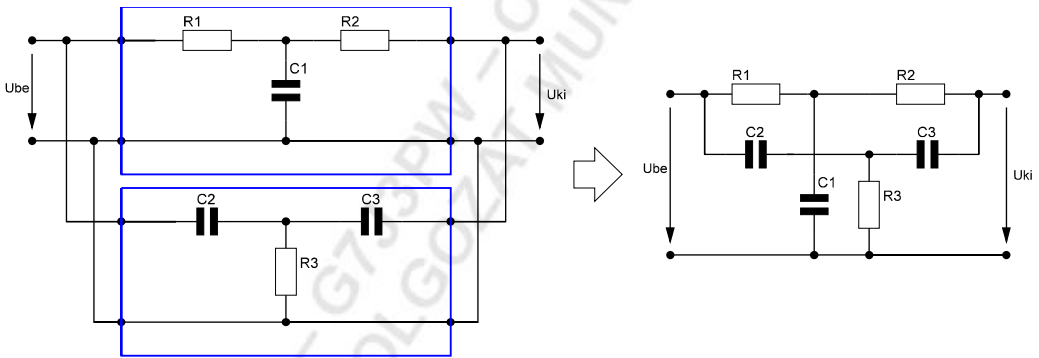


A kettős T-tagos oszcillátorok amplitúdó- és frekvenciastabilitása hasonlóképpen kiváló, mint a Wien hidas oszcillátoroké. Széleskörű alkalmazásának egyetlen tény szabhat csak határt, miszerint a kettős T-tagos oszcillátorok hangolhatósága nehezen megoldható, ahogy azt a későbbiekben látni is fogjuk.

● A kettős T-tagos oszcillátor szelektív hálózata

Szelektív RC-hálózatot alkalmazunk a kettős T-tagos oszcillátorokban is. Nevét felépítéséről kapta, vizuálisan is felismerhető a két, párhuzamosan kapcsolt szűrőnégygypólus (1. ábra). A felső tag aluláteresztő-, az alsó pedig felüláteresztő szűrőt testesít meg.



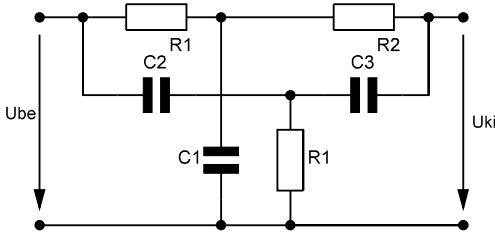
1. ábra

A kettős T-tagos szűrő sajátfrekvenciájának kiszámítására kétféle modellt alkalmaznak. Első esetben megengedett az egyes alkatrészek értékeinek különbözősége (aszimmetrikus négygypólus). Ne feledjük, hogy az egyes elemek tűrését figyelembe véve lényegében minden kettős T-tagos szűrő aszimmetrikus! Ekkor a következő képlet adódik:

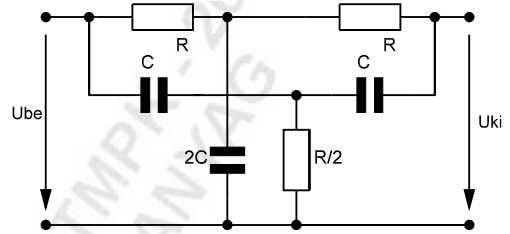
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{(C_2 \cdot X \cdot C_3) \cdot C_1 \cdot (R_1 + R_2) \cdot R_3}}$$

A második esetben szimmetrikus felépítésű a szűrő. Eme elrendezés könnyebb számítást eredményez. A sajátfrekvencia a következőképpen alakul:

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

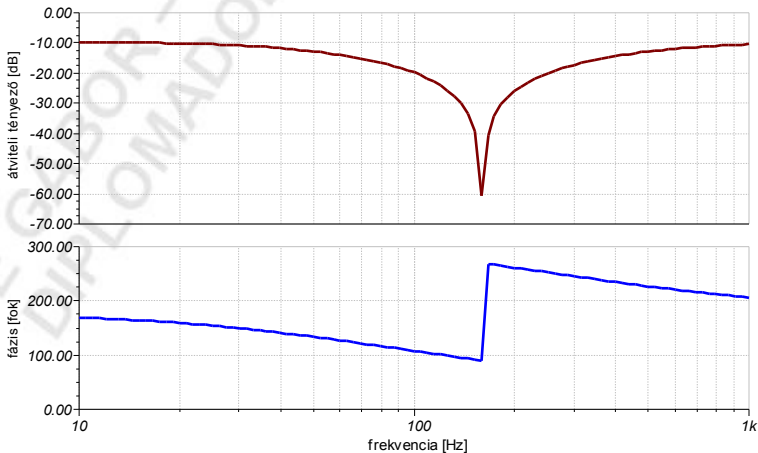


2. ábra aszimmetrikus szűrő

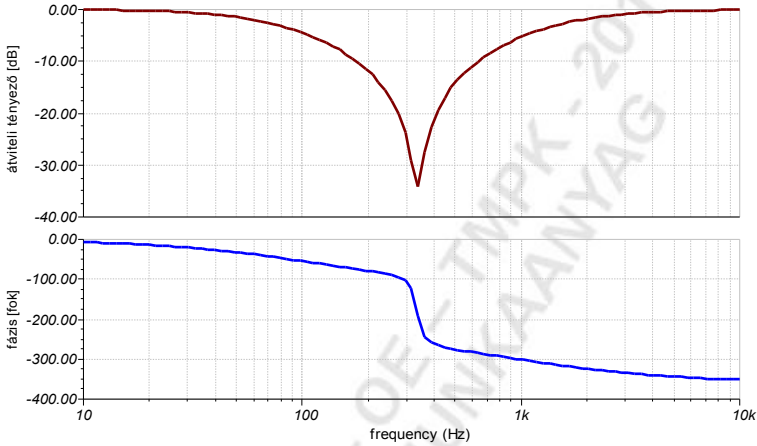


3. ábra szimmetrikus szűrő

Ezek után – konkrét elemértékekkel – felvehető a szűrő átviteli karakterisztikája. Az eredmény a 5. ábrán látható. Figyeljük meg a hasonlóságot a Wien-híd karakterisztikájával (4. ábra)! Eme négyfókus ugyanúgy nagy jóságú sávzáró szűrő (az alul-, illetve felüláteresztő jellegű szűrőtagok együttes átvitele), valamint a sajátfrekvencián hasonlóképpen 180 fokos a fázisforgatása. Nagy különbség azonban, hogy a Wien-hídnek – ahogy az a hídáramköröknél megszokott – differenciális kimenete van, vagyis a Wien-híd nem klasszikus négyfókus.



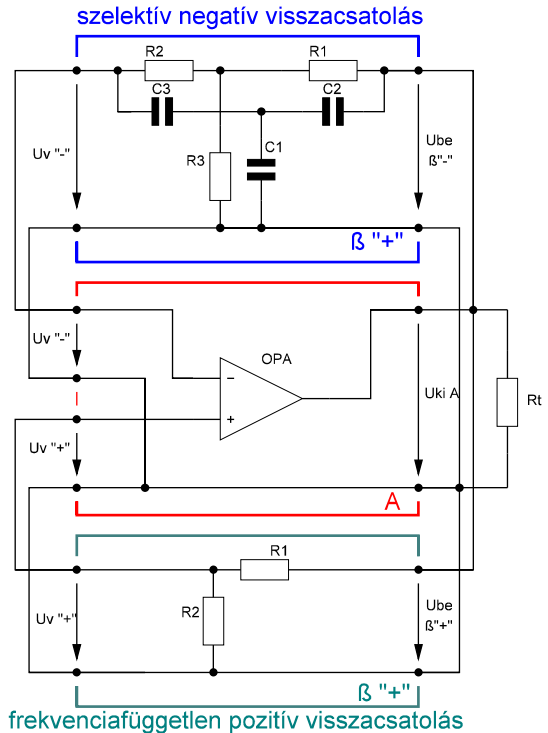
4. ábra a Wien-híd átviteli karakterisztikája



5. ábra a kettős T-hidas szűrő átviteli karakterisztikája

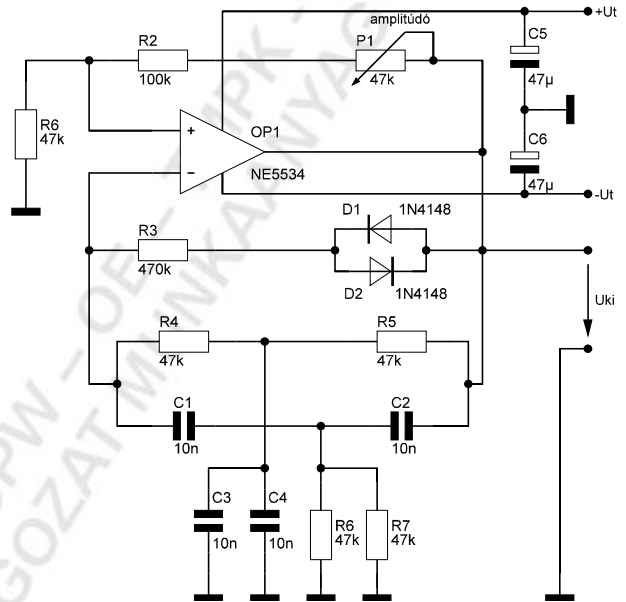
● **A kettős T-tagos oszcillátor kialakítása**

Tekintettel arra, hogy a kettős T-tagos szűrő sávzáró jellegű, vagyis a saját-frekvencián átviteli minimumot mutat, valamint, hogy nem differenciális a kimenete, az oszcillátor kialakítása esetén (6. ábra) a szűrőkapcsolást a negatív visszacsatoló ágban kell elhelyezni (szembeötlő a hasonlóság a Wien-hidas oszcillátor kialakításával, azzal a különbséggel, hogy a visszacsatoló ágakat felcseréltük). Az eredményül kapott rezgési frekvenciától különböző frekvenciák esetén, ekkor a negatív visszacsatolás lesz a domináns. A pozitív visszacsatolás feladata a kimeneti feszültség szint egyenletes értéken való tartása, melyet úgy valósít meg, hogy a rezgési frekvencián az RC hálózatban a negatív visszacsatolás szinte megszűnik (a sávzáró jelleg miatt), így a pozitív visszacsatolás lesz a meghatározó és rezgést fenntartó.



6. ábra

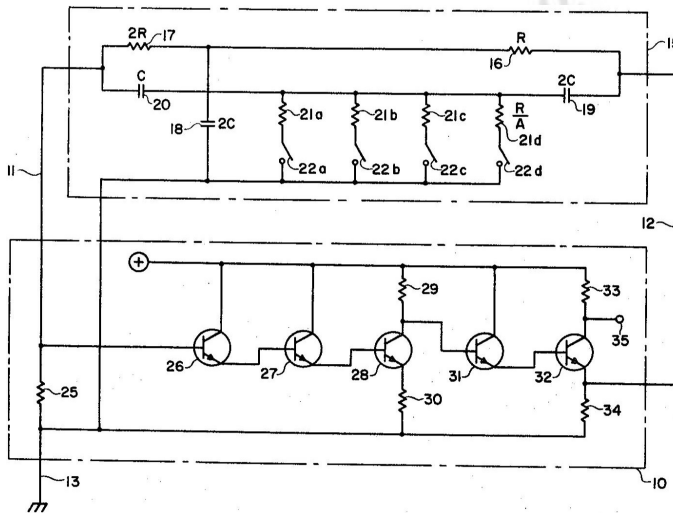
Felidézve a Wien-hidas oszcillátoroknál megismert határolási módokat tekintünk meg egy konkrét, szimmetrikus kettős T-tagos oszcillátor kapcsolási rajzát. A 7. ábrán egy műveleti erősítővel felépített oszcillátor látható (lényegében a 6. ábra szerinti elrendezés, határolóval kiegészítve). A műveleti erősítő oszcillátorokban mindig külső határolást alkalmazunk. A szintfüggő erősítést a párhuzamosan szembekapcsolt diódák nem-lineáris karakterisztikája valósítja meg.



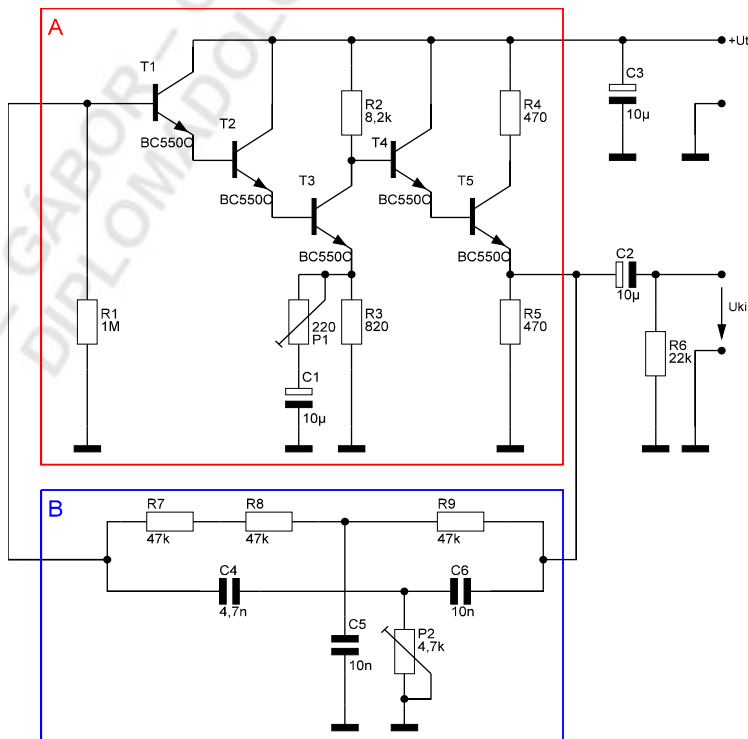
7. ábra műveleti erősítő oszcillátor

Noha a műveleti erősítők alkalmazása rendkívül előnyös, kezdetben diszkrét elemekből építették fel a kettős T-tagos oszcillátorokat. Az alapkapcsolást 1971-ben szabadalmazták [US3569863](#) számon. Érdekes kapcsolástechnikájú: a darlington kapcsolású tranzisztorok (26, 27, 28, valamint 31, 32) alkalmazásának elsősorban nem a nagy bemeneti ellenállás elérése a célja, hanem az egyszerű egyenáramú munkapontbeállítás. Lássuk meg, hogy az erősítőfokok teljes mértékben közvetlen csatolásúak és a visszacsatolás is ekképpen csatolt – a kettős T-tagon keresztül!

A kapcsolat - Európában szabványos rajzjelekkel történő – átrajzolása, valamint némi átrendezése után jutunk a 8. ábra szerinti oszcillátorhoz. Az erősítőben a $T_1 - T_2$ tranzisztorok a T_3 tranzisztor darlington-kiegészítői, lényegében emitterkövetők, így fázist nem forgatnak. A T_3 tranzisztor végzi a 180 fokos fázisfordítást ($\varphi_A = 180 \text{ fok}$), mely egy közös emitteres alapkapcsolást realizál, egyúttal a teljes erősítő erősítését határozza meg, hiszen a $T_4 - T_5$ tranzisztorok emitterkövetők, tehát ezeknek is 0 fokos a fázistolásuk.



8. ábra a szabadalmaztatott kettős T-tagos oszcillátor kapcsolási rajza, az eredeti szabadalmi dokumentumban



9. ábra tranzistoros kettős T-tagos oszcillátor

MIKE GÁBOR – G7J3PW – OE – TMPK – 2013
DIPLOMADOLGOZAT MUNKAANYAG

Az erősítés tehát $|A| = \frac{R_2}{R_3 \times P_1}$, a fázisforgatás pedig $\varphi_A = 180 \text{ fok}$. Az erősítés a kettős T-tagos szűrő csillapítását (sajátfrekvencián) hivatott kompenzálni annak érdekében, hogy a kezdeti szakaszban a hurokerősítés nagyobb legyen, mint 1. Az üzemi hurokerősítésnek, mint minden stabil oszcillációnak egységnyinek kell lennie: $H = |A| \cdot |\beta| = 1$. A kettős T-tagos szűrő fázisforgatása ($\varphi_\beta = 180 \text{ fok}$). Összefoglalható, hogy mind az amplitúdó-, mind pedig a fázisfeltétel biztosított:

amplitúdófeltétel: $H = |A| \cdot |\beta| = 1$,

fázisfeltétel: $\varphi_A + \varphi_\beta = 180 \text{ fok} + 180 \text{ fok} = 360 \text{ fok} = 0 \text{ fok}$.

Érdemes felfigyelni a következő tényre: a szabadalmat benyújtó aszimmetrikus kettős T-tagot alkalmaz úgy, hogy a P_2 potencióméterrel valósítja meg az oszcillátorkapcsolás berezgési frekvenciájának változtathatóságát. Fontos megjegyeznünk azonban, hogy a P_2 - a megismert

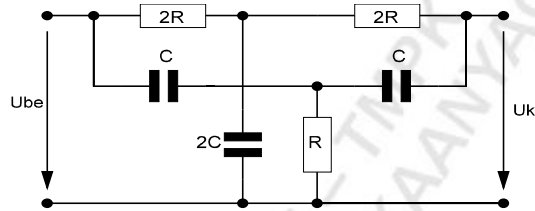
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{(C_2 \times C_3) \cdot C_1 \cdot (R_1 + R_2) \cdot R_3}}$$

képlet értelmében – valóban alkalmas a frekvencia szűk határok közötti megváltoztatására, azonban minden egyes P_2 potencióméterállásnál más-más lesz a kettős T-tag átviteli tényezője $[\beta]$, így az erősítő átviteli tényezőjét $[A]$ ehhez igazodóan kell utánállítani a $H = |A| \cdot |\beta| = 1$ hurokerősítés érdekében. Ellenkező esetben ha $H < 1$, akkor a rezgés "leszakad", megszűnik az oszcilláció, $H > 1$ esetén pedig torzított kimeneti jelet kapunk eredményül.

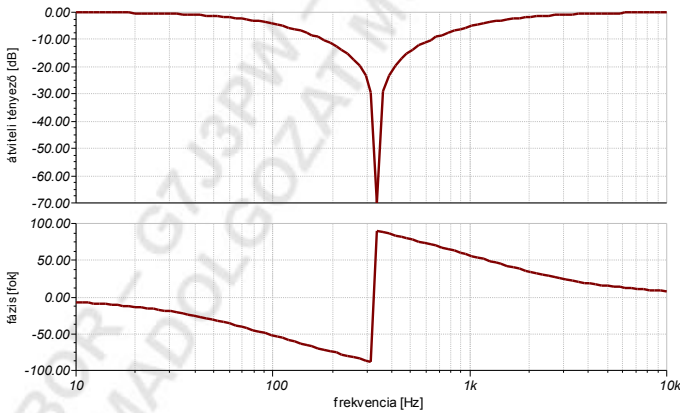
● A kettős T-tagos oszcillátor hangolhatósága

Mint ahogy korábban láthattuk, amennyiben szimmetrikus kettős T-tagot alkalmazunk szelektív hálózatként az oszcillátorban, a $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ képlet értelmében könnyen kiszámíthatjuk az egyes elemek értékeit. Lássuk be, hogy ekkor viszont legalább három elem értékét kell együttesen változtatnunk annak érdekében, hogy a szűrő karakterisztikájának meredeksége, valamint az átviteli tényező értéke mintegy állandó maradjon! Mind az ellenállások, mind pedig a kondenzátorok értékei között is van különbség (R és 2R, valamint C és 2C), vagyis szinte lehetetlen megoldani a kondenzátorhármast, vagy az ellenálláshármast együttes hangolását. Belátható tehát, hogy szimmetrikus kettős T-tag alkalmazása esetén kötelező érvényű a kondenzátorok és/vagy ellenállások együttes hangolása annak érdekében, hogy mind a szűrőmeredekséget megőrizzük, mind pedig a kettős T-tag állandó átviteli tényezőjét $[\beta]$ biztosítani tudjuk.

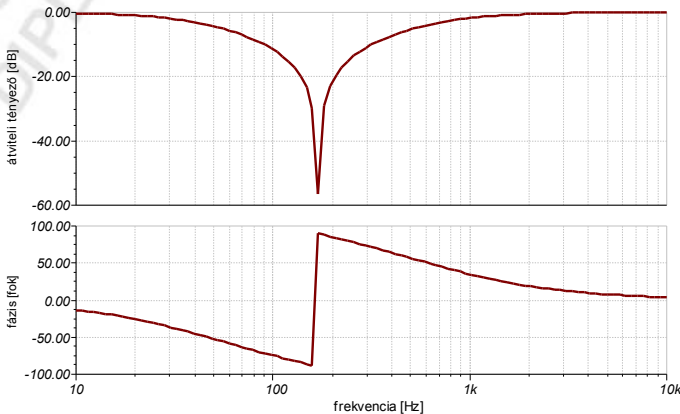
Tekintsük át két különböző szelektív hálózat átviteli- és fázisdiagramját (11. és 12. ábra)! Az ellenállások együttes hangolása esetén tehát jellemzően "megmarad" a karakterisztika meredeksége.



10. ábra szimmetrikus szűrő (ellenállások együttes hangolása)

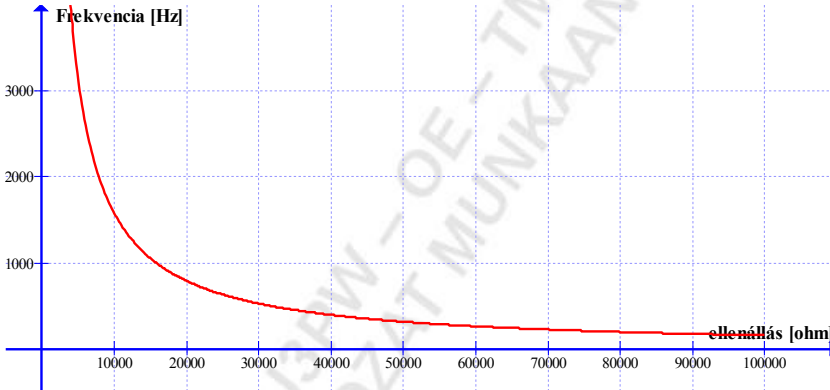


11. ábra ($R=47k$, $C=10nF$, $f=338Hz$)



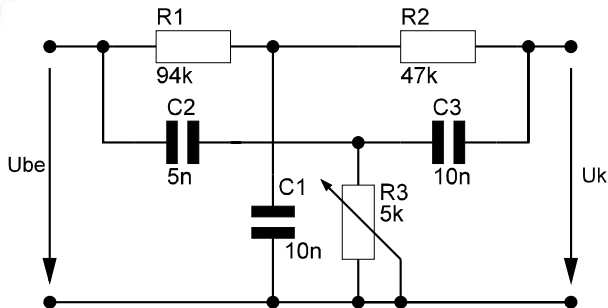
12. ábra ($R=94k$, $C=10nF$, $f=169Hz$)

A berezgési frekvenciát meghatározó $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ képlet alapján egyértelműen megállapítható, hogy (amennyiben a három elem (kondenzátorok és/vagy ellenállások) együttes hangolása megoldható lenne) az ellenállás (vagy a kapacitás) értéke, valamint a frekvencia értéke között nemlineáris, egész pontosan hiperbolikus kapcsolat van, hasonlóképpen, mint a Wien-hidas oszcillátornál.



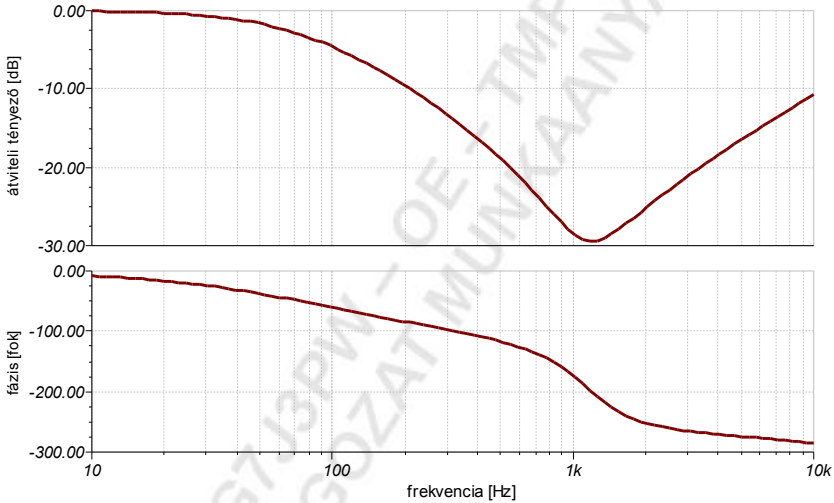
13. ábra a szimmetrikus kettős T-tagos oszcillátor berezgési frekvenciája az ellenállásérték függvényében (C=10nF)

Természetesen nem kell lemondanunk a kettős T-tagos szűrő hangolásáról, viszont azt beláthatjuk, hogy ezt csak aszimmetrikus szűrő esetében tehetjük meg, mint ahogy azt Michael C. J. és Harry J. Lajeunesse 1971-ben ismertette az [US3569863](#) számú szabadalmi leírásában. Mint ismeretes az aszimmetrikus kettős T-tagos szűrő berezgési frekvenciáját meghatározó egyik képlete: $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{C_2 \cdot C_3 \cdot R_3 \cdot (R_1 + R_2)}}$. Tekintsük át ennek tükrében a szabadalmi ajánlásához hasonló kapcsolás hangolhatóságát!

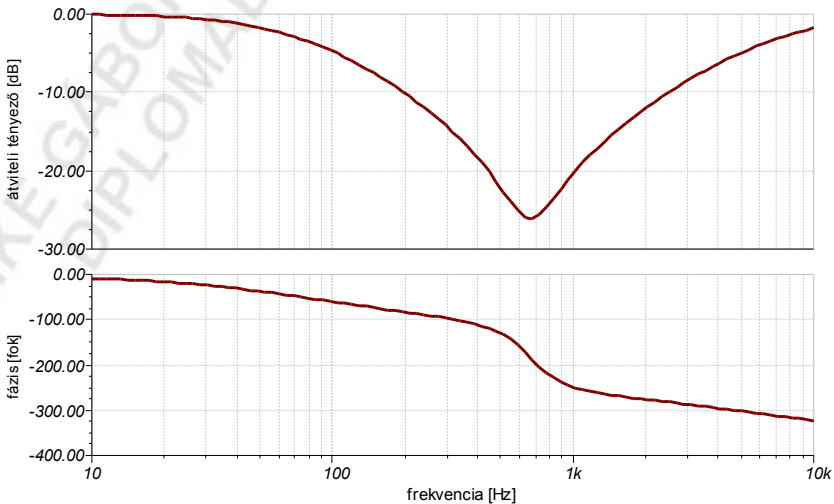


14. ábra az aszimmetrikus szűrő hangolása

Az alkalmazható képletből ebben az esetben is egyértelmű, hogy az R_3 és a frekvencia értéke között nemlineáris kapcsolat van. Legyen az R_3 értéke 1kohm, majd 5kohm! Felvéve az átviteli karakterisztikákat (15. és 16. ábra), a következő megállapításokat tehetjük meg.



15. ábra az aszimmetrikus szűrő átviteli- és fáziskarakterisztikája ($R_3 = 1\text{ kohm}$)



16. ábra az aszimmetrikus szűrő átviteli- és fáziskarakterisztikája ($R_3 = 5\text{ kohm}$)

Az ajánlás szerinti aszimmetrikus kapcsolásban a szűrők átviteli- és fáziskarakterisztikái kevésbé meredek, mint a szimmetrikus szűrők esetében (11. ábra), melyből következik, hogy a szűrők jósági tényezője is kisebb, vagyis a szelektivitásuk is szerényebb. További tény, hogy különböző R_3 értékek esetén más-más átviteli tényező adódik, melynek függvényében az oszcillátor hurokerősítése nem állandó, miközben a szűrőt hangoljuk. Ennek függvényében a tudomásul kell vennünk, hogy mindennek az az ára, hogy a kimeneti amplitúdó kevésbé lesz stabil, vagyis gondoskodni kell az adaptív hurokerősítés-szabályozásról. Ellenkező esetben számítanunk kell a rezgés leszakadására (megszűnő oszcilláció), vagy jelentős túlvezérlés miatt a szinuszos jel nagy mértékű torzítására. Látszik tehát, hogy nagy árat fizetünk azért (alacsony amplitúdó-stabilitás, kis jóság), hogy egy elemmel valósítsuk meg a kettős T-tagos szűrő (s vele együtt az oszcillátor) hangolását. Érdeemes újra elemezni a szabadalmi ajánlás ([US3569863](#)) alapján elkészített oszcillátor kapcsolási rajzát. Eme oszcillátor egy pontosan ilyen – egy elemmel hangolható – eszköz.

● *A kettős T-tagos oszcillátor amplitúdó-stabilizálása (-szabályozása)*

A korai oszcillátorkapcsolásokban tranzisztorokat alkalmaztak, ennek megfelelően a szintfüggő erősítést, vagyis a nemlineáris működést a tranzisztor báziskörének nemlinearitása biztosította, ezzel valósul meg a legegyszerűbb amplitúdószabályozás, ahogy azt a 8. ábrán láthatjuk. Ez az amplitúdószabályozás tehát a belső határolásnak köszönhető. Abban az esetben, ha műveleti erősítőt alkalmazunk (nagy jelemelkedési sebesség, nagy nyílthurkú erősítés), külső határolásról kell gondoskodnunk. Számos megoldás kínálkozik erre, melyekre több példát találhatunk a Wien-hidas oszcillátoroknál, illetve ahogy az a 7. ábrán látható kapcsolásban is megtekinthető. Itt szembekapcsolt, parallel diódapár biztosítja a nemlineáris működést.

● *Gyakorlati kapcsolások*

Teljes értékű, gyakorlati példaként említendő a 9. ábra szerinti tranzisztoros, valamint a 7. ábrán látható műveleti erősítős kapcsolás. Ezenkívül természetesen alkalmazható más elrendezésű oszcillátor is, figyelve a fázis-, valamint az amplitúdófeltétel biztosítására. Megemlítendő, hogy akár elektroncsöves oszcillátor is építhető. Illik tudni azonban, hogy ilyen elektroncsöves oszcillátorokat nem alkalmaztak széleskörűen. Ennek technikatörténeti magyarázata igen egyszerű: ez az oszcillátortípus már a tranzisztorkorban terjedt el. A szabadalmi leírás 1968-ben született meg ([US3569863](#)), ekkor már valóban a tranzisztoros eszközöket preferálták.

● *Alkalmazási területek, jellemzők*

A kettős T-tagos oszcillátorokat néhány MHz-es frekvenciáig alkalmazzák. Eredményesen használhatók például hangfrekvenciás tartománybeli mérésekhez,

hanggenerátorokban, de szívesen használják fix frekvenciás eszközökben is, ahol fontos a kis torzítás és a stabil frekvencia, illetve amplitúdó. Amplitúdóstabilitása hasonlóan alakul, mint a Wien-hidas oszcillátoroké, ahogy a frekvenciastabilitása is. A kis harmonikus torzítását a szelektív hálózatának nagy jósága eredményezi.

Működési frekvenciatartomány: 5 Hz – néhány MHz, zömmel fix frekvenciás, de hangolható eszközök is léteznek, szerény átfogással;

Harmonikus torzítás: 0,01 – 1 %;

Amplitúdóstabilitás: 1 %.

MIKE GÁBOR – G7J3PW – OE – MUNKAAJÁNLÓ
DIPLOMADOLGOZAT

MIKE GÁBOR – G7J3PW – OE – TMPK – 2013
DIPLOMADOLGOZAT MUNKAANYAG