

Anodové obvody elektronkových zesilovačů pro VKV a UKV

Ing. Tomáš Kavalír, OK1GTH kavalir.t@seznam.cz, <http://ok1gth.nagano.cz>

Cílem tohoto krátkého povídání je sumarizovat základní poznatky z dané oblasti a případného čtenáře tak seznámit se zjednodušeným postupem výpočtu a návrhu anodových obvodů pro oblast VKV a UKV. Oblast je to poměrně obsáhlá, proto se jedná spíše jen o úvod do dané problematiky s množstvím zjednodušujících předpokladů. Pro podrobnější studium existuje celá řada odborných skript zabývajících se problematikou teorie obvodů a vedení. Vzhledem k již poměrně vysokému kmitočtu je nutné na prvky pohlížet jako na obvody s rozprostřenými parametry a proto se pro realizaci potřebných indukčností, kapacit, rezonančních obvodů atd. většinou používají úseky vedení.

Základní součástí každého elektronkového zesilovače je anodový obvod, jehož úkolem je transformovat relativně nízkou impedanci připojené zátěže (antény) k optimální zatěžovací dynamické impedanci elektronky. Tento obvod je zpravidla řešen jako rezonanční a kvůli pracovní třídě zesilovače, která se volí většinou do bodu AB – B, je nutno, aby v tomto obvodu navíc docházelo k rekonstrukci původního signálu. Elektronka zároveň do tohoto rezonančního obvodu dodává energii. Čistá pracovní třída A se používá jen výjimečně pro vysokou energetickou náročnost a pro velmi nízkou účinnost danou klidovým proudem, rovným polovině maximálního anodového proudu. Mimo vlastní transformaci impedance anodovým výstupním obvodem nám také tento obvod zásadním způsobem ovlivňuje elektrickou účinnost vlastního zesilovače a filtrační schopnosti pro vyšší harmonické produkty. Podstatné je si uvědomit, že pokud je použit anodový obvod ve formě paralelního rezonančního obvodu s dostatečně velkým provozním činitelem jakosti ($Q_p = 5$ a více), lze považovat časový průběh výstupního napětí za harmonický při libovolném průběhu anodového (kolektorového) proudu.

Impedance připojeného paralelního rezonančního obvodu s daným provozním Q_p je dána přibližně:

$$|Z_{an}| \cong R_d \frac{1}{\sqrt{1 + Q_p^2 \left(n - \frac{1}{n}\right)^2}} \quad (1)$$

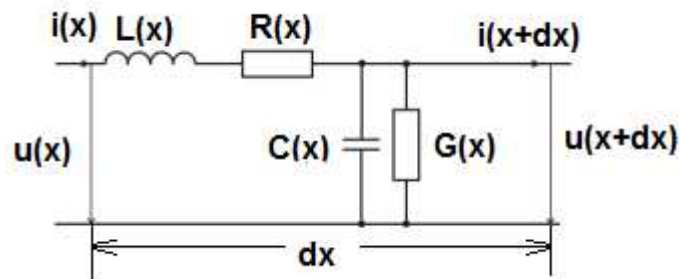
kde R_d je dynamický anodový odpor a n je stupeň harmonické.

Po dosazení je patrné, že pro první harmonickou se obvod chová jako čistě reálný odpor s impedancí R_d . Pro druhou harmonickou a při $Q_p = 20$ impedance připojeného paralelního obvodu má velikost cca 60Ω a pro 3 harmonickou již pod 1Ω .

Teoretický rozbor úzkopásmového VKV zesilovače

Úvod z teorie vedení

Při následujícím rozboru bylo čerpáno především z [1] a [2]. Základní délkový element ve formě Gama článku, ze kterého je možné odvodit tzv. telegrafní rovnice, si můžeme představit takto:



Vydeme tedy z dvojdrátového homogenního vedení. Na diferenciálním úseku dx ve vzdálenosti x lze psát pro úbytek napětí $-dU$:

$$-dU = I(R + j\omega L) \times dx \quad (2)$$

a proud na konci úseku dx je zmenšený o $-dI$:

$$-dI = U(G + j\omega C) \times dx \quad (3)$$

další úpravou a derivací těchto tzv. telegrafních rovnic lze psát:

$$-\frac{d^2U}{dx^2} = \frac{dI}{dx}(R + j\omega L) \quad (4)$$

$$-\frac{d^2I}{dx^2} = \frac{dU}{dx}(G + j\omega C) \quad (5)$$

a další úpravou získáme:

$$\frac{d^2 U}{dx^2} = ((R + j\omega L)(G + j\omega C))^2 \times U \quad (6)$$

$$\frac{d^2 I}{dx^2} = ((R + j\omega L)(G + j\omega C))^2 \times I \quad (7)$$

kde platí:

$$((R + j\omega L)(G + j\omega C))^2 = \gamma \quad (8)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (9)$$

konstanta šíření γ se skládá z konstanty útlumu α a fázové konstanty β , kde β lze dále definovat jako:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c} = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi f}{kc} \quad (10)$$

kde k je tzv. zkracovací činitel a c je rychlost světla.

Dále vlnovou impedanci Z_0 lze vyjádřit jako:

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \frac{R + j\omega L}{\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (11)$$

Zároveň v některých případech, kdy platí že $R \ll j\omega L$, $G \ll j\omega C$ a $\alpha=0$, lze uvažovat tzv. bezztrátové vedení, pro které lze předchozí vztah dále zjednodušit:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (12)$$

Další úpravou předchozích rovnic a zavedením hyperbolických funkcí lze po úpravě psát pomocí vstupního napětí U_p a proudu I_p :

$$U = U_p \cosh \gamma x - I_p Z_0 \sinh \gamma x \quad (13)$$

$$I = I_p \cosh \gamma x - \frac{U_p}{Z_0} \sinh \gamma x \quad (14)$$

Stejně lze odvodit oba vztahy pro situaci od konce vedení ($y = x - l$), kdy lze vyjádřit U a I pomocí U_k a I_k na konci vedení:

$$U = U_k \cosh \gamma y + Z_0 I_k \sinh \gamma y \quad (15)$$

$$I = I_k \cosh \gamma y + \frac{U_k}{Z_0} \sinh \gamma y \quad (16)$$

a odtud pro $y = l$ ($x = 0$), tj. pro $U = U_p$ a $I = I_p$ lze psát:

$$U_p = U_k \cosh \gamma l + Z_0 I_k \sinh \gamma l \quad (17)$$

$$I_p = I_k \cosh \gamma l + \frac{U_k}{Z_0} \sinh \gamma l \quad (18)$$

U vedení konečné délky bezztrát, tj. pro $R = 0$, $G = 0$ a $\alpha = 0$, platí $\gamma = j\beta$

Zároveň tak platí, že:

$$\cosh(j\beta) = \cos \beta \quad \sinh(j\beta) = j \sin \beta \quad (19)$$

lze psát pro $x = l$ a obecnou zátěž na konci vedení Z_k :

$$U = U_k \cos \beta l + jZ_0 I_k \sin \beta l \quad (20)$$

$$I = I_k \cos \beta l + j \frac{U_k}{Z_0} \sin \beta l \quad (21)$$

kdy vstupní impedance ($U = U_p$ a $I = I_p$)

$$Z_p = \frac{U_p}{I_p} = \frac{I_k (Z_k \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l)}{I_k (\cos \beta l + j \frac{Z_k}{Z_0} \sin \beta l)} = Z_0 \frac{Z_k \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_k \sin \beta l} \quad (22)$$

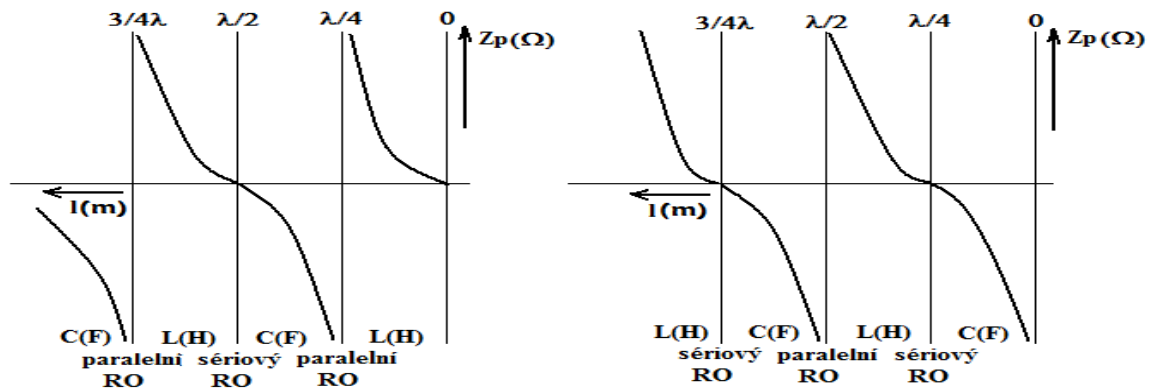
Tento vztah je poměrně důležitý a vyplývá z něj mimo jiné, že pokud je bezztrátové vedení na konci zkratováno, tj. $Z_k = 0$, tak vstupní impedance je dána:

$$Z_p = jZ_0 \operatorname{tg} \beta l \quad (23)$$

a v případě bezztrátového vedení naprázdno, tj. pro $Z_k = \infty$, je vstupní impedance dána:

$$Z_p = -jZ_0 \operatorname{cot} \beta l \quad (24)$$

Tohoto se využívá poměrně často v případě vysokofrekvenční a mikrovlnné techniky, kdy nám vedení slouží jako obvodový prvek a je možné tak realizovat potřebně indukčnosti, kapacity, případně i sériový nebo paralelní rezonanční obvod (rezonátory) atd.



Obr.1 Vf.vedení nakrátko a naprázdno.

Nyní si uveďme dva zvláštní případy, kdy budeme uvažovat bezztrátové vedení délky $\lambda/4$ a $\lambda/2$. V prvním případě platí pro čtvrtvlnné vedení $\lambda/4$:

$$j\beta l = j \frac{2\pi}{\lambda} \times \frac{\lambda}{4} = j \frac{\pi}{2} \quad (25)$$

a po dosazení do rovnice a potřebné úpravě nám vyjde:

$$Z_p = \frac{Z_0^2}{Z_k} \quad (26)$$

a ve druhém případě, tj. pro případ bezztrátového vedení délky $\lambda/2$:

$$Z_p = Z_k \quad (27)$$

V případě vedení $\lambda/4$ výsledného vztahu využíváme v případech, kdy pomocí vedení chceme transformovat impedanci (využití například populární slučovače antén atd.) a druhého případu, tj. vedení $\lambda/2$ využíváme v případech tzv. půlvlnného opakovatele impedance. Tato

vlastnost je výhodná například při měření impedance připojené k měřicímu přístroji úsekem vedení.

Návrh anodového obvodu pro zesilovač pracující v pásmu VKV a UKV

Vzhledem k poměrně vysokému kmitočtu musíme na součástky nahlížet jako na obvody s rozprostřenými parametry. V případě zesilovačů určených pro oblast KV jsou rozměry součástek výrazně menší, než je délka vlny (součástky se soustředěnými parametry) a proto zde používáme naprosto jiné konstrukční řešení anodových obvodů zpravidla ve formě připojeného transformačního obvodu například ve formě π článku složeného z klasických součástek L a C. Z uvedeného je také patrné, proč je nutné používat naprosto jiná návrhová pravidla a postupy pro oblast KV zesilovačů v porovnání se zesilovači určenými pro VKV případně i pro UKV. Potřebné reaktance a rezonanční obvody určené pro pásma VKV a UKV tak realizujeme například úseky vedení vhodné délky provozované v režimu naprázdno případně nakrátko nebo využíváme vlastní rezonance cívky (cívkové rezonátory).

Anodový obvod s rezonátorem délky $\lambda/4$

Výhodou tohoto konstrukčního řešení jsou poměrně malé rozměry a dobrá mechanická stabilita. Nevýhodou je značná mechanická náročnost, velmi vysoké nároky na izolační materiály a rozměry dány velikostí $\lambda/4$. Rezonátor $\lambda/4$ se používá v režimu nakrátko, protože jen tak se chová jako paralelní rezonanční obvod. Jeho skutečná mechanická délka bude záležet na použitém dielektriku a na příslušném zkracovacím činiteli. Aby bylo možné rezonanční obvod přeladovat, používá se menší elektrická délka než $\lambda/4$. Tímto tento úsek vedení vykazuje induktivní reaktanci, která se do rezonance přivádí vykompenzováním odpovídající kapacitní reaktancí. Tímto nám vznikne paralelní rezonanční obvod, který je možné přeladovat. Tento kondenzátor musí být řešen s ohledem, že se nachází v proudovém maximu a tečou zde cirkulační proudy, které jsou úměrně zvolenému provoznímu Q_p . Tento druh anodového obvodu se používá především v pásmech VKV. Vazbu do antény a nastavení provozního Q_p je možné realizovat jak vazbou kapacitní tak induktivní. V případě použití externího filtračního členu pro potlačení vyšších harmonických je výhodnější vazba kapacitní, protože se snáze nastavuje na optimální přenos a zároveň na optimální provozní činitel jakosti Q_p . Přibližný a zjednodušený postup návrhu je naznačen v následující kapitole. Podrobná analýza u všech uvedených řešení anodových obvodů byla provedena, ale jedná se o poměrně rozsáhlou část a je nad rozsah tohoto článku. V těchto zjednodušených případech výpočtu neuvažujeme vliv optimální hodnoty geometrických rozměrů rezonátorů ve všech osách, optimální volbu vlnové impedance ani způsob výpočtu součástek v kapacitním děliči.

Velikost induktivní reaktance pro danou délku vedení $l=0,2$ m je možné vypočítat z předchozích odvozených vztahů pro bezeztrátové vedení nakrátko:

$$|XL| = \omega L = Z_0 \operatorname{tg} \beta l = 80 \operatorname{tg} (3 \times 0,2) = 0,83 \Omega \quad (28)$$

kde Z_0 je vlnová impedance vedení a β lze vypočítat (činitel zkrácení $k=1$):

$$\beta = \frac{2\pi f}{kc} = 3 \quad (29)$$

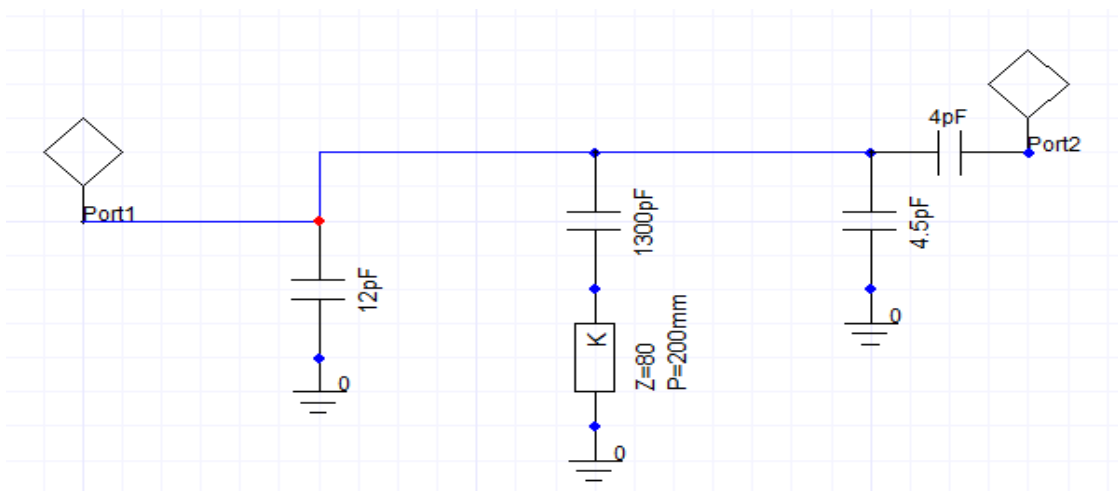
Abychom se s tímto úsekem vedení dostali do rezonance, musí platit:

$$XL = -XC \quad (30)$$

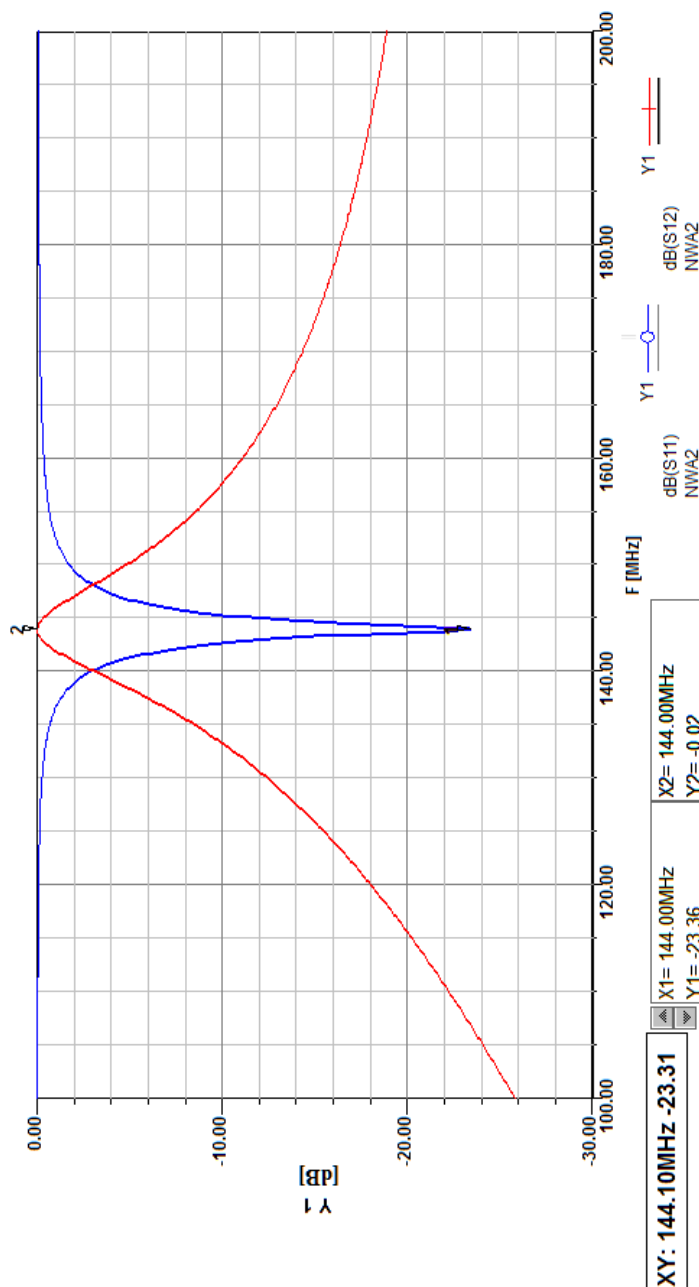
a pro výpočet konkrétní kompenzační kapacity lze použít odvozený vzorec z kapacitní reaktance:

$$C = \frac{1}{XL 2\pi f} = 1,31 \text{ nF} \quad (31)$$

Konkrétní hodnoty kapacitního děliče jsou patrné ze simulace na obr.2 a nastavíme je až na hotovém zesilovači na optimální pracovní činitel kvality Q_p .



Obr.2 Základní konfigurace anodového obvodu $\lambda/4$ nakrátko (schéma ze simulátoru).



Obr.3 Výsledek simulace přenosu S12 a přizpůsobení S11 anodového obvodu $\lambda/4$ nakrátko.

Anodový obvod s rezonátorem délky $\lambda/2$

Toto řešení vykazuje nejlepší vlastnosti z hlediska dlouhodobé mechanické stability a maximálního výkonu. Nevýhodou jsou veliké rozměry, které jsou dány délkou vedení a pro 144 MHz vychází délka tohoto vedení okolo 70 cm! Toto řešení je tak velmi výhodné pro vyšší kmitočty nebo pro opravdu výkonné koncové stupně, kde nezáleží příliš na vlastních rozměrech. Postup stanovení výpočtu a stanovení rozměrů anodového obvodu $\lambda/2$ s kapacitním děličem je podobný, jako v předchozím případě. Stejně tak i zjednodušující předpoklady jsou stejné a podrobný rozbor je nad rámec tohoto úvodu.

V tomto řešení je využito anodového obvodu $\lambda/2$ naprázdno. Vlastní elektrická délka je opět kratší, než by odpovídalo rozměrům délky vedení $\lambda/2$. Tímto má vstupní impedance opět induktivní charakter, který se následně kompenzuje připojeným kondenzátorem na konci rezonančního obvodu a tím se přivádí do rezonance. V předchozím případě byl kondenzátor umístěn v proudovém maximu a byl zatěžován především proudově, v tomto případě je naopak umístěn na konci rezonátoru v napěťovém maximu a je namáhán především napěťově. Velikost napětí na konci rezonátoru je úměrná provoznímu činiteli Q_p a může dosahovat velikostí několika desítek kV.

Velikost induktivní reaktance vedení kratšího než $\lambda/2$ provozovaného v režimu naprázdno lze vypočítat ze vztahu, odvozeného v předchozí kapitole:

$$|XL| = \omega L = Z_0 \cot g(\beta l) = 80 \cot g(3 \times 0,7) = 5160 \Omega \quad (32)$$

kde Z_0 je vlnová impedance vedení a β lze vypočítat (činitel zkrácení $k=1$):

$$\beta = \frac{2\pi f}{kc} = 3 \quad (33)$$

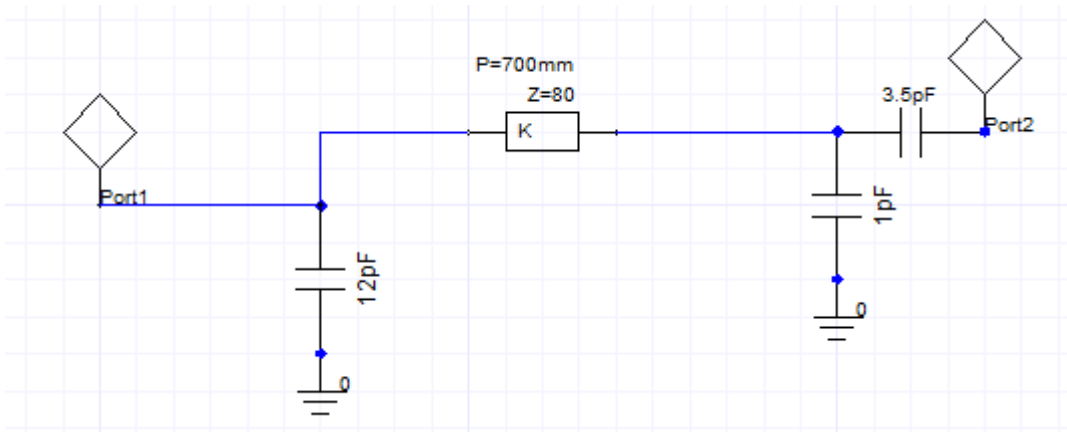
Abychom se s tímto úsekem vedení dostali do rezonance, musí platit:

$$XL = -XC \quad (34)$$

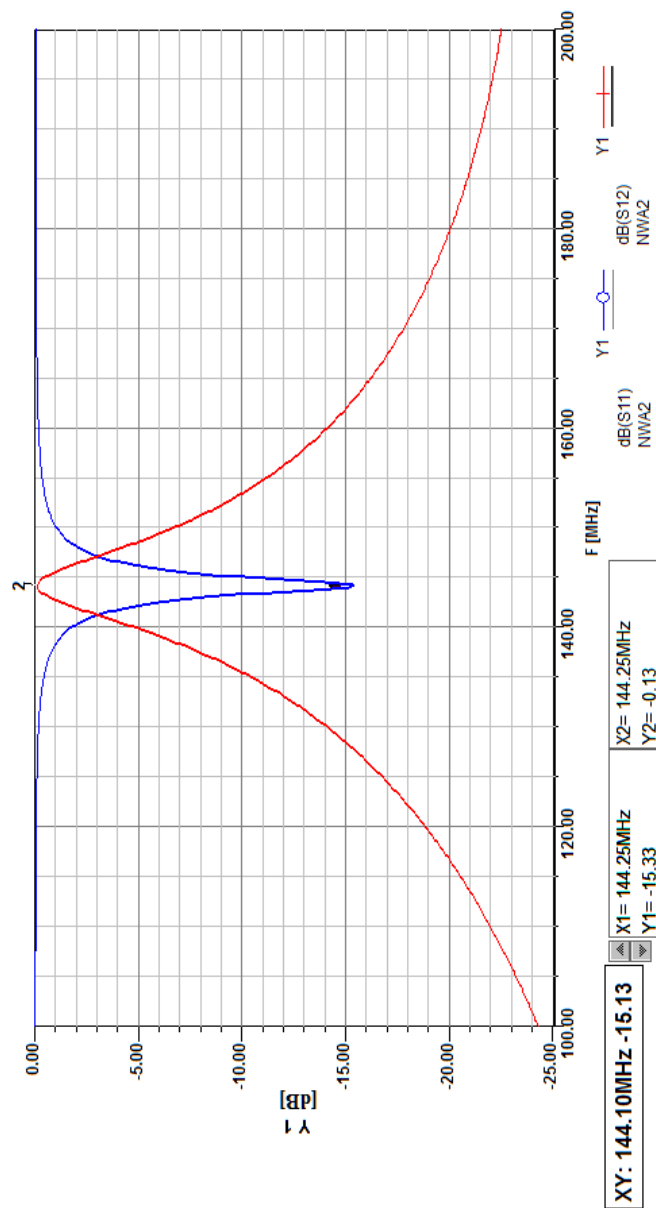
a pro výpočet konkrétní kompenzační kapacity lze použít odvozený vzorec z kapacitní reaktance:

$$C = \frac{1}{XL 2\pi f} = 0,21 \text{ pF} \quad (35)$$

Konkrétní hodnoty kapacitního děliče jsou patrné ze simulace na obr.4 a nastavíme je až na hotovém zesilovači na optimální pracovní činitel kvality Q_p .



Obr.4 Základní konfigurace anodového obvodu $\lambda/2$ naprázdno(schéma ze simulátoru).



Obr.5 Výsledek simulace přenosu S12 a přizpůsobení S11 anodového obvodu $\lambda/2$ naprázdno.

Anodový obvod s cívkovým rezonátorem

Princip funkce anodového obvodu využívá tzv. cívkového rezonátoru naprázdno. Pokud se podíváme na náhradní obvod, který nám reprezentuje reálnou cívku, můžeme pozorovat, že každá cívka vykazuje vlastní sériovou a paralelní rezonanci. Ta je způsobena především tzv. mezizávitovou kapacitou. Tato kapacita je poměrně malá, ale právě v uvažovaných kmitočtových pásmech ji nemůžeme zanedbat. Přibližný popis návrhu a řešení výkonového zesilovače s tímto typem anodového obvodu byl popsán v mé diplomové práci [3]. Podrobnější analýza a stanovení velikosti mezizávitové kapacity je poměrně komplikované a nejjistější cestou je vytvoření přesného modelu a následné řešení v simulátoru 3D EM pole. U této konstrukce se právě využívá vlastní paralelní rezonance cívky tvořené zpravidla jedním závitem a je zde určitá analogie s předchozím provedením rezonátoru $\lambda/2$ naprázdno. Výsledky simulace i následné provedení dává přibližně stejné výsledky. Tím, že se jedná z principu o paralelní rezonanční obvod, tak na jeho konci je opět napětíové maximum a napětí na konci rezonátoru je úměrné provoznímu Q_p . Hodnota tohoto napětí dosahuje opět až několika desítek kV a této hodnotě musíme uzpůsobit veškeré komponenty v anodové dutině, tj. především provozní napětí použitých kondenzátorů v kapacitním děliči. Tyto kondenzátory se realizují jako konstrukční s proměnnou vzdáleností s vloženým izolačním dielektrikem (zpravidla teflon) a změnou této vzdálenosti je umožněna změna kapacity a tím ladění tohoto anodového obvodu.

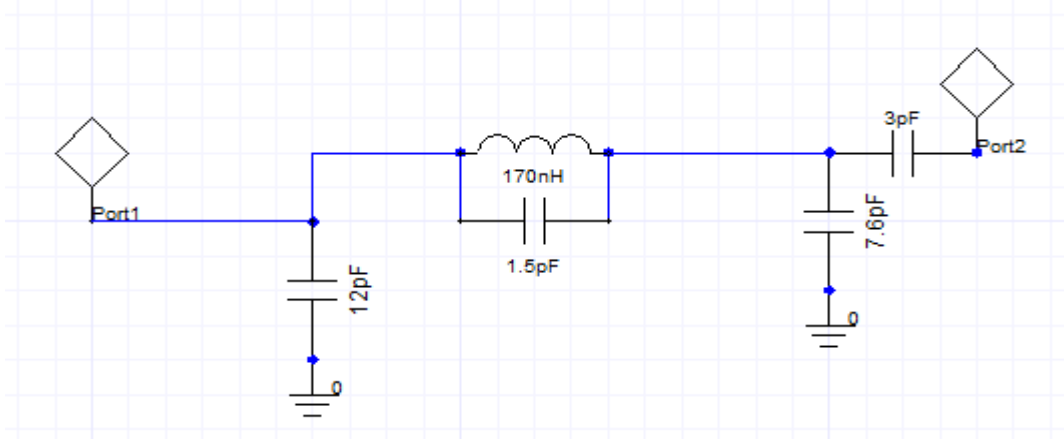
Toto řešení anodového obvodu umožňuje velmi malé konstrukční uspořádání, relativně snadné naladění a poměrně dobrou účinnost. Velikost celého anodového boxu s elektronikou vychází malá a celková velikost zesilovače může být srovnatelná s plně tranzistorovým zesilovačem obdobného výkonu. Nevýhodou tohoto řešení anodového obvodu je nižší mechanická stabilita, která je dána menším rozměrem anodového obvodu a tím i horší teplotní setrvačností, které následně způsobují větší změny rozměrů a tím rozladování anodového obvodu. Je tak nutno za provozu občas provádět doladování anodového obvodu.

Vlastní jednozávitový rezonátor, využitý například v konstrukci elektronkového zesilovače s GS35b pro 144MHz, který byl publikován například zde [4] a [5], je tvořený jedním závitem cívky o indukčnosti 170 nH o vnitřním průměru 70 mm z 6 mm tlustého drátu, přičemž délka cívky je rovněž cca 5 mm. U této cívky je možno odhadnout mezizávitovou kapacitu na cca 1,5 pF. Přesné měření je pro velmi malou hodnotu této kapacity komplikované a je důležitější ve výsledném zesilovači výstupní anodový obvod pečlivě naladit na optimální funkci a nejlepší přenos. Ladící kondenzátor s proměnnou mezerou C_{zem} má pak hodnotu okolo 7,5 pF a kapacitní vazba do antény C_v odpovídá přibližně 3 pF.

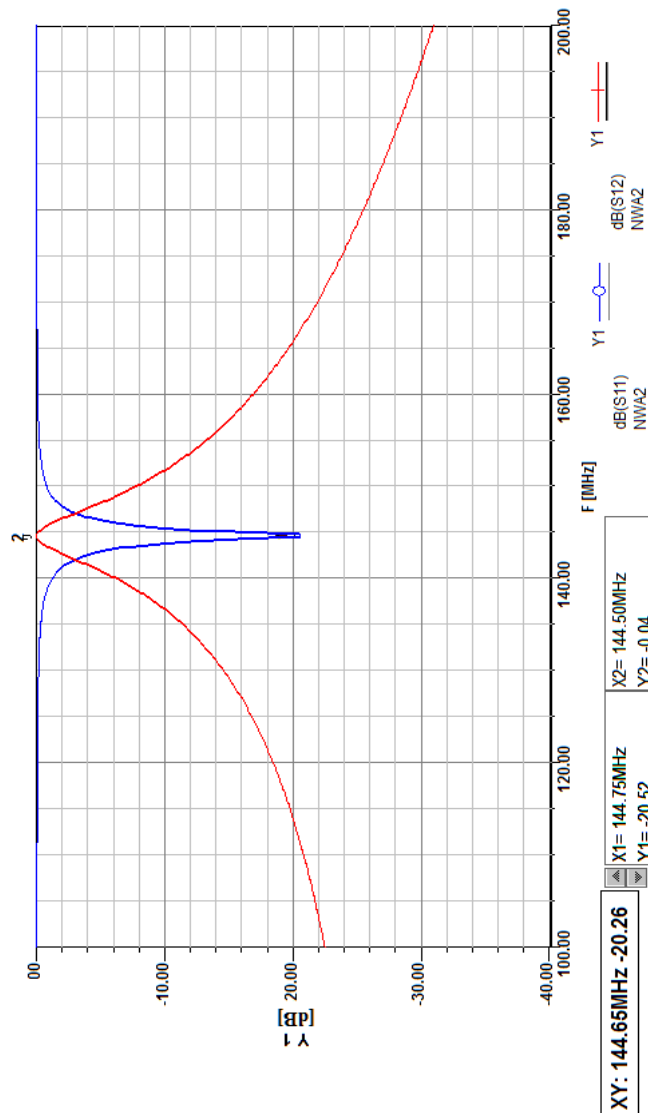
Výpočet vnitřního průměru jednozávitové cívky pro danou indukčnost 170 nH byl proveden z následujícího upraveného vztahu:

$$D = 2 \times \sqrt{\frac{Ll}{\mu_0 N^2 \pi}} \quad (36)$$

kde D je průměr cívky, L je indukčnost ze simulace, l je délka cívky, μ_0 je permeabilita prostředí, N je počet závitů. Po dosazení a výpočtu vychází vnitřní průměr cívky cca 65 mm.



Obr.6 Základní konfigurace anodového obvodu s cívkovým rezonátorem (schéma ze simulátoru).



Obr.7 Výsledek simulace přenosu S12 a přizpůsobení S11 anodového obvodu s cívkovým rezonátorem naprázdno.

Pokud bychom si ze simulace odečetli dva krajní body pro -3 dB, dostali bychom šířku pásma pro daný pokles 5,7 MHz při středním kmitočtu 144 MHz. Pokud bychom dosadili do vzorce pro výpočet provozního činitele kvality Q_p :

$$Q_p = \frac{f_0}{B_{-3}} \quad (37)$$

došli bychom k výsledku, že Q_p při této konkrétní hodnotě anténní vazby je přibližně 25.

Literatura:

- [1] SYROVÁTKA, B. *Výkonová radiotechnika*. Skriptum. Vysoké učení technické v Brně. 1997. ISBN 80-01-00980-7.
- [2] ČERNOHORSKÝ, D. *Elektromagnetické vlny a vedení*. Skriptum. Vysoké učení technické v Brně. 1997.
- [3] KAVALÍR, T. *Návrh a realizace výkonového vf. zesilovače*. Diplomová práce. Plzeň: FEL ZČU v Plzni, 2009. 73 stran, 5 příloh.
- [4] KAVALÍR, T. *Výkonový zesilovač 1kW pro 144MHz (1)*. Radioamatér. 2010. ISSN 1212-9100.
- [5] KAVALÍR, T. *Výkonový zesilovač 1kW pro 144MHz (2)*. Radioamatér. 2010. ISSN 1212-9100.