

# 1. Obecné principy rádiových přijímačů

## 1.1 Podstata bezdrátového přenosu informací

Sdělovací elektrotechnika se zabývá přenosem informací mezi vysílačem a přijímačem pomocí vhodného typu přenosového vedení, nebo bezdrátovým přenosem prostřednictvím rádiových elektromagnetických vln. Nejstarším přenosem byl přenos řeči, nebo psaného textu pomocí Morseových značek. Před tím byla celá řada komunikačních prostředků, které využívaly různých způsobů přenosu. Byl to přenos zprávy poslem, nebo přenosy pomocí kouřových signálů, přenosy světelnou signalizací, přenosy různými mechanickými pomůckami. Nevýhodou těchto přenosů byl malý dosah a malá rychlost přenosu.

V pozdější době začal být používán přenos hovorových signálů v analogové formě po vhodném elektrickém vedení. Koncem 19. století byly provedeny Popovem a Marconim pokusy o přenos informace bezdrátovou cestou. Již tehdy se ale ukázalo, že nebude možné přenášet informace v jejich původním kmitočtovém pásmu ( v pásmu slyšitelných kmitočtů 16Hz až 16 kHz). Jedinou schůdnou cestou se ukázalo využití principu modulace, nebo-li namodulování informace na nosnou vlnu, jejíž kmitočet byl dostatečně vysoký, minimálně několik kHz. Potom se může elektromagnetická vlna šířit i na velké vzdálenosti a velkou rychlostí. Modulovaná nosná vlna se přivádí na vysílací straně do vysílací antény ( otevřený oscilační obvod) a vyzářuje se do prostoru. Elektromagnetická vlny se šíří rychlostí  $c$ , která závisí na druhu prostředí, dle vztahu

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \cdot \mu}} \quad 1.1$$

konstanta  $\epsilon$  je obecná permitivita prostředí a platí

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad 1.2$$

$\epsilon_0$  permitivita vakua  $8,855 \cdot 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$

$\epsilon_r$  relativní permitivita prostředí

konstanta  $\mu$  je obecná permeabilita prostředí a platí

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad 1.3$$

$\mu_0$  permeabilita vákua  $12,56 \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$

$\mu_r$  reativní permeabilita prostředí

po dosazení vypočítáme rychlost šíření elektromagnetické vlny ve vzduchu  $c_0 = 3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$   
t.j.  $300\,000 \text{ kms}^{-1}$

Na přijímací straně lze elektromagnetickou vlnu pomocí antény zachytit, změnit na vf. napětí, náležitě zesílit a současně potlačit nežádoucí signály. V demodulátoru pak procesem demodulace získáme původní analogový modulační signál. Tyto způsoby přenosu pracují s analogovým, tedy spojitým modulačním signálem a s analogovou nejčastěji sínusovou nosnou vlnou. Tyto způsoby přenosu se nazývají analogové. Analogové systémy převládaly ve sdělovací technice od počátku minulého století do padesátých let. Avšak již ve třicátých letech se objevily první experimenty s využitím impulsových ( číslicových ) systémů přenosu informací. Tyto systémy se vyznačují tím, že se v nich vyskytuje nespojitý modulační signál, nebo nespojitá nosná vlna, nebo jejich různé kombinace. Tyto systémy jsou však mnohem složitější a jejich aplikace v praktickém využití musela počkat na nové technologie

elektronických systémů. V současné době jsou tyto moderní systémy součástí většiny technologií přenosu a zpracování zpráv.

## 1.2 Podstata rádiového přenosu informací

**Rádiový přenos informací**- souborný název pro všechny druhy přenosu hudby, řeči, obrazu, nebo dalších informací, které pro přenos používají elektromagnetické vlny.

**Základní pojmy teorie informací** –vše co jakýmkoliv způsobem rozšiřuje oblast lidského poznání , je **zpráva** neboli **informace**

**Způsoby zpracování informace**- věci vidíme, cítíme teplo, čicháme vůni ,slyšíme atd. vnímáme pomocí smyslů

Každou informaci můžeme rozložit na jednoduché části- informací je i odpověď na otázku **ANO---NE**

Toto je nejmenší jednotka informace a označujeme ji názvem **bit** na základě dvoustavového vyjádření – dva stavy ANO, NE

Kterékoliv písmeno v abecedě můžeme zjistit maximálně pěti otázkami

ABCDEFGHIJKLM    NOPQRSTUVWXYZ

ABCDEF    GHIJKLM    NOPQRST    UVWXYZ

ABC    DEF    GH IJ    KLM    NOP    QRST    UVW    XYZ

hledáme písmeno N

1. otázka – je písmeno v první polovině abecedy? NE- je tedy ve druhé
2. otázka- je písmeno v první čtvrtině zjištěné poloviny? ANO
3. otázka- je písmeno v první osmině druhé poloviny? ANO
4. otázka- je písmeno v první dvojici ? ANO
5. otázka – je hledané písmeno N? ANO

Pomocí pěti otázek zjistíme hledané písmeno. Proto má každé písmeno informační obsah 5 bitů- pěti rozhodnutí ANO- NE  
např. dálnopisný telegrafní kód má každé písmeno abecedy vyjádřeno 5 bity

V telegrafním kódu je písmeno **N** vyjádřeno kombinací 5 bitů **00110**

**Informační obsah slova je roven součtu obsahu jednotlivých písmen**

V řadě slov si můžeme některá náhodně vynechaná písmena domyslet a proto je tato část informace nadbytečná ( redundantní ) a skutečný informační obsah je pak menší než aritmetický součet obsahu jednotlivých slov.

učitel zkouší  
učitel zkusí

Určitá míra redundance je velmi prospěšná, protože usnadňuje nalezení správného smyslu slova – informace i v případě poruchy přenosu. Pokud bychom v každém slově (informaci) našli písmeno, které po vynechání nezmění obsahovou hodnotu informace, pak ušetříme určitý počet bitů, které vynechané písmeno identifikují

Vypočítejte počet bitů potřebných k přenosu textu:

### **Dnes je sedmého září**

při vynechání mezer a diakritiky dostaneme 17 písmen tj.  $17 \times 5 \text{ bitů} = 85 \text{ bitů}$

Množství informací přenášených za jednotku času je vyjádřeno jednotkou bit/s a nazývá se

### ***tok informací***

Velikost *toku informací*, které je možné přenést sdělovací cestou, závisí na *šířce kmitočtového pásma*  $B$ , kterou pro přenos použijeme, dále na *poměru*  $S/N$  (poměr signál šum) a na zvoleném způsobu modulace

$$\Phi = kB \ln S / N \quad 1.2.1$$

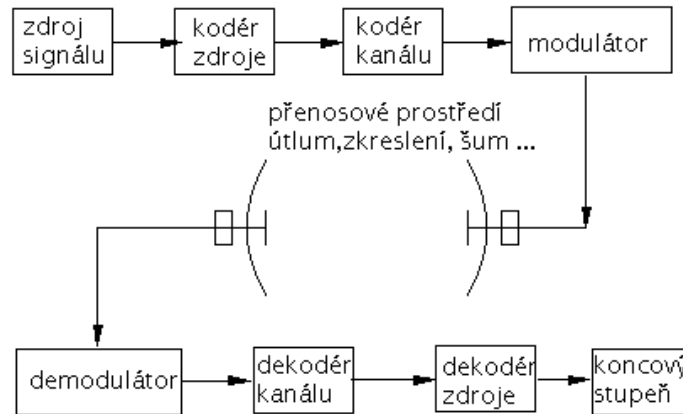
$k$  – modulační index (0,5 až 2),

$B$  – šířka přenášeného pásma (Hz)

$S/N$  poměr užitečného signálového napětí k šumu

### 1.3 Obecné schéma komunikačního systému a jeho základní vlastnosti

Na obr.1 je znázorněno obecné schéma zapojení rádiového komunikačního systému. Tento systém má obecnou podobu, po úpravě je možné jej aplikovat na různé komunikační systémy, které se v praxi využívají.



obr.1 Obecné skupinové schéma zapojení rádiového komunikačního kanálu

Na začátku komunikačního řetězce je **zdroj signálu**, který převádí určité fyzikální veličiny, (zvuk, obraz, teplotu) na elektrické signály. Výstupní signál z tohoto zdroje může být z hlediska času i amplitudy spojitý, nebo nespojitý.

Za zdrojem signálu následuje **kodér zdroje**, který plní celou řadu úloh. Může to být AD převodník (analogově digitální), převádějící analogový signál na posloupnost čísel, např. binární kód, může však sloužit i k úpravě datového toku potlačením nadbytečných, redundantních informací a podobně.

Tak například v kodéru zdroje u mobilních GSM systémů se procesem kódování, odstraněním nadbytečných (redundantních) informací, dosáhne snížení přenosové rychlosti ze 104 kbit/s na 13 kbit/s.

-tedy  $13 \text{ kbit} = 13 \cdot 1024 \text{ bitů} = 13\,312 \text{ bitů/s}$  přesněji  $13\,000 \text{ bitů/s}$  a to je  $260 \text{ bit}/20 \text{ ms}$

Každý hovorový rámeček se pak dělí na 188 bitů signálových, ze kterých se pak v přijímači rekonstruuje původní signál

a dále  $2 \times 36 \text{ bitů} = 72 \text{ bitů}$  pro koeficienty digitálních filtrů LTP a LTC

$$188 \text{ bitů} + 72 \text{ bitů} = 260 \text{ bitů}$$

Současně dochází v obvodu kodéru zdroje k odstranění nadbytečných kmitočtů, které jsou obsaženy v řeči, ale nejsou nutné k rekonstrukci hovorového signálu, vzhledem k jeho srozumitelnosti.

Následující **kodér kanálu** se naopak využívá proto, aby do posloupnosti symbolů vnesl určitou nadbytečnou informaci, vytváří např. systém prokládání pro vyloučení, nebo potlačení chyb, které při přenosu vznikají.

Pro dosažení co nejvyšší odolnosti např. systému GSM vůči rušivému působení shluků chyb je kanálové konvoluční kódování doplněno ještě tzv. diagonálním prokládáním (interleaving). Každý bitový blok o délce 456 bitů vytvořený při předchozím kanálovém kódování, je rozdělen na 8 skupin po 57 bitech. Ty jsou poté metodou diagonálního prokládání proloženy

Strana 4 (celkem 45)

Nerecenzovaný studijní text pro potřebu výuky v předmětu elektronická zařízení na SOŠ a SOU  
Hradební 1029, Hradec Králové

Vytvořil Ing. Jáchym Vacek

použitá literatura: Moderní radioelektronika - Doc. Ing. Václav Žalud CSc.

s posledními čtyřmi skupinami z předchozího bloku a prvními čtyřmi skupinami z bloku následujícího. V takto upraveném signálu již dvě sousední skupiny 57 bitů nenáleží jedinému, ale dvěma různým blokům. Více v teorii GSM systémů.

Z kodéru kanálů postupuje posloupnost výstupních symbolů do **modulátoru**. Úkolem modulátoru je převést tuto posloupnost na signály, které jsou vhodné k přenosu radiokomunikačním kanálem. Signály na výstupu modulátoru představují obvykle sinusovou nosnou vlnu, u níž se mění buď amplituda, kmitočet, nebo fáze a to v závislosti na modulačním signálu z kodéru kanálu.

Pokud pomíneme další obvody na vysílací straně, jako jsou výkonové stupně, anténní díly a nakonec anténa, přechází signál do **přenosového prostředí**, kde je k němu superponován šum a další rušivé signály. Signál je současně tlumen, tlumení závisí na skutečných vlastnostech přenosového prostředí a kmitočtu nosné vlny.

V přijímači je signál zpracován v opačném smyslu než ve vysílači. Po zesílení a kmitočtovém výběru, je signál zaveden do obvodu demodulátoru. Demodulátor převádí vysokofrekvenční signál na posloupnost symbolů, kterou dekodér kanálu převede do téže polohy jaká byla na vstupu kodéru kanálu. Takže se provede dešifrování, odstranění chyb apod. V dekodéru kanálu dochází k dešifrování, restituci prokládání a dekódování, přijatého signálu. Dekodér zdroje pak na svém výstupu odevzdá již původní analogový signál, který je shodný (až na jisté zkreslení a šumovou složku) se signálem na vstupu kodéru zdroje. V koncovém stupni se realizuje konečná fáze celého procesu, tj. převod signálu na příslušnou analogovou fyzikální veličinu (zvuk, obraz atd.)

## 1.4 Přenosová kapacita komunikačního kanálu.[1]

Z teorie rádiové komunikace vyplývá, že skutečný-reálný, komunikační kanál nemůže v určitém čase přenést libovolné množství informace. Může přenést jen takové množství, které nepřesahuje tzv. přenosovou kapacitu  $C_k$  komunikačního kanálu. To je způsobeno tím, že skutečný kanál vždy obsahuje jistý šum, který neumožní na přijímací straně rozlišit jemnější rozdíly zpracovávaného signálu, než je jeho vlastní úroveň-úroveň šumu.

**$C_k$  přenosová kapacita kanálu je definována jako maximální množství informace, které může být kanálem přeneseno za 1 s .**

Protože při digitálním přenosu přenášíme číslicový signál, který nabývá dvou hodnot 1 a 0, vyjádříme přenosovou kapacitu pomocí středního výkonu signálu na vstupu demodulátoru přijímače  $S$ , šumu  $N$  a šířky pásma kanálu  $B$ .

$$C_k = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad 1.4.1$$

tento výraz je základním vztahem pro teorii rádiové komunikace. Veličina  $C_k$  je vyjádřena v bitech za sekundu.

Výraz  $\log_2$  představuje logaritmus o základu 2. Základ 2 vychází z binárního kódování, které obsahuje pouze dvě hodnoty a to 1 a 0.

Matematicky platí

$$\log_2 a = 5 ; \text{ potom } a = 2^5 = 32 \quad 1.4.2$$

$$\begin{aligned} \text{podobně } \log_2 0,5 &= \log_2 2^{-1} = -1 & (0,5 = 1/2) \\ \log_{10} 100 &= \log_{10} 10^2 = 2 \end{aligned}$$

Na několika příkladech si ukážeme způsoby stanovení přenosové kapacity komunikačního kanálu, pro konkrétní druhy přenosů.

- a) Určíme kapacitu komunikačního kanálu s šířkou pásma  $B = 6$  MHz, který je určen k přenosu televizního signálu, při poměru signál k šumu  $S/N = 50$  dB

$$C_k = 6 \cdot 10^6 \log_2 (1 + 10^5) \text{ bit/s} = 99,6 \text{ bit/s} = 99,6 \text{ Mbit/s} \quad 1.4.3$$

nejdříve si vypočítáme výraz  $\log_2 (1 + 10^5) = x$  výraz řešíme jako logaritmickou rovnicí

$$(1 + 10^5) = 2^x \text{ což představuje exponenciální rovnici}$$

tuto řešíme ve tvaru  $x \log 2 = \log (1 + 10^5)$ , potom:

$$x = \frac{\log(1 + 10^5)}{\log 2} = \frac{5}{0,301} = 16,61 \quad 1.4.4$$

vypočtenou hodnotu  $x$  násobíme šířkou pásma  $B = 6$  MHz =  $6 \cdot 10^6$

$$C_k = 6 \cdot 10^6 \cdot 16,61 = 99,66 \text{ Mbit s}^{-1} \quad 1.4.5$$

- b) Nyní porovnejme vypočítanou kapacitu, která představuje dosažitelné maximum, se skutečnou rychlostí přenosu informace odpovídající černobílemu televiznímu signálu. Předpokládejme, že uvažovaný televizní systém používá obrazovku, která vytváří snímek složený z 550 000 elementárních obrazových bodů; snímkový kmitočet 25 Hz. Dále předpokládejme, že každý ze zmíněných bodů může nabývat se stejnou pravděpodobností osmi tj. ( $2^3$ ) rozlišitelných úrovní jasu, takže k jeho přenosu jsou zapotřebí tři bity. Potom přenosová rychlost bude:

$$550\,000 \cdot 25 \cdot 3 \text{ bit s}^{-1} = 41\,250\,000 \text{ bit s}^{-1} = 41,25 \text{ Mbit s}^{-1} \quad 1.4.6$$

Toto je tedy hledaná rychlost přenosu černobílého signálu. Zde je však nutno upozornit, že televizní obraz s pouhými osmi rozlišitelnými úrovněmi jasu je málo kvalitní, v programové televizi se používá hodnota  $2^8 = 256$  úrovní a potřebná přenosová rychlost bude

$$550\,000 \cdot 25 \cdot 8 \text{ bit/s} = 110 \text{ Mbit/s} \quad 1.4.7$$

Tento skutečný datový tok se však výrazně zmenší potlačením redundantních informací na doporučenou hodnotu 34 Mbit/s.

## 2. Rozhlasové přijímače

### 2.1 Začátky rozhlasového vysílání

Československý rozhlas patří svým vznikem mezi první v Evropě. Předběhl i takové země, jakými bylo Německo nebo třeba Rakousko. Prvenství v Evropě držela Velká Británie, která zahájila své vysílání přesně o rok dříve.

Podnět k založení československé stanice vyšel od Ing. E. Svobody ve spolupráci s organizací žurnalistů a akciové společnosti Radioslavie. Snahu o založení stanice podporovalo ministerstvo pošt a telegrafů a tak **23. března 1923 byl vydán zákon o telegrafech**. Dne 20. prosince 1923 byl vydán další zákon o výrobě a přechovávání radiopřijímačů.

Tento zákon zakazoval stavbu nedovolených amatérských přijímačů pod hrozbou zabavení přijímače.

**Pravidelné vysílání bylo zahájeno 18. května 1923.** Československá rozhlasová společnost byla ustavena až 7. června 1923 se základním kapitálem půl miliónu korun (mnohem menším, než měla Británie). Počátkem července 1923 obdržela společnost po dohodě se společností Radioslavie a spolkem žurnalistů název Radiojournal.

Studio tvořil skautský stan, který byl v prosinci vyměněn za dřevěný domek vysílače. Vybavení ateliéru, který se nacházel ve Kbelích, tvořil uhlíkový mikrofon a jedno pianino. První oficiální program: zpěv, housle, komentář. Program trval asi jednu hodinu. Rozhlas tu tedy už byl, háček byl ovšem v tom, že ho neměl prakticky kdo poslouchat. **První koncese na zřízení přijímací stanice byla vydána 5.zářím 1923.** Dalších šest koncesí bylo vydáno 1.října 1923. Koncesionáři byli ve své podstatě nuceni zakoupit od společnosti Radioslavie přijímač SFR STANDART. Cena přijímače 5000 Kč, antény 400 - 500 Kč a za montáž musel koncesionář zaplatit zhruba 300 Kč. Kromě těchto částek zaplatili koncesionáři uznávací poplatek 60 Kč a společnosti 100 Kč měsíční předplatné. V roce 1925 poprvé v rozhlase vystupují kabaretní komikové a mezi nimi nezapomenutelný Vlasta Burian. Za zmínku stojí, že slovo "**rozhlas**" poprvé použil redaktor Národních listů J. D. Richard ve svém článku 21. května 1924 a zavedl je tak do českého jazyka.

### 2.2 Přidělování kmitočtů a radiový monitoring

**Radiové spektrum považujeme za přírodní zdroj.** Jeho využívání se však musí koordinovat jak v jednotlivých státech, tak i celosvětově. Za tím účelem existuje mezinárodní organizace, složená ze zástupců jednotlivých zainteresovaných členských zemí. Nazývá se **Mezinárodní telekomunikační unie ITU** se sídlem v Ženevě a organizačně patří pod Spojené národy. Je odpovědná za koordinaci, plánování, řízení a standardizaci telekomunikací. V praxi to znamená, že stanovuje pravidla pro rádiový, telegrafní a telefonní provoz. Několik zvolených členů tvoří mezinárodní sbor pro zápis kmitočtů (IFR,B). Zapisují radiové frekvence a umístění vysílačů v celosvětovém měřítku a stejně tak i pozice geostacionárních satelitů. Každé čtyři roky zasedá mezinárodní sbor pro radiokomunikace CCIR, a podobně pro telegraf a telefon CCITT. Zde se koordinuje rozvoj telekomunikačních služeb a vydávají doporučení členským zemím. Rozhodnutí ITU je pro členské země závazné a zobrazí se v příslušném **Radiokomunikačním řádu**. Za plnění předpisů odpovídá inspektorát radiokomunikací, který

má k tomu účelu vybudovaná specializovaná pracoviště. Jejich pracovníci registrují porušování povolovacích podmínek některými rádiovými stanicemi a postihují jejich provozovatele. Kromě toho se zabývají i průmyslovými a jinými zdroji rušení, které narušují činnost některé radiokomunikační služby. Z dosavadního je zřejmé, že každý stát si chrání přidělené kmitočty a přísně s nimi hospodáří. *Vysílat bez povolení se může hodnotit i jako trestný čin.* “Černé” vysílače mohou ohrožovat radiové sítě záchranných služeb, hasičů, civilní obrany, případně i letecký provoz. Mohou rušit různé zabezpečovací systémy, počítače i diagnostické přístroje, mohou přímo ohrožovat lidské životy (kardiostimulátory, vznícení výbušnin v lomech atd.) Nepříjemné je i rušení rozhlasu, televize nebo CB rozhlasu. Patří sem např. tzv. bezšňůrové telefony, pracující na nižších frekvencích (řádově desítky MHz), které u nás nejsou homologovány. *K ohrožení provozu některých účastníků radiokomunikačních sítí dochází i nadměrným vyzařovaným výkonem (např. vysílači CB).*

## 2.3 Přehled kmitočtového spektra

*Dlouhými vlnami DV, začínají tzv rozhlasové vlny.* Za horní hranici pásma dlouhých vln považujeme kmitočet 300 kHz, který odpovídá délce vlny  $\lambda = 1\,000\text{ m}$ .

$$\lambda = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{3 \cdot 10^5} = 1 \cdot 10^3 = 1000\text{ m} \quad 2.1$$

V rozsahu uvedených kmitočtů skutečně vysílají některé rozhlasové stanice. Také česká dlouhovlnná stanice vysílá v tomto pásmu na kmitočtu 270 kHz (vysílač Topolná – Radiožurnál).

Pásmo *středních vln* kmitočtovém spektru obsadilo kmitočty 0,5 MHz až 1,6 MHz. Odpovídá to délce vlny 600 m až 187 m. Kdysi to bylo velmi živé rozhlasové pásmo, dnes jeho význam silně poklesl vysílá zde na kmitočtu 639 kHz celostátní vysílač Praha.

Mezi horním okrajem pásma dlouhých vln a dolním okrajem pásma středních vln je část kmitočtového spektra, která nepatří k rozhlasovým vlnám. Využívají ho některé služby, z nichž nejznámější je *letecká navigační služba na kmitočtu 410 kHz* (Nautical navigation services - radio direction finding).

Na horní okraj kmitočtů středních vln navazuje *mezipásmo* široké přibližně 4 MHz, které se počítá již do krátkých vln:

2182 kHz - letecký fónický provoz (Nautical radiotelephony and distress frequency).

2500 kHz - kmitočtový normál (Frequency standard).

2638 kHz (2738 kHz) - letecký fónický provoz v oblasti Ameriky a Asie

2802 / 2804 / 2812 kHz - americká policie

3805 kHz - v Asii se využívá pro leteckou službu (Air traffic distress frequency).

pásmo 160 a 80 m – radioamatéři (osmdesátimetrové pásmo již řadíme ke krátkým vlnám)

Rozhlasové pásmo *krátkých vln* se počítá od 5,5 MHz do 26 MHz, což odpovídá vlnovému rozsahu 54,5 až 11,5 m. V širokém pásmu krátkých vln se nacházejí nejen rozhlasové stanice, nýbrž i radioamatéři a některé služby. Tak například lze zachytit kmitočtové normály (Frequency standard) na kmitočtech 5 MHz, 10 MHz, 20 MHz a 25 MHz. Jedná se o vysílání



přesných kmitočtů, podle kterých se kalibrují zvláštní velmi přesné oscilátory. Rozhlasové stanice vysílají v pásmu 49 m, 41 m, 31 m, 25 m, 19 m, 16 m 13 m a 11 m. Takovéto rozdělení má své opodstatnění, přičemž hlavním důvodem je způsob šíření těchto vln. V různých denních či nočních dobách ale i v souvislosti s ročními obdobími některá pásma zcela ztichnou, zatímco jiná pásma ožijou a jejich signály zachytíme v přijímačích. **Občanská radiostanice (CB) mají přiděleno 40 kanálů: od 26 965 kHz do 27 405 kHz.**

Za horní hranicí krátkých vln, tj. nad 30 MHz, zjišťujeme opět část kmitočtového spektra elektromagnetických vln, které se nevyužívají pro komerční rádiové vysílání. Kromě jiného tu mají přiděleny frekvence **povelové a telemetrické stanice**. Tyto stanice jsou určeny k dálkovému ovládní strojů a zařízení nebo k přenosu dat rádiovou cestou. Stanice tedy neslouží k přímému dorozumívání. Pro rádiové řízení modelů jsou určeny i nižší frekvence např. pásmo 13,560 MHz a některé kanály v pásmu 27 MHz. Pásmo 35 MHz je vyhrazeno jen pro modely letadel a konečně pásmo 40 MHz patří výhradně modelům aut a lodí.

Těsně pod kmitočtem 50 MHz (47 až 54 MHz podle normy CCIR) se objevuje vysílání televize na prvním kanálu prvního televizního pásma, kde kmitočet 49,75 MHz je přidělen obrazové informaci a kmitočet 56,25 je přidělen zvukové informaci. Toto první televizní pásmo zabírá šířku téměř 20 MHz a končí přibližně u 70 MHz (na 68 MHz podle CCIR) s délkou vlny přibližně 6,5 až 4,5 m. Pásmo označujeme jako **VHF pásmo**. Podle normy OIRT mělo první televizní pásmo u nás dva kanály (48,5 až 66 MHz), druhé televizní pásmo (76 až 100 MHz) se nepoužívalo, protože kolidovalo s rozhlasovým FM pásmem podle CCIR.

Na kmitočtu 87,5 MHz podle CCIR **začíná rozhlasové pásmo frekvenčně modulovaného rozhlasu**. Jednotlivé kanály mají přidělenou šíři 100 kHz. Toto CCIR VHF pásmo končí u kmitočtu 108 MHz, s délkou vlny necelých tří metrů. VKV pásmo v normě OIRT se dříve užívalo pro frekvenčně modulovaný rozhlas. Týkalo se to rozsahu 65 až 72 MHz, kde bylo možné poslouchat několik našich stanic. Zmíněné pásmo VKV podle normy OIRT nyní již neexistuje, přesto v něm vysílá několik vysílačů.

**Třetí televizní pásmo** začíná na kmitočtu 174 MHz (5. televizní kanál podle CCIR, 6. kanál podle OIR,T) a končí u 230 MHz (12. televizní kanál).

**Čtvrté a páté televizní pásmo** se řadí do spektra elektromagnetického vlnění, nazývaného u nás **UKV**, ve světě označovaného **UHF**. Frekvenční rozsah 470 až 606 MHz, s kanály 21 až 38, přísluší IV televiznímu pásmu, kmitočtový rozsah 606 až 960 MHz s kanály 39 až 68 patří V televiznímu pásmu. V V. televizním pásmu jsou vlny dlouhé řádově desítky centimetrů (přibližně 50 až 30 cm).

Poslední dvě televizní pásma sice na sebe plynule navazují, avšak totéž neplatí u nižších kmitočtů. Mezi KV pásmem a prvním TV pásmem slouží kmitočty jiným účelům. Podobná situace je i mezi prvním televizním pásmem a FM VHF pásmem. Stejně tak mezi pásmy TV1 a TV3. Malé úseky těchto mezipásem jsou přiděleny např. radioamatérům, počínaje kmitočtem 144 MHz. Na různých frekvencích pracují vojenské radiostanice, některé frekvence využívají různé služby atd. Vojenský radioprovoz se uskutečňuje i v pásmu krátkých vln.

Hraniční kmitočet 1 000 MHz zdaleka neznamená hranici pro radiové nebo televizní vlny. Běžně používané jsou dnes kmitočty 1800 MHz, 2 200 MHz až 12 000 MHz 12 GHz (gigahertz). Např. pro přenos informací rádioreléovými spojkami (včetně satelitních spojů) se používá nejen pásmo 12 000 MHz, ale i vyšší kmitočty.

Dnes se pracuje s ještě kratšími vlnovými délkami. Umožnily to *optické vlnovody*, kterými se přenášejí některé oblasti infračerveného frekvenčního pásma (infračervené záření). Především jsou to vlnové délky kolem 900 nm (nanometrů), a rovněž kolem 1 300 nm a 1 550 nm. Tím se dostáváme ke kmitočtům řádově  $10^{13}$  Hz. Zdrojem těchto vln infračervených vlny jsou injekční lasery. Jejich činnost se v podstatě neliší od fungování tzv. dutinových rezonátorů (ty ovšem pracují s vlnami mnohem delšími, řádově milimetrovými nebo centimetrovými). V kmitočtovém spektru následují světelné paprsky, na které navazuje ultrafialové záření. Ještě kratší vlnovou délku mají rentgenové paprsky, gama paprsky a kosmické záření.

## 2.3 Názvosloví pásem kmitočtů a vlnových délek

Tabulka je převzata z normy ČSN IEC 60050-713 Radiokomunikace - vysílače, přijímače, sítě a provoz

Číslo pásma	zkratka	kmitočtový rozsah	označení pásma	zkratka pásma	rozsah vln. délky
-1	ELF	0,03-0,3 Hz	gigametrické	B.Gm	1-10 Gm
0	ELF	0,3-3 Hz	hektomegametrické	B.hMm	100-1000 Mm
1	ELF	3-30 Hz	dekamegametrické	B.daMm	10-100 Mm
2	ELF	30-300 Hz	megametrické	B.Mm	1-10 Mm
3	ULF	300-3 000 Hz	hektokilometrické	B.hkm	100-1000 km
4	VLf	3-30 kHz	myriametrické	B.Mam	10-100 km
5	LF	30-300 kHz	kilometrické	B.km	1-10 km
6	MF	300-3 000 kHz	hektometrické	B.hm	100-1000 m
7	HF	3-30 MHz	dekametrické	B.dam	10-100 m
8	VHF	30-300 MHz	metrické	B.m	1-10 m
9	UHF	300-3 000 MHz	decimetrické	B.dm	100-1000 mm
10	SHF	3-30 GHz	centimetrické	B.cm	10-100 mm
11	EHF	30-300 GHz	milimetrické	B.mm	1-10 mm
12		300-3 000 GHz	decimilimetrické	B.dmm	100-1000 μm
13		3-30 THz	centimilimetrické	B.cmm	10-100 μm
14		30-300 THz	mikrometrické	B.μm	1-10 μm
15		300-3 000 THz	decimikrometrické	B.dμm	0,1-1 μm

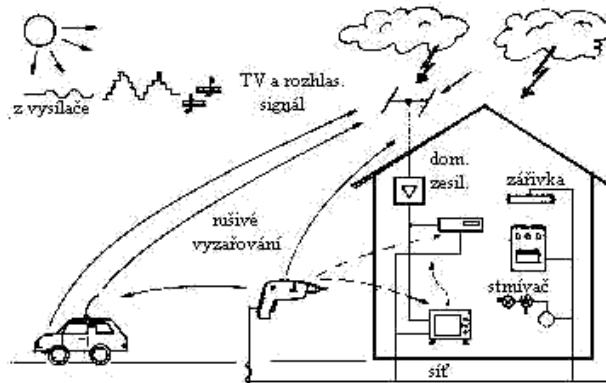
## 2.4 Označení kmitočtových pásem písmennými symboly

Písmenný symbol	L	S	C	X	Ku	K	Ka
pásma [GHz]	1-2	2-4	4-8	8-12	12-18	18-27	27-40
satelit [GHz]	1,525-1,710	2,5-2,69	3,4-4,2 4,5-4,8 5,85-7,075		10,7-13,25 14,0-14,5	17,7-20,2	27,5-30,0
radar [GHz]	1,215-1,4	2,3-2,5	5,25-5,55	8,5-10,5	13,4-14,0 15,3-17,3	24,05-24,25	33,4-36,0

### 3. Rušivé vlivy při šíření informací

#### 3.1 Rušení a odrušení

Rozšiřování všech typů radiokomunikačních služeb spolu se zvětšujícím se počtem zařízení má za následek vznik a nežádoucí působení různých druhů rušivých signálů.



obr.2 Zdroje rušení při příjmu radiových signálů v obytném domě

#### 3.2 Základní pojmy:

**Elektromagnetická slučitelnost:** schopnost zařízení (systému) pracovat v prostředí bez vytváření nepřijatelného rušení čehokoliv, co se v prostředí nachází

**Elektromagnetické prostředí:** souhrn elektromagnetických jevů v daném místě

**Rádiové prostředí:** elektromagnetické prostředí v pásmu rádiových kmitočtů

**Elektromagnetické rušení:** elektromagnetický jev, který zhoršuje provoz zařízení, provoz přenosového kanálu nebo systému

**Rádiové rušení:** nežádoucí ovlivňování rádiového signálu, které zhoršuje příjem užitečného signálu

**Odolnost proti rušení:** systému) být v provozu bez zhoršení funkce při působení schopnost přístroje (zařízení, elektromagnetického (rádiového) rušení



obr.3: Elektromagnetická kompatibilita závisí na vlastnostech zdroje, přenosové cesty a rušeného zařízení.

### 3.3 Rušivý signál se k rušenému zařízení může dostat těmito vazbami:

**Galvanickou:** typická pro zařízení připojená k elektrorozvodné síti

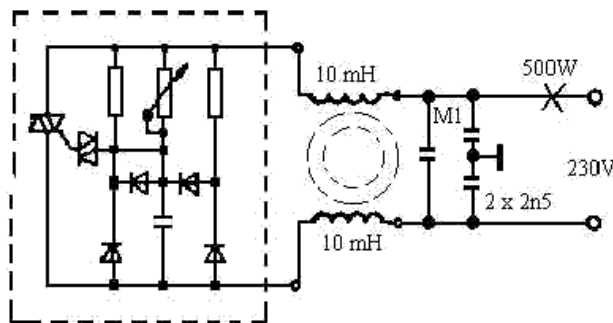
**Kapacitní:** uplatňuje se mezi vodiči, které jsou sice galvanicky odděleny, ale jsou vedeny paralelně ve větší délce

**Indukční:** rušící proud protéká smyčkou, která má těsnou vazbu se smyčkou v rušeném obvodu

**Elektromagnetickým polem:** zde působí jednotlivé části přístrojů a zařízení jako vysílací anténa a vyzařují vysokofrekvenční rušivou energii do svého okolí přímo. Síla rušivého pole je závislá na vlastnostech zdroje a hlavně na vzdálenosti. Elektrická složka vysokofrekvenčního pole ubývá v bezprostřední blízkosti zdroje přibližně s třetí mocninou. Ve vzdáleném poli platí nepřímá úměrnost.

### 3.4 Odrušení regulátorů

Zařízení s polovodičovými prvky a tyristory jsou nejčastěji používány jako regulátory příkonu různých ze sítě napájených zařízení. Triak (tyristor) pracuje jako elektrický spínač a vytváří vysokofrekvenční rušivé složky jako spínač mechanický. Krátké spínací časy způsobují, že složky rušení zasahují až do kmitočtů desítek MHz. Spektrum rušení se zmenšuje se zvyšujícím se kmitočtem



obr.4 Příklad odrušení regulátoru filtrem z dvojité toroidní tlumivky (WN 682 12) 2 x 10 mH a širokopásmového kondenzátoru 100nF + 2 x 25 nF (TC 240)

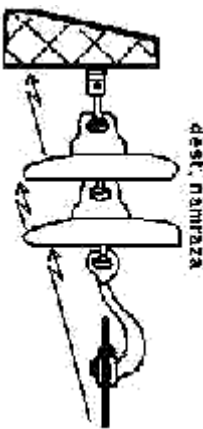
Často se v praxi setkáváme s amatérsky zhotovenými tyristorovými nebo i triakovými regulátory. Tyto je třeba účinně odrušit, zejména pracují-li s fázovou regulací. Nejlepšího odrušení se dosáhne zabudováním samotného regulátoru do kovové skříňky (pokud je to

ovšem možné). Ale i regulátor v plastové skříňce lze s úspěchem odrušit, nedosáhneme však tak kvalitního odrušení jako při umístění regulátoru do skříňky kovové.

### 3.5 Vedení vysokého, velmi vysokého a ultra vysokého napětí

Zdrojem vysokofrekvenční energie je vždy výboj, což je v principu prudká změna napětí a velmi krátký proudový impuls o délce řádově nanosekund. Tento impuls se šíří po vedení. *Výboje způsobují korona na vodičích a zařízeních a potom také kapacitní výboje.*

*Koronové výboje* obr.5 rušící rádiový příjem vznikají na vodičích, armaturách nebo zařízení rozveden vvn. Příčinou rušení jsou krátké, několik milimetrů dlouhé výboje vznikající na nerovnostech povrchu vodičů.



obr.5 Koronové výboje

Tyto výboje jsou příčinou vzniku vysokofrekvenčních spektrálních složek. *Rušení koronou závisí silně na počasí.* Za deště se na vodičích a izolátorech vytváří kapičky vody a to jsou další nerovnosti na povrchu vodičů (izolátorů). V důsledku toho se rušení přechodně zvětšuje až o 10 dB (tj. více jak 3krát). Koronu je možné sledovat - projevuje se světelnými efekty na povrchu izolátorů a ostrým praskotem. **Korona je neodstranitelnou vlastností vedení vn, vvn a zvn.** Korona ruší hlavně poslech na dlouhovlnných a středovlnných rozsazích. Krátké vlny již ovlivňuje málo a velmi krátké vlny vůbec. I přes poměrně vysokou hladinu rušení je možný poslech místních vysílačů DV a SV v uspokojivé kvalitě.

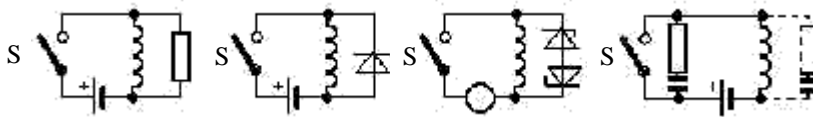
*Kapacitní výboje* jsou častým zdrojem rušení na linkách vn, vvn a zvn. Patří sem jiskření na proražených izolátorech, zoxidovaných či uvolněných svorkách, špatně uzemněných předmětů, bublinkách vzduchu v dielektriku transformátorů atd. Rušivé spektrum může zasahovat až do stovek MHz. Rušení se výrazně začíná projevovat už od kmitočtu 30 MHz.

*Kapacitní výboje signalizují závady na vedení.* Nejčastěji se vyskytuje na vedení 22 kV a 35 kV. Dokonale odrušení vedení vyžaduje rozsáhlé a nákladné úpravy. Zásahy k omezení rušení je třeba kombinovat s opatřeními na straně příjmu, tj. volit vhodné umístění přijímací antény, volit jiný přijímaný kanál apod.

Místa kapacitních výbojů lze celkem dobře nalézt pomocí přijímače umožňující poslech v rozsahu VKV. Je-li k dispozici směrová anténa, kapacitní výboje se dají lokalizovat přesně za velmi krátkou dobu.

### 3.6 Potlačení rušení u spektrálních zdrojů

**Mechanické kontakty** jsou velmi častým zdrojem rušení. Příčinou rušení je jiskření na kontaktech, které vzniká přerušováním proudového obvodu se zátěží indukčního charakteru. Rušivá vysokofrekvenční energie zabírá široké spektrum od akustických kmitočtů až do IV. televizního pásma. Nejčastěji se k potlačení jiskření na kontaktech používá členek RC, označovaný jako **zhášecí obvod** (poslední obrázek na obr.6).



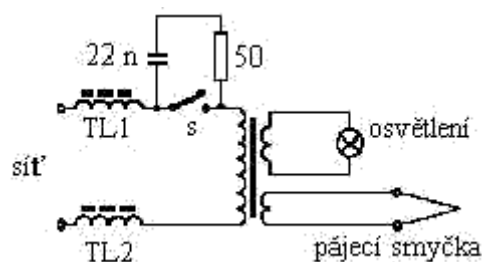
obr.6 Příklady potlačení jiskření na kontaktech spínacích přístrojů

#### Funkce zhášecího obvodu

Při rozpojeném kontaktu S se kondenzátor C nabíjí a vytváří pro magnetickou energii cívky paralelní cestu. Při sepnutém kontaktu se přes něj vybíjí. Tím by ale přispíval k většímu rušení, a proto se do série s tímto kondenzátorem zařazuje rezistor R, který vybíjecí proud omezuje. Člen RC tedy vysokofrekvenční energii netlumí, ale mění charakter spínacího pochodu. Optimální hodnoty RC závisí na indukčnosti a odporu cívky, materiálu kontaktů, na velikosti indukovaného napětí. Běžně se volí kombinace kondenzátor 100nF / 380V + rezistor 50 ohmů.

#### Příklad 1: Odrušení mikrospínače transformátorové páječky. obr. 7

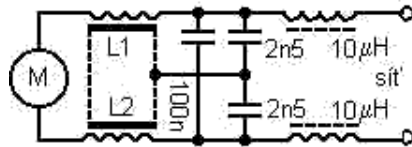
Tlumivky TL1 a TL2 jsou navinuty válcově na feritové tyčince o průměru 3 mm, mají 20 závitů drátu o průměru 0,3 – 0,4 mm. Indukčnost tlumivek by se měla pohybovat okolo 10 mH. Kondenzátor má kapacitu 22 nF a je na střídavé napětí nejméně 250 V. Rezistor má hodnotu okolo 50 ohmů a stačí na zatížení 0,25 W.



obr.7 Odrušení mikrospínače transformátorové páječky

**Příklad 2: Odrušení komutátorového motorku obr.8**

Komutátorové motory se vyskytují poměrně často. Jsou základní součástí většiny domácích elektrospotřebičů, jako jsou např. mixéry, vysavače, šicí stroje, elektrické nářadí, vysoušeče vlasů apod. Rušení má spektrální charakter se složkami zasahujícími až do televizních pásem. Příčinou zvětšeného rušení bývá nevyhovující mechanický stav samotného motorku - opotřebené uhlíky, ložiska, neokrouhlý komutátor; z elektrických částí mezizávitové zkraty v kotvě apod. K odstranění rušení přistupujeme až po důkladném odstranění mechanických závad. Jako účinné se jeví odrušení zapojením širokopásmového kondenzátoru 47 - 100 nF + 2 x 2,5 nF (TC 240) 2x 2,5 nF) na úkor menší širokopásmovosti. V žádném případě se nedoporučuje zvětšovat kapacitu kondenzátorů vzhledem k velikosti proudu unikajícího do kostry zařízení. Podstatně účinnějšího odrušení domácích spotřebičů dosáhneme zařazením tlumivek do obvodu. Tlumivky jsou zhotoveny navinutím 15 - 20 závitů CuL o průměru 0,5 mm na feritových tyčinkách o průměru 2 - 3 mm. Optimální je vysokofrekvenční ferit, postačí však i materiál pro nízké kmitočty.



obr.8 Odrušení komutátorového motorku

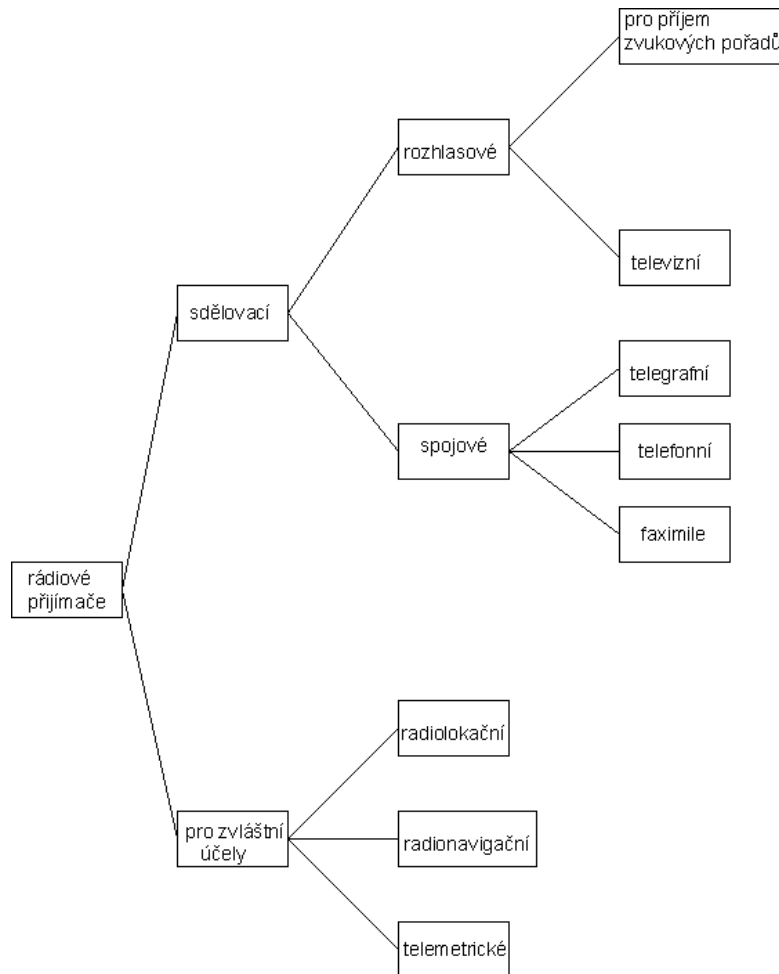
Filtry jsou průmyslově vyráběny v mnoha provedeních - jako prvky pro odrušení rozvodné sítě určené pro montáž do plošných spojů nebo jako prvky pro odrušení pohyblivých přívodů (montují se na plášť přívodních kabelů "nasunutím"). Specifikem jsou plochá feritová jádra v provedení pro nasunutí na ploché datové kabely. Omezují elektromagnetické vyzařování těchto kabelů.



## 4. Druhy rádiových přijímačů a jejich vlastnosti

### 4.1. Rozdělení rádiových přijímačů

Požadované vlastnosti a z toho vyplývající provedení rádiového přijímače závisí především na účelu a předpokládaném použití. Podle těchto hledisek se přijímače rozdělují do skupin dle obr.9



obr.9 Rozdělení rádiových přijímačů

Všechny rádiové přijímače lze dále dělit podle řady dalších hledisek; např. podle kmitočtových pásem, ve kterých je přijímač laditelný, podle druhu rádiových signálů (modulací), podle principu činnosti, podle konstrukčního provedení, podle použitých součástí, podle druhu napájení atd.

### 4.2 Vlastnosti rádiových přijímačů

Vlastnosti rádiových přijímačů se vyjadřují řadou charakteristických údajů, které jsou definovány normou. Norma definuje přesný popis daného parametru a současně přesně

popisuje způsob jejich zjištění, měření. Dříve stanovené normy v ČR jsou označeny: ČSN 36 7303; ČSN 36 7090 a další. Účelem norem je:

- vytvořit vhodná měřítka pro všestranné posouzení jakosti rádiových přijímačů
- určit jednotný postup při zkoušení a vyjadřování vlastností přijímačů
- stanovit minimální požadavky na vlastnosti přijímačů jednotlivých druhů a jakostních tříd

Základní charakteristické údaje, podle nichž se kvalita přijímačů hodnotí jsou: citlivost, citlivost omezená šumem, selektivnost, kmitočtové rozsahy, druhy modulace, jakost reprodukce, maximální užitečný výstupní výkon.

#### 4.2.1 Citlivost maximální

Citlivost obecně udává, jak slabé signály je přijímač schopen ještě přijímat. Maximální citlivost přijímače je definována jako nejmenší úroveň vstupního signálu se standardní modulací, který na výstupu přijímače vytvoří standardní výstupní výkon, jsou-li ovládací prvky přijímače nastaveny na maximální zesílení. Čím nižší je úroveň vstupního signálu, tím je přijímač citlivější.

Jako standardní modulace je normalizována hloubka modulace 30% se sinusovým průběhem s kmitočtem 1 kHz (dříve 400 Hz). To znamená, že při standardní amplitudové modulaci se amplituda signálu mění o  $\pm 30\%$  amplitudy nosné vlny, kdežto signál se standardní kmitočtovou modulací mění kmitočet tak, že krajní odchylky činí 30% maximálního dohodnutého frekvenčního zdvihu, tj.  $0,3 (\pm 75 \text{ kHz}) = \pm 22,5 \text{ kHz}$ .

Standardní výstupní výkon běžných přijímačů je 50 mW, jsou definovány i výkony 5mW a 500mW. Pro určení výstupního výkonu používáme většinou metodu měření napětí na definované zátěži. Pro výstupní výkon 50mW na jmenovité zátěži  $4\Omega$  určíme odpovídající úroveň výstupního napětí:

$$P = \frac{U^2}{R_z} \Rightarrow U = \sqrt{P \cdot R_z} = \sqrt{50 \text{ mW} \cdot 4\Omega} = \sqrt{5 \cdot 10^{-2} \cdot 4} = \sqrt{20 \cdot 10^{-2}} = 447 \text{ mV} \quad \text{výstupnímu výkonu}$$

50mW tedy odpovídá výstupnímu napětí 447 mV. Podobným způsobem určíme odpovídající úroveň výstupních napětí pro ostatní hodnoty jmenovitých výkonů a odporů zátěže.

#### 4.2.2 Citlivost omezená šumem

Pro přijímače s velkým zesílením se hodnocení podle maximální citlivosti nehodí. Přijímače vyšších kategorií mohou na výstupu dodávat více než 50 mW šumového výkonu, aniž by na vstupu přijímače byl nějaký signál. Na výstupu přijímače se však běžnými prostředky využívají pouze takové signály, jejichž výkon je větší než výkon šumu. Proto se uvádí citlivost omezená šumem, definovaná jako nejnižší úroveň vstupního signálu se standardní modulací, která na výstupu přijímače vytvoří standardní výstupní výkon dosažený při zvoleném poměru signálu k šumu - označení S/N. Například norma ČSN 30 7303 předepisuje pro rozhlasové přijímače třídy „luxusní“ minimální citlivost omezenou šumem  $20\mu\text{V}/10 \text{ dB}$ . To znamená, že k tomu, aby standardní výkon užitečného signálu na výstupu přijímače byl desetkrát větší než výkon šumový, je zapotřebí přivést na vstup přijímače signál se standardní modulací a s napětím nosné vlny s efektivní hodnotou více než  $20 \mu\text{V}$ . Často se udává citlivost jako údaj v dB viz příklad.

*příklad definice citlivosti radiového přijímače omezené šumem*

**řešíme výraz pro stanovení citlivosti -80dB(V)/26 dB = 100μV/26 dB**

z výrazu platí  $-80 \text{ dB(V)} = 100\mu\text{V}$

pro napěťové vyjádření platí :  $-80 \text{ dB} = 20 \log x$  hledáme číslo  $x$  jehož mocnitél vynásobený číslem 20 dá výslednou hodnotu  $-80$  ( $-4 \times 20 = -80$ )

řešíme logaritmickou rovnicí:

$$x = 10^{-80/20} = 10^{-4}$$

protože výraz  $-80 \text{ dB}$  je vztažený k úrovni  $1 \text{ V}$  hledáme úroveň napětí, která je  $10^{-4}$  x menší než  $1 \text{ V}$  a tomu odpovídá hodnota napětí  $100 \mu\text{V}$

nyní řešíme další část výrazu: **100μV/26 dB**

údaj  $26 \text{ dB}$  definuje poměr signál/šum – vyjádřeno poměrem  $S/N$ , poměr  $S/N$  je vyjádřen jako poměr výkonu signálu na vstupu demodulátoru k šumovému výkonu na vstupu demodulátoru. Vzhledem k tomu, že se jedná o *výkonové poměry*, řešíme rovnicí:

$$26 \text{ dB} = 10 \log x$$

potom  $x = 10^{26/10} = 10^{2,6} = 398,1$  což znamená, že střední výkon užitečného signálu na vstupu demodulátoru je  $398$  x větší než úroveň šumového výkonu na vstupu demodulátoru.

***Závěr:** má-li být výkon užitečného signálu na vstupu demodulátoru 398 x větší než výkon šumového signálu na vstupu demodulátoru, musíme na vstup přijímače přivést signál se standardní modulací s napětím  $100 \mu\text{V}$ .*

Minimální citlivost omezená šumem dle normy ČSN 36 7303 je pro přijímače vyšší kategorie předepsána hodnotou  $20 \mu\text{V}/10 \text{ dB}$

poměr  $S/N$  má být  $10 \text{ dB}$  – z tohoto údaje vypočítáme požadovaný poměr výkonů na vstupu demodulátoru.

$$A_P = 10 \log x \qquad 10 \text{ dB} = 10 \log x \qquad x = 10^{10/10} = 10^1$$

***Závěr:** má-li být standardní výkon užitečného signálu  $10$  x větší než výkon šumu, je nutno přivést na vstup přijímače signál se standardní modulací a napětím nosné vlny s efektivní hodnotou  $20 \mu\text{V}$ .*

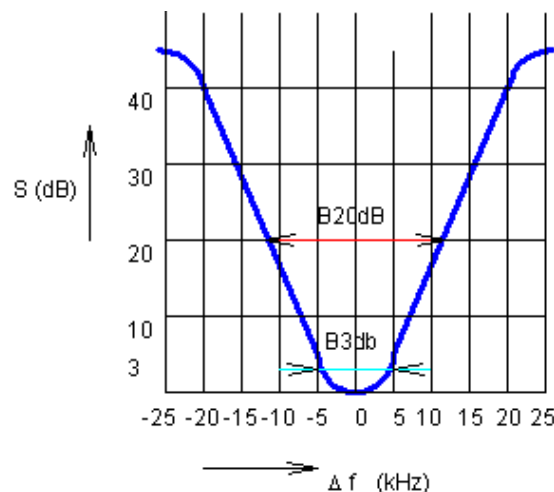
Toto napětí musí zajistit normalizovaný standardní výstupní výkon  $50 \text{ mW}$ . Standardní výstupní výkon se může udávat také v jednotkách  $\text{dB(mW)}$

platí:  $50 \text{ mW} = 17 \text{ dB(mW)}$      $17 \text{ dB} = 10 \log x$      $x = 10^{17/10} = 10^{1.7} = 50,1$

Úkol: určete odpovídající úroveň výstupního napětí na zátěži  $5\Omega$ , pro standardní výkony vyjádřené jako  $7 \text{ dB(mW)}$  a  $27 \text{ dB(mW)}$ , současně přepočítejte standardní výkony  $7 \text{ dB(mW)}$  a  $27 \text{ dB(mW)}$  na  $\text{mW}$ .

### 4.2.3 Selektivita

Je schopnost přijímače (laděného obvodu) vybrat ze směsi nejrůznějších elektromagnetických vln tu s požadovaným kmitočtem  $f_s$ . Je přímo úměrná činiteli jakosti  $Q$  jednotlivých laděných obvodů. Udává se poměrem vstupního napětí při stanoveném rozladění  $\Delta f$  k vstupnímu napětí při naladěném přijímači v  $\text{dB}$ , při rozladění přijímače od užitečného signálu pro AM o  $9 \text{ kHz}$  na obě strany, pro FM o  $300 \text{ kHz}$  na obě strany. Selektivita se obvykle vyjadřuje v  $\text{dB}$  a určuje se pro několik doporučených hodnot rozladění. Tak např. údaj  $S_{+8\text{kHz}} = 6 \text{ dB}$  znamená, že vf.signál s normální modulací s nosným kmitočtem o  $8 \text{ kHz}$  vyšším, než na který je přijímač naladěný, by musel na vstup přijímače dodávat dvojnásobné napětí ( $6 \text{ dB}$ ), než je napětí signálu na který je přijímač naladěný, aby na výstupu přijímače byl stejný výkon. Ideální křivkou selektivity je obdélníková křivka se šířkou rovnající se šířce kmitočtového pásma přijímaného signálu. Přiblížení k ideálnímu stavu vyjadřuje činitel tvaru křivky selektivity. Udává se poměrem dvou různých šířek pásma, obvykle jako poměr  $B_{20\text{dB}}/B_{3\text{dB}} = k_{20\text{dB}}$ . V ideálním případě je  $k_{20\text{dB}} = 1$ , ve skutečnosti je vždy větší než 1. Odečteme-li údaje selektivity na obr.10, pak  $B_{20\text{dB}} = 24 \text{ kHz}$  a  $B_{3\text{dB}} = 10 \text{ kHz}$ . Potom  $k_{20\text{dB}} = 24\text{kHz}/10\text{kHz} = 2,4$



obr.10 Křivka kmitočtové selektivity rádiového přijímače

Jak vyplývá z uvedených údajů, závisí na selektivitě šířka přenášeného kmitočtového pásma  $B_{\text{vf}}$ . Je-li selektivita přijímače velká, je reprodukována relace ochuzená o vysoké tóny, je-li selektivita malá, nastane rušení příjmu vysílači, které pracují na blízké nosné vlně.

V praxi jsou dlouhovlnné a středovlnné vysílače kmitočtově vzdálené jen o  $9 \text{ kHz}$ , tj.  $\pm 4,5 \text{ kHz}$ . Z toho tedy vyplývá, že dva vysílače pracující na kmitočtovém odstupu  $9 \text{ kHz}$ , musí být

prostorově hodně vzdálené. Pak lze využít i podstatně širšího kmitočtového pásma než 4,5kHz, neboť AM vysílače pracují kmitočtovým pásmem až 10 kHz, tedy se šířkou pásma  $\pm 20\text{kHz}$ . Z tohoto důvodu mají některé přijímače přepínač šířky pásma, kterým si můžeme nastavit tzv. místní příjem se širším pásmem nf. signálu .

### 4.3 Kmitočtové rozsahy

Rozhlasové přijímače mají zpravidla několik vlnových rozsahů, které rozdělují celé rozhlasové kmitočtové spektrum na menší, dobře laditelné části. Jsou to zejména rozsahy:

dlouhé vlny DV	rozsah 150 až 285 kHz	tj. 2000 až 1052 m
střední vlny SV	rozsah 0,525 až 1,605MHz	tj. 572 až 185 m
krátké vlny KV	rozsah 5,95 až 26,1 MHz	tj. 50,3 až 11,5 m

kromě těchto rozsahů, kde se využívá amplitudová modulace se v současné době využívá rozsahů s kmitočtovou modulací, pásmo VKV

velmi krátké vlny VKV	rozsah 66 až 73 MHz	dříve norma OIRT a nyní
	rozsah 87,5 až 108 MHz	norma CCIR

## 5. Základní zapojení rozhlasových přijímačů

Vlastnosti rozhlasových přijímačů závisí především na jeho konstrukci, tedy na způsobu jak přijímač rádiový signál vybírá, zesiluje a demoduluje. Nejstarší rádiové přijímače byly konstrukčně velmi jednoduché a málo dokonalé. Umožňovaly poslech pouze jednomu posluchači, jejich selektivita a citlivost byly velmi špatné. S postupným rozvojem radiotechniky se zvyšovala složitost, ale také kvalita přijímačů. Podle funkčního principu definujeme tři základní druhy rozhlasových přijímačů:

- 5.1 přijímače bez zesílení
- 5.2 přijímače s přímým zesílením
- 5.3 přijímače s nepřímým zesílením

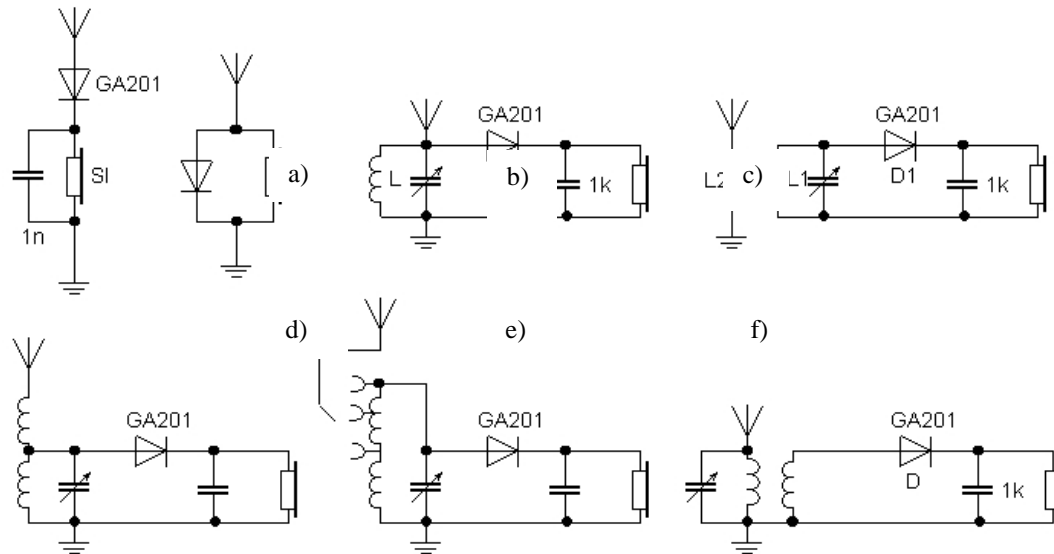
Toto rozdělení koresponduje s postupným vývojem přijímačů. V začátcích rozhlasového vysílání se používaly nejprve přijímače bez zesílení, tzv. krystalové přijímače ( krystalky ). Později se používaly přijímače s přímým zesílením, u nichž se zvýšila citlivost i selektivita a nakonec přijímače s nepřímým zesílením, tedy přijímače založené na principu přeměny kmitočtu přijímaného signálu na signál mezifrekvenční tzv. superheterodyny.

### 5.1 Přijímače bez zesílení

Přijímače obsahují pouze laděný obvod pro výběr signálu zvoleného vysílače, demodulační diodu a elektroakustický měnič v podobě sluchátek s velkou impedancí. Krystalky byly prvními prakticky použitelnými a hojně rozšířenými radiopřijímači v dějinách lidstva. Jejich historie se začala psát již před sto lety a poté, co začal ve dvacátých letech minulého století pravidelně vysílat rozhlas nastalo jejich masové rozšíření. K jejich zhotovení stačilo

několik součástek a kus drátu. Ve skutečnosti pak zručný nadšenec rádia potřeboval *krystalový detektor – srdce krystalky, vysokoimpedanční sluchátka*, kus měděného drátu na *cívku a anténu*...no a měl-li potřebné znalosti a zručnost, mohl během krátké doby poslouchat. Pokud si vyrobil i otočný kondenzátor, tím lépe. Fungovalo to, a i bez jakýchkoliv baterií! Krystalka nemusí být napájena ze zdroje. (ovšem, že ve skutečnosti napájena je, a to signálem z antény).

Pro příklad si uvedeme několik zapojení krystalových přijímačů



obr.11 Zapojení přijímačů bez zesílení, a) zapojení bez ladícího obvodu, b) zapojení s ladícím obvodem bez impedančního přizpůsobení c) zapojení s ladícím obvodem s induktivní vazbou d), e) zapojení s ladícím obvodem s odbočkou v ladícím obvodu, f) zapojení s ladícím obvodem v anténní části

Rozbor zapojení provedeme na obvodu z obr. 11c. Elektromagnetická pole vytvoří v anténním vodiči vf. napětí. Protože anténní vodič tvoří spolu s anténní cívkou a zemí uzavřený elektrický obvod, začnou tímto obvodem protékat vf. proud. Tento proud bude kombinací vf. proudů všech dostupných vysílačů. Vysokofrekvenční proudy přicházejí z antény na vstupní, anténní cívku  $L_2$  a vytvoří v jejich závitech vf. magnetický tok. Přes vzájemnou indukčnost  $M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ , se v cívkce  $L_1$  indukuje vf. napětí  $u_1 = M \frac{\Delta I_{vf}}{\Delta t}$ . Nejvíce

zdůrazněné bude indukované napětí signálu, na jehož frekvenci je ladící obvod  $L_1 C$  naladěn. Kmitočet ladícího obvodu určíme z rezonanční podmínky obvodu

$X_{L1} = X_C$ . Po úpravě podmínky dostaneme známý Thomsonův vzorec

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 C}} \quad \text{pomocí tohoto vzorce můžeme například vypočítat indukčnost cívky } L_1, \text{ při}$$

známé hodnotě kondenzátoru a přijímaného kmitočtu.

př.1 Vypočítejte indukčnost cívky rezonančního obvodu krystalového přijímače je-li přijímaný kmitočet 639 kHz a kapacita ladícího kondenzátoru 450 pF.

při řešení úlohy vyjdeme z rezonanční podmínky  $X_L = X_C$   $2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$  úpravou rovnice dostaneme

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (6,39 \cdot 10^5)^2 \cdot 4,5 \cdot 10^{-10}} = 138 \mu H \quad [H; Hz, F]$$

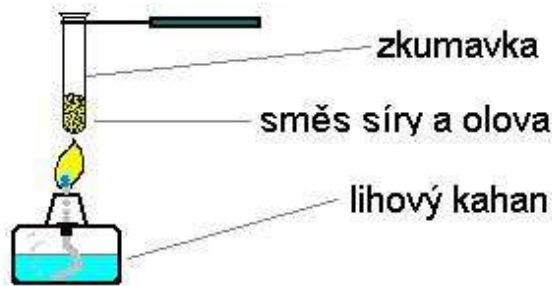
Získané vysokofrekvenční napětí se demoduluje pomocí sériového diodového detektoru. Demodulační dioda musí být technologicky vhodná pro zpracování malých úrovní vf. napětí. Pro tyto účely jsou vhodné germaniové hrotové diody typu např. GA 201. Tyto diody se vyznačují malou přechodovou kapacitou. V počátcích rozhlasového vysílání se používaly galenitové krystaly s wolframovým hrotem, kdy posluchač mohl hledat nejvhodnější místo na krystalu s nejlepším příjmem.

Jak vypadaly takovéto detektory je vidět na následujícím obrázku.



obr. 12 Příkladky krystalových detektorů

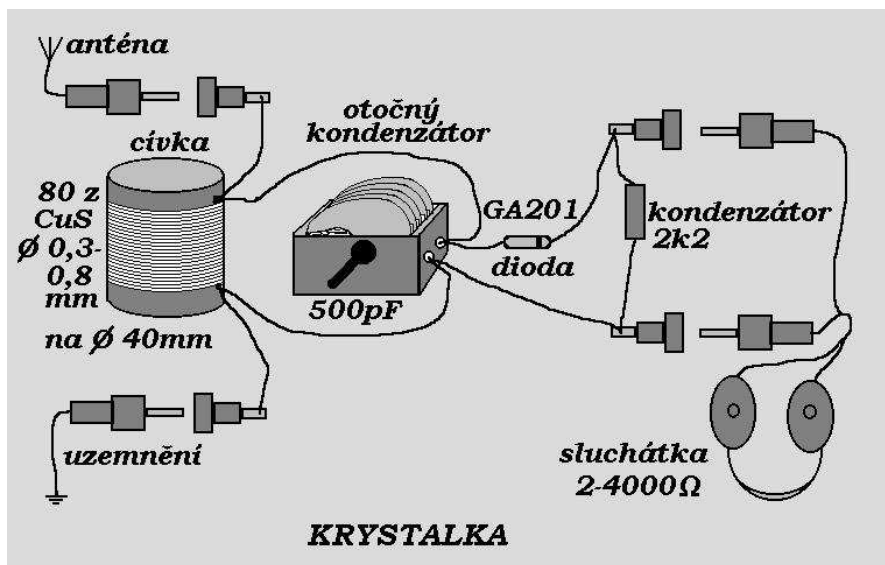
Nejčastěji se používalo jako materiálu krystalu galenitu – přírodního, krystalického sulfidu olovnatého. Ale zkoušeny i používány byly mnohé jiné materiály – karborundum, oxid měďný, oxid zinečnatý, pyrit a další sloučeniny .



obr.13 Výroba galenitu

Na obr.13 je znázorněná výroba galenitu za síry a olova. (olovo lze získat např. z loveckých broků, projektilů, rybářských olůvek, olověných akumulátorů...apod. Síru koupíte buď v lepší drogerii, nebo snad pomohou v lékárně. Síra prodávaná v drogerii může mít mnoho podob – kusová, třeba pod názvem sirná svíce; prášková- mletá, nebo pod názvem sirný květ; nebo ji lze odloupat z tenkých plátků prodávaných i ve včelařských potřebách které se jmenují sirné knoty. Na hlavičkách sirek se vzdor jejich vžitému názvu síra nenachází...

Na závěr uvádím obrázek – schéma krystalky, ve stylu tak jak jej kreslili tenkrát, před mnoha lety, když ještě neexistoval způsob jednotného značení a kreslení schémat. Snad jen – místo diody býval samozřejmě kreslen krystal.



obr.14 Schéma zapojení krystalky v původním nákresu

Po tomto krátkém exkursu do minulosti, budeme pokračovat v teoretickém řešení přijímače. Při detekci procházejí demodulační diodou, podle zapojení diody buď kladné, nebo záporné půlperiody vf. proudu. Těmito proudovými impulsy se nabíjí kondenzátor C, který se současně vybíjí do zátěže, tedy sluchátka. Na paralelní kombinaci C a R se obnovuje původní



informační obsah. Důležitá je však volba kapacity kondenzátoru s ohledem na odpor zátěže. U tohoto obvodu počítáme časovou konstantu, která v přepočtu definuje přenos obvodu. Na příkladech si ukážeme jaký vliv má kapacita kondenzátoru na přenos detektoru.

*př.2 Vypočítejte přenos výstupního obvodu sériového diodového detektoru je-li odpor zátěže  $4\text{ k}\Omega$  a kapacita kondenzátoru a)  $4\text{ nF}$ ; b)  $100\text{ nF}$ .*

$$\text{mezní kmitočet obvodu} \quad \omega_m = \frac{1}{\tau} = 2\pi f_m \quad [\text{rads}^{-1}; \text{s}]$$

$$\text{potom} \quad f_m = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}; \Omega, \text{F}]$$

$$\text{nejdříve dosadíme kapacitu } 4\text{ nF} \quad f_m = \frac{1}{2\pi \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9}} = 8,47 \text{ kHz}$$

$$\text{dále dosadíme kapacitu } 100\text{ nF} \quad f_m = \frac{1}{2\pi \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-7}} = 398 \text{ Hz}$$

z uvedených příkladů vidíme, že při kapacitě  $C=100\text{ nF}$ , bude přenášet výstupní obvod detektoru nf. signál do cca 400 Hz, vyšší kmitočty bude přenášet s poklesem  $-20\text{ dB/dekádu}$ , což znamená, že kmitočet 4 kHz bude již tlumen o 20 dB, tj. 10x. Akustický vjem bude postrádat přenos horních kmitočtů. Použijeme-li kapacitu kondenzátoru  $4\text{ nF}$ , bude přenášet obvod kmitočty až do 8,5 kHz, což je pro přenos pomocí AM modulace dostačující.

Rozsah kmitočtů, ve kterém lze přijímač přeladňovat, závisí na indukčnosti cívky L a na krajních kapacitách ladícího kondenzátoru. Aby nebyl ladící obvod příliš tlumen, připojuje se demodulační obvod i anténa na vhodné odbočky cívky. Přesto je selektivita těchto přijímačů malá, protože jediný obvod LC i s poměrně velkým činitelem jakosti Q nemůže zajistit potřebné potlačení nežádoucích signálů.

Problém je také proměnná šířka pásma laděných obvodů v závislosti na přijímaném kmitočtu.

$$B_{vf} = \frac{f_s}{Q} \quad [\text{Hz}; \text{Hz}, -]$$

bude-li např.  $Q=100$  a přijímaný kmitočet  $f_s = 600 \text{ kHz}$ , pak  $B_{vf} = 6 \text{ kHz}$ , ale při příjmu na kmitočtu  $1,5\text{ MHz}$  již bude  $B_{vf} = 15 \text{ kHz}$ .

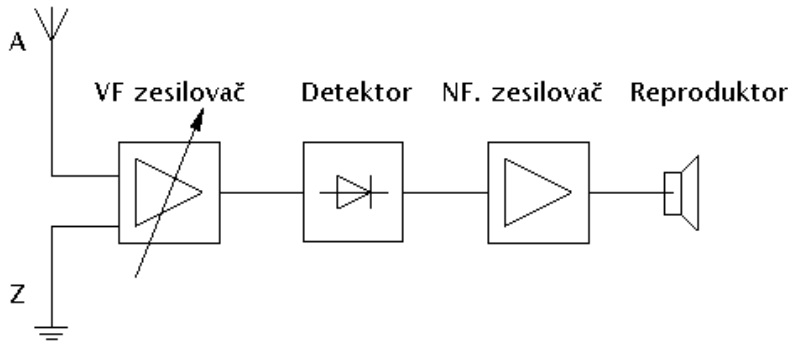
## 5.2 Přijímače s přímým zesílením

Větší citlivosti dosahují přijímače, které obsahují elektronkové, nebo tranzistorové zesilovací stupně. Zařazením většího počtu laděných obvodů, nebo zařazením obvodů s kladnou zpětnou vazbou, se u přijímače dosáhne větší selektivity.

Pro přijímače s přímým zesílením je charakteristické, že přijímaný signál s kmitočtem  $f_s$  je zesilován ve všech částech vf. zesilovačů, po detekci pak v oboru nízkých kmitočtů v nf. zesilovačích.

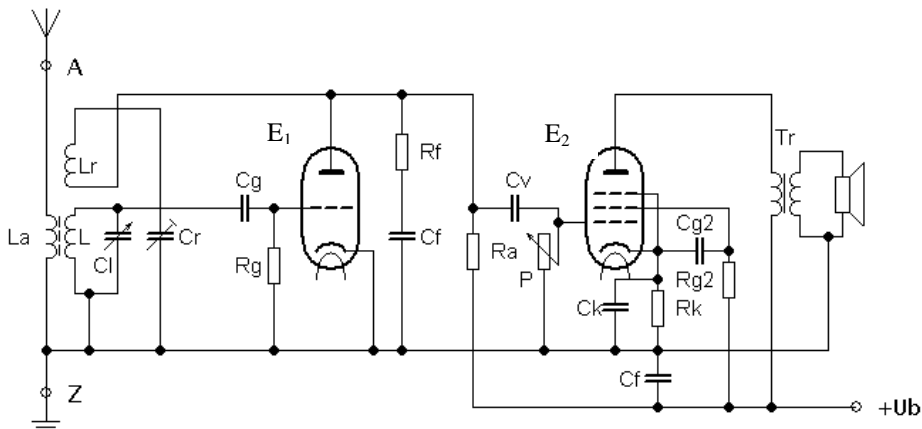
Přijímač se skládá ze tří částí:

- vf. laděný zesilovač
- detektor
- nf. zesilovač a koncový stupeň



obr.15 Skupinové schéma přijímače s přímým zesílením

Elektromagnetické pole indukuje v anténním vodiči vf. proud, který ve vstupním obvodu přijímače indukuje vf. napětí. Vstupní laděný obvod vybere ze spektra signálových napětí složku na kterou je naladěn. Toto napětí je přivedeno do vf.úzkopásmového zesilovače, kde se vf. signál zesílí. Zesílené napětí se přivádí do obvodu detektoru, kde dochází k demodulaci signálu, k oddělení modulačního signálu od signálu nosné vlny. Protože nízkofrekvenční napětí na výstupu demodulátoru nestačí k vybuzení reproduktoru, je nf. signál zesílen v nf. zesilovači a po výkonovém zesílení přiveden do reproduktoru. Pro zvýšení citlivosti se u přijímačů s přímým zesílením využívala kladná zpětná vazba. Přijímač se nazýval audion s kladnou zpětnou vazbou jak je naznačeno na obr.16



obr.16 Zapojení jednoduchého dvouelektronkového přímozesilujícího přijímače

Elektronka  $E_1$  plní v zapojení více funkcí. Vstupní signál z laděného obvodu  $L, C_l$  přechází přes mřížkový kondenzátor  $C_g$  na řídicí mřížku triody. Na mřížkovém svodu  $R_g$  vzniká

automatické předpětí –Ug1. Mezi mřížkou a katodou probíhá mřížková detekce vstupního amplitudově modulovaného signálu. Pro kladné amplitudy modulovaného signálu se elektronka otevírá, pro záporné se uzavírá a proud záporných amplitud vytváří na Rg záporné mřížkové předpětí. Mezi mřížkou a katodou tak vzniká detekce. Elektronka současně demodulovaný signál zesílí, zesílený signál přechází přes Cv na regulátor hlasitosti P, který je zařazen ve vstupním obvodu E<sub>2</sub>. Elektronka E<sub>1</sub> současně zesílí i vysokofrekvenční signál nosné vlny. Tento zesílený signál se uzavírá v obvodu kladné zpětné vazby přes zpětnovazební obvod Lr a Cr. Regulačním prvkem Cr se nastaví stupeň kladné zpětné vazby až těsně na mez oscilací, kladná zpětná vazba je maximální a tím i zesílení vstupního signálu. Nevýhodou tohoto systému je možnost překročení oscilační meze a tím i rozkmitání vstupního zesilovače. Přijímač pak vyzařuje do antény kmitavý signál, který ruší příjem okolních přijímačů. Rezistor Rf spolu s kondenzátorem Cf tvoří filtr pro zbytky vf.signálu. Elektronka E<sub>2</sub> plní v obvodu přijímače funkci koncového nf. zesilovače v jehož výstupním obvodu je zařazen výstupní transformátor a reproduktor. Výstupní transformátor plní funkci impedančního přizpůsobení malé impedance reproduktoru 4Ω, k velké výstupní impedanci pentody, a současně transformuje anodový proud koncového zesilovače v 10 mA na velký proud I v obvodu sekundárního vinutí, který je nutný k vytvoření dostatečné síly F pro vybuzení reproduktoru.

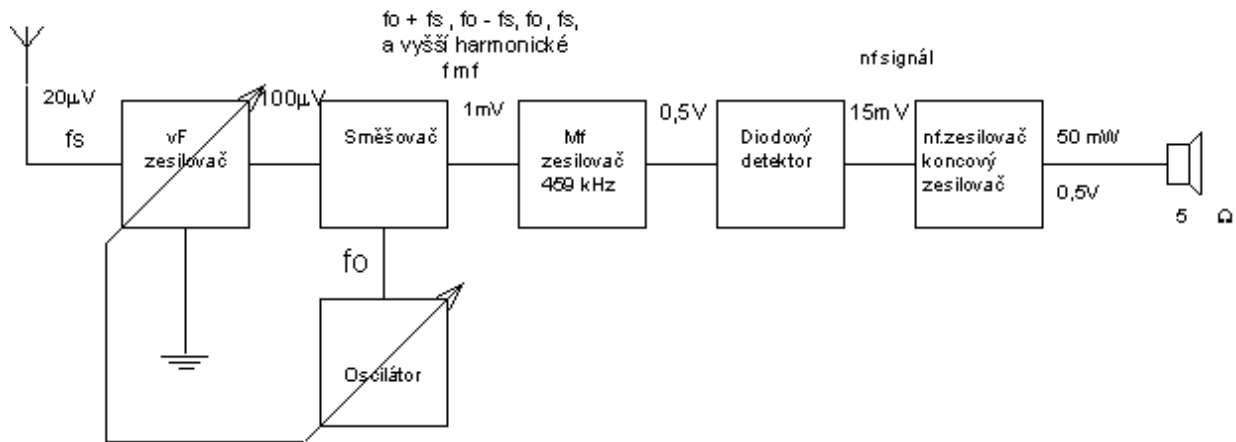
$$F = B \cdot l \cdot I \quad [ N; T, m, A ]$$

*F - síla kterou působí membrana na okolní prostředí*  
*B - magnetická indukce v mezeře magnetického obvodu*  
*l - délka kmitací cívky*  
*I - proud protékající kmitací cívkou*

Z kapitoly o zesilovačích víme, že vysokofrekvenční zesilovací stupně mohou dosáhnout velké selektivity pouze při nižších kmitočtech. Z toho vyplývá, že u přijímačů s přímým zesílením je velmi nesnadné dosáhnout uspokojivých vlastností na rozsazích s vyššími kmitočty. Bylo by potřeba použít více vf.zesilovačů s velkým počtem laděných obvodů. Laděné obvody LC všech stupňů, však musí být laděny současně, aby se jejich kmitočty nelišily. A to s sebou nese konstrukční problém přesnosti ladících kondenzátorů. Proto se v dalším vývoji přijímačů od přímo zesilujících přešlo na novou koncepci a to na přijímače s nepřímým zesílením. Přijímač se nazývá superheterodynní a představuje zcela novou koncepci, která je na obr. 17.

## 5.3 Přijímač s nepřímým zesílením- superheterodyn [1] , [2]

## Skupinové schéma superheterodynního přijímače



obr.17 Blokové schéma základního zapojení superheterodynního přijímače.

Superheterodynní metoda je založena na směšování dvou signálů proměnných kmitočtů. Těmito signály jsou vstupní signál  $f_s$ , který je nositelem informace (hudba, řeč apod.) a signál oscilátorový,

$f_o$  který se získává v obvodu oscilátoru přijímače. V důsledku směšování těchto signálů v obvodu směšovače, kterým je prvek s nelineární charakteristikou, vznikne na výstupu směšovače spektrum směšovacích produktů, které obsahuje čtyři základní produkty, a) až d)

- vstupní signál  $f_s$  modulovaný modulačním signálem
- oscilátorový signál  $f_o$ , vytvořený v místním oscilátoru, nemodulovaný s konstantní amplitudou
- součtový signál  $f_o + f_s$ , na který se přenese modulační signál
- rozdílový signál  $f_o - f_s$ , na který se také přenese původní modulační signál
- a dále velké množství dalších produktů, které jsou tvořeny vyššími harmonickými těchto čtyř základních složek.

Z těchto směšovacích produktů se dále v přijímači zpracovává rozdílový produkt, který se nazývá mezifrekvenční  $f_{mf}$ . K zesílení a výběru napětí mezifrekvenčního kmitočtu se používají pásmové vysokofrekvenční (mezifrekvenční) zesilovače s velkým zesílením, kterého lze dosáhnout nejlépe při konstantním kmitočtu na který jsou naladěny všechny obvody mf. zesilovače. Pro pásmo AM modulace jsou vybrány mezifrekvenční kmitočty 450 kHz až 470 kHz, pro pásmo FM 10,7 MHz.

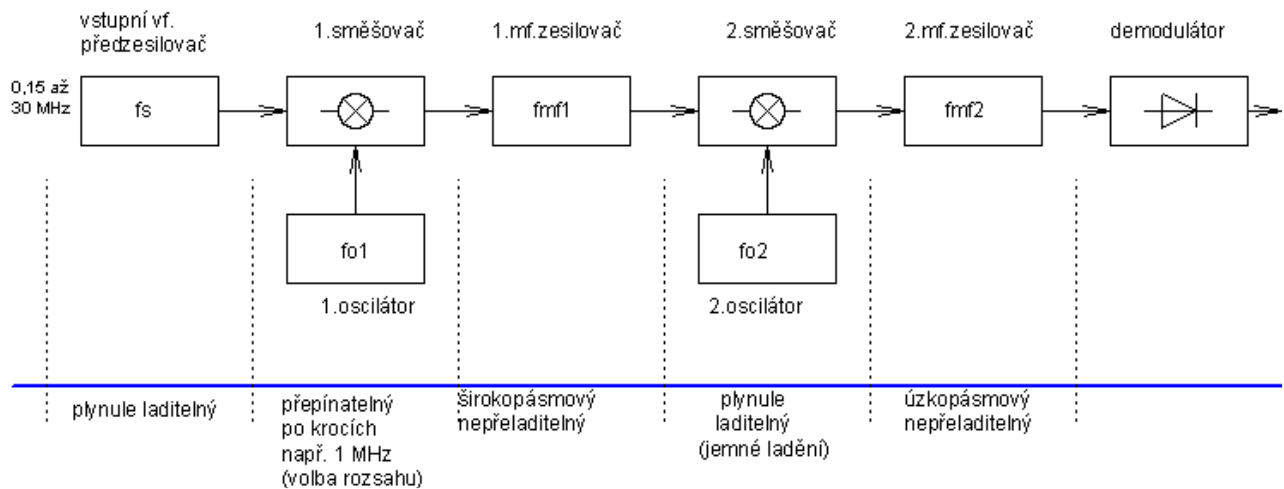
Za směšovačem následuje mezifrekvenční zesilovač, který je trvale naladěný na mezifrekvenční kmitočty. Můžeme tedy použít pásmové filtry s velmi přesným nastavením, např. keramické apod. Tím odpadají problémy se současným laděním většího počtu laděných obvodů. V přijímači se přeladuje pouze vF. zesilovač a oscilátor.

Při vhodné volbě mezifrekvenčního kmitočtu lze v mf. zesilovači dosáhnout velkého zesílení ( $A_u$  až 2000), potřebné šířky pásma  $B_{vf}$  a dostatečného omezení ostatních kmitočtů. Superheterodynní přijímače mají ale i určité nedostatky. Jedním ze základních nedostatků, který se projevuje hlavně u komunikačních přijímačů v oblasti KV, je náchylnost k příjmu parazitních kmitočtů, mezi které patří především *zrcadlový kmitočet*. Název vystihuje polohu tohoto signálu, je zrcadlovým obrazem vstupního signálu  $f_s$  přes signál místního oscilátoru  $f_o$ .

$$f_z = f_o + f_{mf} \quad \text{platí pro } f_o > f_s$$

Pronikne-li zrcadlový signál zachycený anténou, vlivem nedostatečné selektivity vstupních obvodů až na vstup směšovače, vznikne rušivý mezifrekvenční signál s jiným informačním obsahem. Výsledkem je dvojnásobnost příjmu, kdy na výstupu demodulátoru je modulační signál přijímaného kanálu  $f_s$  a současně modulační signál zrcadlového kanálu  $f_z$ . Pokud chceme, aby měl přijímač co nejlepší blízkou selektivitu- potlačení signálů sousedních kanálů- a zároveň dobrou zrcadlovou selektivitu, použijeme *přijímač s dvojnásobným směšováním*. První mezifrekvenci  $f_{mf1}$  volíme co nejvyšší ( $f_{mf1} = 1650 \text{ kHz}$ ), je dosažena dobrá zrcadlová selektivita a druhou mezifrekvenci  $f_{mf2}$  naopak co nejnižší ( $f_{mf2} = 150 \text{ kHz}$ ), pro dosažení blízké selektivity.

Dalším parazitním signálem je *parazitní mezifrekvenční kanál*, který umožňuje parazitním signálům o kmitočtu  $f_{mf}$ , aby byly rovněž reprodukovány na výstupu přijímače. Tento kanál se dá snadno potlačit mezifrekvenčním odladovačem ve vstupním obvodu přijímače.

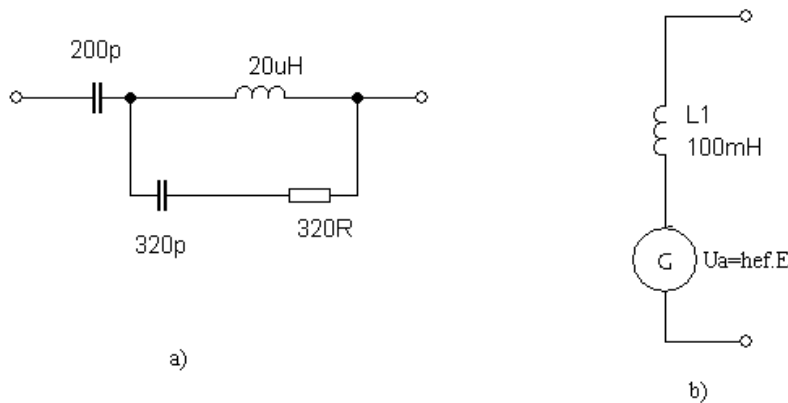


obr.18 Superheterodynní přijímač s dvojnásobným směšováním

### 5.3.1 Přijímací antény [1] , [2]

V další části textu se budeme zabývat jednotlivými obvody přijímačů. Problematiku antén jsme řešili v předmětu Elektronika, provedeme pouze shrnutí základních parametrů přijímacích antén pro pásmo AM.

U rádiových přijímačů pro pásmo AM, tedy pro kmitočty od 150 kHz do 30 MHz, se používají buď kapacitní( drátové ) přijímací antény, které využívají elektrickou složku elektromagnetického pole, nebo indukční (feritové, rámové) antény využívající magnetickou složku pole.



obr. 19 a) Umělá anténa představující drátovou kapacitní anténu ; b) náhradní obvod feritové antény

Zapojení na obr. 19 a) definuje standardní umělou anténu ve formě dvojpólu, jehož impedance v celém uvažovaném kmitočtovém pásmu představuje impedanci průměrné přijímací antény. Náhradní obvod feritové antény se skládá z indukčnosti L a zdroje ekvivalentního napětí  $U_a$ , jež je dáno;

$$U_a = h_{ef} \cdot E \quad (V; m, V \cdot m^{-1})$$

kde  $E$  je intenzita elektrického pole v místě příjmu

$h_{ef}$  efektivní výška feritové antény, která se využívá při výpočtu celkové citlivosti přijímače

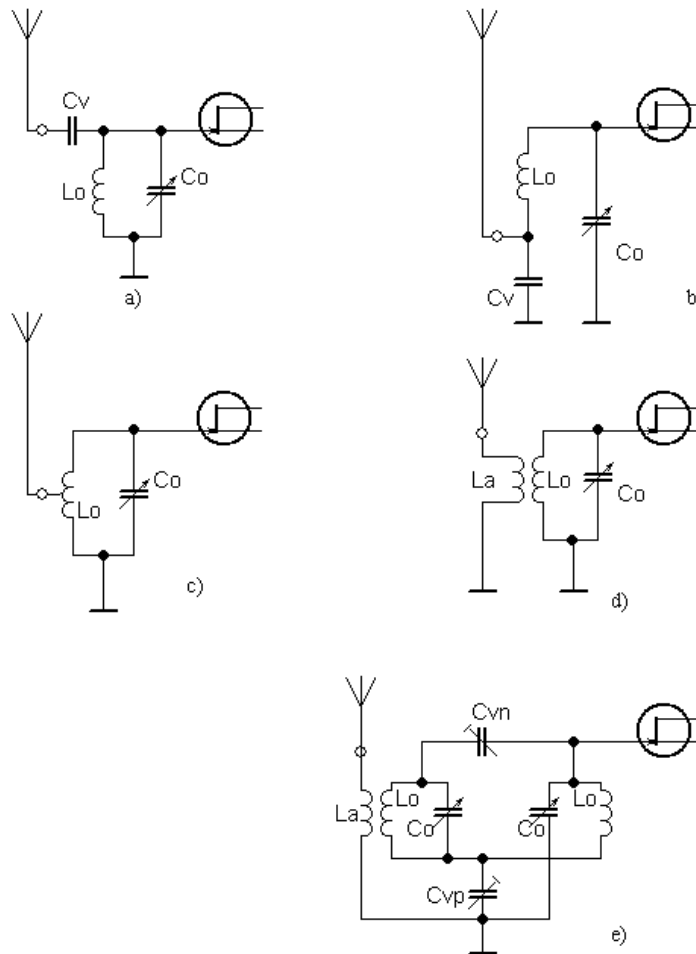
### 5.3.2 Vstupní obvody přijímačů pro pásmo AM [1] , [2]

Rádiové přijímače pro pásmo DV, SV a KV, tedy pro kmitočty od 150 kHz do 30 MHz, používají nejčastěji neladěné kapacitní, drátové antény, jako antény vnější, nebo antény (feritové), indukční, jako antény vnitřní. Vnější antény jsou spojeny s přijímačem pomocí svodu( impedance kolem  $75\Omega$ ) u nesouměrného vedení, nebo pomocí anténního svodu symetrického s impedancí kolem  $300\Omega$ .

U profesionálních přijímačů se velmi často používají také laděné kapacitní antény ( parametry vstupních obvodů se upravují ladícím obvodem vzhledem ke kmitočtu přijímaného kmitočtu ), nebo rámové antény, které se vyznačují velkou směrovostí. Velmi často se u profesionálních přijímačů v pásmu AM používají dipólové drátové antény se symetrickým anténním svodem.

Pro spojení mezi anténním svodem a vstupem vf. zesilovače se používají různá zapojení vstupních obvodů:

- s napěťovou kapacitní vazbou
- s proudovou kapacitní vazbou
- s vazbou na odbočku cívky vstupního obvodu
- s transformátorovou vazbou
- s pásmovým dvouobvodovým filtrem



obr.20 Vstupní obvody přijímačů pro kapacitní antény a) s napěťovou kapacitní vazbou b) s proudovou kapacitní vazbou c) s vazbou na odbočku cívky( autotransformátorová vazba) d) transformátorová vazba přes vzájemnou indukčnost  $M$  e) s pásmovým dvouobvodovým filtrem

Na základě zapojení na obr.20 si popíšeme chování jednotlivých vazebních obvodů. Velmi jednoduché zapojení je na obr.2 a, jedná se o obvod s napěťovou kapacitní vazbou, kde vazební prvek je poměrně malá kapacita  $C_v$  připojená přímo na horní konec jednoduchého rezonančního obvodu. Tento způsob vazby vykazuje značně nerovnoměrný přenos napětí užitečného signálu při přeladování a malé potlačení zrcadlových kmitočtů. Stejnou nevýhodu má i obvod s kapacitní vazbou proudovou (obr. 20b) a současně i obvod s vazbou na odbočku cívky laděného obvodu (obr. 20c). Obvod na obr. 20.d se v praktických zapojeních vyskytuje nejčastěji, obvod má velkou anténní indukčnost  $L_a$  a platí  $(L_a > L_o)$  . Přenos užitečného

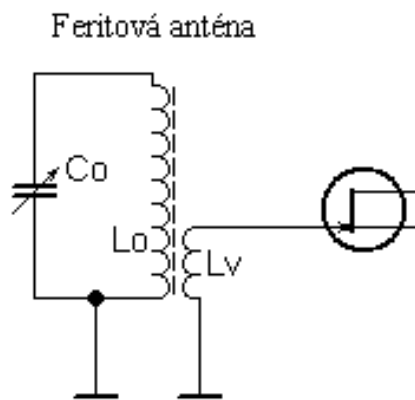
vstupního signálu je mnohem rovnoměrnější a pokud se horní konce indukčností  $L_a$ ,  $L_o$  spojí kondenzátorem s malou kapacitou vznikne kombinace transformátorové a napěťové kapacitní vazby s konstantním přenosem napětí v celém pásmu ladění. Pro přenos tohoto obvodu platí:

$$A_p = \frac{M}{L_a} Q \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_v^2}$$

je však nutné, aby rezonanční kmitočet  $\omega_v$  obvodu  $L_a C_a$ , tvořeného kapacitou antény a anténní indukčností, byl pod kmitočtem laděného vstupního obvodu  $L_o C_o$ .

Selektivitu vstupních obvodů můžeme zvětšit použitím vícenásobně laděných obvodů, tvořících pásmovou propust (obr. 20e). Toto zapojení se vyznačuje téměř konstantní šířkou pásma při přeladování.

### Vstupní obvody s feritovou anténou [1]



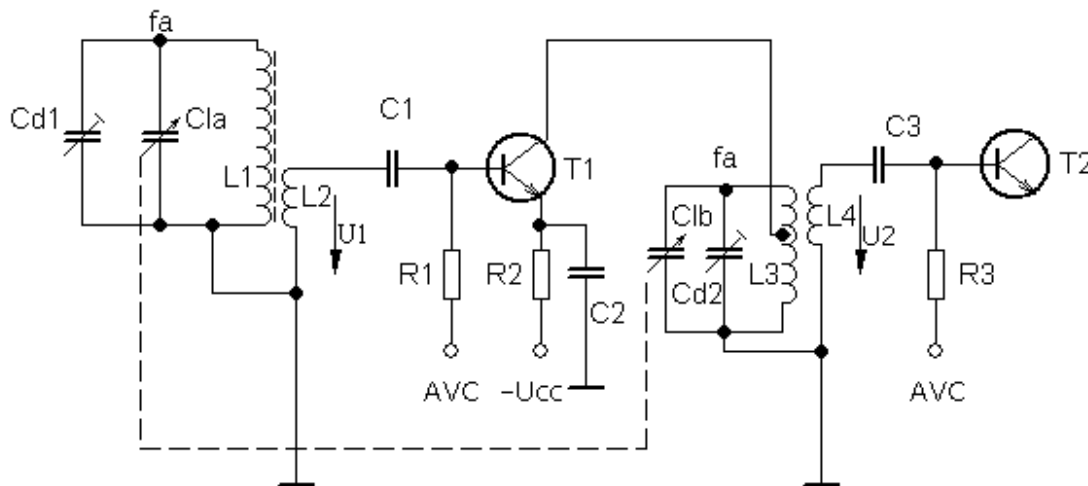
obr.21 Vstupní obvod s feritovou anténou

Na obr. 21 je znázorněn nejjednodušší typ vstupního obvodu s feritovou anténou. Rezonanční obvod  $L_o C_o$  je tvořen přímo indukčností antény a ladící kapacitou, signál je k prvnímu zesilovacímu stupi přiveden prostřednictvím vazební cívky  $L_v$ . Nevýhodou tohoto zapojení je poměrně značná závislost šířky pásma  $B$  na pracovním kmitočtu.

### 5.3.3 Vysokofrekvenční zesilovače [2]

Za vstupním obvodem rádiového přijímače následuje u některých, kvalitnějších, přijímačů vysokofrekvenční zesilovač. Jeho úkolem je zlepšit selektivitu a citlivost přijímače, potlačit nežádoucí zrcadlové a mezifrekvenční kmitočty. Zapojení vf. zesilovače závisí na kmitočtovém pásmu ve kterém přijímač pracuje. Pro pásmo AM (do 30 MHz), se převážně používají zesilovací stupně se společným emitorem SE. Zapojení jednostupňového vf. zesilovače s bipolárním tranzistorem je na obr. 22.





obr.22 Příklad zapojení jednostupňového vf. zesilovače s laděným obvodem

Při výkladu principu činnosti tohoto zapojení, začneme nejdříve nastavením pracovního bodu. Pro vf. zesilovače používáme buď zapojení SE, nebo zapojení SB. Zapojení SE je vhodné pro oblast nižších pracovních kmitočtů, tedy pro pásmo DV, SV a KV. Při nižších kmitočtech se příliš neuplatní vnitřní kapacity tranzistoru, pokud tranzistor zesiluje malé úrovně signálů. V uvedeném zapojení používáme vysokofrekvenční tranzistor typu NPN s označením například KF 125. Pro tento tranzistor najdeme v katalogu potřebné údaje o *zbytkovém proudu  $I_{CB0}$ , proudovém zesilovacím činiteli  $h_{21E}$ , maximálním kolektorovém proudu  $I_{Cmax}$ , mezním kmitočtu  $f_T$  a ztrátovém výkonu  $P_c$ .*

Typ	$I_{CB0}$ při $U_{CB}$	$h_{21E}$ při $U_{CB}$	$I_{Cmax}$	$vI$	$f_T$	$P_c$		
	$[\mu A]$	$[V]$	$[mA]$	$[^\circ C]$	$[MHz]$	$[mW]$		
KF 125	0,0008	10	37-125	10	30	+125	250	220

*Klidový pracovní bod tranzistoru* je nastaven v obvodu báze stejnosměrným napětím z obvodu AVC

( automatické vyrovnávání citlivosti-zisku), které je přivedeno přes rezistor  $R_1$ . Toto napětí je odvozeno od okamžité úrovně mezifrekvenčního signálu po demodulaci a je většinou stabilizováno elektrolytickým kondenzátorem. Napětím AVC se v obvodu báze reguluje zesílení tranzistoru tak, že při nižší úrovni vstupního signálu se na výstupu demodulátoru objeví menší úroveň regulačního napětí a tranzistor se více otevře, a při vyšší úrovni vstupního signálu naopak. V důsledku této regulace pak tranzistor vykazuje téměř stejné zesílení slabších i silnějších úrovní vstupního signálu, neboť dochází ke změně jeho strmosti  $S$ . Záporné napětí zdroje  $U_{cc}$  se přivádí na emitor přes rezistor  $R_2$ , který zde plní funkci teplotní stabilizace pracovního bodu, proudovou zápornou zpětnou vazbou. Pro odstranění záporné *střídavé* zpětné vazby na tomto rezistoru, je rezistor blokován kondenzátorem  $C_2$ , který svojí malou reaktancí pro oblast zesilovaných signálů, vytváří vodivou cestu pro střídavé proudy protékající obvodem tranzistoru. Kladné napětí zdroje  $U_{cc}$ , je v obvodu zesilovače připojeno na signálovou zem a dostává se na kolektor přes vinutí cívky  $L_3$ . Kondenzátory  $C_1$  a  $C_3$  zabraňují zkratu regulačního napětí AVC přes malý stejnosměrný

odpor vinutí cívek  $L_1$  a  $L_3$ . Kondenzátory zároveň plní funkci vazebních prvků, neboť přes svoji malou reaktanci  $X_c$  přivádí napětí  $U_1$  a  $U_2$  na bázi tranzistorů T1 a T2.

**Dynamický režim**- vf. napětí se indukuje ve vstupním laděném obvodu z feritové antény ve vinutí cívky  $L_1$ . Pomocí ladícího kondenzátoru  $C_{10}$  se nastaví rezonanční kmitočet laděného obvodu na požadovanou frekvenci. Pro tuto frekvenci má paralelní rezonanční obvod maximální impedanci a vznikne na něm maximální rezonanční napětí. Pro ostatní frekvence má obvod impedanci podstatně nižší a tyto se neuplatní. Doladovací trimr  $C_{d1}$  se používá při sladování vstupních obvodů, jak bude vysvětleno později v části sladování přijímače. Zvolený přijímaný signál se přenáší induktivní vazbou přes kondenzátor  $C_1$  na bázi vf. zesilovače. V obvodu báze je signálové napětí superponováno na stejnosměrné napětí z obvodu AVC a mění tak vnitřní odpor tranzistoru a v jeho důsledku kolektorový proud  $I_c$ . Změny kolektorového proudu vyvolávají vznik signálového napětí v kolektorovém obvodu  $C_{1b}$ ,  $C_{d2}$ ,  $L_3$ , který je naladěn na stejný kmitočet jako obvod vstupní, avšak na vyšší napěťové úrovni. Takto zesílené signálové napětí je induktivní vazbou přes cívku  $L_4$  jako napětí  $U_2$ , přivedeno na další stupeň přijímače, kterým je většinou směšovací stupeň. Zesílení vf. zesilovače  $A$  je dáno vztahem:

$$A = \frac{U_2}{U_1} = g_{21} \cdot R_z, \text{ kde } R_z \text{ je dynamický odpor rezonančního obvodu}$$

$g_{21}$  je reálná část admitančního parametru  $y_{21}$

První zesilovací stupeň přijímače rozhoduje svými vlastnostmi o velikosti šumového čísla  $F$  a tím i o citlivosti přijímače. Proto požadujeme, aby v obvodu vf. zesilovače byl použit tranzistor s minimálním šumovým číslem  $F$  a s co největším zesílením.

V předchozím textu jsme použili jeden z důležitých pojmů, který se týká přenosu informací a to pojem *šumové číslo*  $F$ , které patří mezi důležité činitele, omezující vlastnosti elektronických zařízení.

### 5.3.3.1 Šum

Na rozdíl od hluku má šumové napětí obecně nesínusový charakter a jeho časový průběh není periodický. Šumové napětí je charakterizováno buď závislostí na čase- časovou funkcí  $\Delta u(t)$ , nebo závislostí na kmitočtu -kmitočtovou spektrální funkcí  $S(\omega)$ , nebo výkonovou spektrální funkcí  $F(\omega)$ .

Pro obecné hodnocení šumových vlastností obvodů se zavádí pojmy:

- a) korelace
- b) Gaussovský šum
- c) bílý šum
- d) blikavý šum

Zdroje šumu-podle příčin vzniku šumu rozeznáváme:

- a) Tepelný šum
- b) Výstřelový šum
- c) Kosmický šum

**a) Tepelný šum** vzniká na svorkách každého rezistoru  $R$ , nebo reálné složky  $R$  libovolné impedance. Jeho příčinou je chaotický pohyb nosičů náboje, který se s teplotou zrychluje. Teplené šumové napětí má tzv. bílé spektrum a má gaussovské rozložení. Jeho hodnotu můžeme určit ze vztahu:

$$U_{\xi} = \sqrt{4k\Theta BR}$$

kde  $k$  je Boltzmanova konstanta  $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$ ,  $\Theta$  absolutní teplota,  $B$  šířka pásma,  $R$  hodnota odporu rezistoru

**b) Výstřelový šum**, se uplatňuje především u vakuových elektronek a polovodičů (tranzistorů, diod). Projevuje se tím, že šumový proud těchto součástek je součtem velkého množství malých impulsů vyvolaných průchodem proudu.

**c) Kosmický šum** - dopadá na zemi z kosmického prostoru. Uplatňuje se při příjmu velmi slabých signálů, nelze jej zanedbat a zahrnuje se do pojmu šumová teplota antény. Nejvyšší hodnoty dosahuje, je-li anténa směřována na slunce.

### 5.3.3.2 Hodnocení šumových vlastností

Šumové vlastnosti pasivních a aktivních dvojbranů vyjadřujeme buď šumovým číslem

$$a_F = 10 \log F [\text{dB}],$$

nebo činitelem šumu  $F$ . Velmi často se pojem šumové číslo vyjadřuje pod označením  $F$ , správně je označení  $a_F$ .

Pro nízké hodnoty šumu se používá šumová teplota  $\Theta_{\xi} [K]$ ; ( $0 \text{ K} = -273,1^{\circ}\text{C}$ )

Šumové číslo, nebo míra šumu udávají stupeň zhoršení odstupu signálu od šumu při průchodu signálu daným dvojbranem. Ideální dvojbran (zesilovač), který nevnáší do přenosové cesty žádný šum, má činitel šumu  $F = 1$ , nebo šumové číslo  $a_F = 0 \text{ dB}$ , nebo šumovou teplotu  $\Theta_{\xi} = 0 \text{ K}$ .

př. Mění-li se činitel šumu  $F$  v rozmezí od  $F = 1$  do  $F = 1,1$ , mění se šumová teplota v mezích 0 až 30 K.

Pro přepočty platí;  $a_F [\text{dB}] = 10 \log(k\Theta_0) = 10 \log\left(1 + \frac{\Theta_{\xi}}{\Theta_0}\right)$ ;  $\Theta_{\xi} = \Theta_0(F-1)$ ;  $F(k\Theta_0) = 1 + \frac{\Theta_{\xi}}{\Theta_0}$

kde  $\Theta_0 = 293 \text{ K}$ .

**Pozor!! V některých publikacích se udává šumové číslo indexem  $F$**

### 5.3.3.3 Činitel šumu několikastupňových obvodů

Při řazení několika dvojbranů za sebou z nichž první má činitel šumu  $F_1$  a výkonové zesílení  $A_{p1}$ , druhý  $F_2$ ,  $A_{p2}$  ....., bude výsledný činitel šumu dán tzv. Friisovým vztahem;

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{p1} \cdot A_{p2}} + \dots$$

př. Určete činitel šumu (šumové číslo) lineární části rozhlasového přijímače  $F_c$  je-li dáno: činitel šumu vysokofrekvenčního zesilovače  $F_1 = 4$ ,

Strana 35 (celkem 45)

Nerecenzovaný studijní text pro potřebu výuky v předmětu elektronická zařízení na SOŠ a SOU

Hradební 1029, Hradec Králové

Vytvořil Ing. Jáchym Vacek

použitá literatura: Moderní radioelektronika - Doc. Ing. Václav Žalud CSc.

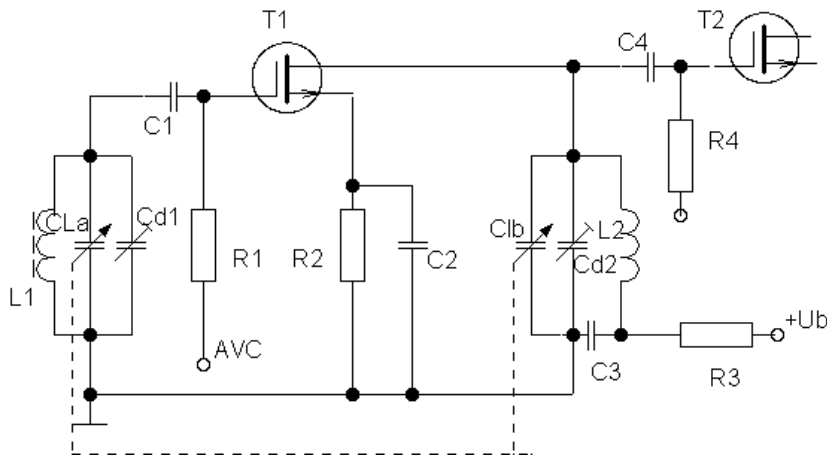
činitel šumu směšovače  $F_2 = 8$ ,  
 činitel šumu mezifrekvenčního zesilovače  $F_3 = 3$ ,  
 výkonové zesílení vysokofrekvenčního zesilovače  $A_{p1} = 10$ ,  
 výkonové zesílení směšovače  $A_{p2} = 2$ ,  
 výkonové zesílení mezifrekvenčního zesilovače  $A_{p3} = 50$

Pro výpočet použijeme Friisův vzorec:

$$F_c = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{p1} \cdot A_{p2}} = 4 + \frac{8 - 1}{10} + \frac{3 - 1}{2 \cdot 10} = 4,8$$

z výpočtu je zřejmé, že činitel šumu přijímače nejvíce ovlivňuje vysokofrekvenční zesilovač.

Místo bipolárních tranzistorů je možné u vf. zesilovačů použít unipolární tranzistory řízené elektrickým polem např. tranzistory MOSFET. Jednoduché zapojení je na obr.23. Výhodou tohoto zapojení, které vykazuje vlastnosti elektronkových zesilovačů je větší výkonová účinnost, menší rozměry, menší šum, v porovnání s elektronkovým zesilovačem.

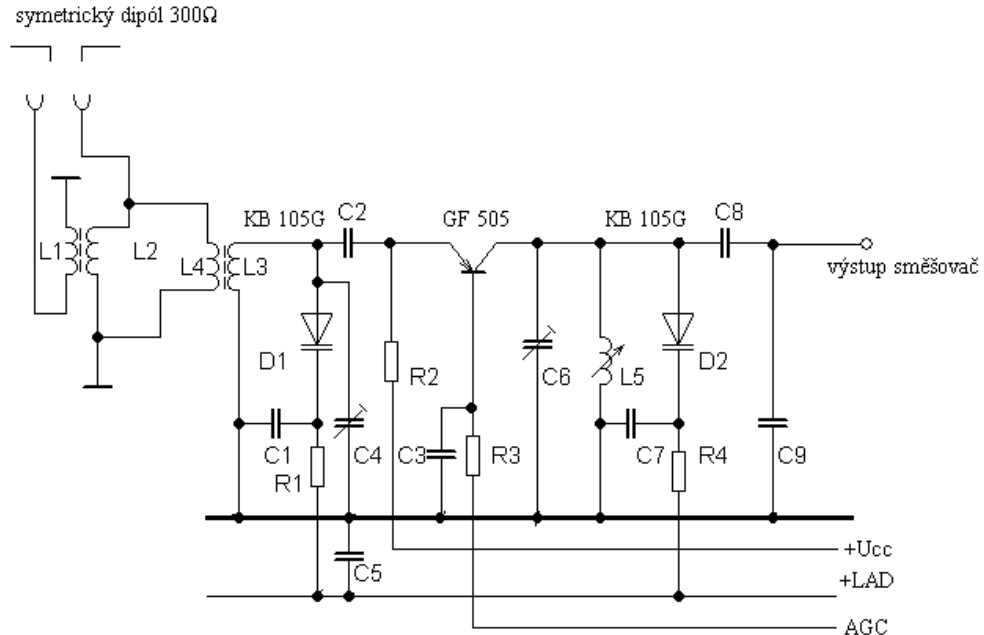


obr.23 Příklad zapojení vf. zesilovače s tranzistorem typu MOSFET

Vstupní signál je selektivně vybírán ve vstupním obvodu  $L1, C1a$  a  $Cd1$ , který je laděn souběžně s laděným obvodem v kolektoru tranzistoru  $T1$ . Vstupní laděný obvod zajistí výběr požadovaného kmitočtu, neboť paralelní rezonanční obvod vykazuje pro rezonanční kmitočet maximální impedanci a tudíž také maximální rezonanční napětí. Toto napětí je přivedeno přes vazební kondenzátor  $C1$  na řídicí elektrodu  $G$  tranzistoru  $T1$ . Tranzistor napětí vybraného signálu zesílí a v laděném obvodu  $C1b, Cd2, L2$ , tak vzniká vyšší napěťová úroveň vybraného vstupního signálu. Nastavení pracovního bodu tranzistoru  $T1$ , je v obvodu řídicí elektrody dáno napětím z obvodu  $AVC$ . Teplotní stabilizace pracovního bodu je zajištěna v obvodu emitoru rezistorem  $R2$ . Tento rezistor je pro střídavý signál blokován kondenzátorem  $C2$ , z důvodu omezení střídavé záporné zpětné vazby proudové.

V současné době se k ladění vf. zesilovačů využívají moderní ladící prvky, kapacitní diody-variakapy.

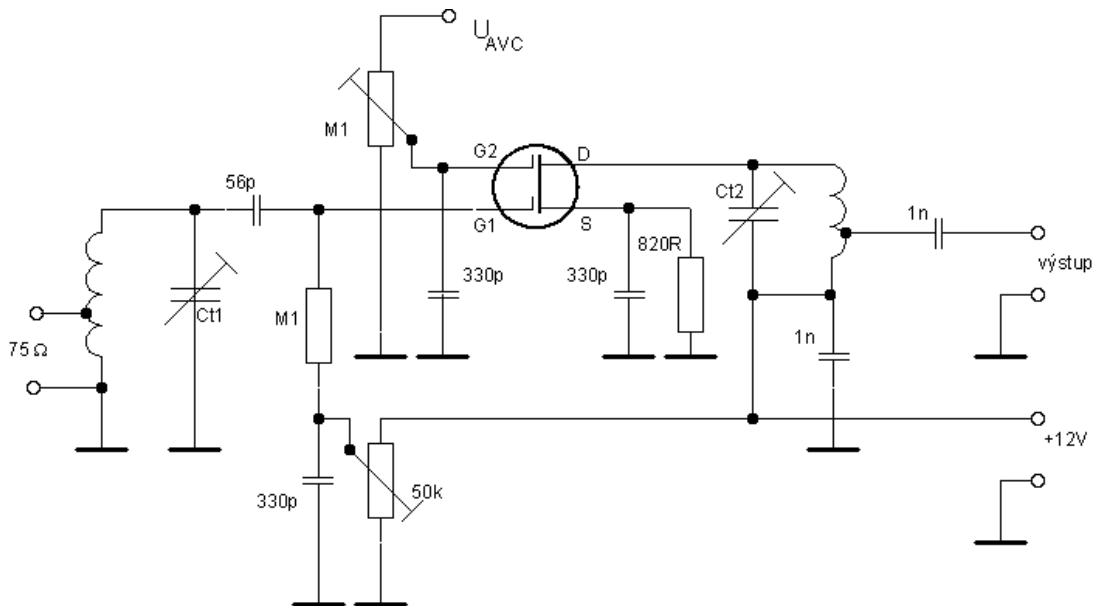
Na obr. 24 je uveden příklad zapojení vf. zesilovače z tuneru TESLA.



obr.24 Schéma zapojení vf. zesilovače s laděním variakapy KB 105G

V obvodu vf.zesilovače se používá pro pásmo VKV vf. tranzistor GF505 v zapojení se společnouází. Zesilovač má ladění jak ve vstupním tak i ve výstupním obvodu, říkáme, že má laděný emitor i kolektor.

Stejnoseměrný pracovní bod zesilovače je nastaven v obvodu báze řídicím napětím AGC, jehož úroveň je odvozena od amplitudy mezifrekvenčního signálu. Velmi často se používají obvody zpožděného AGC, které reagují až od určité úrovně vstupního signálu. Emitor PNP tranzistoru je připojen přes emitorový odpor  $R_2$ , na kladnou napájecí větev přijímače. Záporné napětí pro kolektorový obvod se přivádí přes ohmický odpor cívky kolektorového laděného obvodu  $L_5$ . Vstupní signál se přivádí ze symetrického dipólu s impedancí  $300\Omega$ , pomocí dvoulinky s impedancí také  $300\Omega$ . Na vstupu vf. zesilovače je zapojen symetrizační člen tvořený cívkami  $L_1$ ,  $L_2$ , který transformuje impedanci  $300\Omega$  symetrických na  $70\Omega$  nesymetrických. Vstupní laděný obvod je tvořen cívkou  $L_3$ , varikapem  $D_1$ , kondenzátorem  $C_1$  a doladovacím trimrem  $C_4$ . Ladění tohoto obvodu je zajištěno proměnným napětím z ladícího potenciometru, které je vyvedeno na svorku +LAD. Vstupní obvod je naladěn na požadovaný kmitočet VKV pásma, rezonanční napětí o zvoleném kmitočtu se přivádí přes vazební kondenzátor  $C_2$  na emitor vf. tranzistoru. Zde se okamžitá hodnota vf. napětí přičítá ke stejnosměrnému napětí  $U_{eb}$ , vyvolá jeho změny a následně i změnu kolektorového proudu. Vf. kolektorový proud vybudí vf. napětí v rezonančním obvodu v kolektoru, který je tvořen cívkou  $L_5$ , varikapem  $D_2$ , kondenzátorem  $C_7$  a doladovacím trumfem  $C_6$ . Tento obvod je souběžně laděn se vstupním obvodem a pracuje na stejném kmitočtu. Vysokofrekvenční, zesílené napětí se dále přivádí na kapacitní dělič  $C_8$   $C_9$  a následně na vstupní elektrodu samokmitajícího směšovače.



obr.25 Zapojení vf.zesilovače s dvoubázovým MOSFETEM typu KF910

V řadě aplikací vf. zesilovačů se v současné době používají tranzistory tetroda MOSFET. Zavedením technologie, při níž se mezi hradlem a kanálem vytvoří tzv. bariérová (Schotkyho) dioda, která svede vzniklý náboj z řídicí elektrody G, dojde k poklesu kapacita přechodu pod desetiny pF. Tyto tranzistory mají výborné šumové i kmitočtové vlastnosti, jejich uplatnění je především v oblasti mikrovlnné techniky. Velmi dobré vlastnosti vykazují i v oblasti VKV, v okolí kmitočtu 100 MHz mají šumové číslo  $F=1,07$ , tj. 0,3dB.

Optimálního zesílení se v zapojení dle obr.25 dosáhne odděleným nastavením předpětí obou elektrod

( hradel G ). Do obvodu hradla  $G_2$  je přivedeno regulační napětí AVC, předpětí v obvodu hradla  $G_1$  je řízeno odporovým trimrem 50k. Elektrody označené S- emitor a D- kolektor, plní podobné funkce jako u bipolárních tranzistorů. Vstupní signál vytvoří rezonanční napětí ve vstupním obvodu, jehož rezonanční kmitočet můžeme nastavit kapacitním trimrem  $C_{t1}$ . Vysokofrekvenční napětí se přivádí přes vazební kondenzátor 56pF na řídicí elektrodu  $G_1$ . Změna napětí na této elektrodě vyvolá změnu proudu v kanálu mezi emitorem a kolektorem a vybudí rezonanční napětí v kolektorovém obvodu. Zesílený signál je odebírán z odbočky cívky přes kondenzátor 1 nF do dalších obvodů . Při práci s těmito tranzistory je nutno zachovávat opatření proti průrazu oxidační vrstvy mezi kanálem a hradlem G. Pro dopravu a skladování jsou vývody tranzistorů zkratovány vodičem. Zkratovací vodič se může odstranit teprve po úplném zapojení tranzistoru. Při pájení se musí použít pájedla na malé napětí s dokonale uzemněným hrotem.

**Závěrečné shrnutí:** Základní význam vf. laděného zesilovače spočívá v tom, že

- zvětšuje celkovou selektivitu přijímače
- zlepšuje poměr signál/šum
- zlepšuje citlivost přijímače, tj. dosah přijímače

*Předzesilovač (preselektor) , má být laditelný v celém vlnovém rozsahu, při minimálním lineárním a nelineárním zkreslení a nemá být náchylný k vlastním oscilacím.*

*Řeší se obvykle jako zesilovač s laděným obvodem v bázi a kolektoru (pro AM), nebo v emitoru a kolektoru ( pro VKV). Má být osazen tranzistory s velkou strmostí a s malými parazitními kapacitami.*

*Zcela zvláštními druhy vf. zesilovačů jsou zesilovače parametrické a zesilovače kvantové. Vyznačují se malými šumovými čísly a používají se pro kosmické rádiové spoje, pro radiolokátory a podobné aplikace.*

### 5.3.4 Směšovací stupeň

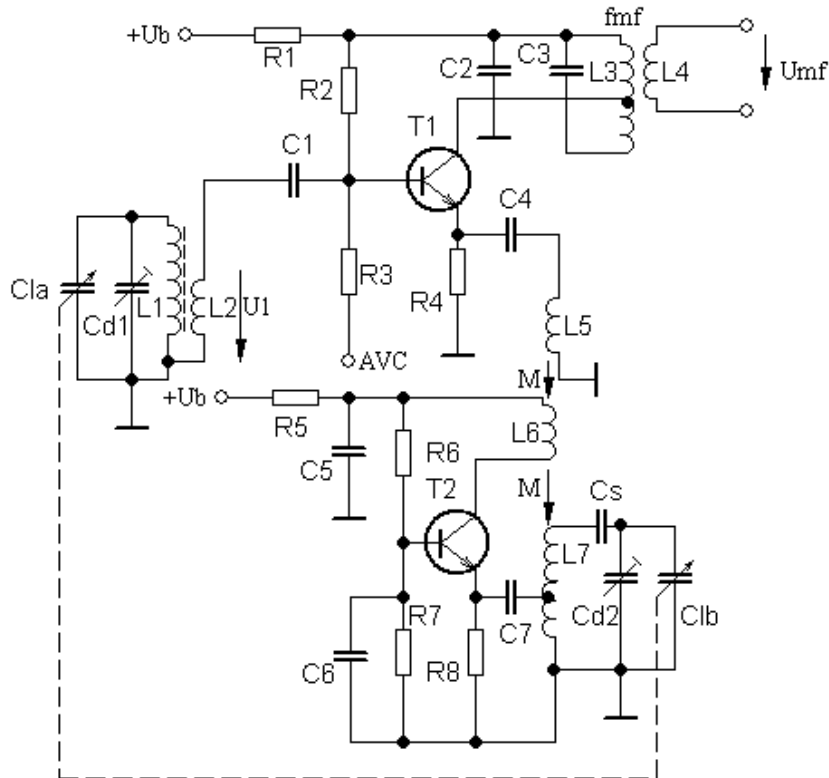
Je to elektronický obvod, který má vytvořit ze dvou signálů různých kmitočtů, vstupního vysokofrekvenčního modulovaného signálu  $f_s$  a vysokofrekvenčního nemodulovaného signálu generovaného místním oscilátorem  $f_o$ , signál třetí, modulovaný informačním obsahem vstupního signálu, nazývaný **signál mezifrekvenční**.

- Směšování vzniká na nelineárním členu, který se chová jako pracovní impedance (dioda, tranzistor, elektronka)
- Při směšování spolu interferují dva blízké vysokofrekvenční kmitočty
- Při směšování nemá nastat zkreslení modulačního signálu
- Modulační signál se má věrně přenášet na signál mezifrekvenční

Směšovače rozdělujeme podle zapojení a použitých prvků. Podle zapojení jsou směšovače:

- **aditivní směšovače**- vstupní a oscilátorový signál se směšují na jedné elektrodě směšovacího prvku, nebo na dvou elektrodách galvanicky spojených. Pokud použijeme směšovací diody, pak nenastává současně zesílení, použijeme-li bipolární tranzistor, pak vzniklý mezifrekvenční signál je také zesílen.
- **multiplikativní směšovače**- vstupní a oscilátorový signál se přivádí na dvě elektrody galvanicky oddělené. Jako směšovací prvek se dříve používaly hexody, v současné době se pro stejný účel používají tranzistory řízené elektrickým polem se dvěma řídicími elektrodami tzv. tetroda MOSFET.
- **diodové směšovače**- v některých speciálních aplikacích přijímačů, převážně v oblasti dm a cm vln se používají diodové směšovače. Jsou to směšovače aditivní a vyznačují se především malým šumem. Pro toto použití se vyrábějí speciální křemíkové hrotové diody, které je možno zabudovat přímo do vlnovodů, nebo dutinových rezonátorů.

V praktických aplikacích, hlavně v oblasti přijímací techniky se používá pojem měnič kmitočtu. Úkolem měniče kmitočtu, směšovače, je přeložit přijímaný signál do kmitočtového pásma mezifrekvence. Měníče frekvence ( směšovače ) mohou být zapojeny buď s odděleným oscilátorem obr.26 , nebo v zapojení samokmitajícího směšovače obr.30



obr.26 Schéma zapojení směšovače s odděleným oscilátorem

Zapojení směšovače s odděleným oscilátorem používá dva bipolární tranzistory. Tranzistor  $T_1$  pracuje jako směšovač, tranzistor  $T_2$  ve funkci oscilátoru.

Ze vstupního laděného obvodu tvořeného cívkou  $L_1$ , ladícím kondenzátorem  $C_{1a}$  a doladovacím trimrem  $C_{d1}$ , se přijímaný signál o zvoleném kmitočtu  $f_s$  přivádí přes vazební vinutí  $L_2$  a vazební kondenzátor  $C_1$  na bázi směšovacího tranzistoru  $T_1$ . Pracovní bod tranzistoru je nastaven v obvodu báze stejnosměrným napětím ze zdroje  $+U_b$  a současně napětím z obvodu AVC. V kolektoru tranzistoru je zařazena 1.mf. pásmová propust, laděná pro oblast příjmu AM na mezifrekvenční kmitočet v pásmu 450 – 470 kHz.

Tranzistor  $T_2$  plní funkci aktivního prvku oscilátoru v zapojení LC, s rezonančním obvodem v emitoru s induktivní kladnou zpětnou vazbou přes vinutí  $L_6$ . Pracovní bod oscilátoru je obvykle ve třídě „A“ a je nastaven děličem v obvodu báze. Teplotní stabilizaci pracovního bodu zajišťuje emitorový rezistor  $R_8$ , na kterém vzniká stejnosměrná záporná zpětná vazba proudová, sériová. Po připojení obvodu na napájecí napětí  $+U_b$  vzniknou v obvodu oscilátoru  $L_7, C_d, C_{1b}$  a  $C_s$  harmonické kmity, jejichž kmitočet je nastaven v souběhu se vstupním obvodem na kmitočet o mezifrekvenci vyšší, než je okamžitý kmitočet vstupního obvodu. Oscilační napětí se přivádí přes kondenzátor  $C_7$  do obvodu emitoru, tranzistor toto napětí zesílí a přes vzájemnou indukčnost mezi  $L_6$  a  $L_7$  se zesílené oscilační napětí dostává zpět do oscilačního obvodu. Tím je zajištěna kladná zpětná vazba, která eliminuje ztráty v oscilačním obvodu.

Současně se oscilační napětí indukuje přes vzájemnou indukčnost mezi cívkami  $L_6$  a  $L_5$  do emitorového obvodu směšovacího tranzistoru  $T_1$ . Vzhledem k tomu, že obvod emitoru a báze je galvanicky propojen (dioda v propustné oblasti), dochází na nelineární charakteristice přechodu báze-emitor, ke směšování, tedy ke vzniku směšovacích produktů. V kolektoru



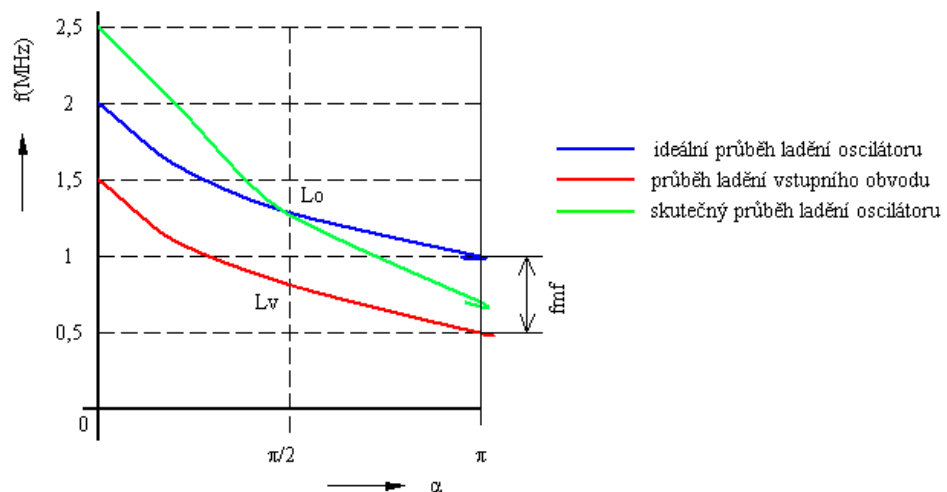
tranzistoru  $T_1$  se vytvoří velké množství směšovacích produktů, z nichž obvod  $L_3 C_3$  vybere rozdílový kmitočet  $f_o - f_v$ , kmitočet mezifrekvenční.

Pro správnou funkci vstupních a oscilačních obvodů přijímače, musí být ladění vstupního a oscilačního obvodu v souběhu. To znamená, že v každém bodě ladění přijímače v daném pásmu, musí být mezifrekvenční kmitočet přesně definován. Současně musí být napětí oscilátoru přivedené na směšovací tranzistor konstantní v celém rozsahu ladění. V další části textu se budeme zabývat problematikou souběhu ladění.

### 5.3.4.1 Souběh ladění

Přijímače superheterodynního typu se se ladí tak, že se současně ladí vstupní i oscilátorový obvod., a to buď mechanicky spojenými ladícími kondenzátory s kapacitou 45-450 pF, nebo v současné době vhodně vybranými kapacitními diodami, varikapy. Má-li být ladění přijímače jednoduché a jednoznačné, používá se souběhového ladění jedním ladícím prvkem, dříve dvojitým ladícím kondenzátorem, nyní potenciometrem ze kterého se ladící napětí přivádí na varikapy.

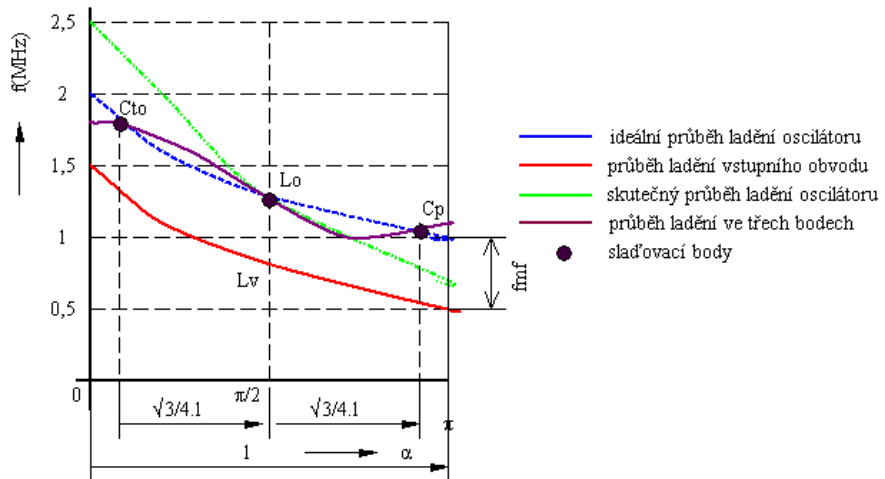
Pro stanovení souběhu ladění použijeme buď ladící kondenzátor ( duál ) se stejným průběhem kapacity ve vstupním i oscilátorovém obvodu, nebo kapacitní diody se stejným průběhem kapacity. Předpokládejme, že mezifrekvenční kmitočet bude  $f_{mf} = f_o - f_v$ . Potom je nutné určit indukčnost oscilátorové cívky menší, než je indukčnost vstupního obvodu o hodnotu, která dává mezifrekvenční kmitočet. Dosáhneme tak souběhu ladění pouze v jednom bodě a to uprostřed stupnice viz obr.26. Průběh ladění oscilátorového obvodu se však značně liší od průběhu kmitočtu při ideálním souběhu ladění. Z obr. 27 vyplývá, že na začátku rozsahu bude mezifrekvenční kmitočet 1 MHz, uprostřed stupnice ideálních 500 kHz a na konci stupnice 250 kHz. Tento stav je nepřijatelný, protože znehodnocuje základní vlastnosti požadované od přijímačů superheterodynního typu a to selektivitu.



obr.27 Průběh ladění v jednom bodě souběhu nastavením indukčnosti  $L_o$

Zavedeme proto do obvodu oscilátoru paralelní kondenzátor, trimr  $C_{to} = Cd_2$ , kterým snížíme kmitočet na počátku stupnice a sériový kondenzátor  $C_p = C_s$ , kterým zvýšíme

kmitočet na konci stupnice. Vzniknou tak tři souběhové body obr. 28, jejichž polohu určíme podle Čebyševovy poučky.



obr.28 Souběh ladění ve třech bodech, kterého lze dosáhnout pomocí  $C_{to}$ ,  $L_o$  a  $C_p$

Nejprve stanovíme polohy všech tří souběhových bodů: první vypočítáme souběhový bod pro střed rozsahu:

$$f_1 = \frac{f_{\max} + f_{\min}}{2}$$

pro dolní část rozsahu, nižší kmitočet

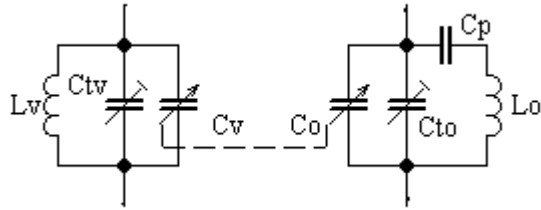
$$f_2 = f_1 - \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{\max} - f_{\min})$$

pro horní část rozsahu, vyšší kmitočet

$$f_3 = f_1 + \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{\max} - f_{\min})$$

tyto souběhové body uvádí výrobci přijímačů v dokumentaci, nebo je přímo vyznačí na stupnici ladění.

Dnes se téměř výhradně používá u rozhlasových přijímačů *souběhu ve třech bodech*, obr.28 pomocí souběhového kondenzátoru  $C_p$  a trimru  $C_{to}$ . Hlavním ladícím prvkem může být ladící kondenzátor, u starších konstrukcí přijímačů, nebo obvod s kapacitními diodami v novějších zapojeních. Pro jednoduchost si ukážeme výpočet obvodů pro souběhování ve třech bodech s použitím dvojnásobného ladícího kondenzátoru



obr. 29 Zapojení vstupního a oscilátorového obvodu pro souběh ladění ve třech bodech

Řešení úlohy si ukážeme na příkladu výpočtu souběhu ladění ve třech bodech, pro dlouhovlnný přijímač.

př. Máme stanovit souběh ladění ve třech bodech pro dlouhovlnné rozhlasové pásmo 1000 až 2000m. Pro ladění použijeme ladící kondenzátor TESLA WN 70 505 o kapacitě 20 až 500 pF. Mezifrekvenční kmitočet volíme 452 kHz. Řešení provedeme pro zapojení na obr.29

Pro zadané pásmo určíme hraniční kmitočty  $f_{vmin}$  a  $f_{vmax}$

$$\lambda_1 = 2000m \Rightarrow f_1 = f_{vmin} = \frac{c_0}{\lambda_1} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^3} = 150kHz = 0,15MHz$$

$$\lambda_2 = 1000m \Rightarrow f_2 = f_{vmax} = \frac{c_0}{\lambda_2} = \frac{3 \cdot 10^8}{1 \cdot 10^3} = 300kHz = 0,3MHz$$

$c_0$  .. rychlost šíření elektromagnetických vln

*pozn. dosadíme-li do všech vztahů, včetně pomocných konstant kmitočty v jednotkách MHz, pak všechny indukčnosti budou v jednotkách  $\mu H$  a capacity v jednotkách pF.*

a) vzhledem ke zvolenému mezifrekvenčnímu kmitočtu  $f_m = 452 \text{ kHz} = 0,452 \text{ MHz}$ , vypočítáme kmitočtový rozsah oscilátoru

$$f_{omin} = f_{vmin} + f_m = 0,15 + 0,452 = 0,602 \text{ MHz},$$

$$f_{omax} = f_{vmax} + f_m = 0,3 + 0,452 = 0,752 \text{ MHz}$$

b) kmitočet souběhových bodů - bod 1.

$$f_1 = \frac{f_{vmax} + f_{vmin}}{2} = \frac{0,3 + 0,15}{2} = 0,225 \text{ MHz}$$

- bod 2.

$$f_2 = f_1 - \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{vmax} - f_{vmin}) = 0,225 - 0,433(0,3 - 0,15) = 0,16 \text{ MHz}$$

- bod 3.

$$f_3 = f_1 + \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{vmax} - f_{vmin}) = 0,225 + 0,433(0,3 - 0,15) = 0,29 \text{ MHz}$$

c) stanovení pomocných veličin :

$$\begin{aligned} a &= f_1 + f_2 + f_3 = 0,225 + 0,16 + 0,29 = 0,675 \\ b^2 &= f_1 \cdot f_2 + f_2 \cdot f_3 + f_1 \cdot f_3 = 0,036 + 0,0465 + 0,0653 = 0,1478 \\ c^3 &= f_1 \cdot f_2 \cdot f_3 = 0,225 \cdot 0,16 \cdot 0,29 = 0,01045 \\ d &= a + 2f_m = 0,675 + 0,904 = 1,579 \\ k &= \left( \frac{f_{v\max}}{f_{v\min}} \right)^2 = \left( \frac{0,3}{0,15} \right)^2 = 4 \end{aligned}$$

d) stanovení určujících veličin

$$\begin{aligned} l_2 &= \frac{b^2 d - c^3}{2f_m} = \frac{0,1478 \cdot 1,579 - 0,01045}{0,904} = 0,246 \\ m_2 &= l_2 + f_m^2 + ad - b^2 = 0,246 + 0,205 + 1,065 - 0,1478 = 1,368 \\ n_2 &= \frac{c^3 d + f_m^2 l_2}{m_2} = \frac{0,0165 + 0,0504}{1,368} = 0,049 \end{aligned}$$

e) stanovení kapacity doladovacího trimru  $C_{tv}$  vstupního obvodu

$$C_{tv} = \frac{C_{v\max} - kC_{v\min}}{k-1} = \frac{500 - 4 \cdot 20}{4-1} = 140 \text{ pF}$$

f) stanovení indukčnosti vstupního obvodu  $L_v$

$$L_v = \frac{25330}{f_{v\min}^2 \cdot (C_{v\max} + C_{tv})} = \frac{25330}{0,0225 \cdot 640} = 1760 \mu\text{H}$$

g) stanovení kapacity Paddingového kondenzátoru  $C_p$

$$C_p = \frac{C_{v\max} \cdot f_{v\min}^2}{n_2} = \frac{500 \cdot 0,0225}{0,049} = 230 \text{ pF}$$

h) stanovení kapacity doladovacího trimru oscilátoru  $C_{to}$

$$C_{to} = \frac{C_{v\max} \cdot f_{v\min}^2}{l_2 - n_2} = \frac{500 \cdot 0,0225}{0,246 - 0,049} = 57,1 \text{ pF}$$

ch) stanovení indukčnosti cívky oscilátoru  $L_o$

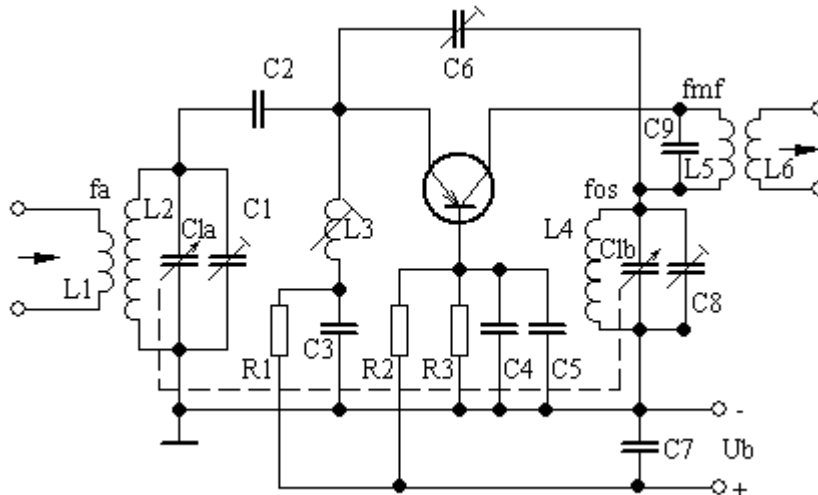
$$L_o = L_v \cdot \frac{l_2}{m_2} \cdot \frac{C_p + C_{to}}{C_p} = 1760 \cdot \frac{0,246}{1,368} \cdot \frac{230 + 57,1}{230} = 395 \mu\text{H}$$

Naznačené řešení platí vždy pro jeden rozsah. Jsou-li cívky obvodů využívány i pro další rozsahy je potřeba počítat obvody od krátkovlnného pásma, odečíst indukčnost rozsahu nižšího od vypočítané hodnoty rozsahu vyššího a podle takto získaných hodnot navrhnout cívku příslušného vyššího rozsahu.

Při stanovení ladění v krátkovlnném pásmu, kdy je  $f_m$  – mezifrekvenční kmitočet podstatně nižší proti kmitočtu vstupnímu, není potřeba uvažovat Paddingův kondenzátor, protože odchylka souběhu je zanedbatelná.

**Úkol: Navrhněte souběžové obvody pro středovlnné pásmo rádiového přijímače**

Máme stanovit souběh ladění ve třech bodech pro středovlnné rozhlasové pásmo 571m až 187m. Pro ladění použijeme ladící kondenzátor TESLA WN 70 505 o kapacitě 20 až 500 pF. Mezifrekvenční kmitočet volíme 468 kHz. Řešení provedeme pro zapojení na obr.28



obr.30 Zapojení samokmitajícího směšovače pro pásmo VKV

Na obr. 30 je zapojení samokmitajícího směšovače pro pásmo VKV. Tranzistor pracuje jako kmitající směšovač v zapojení SB-společná báze, plní tedy funkci směšovacího tranzistoru a současně aktivního prvku oscilátoru.. Protože obvod báze musí být uzemněn jak pro signál VKV tak i pro signál mezifrekvenční, jsou v obvodu báze použity dva kondenzátory  $C_4$  a  $C_5$  s rozdílnými kapacitami. Kondenzátor s větší kapacitou zajišťuje vodivé spojení pro mf.signál, kondenzátor s menší kapacitou pro signál VKV. Pracovní bod tranzistoru je nastaven děličem v obvodu báze  $R_2$  a  $R_3$ . Přijímaný signál v pásmu VKV se přivádí na vstupní laděný obvod  $L_2, C_{1a}$  a  $C_1$ , který je laděn souběžně s obvodem oscilátoru  $L_4, C_{1b}$  a souběžovým trimrem  $C_8$ . Vysokofrekvenční napětí zvoleného kmitočtu se přivádí přes vazební kondenzátor  $C_2$  na emitor tranzistoru. V kolektorovém obvodu je paralelní obvod  $C_9$ ,  $L_5$  naladěný na mezifrekvenci  $f_{mf}$ , mezifrekvenční signál se do dalších obvodů přenáší přes indukčnost  $L_6$ . Kladná zpětná vazba oscilátoru se uzavírá přes kondenzátor  $C_6$  (kapacitní trimr) na emitor tranzistoru. Sériový obvod tvořený kondenzátorem  $C_6$  a cívkou  $L_3$  slouží k nastavení amplitudové a fázové podmínky oscilací. Samokmitající směšovač se přeladuje otočným dvojitým kondenzátorem (duálem), nebo vhodnými varikapky.