útlum a ze základního útlumu a zisku obou antén si určíme prostý útlum. Z druhého nomogramu na obr. 2–35 si pak stanovíme z prostého útlumu a z výkonu vysílače výkon přivedený na vstup přijímače v decibelech pod jedním wattem. Z tohoto přijímaného výkonu a z šířky pásma propustnosti přijímače určíme úroveň signálu.

Při určování zisku antény nesmíme zapomenout na ztrátu zisku vlivem velikosti účinné plochy antény při příjmu rozptylových signálů (viz kapitola o anténách).

III.

ZÁKLADNÍ HLEDISKA

Amatérská technika VKV má odlišná hlediska pro konstrukci přístrojů. V této kapitole jsou vysvětleny vlastnosti základních prvků a jejich uplatnění v zapojeních pro VKV. Statě vycházejí z předpokladů znalosti základních principů a pojmů z radiotechniky.

III–1. STAROSTI SE ŠUMEM

Absolutní citlivost přijímače pro VKV, pracujícího s elektronkovými vstupními zesilovači, není omezena především atmosférickým šumem, jak tomu je u přijímačů pro nižší kmitočty. Tato citlivost je převážně dána vlastním šumem přijímacího zařízení, který se skládá jednak z šumu přijímací antény a jednak z šumu vstupních obvodů a vstupní elektronky. U přijímačů pro KV je vlastní šum přijímacího zařízení (je myšleno zařízení se špičkovými vlastnostmi) většinou překryt externím šumem přicházejícím již do antény z prostoru. Zdroji tohoto externího šumu jsou: (za prvé) statická elektřina, (za druhé) kosmický šum přicházející z vnějšího prostoru a (za třetí) šum způsobený nejrůznějšími umělými zdroji (průmyslové rušení atp.). Úroveň tohoto externího šumu však klesá se zvyšujícím se kmitočtem a nad kmitočtem 100 MHz je již velmi nízká. Pro stanovení citlivosti přijímacího zařízení pro VKV je proto směrodatná hodnota vlastního šumu.

Zdrojem šumu v přijímači jsou reálné složky impedancí v zesilovacím řetězci a elektronky. Největší vliv mají pochopitelně šumy vzniklé ve stupních obvodech přijímače, poněvadž jsou stejně vydatně zesilovány jako užitečné přijímané signály. Bude proto vždy hlavní snahou dosáhnout nejmenšího šumu v prvním stupni přijímače. Tato snaha vede k hledání nových způsobů řešení vstupních obvodů i prvních zesilovacích stupňů a dnes je již možno předvídat, že elektronky budou v tomto směru překonány.

Šum v odporech je termického původu. V každé látce jsou molekuly v neustálém a nepravidelném pohybu. Měřítkem pro tento pohyb je teplota. Při absolutní teplotě rovné nule (—273° C) ustane úplně veškerý pohyb molekul. Poněvadž se pohybem molekul přemísťují elektrické náboje (například v kusu vodiče), objevuje se mezi dvěma různými body elektrické napětí, měnící trvale svou velikost i směr. Dostáváme zde směs střídavých napětí celého kmitočtového spektra.

Poněvadž se však ve vodiči většina dílčích napětí vyrovnává uvnitř, projevuje se šumové napětí navenek velmi malou hodnotou.

Při stanovení šumu odporu vycházíme ze šumového výkonu, který je závislý přímo na teplotě T_o (absolutní ve stupních Kelvina) a na šířce pásma B, se kterým budeme pracovat a pro který šum stanovujeme. Šumový výkon pak bude

$$N_š = 4\,kT_oB, \qquad [3\text{–}01]$$

kde k je *Bolzmanova konstanta* $= 1,38 \cdot 10^{-23}$ *W/o*. Z uvedené rovnice je patrno, že šumový výkon není závislý na hodnotě odporu, ale současně si musíme pamatovat i to, že šumový výkon může vznikat pouze na reálných složkách impedance a nikdy ne na jalových složkách.

Hodnotu odporu potřebujeme pro stanovení šumového napětí dosazením známého výrazu pro výpočet napětí a odporu z výkonu $N \cdot R = U^2$ do rovnice [3–01]. Šumové napětí je pak

$$U_š = \sqrt{4\,kT_oRB}. \qquad [3\text{–}02]$$

Každý odpor v obvodu je tedy primárním zdrojem šumu. Uvedené vztahy však platí pro nezatížené odpory, ze kterých není odebírán žádný proud. Připojíme-li však na odpor, který uvažujeme jako zdroj šumu, spotřebič o stejné hodnotě odporu (což je podmínka pro nejúčinnější přizpůsobení), bude šumový výkon odevzdávaný do spotřebiče rovný čtvrtině šumového výkonu zdroje:

$$N_a = \frac{N_š}{4} = kT_oB \qquad [3\text{–}03]$$

a z toho napětí na spotřebiči bude mít hodnotu

$$U_a = \sqrt{kT_oRB}. \qquad [3\text{–}04]$$

Příklad: Bude-li mít anténa vyzařovací odpor 300 Ω a bude-li zapojena na vstup přijímače se vstupní impedancí rovněž 300 Ω, bude šumové napětí způsobené anténou mít na svorkách přijímače při teplotě 20° C ($T_o = 293°$ K) a šířce pásma 2 MHz trvale hodnotu 1,55 μV.

III–2. CO JE TO kT_o

Ze vztahů [3–01] až [3–04] je odvozeno udávání tzv. šumového čísla přijímače. Připojíme-li na ideální přijímač, který sám nemá žádný šum, správně přizpůsobenou anténu (nebo jiný zdroj) s reálným odporem, předává tato do přijímače šumový výkon

$$N_a = \frac{N_š}{4} = 1\,k \cdot T_o \qquad [\text{W/Hz}]$$

na každý Hz šířky pásma. Předpokládáme-li opět teplotu 20° C ($T_o = 293°$ K), bude mít předávaný šum antény výkon

$$N_a = 4 \,.\, 10^{-21} \qquad [\text{W/Hz}]$$

(na každý Hz šířky pásma). Tato hodnota $1 \cdot k \cdot T_o$ (Hz, tj. $4 \cdot 10^{-21}$ W/Hz) je tedy nejmenší možnou hodnotou šumu, která může být při správném přizpůsobení do přijímače přivedena, a proto je pro nás základem pro definici citlivosti přijímače.

Na vstupu skutečného přijímacího zařízení je kromě šumu antény také vlastní šum přijímače s hodnotou výkonu vztaženou na vstup, takže celkový šumový výkon na vstup přijímače je

$$N_c = N_a + N_p. \qquad [3\text{–}05]$$

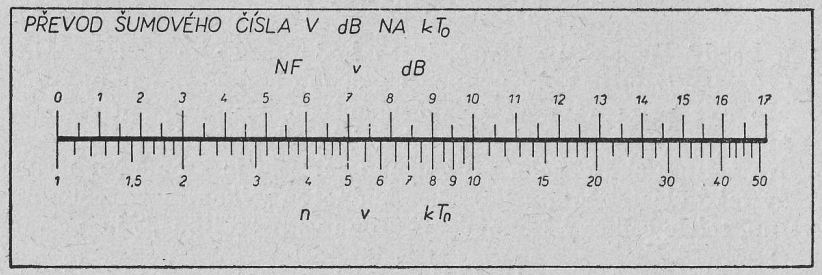
Je-li užitečný signál přiváděný anténou k přijímači takové hodnoty, že jeho výkon na vstupu přijímače je stejný jako N_c, pokládáme tuto hodnotu, vyjádřenou v $k \cdot T_o$ (tj. $4 \cdot 10^{-21}$ W/Hz), za meznou hodnotu citlivosti přijímače. Jinými slovy šumové číslo (vyjádřené jednotkami $k \cdot T_o$) udává, kolikrát je vlastní šum přijímače vztažený na jeho vstupní svorky větší než $1 \cdot k \,.\, T_o$/Hz.

Tento způsob určení šumu přijímače byl navržen FRANZEM a setkáváme se s ním hlavně v německých pramenech. Jiný způsob pro stanovení šumu přijímače uváděný v amerických pramenech (podle FRIICE) porovnává vlastní poměr signálu k šumu na vstupu přijímače k poměru signálu k šumu na výstupu lineární části přijímače. Takto získané šumové číslo se označuje F a je tedy dáno vztahem

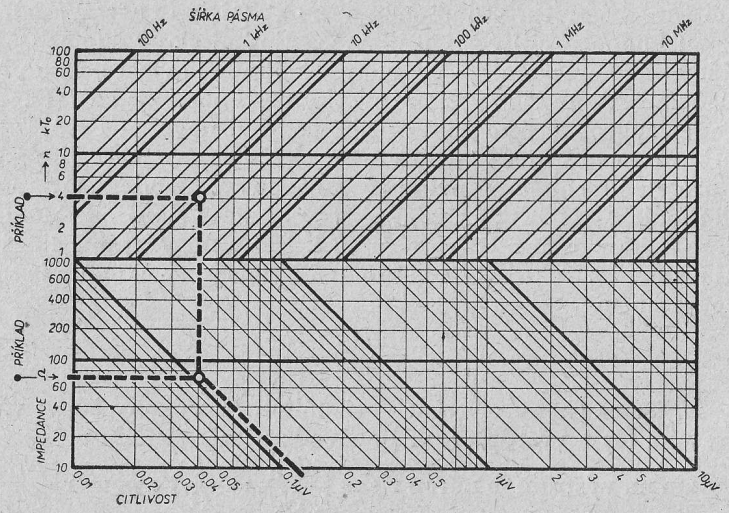
$$F = \frac{N_{s1} : N_{š1}}{N_{s2} : N_{š2}} \qquad [3\text{–}06]$$

[kde N_s jsou výkony užitečného signálu a $N_š$ výkony šumu vždy na vstupu (1) a výstupu (2)]. Poněvadž poměr signálu na vstupu a signálu na výstupu je mírou zisku $\left(\frac{N_{s1}}{N_{s2}} = \frac{1}{G}\right)$ a poměr $\frac{N_{š1}}{N_{š2}} = \frac{1}{G'}$ je mírou zesílení šumu (rovnající se u ideálního přijímače také $\frac{1}{G}$), musí být rovnice [3–06] vyjádřením poměru zesílení šumu ideálního přijímače a zesílení šumu skutečného přijímače. Tuto hodnotu můžeme také považovat za míru přírůstku šumu způsobeného přijímačem oproti šumu přivedenému na vstup přijímače.

Šumové číslo F (někdy označené N/F = Noise–figure) se zpravidla vyjadřuje v dB. Rozdíl veličiny n a F je také ve vztažných teplotách a jeho rozborem se nebudeme dále zabývat. Pro praktický převod obou veličin použijeme nomogramu na obr. 3–01.



Obr. 3–01. Převod šumového faktoru v dB na šumové číslo v kT_0.



Obr. 3–02. Diagram pro stanovení citlivosti přijímače z šumového čísla.

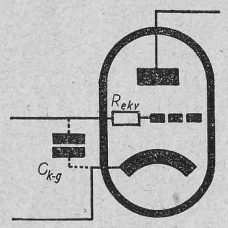
Z výše uvedeného je patrno, že šumové číslo přijímače není závislé na šířce pásma propustnosti. V tom je výhoda, poněvadž je skutečným parametrem udávajícím kvalitu přístroje. Citlivost přijímače vyjádřená v míře vstupního napětí pro určitý poměr signál/šum je již závislá na šířce pásma a můžeme ji snadno určit

z hodnoty šumového čísla podle diagramu na obr. 3–02. Dosažitelné šumové číslo přijímače závisí na přijímaném kmitočtu. U vyšších kmitočtů dosahujeme horších šumových čísel. Pro amatérské pásmo 145 MHz můžeme očekávat v nejlepším případě hodnotu kolem $n \doteq 2$ (pochopitelně při použití speciálních elektronek). Pro pásmo 435 MHz jsou dosažitelné hodnoty kolem $n \doteq 4$.

III–3. ŠUM ELEKTRONKY

Známe-li způsob hodnocení velikosti šumu přijímače, můžeme přistoupit k dalšímu rozboru. K šumu vstupních obvodů přijímače, které mají všechny charakter termického šumu odporů, přistupuje hlavní složka šumu přijímače, tj. šum vstupní elektronky, popřípadě určitý podíl šumu druhé elektronky (popřípadě dalších). Říkáme záměrně podíl šumu druhé elektronky proto, že šum vztahujeme zásadně na vstup přijímače, kde se šum druhé elektronky uplatňuje v nepřímém poměru zisku vstupní elektronky. Podobně tomu je i při posuzování jiných šumů přijímače, vznikajících jinde než na jeho vstupu (například na směšovači). Když potřebujeme znát celkovou hodnotu šumu z několika zdrojů, musíme vždy sčítat jejich výkony, tj. pokud máme k dispozici pouze hodnoty v napětí, musíme je sčítat kvadraticky. (Příklad: šumové napětí 1 volt s druhým šumovým napětím 1 volt dává výsledek 1,41 voltů, tedy nikoliv 2 volty!)

Šum elektronky vzniká nepravidelnostmi výstupu elektronů z katody, což má vliv na kolísání elektronového proudu. Šum elektronky je v určitém vztahu k jejím parametrům. Pro vyjádření kvality elektronky zavádíme pomocnou veličinu pojmenovanou ekvivalentní šumový odpor R_{ekv}, jako pomůcku pro přibližné stanovení šumového napětí. Ekvivalentní šumový odpor si představujeme v náhradním zapojení elektronky v sérii s její mřížkou, přičemž kapacita (případně vstupní vodivost) je zapojena před tímto odporem (obr. 3–03). Ekvivalentní šumový odpor bývá uváděn v datech elektronek, ale může být s určitou přibližností stanoven výpočtem. Pro triodu s kysličníkovou katodou platí vzorec



Obr. 3–03. Umístění ekvivalentního šumového odporu v zapojení elektronky.

$$R_{ekv} = \frac{2{,}5}{S}, \qquad [k\Omega] \qquad [3\text{–}07]$$

pro triodu ve funkci směšovače:

$$R_{ekv} = \frac{16}{S}, \qquad [k\Omega] \qquad [3\text{–}08]$$

pro pentodu, svazkovou pentodu a tetrodu

$$R_{ekv} = \frac{i_a}{i_a + i_{g2}} \left(\frac{2{,}5}{S} + \frac{20 \,.\, i_{g2}}{S^2} \right), \qquad [k\Omega] \qquad [3\text{–}09]$$

pro pentodový směšovač

$$R_{ekv} = \frac{i_a}{i_a + i_{g2}} \left(\frac{4}{S_s} + \frac{20 \cdot i_{g2}}{S_s^2} \right), \qquad [k\Omega] \qquad [3\text{–}10]$$

pro víceelektrodový zesilovač (heptoda)

$$R_{ekv} = \frac{20\, i_a}{S_c^2 \cdot i_k} (i_k - i_a) \qquad [k\Omega] \qquad [3\text{–}11]$$

[i_a = anodový proud, i_{g2} = proud stínicí mřížky, i_k = katodový proud, S = strmost, S_S = směšovací strmost].

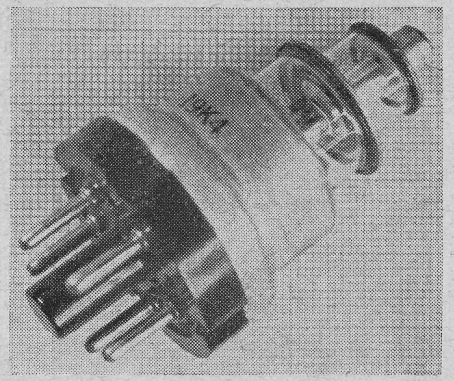
Šumové napětí vztažené na mřížku uvažované elektronky se stanoví vztahem

$$U_š = \sqrt{1{,}6 \cdot 10^{-20}\, B R_{ekv}}. \qquad [3\text{–}12]$$

Při velmi vysokých kmitočtech indukují náhodné změny počtu elektronů, procházejících zápornou mřížkou, v této mřížce značné šumové proudy. Na rozdíl od šumu uvedeného v předešlém odstavci, který je nezávislý na kmitočtu, indukovaný mřížkový šum roste přímo s kmitočtem, a to v souladu s růstem vstupní vodivosti mezi mřížkou a katodou. Tento indukovaný mřížkový šum je hlavní příčinou zhoršujících se šumových poměrů vstupních elektronek směrem k vyšším kmitočtům.

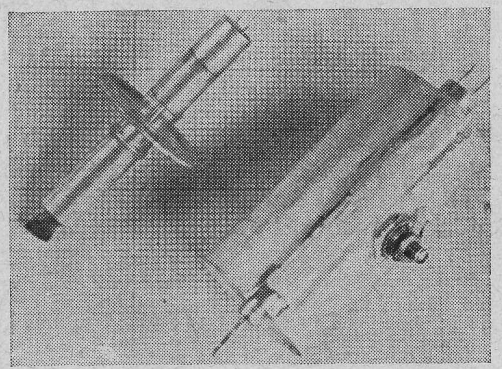
Hodnota ekvivalentního šumového odporu nám pomáhá volit nejvhodnější elektronku pro první stupeň přijímače. Při volbě nám pomáhá rovněž hodnota vstupní impedance elektronky pro dané kmitočtové pásmo, na které závisí i indukovaný šum a to tak, že čím vyšší je vstupní impedance, tím menší bude indukovaný šum.

VKV technika na ně klade nemalé požadavky, trochu jiné pro příjem a trochu jiné pro vysílání. Velmi vysoké kmitočty způsobují, že je nutno respektovat sebemenší kapacity a indukčnosti. Z toho plyne všeobecná snaha tyto dvě veličiny omezit na nejmenší míru a zbytku pokud možno využít jako součásti užitečných obvodů. První kroky zmenšování kapacit a indukčností v mezích potřebných pro VKV techniku, které se dobře uplatnily, jsou již skoro zapomenuté. Byly to žaludové elektronky mající kratičké vývody, poměrně značně vzdálené, a drobný vlastní systém. Žaludové elektronky potvrdily správnost cesty podřídit uspořádání systému elektronek a jejich vývodů požadavkům VKV techniky.

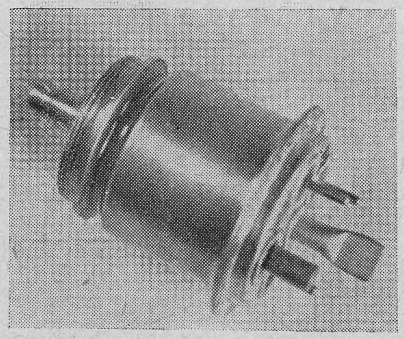


Obr. 3–04. Majáková trioda (446–A).

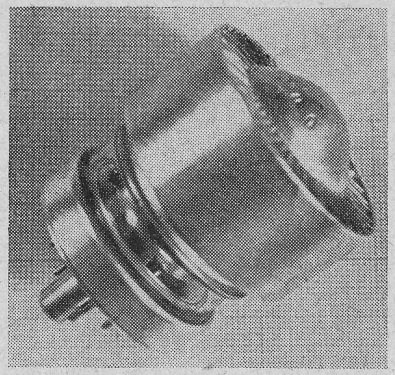
Bohatý sortiment speciálních elektronek pro velmi vysoké kmitočty vznikl během druhé světové války. Mnoho radioamatérů dodnes pracuje s nejrůznějšími inkurantními elektronkami. Zařízení pro decimetrové vlny si však vyžádala ještě důslednější přizpůsobení elektronek těmto pásmům. Ukázalo se, že i omezení dané dobou průletů elektronů mezi katodou a mřížkou nebylo jedinou překážkou, kterou bylo nutno zdolat. Krátké vývody elektrod u výše uvedených elektronek byly přece jen dlouhé. A tak vznikají elektronky, jejichž elektro-



Obr. 3–05. Tužková trioda (vpravo v provedení zamontovaném přímo do koaxiálního rezonátoru).



Obr. 3–06. Speciální trioda 416–B se strmostí 50 mA/V.



Obr. 3–07A. Speciální tetroda pro VKV (QEL–150).

dy se přímo stávají částmi dutinových nebo souosých obvodů.

Prvním příkladem takové konstrukce jsou tzv. majákové triody (obr. 3–04), pojmenované dodle tvaru a z nich odvozené další typy podle obrázků 3–05 až 3–07. Majákové triody a jejich ostatní odrůdy ovládly oblast decimetrových vln. Kromě této vývojové linie vznikly pro ještě vyšší kmitočty elektronky s odlišnými funkčními principy, zejména magnetrony, klystrony a permaktrony, které se zatím v naší amatérské praxi nerozšířily, a proto se jimi nebudeme v této příručce zabývat. Dosažení potřebných vlastností elektronek pro VKV techniku spočívalo hlavně v technologických problémech. Především jde o vyřešení konstrukce systému elektronky s nepatrnými vzdálenostmi mezi katodou a mřížkou. Tato vzdálenost musí odolávat jak teplotním změnám v elektronce, které jsou velmi značné, tak i elektrostatickým silám daným potenciálním rozdílem mezi elektrodami. A při tom všem musí být elektronka vyrobitelná ve velkých sériích při zachování požadovaných tolerancí. Dalším problémem bylo svařování izolantů skla a nověji keramiky s kovovými částmi elektronek při zachování nepropustnosti a pevnosti při velkých tepelných rozdílech.

III–5. KONSTRUKČNÍ HLEDISKA

Rozložíme-li vedle sebe do řady několik zesilovacích vysokofrekvenčních stupňů, vzniká kromě žádané vazby mezi stupni ještě nežádaná vazba cestou mimo vazební prvky. Tato nežádaná vazba

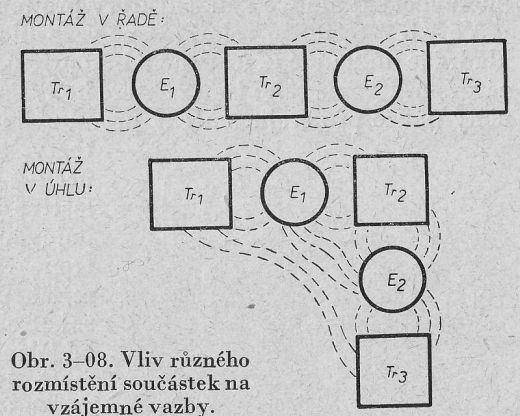
může potlačovat zisk celkového zařízení nebo účinkem kladné vazby přivádět zařízení ke kmitání. Poněvadž tyto parazitní vazby mohou mít nejrůznější kmitočtovou závislost, může se i jejich škodlivý vliv projevit různým způsobem.

Je vžitou praxí montovat zařízení na kovové základní šasi nebo desku. Za tohoto předpokladu vzniká několik možností vazeb:

1. *kapacitní vazba* mezi součástkami a spoji;
2. *induktivní vazba* magnetickým polem cívek i samotných spojů protékaných vf proudem;
3. *galvanická vazba* způsobená proudy v šasi mezi různými zemícími body a indukovanými vířivými proudy.

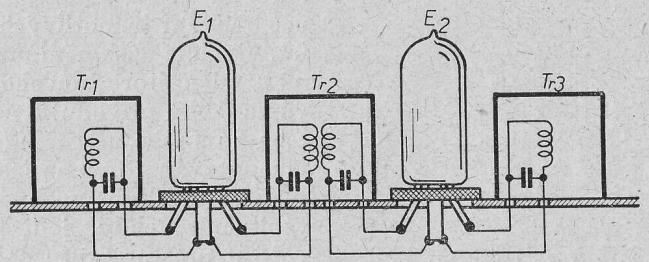
Pro zamezení nebo alespoň omezení působení vazeb je nutno dodržovat několik konstrukčních zásad.

Jednotlivé stupně zařízení pracující se stejným kmitočtem montujeme do jedné řady. Montáž v úhlu zhoršuje odolnost proti zpětným vazbám, poněvadž vzdálenost dalších stupňů je menší a nebývá mezi nimi tolik překážek (obr. 3–08).



Obr. 3–08. Vliv různého rozmístění součástek na vzájemné vazby.

Spodní část panelu nebo šasi uzavíráme do krytu bez zbytečného volného prostoru. Tím se potlačuje kapacitní vazba. Při vícestupňovém zesilovači se neobejdeme bez stínicích přepážek. Je důležité, aby přepážky byly dostatečně těsné a dobře vo-

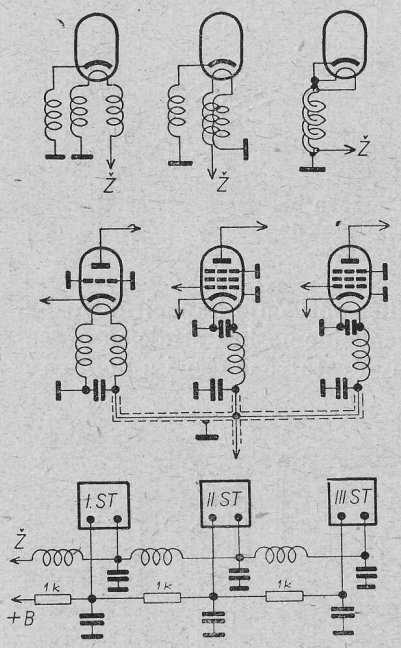


Obr. 3–09. Připojení uzemněných spojů do jednoho bodu.

divě spojené po celé délce hrany. Štěrbina mezi přepážkou a panelem nebo krytem může (zejména u decimetrových vln) rezonovat a tím vazbu ještě zdůrazňovat.

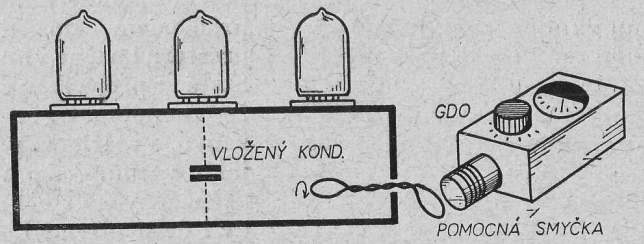
Při zapojování je důležité dbát, aby studené konce rezonančních obvodů jednoho stupně byly blokovány do bodu u nulového vf potenciálu těsně u elektronky. Při tom se varujeme vzniku jakýchkoliv smyček ve spojích, které by buď vyzařovaly, nebo samy snímaly jiná pole. Na obr. 3–09 je zjednodušený názorný nákres, jak zapojovat obvody. Uzemňujeme-li jednotlivé stupně vždy do jednoho bodu šasi, zamezíme vzniku bludných proudů, které jsou vydatným zdrojem zpětné vazby. Vyhovující uzemňování poskytují kovové dutinky uprostřed elektronkových objímek (miniaturních, Noval i Rimlock). Do těchto dutinek se přímo vkládají blokovací skupinové kondenzátory pro tento účel vyráběné.

Ve VKV technice velmi přísně rozlišujeme dvojí uzemnění. Základní je důkladné vf uzemnění buď přímo, nebo vhodným kondenzátorem. Kromě toho jsou některé body zapojení, které jsou uzemněny pouze pro stejnosměrný proud nebo nejvýše pro nízké kmitočty, ale pro vf proudy jsou pečlivě odděleny. Zvlášť choulostivé je toto rozlišení pro zapojování žhavicích obvodů elektronek. Stupně s uzemněnou mřížkou musí mít žhavení vysokofrekvenčně velmi pečlivě oddělené. Způsoby jsou v podstatě dva. Jednodušší zapojuje do žhavení tlumivky (nebo jednu dvojitou) a složitější provádí cívku vstupního obvodu z trubičky, jejímž otvorem prochází žhavicí přívod (obr. 3–10). Na obrázku je několik příkladů uzemňování jednotlivých stupňů. Všechna uzemnění prováděná kondenzátory jsou choulostivá na délku přívodu kondenzátoru a na jeho umístění (pokud je montován přímo na šasi).



Obr. 3–10. Způsoby odstranění nežádoucích vazeb mezi stupni.

Zvláštní druh vazby může vzniknout tehdy, je-li možno vnitřní prostor krytu pokládat za dutinu, která některým rozměrem, spolu s náhodnými kapacitami, rezonuje na používaném kmitočtu. U zařízení pro vyšší pásma (od 450 MHz výše) se to může velmi snadno vyskytnout. O možnosti vzniku takové rezonance se přesvědčíme vložením vazební smyčky rezonančního měřiče do zkoumaného prostoru, ze kterého před tím vymontujeme vlastní rezonanční obvody (nebo spojíme do krátka). Měněním polohy smyčky je možno vyhledat i směr, ve kterém je prostor schopen rezonovat na daném kmitočtu. Obranou proti



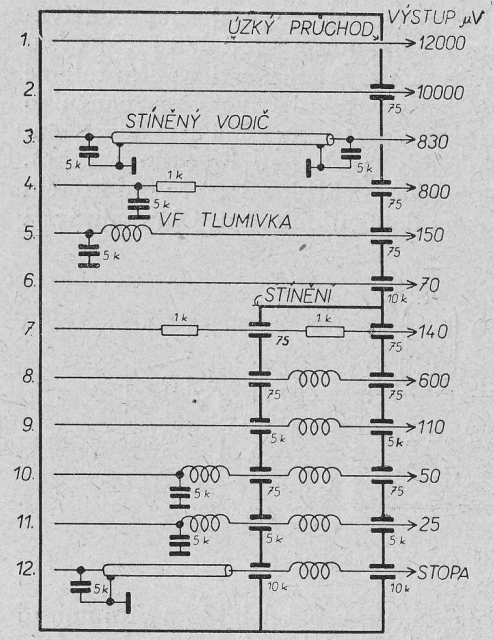
Obr. 3–11. Zjišťování rezonance krytu.

takové rezonanci je buď přepážka, nebo paralelní kapacita napříč vznikajícím kmitům, tvořená vloženým kovovým předmětem (pokud je tam místo), nebo zapojení kondenzátoru nebo zkratovacího můstku (obr. 3–11).

Obdobné rezonace mohou vznikat i vložením vlastního šasi do skříně.

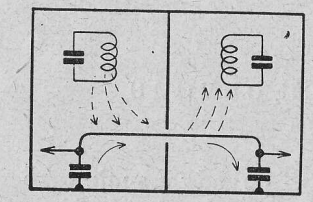
III–6. FILTRY POMOCNÝCH OBVODŮ

V každém zapojení jsou mimo pracovní vf obvody a spoje také různé pomocné okruhy, kterými je do jednotlivých stupňů přiváděno napájení. Poněvadž používáme nejčastěji společných zdrojů anodových, mřížkových i žhavicích napětí, musíme se zabezpečit proti přenosu vf proudu napájecími otvory. Všeobecně se používá tzv. dekuplážních filtrů nebo alespoň kondenzátorů. V technice VKV tyto filtry často neodstraní vazby dostatečně. Názorný a poučný příklad účinnosti dekuplážních filtrů sestavil W1DBM v příručce TELEVISION INTERFERENCE. Změřil napětí na napájecím anodovém přívodu úplně uzavřeného oscilátoru pro 50 MHz. Přívody byly provedeny dvanácti různými způsoby (obr. 3–12).



Obr. 3–12. Útlum různých protivazebních obvodů.

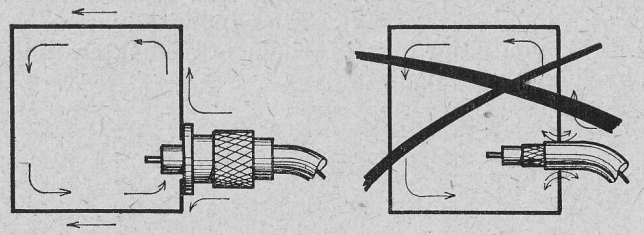
Dobrá filtrace napájecích přívodů může být znehodnocena provedením samostatných spojů. Na obr. 3–13 je názorně zachycen příklad ukazující, že i dobře vyfiltrovaný přívod může zachytit smyčkou mezi bodem připojení kondenzátoru a průchodem do dalšího prostoru značné vf napětí, které za přepážkou se může podobnou smyčkou znovu vyzářit a působit jako vazba. Jako nebezpečná smyčka stačí mnohdy i delší přívod k dekuplážním kondenzátorům. Obrana proti takové vazbě spočívá v použití průchodkových kondenzátorů.



Obr. 3–13. Nežádoucí vazba vadně blokovaným spojem.

Z probraného je zřejmé, že problematika nežádoucích vazeb je nejpalčivějším problémem konstrukce VKV zařízení. Čím vyšší je kmitočet, tím nebezpečnější jsou různé štěrbiny, smyčky atp. a tím výhodnějšími se ukazují dutinové a koaxiální obvody, jejichž vyzařování náhodně vytvořenými vazebními prvky je minimální. – Problém dobrého stínění vyvstává i v provedení přívodů a vývodů vf energie, a to jak do krytů, tak i do dutin. Pro pohyblivé spoje používejme koaxiálních koncovek a zásuvek a pro pevné propojení koaxiálů uvnitř zařízení používejme mechanické a elektrické spojení odpovídající konektorům. Stínicí plášť kabelu (vnější vodič) musí být bezprostředně spojen s vodivou stěnou, kterou prochází, a to celým obvodem. Varujme se normálního průchodu otvorem a připojení stínění pomocí drátu (obr. 3–14). Takové spojení je prakticky rovnocenné úplně otevřenému krytu.

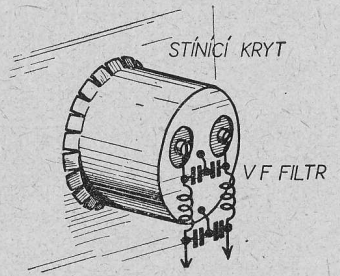
Použijeme-li v zařízení měřicích přístrojů (zejména ve vysílači), bude nutné zamezit vnikání vf proudu do jejich systémů. Nekontrolované vf proudy uvnitř měřicího přístroje totiž mohou přístroj poškodit. Pro měření stejnosměrných proudů chráníme přístroj malým filtrem a stínicím krytem. Problémem zůstává měření vf proudů, zejména je-li usměrňovač uložen uvnitř přístroje. V takovém případě si musíme ověřit, do jaké míry vniká vf pole přímo do přístroje a na základě toho se snažit je odstranit vhodným stíněním (obr. 3–15).



Obr. 3–14. Správné a chybné připojení koaxiálního vedení.

III–7. SOUČÁSTKY PRO VKV

Amatérská technika VKV vypadá na první pohled velmi jednoduše a tato zdánlivá jednoduchost bývá velmi často lákavá pro začátečníky. Vidíme jednoduché cívečky o několika málo závitech, nepatrné kondenzátory a v neposlední řadě i celkem nerozměrné antény s „fantastickými“ zisky Skutečnost je však úplně jiná, když poznáme, že na ty nejnepatrnější součásti jsou kladeny značné nároky a že přece jen nejsou, jak se říká, jako houska na krámě. Ano, součástky, drobné součástky jsou pro VKV amatéra základním problémem. Proto poznatky o jinak běžných součástkách z hlediska VKV musí se stát základní abecedou.



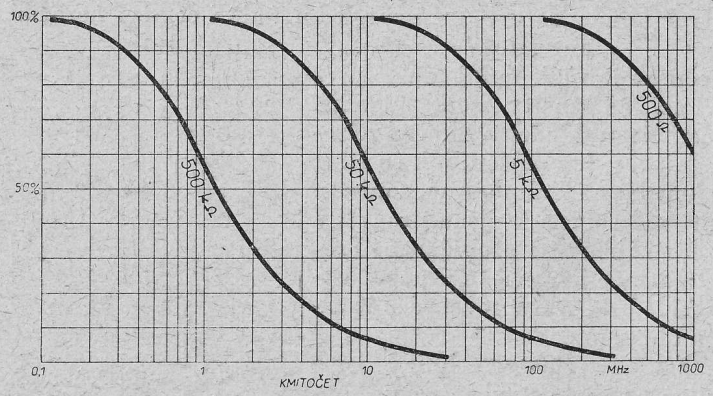
Obr. 3–15. Ochranný kryt a filtr měřicího přístroje.

Ze základů elektrotechniky jsme zvyklí představovat si odpory, kondenzátory a cívky tak, jak se ve sché-

matech kreslí, tj. ve své ideální formě. Jde-li o odpor, myslíme čistý odpor mající pouze reálnou hodnotu, jde-li o kondenzátor, tedy čistou kapacitu s pouze imaginární hodnotou impedance a stejně tak cívku s čistou indukčností. V praxi se však s takovými ideálními odpory, kondenzátory a cívkami nemůžeme nikdy setkat. Jde-li o obvody stejnosměrné nebo nízkofrekvenční, nezabýváme se většinou odchylkami od ideálních hodnot. Jinak je tomu ve vysokofrekvenční technice a zvláště v technice velmi vysokých kmitočtů. Zde odpory přestávají být čistými odpory, ale musíme počítat i s jejich kapacitou a indukčností, kondenzátor má i odpor a indukčnost a cívka má odpor i kapacitu. A setkáme se i s takovou situací, že převládá právě některá jiná veličina, než bychom potřebovali.

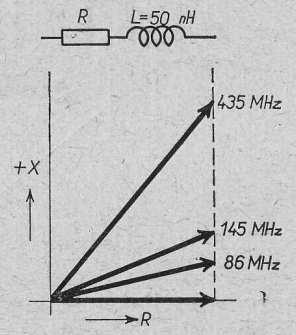
III–8. JAK SE PROJEVUJÍ ODPORY

Ve vysokofrekvenčních zapojeních se používá většinou vrstvových odporů. Jsou to keramické tyčinky s tence nanesenou odporovou vrstvou. V miniaturní technice se zhotovují odpory přímo z odporového materiálu. Na konci odporových tělísek jsou upevněny přívody pomocí objímek nebo čepiček. Při vyšších hodnotách odporů uplatňují se vzájemná kapacita přívodů a objímek a rozptylová kapacita celého odporu k okolním předmětům. I když kapacita je řadově velmi nízké hodnoty (0,5 pF), vzrůstá se zvětšujícím se kmitočtem její vliv. Kapacita se jeví jako paralelně připojený kondenzátor, takže je nutno sčítat vodivosti geometricky (vektorově). Některé výsledky jsou zachyceny na diagramu 3—16, který uvádí pokles výsledné impedance odporového tělíska v závislosti na kmitočtu, a to pro několik jmenovitých hodnot odporů. Diagram pokládejme pouze za informativní, poněvadž hodnota kapacity odporu může být různá, podle jeho provedení a velikosti. Výpočet této kapacity je prakticky neproveditelný a při jejím stanovení si můžeme pomoci oscilačním okruhem, který k odporu připojíme paralelně tak, jak je montáží upraven. Rozladěním obvodů pomůžeme zjistit kapacitu odporu. Ale pozor, menší odpory mohou ovlivnit jakost obvodu tak, že rozladění nebude možno naměřit.



Obr. 3–16. Vliv kapacity na zdánlivou hodnotu odporu.

Podobně ovlivňuje odpory i indukčnost odporu samotného a jeho přívodních drátků. Zatím co se kapacita uplatňuje u větších odporů, indukčnost naopak působí nesnáze při malých hodnotách odporů, a to opět v závislosti na kmitočtu. Diagram 3–17 je opět názorným příkladem, jak se zvětšuje celková impedance odporového tělíska v závislosti na kmitočtu za předpokladu, že indukčnost má hodnotu 0,05 μH. Vidíme, že i při odporech pod 100 Ω může reaktance velmi snadno převládat nad jmenovitou hodnotou odporu.

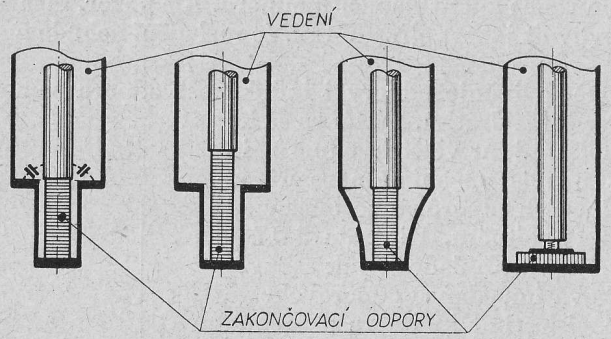


Obr. 3–17. Vliv indukčnosti přívodů na zdánlivou hodnotu odporu.

Z uvedeného plyne poučení, že musíme správně hodnotit úkol odporů v různých obvodech a vždy promyslet, můželi kapacita nebo indukčnost ovlivnit jeho správnou funkci. Tak například katodový odpor, pokud je překlenutý kondenzátorem, může shodou okolností tvořit pomocí vlastní indukčnosti nepříjemný rezonanční obvod, který může způsobit nemalé nesnáze (při 100 MHz rezonují indukčnosti 0,05 μH a kondenzátor 50 pF a kondenzátor 1000 pF již při 5 MHz). Nebo jiný příklad: mřížkový odpor o jmenovité hodnotě 50 kΩ může mít pro kmitočet 145 MHz vlivem vlastní kapacity impedanci pouze 2 kΩ. To jsou příklady, kdy odporu není použito přímo ve vysokofrekvenčním obvodu. Někdy však potřebujeme uzavřít přímo vysokofrekvenční vedení čistě ohmickým odporem, hlavně pro měřicí účely. Pro takový případ se používá vrstvových odporů vestavěných do koaxiálních obvodů, popřípadě provedených ve tvaru kotoučku (obr. 3–18).

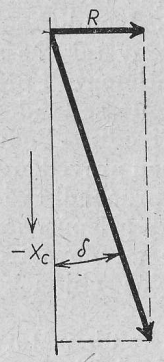
III–9. VLASTNOSTI KONDENZÁTORŮ PŘI VKV

Kondenzátory patří mezi nejchoulostivější součásti v technice VKV. Můžeme je zhruba rozdělit do dvou skupin. První tvoří kondenzátory, mohlo by se říci pomocné, tj. takové, které nejsou přímo součástmi rezonančních obvodů. Jsou to kondenzátory vazební, filtrační, blokovací a izolační. Do druhé skupiny patří kondenzátory v oscilačních obvodech, ať neproměnné nebo proměnné. V obou skupinách jsou na ně kladeny značné nároky. Jakmile protéká kondenzátorem vysokofrekvenční proud (i když nejsou v oscilačním obvodu), spotřebuje v důsledku dielektrických ztrát určitý (wattový) výkon. Kondenzátor se projevuje tak, jako kdyby k němu byl připojen ještě ohmický odpor. Kdyby se dielektrické ztráty neměnily v závislosti na kmitočtu, mohli bychom kvalitu kondenzátoru vyčíslit přímo hodnotou ohmického odporu, který je ekvivalentní pro vznik dielektrických ztrát. Poněvadž dielektrické ztráty rostou se stoupajícím kmitočtem (ne však úměrně) a poněvadž i reaktance $\left(x_c = \frac{1}{\omega \cdot C}\right)$ se mění úměrně s kmitočtem, vyjadřujeme dielektrické ztráty tzv. ztrátovým úhlem δ, který svírá ve vektorovém diagramu (obr. 3–19) reaktance X s výslednou impedancí sledovaného kondenzátoru. V praxi se pak používá místo úhlu δ jeho tangentu (tg δ) jako míry dielektrických ztrát různých izolantů. Ztrátový úhel se také mění v závislosti na kmitočtu, ale pro určitá pásma může být pokládán za stálý. V dokumentaci výrobců bývá označeno, pro který kmitočet nebo pásmo se údaje ztrátového úhlu vztahují.

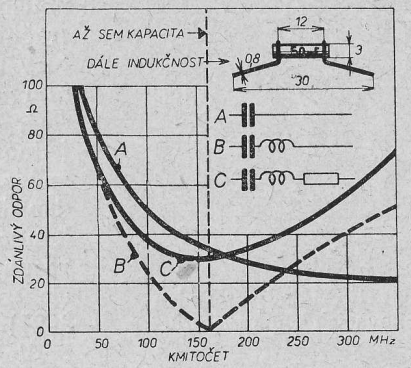


Obr. 3–18. Příklady provedení zakončovacích odporů na koaxiálním vedení.

Hodnocení kondenzátoru podle ztrátového úhlu nám ukazuje, že kondenzátory s horším dielektrikem se dobře nehodí pro VKV, poněvadž dielektrické ztráty mohou snadno překročit mez, kterou je tělísko kondenzátoru schopno tepelně vydržet bez narušení. To znamená, že velmi vysoké kmitočty mohou poškodit kondenzátor, i když vf napětí nedosáhne maximální přístupné hodnoty označené na výrobku.



Obr. 3–19. Ztrátový úhel kondenzátoru.

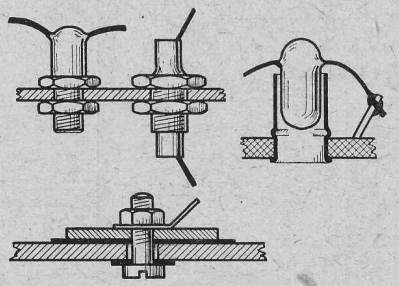


Obr. 3–20. Průběh zdánlivého odporu kondenzátoru.

Rozměry kondenzátoru a jeho přívodní drátky představují indukčnost, která se nepříjemně uplatňuje při vyšších kmitočtech. Nejlépe nám to osvětlí příklad malého keramického kondenzátoru 50 pF na diagramu jeho impedance v závislosti na kmitočtu (obr. 3–20). Křivka A ukazuje průběh ideálního kondenzátoru. Křivka B je průběh impedance, uvažujeme-li také indukčnost ($L \doteq 0{,}02\,\mu$H). Zde je patrno, že impedance klesá až na nulu, a to při kmitočtu asi 160 MHz, a pak opět roste. Při uvedeném kmitočtu (cca 160 MHz) je tedy kapacita kondenzátoru s jeho indukčností právě v sériové rezonanci a to dále znamená, že pro kmitočty vyšší než je tato hodnota má impedance kondenzátoru již induktivní charakter. Ve skutečnosti jsou v kondenzátoru i ve vlastní indukčnosti ještě ztráty, které způsobí, že průběh impedance se změní na křivku C. I v tomto případě je kmitočet 160 MHz mezí, nad kterou bude kondenzátor působit induktivně.

Jedinou cestou, jak se zbavit omezujících faktorů kondenzátorů,

je miniaturizace. Co nejmenší rozměry kondenzátoru s krátkými přívody mohou splnit tyto požadavky. Moderní kondenzátory používají materiálů s dielektrickou konstantou až do $\varepsilon = 10\,000$, která umožňuje podstatně snížit rozměry. Malý kondenzátor se spokojí i s krátkými přívody. Nevýhodou kondenzátorů s těmito speciálními dielektriky je však jejich značná tepelná i napěťová závislost, která omezuje jejich použití jen pro blokovací a filtrační členy. Jsou-li kondenzátory provedeny tak, že se jedním pólem přimontují přímo na šasi, odstraní se indukčnost jednoho přívodu. Podobným způsobem jsou provedeny i kondenzátory průchodkové nebo kondenzátory přizpůsobené pro zasunutí do středové trubičky elektronkových objímek (obr. 3–21).



Obr. 3–21. Příklady provedení blokovacích kondenzátorů.

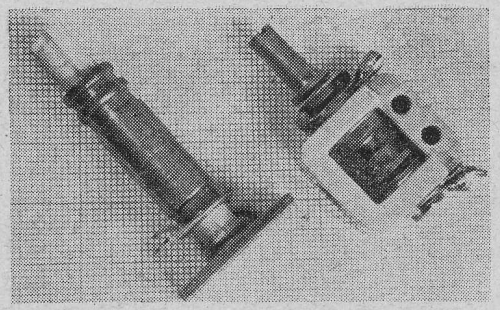
Blokovací kondenzátory s dobrými vlastnostmi si můžeme zhotovit sami tak, že živou elektrodou přitlačujeme slídovou fólii přímo k šasi. K tomuto účelu je možné rozebrat běžný slídový kondenzátor a vhodně jej k šasi namontovat.

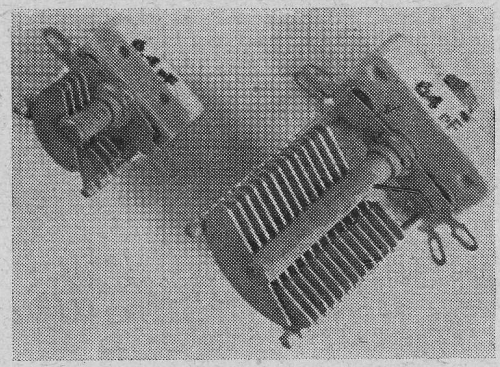
III–10. LADICÍ KONDENZÁTORY

Ladicí kondenzátory pro VKV mají vlastnosti částečně odlišné od kondenzátorů uvedených v předešlém odstavci. Ladicí kondenzátor musí mít především vysokou stabilitu. To prakticky znamená použití materiálů s malou dielektrickou konstantou. Zde jsme u prvního problému; dosáhnout co nejmenších rozměrů a minimální indukčnosti při použití nízké dielektrické konstanty. Problematika zde přechází na konstruktérské pole působnosti.

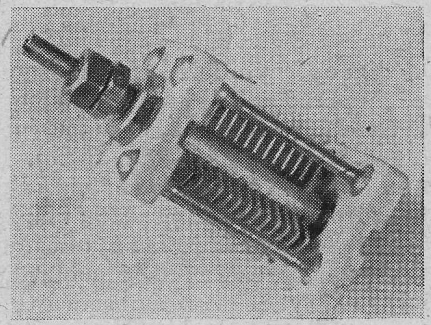
Pro malé kapacity trimrů se ustálilo několik běžných provedení vzdušných trimrů, nesymetrických i symetrických. Jejich amatérská výroba je možná, předpokládá však opravdu velkou zručnost (obr. 3–22). Ladicí kondenzátory se (v pravém slova smyslu) zejména v amatérských konstrukcích stávají převážně součástí celého ladicího obvodu. Plyne to především z toho, že amatérská pásma jsou poměrně úzká a pro jejich zvládnutí stačí velmi malá

změna ladicí kapacity. A poněvadž v amatérské technice (zejména vysílací) rádi používáme symetrického zapojení, stává se zhotovení proměnného kondenzátoru velmi jednoduché. Na obr. 3–23 je několik příkladů uspořádání symetrického obvodu amatérského VKV vysílače.



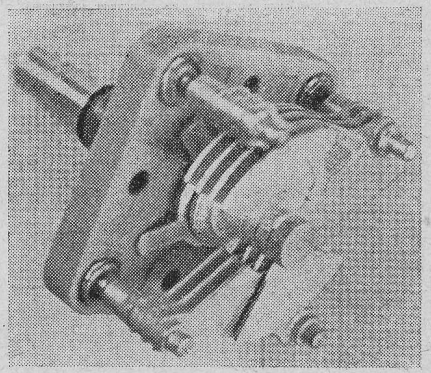


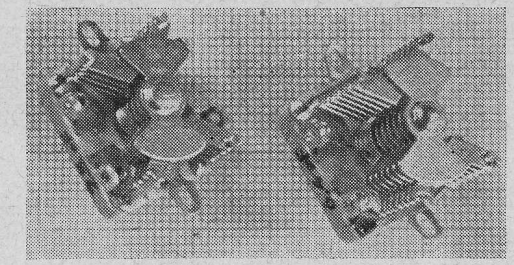
V amatérské VKV technice vyskytují se i ladicí kapacity na nižších kmitočtech, než jsou právě na VKV. Víme, že moderní amatérská technika již skoncovala se sólo-oscilátory a se superreakčními přijímači a pole ovládly vícestupňové vysílače s vysoce stabilními budiči a pro příjem velmi citlivé konvertory ve spojení se stabilními krátkovlnovými přijímači. Obojí se tedy dotýká techniky krátkých vln a právě v jejím nejchoulostivějším místě, na kterém závisí stabilita zařízení. Použijeme-li budiče s proměnným kmitočtem, tzv. VFO, bude velmi záležet na ladicím kondenzátoru.



Obr. 3–22A. Příklady kondenzátorů nesymetrických.

Mezi amatéry jsou známy otočné kondenzátory, jejichž hliníkové (nebo duralové) statory jsou montovány na dvou keramických tyčkách ⌀ 6 mm a rotory jsou neseny na keramické ose o průměru 9 mm. Tyto kondenzátory byly v různých kombinacích a krytech montovány do mno-





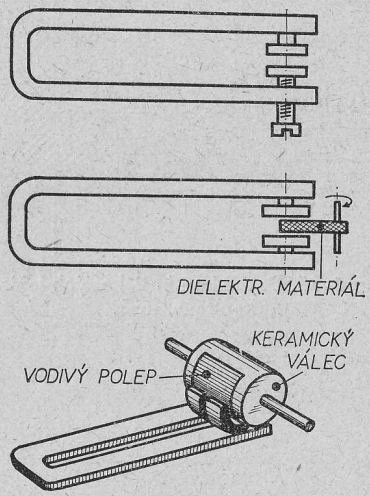
Obr. 3–22B. Příklady kondenzátorů symetrických.

ha přístrojů z německého válečného materiálu a objevovaly se svého času v jednoduché formě tu a tam v obchodech (obr. 3–24).

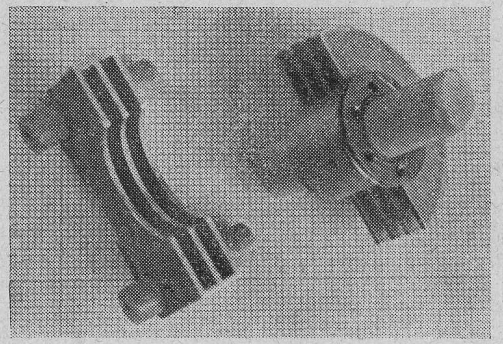
Samostatné díly těchto kondenzátorů se výborně hodí pro zhotovení velmi kvalitních kondenzátorů. Čela mohou být zhotovena buď z duralových, nebo izolačních desek, do kterých současně vyvrtáme přesné otvory (výstružníkem) pro nosné keramické tyčky. Při definitivní montáži tyčky zalepíme epoxydovou pryskyřicí. Pro kvalitu kondenzátoru jsou důležitá ložiska rotoru. Je nutno zamezit jakoukoli vůli a při tom zachovat jemnost pohybu. Výhodné je kuželové kuličkové (nebo pouze třecí) ložisko kombinované s kuličkovým opěrným ložiskem s možností dotažení (obr. 3–25). Připevnění opěrného ložiska provedeme pružně, pomocí planžety nebo vyříznutí štěrbin v čelní desce (pokud je provedena z materiálu, který může pružit – obr. 3–26). Pro připojení rotoru použijeme buď dotykové bronzové vlásenky, nebo v ložisku upravíme pouzdro naříznutou pružnou manžetkou (obr. 3–27). Celkové provedení kondenzátoru má být dostatečně tuhé.

Kondenzátor v základním okruhu oscilátoru montujeme do společného krytu s ostatními součástkami téhož obvodu, a to tak, aby se zamezilo nerovnoměrnému oteplování celého obvodu ohříváním od okolních tepelných zdrojů (elektronky). Toho lze dosáhnout v masívním hliníkovém nebo měděném krytu, v němž je celý systém mechanicky zachycen, tj. tepelně vodivě spojen pouze z jedné strany, nebo lépe vůbec tepelně (alespoň částečně) izolován.

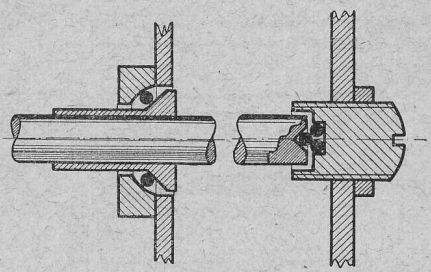
Pro malé změny kapacity, zejména v symetrických okruzích, lze použít vsouvání dielektrika mezi desky kondenzátoru. Pocho-



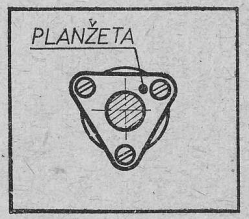
Obr. 3–23. Ladicí kondenzátory jako mechanické součásti obvodů.

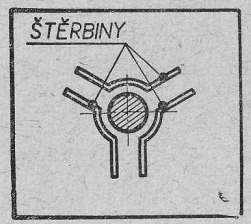


Obr. 3–24. Rotor a stator kondenzátorů pro VKV.

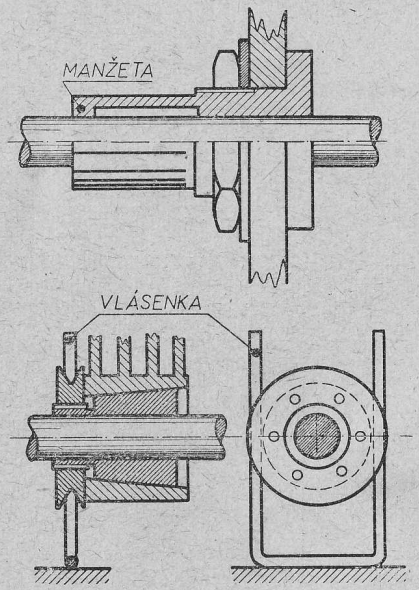


Obr. 3–25. Provedení kuličkových ložisek kondenzátorů.



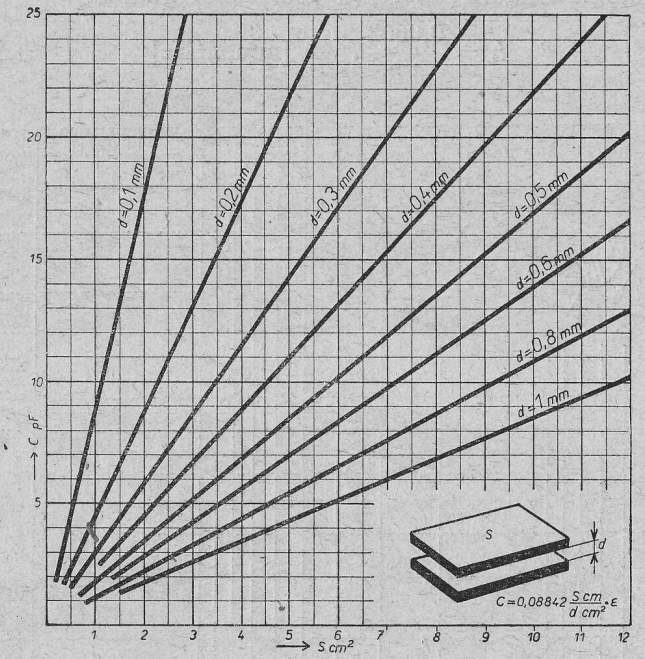


Obr. 3–26. Odpružení ložiska kondenzátoru.



Obr. 3–27. Sběrací dotyky rotorů kondenzátorů.

pitelně volíme kvalitní dielektrikum (polystyren atp.). Ladění dielektrikem není však vhodné pro výstupní obvody výkonnějších vysílačů, kde je namáhání dielektrika velmi značné a vede k ohřívání, které podporuje i vyšší okolní teplota, vyvolaná teplem elektronky. Pomůckou pro stanovení kapacity malých kondenzátorů se vzdušným dielektrikem je na diagramu obr. 3–28.



Obr. 3–28. Diagram pro stanovení kapacity vzduchových kondenzátorů.

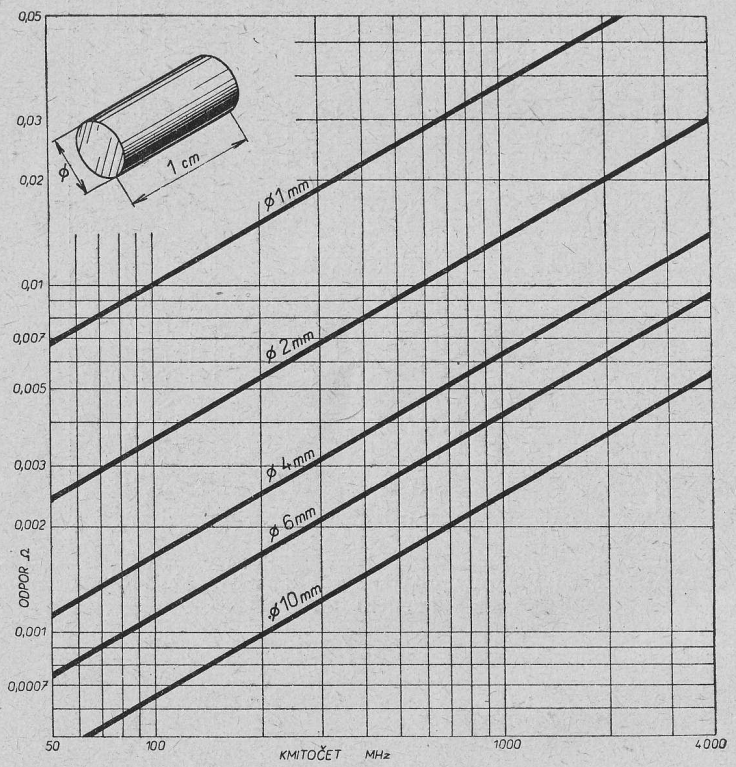
III–11. SKIN-EFEKT

Střídavý proud protékající vodičem vytváří také uvnitř vodiče střídavé magnetické pole. To má za následek, že se proud „*vytlačuje*" k povrchu vodiče. Čím je vyšší kmitočet, tím se koncentruje proud do tenčí vrstvy u povrchu vodiče. Tomuto jevu říkáme *povrchový jefekt* nebo *skinefekt* (zkráceně někdy skin). Kromě kmi-

točtu má na rozložení proudu vliv i permeabilita materiálu vodiče a specifický odpor.

Pro VKV techniku si vybereme některé poznatky. Hloubka pod povrchem, ve které vlivem skinu klesla hustota proudu na hodnotu $\frac{1}{e}$ proti maximální hodnotě při povrchu vodiče (tj. asi 36 %), říkáme hloubka vniku. Pro měděné vodiče platí vzorce:

$$h = \frac{0{,}0662}{\sqrt{f}}. \qquad \text{[mm, MHz]} \qquad \text{[3–13]}$$



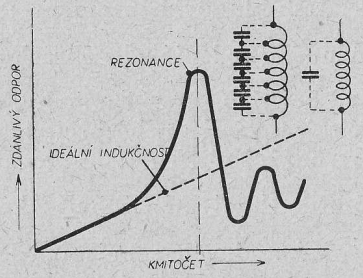
Obr. 3–29. Vliv skinefektu.

Následkem zhuštění proudu u povrchu vodiče zvětšuje se i jeho ohmický odpor. A to je důvod, proč používáme vodičů s velkým povrchem (trubek nebo pásů) a proč musíme dbát na dobrou vodivost povrchu těchto vodičů. Jak velikých hodnot dosahuje odpor tyčových měděných postříbřených vodičů, ukazuje diagram 3–29. Například šestimilimetrový vodič má pro 145 MHz přibližně dvěstěkrát větší ohmický odpor než pro stejnosměrný proud. Všimněme si dále toho, že desetkrát větší průměr má desetinový odpor, což dotvrzuje poznatek, že proud je soustředěn těsně pod povrchem vodiče. Použijeme-li místo plného vodiče tenkostěnné trubky, nezmění se prakticky vůbec hodnota ohmického odporu pro tyto vysoké kmitočty.

III–12. VF TLUMIVKY PRO VKV

Vysokofrekvenční tlumivky jsou velmi důležitou součástí VKV přístrojů. Jejich úkolem je oddělit pro vysoké kmitočty obvody, které jinak musí být spojeny pro stejnosměrný proud. Jde-li o velmi vysoké kmitočty setkáme se s podobnými nesnázemi jako u ostatních druhů součástek. Každá tlumivka má kromě žádané indukčnosti také určitou kapacitu. Celková kapacita cívky (tlumivky) je složena z dílčích vzájemných kapacit jednotlivých závitů, které jako by byly zapojeny paralelně k indukčnosti, tedy i celková kapacita cívky je paralelně k její indukčnosti.

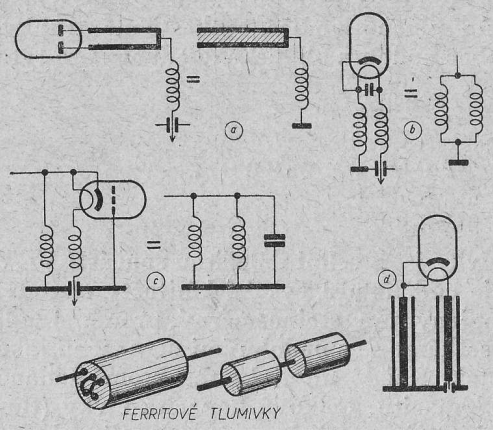
Kapacita spojená s indukčností tvoří rezonanční obvod, a proto si musíme uvědomit, že každá tlumivka má svůj rezonanční kmitočet. Nakreslíme-li si průběh reaktance v závislosti na kmitočtu, bude se nutně lišit od průběhu ideální tlumivky nemající žádnou vlastní kapacitu (obr. 3–30). Zprvu reaktance tlumivky stoupá rychleji, než odpovídá čisté indukčnosti. Dosáhneme-li rezonančního kmitočtu, bude také reaktance největší. Pak opět klesá a při dalším měření zjistíme ještě řadu rezonancí způsobených dílčími kapacitami. To je již pod hodnotou reaktance ideální tlumivky.



Obr. 3–30. Impedance tlumivky.

Pro své úkoly se hodí tlumivka až po první rezonanční kmitočet. Rezonanční průběh je vlivem různých ztrát natolik zploštělý (širokopásmový), že tlumivky plně vyhovují v oblasti nejnižší rezonance.

Ve VKV technice používáme tak zvané čtvrtvlnné tlumivky. Ve skutečnosti má čtvrtvlna rezonančního kmitočtu určitý vztah k délce drátu navinutého na tlumivce. Měření ukazují, že tlumivky zhotovené tak, že délka drátu odpovídá čtvrtvlně kmitočtu, pro který je tlumivka určena, mají vlastní rezonanci poněkud výše. Teprve při vestavění do přístroje klesá obyčejně vlastní rezonance do rozsahu pracovního kmitočtu. Skutečné poměry závisí na způsobu, jakým je tlumivky ve schématu použito. Je důležité, je-li tlumivka zapojena svým „horkým" koncem ke studenému bodu vf obvodu, je-li umístěna celkem volně v prostoru nebo těsně obklopena kostrou a jinými součástkami.



Obr. 3–31. Podmínky pro tlumivky v různých obvodech.

Je-li tlumivka zapojena například v kmitně tyčového čtvrtvlnného vedení podle obrázku 3–31a, jsou horké body ještě o $\frac{\lambda}{4}$ od horkého konce tlumivky, takže se k indukčnosti tlumivky přičítají a vzniká nebezpečí, že takto složená indukčnost má vlastní rezonanci nižší, než je pracovní kmitočet. Pro takový případ je nutno tlumivku zhotovit z kratšího drátu než je $\frac{\lambda}{4}$.

V katodovém zapojení podle obr. 3–31b, kde jsou katoda a vlákno v kmitně proudu, dodrží se délka drátu $\frac{\lambda}{4}$. V opačném případě (obr. 3–31c) je žádoucí prodloužení drátu cívky přes hodnotu $\frac{\lambda}{4}$. Označení čtvrtvlnná tlumivka je potvrzeno možností nahradit tuto tlumivku čtvrtvlnným vedením provedeným z tenkého koaxiálního kablíku o elektrické délce $\frac{\lambda}{4}$ (obr. 3–31d).

Od tlumivek, které se v zařízení nepodílejí na ladění rezonačních obvodů a na jejichž stabilnost a jakost není kladen takový důraz, se diametrálně odlišují cívky rezonančních obvodů, jejichž přesnost, stabilita a jakost jsou prvořadými požadavky. I když se v technice VKV používá oscilačních obvodů speciálních (tyčových, dutinových, koaxiálních aj.), přece prosté cívky co do počtu většinou v zařízeních převládají. To platí zejména pro moderní vícestupňové vysílače a konec konců i pro valnou část přijímačů.

Podle provedení se cívky dělí na samonosné a vinuté na izolační kostře. Cívky na kostře jsou mechanicky odolnější a stabilnější než cívky samonosné a lze je provádět s libovolným počtem závitů. Cívky samonosné jsou méně odolné a méně stabilní a s přijatelnými vlastnostmi je můžeme zhotovit jen s malým počtem závitů. Při větším počtu závitů než tři nelze pokládat stabilitu cívky za dostatečnou. Tento přísný požadavek ovšem platí jen pro obvody oscilátorů, kde cívka spoluurčuje kmitočet. Pro zesilovací stupně lze mnoho slevit.

Cívky na kostrách jsou zásadně ve trojím provedení. První provedení, tak zvané vpalované cívky, má vinutí nanesením na keramickou kostru – buď vpalováním kovu, nebo jinou technologií, kterou je kovový vodič ve tvaru pásku pevně spojen s kostrou. Takovéto cívky mají sice poněkud nižší jakost ($Q = 100$ až 120), ale jsou velmi stabilní pro použití v oscilátorech. Nižší jakost je způsobena poměrně vysokým ohmickým odporem následkem zrnité struktury povrchu vodiče.

Cívky vinuté horkým drátem 70 až 80° C, který po navinutí na kostru zchladne a kostru pevně sevře, se vyznačuje rovněž vysokou stabilitou a mimoto mají i vyšší jakost, a proto se výborně hodí pro obvody oscilátorů. Třetí provedení, získané prostým navinutím závitů na kostru, má menší stabilitu a je proto vhodné pro zesilovací stupně.

Vlastnosti cívek charakterizují následující základní parametry: indukčnost, činitel jakosti Q, vlastní kapacita a stabilita. Indukčnost cívek pro VKV obvody se pohybuje řadově mezi setinami a desetinami mikrohenry. Takové cívky jsou tvořeny jen několika málo závity. Jakost cívky je dána poměrem reaktance k odporu, přičemž do ohmického odporu počítáme jak ohmický odpor vodiče, tak i ztrátový odpor dielektrika, odpor daný vyzařováním, stínicím krytem, případně i jádrem. Dobře provedené cívky pro VKV obvody dosahují jakosti $Q = 150$ až 300. Nemá však význam

hledat cesty pro další zvyšování, poněvadž snížení jakosti vnesené do okruhu vnějšími vlivy (elektronkami atp.) výslednou kvalitu značně snižuje.

Vlastní kapacita cívky je dána jejím provedením. Záleží na průměru cívky, vzdálenosti závitů, průměru drátu a také na izolaci. Stínicí kryt také zvyšuje vlastní kapacitu. Obecně vlastní kapacita zhoršuje kvalitu cívky.

Důležitým parametrem cívky je její stabilita. Hlavním vlivem působícím na změnu indukčnosti (při jinak dobře provedené cívce) je teplota. Závislost indukčnosti na teplotě nazýváme teplotní činitel indukčnosti. Pro zjednodušení si teplotní činitel indukčnosti rozdělíme na dvě veličiny. Střídavý teplotní činitel způsobuje, že se indukčnost mění podle změn teploty, tj. vrátí-li se teplota opět na určitou teplotu, vrátí se i hodnota indukčnosti na příslušnou hodnotu. Označíme-li si tento činitel písmenem α_L, bude platit vztah

$$\alpha_L = \frac{\Delta L}{L \cdot \Delta t} \qquad [3\text{–}14]$$

[ΔL = změna indukčnosti, Δt = změna teploty].

Cívka může však vícekrát opakovaným ohříváním trvale změnit svou základní indukčnost. Tento „stejnosměrný" teplotní činitel indukčnosti si označíme písmenem

$$\beta_L = \frac{L_1 - L_2}{L_1} \qquad [3\text{–}15]$$

[L_1 = původní indukčnost, L_2 = změněná indukčnost].

Se změnou teploty se často mění i jakost cívky Q. Zmenšení jakosti cívky vlivem oteplení se v praxi nehodnotí přísně. Udává se, že zmenšení Q o 10 % při zvýšení teploty o 30 ° C je ještě přijatelné.

III–14. VÝPOČET INDUKČNOSTI MALÝCH CÍVEK

Pro výpočet indukčnosti cívek používá se různých pomůcek v podobě diagramů a nomogramů, které bývají často sestavovány ve snaze umožnit určení indukčnosti cívek ve velkém rozsahu hodnot. Pro VKV techniku vystačíme s možností výpočtu malých cívek a o to důsledněji můžeme respektovat jejich typické provedení.

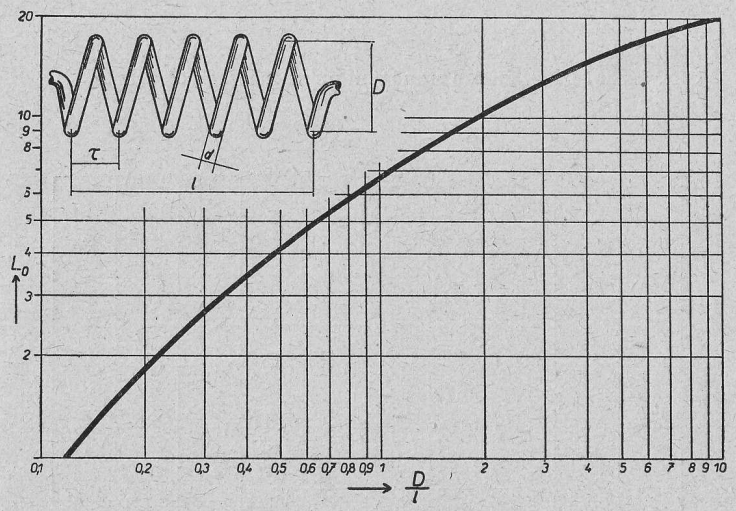
Na obrázku 3–32a je nákres cívky s okótováním všech rozměrů. Se zanedbatelnou chybou můžeme pokládat průměr cívky D roven

vnějšímu průměru kostry, na které je navinuta. Vyplývá to z rozložení proudu o velmi vysokém kmitočtu převážně na povrchu vodiče na vnitřní straně cívky. Za délku cívky nedosazujeme do vzorečku celkovou (vnější) délku cívky, ale osovou rozteč krajních závitů, tj. rozměr daný vztahem: $l = (N - 1) \cdot \tau$. Rozměry cívky v rovnicích dosazujeme v centimetrech.

Indukčnost cívky pak stanovíme výpočtem podle rovnice:

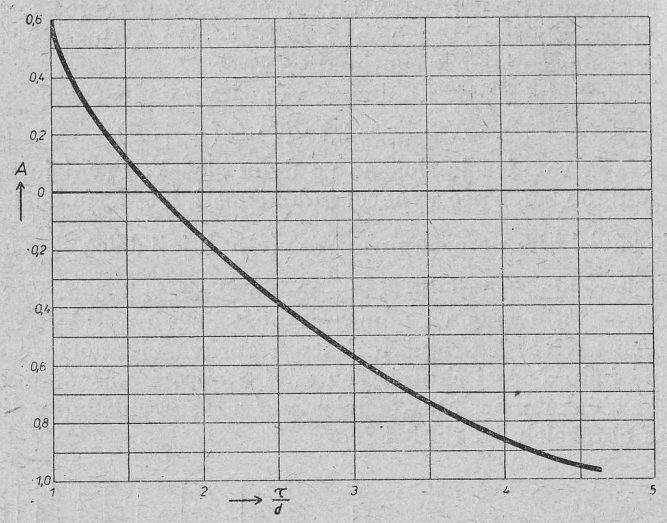
$$L = L_o \cdot N^2 \cdot D - 2\pi \cdot N \cdot D\,(A + B). \qquad [3\text{–}16]$$

Pravá strana rovnice je složena ze dvou složek. První je známá ze základního vzorce pro výpočet indukčnosti, kde L_o je koeficient, který je závislý na poměru průměru cívky k její délce $\frac{D}{l}$ a jeho hodnota se vyhledává podle diagramu na obrázku 3–32a. Ve druhé části vzorce je oprava na poměr stoupání závitů cívky (rozteče sousedních závitů) k průměru drátu a oprava plynoucí z rozdílu vzájemné indukčnosti skutečných závitů oproti plošnému vinutí z tenkého a úzkého pásku. Koeficienty A a B se vyhledají v diagramech na obrázcích 3–32b, 3–32c.

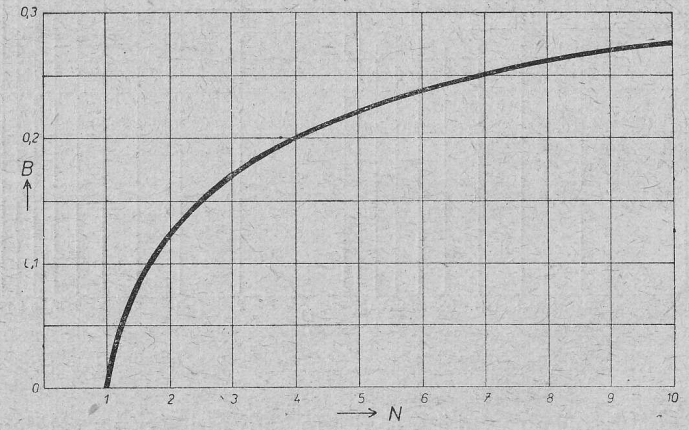


Obr. 3–32a. Diagram pro stanovení indukčnosti cívek (viz text).

Uvedený způsob výpočtu se dobře hodí pro cívky s větším počtem závitů než 4 až 5. Pro menší počet závitů je výhodnější následující složitější výpočet, spočívající ve výpočtu indukčnosti jediného závitu podle výrazu:



Obr. 3–32b. Diagram pro stanovení indukčnosti cívek (viz text).

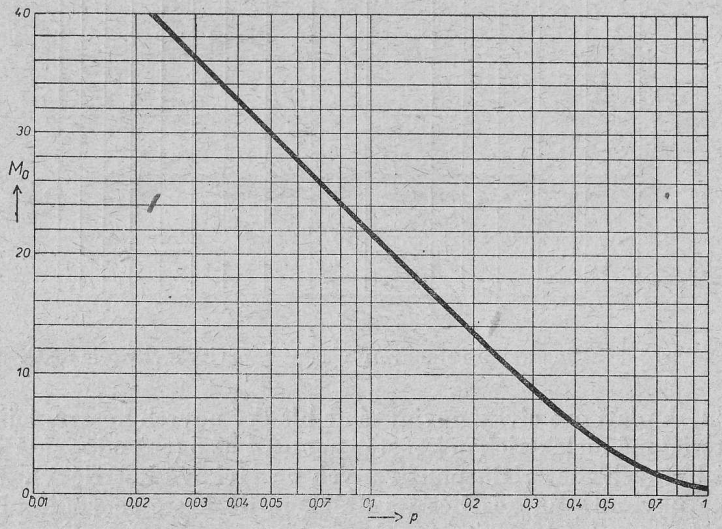


Obr. 3–32c. Diagram pro stanovení indukčnosti cívek (viz text).

$$L_1 = 2\,\pi \cdot D\left(2{,}3 \log \frac{8\,D}{d} - 2\right). \qquad [3\text{–}17]$$

Kromě této hodnoty vypočítáme pak vzájemné indukčnosti dvou sousedních závitů M_1, dvou závitů ob jeden (prvního a třetího) M_2, dvou závitů ob dva (prvního a čtvrtého) M_3 atd. Tuto vzájemnou indukčnost spočítáme podle vzorce

$$M = \frac{M_o \cdot D}{2}; \qquad [3\text{–}18]$$



Obr. 3–33. Diagram pro stanovení indukčnosti cívek (viz text).

M_o je koeficient, který je uveden v diagramu obr. 3–33 v závislosti na poměru $p = \dfrac{b}{\sqrt{D^2 + b^2}}$ [b je vzdálenost uvažovaných závitů, tj. pro závity ob jeden $b = 2\,\tau$ atd.].

Indukčnost cívky je pak dána řadou

$$L_N = N \cdot L_1 + 2\,(N-1) \cdot M_1 + 2\,(N-2) \cdot M_2 + \ldots\ldots \text{ atd.} \qquad [3\text{–}19]$$

Pro cívky se dvěma závity bude tedy platit

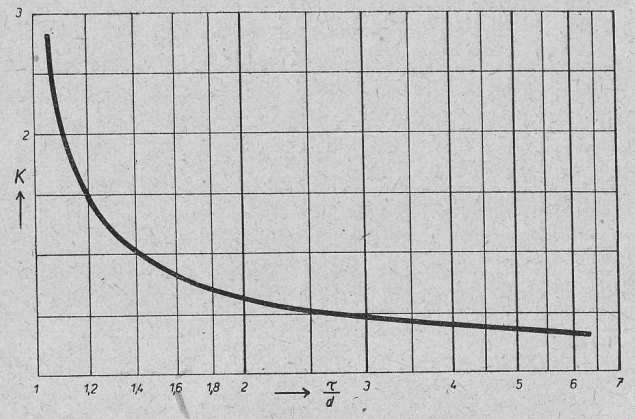
$$L_2 = 2\,(L_1 + M_1) \qquad [3\text{–}20]$$

a pro cívku se třemi závity

$$L_3 = 3\,L_1 + 4\,M_1 + 2\,M_2. \qquad [3\text{–}21]$$

Známe-li vlastní kapacitu cívky, můžeme lépe určit poměry v rezonančních obvodech. Tento výpočet je velmi jednoduchý. Pomocí diagramu 3–34 si vyhledáme koeficient K podle poměru stoupání závitu k průměru vodiče. Vlastní kapacita cívky je dána rovnicí:

$$C_L = K \cdot D. \qquad [3–22]$$



Obr. 3–34. Diagram pro stanovení vlastní kapacity cívky (viz text).

Vztah platí pro cívky navinuté na hladký povrch kostry, jejichž materiál má dielektrickou konstantu $\varepsilon = 4$ až 6 (což odpovídá většině běžných materiálů používaných na cívkové kostřičky). Je-li cívka navinuta na kostřičku s drážkou, do které se vodič uloží, zvětší se vlastní kapacita proti vypočtené hodnotě podle uvedeného vzorce asi o 20 až 25%. Naopak samonosné cívky (bez kostry) mají vlastní kapacitu o 15 až 20 % menší.

Snad se mnohému čtenáři bude zdát, že tyto výpočty jsou příliš složité pro amatérskou praxi a bude považovat za výhodnější pokusně cívku zhotovit, zapojit do okruhu a výsledek se prý ukáže. Buď se cívka zahodí (je to přece jen kousek drátu) a zkouší se znovu, anebo se „trefí“. Přívody, kapacity a kdesi cosi, stejně to všechno změní. Pohleďme však z druhého konce! Když je v takovém VKV okruhu tolik různých vlivů, tak co o něm vlastně víme, jak můžeme posoudit všechny ostatní vlivy, když nebudeme znát ani tu indukčnost cívky, kterou konec konců budeme i těžko měřit právě pro ty různé okolní vlivy? A už jsme u toho. Myslím, že právě neznalost základních hodnot okruhů s cívkami nás velmi často a zbytečně odvádí k používání jiných druhů obvodů, kde

jsou poměry zdánlivě jednodušší a přehlednější. Nezapomínejme však, že kvalitu rezonančního obvodu Q neměříme nikdy počtem spojení s DL stanicemi nebo ve VKV žebříčku!

III–15. PROMĚNNÉ L

V praxi VKV techniky často narazíme na potřebu ladit rezonanční obvod (nebo alespoň dolaďovat) změnou indukčností. Je to v těch případech, kdy kapacita rezonančního obvodu je již pevně dána (kapacitou elektronky a ostatními přídavnými kapacitami) a kdy se další proměnnou kapacitou impedanční poměry ještě zhoršují.

Změnu indukčnosti cívky lze provádět několika způsoby. Než se pro některý rozhodneme, je zapotřebí vědět, zda doladění provedeme při seřizování přístroje natrvalo nebo zda budeme počítat s občasným dolaďováním nebo dokonce běžným laděním. Podle principu změny indukčnosti rozlišujeme ladění:

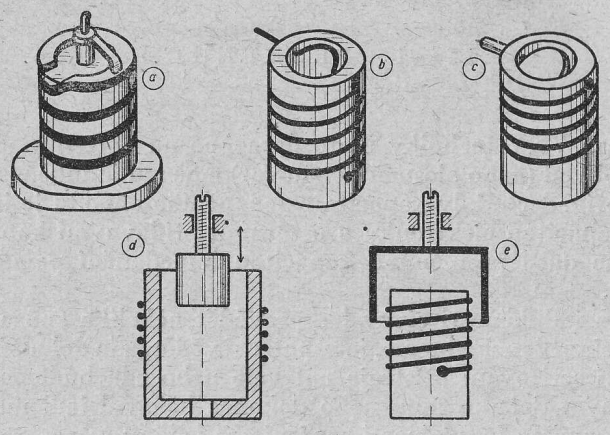
1. změnou počtu závitů,
2. změnou vzájemné polohy závitů,
3. vkládáním feromagnetického jádra,
4. vkládáním nebo přibližováním vodivého jádra nebo kroužku.

Z popisu jednotlivých způsobů vyplyne i jejich vhodnost z hlediska trvalého nebo proměnného doladění.

Změnu počtu závitů provádíme prostým přemísťováním a dobrým připájením koncového přívodu na různá místa vinutí. Pro změnu menší než je jeden závit je vhodné upravit na čele cívky poslední závit do roviny a do osy cívky umístit malý otočný běžec, dotýkající se jedním koncem posledního závitu. Po vyhledání vhodné polohy zajistíme běžec na obou koncích připájením (obr. 3–35a). Změnou vzájemné polohy několika nebo pouze jednoho závitu můžeme jeho indukčnost buď přičítat, nebo odčítat. Praktické provedení vznikne umístěním posledního závitu uvnitř kostry cívky po vnitřním povrchu, a to ve tvaru půlzávitu. Překlápěním tohoto půlzávitu (obr. 3–35b) mění se v určitých mezích celková indukčnost. Samonosné cívky lze ovšem různě deformovat. Natažením cívky se indukčnost snižuje, se stisknutím závitů těsněji k sobě se zvětšuje. Je samozřejmě možné i odklápění jednoho nebo více závitů.

Nejběžnějším, přitom pro VKV techniku nejméně vhodným způsobem je zasouvání feromagnetického jádra. Je celá řada ma-

teriálů, ať jsou to ferity nebo vf železo, kterých lze použít i pro značně vysoké kmitočty. Většinou mají společnou vadu v závislosti na teplotě i na magnetickém sycení. Takových jader používáme jenom tam, kde není požadována vysoká stabilita obvodu.



Obr. 3–35. Cívky s proměnnou indukčností.

Vhodnějším způsobem ladění je vsouvání vodivých válečků nebo prstenců, závitů nakrátko, které snižují indukčnost. Provedení je stejně jednoduché jako vsouvání železných jader. Vsouvání vodivých válečků nebo kroužků má mnoho možných konstrukčních variant. Některé z nich umožňují i běžné, snadné ladění obvodu. Na obr. 3–35c, d, e je několik příkladů provedení proměnné indukčnosti pomocí vodivého tělíska.

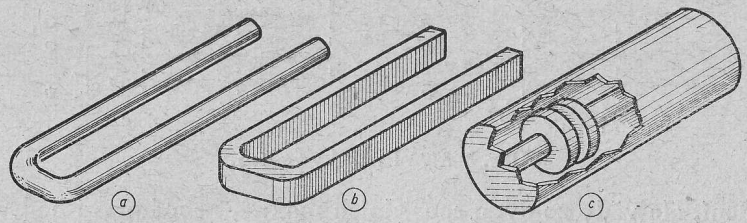
Velikost změny indukčnosti všech popsaných provedení záleží na celkovém provedení cívky a proměnného prvku. Pro praktickou realizaci vyjdeme od základní hodnoty použité cívky a měřením si ověříme dosažitelnou změnu hodnoty indukčnosti.

III–16. VEDENÍ VE FUNKCI LADĚNÉHO OBVODU

Vraťme se znovu k poznatku, že vlnová délka je ve VKV technice nejdůležitější veličinou. Ať mluvíme o délce antény, nebo vlastnostech šíření, nebo o rozměrech součástí, všude se poměrem

k vlnové délce mohou udávat základní parametry. Je tomu tak i u vedení pro VKV.

A právě některých, zcela určitých poměrů na vedení můžeme využít pro vytvoření rezonančních obvodů celkem mimořádných vlastností. Těmito určitými poměry je jejich vyladění. Běžná jsou jednak otevřená, laděná vedení, tvořená dvěma rovnoběžnými vodiči podle obr. 3–36, a jednak uzavřená laděná vedení, tvořená souosými vodiči. Uvedená označení (otevřená a uzavřená) nemají v tomto případě nic společného s označením uzavřený oscilační obvod, kterého se někdy používá v pojednání o základech radiotechniky. Uzavřené laděné vedení tak, jak je označujeme zde a jak je patrno také z obrázku, určuje vedení, které je si možno představit jako množství otevřených dvouvodičových vedení, majících jeden vodič společný a druhé vodiče rozmístěné těsně vedle ve tvaru válce kolem prvního (obr. 3–36c).

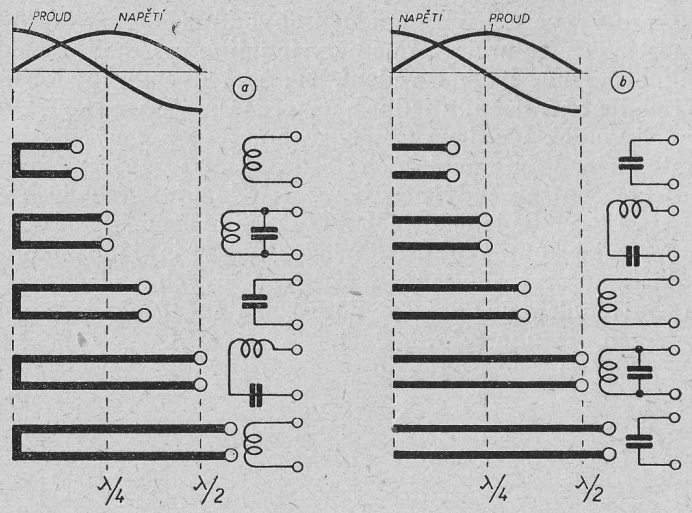


Obr. 3–36. Vedení jako rezonanční obvod.

Obrázek 3–37a ukazuje, jakým způsobem se projevuje vedení se zkratem na jednom konci při různých délkách vzhledem k délce vlny. Nejčastěji používáme čtvrtvlnného vedení s jedním koncem do krátka, které se na otevřeném konci jeví jako paralelní rezonanční obvod. V tomto místě se také vytvoří kmitna napětí a uzel proudu. Na zkratovaném konci se naopak vytvoří uzel napětí a kmitna proudu. Je-li vedení kratší než čtvrt vlny, projevuje se jako indukčnost a vedení delší než čtvrt vlny jako kapacita. Vedení o délce $\frac{\lambda}{2}$ odpovídá sériové rezonanci a delší než $\frac{\lambda}{2}$ opět indukčnosti a tak se dále vlastnosti opakují.

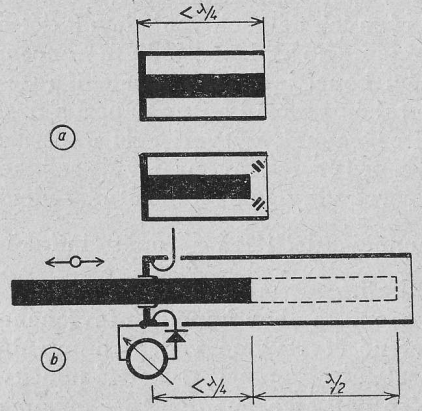
Opačné poměry nalézáme u vedení na obou koncích otevřeného (obr. 3–37b). Oboustranně otevřené čtvrtvlnné vedení odpovídá sériové rezonanci a půlvlnné paralelní rezonanci. Uvedené poučky se týkají samozřejmě elektrických délek vedení. Při tom musíme počítat s tím, že rozptylová kapacita konců vedení prodlužuje elektrickou délku (obr. 3–38a). Tento poznatek je důležitý zejména

při používání vedení pro měření délky vlny. Zde nesmíme nikdy vycházet z geometrické vzdálenosti maxima výchylky od konce



Obr. 3–37. Vliv délky vedení.

vedení, ale vždy ze dvou sousedních maxim, neboť první bod, ve kterém se jeví rezonance, je vlivem rozptylových kapacit posunut (obr. 3–38b).

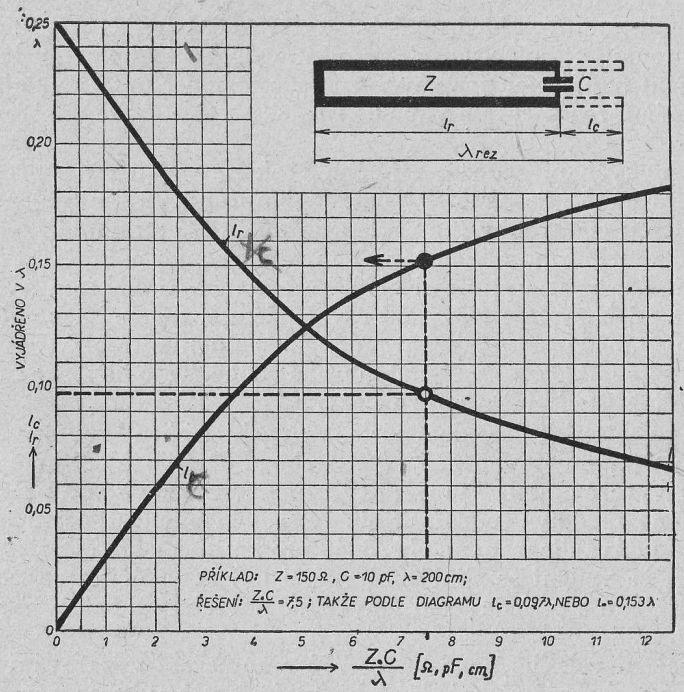


Obr. 3–38. Rozptylová kapacita otevřeného konce vedení.

V praxi se však velmi zřídka vyskytují laděná vedení sama o sobě. Mají vždy, tak jako normální rezonanční obvody, úlohu určitého zpracování vf energie. Proto jsou připojeny k elektronkám či anténám. Poněvadž zejména elektronky mají značné vstupní i výstupní kapacity, musí být takováto ladicí vedení natolik zkrácena, aby s kapacitou elektronky tvořila potřebnou rezonanci pro používaný kmitočet.

Podle obrázku 3–39 nahrazuje kapacita C určitou část

čtvrtvlnného vedení, označenou l_c. Podle diagramu můžeme určit tuto část vedení, kterou nahrazuje kapacita C, známe-li hodnotu C, rezonanční délku vedení λ_{rez} a charakteristickou impedanci vedení Z. Jednotlivé křivky jsou vyneseny pro různou hodnotu součinu CZ. Z uvedeného diagramu je jasné, že vliv kapacity C na zkrácení vedení je nepřímo závislý na impedanci vedení. Čím menší je Z, tím větší je potřebná kapacita na stejné zkrácení. Tento důležitý poznatek si názorně vysvětlíme na následujícím příkladu.



Obr. 3–39. Zkrácení linkového obvodu kapacitou.

Představme si koncový stupeň vysílače pro 435 MHz (obr. 3–40). Výstupní kapacita elektronky (C) bude např. 2 pF. Použijeme-li diagramu podle obrázku 3–39, zjistíme, že pro nižší impedanci musí být délka vedení daleko větší než pro vyšší impedance. V praxi se ovšem setkáváme se složitějšími poměry, poněvadž vývody elektronek již představují určitou část vedení (obr. 3–41), která může vést k tomu, že pouhé spojení obou konců drátem vy-

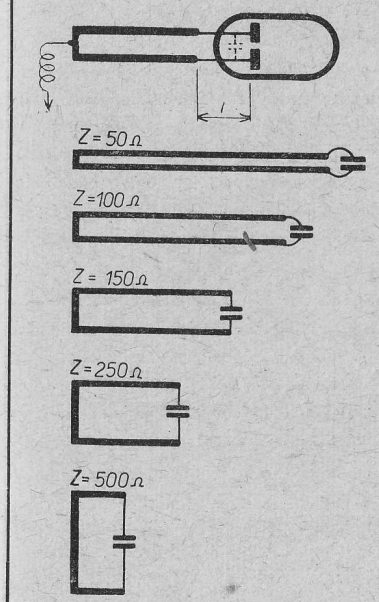
tvoří již rezonanci. Takový případ není výhodný, poněvadž větší část přívodů bývá skryta ve skle baňky, zabraňující přiblížení nebo připojení potřebných vazebních prvků, nehledě ke špatné možnosti vlastního doladění tohoto okruhu.

Pro vyšší kmitočty hledáme jinou možnost napojení rezonančního vedení na elektronku. Výhodným způsobem je použití půlvlnného vedení, tj. vedení na obou koncích otevřeného, které umožňuje podstatně jednodušší ladění a uspořádání vazebních prvků. Takovéto půlvlnné vedení si můžeme představit jako dvě čtvrtvlnná vedení podle obr. 3–42. To dává možnost půlvlnné vedení řešit podle stejných hledisek jako čtvrtvlnné. První čtvrtvlnné vedení pracuje s kapacitou elektronky a druhé s kapacitou ladicí. Připojení napájecích prvků se provede v bodech, odpovídajících myšlenému rozdělení půlvlnného rozdělení, tj. v bodě napěťového uzlu.

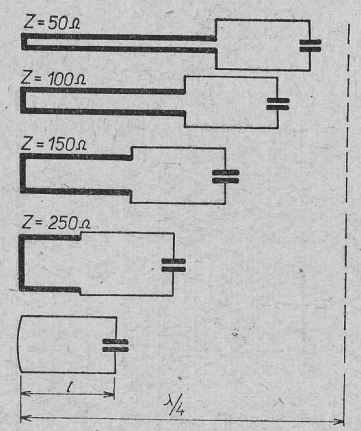
V mnohých případech, zejména však na vyšších pásmech se nám může stát, že napěťový uzel (nebo proudová kmitna) padne do vnitřku elektronky (například na mřížkové straně elektronky QQE03/20). Z toho plyne, že nelze realizovat normální čtvrtvlnné vedení. Zde vystupují nová hlediska pro použití elektronky. Především zdali systém elektronky vzhledem k tepelným poměrům připouští možnost vzniku proudového uzlu uvnitř elektronky a zdali tím vzniklé ztráty nebudou příliš veliké. Toto hledisko určuje zpravidla mezní kmitočet pro elektronku.

Pro zmenšení ztrát vedení následkem „skinefektu“ volíme vodiče s největším a nejkvalitnějším povrchem. Dalším hlediskem jsou ztráty vyzařováním. Tyto ztráty samozřejmě závisí na průměru vodičů a impedanci vedení. Přibližný průběh účinnosti nestíněných okruhů udává diagram na obr. 3–43 pro kmitočet 435 MHz. Zde je zřejmé, že vedení se silnějšími vodiči má horší účinnost, což je v protikladu s požadavkem největšího povrchu vzhledem ke skinefektu.

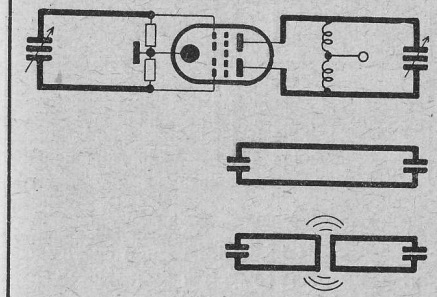
Dosažení velkého povrchu vodičů a zamezení vyzařování jsou splněny u koaxiálních laděných systémů. Obvody se zpravidla zkracují určitou kapacitou na otevřené straně čtvrtvlnného vedení. Obr. 3–44 ukazuje vliv kapacity na rezonanční odpor obvodu, a to pro různé hodnoty charakteristické impedance. Diagram platí pro $\lambda = 70$ cm. Ukazuje se zde, že při velké kapacitě, tj. při velkém geometrickém zkrácení si obvod zachovává vysoký rezonanční odpor. Uplatnění koaxiálních obvodů má hlavní význam při použití elektronek pro tyto obvody určených (majákových atp.), kde paralelní kapacita v obvodu je tvořena kapacitou elektronky. Použitím jiných elektronek vně obvodu zavádíme především ztráty



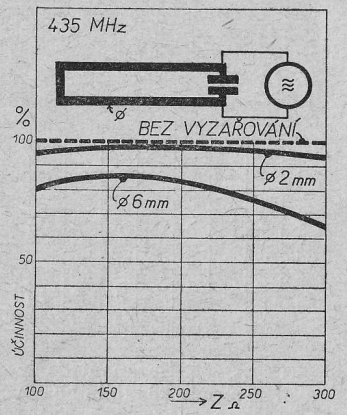
Obr. 3–40. Vliv kapacity elektronky na zkrácení obvodu.



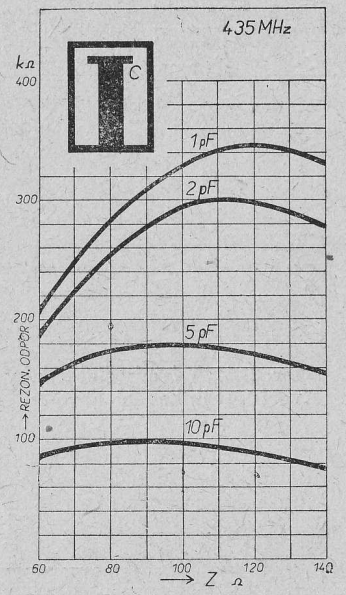
Obr. 3–41. Vývody elektronky tvoří část linkového obvodu.

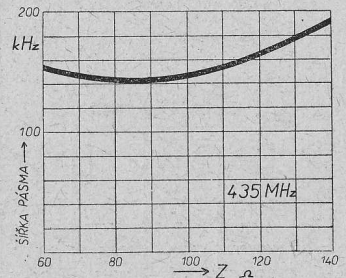


Obr. 3–42. Půlvlnný linkový obvod.

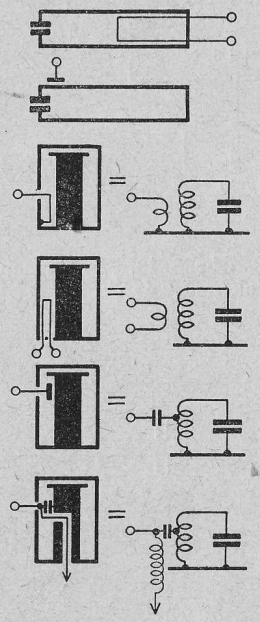


Obr. 3–43. Závislost účinnosti linkového obvodu na charakteristické impedanci.





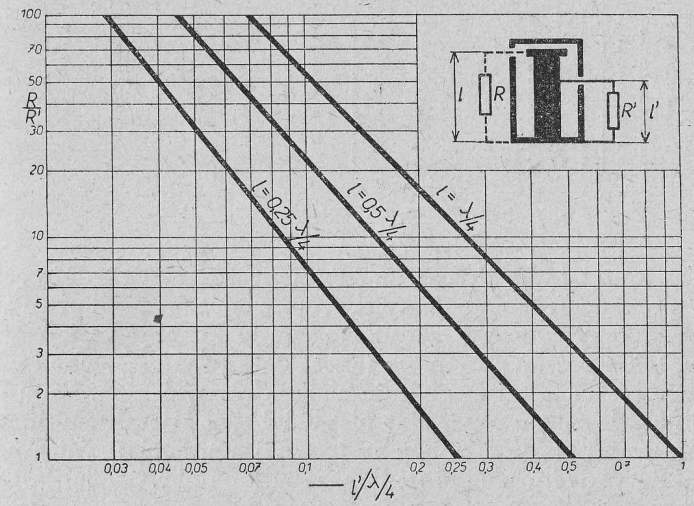
Obr. 3–44. Rezonanční odpor a šířka pásma koaxiálního obvodu.



Obr. 3–45. Vazební členy tyčových a koaxiálních obvodů.

vyzařováním. Mimoto se můžeme snadno dopustit konstrukčních chyb, kterými se kmitny napětí posunou také vně obvodu, což situaci podstatně zhoršuje.

Využití výborných vlastností těchto souosých obvodů závisí i na vhodném uspořádání vazeb. Rozlišujeme dvojí způsob vazby: kapacitní a induktivní. Kapacitní vazby umísťujeme poblíž kmitny napětí a induktivní v blízkosti kmitny proudu. Těsnost vazby nastavujeme polohou vazebního prvku tak, aby plochou vazebního prvku procházelo dostatečné množství siločar. Na obrázku 3–45 je několik příkladů provedení vazebních prvků s vyobrazením náhradních schémat.

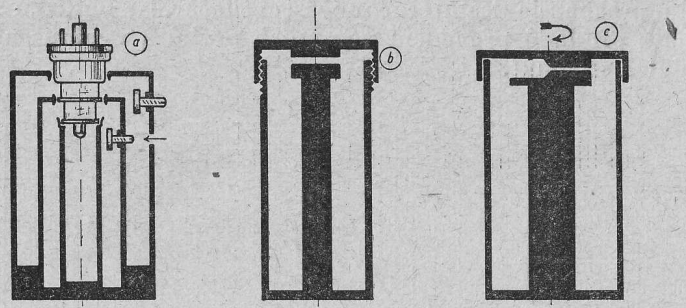


Obr. 3–46. Závislost transformace odporů na poloze vazební přípojky.

Zvláštním provedením induktivní vazby je tzv. „*galvanické*“ připojení na vnitřní vodič koaxiálního obvodu. Změnou polohy přípojky můžeme měnit i transformační poměr odporů. Diagram na obrázku 3–46 ukazuje závislost transformačního poměru na umístění přípojky, a to pro různě zkrácené obvody (od 0,25 $\frac{\lambda}{4}$ až do $\frac{\lambda}{4}$).

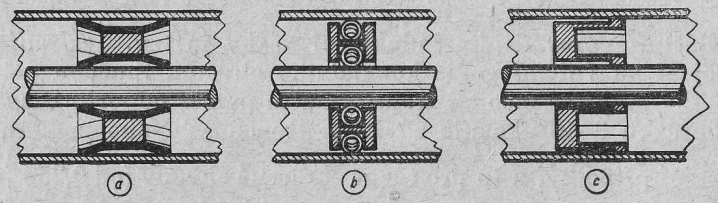
Ladění koaxiálních obvodů se provádí dvojím způsobem. Buď změnou paralelní (zatěžovací) kapacity, nebo změnou délky obvodu. Změna kapacity je konstrukčně obtížná pokud používáme

koaxiálních elektronek, které již tvoří zatěžovací kapacitu, a další přídavná proměnlivá kapacita se někdy těžko montuje. Nejjednodušší provedení je pomocí bočního šroubovacího kondenzátoru (obr. 3–47a). Jde-li o obvody s elektronkami vně nebo bez nich (např. u filtrů), ladíme obvod zatěžovací kapacitou na čele vnitřního vodiče přibližováním víka nebo prostě vytvořením jednoduchého otočného kondenzátoru (obr. 3–47b, c).



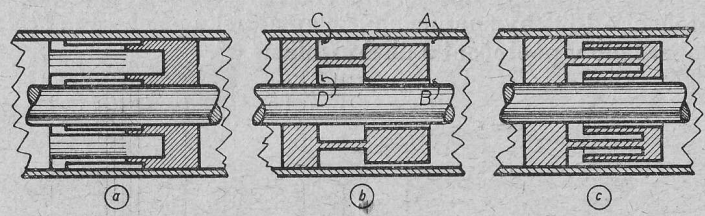
Obr. 3–47. Ladění koaxiálních obvodů.

Ladění koaxiálního obvodu změnou jejich délky vyžaduje velmi pečlivé provedení. Změnu délky provádíme posouváním pístu tvořícího uzavřený konec obvodu. Na tomto konci je však kmitna proudu, takže rostou nároky na jakost dotyku mezi plochou válce a plochou pístu. K tomu směřuje několik různých cest. Tam, kde nelze jinak, je nutno uspořádat píst s dobrým kontaktem pomocí různých druhů pružin. Mohou to být naříznuté části válce nebo zvláštní dotykové pružinky podle příkladů na obr. 3–48a, b. Druhou možností je přenesení místa dotyku mimo kmitnu proudů (nejlépe až do proudového uzlu). Toto provedení je velmi výhodné elektricky. Ale v plném rozsahu je konstrukčně proveditelné pouze

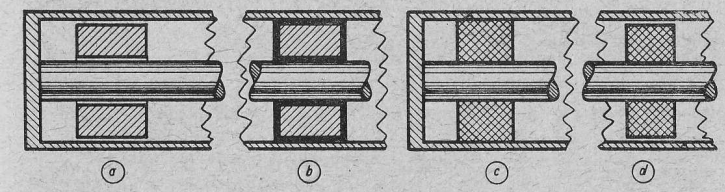


Obr. 3–48. Provedení dotyků posunných ladicích pístů.

tam, kde používáme obvodů o elektrické délce $\frac{3}{4}\lambda$. Třetí možností zmenšení vlivu přechodového odporu na jakost obvodů je použití dvou čtvrtvlnných transformátorů, kterými se transformuje přechodový odpor v místech $C\,D$ na podstatně menší zdánlivý odpor v místech $A\,B$ (obr. 3–49a). Jiný způsob transformace přechodového odporu je na obr. 3–49b. Čtvrtou možností je použití bezdotykového pístu, který tvoří paralelní zátěž na pevném jinak neladěném obvodu, která změnou polohy mění ladění celého obvodu (obr. 3–50a). Nevýhodou je nesnadné zajištění středění pístu. Bezkontaktní píst může být vyroben ve formě kluzného pístu z hliníku pokrytého vrstvou kysličníku hliníku (obr. 3–50b). Tenká vrstva kysličníku je tvrdá a dobře izoluje. Kapacita mezi povrchem pláště a vnitřního vodiče je dostatečnou cestou pro vysokofrekvenční proud a nahrazuje tak dobrý dotyk. Vrstvička kysličníku bývá 20 až 50 mikronů silná. Mezi další možnosti ladění koaxiálního obvodu patří použití dielektrického prstence (obr. 3–50 c), jehož posouváním se mění vliv změny kapacity obvodů a tím i rezonanční kmitočet.



Obr. 3–49. Odstranění náročnosti dotyků v kmitně proudu.



Obr. 3–50. Jiné způsoby ladění pístem.

Uvedené příklady se většinou mohou aplikovat i na vedení tyčové (tvořené dvěma rovnoběžnými vodiči). I zde platí zásada minimálního odporu dotyku v místě kmitny proudu.

V příručkách o VKV technice se setkáváme s popisem některých zvláštních druhů obvodů, zejména tak zvaných motýlových obvodů. V čem spočívá jejich výhoda? V podstatě v tom, že současně se změnou kapacity obvodu mění se i indukčnost. Výsledkem je především abnormálně veliký rozsah ladění, a potom relativně malá změna poměru L/C v celém rozsahu. Obojí jsou nesporně klady, avšak pro poměrně úzká amatérská pásma nemají význam. Ladění takového obvodu majícího celkový rozsah 120 až 480 MHz pro otočení o 180° by znamenalo, že amatérské pásmo 145 MHz by bylo obsaženo v pootočení o úhel přibližně 4°.

IV.

AMATÉRSKÉ VYSÍLAČE PRO VKV

Stavba vysílačů pro VKV se musí opírat o znalosti zvláštností techniky pro tato pásma. V této kapitole jsou probrána základní používaná zapojení. Hlavní obsah je věnován praktickým příkladům provedení vysílačů pro amatérská pásma VKV. Jsou vybrány typické ukázky v širokém rozmezí nákladností. Jsou zde pro úplnost zahrnuta provedení s méně běžnými elektronkami.