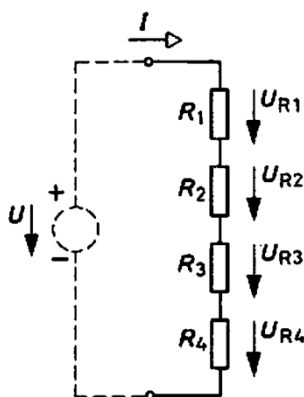


Áramkörök

Molnár Dániel HA5TBN

Ellenállások soros kapcsolása



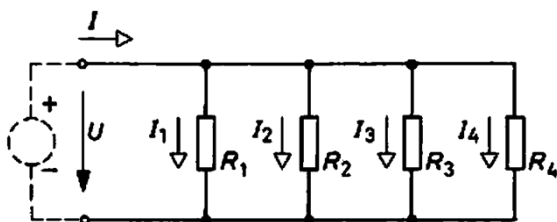
- A sorba kapcsolt ellenállásokon átfolyó áram megegyezik, de rajtuk az ellenállás mértékének megfelelő feszültség fog esni.
- Az eredő ellenállás:

$$R_e = R_1 + R_2 + \dots + R_n$$
- Alkalmazási példa:
 - Feszültség osztó multiméterben
 - Nagy feszültségű áramkör

Ellenállások sorba kapcsolása esetén, mint ahogy az az ábrán is látható, az összesen ugyan az az áram folyik keresztül. Ez az áram minden egyes ellenálláson feszültség esést okoz. Ezeknek a feszültségeknek az összege megegyezik a forrás feszültségével. Tehát $U = U_1 + U_2 + U_3 + U_4$. Ha felírjuk, minden egyes ellenállásra az ohm törvény szerint a képletet ($U = I \cdot R$) és ezt behelyettesítjük a a feszültségek helyére akkor azt kapjuk, hogy $U = R_1 \times I + R_2 \times I + R_3 \times I + \dots + R_n \times I$. Azt már megállapítottuk, hogy az összes ellenálláson ugyan az az áram folyik keresztül és ez a forrásra is igaz ezért eloszthatjuk az egyenlet mind a két oldalát I -vel. Ebből megkapjuk, hogy a sorba kapcsolt ellenállások eredője: $\frac{U}{I} = R_e = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n$, ahogy a dián is szerepel.

Sorosan kapcsolt ellenállásokra jó példa a feszültség osztó, ami például multiméterekben a méréshatár váltásnál elengedhetetlen. De nagyfeszültségű áramkörökben is gyakran előfordul. Ennek az az oka, hogy az ellenállásnak is van maximálisan megengedett feszültsége. Ha ezt túllépjük, akkor átüthet. Ezért több kilóvoltos áramköröknél gyakran egy mérőosztó „felső” ellenállása több sorbakapcsolt, ugyan olyan értékű tagból áll, pont azért mert így a feszültség egyenletesen megoszlik rajtuk és nem lépi túl az adatlapban megadott maximális értéket.

Ellenállások párhuzamos kapcsolása



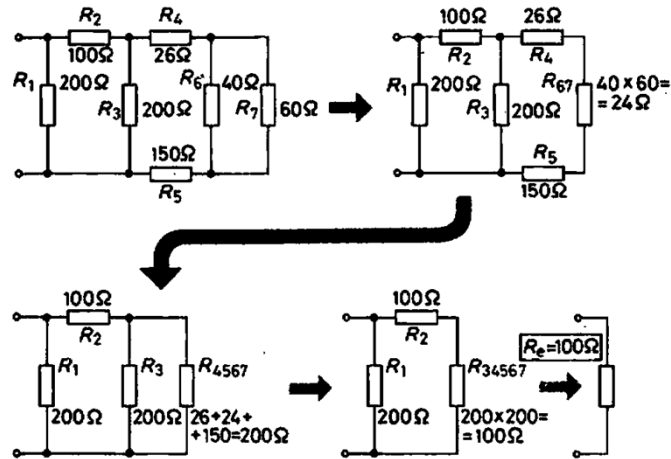
- A párhuzamosan kapcsolt ellenállásokon ugyan akkora feszültség esik, de a rajtuk átfolyó áram az ellenállások mértékének megfelelően oszlik el.
- Az eredő ellenállás:

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n}$$
- Alkalmazási példa:
 - Terhelés megosztás

Az ellenállások párhuzamos kapcsolása esetén, ahogy az ábrán is látható, mindegyikre ugyan az a feszültség kerül. Ebben az esetben viszont az eredő áram megoszlik köztük az ellenállások értékének megfelelően. $I_e = I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n$ A kisebb ellenálláson nagyobb áram fog folyni, mint a nagyobb ellenálláson. Itt is felírhatjuk a soros kapcsolásnál hasonlóan az Ohm törvényt az áramra átrendezve, ahol $I = \frac{U}{R}$. Ezt behelyettesítve az eredő áram képletébe azt kapjuk, hogy $\frac{U}{R_e} = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} + \frac{U}{R_3} + \dots + \frac{U}{R_n}$. Mivel megállapítottuk, hogy minden ellenállásra ugyan az a feszültség jut, ezért az egyenlet mind a két oldalát eloszthatjuk U-val és ezzel meg is kaptuk a párhuzamos ellenállások eredőjének számításához szükséges képletet, ami a dián is látható. Párhuzamosan kapcsolt ellenállásokat abban az esetben használunk leggyakrabban, amikor nagy teljesítményt kell eldisszipálni és egy ellenállással nem lenne praktikus vagy túl költséges a megvalósítás. Például 5 db párhuzamosan kapcsolt 2 Wattos ellenállással helyettesíthetünk egy 10 wattos ellenállást. Ebben az esetben is figyelni kell, hogy ugyan olyan értékű ellenállásokat használjunk, mert ebben az esetben egyenletesen fog eloszlani az áram és a leadott teljesítmény közöttük. Egy másik alkalmazási példa, amikor például egy egyedi értékű ellenállásra van szükség, ami nincs a szabvány sorozatban. Ebben az esetben több párhuzamosan

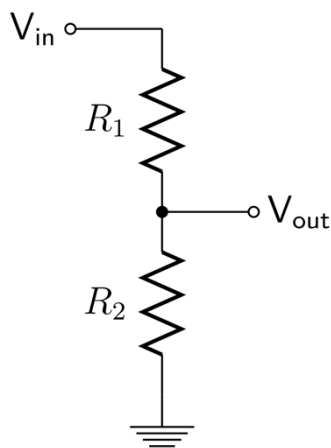
kapcsolt ellenállásból össze lehet állítani a szükséges értéket. Természetesen ugyan ez a feladat megoldható soros ellemállásokkal is.

Vegyes kapcsolás



Vegyes kapcsolás esetén a feladat megoldását részletekre bontjuk és felhasználjuk a már eddig megismert soros és párhuzamos kapcsolások esetén használható képleteket. Így az áramkör lépésről lépésre egyszerűsíthető és megoldható.

Feszültség osztó



- Terheletlen feszültség osztó kimenő feszültsége:

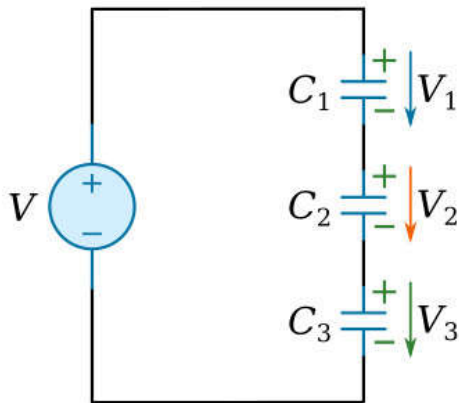
$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{in}$$

- Példa: 10 kOhm bemenő impedanciájú 1:5 osztó

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{5} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ ahol } R_1 + R_2 = 10 \text{ kOhm}$$
$$\frac{1}{5} = \frac{R_2}{10} \rightarrow R_2 = 2 \text{ kOhm és } R_1 = 8 \text{ kOhm}$$

A feszültség osztó egy olyan áramkör, ami egy bemenő feszültséget két ellenállás segítségével a megfelelő arányban lecsökkenti. Ilyen áramkört rendszeresen használunk például tápegységeknél a hibaerősítő bemenetén amikor a kimenő feszültséget mintavételezzük, vagy például a multiméter bemenetén is egy feszültség osztó gondoskodik a méréshatár váltásról. Nagyon fontos észben tartani, hogy a dián bemutatott képlet és számítási példa, csak terheletlen feszültség osztó esetén érvényes. Mivel ha a kimenetre rákötünk egy fogyasztót, mondjuk egy 1 kOhm-os ellenállást, akkor az párhuzamosan fog kapcsolódni R_2 -vel és „elhúzza” az osztót. Ezért terhelt feszültségosztó esetén a terhelő ellenállást is figyelembe kell venni a számításnál.

Kondenzátorok soros kapcsolása



- Sorba kapcsolt kondenzátorok esetén a feszültség az egyes kapacitások mértékének arányában oszlik meg
A bennük tárolt Q töltés egyenlő
- Eredő kapacitás:

$$\frac{1}{C_e} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots + \frac{1}{C_n}$$
- Alkalmazási példa:
-nagyfeszültségű tápegység

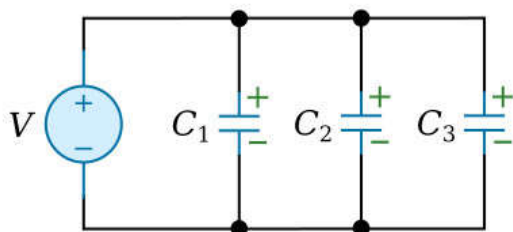
Mint a sorban kapcsolt ellenállásoknál már tárgyaltuk az összes kondenzátoron ugyanakkora áram folyik keresztül. Ez az áram elkezdi feltölteni őket, míg a kapacitásokon megjelenő feszültségek összege el nem éri a forrás feszültségét. $V_e = V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n$. Az áram hatására a kondenzátorokon Q töltés halmozódik fel. A korábbi tanulmányokból már tudjuk, hogy a kondenzátor egyik fegyverzetén ugyanakkora töltés mennyiség van, mint a másik fegyverzetén. Ebből következik, hogy az összes sorba kapcsolt kondenzátorban ugyanakkora töltés tárolódik. Tehát $Q_1 = Q_2 = Q_3 = \dots = Q_n$. A kapacitás számításánál használt képletet átrendezve $U = \frac{Q}{C}$ és a feszültség képletbe behejjettesítve azt kapjuk, hogy: $\frac{Q}{C_e} = \frac{Q}{C_1} + \frac{Q}{C_2} + \frac{Q}{C_3} + \dots + \frac{Q}{C_n}$. Mivel már megállapítottuk, hogy minden kondenzátorban ugyanakkor töltés tárolódik, az egyenlet mind a két oldalát eloszthatjuk Q -val és így megkapjuk a sorosan kapcsolt kondenzátorok eredő kapacitásának képletét.

Azt érdemes megjegyezni, hogy a ebben a kapcsolási módban az eredő kapacitás mindig kisebb lesz a legkisebb kondenzátor kapacitásánál. Valamint azt is érdemes megjegyezni, hogy ha a kondenzátorok különböző értékűek, akkor a feszültség nem egyenletesen oszlik el rajtuk.

Ilyen kapcsolással találkozhatunk nagy feszültségű tápegységeknél, például csöves végfokhoz. Sokszor nehezen beszerezhető nagyfeszültségű puffer kondenzátort lehet

helyettesíteni több sorba kapcsolt kisebb feszültségűvel. Azonban ebben az esetben figyelni kell, hogy a kondenzátorok kapacitása azonos legyen és az egyes kondenzátorokra eső feszültség ne lépje túl az adatlap szerinti megengedett maximális értéket. Sőt azt is figyelembe kell venni, hogy a gyártási szórás miatt még az ugyan abból a sorozatból származó kondenzátorok kapacitása is eltérő lehet, mindemellett a dielektrikum szigetelési ellenállása is jelentősen változó főleg elektrolit kondenzátorok esetén. Ezért bevett gyakorlat a kondenzátorokkal párhuzamosan ellenállásokat kapcsolni, ami mint egy feszültség osztó viselkedik és gondoskodik róla, hogy a kondenzátor telep ne „csússzon” szét és üssön át. Az ellenállásokat úgy kell méretezni, hogy a rajtuk átfolyó áram legalább 5-10x nagyobb legyen, mint a kondenzátor szigetelési veszteségi árama.

Kondenzátorok párhuzamos kapcsolása



- Párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok ugyan akkora feszültségre töltődnek fel. A bennük tárolt Q töltés összeadódik
- Eredő kapacitás:

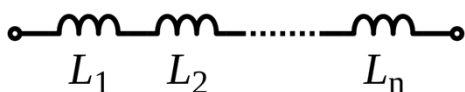
$$C_e = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n$$
- Alkalmazási példa:
 - Tápegységek
 - Nem szabványos kapacitás

Párhuzamos kapcsolás esetén mindegyik kondenzátor ugyan arra a feszültségre töltődik fel. Az egyes kondenzátorokban tárolt töltések összeadódnak $Q_e = Q_1 + Q_2 + Q_3 + \dots + Q_n$. Ha átrendezzük a kondenzátor képletét Q -ra és behelyettesítjük az előző képletbe, akkor azt kapjuk, hogy: $C_e \cdot U = C_1 \cdot U + C_2 \cdot U + C_3 \cdot U + \dots + C_n \cdot U$. Mivel már korábban megállapítottuk, hogy a mindegyik kondenzátor ugyan arra a feszültségre töltődik fel, ezért az egyenlet mind a két oldalát eloszthatjuk U -val és így megkapjuk az eredő kapacitás képletét, ami a dián is látható.

Párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok esetén figyelni kell arra, hogy az egész telep maximális megengedett feszültsége megegyezik a legkisebb feszültségű kondenzátorral. Ezért érdemes ugyan olyan specifikációju kondenzátorokat összekapcsolni.

Ezt a kapcsolási módot leggyakrabban tápegységek puffer kondenzátoránál alkalmazzák, amikor több kisebb kondenzátorból készül egy nagy kapacitású telep. Ezenkívül ilyen módon összeállíthatunk egyedi értékű kondenzátorokat is, szűrőhöz vagy más hangolt áramkörökhöz.

Induktivitások sorba kapcsolása



- Induktivitások soros kapcsolásánál az egyes tekercseken ugyan akkora áram folyik át, a rajtuk eső feszültség megoszlik.
- Eredő induktivitás:

$$L_e = L_1 + L_2 + L_3 + \dots + L_n$$
- Ha nincs a tekercsek között csatolás

Sorba kapcsolt csatolás mentes tekercsek esetén az egyes tekercseken ugyan akkora áram folyik át. A rajtuk eső feszültség az egyes induktivitások mértékének megfelelően oszlik el, melyeknek az összege megegyezik a forrás feszültségével:

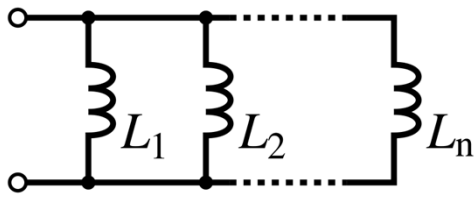
$u_e = u_1 + u_2 + u_3 + \dots + u_n$. A tekercsben indukált feszültség az $u = L \cdot \frac{di}{dt}$ képlettel írható le. Ezt behelyettesítjük az előző képletbe, akkor azt kapjuk, hogy: $L_e \cdot \frac{di}{dt} = L_1 \cdot \frac{di}{dt} + L_2 \cdot \frac{di}{dt} + L_3 \cdot \frac{di}{dt} + \dots + L_n \cdot \frac{di}{dt}$. Már korábban megállapítottuk, hogy a tekercseken keresztül ugyan akkora áram folyik, ezért az egyenlet mindkét oldalát ezzel elosztjuk és így megkapjuk a sorba kapcsolt tekercsek eredő induktivitásának képletét, ami a dián látható.

Nagyon fontos, hogy ez a képlet csak abban az esetben érvényes, ha az tekercsek között nincs kölcsönös csatolás, tehát az egyes tekercsekben keletkező mágneses erővonalak nem érintkeznek. Ezt úgy kerülhetjük el, ha a tekercseket egymástól távol, árnyékoltan vagy mindig merőlegesen helyezzük el. Vannak esetek, amikor a maximális csatolásra törekszünk, mint például hálózati transzformátorok esetén, ahol a nagy hatásfok úgy érhető el, hogy a primer tekercs által gerjesztett összes erővonal áthalad a szekunder tekercsen.

Van egy speciális eset, amikor ugyan ezt a kölcsönös hatást használjuk ki, de ebben az esetben a tekercsek elrendezése olyan, hogy a két sorban kapcsolt induktivitás

erővonalai kioltják egymást. Ezt a módszert indukciószegény huzallellenállásoknál használják, amiknél az ellenállás huzal bifillárisan van feltekerve.

Induktivitások párhuzamos kapcsolása

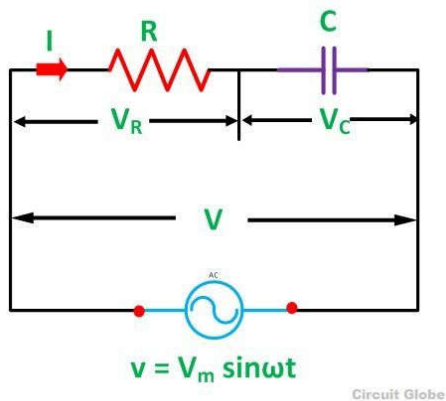


- Induktivitások párhuzamos kapcsolásánál ugyan az a feszültség jut az egyes tekercsekre, az eredő áram az induktivitások mértékének arányában megoszlik.
- Eredő induktivitás:

$$\frac{1}{L_e} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots + \frac{1}{L_n}$$
- Ha nincs a tekercsek között csatolás

Induktivitások párhuzamos kapcsolásánál a már ellenállásoknál látott módon mindegyikre ugyan az a feszültség jut. Az egyes tekercsekben keletkező áramok összege az eredő áram: $i_e = i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_n$. A tekercsben átfolyó áram $i = \frac{1}{L} \int u dt$. Ezt az előző képletbe behelyettesítve azt kapjuk, hogy: $\frac{1}{L_e} \int u dt = \frac{1}{L_1} \int u dt + \frac{1}{L_2} \int u dt + \frac{1}{L_3} \int u dt + \dots + \frac{1}{L_n} \int u dt$. Ahogy a korábbi példákban is láthattuk, itt is eloszthatjuk az egyenlet mind a két oldalát a feszültséggel és így megkapjuk a párhuzamosan kapcsolt tekercsek eredő induktivitás számításának képletét. Természetesen, ugyan úgy mint a soros kapcsolás esetén, ez a képlet is csak akkor érvényes, ha a tekercsek között nincs csatolás.

Sorba kapcsolt ellenállás és kondenzátor



- Az eredő impedancia:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

- A fázisszög:

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{X_C}{R}$$

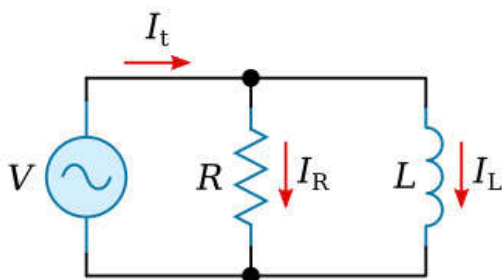
- A kondenzátoron eső feszültség késik az ellenálláson lévőhöz képest.

Sorba kapcsolt ellenállás és tekercs esetén már nem pusztán ohmikus ellenállásról beszélünk, hanem impedanciáról. A kondenzátornak úgymond csak látszólagos ellenállása van, ami a frekvenciától és a kapacitástól függ. Az eredő impedanciát a dián látható képlettel lehet kiszámolni. A kondenzátoron keletkező feszültség „késik” az ellenálláson esőhöz képest.

Az eredő impedanciát ugyan ilyen módon kell kiszámolni sorosan kapcsolt tekercs esetén is. Ebben az esetben viszont a tekercsen eső feszültség az ellenálláson esőhöz képest „sietni” fog.

A korábban tanultakból már tudjuk, hogy $X_C = \frac{1}{\omega C}$ és $X_L = \omega L$

Párhuzamos ellenállás és tekercs



- Az eredő impedancia:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}}$$

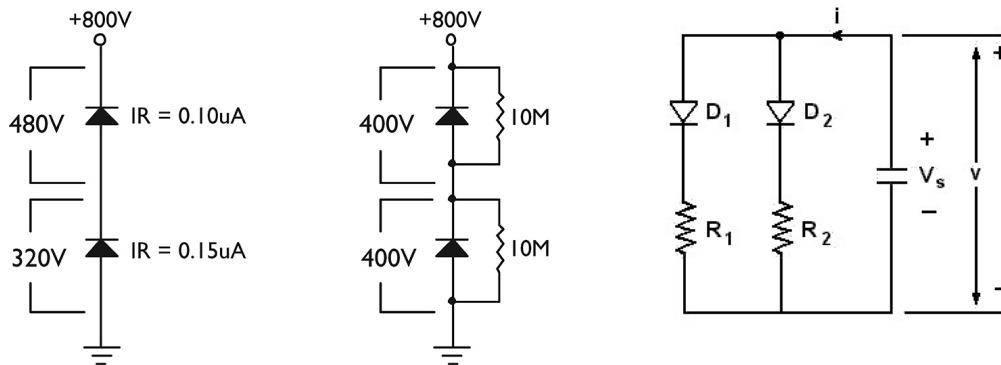
- A fázisszög:

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{R}{X_L}$$

- A tekercsen átfolyó áram késik az ellenálláson lévőhöz képest.

Párhuzamosan kapcsolt R-L áramkör esetén szintén impedanciát kell számítanunk, mivel a tekercsnek csak látszólagos ellenállása van. Az eredő áram megoszlik a tekercs és az ellenállás között, a tekercsen átfolyó áram késik az ellenálláséhoz képest. Ugyan így kell kiszámolni a párhuzamos R-C áramkör eredő impedanciáját és fázisszögét is, csak ebben az esetben X_C -t kell behelyettesíteni a képletbe és a kondenzátor árama sietni fog az ellenálláshoz képest.

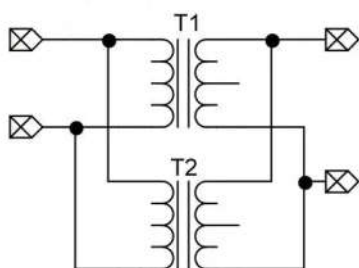
Diódák soros/párhuzamos kapcsolása



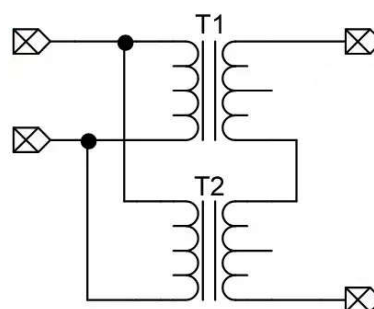
Diódák soros kapcsolására nagyfeszültségű áramkörökben lehet szükség, amikor az egyenirányítani kívánt feszültség meghaladja az egy dióda maximális megengedett záróirányú feszültségét. Mivel a gyártási szórás miatt a diódák karakterisztikája kis mértékben eltér, ezért a csak simán így összekapcsolt diódákon nem fog egyenletesen megoszlani a teljes feszültség, mint ahogy az ábrán is látszik, és ez akár azt is eredményezheti, hogy az egyik dióda átüt. Erre az a megoldás, hogy a diódákkal párhuzamosan ellenállást kapcsolunk, amit úgy méretezünk, hogy az ellenálláson átfolyó áram a dióda záróirányú áramánál egy nagyságrenddel nagyobb legyen. Így biztosíthatjuk azt, hogy a diódákon egyenletesen fog eloszlani záróirányú feszültség. A diódák párhuzamos kapcsolására nagy áramok átvitele esetén lehet szükség, de itt is hasonló probléma merül fel, mint a soros kapcsolásnál. A diódák gyártási szórása miatt nem fog egyenletesen eloszlani az áram az egyes diódákon. Ebben az esetben a diódákkal kis méretű ellenállást szokás sorba kapcsolni, aminek az értéke úgy van megválasztva, hogy a dióda nyitó irányú ellenállásánál egy nagyságrenddel nagyobb legyen, ezzel biztosítva, hogy az eredő áram egyenletesen legyen megosztva köztük. Tranzisztorokat is szokás párhuzamosan kapcsolni nagy áramú tápegységeknél, ahol szintén kis méretű ellenállásokat kell betenni a kollektorok után a gyártási szórásból adódó eltérések kompenzálására.

Transzformátorok soros/párhuzamos kapcs.

Párhuzamos kapcsolás



Soros kapcsolás

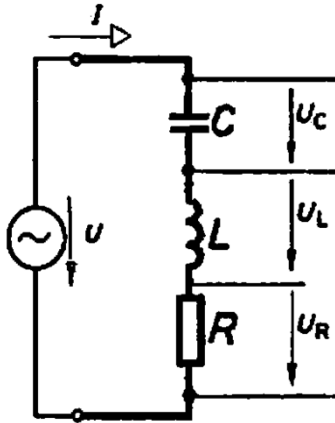


Ugyan transzformátorokat is lehet sorba és párhuzamosan kapcsolni, de ez nem praktikus megoldás. Egy készülékhez célszerű mindig a megfelelően méretezett transzformátort készíteni vagy használni, aminek a leágazásai biztosítják a kellő feszültséget és teljesítményt az adott feladatra. Párhuzamosan kapcsolni csak két teljesen ugyan olyan transzformátort lehet, mert ha a szekunder tekercsek feszültségei nem egyeznek, akkor a két transzformátor között nagy áramok folyhatnak, ami veszteséget jelent és akár az alkatrészek tönkremeneteléhez is vezethet. Figyelni kell a tekercsek polaritására is, mert ha az egyik trafó szekunder feszültsége 180 fokkal el van tolódva a másikhöz képest a rossz bekötés miatt, akkor tulajdonképpen mind a két trafó úgy viselkedik, mintha teljesen rövidzárra kötöttük volna.

Sorba kapcsolásnál a trafók akár lehetnek különböző feszültségűek is, de itt figyelni kell arra, hogy mint a két trafó tekercsén ugyan akkora áram fog keresztül folyni a terhelés hatására a sorba kötés miatt. A maximális megengedett áramot a legvékonyabb vezetékkel tekercselt trafó alapján kell meghatározni, valamint figyelni kell arra is, hogy a kisebbik teljesítményű semmilyen körülmények között ne legyen túlterhelve.

Rezgőkörök

Soros RLC rezgőkör



- Sorba kapcsolt kondenzátorból, tekercsből áll.
- Az áramköri elemeken ugyan akkora áram folyik keresztül. A tekercsen eső feszültség siet, a kondenzátoron eső feszültség késik az áramhoz képest.
- Az ellenállás rezgőkör veszteségeit reprezentálja.
- Az impedanciája:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

- A frekvenciát ahol $X_L = \omega_0 L$ és $X_C = \frac{1}{\omega_0 C}$ megegyezik, rezonanciafrekvenciának nevezzük.

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

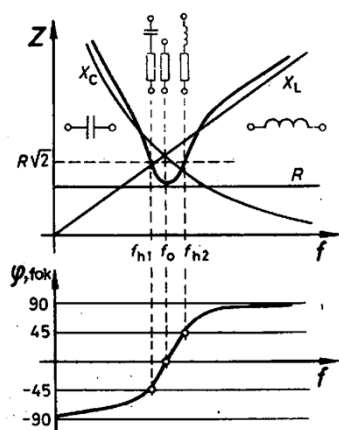
A sorba kapcsolt tekercsből és kondenzátorból álló áramkört soros rezgőkörnek nevezzük. A kapcsolásban egy ellenállás is szerepel, amivel veszteségeket vesszük figyelembe. Mind a három áramköri elemen ugyan akkora áram folyik keresztül a soros kapcsolás miatt. A tekercsen eső feszültség siet, a kondenzátoron eső feszültség pedig késik az áramhoz képest. Az ellenálláson eső feszültség az árammal fázisban van. A generátor feszültsége ennek a három feszültségnek a vektori eredője. Az áramkör impedanciáját a dián szereplő képlettel számolhatjuk ki. Mivel a tekercs és a kondenzátor reaktanciája frekvencia függő ezért az eredő impedancia is frekvencia függő. A képletből kiolvasható, hogy azon a frekvencián, ahol a $X_L = X_C$, a két mennyiség különbsége 0 lesz és ebben az esetben a rezgőkör impedanciája R-el lesz egyenlő, tehát Ohmos ellenállásként viselkedik. Ezt a frekvenciát ki tudjuk számítani a dián szereplő módon. Az eredmény a rezgőkör rezonanciafrekvenciájának a képlete. Ezt más néven Thomson-képletnek is nevezik. Ha tehát ezt az áramkört egy olyan árammal gerjesztjük, aminek a frekvenciája megegyezik a rezonanciafrekvenciával, akkor a tekercsen és kondenzátoron keletkező feszültség megegyezik és kioltja egymást. Csak a veszteségi ellenálláson eső feszültség fog dominálni, ami egy jóminőségű alkatrészekből készített rezgőkör esetén nagyon kicsi. Tehát majdnem nulla, tulajdonképpen mondhatjuk azt, hogy az ideális alkatrészekből készült soros rezgőkör rezonanciafrekvencián rövidzárként viselkedik. Régies elnevezése „szívőkör”,

mert úgymond elszívja az áramkörből a rádiófrekvenciás áramot.

A soros rezgőkörben lévő ellenállással a valós tekercs veszteségi ellenállását vesszük figyelembe. Sokkal nehezebb jó minőségű tekercset készíteni, mint kondenzátort ezért általában rezgőkörökben a tekercs vesztesége dominál.

Soros rezgőkört olyan esetben használunk, amikor egy bizonyos frekvenciát szeretnénk csillapítani az áramkörben, például egy keverő után. Ilyen elven működik a vevőben lévő „notch filter” is, amikor egy zavaró jelet szeretnénk elnyomni.

Soros RLC rezgőkör



- A soros rezgőkör a rezonancia frekvencia alatt kapacitív, felett induktív jellegű
- Kitüntetett szerepe van azoknak a frekvenciáknak, ahol az impedancia valós és képzetes része megegyezik:
 $R = X_L - X_C$ és $R = X_C - X_L$
- Itt az impedancia:
 $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R^2 + R^2} = \sqrt{2}R$
- Sáv szélesség (B) és jó sági tényező (Q):
 $B = f_{h2} - f_{h1}$ és $Q = \frac{f_0}{B}$

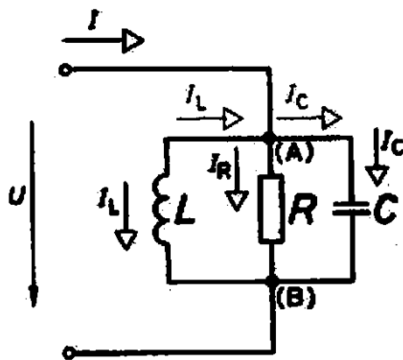
Az ábrán a soros rezgőkör frekvencia menete látható. Az ellenállás a frekvencia függvényében állandó, az induktív reaktancia $X_L = \omega_0 L$ frekvenciával arányosan nő, a kapacitív reaktancia $X_C = \frac{1}{\omega_0 C}$ a frekvencia növekedésével a görbe szerint csökken.

Ennek a három görbének az eredője adja meg a rezgőkör impedanciáját Z a frekvencia függvényében. Látható, hogy a rezonancia frekvencia alatt a rezgőkörben a kondenzátor impedanciája dominál, itt kapacitív jellegű. A rezonancia frekvencia felett az induktivitás impedanciája dominál, ezért itt induktív jellegűvé válik a kapcsolás. A rezonancia frekvencián a kapacitív és induktív reaktanciák megegyeznek, de az ellentétes fázisszög miatt kiegyenlítik egymást és itt a rezgőkör tisztán ohmosan viselkedik. Az, hogy milyen kicsi lesz az R értéke, az alkatrészek minőségén múlik. Minél jobb egy rezgőkör, annál alacsonyabb lesz a rezonancia frekvencián az R értéke. Azoknak a frekvenciáknak, ahol a rezgőkör impedanciájának valós és képzetes része megegyezik, tehát $R = X_L - X_C$ és $R = X_C - X_L$ kitüntetett szerepe van. Ahogy a dián lévő képletből is látszik, az impedancia pont $\sqrt{2}R$. Ennek az alsó és felső határfrekvenciának a különbségét hívjuk a rezgőkör sáv szélességének. Itt a rezgőkörön eső feszültség pont 3db-el lesz nagyobb, mint a rezonancia frekvencián. Ezt úgy is szokták nevezni, hogy a 3db-s sáv szélesség.

Azt, hogy egy rezgőkör sáv szélessége, hogyan aránylik a rezonancia frekvenciához, a

rezgőkör jóságának nevezik és Q val jelölik. Belátható, hogy minél nagyobb a rezonancia frekvencia, annál nagyobb jóságú rezgőkörre van szükség, ugyanakkora sávszélesség tartásához. Például egy 455 KHz KF frekvenciára készített AM vevő sávszűrője 6 kHz sávszélesség mellett $Q=76$. Ha ugyan ezt a sávszélességet szeretnénk elérni 10,7 MHz KF frekvencia mellett, akkor már $Q=1783$, ami LC tagokból felépített szűrővel már nem megvalósítható. Ebben az esetben már mechanikus rezonátorokat, vagy kvarc szűrőket használunk.

Párhuzamos RLC rezgőkör



- Párhuzamosan kapcsolt kondenzátorból, tekercsből áll.
- Az áramköri elemekre ugyan akkora feszültség jut. A tekercsen átfolyó áram késik, a kondenzátoron átfolyó siet a feszültséghez képest.
- Az ellenállás rezgőkör veszteségeit reprezentálja.
- Az impedanciája:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2}}$$

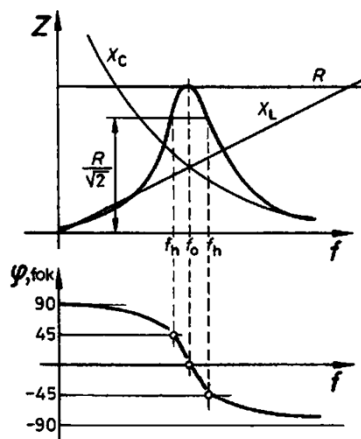
- A frekvenciát ahol $X_L = \omega_0 L$ és $X_C = \frac{1}{\omega_0 C}$ megegyezik, rezonanciafrekvenciának nevezzük.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

A párhuzamosan kapcsolt tekercsből és kondenzátorból álló áramkört párhuzamos rezgőkörnek nevezzük. A kapcsolásban egy ellenállás is szerepel, amivel veszteségeket vesszük figyelembe. Mind a három áramköri elemre ugyan akkora feszültség jut. A tekercsen átfolyó áram késik, a kondenzátoron átfolyó áram pedig siet a feszültséghez képest. Az ellenálláson átfolyó áram a feszültséggel fázisban van. A generátor árama ennek a három áramnak a vektori eredője. Az áramkör impedanciáját a dián szereplő képlettel számolhatjuk ki. Mivel a tekercs és a kondenzátor reaktanciája frekvencia függő ezért az eredő impedancia is frekvencia függő. A képletből kiolvasható, hogy azon a frekvencián, ahol a $X_L = X_C$, a két mennyiség különbsége 0 lesz és ebben az esetben a rezgőkör impedanciája R-el lesz egyenlő, tehát Ohmos ellenállásként viselkedik. Ezt a frekvenciát a már a soros rezgőkörnél megismert Thomson képlettel ki tudjuk számítani. Ha ezt az áramkört egy olyan feszültséggel gerjesztjük, aminek a frekvenciája megegyezik a rezonanciafrekvenciával, akkor a tekercsen és kondenzátoron átfolyó áram megegyezik és kioltja egymást. Csak a veszteségi ellenálláson átfolyó áram fog dominálni, ami egy jóminőségű alkatrészekből készített rezgőkör esetén nagyon kicsi. Tehát majdnem nulla, tulajdonképpen mondhatjuk azt, hogy az ideális alkatrészekből készült párhuzamos rezgőkör rezonanciafrekvencián szakadásként viselkedik. Régi elnevezése „zárókör”, mert úgymond elzárja rádiófrekvenciás jel útját.

Párhuzamos rezgőköröket nagyon sok áramkörben használunk. Például rádió vevők sávszűrőiben, hangolt erősítőkben a tranzisztorok kollektor körében, oszcillátorokban stb.

Párhuzamos RLC rezgőkör



- A párhuzamos rezgőkör a rezonancia frekvencia alatt induktív, felette kapacitív jellegű
- Kitüntetett szerepe van azoknak a frekvenciáknak, ahol az impedancia a rezonancián mért érték $1/\sqrt{2}$ szeresére csökken.
- Itt az impedancia:

$$Z = \frac{R}{\sqrt{2}}$$
- Sávzélesség (B) és jósági tényező (Q): $B = f_{h2} - f_{h1}$ és $Q = \frac{f_0}{B}$

Az ábrán a párhuzamos rezgőkör frekvencia menete látható. Az ellenállás a frekvencia függvényében állandó, az induktív reaktancia $X_L = \omega_0 L$ frekvenciával arányosan nő, a kapacitív reaktancia $X_C = \frac{1}{\omega_0 C}$ a frekvencia növekedésével a görbe szerint csökken.

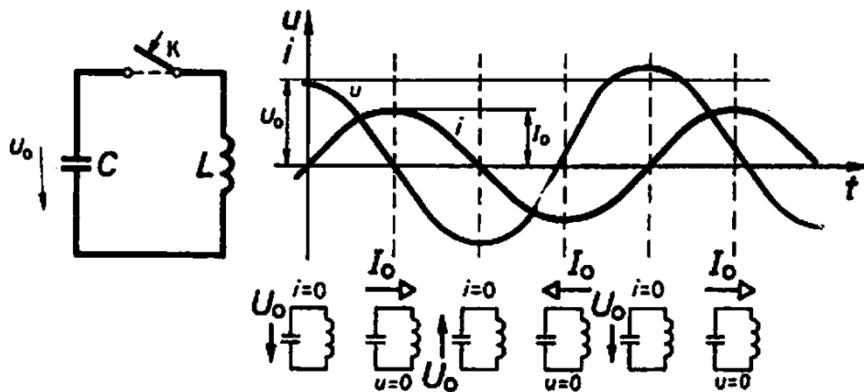
Ennek a három görbének az eredője adja meg a rezgőkör impedanciáját Z a frekvencia függvényében. Látható, hogy a rezonancia frekvencia alatt a rezgőkörben az induktivitás impedanciája dominál, itt induktív jellegű. A rezonancia frekvencia felett a kondenzátor impedanciája dominál, ezért itt kapacitív jellegűvé válik a kapcsolás. A rezonancia frekvencián a kapacitív és induktív reaktanciák megegyeznek, de az ellentétes fázisszög miatt kiegyenlítik egymást és itt a rezgőkör tisztán ohmosan viselkedik. Az, hogy milyen nagy lesz az R értéke, az alkatrészek minőségén múlik. Minél jobb egy rezgőkör, annál nagyobb lesz a rezonancia frekvencián az R értéke. Azoknak a frekvenciáknak, ahol a rezgőkör impedanciájának értéke a rezonancián mérthez képest $1/\sqrt{2}$ szeresére csökken, kitüntetett szerepe van. Ahogy a dián lévő

képletből is látszik, az impedancia pont $Z = \frac{R}{\sqrt{2}}$. Ennek az alsó és felső

határfrekvenciának a különbségét hívjuk a rezgőkör sávzélességének. Itt a rezgőkörön átfolyó áram pont 3db-el lesz nagyobb, mint a rezonancia frekvencián. Ahogy már a soros rezgőkörnél megismertük, itt is ugyan úgy értelmezzük a

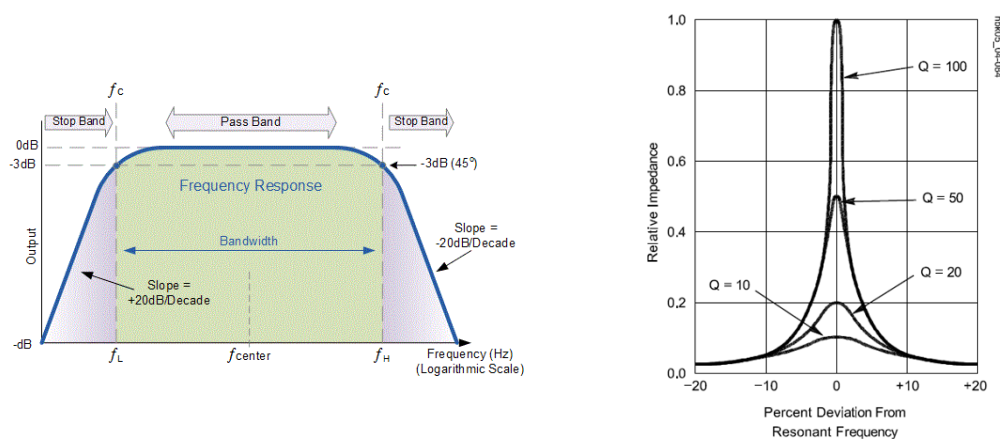
sávszélességet és a kör jóságot.

Mitől rezeg a rezgőkör?



Töltsük fel az ábrán látható C kondenzátort U_0 feszültségre, majd zárjuk a K kapcsolót. Az összekapcsolás pillanatától mindkét elemen ugyanakkora áram folyik, és ugyanakkora a feszültség is. A $t = 0$ időpontban a kondenzátor U_0 feszültségre van feltöltve, áram nem folyik. A feszültség hatására a tekercsen egyre nagyobb áram indul meg, amely a kondenzátort fokozatosan kisüti. Amikor a kondenzátor teljesen kisült, a feszültség 0, ugyanekkor folyik a legnagyobb áram (a feltöltött kondenzátorban tárolt energia ekkor teljes egészében mágneses energiává alakul). Ennek az energiának a hatására a tekercsen az áram tovább folyik, és – az előzővel ellentétes polaritással – tölni kezdi a kondenzátort. Amikor a kondenzátor $-U_0$ feszültségre töltődött, az áram ismét 0-ra csökken: a mágneses energia teljes egészében elektrosztatikus energiává alakult vissza. A folyamat ciklikusan ismétlődik, a feszültség és az áram lefolyását az ábra jobb oldalán láthatjuk. (Mindkét elemen az ismert 90 fokos fáziseltérés van a feszültség és az áram között.) Tehát a „magára hagyott” L-C körben szinuszos rezgés alakult ki, az ilyen elrendezést ezért nevezik rezgőkörnek. Ha a rezgőkör ideális (veszteség nélküli) kondenzátorból és tekercsből áll, a rezgés az idők végeztéig fennmarad. A valóságban a rezgőkör elemei veszteségesek, ezt gyakorlati számításokkor a rezgőkörbe helyezett ellenállással vesszük figyelembe. A veszteségek miatt a rezgés amplitúdója folyamatosan csökken.

Sávszélesség és jósági tényező



A bal oldali ábrán látható egy sáváteresztő szűrőnek az átviteli karakterisztikája. Itt is jól megfigyelhető az alsó és a felső határfrekvencia. Az ezek közti tartományt hívjuk átviteli tartománynak, angolul pass band. Ami ezek kívül esik az a zárási tartomány, azaz a Stop Band. A jóminőségű szűrőnek az átvitele olyan, hogy az átviteli tartományban minél kisebb a csillapítása és ebben a tartományban minél egyenesebb. Ha az átviteli tartományban a görbe hullámos, akkor az torzítást okoz az átvitt jelben. A másik nagyon fontos paraméter a szűrő „szoknyájának” meredeksége. Ez általában a szűrő áramkör összetettségétől függ. A jó szűrő nagyon meredeken vág le és a záró tartományban nagy a csillapítása. Az ábrán -20dB/dekad ez az érték, ami azt jelenti, hogy a jel a átviteli határfrekvencia tízszeresénél 20dB -el lesz kisebb. A szűrőknél meg szokták még adni az úgynevezett forma tényezőt is. Ez a szűrő 6dB -es és 60dB -es sávszélességének aránya. Minél nagyobb ez az arány, annál meredekebb a szűrő szoknyája.

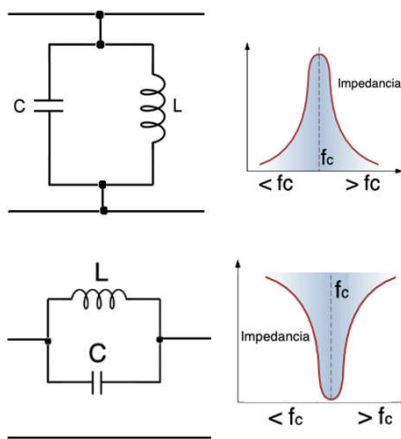
A jobb oldali ábrán látható a a jósági tényező hatása a párhuzamos rezgőkör impedanciájára. Megfigyelhető, hogy minél nagyobb a Q , annál élesebb lesz a rezonancia és kisebb a sávszélesség. A Q csökkenésével ez kiszélesedik és a rezonancián mérhető impedancia mértéke is kisebb lesz. A jósági tényező hatása a rezonancia frekvencia környékén a legjelentősebb. Összefoglalva a nagy jóságú párhuzamos rezgőkörnek nagy a szelektivitása, keskeny a sávszélessége, nagy az

impedanciája, kicsi a rajta átfolyó áram és nagy a benne folyó köráram. A kis Q -jú rezgőkör pont ellentétesen viselkedik.

Nagyon fontos azt is figyelembe venni, hogy egy rezgőkörnek a jósági tényezője önmagában sokkal nagyobb, mint egy áramkörbe beépítve, ugyan is, amikor beépítjük, akkor vele párhuzamosan kapcsolódnak más áramköri elemek is, amiknek szintén van valós ellenállása. Ez olyan hatással van a rezgőkörre, mintha a veszteségi ellenállás megnőtt volna. Ilyenkor terhelt Q -ról vagy angolul loaded Q -ról beszélünk. Tehát hiába készítünk egy lehető legnagyobb Q -jú rezgőkört a legjobb elérhető alkatrészekből, ha az áramkör alacsony impedanciás, mert így az áramkör eredő átvitele rosszabb lesz.

Szűrők

LC szűrők



Sáv-áteresztő szűrő (Band Pass Filter)

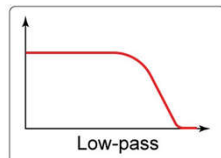
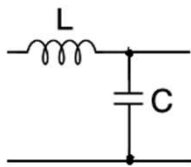
- Minél alacsonyabb a frekvencia, annál inkább zárlatként viselkedik az induktor.
- Minél magasabb a frekvencia, annál inkább zárlatként viselkedik a kapacitás.
- A rezonancia frekvencián viszont elméletileg végtelen, gyakorlatilag nagyon magas impedanciát képvisel a rezgőkör, tehát csak itt ereszti át a jelet, vagyis a sávszélességbe eső jelet (nem ideális persze).

Sáv-záró szűrő (Band Stop Filter → Notch Filter)

- Mivel pont a rezonancia frekvencián maximum az impedanciája, ezért ezt a frekvenciát blokkolni fogja, és minden más frekvenciát átenged.

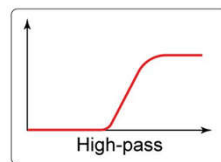
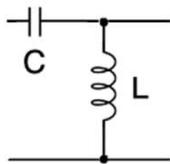
L-C tagok különböző kapcsolásával szűrőket tudunk kialakítani. A lényeg, hogy a különböző kapcsolási elrendezésektől függően a szűrőnk más és más módon viselkedik. Az első ábrán egy párhuzamos rezgőkörrel kialakított sáváteresztő szűrő van. Ahogy már korábban bemutatásra került, a párhuzamos rezgőkör a rezonancia frekvencián nagy impedanciát képvisel, de alatta és fölötte alacsony. Így ez a szűrő a sávszélességén belül átengedi a jeleket, de alatta és felette nem. Az alsó ábrán egy sáv záró szűrő látható. Tulajdon képen ez is egy párhuzamos rezgőkör, csak ebben az esetben rezonancia esetén a magas impedancia megakadályozza a jel tovább haladását.

LC szűrők



Alul-áteresztő szűrő

- Az induktor csökkenő frekvenciával közeledik a nulla ellenállás felé, a kapacitás pedig a végtelen ellenállás felé.
- Ellenkező irányban az induktor egyre nagyobb ellenállást képvisel, miközben a kapacitás közeledik a zárlat felé.
- Tehát az alacsony frekvenciát átengedi a magasat kiszűri.



Felül-áteresztő szűrő

- Az ellentétje történik mint az alul-áteresztő szűrőnél. Az alacsony frekvenciát blokkolja, de a magas frekvenciát átengedi.

Alul-áteresztő és felül-áteresztő szűrők kombinációjával is készíthetünk sávszűrő filtereket.

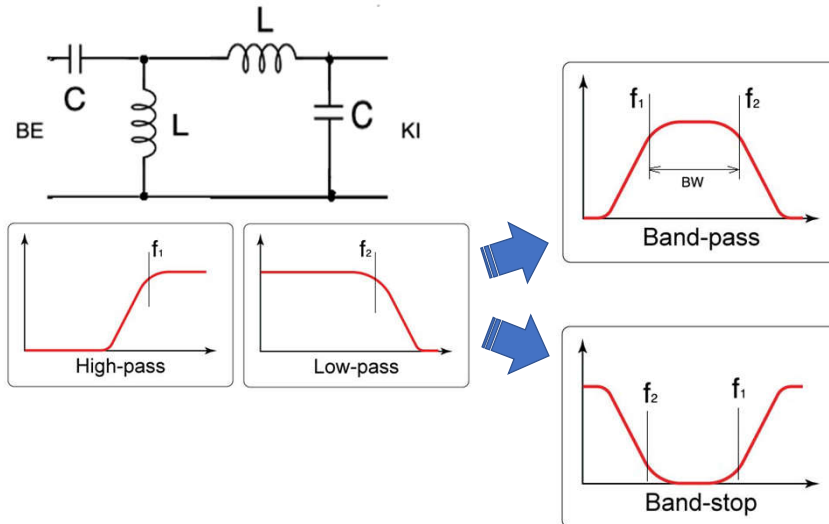
A dián látható kapcsolásokkal kialakíthtunk alul áteresztő és felül áteresztő szűrőt. Hangfrekvenciás áramkörökben az induktivitás helyett ellenállást szoktak alkalmazni. Az elrendezés és a funkció nem változik ezzel, de így költség hatékonyabb megoldáshoz jutunk.

Alul áteresztő szűrőt használunk például rádió mikrofon bemenetén, hogy ezzel korlátozzuk a moduláló jel sávszélességét, ugyanis az SSB fónia adásban az átvitt jel maximális frekvenciája 2400 Hz. Másik gyakorlati példa a végfokban lévő harmonikus szűrő, aminek a lényege, hogy az adóban keletkező felharmonikusokat csillapítsa és megakadályozza, hogy kisugárzásra kerüljenek.

Felül áteresztő szűrőre jó példa, a hangfrekvenciás erősítő fokozatok közti elválasztás. Itt azt szeretnénk, hogy az egyes fokozatok egyenáramúlag ne lássák egymást. Ebben a kapcsolásban a soros kondenzátor, csak a váltóáramot engedi át, a DC-t blokkolja.

LC szűrők

Alul-áteresztő és felül-áteresztő szűrők kombinációjával is készíthetünk sávszűrő filtereket.



Az f_1 és f_2 méretezésétől függően tudjuk a sávszélességet beállítani. Ebben az esetben ha az $f_2 > f_1$ akkor sáváteresztő szűrőnk van.

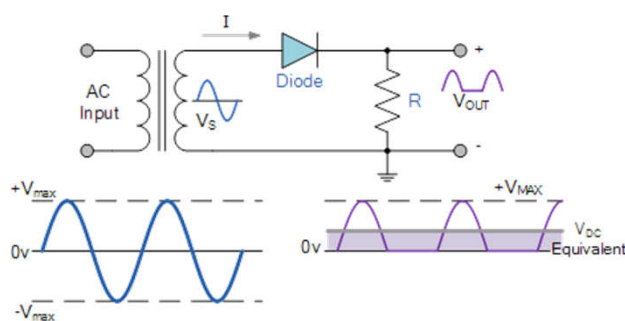
Ha az $f_1 > f_2$ akkor sávzáró szűrőt kapunk.

Sávszűrő és sávzáró szűrő úgy is készíthető, hogy egy aluláteresztő szűrőt összekapcsolunk egy felül áteresztő szűrővel, ahogy a dián is látható.

L-C elemekből készült sávszűrő van a vevők bemenetén, aminek a célja az, hogy csökkentse a rádióba bejutó esetleg más állomások jelét, amik zavarokat okozhatnak a vételben. Például egy URH rádió bemenő sávszűrője a 144-146MHz tartományt engedi át, az ezen kívül eső jeleket pedig blokkolja. Ezért lehetséges az, hogy egy időben tud két operátor egymás mellett dolgozni URH-n és RH-n. Hiába van közel a két állomás egymáshoz, az RH állomás jele, nem jut be az URH rádió vevőjébe, mert ezt a sávszűrő blokkolja. Viszont ez már nem működik, ha mind a két állomás, ugyan azon a rádiósávon dolgozik, mert akkor az egyik rádió kisugárzott jele, már a sávszűrő átviteli tartományába fog esni és így zavarni fogja a másik állomást. Például egy kitelepülésen nem fog tudni két operátor, két rádióval ugyan azon a sávon dolgozni, ha közel vannak egymáshoz, mert zavarni fogják egymást.

Tápegységek

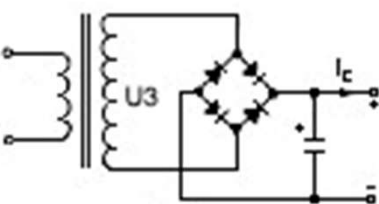
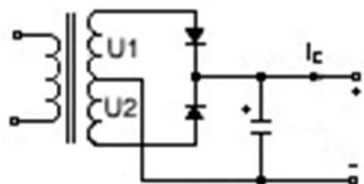
Egyutas egyenirányító



- A dióda csak a pozitív félhullámokat engedi át.
- Az egyenirányított feszültség nem elég sima (lückető egyenáram).
- Sokkal több szűrésre van szükség a hullámosság kisimításához és a harmonikusok elnyomásához, mint a kétutas egyenirányítónál.

Egyutas egyenirányítás esetén csak a pozitív vagy a negatív félhullám jut át az áramkörön, a másik blokkolva van. Emiatt egyirányú lückető egyenáram keletkezik. Ez sok esetben nem praktikus, mert sokkal több szűrésre van szükség a hullámosság kisimításához és a harmonikusok elnyomásához. A keletkező egyenfeszültség is kisebb. Előnye, hogy csak egy darab diódára van szükség a megvalósításhoz, de tápegységeknél nem elterjedt ez a kapcsolási mód a rossz hatásfok miatt. Egyutas egyenirányítást több helyen is alkalmaznak a rádiótechnikában. Például egyszerű AM demodulátorban, detektoros rádióban, olcsó műsorszóró vevőkben; RF mérőfejekben és detektorokban; SWR mérőkben, rádióadó végfok védelmi áramkörökben, teljesítmény mérőkben. Ezekben az áramkörökben a diódán nem folynak nagy áramok, nincs jelentősége a veszteségeknek és a szűrés is praktikusabb, mert nagy frekvencián kisebb értékű kondenzátorokra és tekercsekre van szükség.

Kétutas egyenirányító



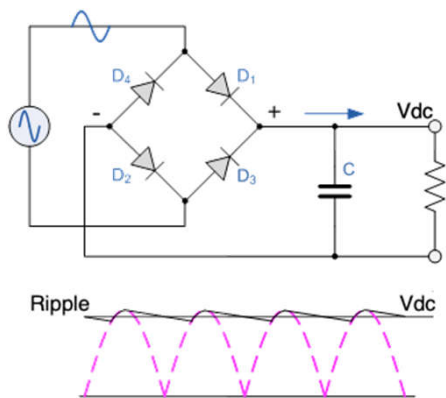
- Mindkét áramkör kétutas egyenirányítót ábrázol.
- A váltóáram pozitív periódusában az egyik diódán, a negatív periódusban pedig a másik diódán vezeti az áramot, mindkét félperiódust kihasználva.
- A felső áramkör közép leágazású transzformátorral működik. Az $U_1 = U_2$ és a kimeneti feszültség csak az U_1 vagy U_2 -ből adódik. **Drágább a trafó.**
- Az alsó ábra egy Greatz hidas egyenirányító, és a feszültség az U_3 -ból adódik. **Több diódára van szükség.**

A kétutas egyenirányítás esetén a váltóáram pozitív és negatív félperiódusai is átjutnak. Ehhez az áramkörhöz minimum két diódára van szükség. Tápegységekben a kétutas egyenirányítás a legelterjedtebb.

A dián két féle egyenirányító áramkör látható. A felsőnél két dióda végzi az egyenirányítást, a pozitív félperiódust a felső dióda engedi át, a negatív félperiódust pedig az alsó dióda, olyan módon, hogy az U_2 feszültség 180 fokkal ellentétes fázisban van az U_1 hez képest a középleágazásos transzformátor miatt. Ennek az áramkörnek kisebb a vesztesége, mert az áram mindig csak egy diódán keresztül folyik át viszont drágább a megvalósítása, mert több tekercses transzformátorra van szükség.

A második kapcsoláson egy ugynevezett Greatz hidas egyenirányító látható. Ebben az áramkörben az áram mindig két diódán folyik keresztül, attól függően, hogy pozitív vagy negatív félperiódus jut a hídra a transzformátor secunder tekercséről. Az egyenirányítás vesztesége nagyobb, de cserében egyszerűbb a transzformátor elkészítése.

Kétutas egyenirányító és szűrés



- A rózsaszínű görbe mutatja a Greatz hídból kijövő feszültséget, ami meglehetősen pulzál.
- Kondenzátor ezt a pulzálást "kisimítja" olyan módon, hogy miután feltöltődött, a benne tárolt energiát adja át a fogyasztónak két periódus között.
- A maradék hullámzást hívjuk "brumm-feszültségnek" vagy "ripple" feszültségnek.
- A brumm-feszültséget maximum 5% alatt ajánlatos tartani.
- A kondenzátor csúcsfeszültségre töltődik fel, erre kell méretezni

Az ábrán egy kétutas egyenirányító látható a már bemutatott Greatz-híd kapcsolásban. A kimenetére van kötve egy kondenzátor, aminek a célja a lüktető egyenáram kisimítása. Néha pufferkondenzátoron is nevezik.

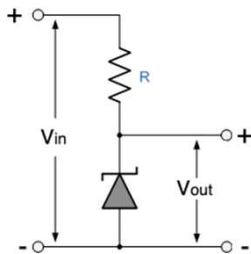
Ha megnézzük a kétutas egyenirányító jelalakát, akkor azt látjuk, hogy a hálózati frekvencia kétszeresének megfelelő lüktető egyenáram jön le róla, ezt mutatja a lila szagatott vonal. Kezdeti helyzetben, az egyenirányító után kötött kondenzátor a szinuszhullám csúcsfeszültségére fog feltöltődni. Terhelés hatására a kondenzátor feszültsége el kezd csökkenni, ahogy az áram folyik át rajta, de amint a következő félperiódusban az egyenirányított feszültség megint megnő, visszatölti a kondenzátort. Az ábrán látható, hogy ezért a lüktetés mértéke lecsökken. Minél nagyobb a kondenzátor, annál kisebb lesz a brumm feszültség, de ez függ a terhelő áramtól is. A puffer kondenzátort mindig a terhelő áramhoz mérten kell választani úgy, hogy a legnagyobb terhelés mellett se haladja meg a lüktetés mértéke az áramkörben megengedett értéket. Ennek a számítása a rádióamatőr kézikönyvben megtalálható.

Vegyük észre, hogy az egyenirányítón az idő nagy részében nem folyik áram, mert az egyenirányított feszültség alacsonyabb lesz, mint a kondenzátor feszültsége. Amikor azt újra eléri, akkor az egyenirányítón átfolyó áram nemcsak a kondenzátort fogja tölteni, hanem a terhelés felé is folyik. Tehát a transzformátort és a diódákat

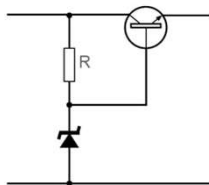
impulzusszerű áram terheli, amelynek maximális értéke meghaladja a terhelő áram értékét. Ezért fontos az, hogy méretezésnél mindig nagyobb áramú diódákat kell kiválasztani, mint a várható terhelő áram.

A kondenzátor méretezésénél nagyon fontos figyelembe venni, hogy az mindig a csúcsfeszültségre töltődik fel. Amikor multiméterrel megmérjük egy áramkörben a feszültséget, akkor általában a kijelzőn az RMS értéket olvashatjuk le. Viszont a kondenzátoron a feszültség addig fog nőni, amíg el nem éri a csúcsfeszültséget, ahogy a görbén is látható. Egy egyszerű képlettel kiszámíthatjuk, hogy mi a várható feszültség szinuszos váltóáram esetén: $U_{DC} = U_{AC} \cdot \sqrt{2} = 230V \cdot \sqrt{2} = 325V$

Stabilizált tápegységek



A V_{in} feszültséget a zenner dióda úgy stabilizálja, hogy a terheléssel mindig annyi feszültség esik az R ellenálláson amennyi a V_{out} feszültséget stabilan tartja. Nem túl jó a hatásfok, hisz ellenállással szabályozza a feszültséget, csak kis teljesítményre használható.



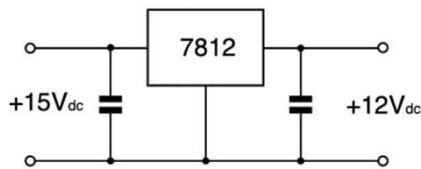
Az áteresztő tranzisztorral bővített megoldásban a terhelhetőséget a tranzistor maximális kollektor árama határozza meg.

A gyakorlatban sokszor előfordul, hogy stabil, tiszta, bűgőfeszültség vagy mindenféle zavaroktól mentes egyenáramra van szükség. Ahhoz, hogy ezt elérjük, stabilizált tápegységet kell használnunk. A felső ábrán egy Zener-diódás egyszerű feszültségstabilizáló áramkör látható. A lényeg az, hogy a Zener dióda a típusának megfelelő feszültségen ki fog nyitni és ez a feszültség a rajta átfolyó áramtól kismértékben fog csak függeni. Az áramkört úgy kell méretezni, hogy a terhelő áram soha ne lépje túl a Zener dióda áramát, mert akkor az történik, hogy az R ellenálláson olyan nagy feszültség fog esni, hogy a Zener dióda újra lezár és a feszültség beesik. Ennek az áramkörnek az a hátránya, hogy terheletlen állapotban is folyamatosan a névleges áram folyik át rajta és emiatt nagy a veszteség. Nagy teljesítményű stabilizált tápegységet se praktikus így készíteni, mert nagyon nagyok lesznek a veszteségek. Például, ha 15V-os bemenő feszültségből szeretnénk 12V-ot előállítani és a maximálisan egy amper áram mellett, akkor a nyugalmi veszteség az ellenálláson $15V - 13V = 3V$ szorozva az árammal, ami 3 Watt. Viszont a Zener diódán is átfolyik az egy Amper áram, ha nincs semmi terhelés, de rajta a 12V feszültség esik, így a dióda hővesztesége 12Watt lesz.

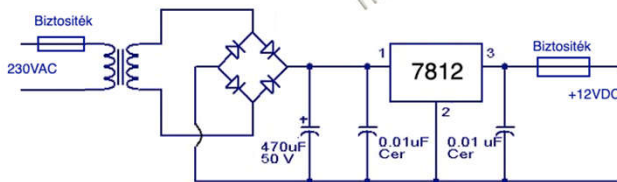
Ezt a problémát orvosolja a másik ábrán lévő kapcsolás. Ebben az esetben a Zener diódát csak a tranzistor - amit tápegységeknél áteresztő tranzisztornak is szoktak nevezni – bázis árama terheli. Ha a tranzisztos áramerősítési tényezője $\beta = 10$, akkor

egy amper terhelő áram esetén a Zener diódának csak 100 mA-áramot kell biztosítania. Temérzetesen a gyakorlatban szükség van túlméretezésre és biztonsági tartalékkal is számolni kell, az alkatrészek szórása és melegedése miatt. Ennek az áramkörnek a hatásfoka jobb lesz, mint az előzőnek, mert: 1) terheletlen állapotban, jelentősen kisebb áram fog folyni a Zener diódán és az ellenálláson, így kisebb lesz a hőveszteségük, 2) az áteresztő tranzisztos vesztesége a terhelő áramtól fog függeni és a rajta eső feszültségtől. Tehát, ha nincs terhelés, akkor nincs veszteség. A legtöbb hődisszipáció a maximális terhelőáramnál fog keletkezni.

Stabilizált tápegységek



- Különböző feszültségekre gyártanak kész feszültség stabilizátorokat.
- Gyakori kimeneti feszültségek a következők: ± 5 , ± 6 , ± 9 , ± 12 , ± 15 , ± 18 , és ± 24
- Általában 0.1-től 5A terhelhető stabilizátorokat gyártanak.
- Egy tipikus 12V-os stabilizáló egység látható itt túláram védelemmel (biztosíték).



Mit csinál a $470\mu F$ – os kondenzátor?

És mi a feladata a $0.01\mu F$ – os kondenzátoroknak?

Az előző dián látható két áramkörnek nagy hátránya, hogy nincs bennük visszacsatolás és ezért csak limitált stabilizálást lehet velük elérni. Például a terhelő áram hatására az áteresztő tranzisztor nyitó ellenállása és áramerősítési tényezője is változik, emiatt a kimenő feszültség is ingadozni fog. Az alkatrészek melegedésének további hatásai vannak. Ahhoz, hogy ezt a problémát orvosoljuk, visszacsatolást kell alkalmazni, ami azt jelenti, hogy a feszültség stabilizáló áramkör tartalmaz egy hibaerősítőt, ami összehasonlítja a kimenő feszültséget egy referencia feszültséggel és ezt felhasználva kompenzálja a terhelő áram és hőmérséklet változás okozta ingadozásokat. A visszacsatolás alkalmazásával drasztikusan megnő a kimenő feszültség stabilitása és tisztasága.

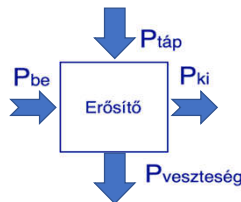
Az ábrán egy monolitikus feszültség stabilizáló IC és áramköri felhasználása látható. Ezeket a stabilizátor IC-eket elsősorban fix feszültségűre készítik, de léteznek változtatható típusok is, amiknél néhány külső áramköri elem segítségével beállíthatjuk a szükséges feszültséget. Az IC adatlapján minden paraméter megtalálható. A modernebb típusok áramkorláttal és túlmelegedés elleni védelemmel is rendelkeznek. Természetesen, nagyobb áramok esetén, vagy egyedi esetekben készíthető diszkrét alkatrészekkel, műveleti erősítőkkel feszültség stabilizátor áramkör, de egy jó tápegység készítése nehéz feladat, magas szintű műszaki felkészültséget kíván. Például egy rosszul megépített tápegység begerjedhet,

a benne lévő áteresztő tranzisztor rövidzárlatba mehet és ilyenkor a puffer kondenzátor teljes feszültsége a kimentre kerül, ami a fogyasztó tönkremeneteléhez vezethet. Emiatt sokszor érdemes valamilyen védelemmel ellátni a fogyasztót, mint például a második ábrán a kimeneten lévő biztosíték a túláram ellen.

Mit csinál a 470 uF-os kondenzátor? Ez a puffer kondenzátor és az egyenirányító feszültségét simítja ki. A két kisértékű kerámia kondenzátor, pedig a nagyfrekvenciás gerjedéseket, zavarokat szűri meg. A kimenő oldalra tett kondenzátornak még az is fontos szerepe, hogy stabilizálja az áramkörben lévő visszacsatoló hurok működését. A gyártó adatlapján mindig meg van adva, hogy milyen külső áramköri elemek szükségesek a helyes működéshez, ezért ezt mindig fontos megnézni.

Erősítők

Erősítők



Erősítési tényező:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}}$$

$$A_i = \frac{i_{ki}}{i_{be}}$$

$$A_p = \frac{P_{ki}}{P_{be}}$$

- Az erősítő lényege, hogy a bemenő teljesítmény P_{be} a kimeneten nagyobb legyen P_{ki} . Tehát $P_{be} < P_{ki}$
- Az erősítő ahhoz, hogy a kimeneten nagyobb teljesítményt érjen el, a $P_{táp}$ teljesítményét használja fel. A veszteség, $P_{veszteség}$ hő alakjában távozik a rendszerből.
- A felhasználás szerint különféle erősítőket ismerünk:
 - Feszültségerősítő, Áramerősítő, Teljesítményerősítő
 - Lineáris, logaritmus, impedancia illesztő erősítők
 - Kisfrekvenciás, nagyfrekvenciás hangolt és hangolatlan stb.
- Erősítő paraméterek:
Erősítési tényező, sávszélesség, határfok, fázis menet, torzítási tényező, be/kimenő impedancia, max. szint

A híradástechnika egyik leggyakrabban előforduló feladata a váltakozófeszültségek erősítése. A jelforrások feszültsége sokszor csak néhány tized mikrovolt vagy millivolt. Ezeket a jeleket kell több nagyságrenddel felerősíteni. Erre szolgálnak az erősítők. Az erősítő a működéséhez egy külső forrásból veszi az energiát, aminek csak egy részét hasznosítja a bemenő jel felerősítésére. A veszteségek hő formájában távoznak. Az erősítő határfoka a hasznos teljesítmény és a felvett teljesítmény hányadosa. A gyakorlatban nagyon sokféle erősítő létezik a felhasználás szerteágazó, a működési paraméterek, mindig az adott alkalmazáshoz vannak igazítva. Minden esetben az a cél, hogy a bemenő jel teljesítménye megnőjön.

Az erősítőket különböző paraméterekkel jellemezhetjük. Az egyik legfontosabb paraméter az erősítési tényező. Ezt háromféle képen is kifejezhetjük: A_u - feszültség erősítés, A_i - áram erősítés, A_p - teljesítmény erősítés. Ezeknek az értékét úgy kapjuk meg, hogy a kimenő jel szintjét elosztjuk a bemenő jellel. Az erősítési tényezőt kifejezhetjük lineáris formában, például $A_u = 10$ azt jelenti, hogy az erősítő kimenő jelének feszültsége a bejövő jel feszültségének 10-szeresére lesz. Tehát egy 10 mV-os jelet 100 mV-osra erősít. Ugyanakkor leggyakrabban az erősítést logaritmikus skálán adják meg és az értéke decibelben van kifejezve. Tehát az ebben a példában említett erősítő feszültség erősítési tényezője $A_u = 20db$ a már ismert képlettel számolva.

($A_u = 20 \log \frac{u_{ki}}{u_{be}}$) A rádiótechnikában lévő erősítőknél, végfokoknál szinte mindig decibelben adják meg az erősítést. Ez nagy mértékben megkönnyíti a számítást is. Például van egy QRP adó, aminek a kimenő teljesítménye $P_{QRP}=30\text{dbm}$. (dbm azt jelenti, hogy a jel szintje db-ben az 1mW referencia teljesítményhez viszonyítva. Tehát $A_P = 10 \cdot \log \frac{P_{ki}}{1\text{mW}} \rightarrow P_{ki} = 10^{\frac{A_P}{10}} \cdot 1\text{mW}$, jelen esetben ki tudjuk számolni, hogy a 30db teljesítmény erősítés 1000 szoros növekedést jelent az 1mW-hoz képest, ami pontosan 1 Watt.) A QRP adó után kapcsolunk egy 20 db végfokot, akkor a végfokból kijövő jel: $P_{ki} = P_{QRP} \cdot A_P$, de mivel decibellekkel számolunk, ahol a szorzás helyett összeadást végzünk, így $P_{ki} = 30 \text{ dbm} + 20 \text{ db} = 50\text{dbm}$, ami 100 wattnak felel meg. Számításoknál mindig figyelni kell, hogy teljesítmény erősítésről vagy feszültség erősítésről van-e szó, mert 20 db teljesítmény erősítés 100 szoros, de 20 db feszültség erősítés csak 10 szoros erősítést jelent. Feszültség erősítőknél gyakran használt referencia az 1V, ebben az esetben dbV-ben van megadva a feszültség. Ebben az esetben is hasonlóan kell eljárni, mint a teljesítmény számításnál, csak az értékeket V-ban kapjuk.

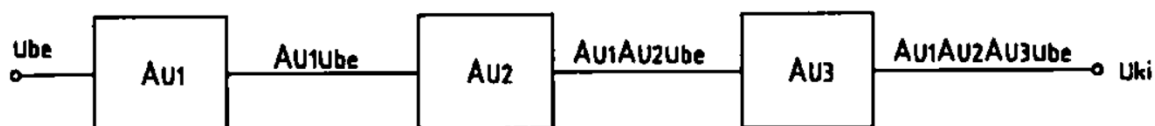
Az erősítők másik fontos paramétere a bemenő és kimenő ellenállás. Ez különös képen fontos a rádió technikában, ahol leggyakrabban alkalmazott erősítőket 50 Ohm-os impedanciára méretezik. Csak akkor fog kijönni a legnagyobb teljesítmény egy erősítóből, ha a megadott impedanciával van a kimenete terhelve. Szélsőséges esetben a rosszul terhelt erősítő akár tönkre is mehet.

További fontos paraméterek:

- sávszélesség: amely az erősítő működési frekvencia tartományát adja meg. (3 db-es pont a görbén)
- maximális bemenő szint: ha az erősítő bemenetére nagyobb jelet kapcsolunk, mint ami megengedett, akkor túlvezérlődik és jobb esetben torzítani fog, de rosszabb esetben akár tönkre is mehet
- hatásfok: a kimenő teljesítmény és a felvett teljesítmény aránya
- torzítás: a gyakorlatban nem lehet olyan erősítőt építeni, ami egy az egyben megtartja a bemenő jel alakját, torzulni fog. Sőt maga az erősítő is generálhat nemkívánatos jeleket. Lineáris torzításról akkor beszélünk, amikor az erősítő frekvencia és fázis menete nem egyenletes, tehát a bemenő jel különböző frekvencia komponenseit, nem ugyan úgy erősíti fel, a jel alakja megváltozik. Nem lineáris torzításról akkor beszélünk, amikor az erősítőben új az eredeti jelben nem megtalálható komponensek is keletkeznek. Például felharmonikusok, vagy intermodulációs torzítás. Rádióamatőr készülékeknél a megengedett torzítás mértékét nemzetközi egyezmények írják elő. Az adatlapokon például úgy adják meg, hogy egy végfok harmonikus torzítása -50 dbc. Amikor a dbc-t látunk, mint mértékegység, akkor ez azt jelenti, hogy a referencia a vivő teljesítménye azaz angolul „carrier” rövidítése. Tehát, ha van egy 50dbm (100 Watt) teljesítményű adónk, akkor a káros harmonikus kisugárzás ebben az esetben 50db-vel kisebb, mint a

vivő, ami 50dbm. Számítsuk ki! $P_{\text{harmonikus}} = P_{\text{carrier}} + \text{torzítás}[db] = 50\text{ dbm} - 50\text{ db} = 0\text{ dbm} \rightarrow 1\text{ mW}$ A 100 Wattos vivő jel mellett az erősítőnk kisugároz egy 1 mW-os benne keletkező káros jelet. Ez egy nagyon jó minőségű erősítő.
Hangfrekvenciás áramköröknél gyakran előfordul, hogy a torzítást %-ban adják meg.

Több fokozatú erősítők



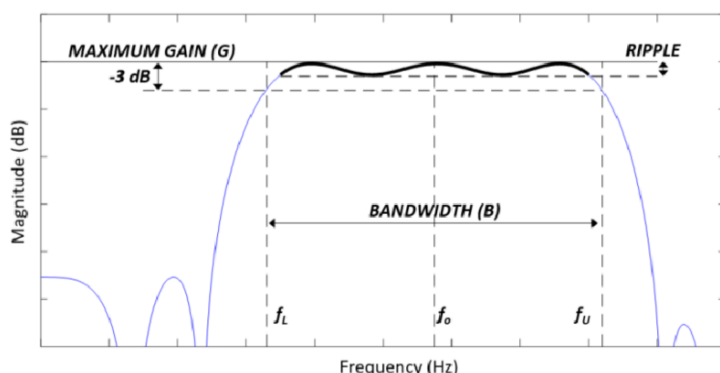
Egy tranzisztorral felépített úgymond egyfokozatú erősítővel sokszor nem tudjuk elérni a kívánt erősítést. Ilyen esetben több erősítő fokozatot kapcsolunk össze, úgy, hogy az egyik erősítő bemenete az előző fokozat kimenetéről kapja a jelet. Ezt az összekapcsolást kaszkád kapcsolásnak is nevezzük. Ebben az esetben az eredő erősítés az egyes fokozatok erősítésének a szorzata $A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3}$ vagy ha decibellben számolunk akkor az összege $A_u^{db} = A_{u1}^{db} + A_{u2}^{db} + A_{u3}^{db}$.

Azonban nemcsak az erősítés miatt köthetünk össze erősítő fokozatokat. Az is lehet, hogy első fokozat egy nagy erősítésű feszültség erősítő az utána következő fokozat pedig egy olyan erősítő, ami áramot erősít, kicsi a kimenő impedanciája, de feszültséget nem erősít. Ebben az esetben az eredő feszültség erősítés az első fokozat határozza meg, a második fokozat impedanciát illeszt. Az együttes erősítés a teljesítmény erősítésben nyilvánul meg.

Az egymás után kötött erősítők nemcsak a hasznos jelet fogják erősíteni, hanem az egyes fokozatok erősítik az előttük lévő fokozat által generált torzításokat és zajokat is. Ezért előfordulhat az, hogy ugyan az egyes fokozatok torzításai és zaja a megengedett érték alatt van, de összekapcsolva őket már együtt nem felelnek meg. Nem minden esetben lehet az erősítőket csak úgy egymás után kapcsolni. Sokszor valamilyen elválasztást kell alkalmazni, vagy azért, hogy egyenáramúlag ne befolyásolják egymást a fokozatok (ezt hívják galvanikus leválasztásnak, amit RC

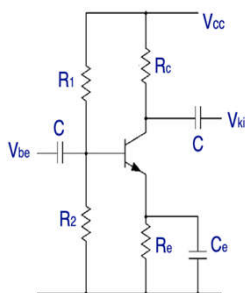
csatolással vagy transzformátoros leválasztással érhetünk el) vagy az előző fokozat kimenő impedanciája nem kompatibilis a következő fokozat bemenő impedanciájával. Ha két fokozat között galvanikus csatolás van, az azt jelenti, hogy az egyenáram is átjut az egyik fokozat kimenetéről a másik fokozat bemenetére. Az RC csatolásnál egy sorba kapcsolt kondenzátor elválasztja egyenáramúlag a két fokozatot, de ebben az esetben az RC-tag, mint egy aluláteresztő szűrő működik és meghatározza az erősítő alsó határfrekvenciáját. Transzformátoros csatolás esetén is az RC hez hasonló módon a transzformátor primer és secunder tekercse közti galvanikus elválasztás megakadályozza a DC továbbjutását. Előnye még, hogy a tekercsek menetszám arányának beállításával, még impedancia illesztést is meg tudunk valósítani.

Az erősítő frekvencia menete



Az erősítőknek fontos jellemzője a frekvencia menete, amit gyakran a gyártók görbe formájában is közzé tesznek. Az ábrán látható, hogy a függőleges tengely az erősítési tényező a vízszintes tengely pedig a frekvencia. Általában a frekvencia és erősítés logaritmikus skálán van ábrázolva. Az alsó határfrekvenciát és felső határfrekvenciát úgy szokás értelmezni, ahol az erősítő 3db-el csökken. Ezen két frekvencia különbségét hívjuk az erősítő sávszélességének. Nagyon fontos még, hogy a sávszélességen belül az erősítő frekvencia menete egyenes (lineáris) legyen, mert ha nem így van, akkor lineárisan torzítani fog.

Kisfrekvenciás erősítő



Változás a bázison sokkal nagyobb változást okoz a kollektor emitter oldalon.

Egyenáramú működés:

- R_1 és R_2 egy feszültség osztó, ami a beállítja a tranzisztor munkapontot
- R_e stabilizálja a munkapontot.
- Tehát az R_1 , R_2 és R_e a tranzisztor lineáris munkapontjára állítja bázis áramot.
- R_c a tranzisztor munka ellenállása

Váltóáramú működés:

- C kondenzátorok megakadályozzák a váltóáramú rész munkapont beállítását
- C_e söntöli az R_e ellenállást váltóáram szempontjából
- A bemenő jel szuperponálódik a munkapontra és a váltóáram ütemében változtatja a tranzisztor „ellenállását”
- R_c és a tranzisztor mint feszültségosztón megjelenik a kimenő jel

Kisfrekvenciás erősítőknem nevezzük azokat az áramköröket, amiknek maximális frekvenciája kb 100 kHz-es nagyságrendben mozog. Általában ezek nem tartalmazznak tekercseket, rezgőköröket. A kondenzátorok egyenáramú leválasztást szolgálnak. Az ábrán egyfokozatú földelt emitteres kapcsolás látható. Létezik még földelt bázisú és földelt kollektorú áramköri kapcsolás is. Itt a „földelt” szót úgy kell érteni, hogy váltóáram szempontjából földelt a kapcsolás, nem szó szerint van a tranzisztor emittere, bázisa, vagy kollektora a földre kapcsolva. Természetesen az erősítő elem lehet FET tranzisztor is, de ugyan ilyen módon elektroncsöves áramkörök is léteznek. Az ábrán látható kapcsolásban az R_1 és R_2 ellenállások a az erősítő munkapontjának beállításáért felelnek, az R_e emitter ellenállás a munkapont stabilitását biztosítja (negatív visszacsatolás), az R_c pedig a tranzisztor kollektor ellenállása (munka ellenállás). A bemeneten és kimeneten lévő 1-1 kondenzátor galvanikus elválasztást biztosít, nem engedi át a DC-t az előző és következő fokozatba. A C_e emitter ellenállással párhuzamosan kapcsolt kondenzátor az ellenálláson folyó váltó áramot söntöli, tehát az egyenáram átfolyik az ellenálláson, de a váltóáramú jel nem. Így váltóáram szempontjából nem lesz negatív visszacsatolás. Egy példán keresztül vizsgáljuk meg jobban az áramkör működését. Tegyük fel, hogy a tápfeszültség 10 Volt. Ha azt szeretnénk, hogy az erősítőnk a lehető legnagyobb váltóáramú jelet tudja biztosítani a kimenetén, akkor úgy kell beállítanunk az egyenáramú munkapontot, hogy

a kollektoron a tápfeszültség fele legyen nyugalmi helyzetben. Belátható, hogy ha a kollektor fél tápfeszültségen „ül”, akkor pozitív és negatív irányba is ugyanakkora amplitudóban tudjuk kivezélni a tranzisztort. Ha a kollektor áramot 1 mA-nek

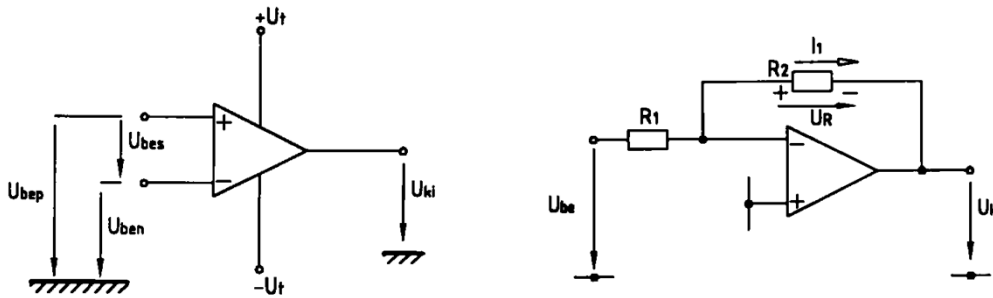
választjuk akkor a kollektor ellenállás értéke: $R_C = \frac{V_{CC}/2}{I_C} = \frac{5\text{ V}}{1\text{ mA}} = 5\text{ k}\Omega$. Tehát a munkaponti áram 1 mA és a munkaponti feszültség 5 V lesz. A munkaponti áramot tetszőlegesen megválaszthatjuk, de nagy hatása van az áramkör működésére, ezért általában valamilyen kompromisszumot kell kötnünk. Nagy munkaponti áram mellett kisebb a tranzisztor zaja, de cserében nagyobb lesz a veszteség és figyelembe kell venni az adatlapon a tranzisztor maximális kollektor áramát. Kis munkaponti áram mellett, nagyobb kollektor ellenállást választhatunk, így nagyobb lehet a tranzisztoros áramkör erősítése.

Hogyan kell beállítani a tranzisztor munkaponti áramát? Gyakran a tranzisztort úgy emlegetik, mint áram erősítő elem, de ez nem igaz. A valóságban a kollektor áram a V_{BE} bázis-emitter feszültségtől függ, aminek az értéke kb 0,6-0,7 volt. A félreértés, abból adódik, hogy a tranzisztornak van egy úgynevezett áramerősítési tényezője, amit β -val jelölnek az adatlapokban. Valóban, ha a tranzisztor áramerősítése mondjuk 100, akkor ha a kollektor áram 1 mA, a bázis áram 10 μ A lesz. Sajnos a tranzisztor bétája egy nagyon rossz paraméter, nagyon nagy a szórása és hőmérséklet függő. Egy tranzisztor típuson belül akár 50-200 közötti értéket is felvehet. Ezért ezt nem nagyon tudjuk a munkapont beállításnál felhasználni, mert ha az áramkörben tranzisztort cserélünk vagy megváltozik a hőmérséklet, akkor azonnal elmászik a munkapont. A munkapont beállítására az R_1 és R_2 ellenállásokból álló feszültségosztó szolgál. Az R_2 -n eső feszültségnek, pont akkorának kell lennie, hogy a tranzisztort annyira vezérelje ki, hogy 1 mA áram folyjon a kollektoron. A két ellenálláson átfolyó áramot úgy kell megválasztani, hogy ez az áram egy nagyságrenddel nagyobb legyen, mint a bázisáram. (terhelt feszültség osztó). Mivel a bázis feszültség szintén egy változó érték, ezért valahogy gondoskodnunk kell róla, hogy a munkapont beállítás ettől független legyen. Erre szolgál az R_e emitter ellenállás. Válasszuk meg úgy, hogy a rajta eső DC feszültség legyen 1 V. Így az értéke az 1 mA kollektor áram esetén 1 k Ω . A bázis feszültségnek az emitternél 0.7 voltal kell pozitívnak lennie, ami hozzáadódik az emitter ellenálláson eső feszültséghez. Tehát a bázis osztót úgy kell mértetni, hogy az R_2 ellenálláson kb 1.6 Volt essen.

Váltóáramú működés: A tranzisztoros erősítő bemenetét és kimenetét egyenáramúlag leválasztja az előtte és utána lévő fokozattól a C kondenzátor. A bemeneten mintegy aluláteresztő szűrő működik a C kondenzátor és az áramkör bemenő ellenállása, ami a párhuzamosan kapcsolatos R_1 és R_2 ellenállásokból valamint a tranzisztor bemenő ellenállásából áll. A kimeneten lévő kondenzátor az erősítő kimenő ellenállásával párhuzamosan alkot aluláteresztő szűrőt. Ez a kettő fogja meghatározni az áramkör frekvencia menetét. Hogyan erősödik fel a jel? Tegyük fel, hogy a bemenetre kapcsolt jeltől a u_B bázis feszültség megváltozik. Mivel az emitter követi a bázis feszültségét, ezért az emitter feszültség is egy kis mértékben megváltozik $u_B =$

u_E . Az emitter feszültség megváltozása hatására az emitter áram is megváltozik: $i_E = v_E / R_E = v_b / R_E$. Ha a tranzisztor bétája (áramerősítési tényezője) nagy, akkor a kollektor áram is ugyan ekkora mértékben meg fog változni. Ennek eredménye képen: $u_C = -i_C \cdot R_C = -u_B \cdot (R_C / R_E)$. Az áramkör erősítése így: $A_u = v_{ki} / v_{be} = -R_C / R_E$. A tranzisztoros áramkörök működésével és méretezésével kapcsolatban érdemes elolvasni a Horowitz – The Art of Electronics című könyvet, ha valaki mélyebben szeretne a témában elmélyülni.

Műveleti erősítők



Műveleti erősítőknek eredetileg az analóg számítógépekben a számítási műveletek végzéséhez használt, nagy erősítésű egyenfeszültség-erősítőket nevezték. Ezeknél az erősítőknél galvanikus csatolást, és az ilyenkor fellépő problémák megelőzése érdekében nagymértékű negatív visszacsatolást alkalmaztak. Elterjedése csak akkor vált lehetővé, amikor az olcsó és jó minőségű integrált műveleti erősítők megjelentek. Az ún. monolit integrált áramkörökben az erősítő működéséhez szükséges szinte valamennyi áramköri elemet: tranzisztorokat, diódákat, ellenállásokat, sőt még kisebb kapacitású kondenzátorokat is egyetlen miniatűr félvezető lapkán alakítják ki.

Az általánosan alkalmazott műveleti erősítő szimmetrikus bemenetű és aszimmetrikus kimenetű. A szimmetrikus bemenet azt jelenti, hogy az erősítőnek két bemenete van, és a bemenő feszültséget e két (a „+”-al jelölt nem invertáló és a „-”-al jelölt invertáló) bemenő pont közé kell kapcsolni. A kimenet itt is aszimmetrikus, azaz a kimenő feszültség a kimenet és a földpont között mérhető. A működését a következő képlet írja le: $U_{ki} = A_0 \cdot (U_{bep} - U_{ben}) = A_0 \cdot U_{bes}$. A képletből látható, hogy ha U_{bes} pozitív, a kimenő jel is pozitív a földhöz képest, ha pedig U_{bes} negatív, U_{ki} a földhöz képest negatív lesz. Ez csak úgy lehetséges, ha a műveleti erősítőt a földhöz képest pozitív és negatív tápfeszültséggel is ellátjuk. A két tápfeszültséget $+U_t$ és $-U_t$ -vel jelöljük. Kiolvasható továbbá a képletből, hogy (ideális műveleti erősítőnél)

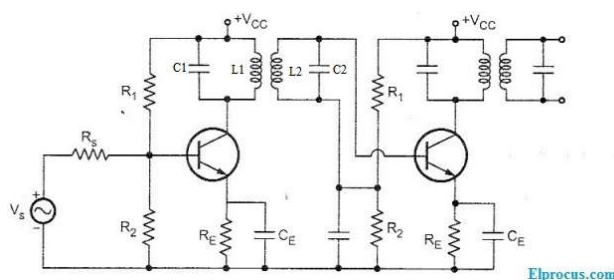
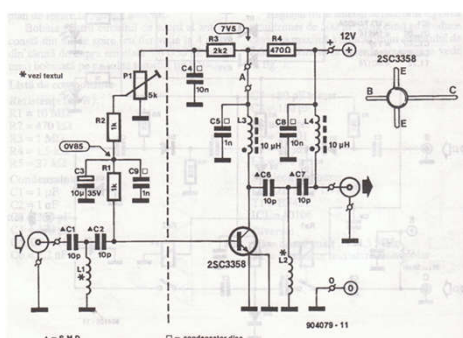
nincsen jelentősége annak, hogy U_{bep} és U_{ben} a földhöz képest milyen értékű, a kimenő feszültség csak a két feszültség különbségétől függ. Az ideális műveleti erősítő A_0 nyílthurkú erősítése végtelen, a valóságos erősítőké jellegzetesen 1000...100000 - es nagyságrendű, és a tápfeszültségnek is függvénye.

A jobb oldali ábrán egy műveleti erősítő kapcsolást láthatunk, aminek a munkapontját és erősítését az R_1 és R_2 ellenállások állítják be. A műveleti erősítő nem invertáló bemenete földelve van. A bemenő jelet R_1 ellenállás és a földpont közé kapcsoljuk. Az erősítést a következő képlettel számolhatjuk ki: $A_u = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = - \frac{U_{be}}{R_1}$.

$R_2 = - \frac{R_2}{R_1}$ A negatív előjel azt fejezi ki, hogy a bemenő és a kimenő feszültség előjele különbözik, azaz az erősítő fázist fordít, invertál, ezért a ezt az alapkapsolást invertáló erősítőnek nevezik. Az erősítés nagysága a visszacsatoló elemektől: R_1 és R_2 ellenállástól függ, és nem függ a műveleti erősítő nyílthurkú erősítésétől.

Nagyfrekvenciás erősítő

- Ezek az erősítők lehetnek szélessávú vagy szelektív erősítők, sőt teljesítmény erősítők
- A tranzisztorok, vagy gyakran JFET, MOSFET, stb. úgy lesznek kiválasztva, hogy a megfelelő frekvencián működőképesek legyenek
- A keskenysávú erősítők hangolt rezgőköröket tartalmaznak a kollektor körben. A szélessávú erősítő hasonlít a kisfrekvenciáshoz, de már tartalmaz reaktív elemeket is.



A nagyfrekvenciás erősítők kétféle változatban készülnek: széles és keskenysávú. Szélessávú erősítők kialakítása hasonlít a kisfrekvenciás erősítőknél látottakra, de itt már a nagyobb frekvencia miatt figyelembe kell venni az alkatrészek parazita kapacitásait és induktivitásait is. Nagy frekvencián már jelentős hatása van például a tranzisztor kivezetéseinek az induktivitása, vagy a tok és kivezetések közötti kapacitás. Sőt még a nyák kialakítása is nagy hatással van a működésre. Ezeknek a kompenzálására már az áramkörben megjelennek reaktív elemek, folytó tekercsek. Szélessávú erősítőket átviteltechnikában használnak, például videó erősítők. Egy hangolt körös keskeny sávú erősítő látható a jobb oldali ábrán. A tranzisztorok kollektorai párhuzamos rezgőkörré dolgoznak. Ezek az L-C körök úgy vannak megválasztva és behangolva, hogy csak az adott frekvencián és adott sávszélesség mellett működjön az erősítő. Például ilyen áramkör van egy KF erősítőben, ahol a rezonancia frekvencia 455 kHz és sávszélesség 6 kHz. Az ellenállások az egyenáramú munkapont beállítására szolgálnak. A két fokozat között galvanikus elválasztás van, mert az L_1 és L_2 tekercsek csatolásban vannak és transzformátorként működnek. Ezzel meg van oldva a két fokozat közti impedancia illesztés is. A felhasznált félvezetőket úgy kell megválasztani, hogy a tranzistorok határfrekvenciája jelentősen nagyobb legyen az adatlapon megadott határfrekvenciánál, hogy kielégítő erősítést lehessen elérni az egyes fokozatokkal.

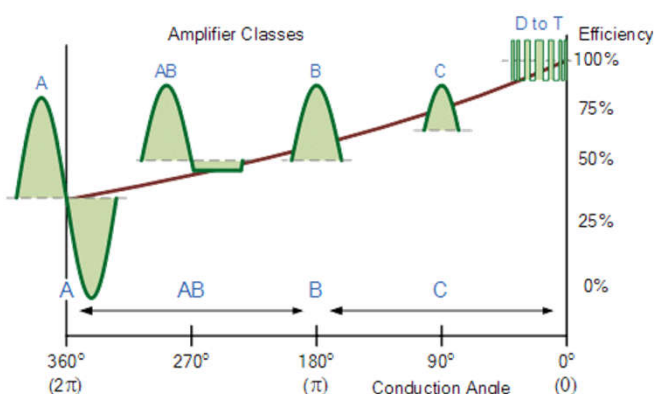
Teljesítmény erősítő



- A teljesítmény erősítők erősítési tényezője

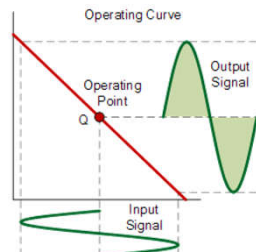
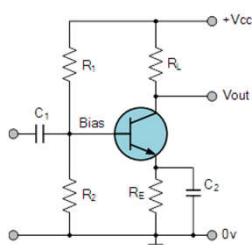
$$A_p = \frac{P_{ki}}{P_{be}}$$

- Erősítők lehetnek A, B, AB, C típusok

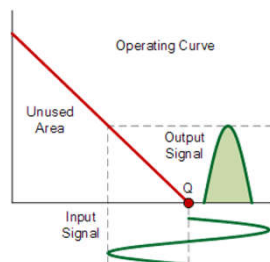
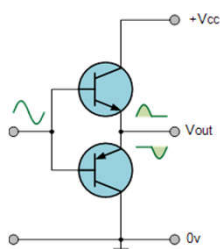


Azokat az erősítőket, amik jelentős kimenő teljesítmény leadására képesek, teljesítmény erősítőnek nevezzük. Rádióamatőr gyakorlatban ezek 1-től 1500 watt közötti tartományban működnek. Magyarországon a a frekvenciagazdálkodási szabályzat előírja, hogy az egyes rádióamatőr sávokban, a különböző engedély típusokkal rendelkező rádióamatőrök milyen teljesítménnyel forgalmazhatnak. A gyári amatőr asztali rádiók leggyakrabban 100 Wattos végfokkal rendelkeznek. Az erősítőket munka pont beállításuktól és áramköri kialakításuktól függően különböző osztályokba soroljuk. A jobb oldali ábrán lévő diagramon az egyes erősítő osztályok tulajdonságai láthatók. Az x tengely az erősítő tranzistor áramának folyási szögét mutatja. Tehát, hogy a meghajtó szinusz jel mennyi ideig tartja nyitva azt. A függőleges tengelyen az erősítő hatásfoka olvasható le. A különböző erősítő osztályokat és azok tulajdonságait a következő diákon lesznek részletesen bemutatva. Itt azt vegyük észre, hogy a folyási szög csökkenésével nő az adó hatásfoka, de az azt is jelenti, hogy az erősítő kimenetén lévő jelalak már erősen eltér a bemenetre adott szinusz jeltől. Nemlineáris torzítás történik, ezért a C-D osztályú erősítők esetén bonyolult szűrőáramkörre van szükség és a nemlineáris átvitel miatt például AM vagy SSB jelek erősítésére már nem használhatók. D osztályú erősítőt rádiófrekvenciás alkalmazásban nem használunk, de hangfrekvenciás végfokokban elterjedt a jó hatásfoka miatt.

Teljesítmény erősítő



“A” osztályú erősítő



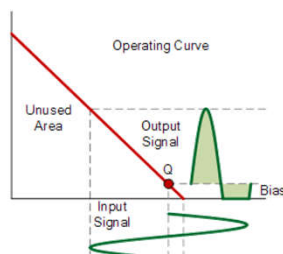
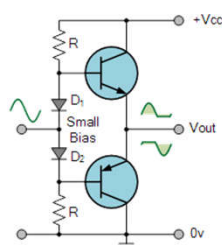
“B” osztályú erősítő

A felső ábrán egy A osztályú kapcsolás látható, amit már a kisfrekvenciás erősítők tárgyalásánál megismerhettünk. Emlékezzünk vissza, hogy itt úgy méreteztük, hogy az áramkör nyugalmi helyzetben áram folyik a kollektoron és a kollektorfeszültség a tápfeszültség fele. A jobb oldali U-I diagramon látható, hogy a munkapont középen helyezkedik el a munkaegyenesen, a bemenő jel csúcstól csúcsig teljesen kivezélrelheti mind a pozitív, mind a negatív félperiódus esetén az erősítőt. 360 fok a folyási szög. Ezért az A osztályú erősítő teljesen lineáris és a legkisebb torzítással képes erősíteni a jelet, de mivel állandóan átfolyik az áram a tranzisztoron és az ellenálláson, ennek az erősítőnek a legkisebb a hatásfoka. Kevesebb, mint 50%. Ilyen kapcsolást kisjelű erősítőkben alkalmaznak, ahol nagy linearitásra és kis torzításra van szükség, de nem nagy a teljesítmény és ezért kicsit a veszteségek.

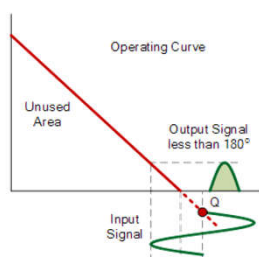
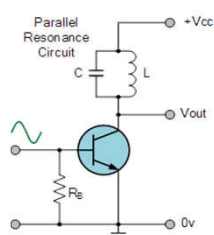
Az alsó ábrán egy B osztályú erősítő látható. A tranzisztrok munkapontja úgy van beállítva, hogy azok még éppen nem nyitnak ki ezért, amikor nincs vezérlő jel a tranzisztorokon nem folyik nyugalmi áram. A felső tranzisztor csak akkor nyit ki, amikor a vezérlő jel pozitív félperiódusa jut a bemenetére, az alsó tranzisztor zárva van ez idő alatt. Így ennek az áramkörnek nagyobb a hatásfoka, de hátránya, hogy a jel torzulni fog. Csak gondoljunk bele, hogy a tranzisztor kinyitásához 0.7 Voltos feszültségre van szükség, ezért amikor a szinuszjel feszültsége még kicsi, nem erősít az erősítő, csak amikor eléri ezt az üszöb feszültséget. Ezért a folyási szög valamivel

kisebb, mint 180 fok és nemlineáris torzítás keletkezik. Azt angolul cross over distortionnak nevezik. Tulajdon képen a torzítás akkor keletkezik, amikor az egyik tranzisztos a kis jelnél már éppen bezár, de tovább haladva a negatív félperiódus felé a másik tranzisztor még éppen nem nyitott ki. Ez a jobb oldali diagramon jól látható. B osztályú erősítőt nem szokás használni pont ez a hátránya miatt.

Teljesítmény erősítő



“AB” osztályú erősítő



“C” osztályú erősítő

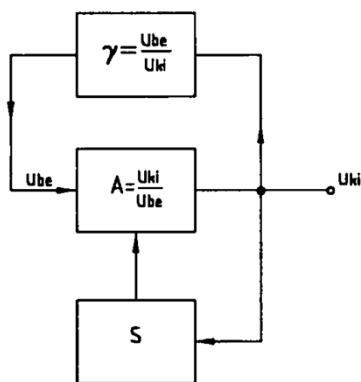
A B osztályú erősítő hátrányát kiküszöbölhetjük, ha a tranzisztor párt úgy mond „előfeszítjük”. Tehát úgy módosítjuk a meghajtó áramkört, hogy kissé nyitásban vezérelje azokat, így, amikor nincs vezérlő jel, akkor is folyik egy minimális nyugalmi áram a végtranzisztorokon. Ebben az esetben, amikor a vezérlő jel a pozitív félperiódusból a negatívba megy át, akkor sem szűnik meg a kollektor áram. Ezt nevezik AB osztályú erősítőnek, ami a felő ábrán és diagramon látható. Ennek az erősítőnek kicsit kisebb a hatásfoka, mint a B osztályúnak, de picit a torzítása. A folyási szög 180 fok. Tulajdon képpen ezzel a kapcsolással ötvözzük az A osztályú erősítő kis torzítását a B osztályú jó hatásfokával. Ez a működési mód a legelterjedtebb lineáris rádiófrekvenciás végfokokban.

Az alsó ábrán a C osztályú erősítő működése látható. A munkapont úgy van beállítva, hogy tranzisztor folyási szöge kisebb mint 180 fok, csak az egyik félperiódus és annak is csak egy rövid szakaszán folyik az áram. Ahhoz, hogy a kimenő jel torzítását minimalizáljuk, ez az áramkör egy hangolt körre dolgozik. Tulajdonképpen a tranzisztor a rezgőkörbe pumpálja az energiát, ami az adófrekvencián rezeg és amikor a tranzisztoron nem folyik áram, akkor a kimenő szinuszos feszültség a rezgőkör rezgése révén jön létre. Mivel a C osztályú erősítő nem lineárisan viszi át a bemenő jelet, ezért AM és SSB jelek erősítésére nem használható, viszont kiválóan alkalmas FM modulált jel erősítésére. Ugyan is az FM moduláció esetén a rádióhullám frekvenciájának a

változása tartalmazza az infomációt, nem pedig az amplitúdója. Ezért az FM-ben működő kézirádiók mind C osztályú erősítővel vannak konstruálva. A C osztályú erősítő előnye a jó hatásfok.

Oscillátorok

Oscillátorok

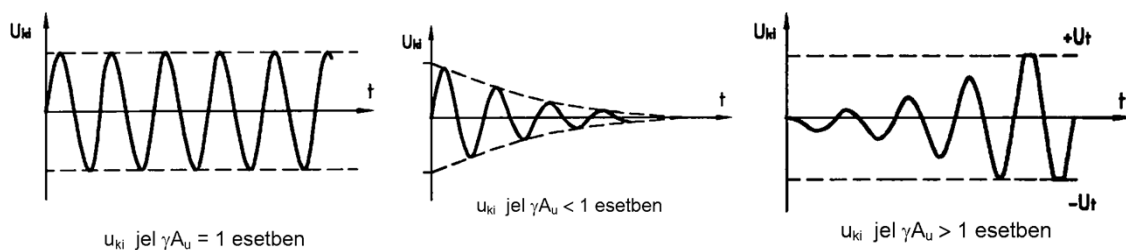


- Ha egy erősítőt visszacsatolunk “begerjed”, vagy is oszcillálni kezd.
- Mi kell egy oszcillátorhoz?
 - Erősítő
 - Visszacsatolás
 - Frekvencia meghatározó elem
 - Amplitúdó szabályzó elem
- Ha $A \cdot \gamma < 1$ az amplitúdó nullára csökken (lecseng)
- Ha $A \cdot \gamma > 1$ az amplitúdó elvileg végtelenségig növekszik (túlgerjed)
- Ha $A \cdot \gamma = 1$ az amplitúdó stabilan fennmarad
- Lehetnek fix és változtatható frekvenciájú oszcillátorok

Az oszcillátor olyan áramkör, amely periodikus, az analóg elektronikában általában szinuszos jelet állít elő. Az oszcillátor elvi felépítése az ábrán látható, **A** erősítőből, **γ** visszacsatoló hálózattól, és **S** amplitúdóstabilizáló áramkörből áll. **γ** visszacsatoló hálózat feladata, hogy kifejezetten egy frekvencián: az oszcillátor működési frekvenciáján pozitív visszacsatolást hozzon létre **A** erősítő kimenete és bemenete között. Ezért a működési frekvencián a visszacsatoló hálózat nem invertáló erősítő esetén 0° , invertáló erősítő alkalmazásakor 180° fázisforgatást hoz létre U_{ki} és U_{be} jelek között. Általánosságban: a pozitív visszacsatolás feltétele, hogy az erősítő és a visszacsatoló hálózat együttes fázisforgatása 0° vagy az ezzel egyenértékű 360° legyen. Ez az ún. fázisfeltétel. Más frekvenciákon a fázisforgatás mértéke más, ezért ezeken a frekvenciákon nem jön létre pozitív visszacsatolás. **S** amplitúdóstabilizáló áramkör az **A** erősítő erősítését úgy szabályozza, hogy a működési frekvencián a visszacsatoló hálózat **γ** leosztásának és az erősítő A_u feszültségerősítésének szorzata 1 legyen. Ez az úgynevezett amplitúdófeltétel. Ez azt jelenti, hogy a működési frekvencián az erősítő kimenetén megjelenő feszültség **γ** -szorosa jut vissza az erősítő bemenetére, amelyet az erősítő A_u -szorosára erősít. Ha $A \cdot \gamma = 1$, akkor az erősítő kimenetén ugyanazt a jelet kaptuk vissza, amiből kiindultunk, azaz az adott frekvencián a rezgés állandó amplitúdóval fenntartja önmagát. Oszcillátorokat a rádiótechnikában széleskörűen alkalmazunk, például VFO, BFO stb.

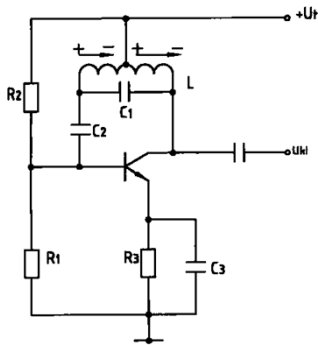
Léteznek fix frekvenciájú oszcillátorok és változtathatóak. Néhány oszcillátor alapkcsolás a további diákon látható.

Oszcillátorok



A bal oldali ábrán egy stabil oszcillátor kimeneti jele látható. Ebben az esetben az oszcillátor kimenő szintje stabil, mert $A \cdot \gamma = 1$. Középen egy csillapodó rezgés látható, ami akkor fordul elő, amikor $A \cdot \gamma < 1$. A jobb oldali ábrán pedig egy „megszaladó” oszcillátor kimenő feszültsége látható, ha $A \cdot \gamma > 1$.

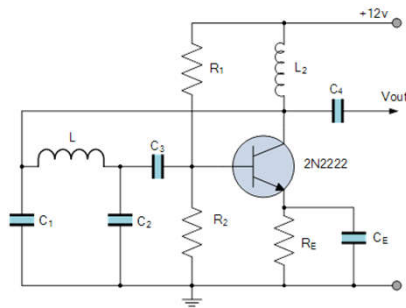
Oszcillátorok



- **Hartley oszcillátor**
- A visszacsatolás a rezgőkör tekercs leágazásával történik
- A $C_1 - L$ rezgőkör határozza meg a frekvenciát
- Az amplitúdó szabályzás a tekercs leágazásától függ
- A tranzisztor munkapontját az R_1 , R_2 és R_3 ellenállások állítják be

Az LC oszcillátorok frekvenciameghatározó eleme a rezgőkör. Tekintettel arra, hogy néhányszor tíz kHz alatti rezonanciafrekvenciához szükséges induktivitások és kapacitások nagyon nagyok, LC oszcillátorokat jellemzően 100 kHz feletti frekvenciákra készítik. Az ábrán egy Hartley oszcillátor látható. Induktív hárompontkapcsolású oszcillátornak is szokták nevezni. A tranzisztor munkapontját az R_1 , R_2 és R_3 ellenállások állítják be, mint ahogy a kisfrekvenciás erősítőknél már láthattuk. A tekercs megcsapolása a tápfeszültségre van kapcsolva, ehhez a ponthoz képest a tekercs egyik ill. másik végén mérhető feszültség között 180° fáziskülönbség mutatkozik. A tekercs egyik vége a tranzisztor kollektorára, másik vége C_2 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 $A \cdot Y = 1$ amplitúdófeltétel teljesüljön.

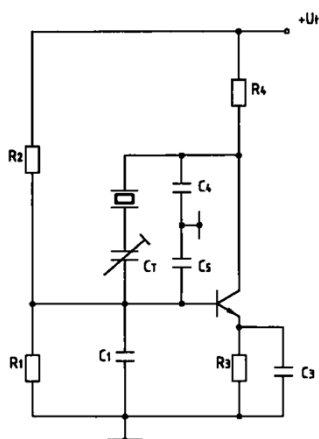
Oscillátorok



- **Colpitts oszcillátor**
- A visszacsatolás a tranzisztor kollektorától a rezgőkör tekercséhez történik
- A rezgőkör határozza meg a frekvenciát
- Az amplitúdó szabályzás C_1 és C_2 méretétől függ.
- A tranzisztor munkapontját az R_1 , R_2 és R_E ellenállások állítják be

Az ábrán a Colpitts oszcillátor kapcsolása látható. Ezt kapacitív hárompontkapcsolású oszcillátornak is szokták nevezni. Az oszcillátor frekvenciameghatározó eleme itt is rezgőkör, de nem a tekercs megcsapolásával, hanem a rezgőköri kapacitás két részre osztásával állítjuk elő a rezgőkör „harmadik” pontját, amelyhez képest a két végpont feszültsége 180° -os fáziseltérést mutat. A rezonanciafrekvenciát L és $C_1 \times C_2$ értéke határozza meg. A tranzisztor munkapontját az R_1 , R_2 és R_E ellenállások állítják be. Az L_2 folytótetekercs az oszcillátor frekvenciáján végtelennek tekinthető és így megakadályozza, hogy a kollektoron keletkező válóáram a tápegység felé folyjon.

Oscillátorok



- **Kvarc oszcillátor**
- A frekvencia meghatározó elem a kvarckristály
- A visszacsatolás a C_4 és C_5 kondenzátorok aránya határozza meg
- A tranzisztor munkapontját az R_1 , R_2 és R_3 állítja be.
- C_T -el éppen, hogy csak egy picit lehet finomítani a frekvencián, túl nagy változással leáll az oszcillátor
- A kvarc oszcillátor előnye az LC oszcillátorokkal szemben a stabilitás

Az LC oszcillátoroknál megismert, párhuzamos rezgőkör frekvenciameghatározó elemmel működő oszcillátor kapcsolások megépíthetők úgy is, hogy a rezgőkört a párhuzamos rezonancián működő kvarckristállyal helyettesítjük. Az ábrán egy ilyen elven működő Pierce-oszcillátor látható. A tranzisztor munkapontját az R_1 , R_2 és R_3 állítja be, a visszacsatolást pedig a C_4 és C_5 kondenzátorok aránya határozza meg. Az oszcillátor frekvenciája kis mértékben hangolható a C_T trimmer kondenzátor segítségével.

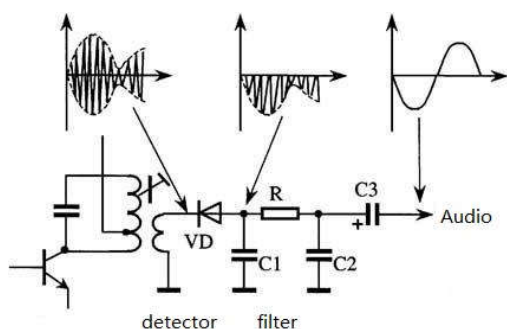
A kvarc oszcillátorok nagy előnye, hogy nagyságrendekkel stabilabb a működése az LC oszcillátorokhoz képest. Minden modern készülékben kristály oszcillátor állítja elő az alap órajelet. Például a karórákat is egy időben kvarcórának hívták, mert annak is egy kvarc kristály biztosítja a nagy pontosságát. Természetesen ez az oszcillátor se tökéletes és idővel „elmászik”. Ennek az egyik oka az öregedés, a másik pedig a hőmérséklet függés. A hőmérséklet függést lehet kompenzálni további alkatrészek beépítésével, akkor az oszcillátor TCXO-vá válik (Temperature Compensated Xtal Oscillator). Ennél még jobb megoldás, ha az oszcillátort valamilyen módon állandó hőmérsékleten tartjuk, úgymond egy „kályhába” helyezzük, aminek a hőmérsékletét nagyon pontosan állandó értéken tartjuk. Így kiköszöbölhetjük a környezeti hőmérséklet változásának a hatását. Ezt hívják OCXO-nak. (Oven Controlled Xtal Oscillator)

Demodulátorok

A demodulátor vagy más néven detektor olyan áramkör, ami a vett rádiófrekvenciás jelből visszanyeri a hordozott információt, azaz a moduláló alapsávi jelet. A különböző módon modulált jelek demodulálására más és más áramkört használunk. A továbbiakban néhány demodulációs módszer kerül bemutatásra. Amatőr gyakorlatban a leggyakrabban használatos modulációs módok: Távíró (CW) jelölése A1A; Távbeszélő AM-DSB jelölése A3E; Távbeszélő egyoldalsávú elnyomott vivő AM-SSB/SC jelölése J3E; Távbeszélő FM jelölése F3E; Távgepíró RTTY jelölése F1A; SSTV F3F

A különböző modulációs módok jelölései az interneten megtalálhatók az alábbi linken: https://en.wikipedia.org/wiki/Types_of_radio_emissions

Burkoló demodulátor



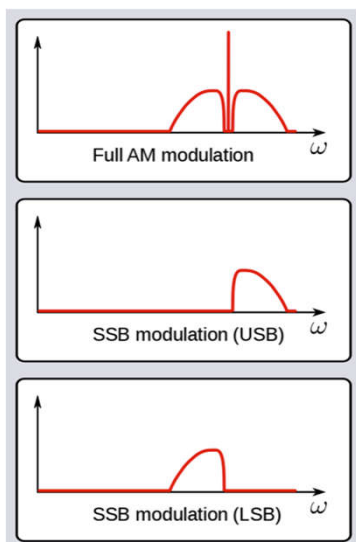
- A burkoló demodulátor AM-DSB jelek demodulálására szolgál
- Egy diódás áramkörrel megvalósítható
- A dióda után lévő aluláteresztő szűrő a rádiófrekvenciás jel leválasztására szolgál

Az amplitúdó modulált két oldalsávós rádiójel jelölése A3E, ahol **A** – kétoldalsávós amplitúdó moduláció, **3** – egy csatorna tartalmaz analóg információt, **E** – telefonia. Az ilyen módon modulált jel demodulására úgynevezett burkoló demodulátort használunk. Ennek a legegyszerűbb kialakítása az ábrán látható diódás detektor. A rádió frekvenciás jel ebben az esetben egy rezgőkörön keresztül jut a detektorra. Az amplitúdó modulált jel jellegzetes alakja a bal oldali diagramon látható. A nagyfrekvenciás vivő amplitúdója a moduláló jel (alapsávi jel) ütemében és mértékében változik. Ez a rádiófrekvenciás jel a detektor bemenetére kerül, ahol a negatív félperiódusban a dióda kinyit és a jel átjut rajta. A pozitív félperiódusban a dióda lezár, ezért ilyenkor nem folyik át jel. A dióda után lévő jelalak a középső görbe. Látható, hogy még mindig tartalmazza a vivőfrekvenciás jelet és az alapsávi jelet. A dióda után egy R-C tagból álló aluláteresztő szűrő található, ami úgy van méretezve, hogy az alapsávi jelet átengedje, de a rádiófrekvenciás jelet erősen csillapítsa. Így a szűrő után csak a hangfrekvenciás jel marad. Amikor a dióda kinyit, elkezd feltölteni a kondenzátort. Amikor az ellenkező félperiódusban lezár, akkor a kondenzátor feszültsége csak kis mértékben csökken. Ha jól van méretezve az áramkör, akkor a kondenzátor feszültsége jó közelítéssel követi a bejövő jel burkolójának alakját. Például, ha a diódás detektor egy 455 kHz KF fokozat után van, akkor ez a szűrő úgy van méretezve, hogy a 3db pontja kb 6 kHz legyen, mert ebbe a sávszélességbe bőven

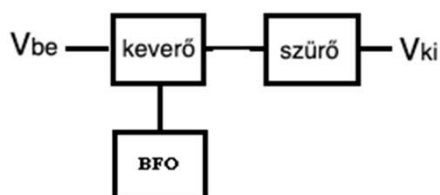
belefér az átvinni kívánt hangfrekvenciás jel, de a 455 kHz középfrekvenciás jelet már erősen csillapítani fogja. Az áramkör helyes működéséhez még szükség van a sorba kötött C_3 kondenzátorra, ami az egyenáramú komponenst választja le, ugyan is ez az áramkör úgy viselkedik, mint a korábban bemutatott egyutas egyenirányító. Az eredmény egy tiszta hangfrekvenciás jel, amit utána rávezethetünk a következő fokozatra, a hangfrekvenciás erősítőre.

Ez a detektor csak AM-DSB jelek demodulálására alkalmas. A CW és SSB jeleknek nincs burkoló görbéje, ezért ott más módszert kell alkalmazni.

Produkt detektor



- Az SSB szignál nem tartalmaz hordozó frekvenciát és csak az egyik oldalsáv jön át (LSB vagy USB).
- A hordozót nekünk kell a vevőben előállítani, hogy hallható frekvenciává alakítsuk a jelet.
- Ezt a hordozót **üttető** vagy **lebegtető**, de a gyakrabban használatos beat oszcillátornak (**BFO**) nevezik.



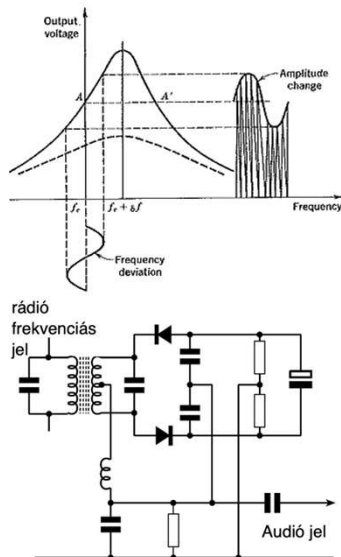
Az SSB és CW jelek demodulására szorzó demodulátort vagy más néven produkt detektort használunk. Ennek a lényege az, hogy mivel az SSB jel nem tartalmazza a vivőfrekvenciát (ezért nevezik SSB-SC a, hogy az SC suppressed carrier-t jelent), ezért a demoduláláshoz ezt újra elő kell állítani. Erre egy a vevőbe épített külön oszcillátor szolgál, amit BFO-nak szoktak nevezni. Egyoldalsávós, elnyomott vivővel sugárzott jelek (AM-SSB/SC: LSB vagy USB) vételénél a helyi oszcillátor frekvenciáját a vételi frekvenciával azonosra állítjuk. Ilyenkor ugyanúgy visszkapjuk a vett jel modulációs tartalmát, mint az AM-DSB adás vételénél.

A távíró jelek demodulálásánál is hasonlóan járunk el. Képzeljük el, hogy a távíró jel frekvenciája, ami a demodulátorba jut, pontosan 450 kHz. A BFO oszcillátort állítsuk 1 kHz feljebb, azaz 451 kHz-re. Ekkor a keverő kimenetén két jel fog megjelenni: az egyik $451+450=901$ kHz, a másik pedig $451-450=1$ kHz. Az utóbbi jel frekvenciája pont a hangfrekvenciás tartományba esik! A keverő után lévő szűrő úgy van méretezve, hogy csak ezt az alapsávi ebben az esetben hangfrekvenciás tartományt engedje át és a $KF+BFO$ jelét elnyomja.

A CW tulajdonképpen egy amplitúdó modulált jel, aminek a modulációja digitális. Tehát vagy van kimenő jel vagy nincs. Az adóból vagy 100% RF jel jön ki vagy nulla. Ha megnézzük az AM jelet a bal oldali ábrán, akkor látjuk, hogy a vivő mellett megtalálható az alsó és felső oldalsáv is. A vivő nem, a felső és alsó oldalsáv pedig

ugyan információt tartalmazza. Az SSB moduláció előnye az, hogy az adó nem sugározza ki csak az egyik oldalsávot, tehát a kisugárzott RF jel teljes energiája az információ átadására fordítódik. Ezért az SSB moduláció sokkal hatékonyabb, mint az AM.

FM Demodulátorok



- Az FM detektorok típusai: aránydetektor, meredekség detektor, fázis diszkriminátor
- Az egyik megoldás a félrehangolt rezgőkör ami amplitúdó változást eredményez, majd ezt követi egy AM demodulátor. Más néven meredekség detektor vagy amplitúdódizkriminátor.
- A másik megoldás egy fázis diszkriminátor detektor, ennek jobb a linearitása az előzőhöz képest (jobb minőségű hang.)

A frekvencia moduláció lényege, hogy nem a vivő amplitúdóját változtatjuk a moduláló jel függvényében, hanem a frekvenciáját. Ezt úgy kell elképzelni, hogy a vivő frekvenciájának a megváltozása a moduláló jel amplitúdójától függ. A moduláló jel maximális értékénél a legnagyobb a vivő frekvenciájának megváltozása; ez a maximális vivőfrekvencia változás a **frekvencialök** (Δf). Ugyanakkor ennek a frekvencia változásnak az üteme pedig a moduláló jel frekvenciájától függ. Tegyük fel, hogy modulátorunk 1V-os bemenő feszültség hatására 5 kHz-el változtatja meg a vivő frekvenciáját. Ha 1V-os amplitúdójú váltakozófeszültségű szinusz jelet kapcsolunk rá, akkor a pozitív félperiódus csúcsában +5kHz el fog változni a vivő frekvenciája, a negatív félperiódusban csúcsában pedig -5kHz-el. Képzeljük el, hogy ennek a váltakozó feszültségnek a frekvenciája 1kHz. Ez azt jelenti, hogy az így modulált vivő frekvenciája 1kHz-es ütemmel fog +- 5kHz között ingadozni, ahogy a szinusz jel pillanatnyi feszültsége változik. A frekvencia modulált jelnek az az előnye, hogy nem az amplitúdó, hanem a frekvencia hordozza az információt, ezért nem érzékeny a légköri zavarokra és fading hatásokra.

Az FM jelek demodulálásának egyik módja az amplitúdódizkriminátor vagy más néven meredekség detektor. Ezt úgy képzeljük el, hogy van egy rezgőkör, ami kissé félre van hangolva olyan módon, hogy a beérkező FM jel pont a „szoknyájára” essen, mint ahogy a felső ábrán látható. Amikor az RF jel frekvenciája változik, akkor a

rezgőkör csillapítása is változik és emiatt a kimenetére érkező rádiófrekvenciás jel amplitúdója is változik. Ezzel máris AM jellé alakítottuk át a frekvencia modulált jelet, amit már egy diódás detektorral könnyen demodulálhatunk.

Forrás

- HA5CLF Rádióamatőr vizsga felkészítő tananyag
- https://www.puskas.hu/r_tanfolyam/r_tananyag.html
- ARRL évkönyv
- Horowitz – The art of electronics
- Wikipedia
- Internetes oldalak