú j-FET-tel biztosítjuk. Az erősítés optimális értéke a P_2 potenciométerrel állítható be. A dekádon belüli finomhangolás a közös tengelyű, kettős potenciométerrel megoldott. Ebből következik, hogy a dekadikus hangolás a kapacitásértékek együttes változtatásával ($C_1 - C_8$) valósul meg.



25. ábra

Tranzisztoros Wien-hidas oszcillátor

Diódás határolóval felépített oszcillátor kapcsolási rajza tekinthető meg a 26. ábrán. Eme nemlineáris határolóáramkörrel biztosítható az áramkör amplitúdóstabilitása. Amíg a szelektív pozitív visszacsatolást a Wien-híd Wien-osztója realizálja, addig a frekvenciafüggetlen negatív párhuzamos feszültségvisszacsatolást a zöld színnel bekeretezett rész garantálja. A P_2 jelű potenciométer az erősítőfokozat erősítését hivatott beállítani. Az oszcillátor hangolása hasonlóképpen történik, mint az előző – műveleti erősítő – kapcsolásban.

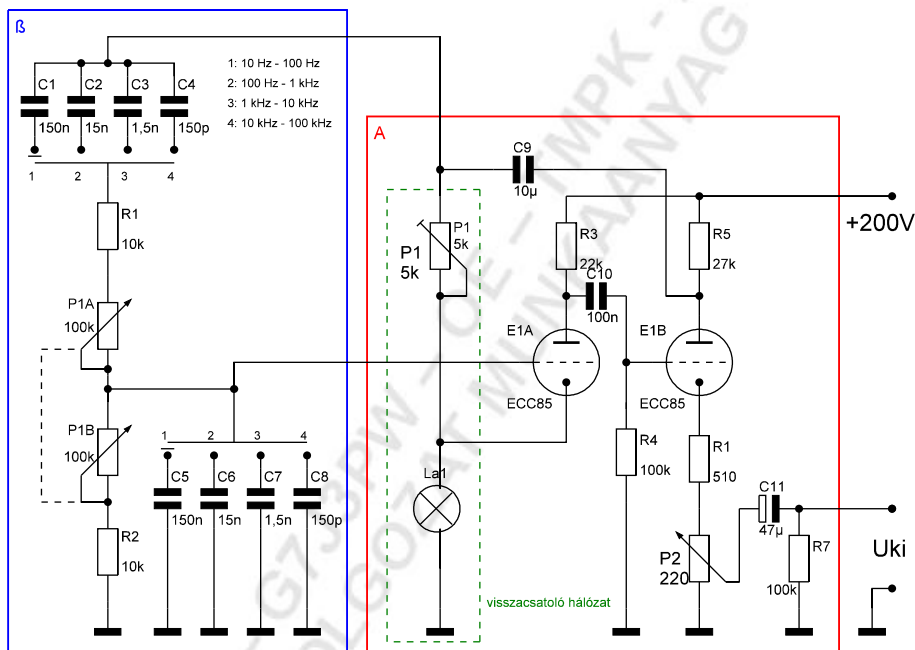


26. ábra

Elektroncsöves Wien-hidas oszcillátor

Technikatörténeti szempontból "kötelező" legalább egy elektroncsöves oszcillátorkapcsolás ismertetése, kvázi a tiszteletadás jeleként, meghajolva William Hewlett és David Packard munkássága előtt, hiszen az első, szabadalmaztatott Wien-hidas oszcillátor elektroncsöves felépítésű volt. A 27. ábrán ismertetett kapcsolásban két, láncbakapcsolt, közös katódú erősítőfokozat eredményezi a 0 fokalást, mely az oszcilláció egyik feltétele. A Wien-híd egyik osztókomponense a frekvenciafüggő Wien-osztó, a másik pedig a P_1 és L_1 elemekből felépített osztó. Az előbbi a pozitív feszültségvisszacsatolást, az utóbbi pedig a negatív feszültségvisszacsatolást realizálja. Az amplitúdó stabilitásáért az L_1 jelű izzó a

felelős, a nemlineáris karakterisztikája által. A kimenet alacsonyimpedanciás, hiszen a szinuszelet a E_{IB} jelű trióda katódköréből csatoljuk ki.



27. ábra

● Alkalmazási területek, jellemzők

A Wien-hidas oszcillátorokat viszonylag alacsonyfrekvenciás tartományban használhatjuk eredményesen, azon belül is a hangfrekvenciás tartománybeli mérésekhez, hanggenerátorokban. Az alsó határfrekvenciát a nagy, a felső határfrekvenciát pedig a kis kapacitásértékek korlátozzák. Ez utóbbi nagyobb problémát jelenthet, hiszen kis kapacitásértékek esetén már a szórt kapacitások hatása is jelentős, melyek mind a frekvencia, mind pedig az amplitúdó stabilitását csökkentik. Az alacsonyfrekvenciás működés instabilitását a határolóáramkörök is befolyásolják (gondoljunk a FET-es szabályzó egyenirányítójára). A szelektív hálózat nagy jósága miatt a harmonikus torzítás viszonylag alacsony.

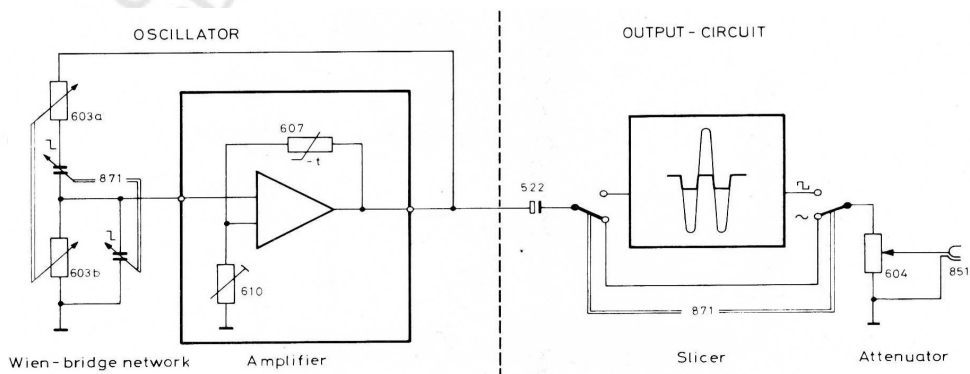
Működési frekvenciatartomány:	5 Hz – 2 MHz (dekadikusan és dekádon belül folyamatosan szabályozható;
Harmonikus torzítás:	0,01 – 1 %;
Amplitúdóstabilitás:	1 %

● **Példa Wien-híddal felépített, sorozatban gyártott szinuszos generátorra**

Mint ahogy előzőekben olvashattuk, a Wien-hidas oszcillátorokat több évtizede alkalmazzák. Nézzünk egy példát! A 28. ábrán a Philips cég PM5105 típusú generátora látható, természetesen Wien-hidas oszcillátor-alappal. Eme készülék az 1970-es évekből datálódik, egyszerű kapcsolástechnikájú, ámde megbízható. Főként hangfrekvenciás áramkörök bemérő, javító eszközeként volt alkalmazható és alkalmazható ma is, néhány meggondozott darabja. Érdekes tény, hogy Wien-hidas generátorokat jelenleg is gyártanak, erről tanúskodik a 29. ábra szerinti készülék. A PM5105 készülék tömbvázlata a 30. ábrán, a kapcsolási rajza pedig a 31. ábrán tekinthető meg.



28. és 29. ábra generátor az 1970-es évekből, valamint napjaink egyik gyártmánya



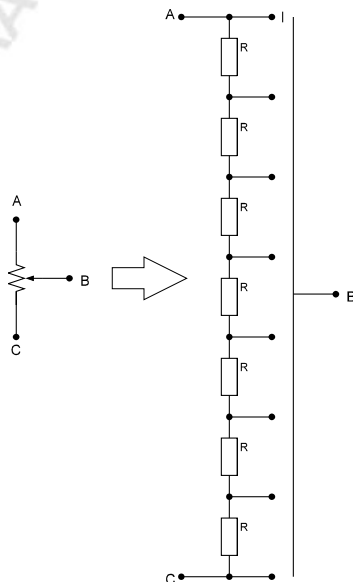
30. ábra a Philips PM5105 készülék tömbvázlata



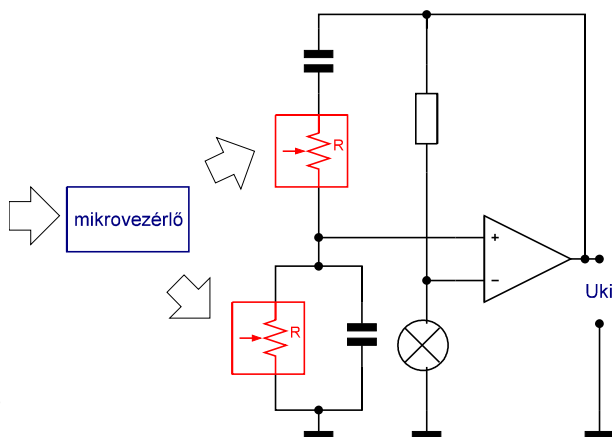
31. ábra a Philips cég PM5105 típusú generátor kapcsolási rajza (1970-es évek)

● *Néhány gondolat a korszerű Wien-hidas oszcillátorokról*

Feltehetjük a kérdést: mitől korszerű egy Wien-hidas oszcillátor. Nos, jogos a felvetés. Valóban, a Wien-híd évtizedek óta ugyanolyan, s ilyen is marad. A kapcsolástechnika, a határolási módok sem változnak. Egyetlen dolog különbözteti meg az új berendezéseket a régi készülékektől, mégpedig a hangolásuk. Ma kizárólag rezisztív hangolást alkalmaznak. A digitális technika lehetővé tette, hogy a hangolóellenállások helyén digitális potenciométereket építsenek be. Ezek lényegében digitálisan programozható ellenállásláncok (32. ábra). Belátható, hogy a szabályozás nem folyamatos, az ellenállás csak diszkrét értékeket vehet fel, viszont sokszor ez elegendőnek bizonyul. Kárpótolhat minket a nagyon pontos potenciométer-együttfűtés. Lényeges adata a digitális potenciométereknek a felbontás, mely azt határozza meg, hogy a teljes ellenállásértéket hány részre osztjuk fel, s vele együtt mekkora ez egyes lépésközök közötti ellenállás. A felbontást bitben szokásos közölni. Létezik például 8-, 10-, 12-, vagy akár 16-bites potenciométer is, ennek megfelelően adódik a felbontás: 256 (8-bit), 1024 (10-bites), 4096 (12-bit), illetve 65536(!) [16-bit]. A digitális potenciométerek egyszerű "fel" – "le" léptetésűek, párhuzamos-, illetve soros programozásúak. A 33. ábra egy digitálisan programozható Wien-hidas oszcillátort illusztrál.



32. ábra digitális potenciométer (3-bit, 8 állapot, csak elvi példa)



33. ábra digitális potenciométeres
Wien-hidas oszcillátor