

Diplomová práce



České  
vysoké  
učení technické  
v Praze

**F3**

Fakulta elektrotechnická  
Katedra elektromagnetického pole

## Oscilátor s rozprostřeným zesílením

**Bc. Jan Filip**

Vedoucí: prof. Ing. Zbyněk Škvor, CSc.

Obor: Komunikační technika

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika

Květen 2020



## Poděkování

Děkuji prof. Ing. Zbyňku Škvorovi, CSc. za četné konzultace a mimořádnou podporu při realizaci verifikačního přípravku.

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně, a že jsem uvedl veškerou použitou literaturu.

V Praze, 19. května 2020

.....  
Jan Filip

## Abstrakt

Diplomová práce se zabývá oscilátorem založeným na zesilovači s rozprostřeným zesílením. Stručně shrnuje dosud publikované výsledky a dále rozvíjí nový malo-signalový analytický aparát. Odlišný přístup založený na konstrukci dílčích přenosových funkcí  $H_i(\tilde{s})$  pomocí Čebyševových polynomů zahrnuje výsledky předchozích prací. Vyšetřování řad  $\sum_i k_i H_i(\tilde{s})$ ,  $k_i \in \mathbb{C}$ , navíc poskytuje obecnější techniky založené na analýze a syntéze filtrů a poskytuje nový přístup ke studiu mnohoznačnosti Barkhausenova kritéria a ladicí funkce tohoto typu oscilátoru. Na základě těchto nástrojů je navržena úprava v topologii oscilátoru. Namísto dosud užívané dvojice tranzistorů v první sekci oscilátoru je navrženo použití kapacitní perturbace periodicky zatěžovaného vedení oscilátoru. Závěr práce shrnuje dosažené výsledky.

**Klíčová slova:** mikrovlnný oscilátor, zesilovač s rozprostřeným zesílením, Čebyševovy polynomy

**Vedoucí:** prof. Ing. Zbyněk Škvor, CSc.  
Technická 2,  
Praha 6,  
B2-533

## Abstract

This master thesis addresses an oscillator based on a distributed amplifier. The core of the thesis develops a new small-signal analytical approach, drawing the link between the classical filter theory and oscillators based on a distributed amplifier. The first part briefly summarizes state of the art, while in the second part a novel approach based on the construction of a set of transfer functions  $H_i(\tilde{s})$  is introduced. Close form analytical formulas arising from Chebyshev polynomials are derived. The results obtained allows both simpler and more general formulation, opening a new perspective in the study of ambiguity of the Barkhausen stability criterion and tuning function by studying finite series  $\sum_i k_i H_i(\tilde{s})$ ,  $k_i \in \mathbb{C}$ . According to an extensive study of the series properties utilizing developed tools, modification in oscillator topology is proposed. The previously used pair of transistors in the first section of oscillator is not used in this design. Radial stub perturbation of a periodically loaded line is used instead, to overcome the problem with finite zeros of oscillator. The sample was simulated and manufactured. The last part presents the achieved results.

**Keywords:** microwave oscillator, distributed amplifier, Chebyshev polynomials

**Title translation:** Distributed Amplifier Oscillator

## Obsah

<b>Zadání práce</b>	<b>1</b>
<b>Úvod</b>	<b>3</b>
<b>1 Zesilovač s rozprostřeným zesílením a oscilátor</b>	<b>5</b>
1.1 Bodeho-Fanova mez . . . . .	5
1.2 Zesilovač s rozprostřeným zesílením	6
1.3 State of the Art . . . . .	11
<b>2 Lineární analýza DAO</b>	<b>13</b>
2.1 Předpoklady analýzy . . . . .	13
2.2 Maticová analýza . . . . .	14
2.3 Zpětná vazba $\mathcal{B}$ jako filtr . . . . .	16
2.4 Další výsledky . . . . .	18
<b>3 Malosignálový návrh DAO</b>	<b>21</b>
3.1 Návrh systému . . . . .	21
3.2 Citlivostní analýza . . . . .	23
3.2.1 Malosignálový odhad ladicích křivek . . . . .	25
<b>4 Měření</b>	<b>29</b>
4.1 Neosazený oscilátor . . . . .	29
4.2 Kompletní oscilátor . . . . .	29
<b>5 Závěr</b>	<b>35</b>
<b>Bibliografie</b>	<b>37</b>

## Obrázky

1.1 Vysokofrekvenční zesilovač . . . . .	6	4.5 Poloha diskretní oscilace třetí sekce . . . . .	32
1.2 Bodeho-Fanova mez . . . . .	6	4.6 Příklad přeladění druhé a třetí sekce . . . . .	33
1.3 MESFET Distributed Amplifier . . . . .	7	4.7 Příklad nelineárních procesů při přeladování DAO . . . . .	33
1.4 Disperze impedancí . . . . .	8		
1.5 Varianty článků modelu vedení . . . . .	8		
1.6 Zobelovy poločlánky . . . . .	9		
1.7 <i>ktá</i> sekce DA . . . . .	11		
1.8 <i>ktá</i> buňka DA vytvořeného pomocí periodicky zatěžovaného vedení . . . . .	11		
1.9 DAO . . . . .	12		
2.1 Kmitočtová závislost $\mathbf{Y}_i$ , $i = 1,2,3$ , a póly kmitočtově normované zpětnovazební smyčky v $\tilde{s}$ rovině . . . . .	16		
2.2 Kmitočtová závislost normované, symetricky zakončené zpětné vazby páté sekce DAO . . . . .	17		
2.3 Váhané superpozice dílčích přenosových funkcí zpětné vazby k vyšetřování Barkhausenova kritéria . . . . .	19		
2.4 Řešení nuly přenosu $\Omega_0$ navržené autory [19] . . . . .	19		
3.1 Model pro pHEMT ATF35376 . . . . .	22		
3.2 Navržený příprvek . . . . .	23		
3.3 Návrhové křivky . . . . .	24		
3.5 Analýza výtěžnosti a očekávaná odchylka hodnot obvodových funkcí $ s_{11}, \boldsymbol{\theta} $ , $ s_{21}, \boldsymbol{\theta} $ . . . . .	24		
3.4 Hlavní části navrženého DAO bez diskontinuit . . . . .	25		
3.7 Náhradní obvody pro SMD pouzdra 0603 . . . . .	25		
3.6 Analýza výtěžnosti po úpravě a očekávaná odchylka hodnot obvodových funkcí $ s_{11}, \boldsymbol{\theta} $ , $ s_{21}, \boldsymbol{\theta} $ . . . . .	25		
3.8 Ladicí křivky pro dvojici $(T_1, T_2)$ . . . . .	27		
3.9 Ladicí křivky pro dvojici $(T_2, T_3)$ . . . . .	28		
3.10 Diskretní kmitočty a pásmo přeladitelnosti DAO . . . . .	28		
4.1 Srovnání simulace a měření DAO bez tranzistorů . . . . .	30		
4.2 Realizovaný vzorek . . . . .	31		
4.3 Skutečná poloha $f_c$ vzorku . . . . .	31		
4.4 Poloha diskretní oscilace druhé sekce . . . . .	32		

## Tabulky

2.1 Vyšetřované polynomy . . . . .	18
3.1 Hodnoty stavebních prvků . . . . .	22







## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Filip** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **456963**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**  
Studijní program: **Elektronika a komunikace**  
Specializace: **Rádiové systémy**

## II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Oscilátor s rozprostřeným zesílením**

Název diplomové práce anglicky:

**Distributed Amplifier Oscillator**

Pokyny pro vypracování:

Seznamte se se zesilovači s rozprostřeným zesílením (Distributed Amplifier, DA) a na nich založenými oscilátory (Distributed Amplifier Oscillator, DAO).

Vyšetřete vhodný způsob ladění DAO s nejméně třemi aktivními prvky změnou jejich stejnosměrných pracovních bodů v pásmu nejméně jedné oktávy.

Výsledky zpracujte vhodným způsobem graficky i analyticky.

Seznam doporučené literatury:

Škvor, Z. - Saunders, S.R. - Aitchison, C.S.: Novel decade electronically tunable microwave oscillator based on the distributed amplifier. Electronics Letters 28 (1992) 17, pp. 1647-8

Divina, L. - Škvor, Z.: Experimental verification of a distributed amplifier oscillator. In: Conference proceedings of the 25-th European Microwave Conference, pp. 1163-7, Nexus, Bologna 1995

Divina, L. - Škvor, Z.: /Distributed Oscillator at 4 GHz. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 46(1998)12, pp. 2240-3.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

**prof. Ing. Zbyněk Škvor, CSc., katedra elektromagnetického pole FEL**

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **14.02.2020**

Termín odevzdání diplomové práce: **22.05.2020**

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2021**

prof. Ing. Zbyněk Škvor, CSc.  
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studenta





## Úvod

Oscilátory jsou klíčovým prvkem většiny elektronických zařízení. Pracují jako generátory harmonických a neharmonických periodických signálů v radiotechnických aplikacích nebo jsou součástí taktovacích jader VLSI systémů. Řada aplikací vyžaduje rychlou změnu kmitočtu nebo schopnost přeladit oscilátor přes velkou šířku pásma.

To klasické oscilátory nemohou splnit. Navíc pro aktivní prvky elektronických obvodů lze odvodit fundamentální Bodeho-Fanovu mez, která shora limituje šířku pásma zařízení. V devadesátých letech minulého století byla navržena nová topologie širokopásmového, napětím laditelného oscilátoru založeného na zesilovači s rozprostřeným zesílením. Tím je odstraněn problém s Bodeho-Fanovou mezí. Tento oscilátor navíc umožňuje širokopásmově proladit oscilátor bez hysterezních jevů. Navržená topologie ovšem vykazuje řadu nedostatků, které zatím znemožňují její průmyslové rozšíření.

Striktně vzato, oscilátor je autonomní nelineární systém. Obvykle se takové systémy linearizují v okolí svých singulárních bodů a pomocí vlastních čísel příslušné Jakobiovy matice se vyšetřují topologické vlastnosti jejich okolí. Oscilátory obecně nejsou hyperbolické systémy [1, 2, 3, 4] a jejich analýza je komplikovanější. Oscilaci chápeme jako limitní cyklus resp. pro parametrizovaný systém oscilátoru chápeme vznik stabilních oscilací jako Hopfovu bifurkaci. Tento rigorózní přístup se v posledních letech intenzivně rozvíjí a vzniklo již několik pozoruhodných monografií [5, 6, 7, 8].

V této práci bude oscilátor z důvodu absence precizního nelineárního modelu tranzistoru analyzován technikami malosignálovými.

Práce je organizována do čtyř kapitol. V první kapitole je stručný výklad teorie zesilovačů s rozprostřeným zesílením a přehled dosažených výsledků v teorii oscilátorů založených na zesilovačích s rozprostřeným zesílením. Vybraná látka je do značné míry samonosná, ale nečiní si nárok být úplná.

Samotné jádro práce představuje druhá kapitola. V ní je představen nový přístup k analýze oscilátoru založeného na zesilovači s rozprostřeným zesílením a obsahuje nové výsledky. Výsledky této kapitoly rozšiřují a zobecňují publikované práce a problém formulují pomocí dílčích přenosových funkcí založených na Čebyševových polynomech. Na jejich základě je navržena změna v topologii oscilátoru. Navazující kapitola potom představuje konkrétní návrh založený na principech z druhé kapitoly a rozvíjí teoretické úvahy z předchozích částí. Čtvrtá kapitola shrnuje výsledky měření zkontruovaného přípravku.

---

Práce byla vysázena pomocí typografického systému pdfL<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X. Ilustrace, schémata a grafy byly připraveny pomocí maker TikZ/PGF, CircuiTikZ, programového prostředí MATLAB a AWR MICROWAVE OFFICE.

**Poznámka k typografii dokumentu a použité symbolice.** Proměnné, skaláry a některé funkce budeme značit matematickou italikou  $a$ ,  $k$ ,  $H$ . Integrální transformace, obecné operátory a systémy jsou sázeny kaligrafií  $\mathcal{A}$ ,  $\mathcal{F}$ ,  $\mathcal{L}$ . Funkce jsou odlišeny argumentem v závorce  $H(s)$ . Význačné funkce a některé operátory jsou vysázeny antikvou. Vektory a matice jsou odlišeny tučným stojatým řezem  $\mathbf{T}$ ,  $\mathbf{g}$ . Číselné množiny jsou značeny zdvojenou linkou  $\mathbb{N}$ ,  $\mathbb{Z}$ ,  $\mathbb{R}$ ,  $\mathbb{C}$ .

# Kapitola 1

## Zesilovač s rozprostřeným zesílením a oscilátor

V této části nejdříve stručně shrneme dosažené výsledky v teorii oscilátorů založených na zesilovači s rozprostřeným zesílením (*distributed amplifier oscillator*, DAO). Vyložíme základní princip zesilovače s rozprostřeným zesílením (*distributed amplifier*, DA), důvody jeho použití a princip DAO.

### 1.1 Bodeho-Fanova mez

Uvažujme intrinzický lineární  $\pi$ -model tranzistoru MESFET podle schématu na obrázku 1.1a. Kapacitu  $C_{DG}$  mezi elektrodou drain (D) a gate (G) zanedbáme. Takový model nazveme *unilaterální*. Rezistory  $R_i$  a  $R_{DS}$  zatím uvažujme jako  $R_i = 0 \Omega$  a  $R_{DS} \rightarrow \infty \Omega$ . Proudový zdroj  $i_D$  je řízený napětím  $u_C$  na kapacitě hradla tranzistoru a platí pro něj  $i_D = g_m u_C$ , kde  $g_m = \partial i_D / \partial u_C|_{P_0}$  je malosignálová transkonduktance daného tranzistoru v nějakém pracovním bodě  $P_0$ .

Vysokofrekvenčním zesilovacím stupněm klasické koncepce jako na obrázku 1.1b jsou na vstupu resp. výstupu zařazeny reaktanční dvojbrany  $M_1$  resp.  $M_2$ , které zajišťují v jistém pracovním frekvenčním pásmu  $B$  přijatelné impedanční přizpůsobení.

Ať  $M_2$  je lineární, časově invariantní, bezztrátový pasivní dvojbran přizpůsobující zátěž  $Z(\omega)$ , funkce odrazu  $\Gamma : \mathbb{C} \rightarrow \mathbb{C}$  potom musí splňovat *Bodeho-Fanovu mez* [9, 10, 11, 12]

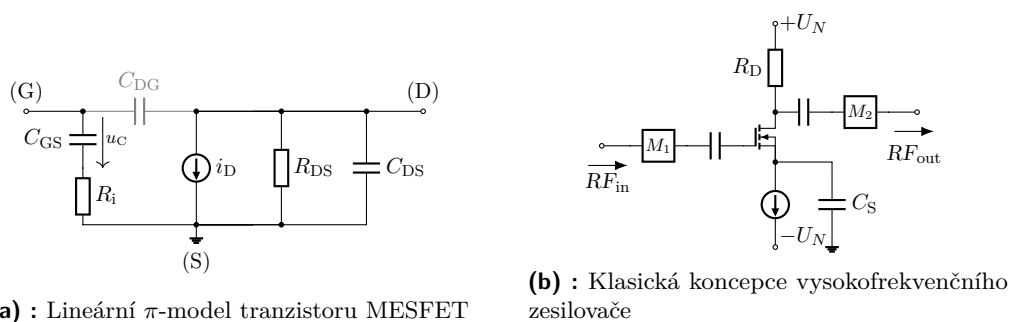
$$\int_{\mathbb{R}^+} \ln \frac{1}{|\Gamma(\omega)|} d\omega \leq \frac{\pi}{\tau} \quad (\text{BF1})$$

$$\int_{\mathbb{R}^+} \omega^{-2} \ln \frac{1}{|\Gamma(\omega)|} d\omega \leq \pi\tau. \quad (\text{BF2})$$

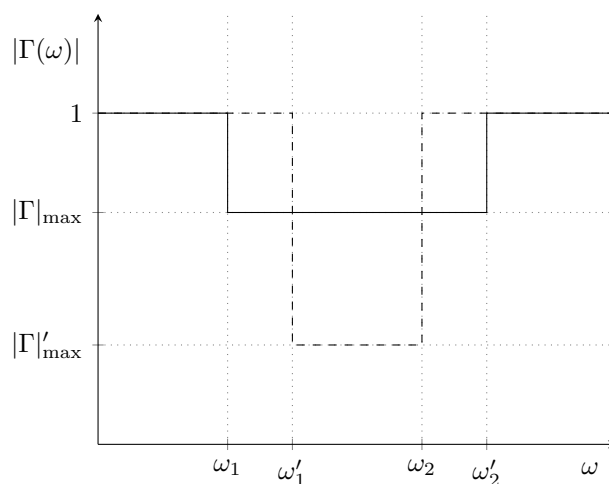
Nerovnost (BF1) platí pro zatěžovací obvody s  $\tau = RC = L/R$ , tzn. pro paralelní  $RC$  resp. sériové  $RL$  obvody, naopak je-li komplexní zatěžovací impedance tvořena sériovým  $RC$  resp. paralelním  $RL$  obvodem, funkce  $\Gamma$  je omezena podle druhé nerovnosti (BF2). Z toho vyplývá, že zesilovací stupně s  $RC$  vazbou nebo i MESFET s intrinzickou kapacitou  $C_{DS}$  pracující do činné zátěže jsou omezeny tímto kritériem.

**Příklad 1.1.** Uvažujme pro jednoduchost průběh  $\Gamma(\omega)$  pro dané  $|\Gamma(\omega)|_{\max} \in [0; 1)$  a  $\omega_1, \omega_2 \in \mathbb{R}^+$ ,  $\omega_1 \neq \omega_2$  jako

$$\Gamma(\omega) = \begin{cases} |\Gamma(\omega)|_{\max} & \text{pro } \omega_1 < \omega < \omega_2 \\ |\Gamma(\omega)| = 1 & \text{jinde,} \end{cases}$$



**Obrázek 1.1:** Vysokofrekvenční zesilovač



**Obrázek 1.2:** Bodeho-Fanova mez

potom z nerovnosti (BF1)

$$|\Gamma|_{\max} = \exp\left(-\frac{\pi}{\Delta\omega\tau}\right)$$

a podobně z (BF2)

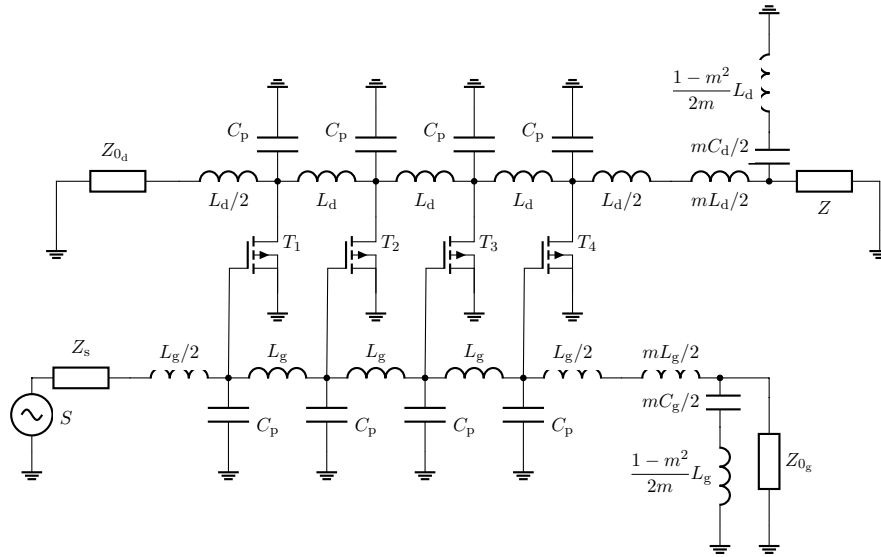
$$|\Gamma|_{\max} = \exp\left(-\frac{\pi\omega_0^2\tau}{\Delta\omega}\right).$$

Tyto vztahy vyjadřují dosažitelnou hodnotou odrazu v určité šířce pásma. Graf na obrázku 1.2 zachycuje tento kompromis [11].

## 1.2 Zesilovač s rozprostřeným zesílením

V roce 1935 William Spencer Percival patentoval novou architekturu zesilovače s postupnou vlnou [13], který řeší potíže s *gain-bandwidth product*

$$|A(\omega_0)B| = \frac{g_m}{2\pi C}, \quad (3)$$



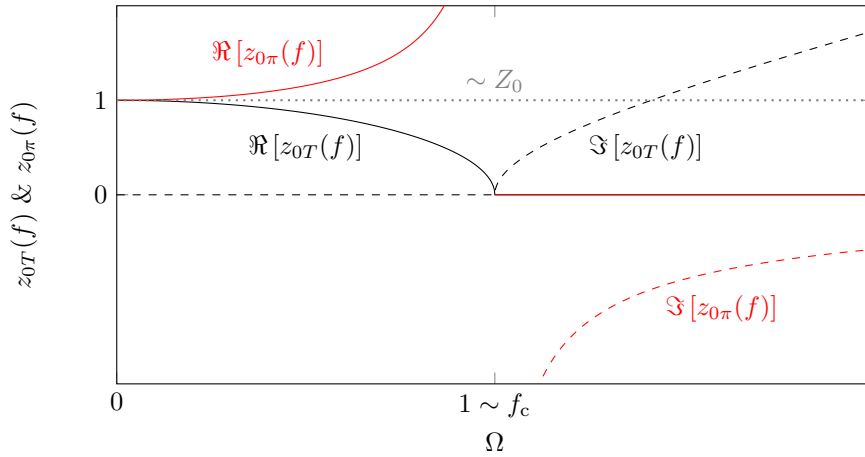
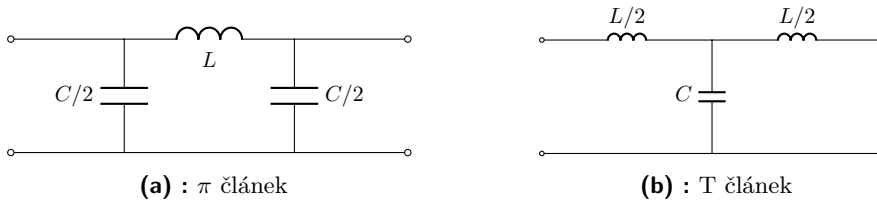
Obrázek 1.3: MESFET Distributed Amplifier

kde  $B$  je dosažitelná šířka pásma v okolí  $\omega_0$ ,  $A(\omega)$  je napěťové zesílení,  $g_m$  je transkonduktance tranzistoru a  $C$  je kapacita zátěže (a tedy i parazitní kapacita tranzistoru). Jeho práci potom rozpracoval Ginzton a kol. [14].

K získání intuice popíšeme fyzikální princip na zesilovači s tranzistory MESFET jako aktivními prvky a teprve poté uvedeme Niclasův rigorózní aparát. Literatura o DA je rozsáhlá a nebudeme zde uvádět ani odvození ani všechny výsledky teorie. Čtenář může využít literatury [12, 15, 11, 16]. Zabývejme se schématem na obrázku 1.3. Schéma zachycuje čtyřstupňový zesilovač s rozprostřeným zesílením a pro jednoduchost neznázorňuje napájecí obvody. Kapacity  $C_{gs}$  a  $C_{ds}$  tranzistorů jsou absorbovány do modelů vedení vytvořeného indukčnostmi  $L_g$  a  $L_d$ . Zesilovač je tedy tvořen dvojicí modelů přenosového vedení vazaných proudovými zdroji modelů tranzistoru. Současně tato architektura řeší problém s omezeným *gain-bandwidth product*. Pracovní šířka pásma realizovaných zesilovačů dosahuje i několika dekád. Často hovoříme o *multioctave systems*. Přídavné kapacity  $C_p$  slouží k dorovnání nestejných kapacit modelů tranzistorů tak, aby skupinová rychlost šíření vln obou vedení byla stejná, tj.  $v_{gg} = v_{gd}$ . Vlna šířící se podél gate vedení potom budí jednotlivé tranzistory až dospěje do bezodrazové koncovky na konci gate vedení. V drain vedení se za podmínky shodných skupinových rychlostí vedení vlna šíří a konstruktivně sčítá s jednotlivými příspěvky  $k$ -tých tranzistorů až dospěje do přizpůsobené zátěže  $Z$ . V tom případě hovoříme o dopředném zisku  $G_f$ . Naopak vlna šířící se v opačném směru se sčítá destruktivně a je pohlcena bezodrazovou koncovkou na konci vedení. V tomto případě hovoříme o zpětném zisku  $G_r$ . Z kaskádních matic dvojbranů T a  $\pi$  článků (viz obrázek 1.5) lze odvodit

$$Z_{0T} = \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right)} \quad (4)$$

$$Z_{0\pi} = \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right)^{-1}} \quad (5)$$


**Obrázek 1.4:** Disperze impedancí

**Obrázek 1.5:** Varianty \u010dl\u00e1nk\u016f modelu veden\u00ed

kde  $\omega_c = 2/\sqrt{L/C}$  a navíc plat\u00ed

$$\gamma = \alpha + j\beta = \arg \cosh \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}}. \quad (6)$$

Pro  $\omega > \omega_c$  je tedy  $\Re[\gamma] > 0$  a veden\u00ed vytvo\u0159en\u00e9 z takov\u00fdch \u010dl\u00e1nk\u016f je disperzn\u00ed (viz pr\u016fb\u011bhy na obr\u00e1zku 1.4).

Abychom br\u00e1ny takov\u00fdch model\u016f veden\u00ed efektivn\u011b p\u0159izp\u016fsobili, vol\u00edme polo\u010dl\u00e1nky Zobelova  $m$ -filtru I. t\u0159\u00eddy resp. polo\u010dl\u00e1nky Zobelova  $mm'$ -filtru. Pr\u016fb\u011bh obrazov\u00e9 impedance a p\u00f3l \u016falumu  $\omega_\infty = \omega_c/\sqrt{1 - m^2}$  resp.  $\omega_\infty = \omega_c/\sqrt{1 - (mm')^2}$  lze m\u011bnit parametrem  $m$  resp.  $mm'$  a disperzn\u00ed model veden\u00ed p\u0159izp\u016fsobit i pro okolí  $\omega_c$ .

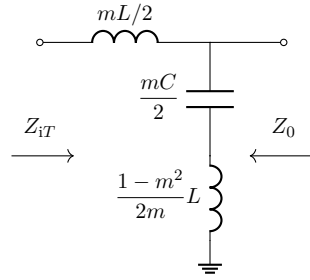
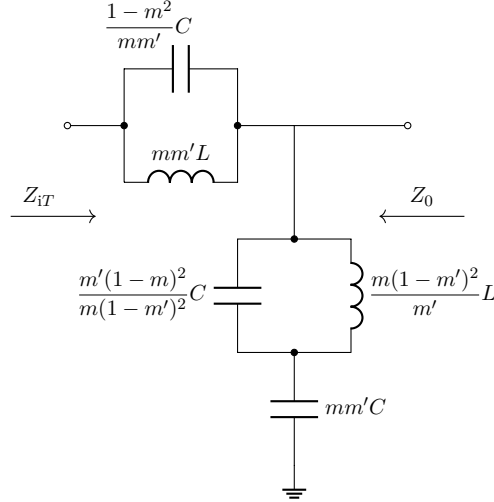
DA lze vytvo\u0159it i pomocí Floquetovy teorie periodicky zat\u011b\u017eovan\u00e9ho veden\u00ed nap\u0159\u00edklad z mikrop\u00e1skov\u00e9ho veden\u00ed. Po veden\u00ed periodicky zat\u011b\u017eovan\u00e9m intrinzick\u00fdmi kapacitami tranzistor\u016f se potom \u0161\u00ed\u0159\u00ed tzv. Blochova vlna. Tento princip využijeme v n\u00e1vrhu zesilova\u010de v n\u00e1sleduj\u00edc\u00edch kapitol\u00e1ch. Hlub\u0161\u00ed anal\u00fdzou teorie periodick\u00fdch struktur se ale nebudeme zab\u00fdvat.

Pro zisk dop\u0159edn\u00e9ho m\u00f3du DA lze odvodit

$$G_f = \frac{1}{4} N^2 g_m^2 Z_d Z_g. \quad (7)$$

Poznamenejme, \u017ee auto\u0159i Prasad a Beyer [17] pro modely ztr\u00e1tov\u00fdch veden\u00ed (nenulov\u00fd \u016falum drain veden\u00ed  $A_d$  a nenulov\u00fd \u016falum gate veden\u00ed  $A_g$ ) odvodili optim\u00e1ln\u00ed krit\u00e9rium




 (a) : typ  $m$  (pro  $m = 1$  se redukuje na články typu  $k$ )

 (b) : typ  $mm'$ 
**Obrázek 1.6:** Zobelovy poločlánky

na počet aktivních sekcí  $N$  se strmostmi  $g_m$

$$N_{\text{opt}} = \left\lfloor \frac{\ln(A_d/A_g)}{A_d - A_g} \right\rfloor, \quad (8)$$

a analogicky pro zpětný zisk  $G_r$  DA

$$G_r = \frac{g_m^2 Z_d Z_g}{4} \left( \frac{\sin n\beta}{\sin \beta} \right)^2. \quad (9)$$

Niclas [18] uvádí rigorózní maticový popis DA jako čtyřbranu pomocí kaskády zobecněných kaskádních matic. Elementární  $k$ tou sekci DA lze obecně reprezentovat strukturou na obrázku 1.7a. Nahrazením tranzistoru  $T_k$  FET jeho dvoubranovou reprezentací admitanční maticí  $\mathbb{Y} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ ,  $y_{ij}$ ,  $i, j = 1, 2$  získáme ekvivalentní model  $k$ té sekce DA podle struktury na obrázku 1.7b. Potom pro uzlová napětí a proudy podle naznačených obvodových reprezentací máme čtyřbran popsáný jako

$$\begin{bmatrix} u_{D_{k-1}} \\ i_{D_{k-1}} \\ u_{G_{k-1}} \\ i_{G_{k-1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{D_k} \\ -i_{D_k} \\ u_{G_k} \\ -i_{G_k} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} u_{D_k} \\ -i_{D_k} \\ u_{G_k} \\ -i_{G_k} \end{bmatrix} \quad (10)$$

kde pro DA z prvků se soustředěnými parametry

$$C_{11} = \begin{bmatrix} 1 + Z_D(Y_D + y_{22}) & Z_D(2 + Z_D(Y_D + y_{22})) \\ Y_D + y_{22} & 1 + Z_D(Y_D + y_{22}) \end{bmatrix}, \quad (11a)$$

$$C_{12} = y_{21} \begin{bmatrix} Z_D & Z_G Z_D \\ 1 & Z_G \end{bmatrix}, \quad (11b)$$

$$C_{21} = y_{12} \begin{bmatrix} Z_G & Z_G Z_D \\ 1 & Z_D \end{bmatrix}, \quad (11c)$$

$$C_{22} = \begin{bmatrix} 1 + Z_G y_{11} & Z_G(2 + Z_G y_{11}) \\ y_{11} & 1 + Z_G y_{11} \end{bmatrix}. \quad (11d)$$

Matici  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$  lze psát jako

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_1 \quad (12)$$

potom matice tranzistoru a admitance  $Y_D$  má tvar

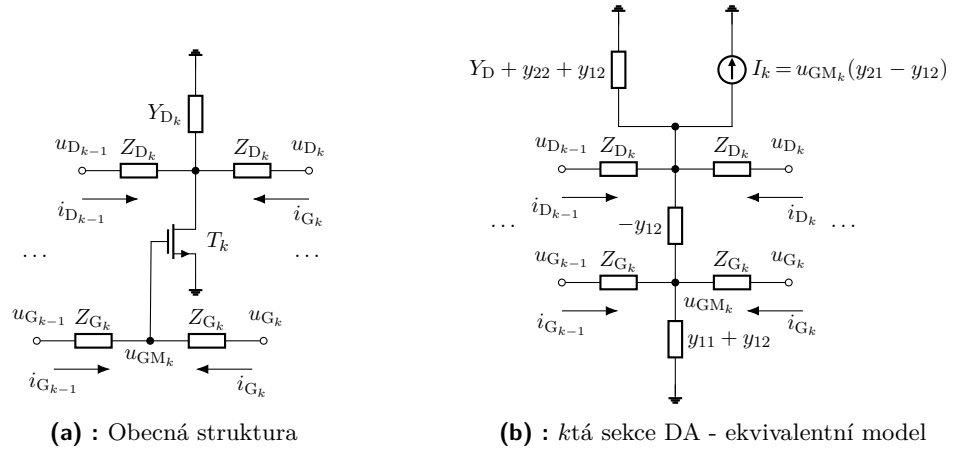
$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ Y_D + y_{22} & 1 & y_{21} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ y_{12} & 0 & y_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

a

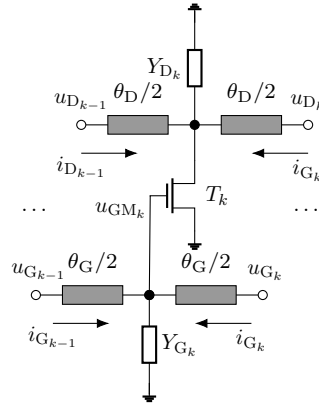
$$\mathbf{A}_1 = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ Y_D + y_{22} & 1 & y_{21} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ y_{12} & 0 & y_{11} & 1 \end{bmatrix} & \text{pro prvky se soustředěnými parametry,} \\ \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta_D}{2} & jZ_D \sin \frac{\theta_D}{2} & 0 & 0 \\ j\frac{1}{Z_D} \sin \frac{\theta_D}{2} & \cos \frac{\theta_D}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \frac{\theta_G}{2} & jZ_G \sin \frac{\theta_G}{2} \\ y_{12} & 0 & j\frac{1}{Z_G} \sin \frac{\theta_G}{2} & \cos \frac{\theta_G}{2} \end{bmatrix} & \text{pro prvky s rozprostřenými parametry} \end{cases} \quad (14)$$

Atž zobecněná pseudokaskádní matice  $k$ té sekce  $\mathbf{A}_k$  je  $\mathbf{A}_k = \mathbf{A}_{\text{in}_k} \mathbf{A}_{\text{T}_k} \mathbf{A}_{\text{out}_k}$  kde  $\mathbf{A}_{\text{in}_k}$  je vstupní linky  $k$ té sekce,  $\mathbf{A}_{\text{out}_k}$  je výstupní linka  $k$ té sekce a matice  $\mathbf{A}_{\text{T}_k}$  je pseudokaskádní maticí tranzistoru MESFET resp. pHEMT. S uvážením okrajových podmínek podle schématu (zakončovací imitance) potom pseudokaskádním řazením  $n$  sekcí se zakončovacími impedancemi  $R_G$  (ve schématu na obrázku 1.3  $Z_{0g}$ ) resp.  $R_D$  (ve schématu na obrázku 1.3  $Z_{0d}$ ) získáváme čtyřbran popsany rovnicí

$$\begin{bmatrix} V_{D_0} \\ -R_D^{-1} V_{D_0} \\ V_{G_0} \\ I_{G_0} \end{bmatrix} = \prod_{k=0}^n \mathbf{A}_k \begin{bmatrix} V_{D_n} \\ -I_{D_n} \\ V_{G_n} \\ R_G^{-1} V_{G_n} \end{bmatrix}. \quad (15)$$



Obrázek 1.7: ktá sekce DA



Obrázek 1.8: ktá buňka DA vytvořeného pomocí periodicky zatěžovaného vedení

### 1.3 State of the Art

Myšlenku vytvořit z DA širokopásmový napětím řízený oscilátor (VCO) poprvé publikoval kolektiv autorů Škvor, Saunders a Aitchison [19]. Autoři navrhli odstranit zakončení drain vedení a zavést do DA zpětnou vazbu (která navíc zavádí další příspěvek elektrické délky  $\phi$ ) jako na obrázku 1.9

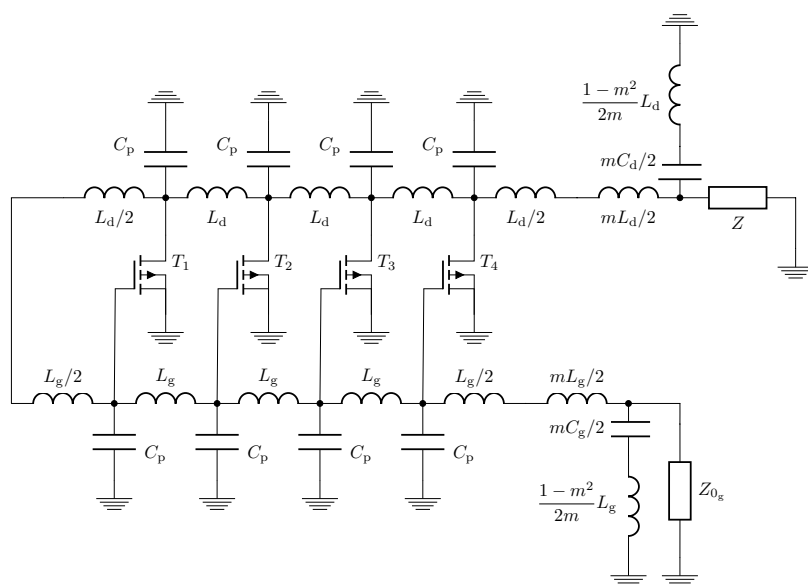
Na základě Barkhausenova kritéria jsou v práci odvozeny diskrétní kmitočty základní harmonické ( $r$ tá aktivní sekce) podle

$$\frac{f}{f_c} = \sin\left(\frac{\pi - \phi}{4r - 2}\right) \quad (16)$$

a kontinuální přeladování je potom dáno řešením soustavy nelineárních rovnic pro  $i$ tý aktivní tranzistor a pro  $j$ tý aktivní tranzistor,  $j = i + 1$ ,

$$|G| = \frac{Z_{0\pi}}{2} \sqrt{g_i^2 + g_j^2 + 2g_i^2 g_j^2 \cos((j - i)2\beta)} \quad (17a)$$

$$\phi = \frac{((2i - 1)\beta + \pi)g_i + ((2j - 1)\beta + \pi)g_j}{g_i + g_j} \quad (17b)$$



Obrázek 1.9: DAO

Simulacím DAO se věnoval v diplomové práci [20] Vandělík a poprvé poukázal, že pro správnou funkci DAO je nutné zajistit velmi dobré přizpůsobení v pracovní šířce pásma. Na tento předpoklad všechny práce vesměs navazují. Poznamenejme, že tento předpoklad nebyl experimentálně ověřen. Na základě této práce potom autoři Škvor a Divina experimentálně ověřili teoretické výsledky v pásmu 50 MHz – 110 MHz [21] a později i v pásmu 1 GHz – 3,8 GHz [22]. Druhá práce získala značnou pozornost. Ladicí funkce DAO ovšem vykazuje nejednoznačné chování a je nelineární. Právě tyto nedostatky dosud znemožňují průmyslové nasazení v moderních MMIC a VLSI systémech. Autoři zdůrazňují, že tyto nejednoznačnosti umožňují volit ladicí strategii s ohledem na spektrální čistotu, výstupní výkon apod.

První MMIC realizaci DAO (třístupňový DA v CMOS technologii) na 16,6 GHz publikuje Kleveland, nicméně narozdíl od předchozích prací, autor využil odlišné kruhové zpětné vazby, kterou budeme odkazovat jako *dopředný mód*. Několik prací publikoval i Hajimiri, Hu Wu a White, kteří zkoumali nové ladicí strategie a především fázový šum DAO. Nelineární příspěvky k náhodnému procesu fázového šumu potom zahrnuje model kolektivu Zhang, Haito Mei a Kwasniewski.

Následují další realizace v různých technologiích a nebudeme všechny uvádět. Autoři Barros a Corraera nahradili *constant k* filtry DA (zmiňované  $T$  a  $\pi$  články) filtry  $m$ -derived a dosáhli nižších strmostí k dosažení oscilací. Dosud uvedené práce byly založeny na lineární analýze. Nelineární analýzou ve frekvenční doméně založenou na metodě *Harmonic Balance* (HB) se zabýval ve své dizertační práci Acampora [23]. Autor se zaměřoval především na spojitost mezi konvergencí samotné metody HB a stabilitou oscilací realizovaného oscilátoru, nicméně hladkost a jednoznačnost ladicí funkce se nepodařilo vyřešit. Na metodách hledání ústálené odezvy v časové oblasti pracoval Dobeš [24]. Obecně ale platí, že disperzní vlastnosti obvodových prvků se účinněji vyšetřují formulací v kmitočtové oblasti. V současné době se teorii DAO věnuje Bartolucci a Simion [25].

## Kapitola 2

### Lineární analýza DAO

V této kapitole představíme jiný přístup k systematické lineární analýze DAO založený na vlastnostech admitančních matic obvodů podle obecné teorie stability lineárních obvodů dle [26]. Výsledky v této kapitole jsou původní.

#### 2.1 Předpoklady analýzy

Následující úvahy budou spíše kvalitativní a jejich platnost bude omezena na zjednodušené podmínky z tohoto oddílu. Tyto předpoklady jsou výrazně zjednodušující a je nutné mít je na paměti. Předpoklady jsou formulovány podle [27].

Předně se budeme zabývat statickými imitancemi bez paměti. Tyto imitance budou lineární. Vyšetřovaná struktura tedy nebude zatížena hysterezí obvodových veličin.

Požadavek linearity imitancí je ovšem nerealistický. Modely aktivních prvků typu PHEMT nebo MESFET obsahují nelineární kapacitory. Akumulovaný náboj  $Q_C$  je popsán obecným funkcionálem  $f_Q : \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}$

$$Q_C = f_Q(u_1, u_2, \dots, u_m), \quad (1)$$

kde  $m \in \mathbb{N}$  je dimenzionalita vektoru  $\mathbf{u}^T = (u_1, u_2, \dots, u_m) \in \mathbb{R}^m$  uzlových napětí obvodové struktury ovlivňující akumulovaný náboj daného kapacitoru. Proud kapacitoru je potom  $i = dQ_C/dt$ , tj.

$$i = \sum_{k=1}^m \frac{\partial f_Q}{\partial u_k} \frac{du_k}{dt}. \quad (2)$$

Tranzistory PHEMT nebo MESFET se navíc modelují pomocí  $n$ branových kapacitorů, tzn. že náboj  $Q_i$  na  $i$ té bráně je popsán  $i$ tým funkcionálem vektoru  $\mathbf{u}$ , tedy

$$Q_C = \mathbf{C}^{n \times n} \mathbf{u} \quad (3)$$

kde  $\mathbf{Q}_C^T = (Q_1, Q_2, \dots, Q_n) \in \mathbb{R}^n$  a pro prvky  $C_{ij}$  matice  $\mathbf{C}^{n \times n}$  je

$$C_{ij} = \frac{\partial}{\partial u_j} f_i(\mathbf{u}), \quad (4)$$

Vyžaduje se, aby se zachovala nábojová neutralita  $\sum_{i=1}^n Q_i = 0$ . Prvkům  $u_i$  které nejsou uzlovými napětími na kapacitoru říkáme *transkapacitance*.

Analýza v této kapitole tato uvedená zobecnění nepostihuje a lineární kapacitory jsou popsány skalárně!

Protože chceme využít vlastností reaktančních funkcí, imitance budeme uvažovat bezztrátové.

Vlastnosti imitancí budou časově invariantní. To je znovu tvrdý požadavek, protože s pracovním bodem tranzistoru se mění jeho kapacity  $C_G$  i  $C_D$  a tedy i poměry obvodových veličin zbytku obvodu v případě silně vybuzeného tranzistoru tak jako je tomu v případě oscilátoru.

I přes uvedená zjednodušení analýzou dostáváme odhady polohy stacionárních oscilací, která jsou v dobré shodě s experimentálními výsledky [21], [22].

## 2.2 Maticová analýza

Využijeme obecnou metodu lineární analýzy oscilátorů. Admitanční matice tranzistoru  $T_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$ , označíme  $\mathbf{Y}_{T_k} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$

$$\mathbf{Y}_{T_k} = \begin{bmatrix} y_{11T_k} & y_{12T_k} \\ y_{21T_k} & y_{22T_k} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Tranzistor  $T_k$  nazveme *aktivní* pokud  $y_{21T_k} \neq 0$ . V takovém případě budeme hovořit o *režimu kté aktivní sekce*. Nejprve budeme vyšetřovat případy, kdy je aktivní právě jeden tranzistor  $T_k$ . Protože uvažujeme unilaterální model tranzistoru můžeme psát  $y_{12T_k} = 0$  a necht pro jednoduchost  $y_{11T_k} = 0$ . Aktivní tranzistor pracuje do paralelní zpětné vazby tvořené kaskádou  $2k - 1$   $\pi$ -článků  $LC$ . Označme admitanční matici zpětnovazebního obvodu jako  $\mathbf{Y}_{(2k-1)\pi} \in \mathbb{C}^{2k \times 2k}$ .

S ohledem na admitanční matici imepedančně a kmitočtově normovaného  $\pi$  článku (normujeme Laurentovými transformacemi používanými v klasické teorii syntézy kmitočtových filtrů, a to k  $\tilde{s} = s/\omega_c = \Sigma + j\Omega$  a k  $Z = \sqrt{L/C}$ )

$$\mathbf{Y}_\pi = \begin{bmatrix} y_{11\pi} & y_{12\pi} \\ y_{21\pi} & y_{22\pi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{s} + \frac{1}{2\tilde{s}} & -\frac{1}{2\tilde{s}} \\ -\frac{1}{2\tilde{s}} & \tilde{s} + \frac{1}{2\tilde{s}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Poznamenejme, že volba symetrického zakončení má pro nás jen teoretický význam. Rovněž imepedanční normování může být nevhodné, protože pro každou sekci DAO je tato hodnota jiná a se změnou pracovních bodů jednotlivých tranzistorů  $T_k$  se mění.

Matice  $\mathbf{Y}_{(2k-1)\pi}$  je v případě režimu *kté aktivní sekce* tridiagonální Toeplitzova matice  $\mathbf{T}_{(2k)}$

$$\mathbf{T}_{(2k)}^{(k+1) \times (k+1)} = \begin{bmatrix} y_{11\pi} + y_{22\pi} & y_{12\pi} & & & \\ y_{21\pi} & y_{11\pi} + y_{22\pi} & y_{12\pi} & & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots \\ & & & y_{21\pi} & y_{11\pi} + y_{22\pi} & y_{12\pi} \\ & & & & y_{21\pi} & y_{11\pi} + y_{22\pi} \end{bmatrix} \quad (7)$$

s rohovou poruchou (*corner perturbation*)

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} -y_{22\pi} & \\ & -y_{11\pi} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Tedy

$$\mathbf{Y}_{(2k-1)\pi} = \mathbf{T}_{(2k)} + \mathbf{P} \quad (9)$$

Admitanční maticí *kté* aktivní sekce budeme rozumět matici

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{T}_{(2k)} + \mathbf{Q} \quad (10)$$

kde

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} -y_{22\pi} & & & \\ & & & \\ y_{11T_k} & & y_{12T_k} & \\ y_{21T_k} & & -y_{11\pi} + y_{22T_k} + G & \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Stacionární oscilace *kté* aktivní sekce potom lze vyjádřit [26] kořeny polynomu

$$\det \mathbf{Y}_k. \quad (12)$$

Maticovou rovnost (12) lze numericky řešit v programovém prostředí MATLAB.

Rovnici (12) řešme nejdříve v  $\tilde{s} \in \mathbb{C}$  pro

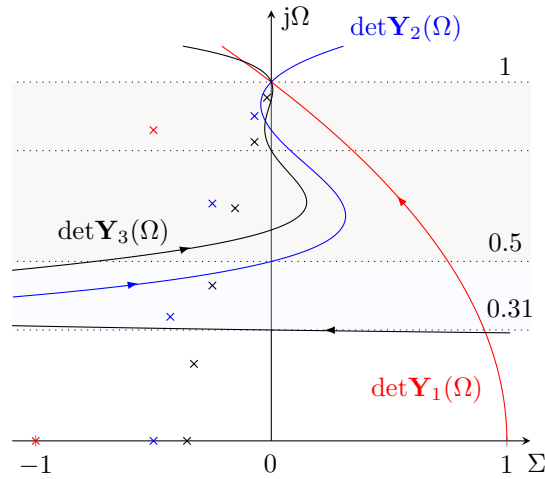
$$\Im [\det \mathbf{Y}_i(\tilde{s})] = 0 \quad (13)$$

a amplitudovou podmínku vzniku oscilací získáme dosazením řešení  $\tilde{s}_k$  rovnice (13) do reálné části determinantu

$$\Re [\det \mathbf{Y}_i(\tilde{s}_k)]. \quad (14)$$

Numerické řešení přehledně zachycuje graf na obrázku 2.1. Průchody  $\Re [\mathbf{Y}_i(\Omega_r)]$ ,  $r \in \mathbb{N}$  nulou indikují možný vznik oscilací na kmitočtu  $\Omega_r$ . V obrázku tečkovanými hranicemi zachycujeme kmitočty odvozené v původním článku [19]. Vybarvené oblasti naznačují pásma přeladitelnosti celého DAO pomocí diferenciální změny strmosti.

Vidíme ale, že průběhy  $\mathbf{Y}_i(\Omega)$  protínají  $j\Omega$  i jinde. Zdůrazněme na tomto místě, že tato řešení nejsou nijak umělá. Lze je vybudit vhodnou zátěží DAO (například zápornou reálnou impedancí) nebo negativní diferenciální strmostí. Je zřejmé, že



**Obrázek 2.1:** Kmitočtová závislost  $\mathbf{Y}_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ , a póly kmitočtově normované zpětnovazební smyčky v  $\tilde{s}$  rovině

tato řešení nemají praktický význam pro ladící funkci, ale určují polohy míst, kde mohou vinou silně vybuzených aktivních prvků nebo nedostatečně přizpůsobených částí DAO vznikat nechtěné oscilace.

V grafu jsou navíc zachyceny póly  $p_i$  dílčích přenosových funkcí  $H_i(\tilde{s})$  prvních třech sekcí DAO. Váhouvaním těchto přenosových funkcí transkduktancí příslušného tranzistoru  $T_k$  se reálné části pólů  $\Re[p_i]$  zmenšují a „tvarují“ průběh  $H_i(\tilde{s})|_{\tilde{s}=j\Omega}$ . Tomuto mechanismu jsou věnovány následující oddíly.

Graf na obrázku 2.1 je určen pro impedančně a kmitočtově normované hodnoty  $\pi$ -článků modelu vedení.

## 2.3 Zpětná vazba $\mathcal{B}$ jako filtr

Zaměřme se nyní na obvod zpětné vazby charakterizovaný operátorem  $\mathcal{B}$ . Kaskádním řazením  $\pi$  článků  $LC$  modelu vedení vzniká kmitočtově selektivní soustava. Kaskádní matici  $\mathbf{A}^n$  kaskády  $n$  stejných recipročních dvojbranů lze psát [28]

$$\mathbf{A}^n = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}^n = \begin{bmatrix} T_n(\mu) + y U_{n-1}(\mu) & a_{12} U_{n-1}(\mu) \\ a_{21} U_{n-1}(\mu) & T_n(\mu) + y U_{n-1}(\mu) \end{bmatrix}, \quad (15a)$$

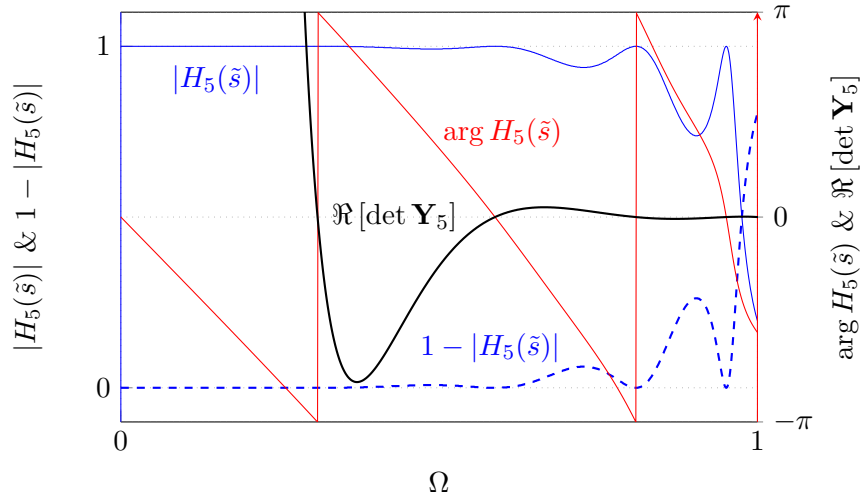
$$y = \frac{a_{11} - a_{22}}{2}, \quad (15b)$$

$$\mu = \frac{a_{11} + a_{22}}{2}. \quad (15c)$$

Koeficient  $y$  je *činitel nesousměrnosti dvojbranu*, koeficient  $\mu$  je aritmetický průměr prvků na hlavní diagonále. Analogicky můžeme zavést obdobu  $\nu$  pro vedlejší hlavní diagonálu jako  $\nu = (a_{12} + a_{21})/2$ .  $T_n(\mu)$  představuje Čebyševův polynom I. typu stupně  $n \in \mathbb{N}_0$  a  $U_n(\mu)$  představuje Čebyševův polynom II. typu stupně  $n \in \mathbb{N}_0$ .

Pro přenosovou funkci symetricky zakončeného normovaného dvojbranu s nějakou





**Obrázek 2.2:** Kmitočtová závislost normované, symetricky zakončené zpětné vazby páte sekce DAO

kaskádní maticí  $\mathbf{A}$ ,  $a_{ij}$ ,  $i, j = 1, 2$  platí [29]

$$H(\tilde{s}) = \frac{2}{\sum_{ij} a_{ij}} \quad (16)$$

takže pro symetricky zakončenou kaskádu recipročních souměrných dvojbranů ( $y = 0$ ) máme

$$H(\tilde{s}) = \frac{1}{T_n(\mu) + \nu U_{n-1}(\mu)}. \quad (17)$$

Z teorie reaktančních filtrů víme, že kanonické Caerovy tvary příčkové struktury vznikají rozvojem imitanční funkce v řetězový zlomek. Zdůrazněme znovu, že pro teoretické úvahy předpokládáme symetrické zakončení. Pro vyšetřovanou strukturu platí Fosterův reaktanční teorém<sup>1</sup>. Na základě toho řešení publikovaná v [19] odpovídají pólům reaktanční funkce (paralelní rezonance) a nová řešení nalezena metodou admitanční matice leží v nulách reaktanční funkce (sériové rezonance). Srovnání kmitočtové závislosti reálné části determinantu  $\Re[\det \mathbf{Y}]$  a fázové charakteristiky  $\arg H(\tilde{s})$  je pro případ  $\mathbf{Y}_5$  zachycen na v grafu na obrázku 2.2.

Racionální funkce  $H(\tilde{s})$  je prvkem Hardyho prostoru  $\mathbb{H}^2(\tilde{s})$ , tzn. funkce  $H(\tilde{s})$  je holomorfní v otevřené pravé polorovině  $\tilde{s}$ , tzn. že výraz  $2T_n(\mu) + (a_{12} + a_{21})U_{n-1}(\mu)$  je striktní Hurwitzův polynom. Navíc, všechny nulové body funkce  $H(\tilde{s})$  jsou v nekonečnu a tedy systém  $\mathcal{B}$  je systém s minimální fází. Z toho vyplývá, že pro  $H(\tilde{s})|_{\tilde{s}=j\Omega} = U(\Omega) + jV(\Omega)$  platí dvojice Hilbertových transformací [28]

$$V(\Omega) = \mathcal{H}[U(\Omega)], \quad (18a)$$

$$U(\Omega) = \mathcal{H}^{-1}[V(\Omega)]. \quad (18b)$$

Systém  $\mathcal{B}$  je tedy stabilní a kauzální.

<sup>1</sup>Fosterův reaktanční teorém říká, že je-li  $X(\omega)$  reaktanční funkce nějakého pasivního, bezztrátového dvoj pólu, platí  $dX(\omega)/d\omega$ , tzn. striktně monotónně roste s  $\omega$ .

$H_1(\tilde{s})$	$c^2l\tilde{s}^3 + 2cl\tilde{s}^2 + 2c\tilde{s} + l\tilde{s} + 2$
$H_2(\tilde{s})$	$4c^4l^3\tilde{s}^7 + 8c^3l^3\tilde{s}^6 + 16c^3l^2\tilde{s}^5 + 4c^2l^3\tilde{s}^5 + 24c^2l^2\tilde{s}^4 + 19c^2l\tilde{s}^3 + 8cl^2\tilde{s}^3 + 18cl\tilde{s}^2 + 6c\tilde{s} + 3l\tilde{s} + 2$
$H_3(\tilde{s})$	$16c^6l^5\tilde{s}^{11} + 32c^5l^5\tilde{s}^{10} + 96c^5l^4\tilde{s}^9 + 16c^4l^5\tilde{s}^9 + 160c^4l^4\tilde{s}^8 + 212c^4l^3\tilde{s}^7 + 64c^3l^4\tilde{s}^7 + 280c^3l^3\tilde{s}^6 + 208c^3l^2\tilde{s}^5 + 84c^2l^3\tilde{s}^5 + 200c^2l^2\tilde{s}^4 + 85c^2l\tilde{s}^3 + 40cl^2\tilde{s}^3 + 50cl\tilde{s}^2 + 10c\tilde{s} + 5l\tilde{s} + 2$

**Tabulka 2.1:** Vyšetřované polynomy

Speciálně pro  $k = 1$  si všimněme, že DAO v tomto režimu a za uvedených předpokladů je ekvivalentní Colpittsově topologii a navíc zpětnou vazbu tvoří dolní propust s maximálně plochou Butterworthovou přenosovou funkcí stupně  $n = 3$ .

Dodejme ještě, že průběh  $1 - |H_5(\Omega)|$  z grafu na obrázku 2.2 je určen na základě Feldtkellerovy rovnice<sup>2</sup>, protože od začátku předpokládáme reaktanční strukturu.

## 2.4 Další výsledky

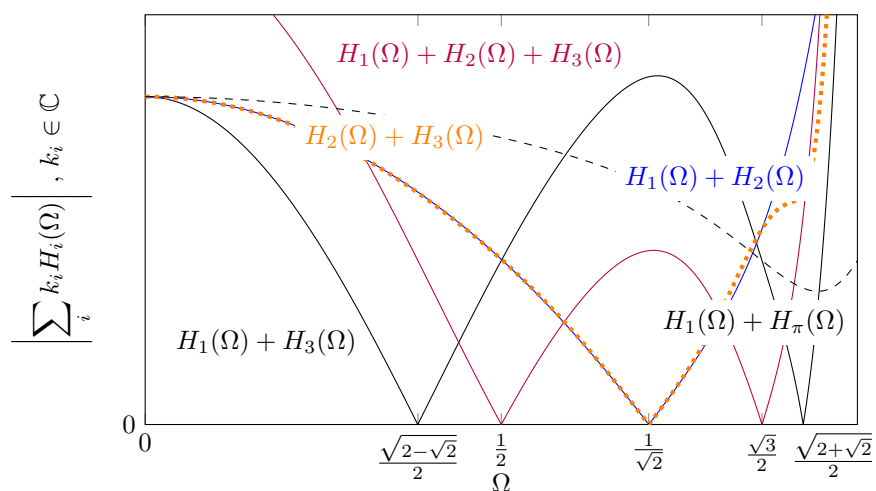
Aparát vybudovaný v předchozích oddílech nyní použijeme k analýze chování DAO. Kolektiv autorů (Škvor, Saunders a Aitchison) odvodili soustavu 17 [19]. V práci vycházeli ze součtů dílčích fázových posunů na jeden  $\pi$  článek.

Funkce  $H(\tilde{s})$ , která byla odvozena v předchozím oddílu ale umožňuje obecnější přístup a poskytuje nové metody známé z teorie analýzy a syntézy kmitočtových filtrů. Nadto z ní přirozeně vyplývá hermitovská symetrie spekter reálných vzorů. Zabývejme se otázkou součtů takových funkcí. Polynomy dílčích přenosových funkcí  $H_i(\tilde{s})$  jsou v obecném tvaru uvedené v tabulce 2.1. Na obrázcích 2.3a a 2.3b jsou zachyceny součty přenosových funkcí odvozených jednotlivých sekcí DAO. Zajímavý je případ, který představuje aktivní první dvě sekce DAO, tj.  $H_1(\Omega) + H_2(\Omega)$  (modrá). Vidíme, že modul přenosu má nulu  $\Omega_0$  na konečném kmitočtu  $\Omega_0 = \Omega/\sqrt{2}$ . To je ve shodě s výsledky publikovanými v [19]. Autoři fyzikálně vysvětlují tento jev tak, že příspěvky od první a druhé sekce jsou ve vzájemném fázovém rozdílu  $\Delta\phi = \pi$  a signály z obou sekcí se odečítají.

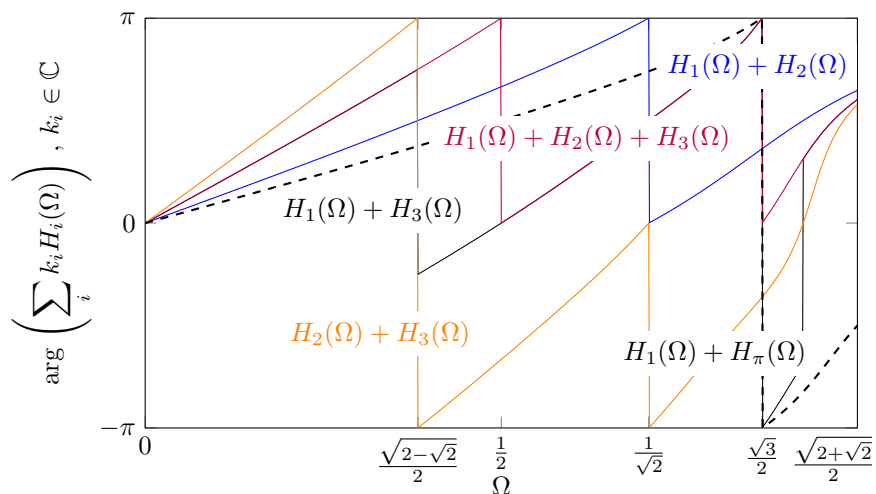
Všimněme si, že situace se opakuje i pro aktivní dvojici sekcí  $(H_2(\Omega), H_3(\Omega))$  (oranžová), ale to to leží mimo pásmo přeladění této dvojice.

Autoři navrhli [19] tento problém s nedostatečným zesílením obejít pomocí přídatného tranzistoru (viz schéma na obrázku 2.4)  $T_{12}$

<sup>2</sup>Pro Feldtkellerovu rovnici lze v případě bezztrátového dvoubranu odvodit tvar  $s_{11}(s)s_{11}(-s) = 1 - |s_{21}(s)|^2$  [30].

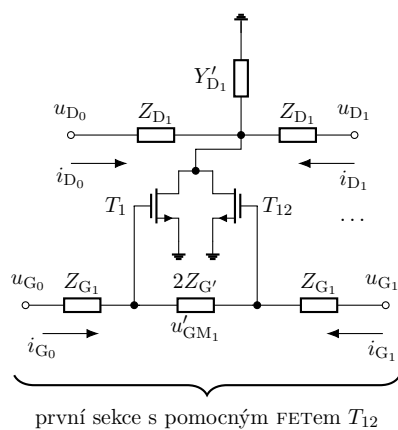


(a) : Modul superpozice



(b) : Fáze superpozice

**Obrázek 2.3:** Váhané superpozice dílčích přenosových funkcí zpětné vazby k vyšetřování Barkhausenova kritéria



**Obrázek 2.4:** Řešení nuly přenosu  $\Omega_0$  navržené autory [19]

Poznamenejme ještě, že poloha této nuly představuje problém samotné koncepce DAO. Pro aktivní prvky s nekonečnou strmostí tento izolovaný bod zůstává nulový.

Přestože navazující práce tento způsob nadále používají, toto řešení má řadu problémů. Zřejmě tento tranzistor  $T_{12}$  představuje jistou poruchu vedení. Protože autoři zdůrazňují nutnost kvalitního přizpůsobení výstupní brány DAO, nejruznějšími *ad hoc* technikami se snaží vyřešit problém s širokopásmovým přizpůsobením – například zužováním vedení směrem k zátěži a neuniformním kapacitním zatěžováním vedení [19].

Řada autorů zdůrazňuje, že chybí analýza jiných strategií ladění. Závažnou otázkou je, zda nelze pokrýt případné nuly  $\Omega_0$  pomocí vhodně zvoleného, obecného vektoru transkonduktancí  $\mathbf{g}$ . Jeden takový vektor je naznačen jako  $H_1(\Omega) + H_2(\Omega) + H_3(\Omega)$  (purpurová). Modul přenosu sice nemá na  $\Omega/\sqrt{2}$  nulu  $\Omega_0$ , ale jeho velikost nemusí být dostatečná. Ta je v případě první a třetí aktivní sekce  $H_1(\Omega) + H_3(\Omega)$  (černá) dostatečná, ale z hlediska fáze nevyhoví. Poznamenejme, že pro znázorněné součty platí  $k_i = k_j, \forall i, j = 1, \dots, N$ ,  $N$  je počet sekcí DAO. Skutečné hodnoty modulu na tomto místě nejsou důležité. Důležité jsou jen polohy nul  $\Omega_0$  přenosu.

S ohledem na existenci optimálního počtu sekcí pro  $N_{\text{opt}}$  DA se ztrátovým vedením je zbytečné vyšetřovat případy obecných řad  $\sum_i^{M > N_{\text{opt}}} k_i H_i(\Omega)$ , což je do značné míry rovněž výhodné, protože takový problém je možné řešit i *brute-force search* metodou.

Poslední průběh  $H_1(\Omega) + H_\pi(\Omega)$  zachycuje případ součtu přenosových funkcí právě dvou  $\pi$ -článků. Taková funkce má všechny nuly  $\Omega_0$  v nekonečnu. Původní architektura DAO neumožňuje vytvářet sudé počty  $\pi$ -článků v dílčích přenosových funkcích, proto se tomuto řešení můžeme jen přibližovat zavedením vhodné perturbace. V této práci bylo navrženo použití jisté perturbační kapacity  $C_r$  v první dílčí přenosové funkci  $H_1(\Omega)$ . Tu zavedeme v následující kapitole.

Autor doufá, že z dosud uvedeného je čtenáři zřejmá užitečnost vybudovaného aparátu. Váhovací koeficienty  $k_i \in \mathbb{C}$  v sobě zahrnují vhodně normované transkonduktance jednotlivých sekcí. Koeficienty  $k_i$  váhují přenosové funkce a tím i fázi zpětnovazebního obvodu. Tímto způsobem se DAO přeladuje.

Úlohu návrhu DAO a syntézu ladicí funkce lze touto optikou interpretovat jako syntézu vhodných přenosových funkcí, které pro dané transkonduktance a součty vyhoví jistým kritériím. Další rozvoj tohoto teoretického přístupu je nad rámec diplomové práce.

**Domněnka.** Problém nul  $\Omega_0$  a vhodné strategie výběru vektoru transkonduktancí  $\mathbf{g}$  je možné vyřešit syntézou takových funkcí  $H(\Omega)$ , které budou mít v součtech maxima modulu  $|H(\Omega)|$  na takových  $\Omega$ , kde  $\arg H(\Omega) = \pi$  a  $\arg H(\Omega) = 0$  v nulách  $\Omega_0$  modulu  $|H(\Omega)|$ . Druhá podmínka by navíc řešila problém s nově nalezenými řešeními z předchozích oddílů. To bude předmětem dalšího studia DAO.

## Kapitola 3

### Malosignálový návrh DAO

Následující část prezentuje některé numerické výstupy a výsledky simulací. Je zde popsána metodika syntézy upravené topologie DAO a některá úskalí návrhu.

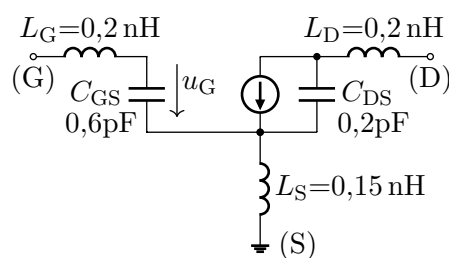
#### 3.1 Návrh systému

K dispozici byl nízkoztrátový, křížově tkaný, teflonový sklolaminát Arlon CuClad 233 oboustranně plátovaný mědí ( $t = 30 \mu\text{m}$ ) s nominální permitivitou  $\epsilon_r = 2,33$  na 10 GHz, výška substrátu je  $h = 0,508 \text{ mm}$ .

Jako aktivní prvek DAO bude použit nízkošumuový GaAs pHEMT ATF35376 od výrobce Hewlet Packard s  $f_{\min} = 2 \text{ GHz}$  a  $f_{\max} = 18 \text{ GHz}$ , který použili autoři [21], [22]. Kapacity at jsou  $C_{gs} = 0,6 \text{ pF}$  a  $C_{ds} = 0,2 \text{ pF}$ . Hodnoty kapacit jsou pouze odhad, navíc jsou obecně funkcemi několika napětí obvodové struktury (viz 2.1) a velmi závisí na montáži prvku. Jednoduchý model je zachycen na obrázku 3.1. Návrh DA se zpravidla uskutečňuje podle metody [17], podle které se pro daný precizní model tranzistoru nalezne jistý optimální bod  $P$  a určí se odhad odezvy. V programovém prostředí MATLAB byl pro tento účel algoritmus naprogramován a pro jisté hodnoty MMIC realizace DA z původního článku odhad odezvy ověřen v prostředí AWR MICROWAVE OFFICE. Absence precizního modelu tranzistoru ATF35376 smysluplné použití tohoto algoritmu znemožnila.

V návrhu DAO byla zvolena odlišná metodika, kterou lze shrnout do následujících bodů:

1. Pro dané hodnoty soustředěných kapacit  $C_{gs}$ ,  $C_{ds}$  a blokovací konenzátory  $C_b$  (včetně klíčových parazitních kapacit podle schématu 3.7a) gateového předpětí v lineárním modelu tranzistoru se naleznou realizovatelné úseky vedení se šířkou  $w_0$  a  $l_0$  a hodnota kapacity  $C_p$  tak, aby  $|s_{11}|$  byla co nejmenší v maximální možné šířce pásma. Z odezvy  $|s_{11}|$  odhadneme zlomový kmitočet  $\hat{f}_c$  periodicky zatěžovaného vedení.
2. Kapacity  $C_p$  z předchozí iterace se nahradí radiálními pahýly.
3. K radiálnímu pahýlu první sekce se paralelně umístí perturbační kapacita  $C_r$  a pro první dvojici tranzistorů ( $T_1, T_2$ ) se nastavují nenulové strmosti  $g_m$  a současně se mění hodnota  $C_r$  tak, aby maximum modulu odrazu  $|s_{11}| > 0$  mělo co nejvyšší jakost a zároveň bylo co nejbližší odhadu  $\hat{f}_c$ . Protože je nutné současně



Obrázek 3.1: Model pro pHEMT ATF35376

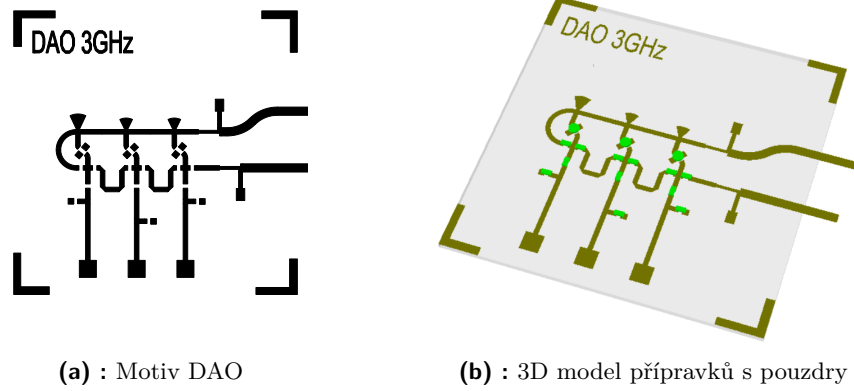
DAO					
$C$ (nF)	$C_b$ (nF)	$R$ (k $\Omega$ )	$w$ (mm)	$l$ (mm)	
1	1	5,1	0,8	8	
$\vartheta$ ( $^\circ$ )	$r$ (mm)	$l'$ (mm)	$\vartheta'$ ( $^\circ$ )	$r'$ (mm)	
52	2,54	10	50	3,28	
poločlánek Zobelova $m$ -filtru I. třídy					
$w_1$ (mm)	$w_2$ (mm)	$w_3$ (mm)	$l_1$ (mm)	$l_2$ (mm)	$l_3$ (mm)
0,51	0,68	1,48	3,37	2,90	2,12

Tabulka 3.1: Hodnoty stavebních prvků

zajistit širokopásmové přizpůsobení, je vhodné měnit délku  $l/2$  společnou zpětné vazbě první sekce.

- Návrh se doplní o diskontinuity, přívodní vedení k drain tranzistorů a obvody gateových předpětí ( $RC$  filtry uvažujeme se součástkami s náhradními obvody podle 3.7a a 3.7b).
- Obvodová struktura se zakončí na obou koncích poločlánkem Zobelova  $m$ -filtru I. třídy přičemž se uvažuje, že DAO pracuje do zvolené impedance rovné vlnové impedanci  $Z_v$  přívodního vedení. Hodnoty úseků vedení realizující tyto filtry je vhodné nalézt pomocí optimalizačních metod (v tomto návrhu byla použita rojová optimalizace). Kritériem optimalizace je širokopásmové přizpůsobení DAO za předpokladu, že  $T_i : g_m = 0 \forall i, i = 1, \dots, N, N \in \mathbb{N}$  je počet sekcí DAO.
- Podle potřeby se zhotoví napajecí obvody pro drainy tranzistorů. V tomto návrhu ale z důvodů obtížně realizovatelných indukčností napajecího filtru využijeme napajecí T.

Připojení na zem se realizuje prokovkami s průměrem  $d = 0,5$  mm. V případě tranzistorů  $T_i$  jsou prokovky k elektrodám source umístěné pod hranu pouzdra tranzistoru. Rozptyl indukčností prokovů se z hlediska odezvy DAO s neaktivními sekcemi v malosignálové analýze výrazně neprojevil. Hodnoty stavebních prvků finální struktury podle 3.4 shrnuje tabulka 3.1. Výsledný motiv zachycuje obrázek 3.2.



(a) : Motiv DAO

(b) : 3D model přípravků s pouzdry

Obrázek 3.2: Navržený přípravek

## 3.2 Citlivostní analýza

Navržená struktura byla intenzivně vyšetřovaná na citlivosti funkcí  $|s_{11}(\boldsymbol{\theta})|$  a  $|s_{21}(\boldsymbol{\theta})|$  v závislosti na rozptylu hodnot jednotlivých obvodových prvků  $\boldsymbol{\theta}$ . Namísto Bodeho citlivostní funkce byla použita Monte Carlo analýza výtěžnosti. Pro  $M \in \mathbb{N}$  parametrů  $\theta_k = \boldsymbol{\theta}(k)$ ,  $k = 1, \dots, M$  (například šířka  $w$  a délka  $l$  mikropáskového prvku nebo kapacita  $C_b$  blokovacího kondenzátoru) bylo vygenerováno 4 000 realizací vyšetřovaných obvodových funkcí  $F : (\boldsymbol{\theta}, f) \rightarrow \mathbb{C}$ . Parametry  $\theta_k$  se v případě nesymetrického mikropáskového vedení měnily s normálním rozdělením s  $\mu_k = \theta_k^{\text{nom}}$ ,  $\sigma_k = 0,1$  mm, hodnota  $\theta_k^{\text{nom}}$  je nominální hodnota parametru ze základního návrhu a optimalizace. Hodnota blokovacích kapacitorů  $C_b$  se měnila s odchylkou 10 % a uniformním rozdělením. Jako kritérium úspěšného pokusu byla zvolena nerovnost

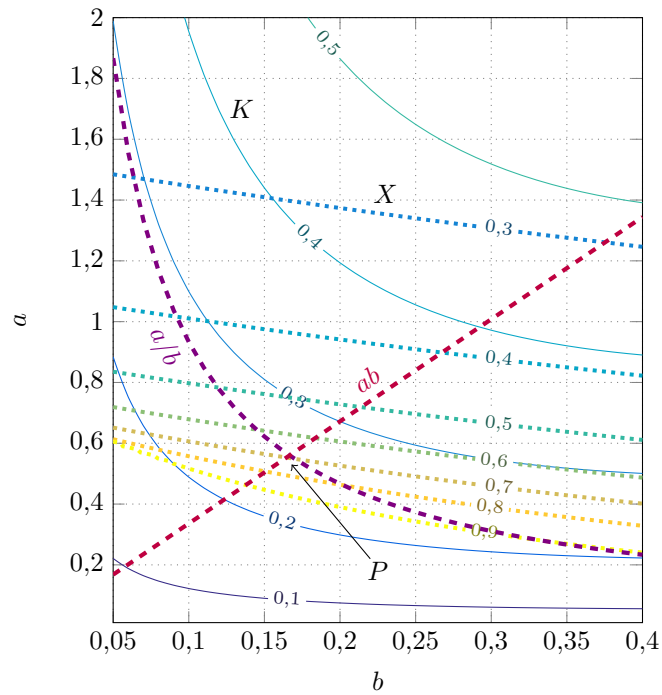
$$|s_{11}| \leq -18 \text{ dB} \quad \text{pro } f \in [1; 3] \text{ (GHz)} \quad (1)$$

Z histogramů úspěšných pokusů byly vytipovány ty parametry  $\theta_k$  pro které na  $\theta_k \pm 2\sigma(\theta_k)$  existuje výrazné maximum četnosti  $f(\boldsymbol{\theta}(k))$ . Distribuce úspěšných realizací pro ostatní parametry jsou vesměs uniformní a dále je považujeme za nezajímavé.

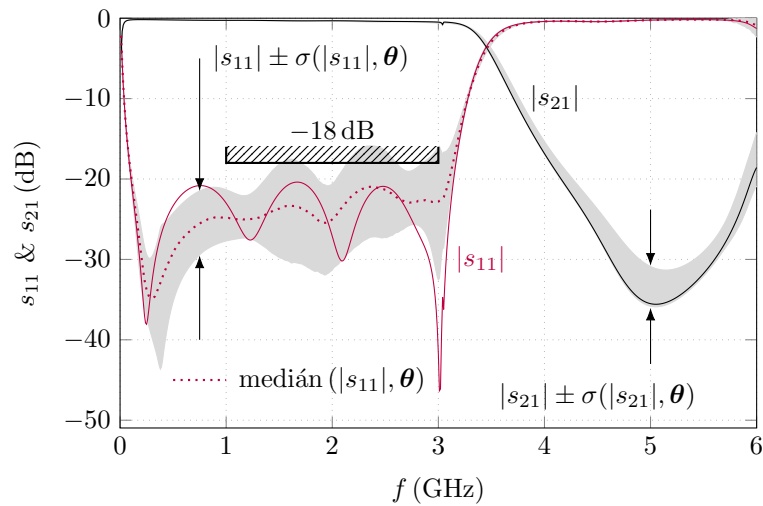
Zavedme dále vektor  $\widehat{\boldsymbol{\theta}}$  takto

$$\widehat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \underset{\boldsymbol{\theta}(k) \in \theta(k) \pm 2\sigma}{\operatorname{argmax}} f(\boldsymbol{\theta}(k)) \quad (2)$$

V grafu obrázku 3.6 jsou zachyceny odezvy  $|\widehat{s_{11}}|$  a  $|\widehat{s_{21}}|$  odpovídající hodnotám DAO s  $\widehat{\boldsymbol{\theta}}$ .

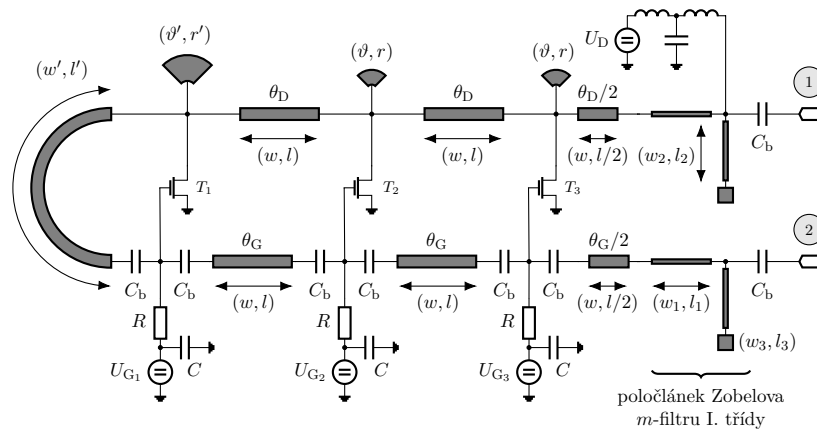


Obrázek 3.3: Návrhové křivky

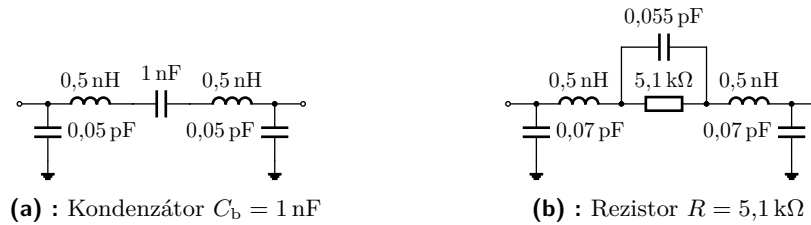


Obrázek 3.5: Analýza výtěžnosti a očekávaná odchylka hodnot obvodových funkcí  $|s_{11}, \theta|$ ,  $|s_{21}, \theta|$





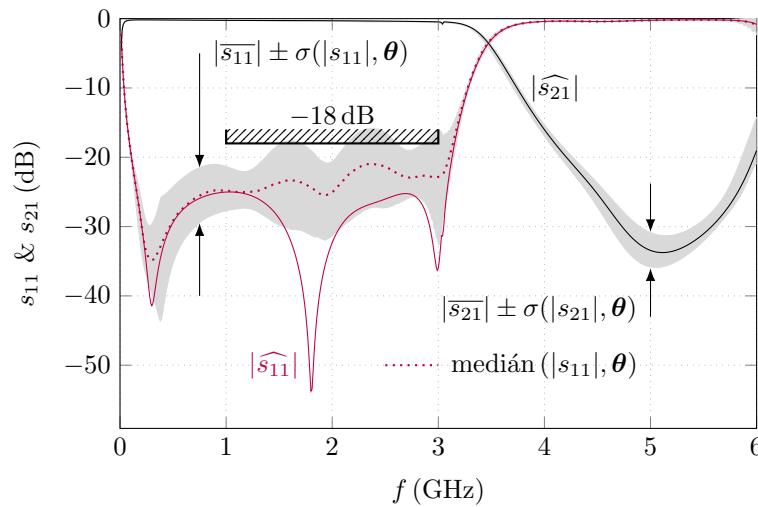
Obrázek 3.4: Hlavní části navrženého DAO bez diskontinuit



(a) : Kondenzátor  $C_b = 1 \text{ nF}$

(b) : Rezistor  $R = 5,1 \text{ k}\Omega$

Obrázek 3.7: Náhradní obvody pro SMD pouzdra 0603



Obrázek 3.6: Analýza výtěžnosti po úpravě a očekávaná odchylka hodnot obvodových funkcí  $|s_{11}, \theta|$ ,  $|s_{21}, \theta|$

### 3.2.1 Malosignálový odhad ladicích křivek

Abychom odhadli závislost polohy stacionárních oscilací  $f_o$  na vektoru transkonduktancí  $\mathbf{g}$  v programovém prostředí AWR MICROWAVE OFFICE bylo pro  $f \in [0; 3]$  GHz vytvořeno 5041 odezev  $s_{11}$  a  $s_{21}$  pro dvojice  $\mathbf{g}_i = (T_i : g_m, T_{i+1} : g_m)$ , ( $i = 1, 2$  podle

příslušné aktivní dvojice),  $g_m \in \{0, \dots, 70\}$  mA/V. Tyto vektory transkonduktancí  $\mathbf{g}_i$  se zobrazují na rovinu modulu  $|s_{11}|$ , tedy  $\xi : \mathbf{g}_i \mapsto |s_{11}(f)|$ . Grafy na obrázcích 3.8 a 3.9 přehledně zachycují toto zobrazení  $\xi$ . Zavedme oblasti  $\Omega(\mathbf{g}_i) \subseteq \text{Im } \xi$  takto

$$\Omega(\mathbf{g}_i) = \arg_f |s_{11}(f, \mathbf{g}_i)| \geq 10 \text{ dB} \quad (3)$$

Tam, kde nehrozí nedorozumění, oblast  $\Omega(\mathbf{g}_i)$  příslušnou aktivní dvojici  $\mathbf{g}_i = (T_i : g_m, T_{i+1} : g_m)$  budeme pro jednoduchost označovat  $\Omega$  a pro přehlednost ji zachycujeme v obrázcích níže pomocí ekvipotenciál. Pro všechny body  $f \in \Omega$  byl určen malosignálový odhad činitele jakosti  $\hat{Q}$  průběhů  $|s_{11}|$

$$\hat{Q} = \frac{f_o}{B_{-3\text{dB}}}, \quad (4)$$

kde  $f_o \in \Omega$  a současně  $\xi(f_o) = \max |s_{11}, \mathbf{g}_i|$  příslušné dvojice  $\mathbf{g}_i$ . Ty  $f \in \Omega$  pro která je  $\hat{Q}$  maximální jsou na obrázcích 3.8 a 3.9 zachycena přerušovanou čarou  $\hat{Q}_{\max}$ . Body  $f \in \hat{Q}_{\max}$  dále budeme považovat za nejpravděpodobnější polohy stacionárních oscilací.

Lze říci, že hodnota činitele jakosti vykazovala ostrá maxima právě pro  $f \in \hat{Q}_{\max}$  a směrem k  $\hat{f}_c$  (tzn. ke zkracující se efektivní délce  $l$  zpětné vazby s menším útlumem  $\alpha l$ ) významně rostla. Vzhledem k malosignálové analýze ale mají tato pozorování omezenou platnost k počátku vzniku stacionární oscilace v DAO.

Dále je nutné zdůraznit, že pokud bychom odezvy  $s_{11}$  v prostředí AWR MICROWAVE OFFICE generovali ve větší šířce pásma, objeví se další oblasti  $\Omega_i$ , odpovídající nechtěným (*spurious*) oscilacím, zejména v okolí bodu  $\hat{f}_c$  a nad ním. V návrhu se opíráme o skutečnost publikovanou v [19], totiž, že preferovaná stacionární oscilace je zpravidla ta nejnižší. Z toho důvodu budeme hovořit o oscilacích na  $f \in \hat{Q}_{\max}$  získaných z *ktého* maxima  $|s_{11}(f, \mathbf{g}_i)|$  hovořit jako o oscilacích z *kté* oblasti  $\Omega_k$ .

Oblasti  $\Omega_k(\mathbf{g}_i)$ ,  $k \in \mathbb{N}_0$ ,  $i = 1, \dots, N-1$ , kde  $N$  je počet sekcí DAO, tvoří systém

$$\mathcal{A}(\Omega_k(\mathbf{g}_i)). \quad (5)$$

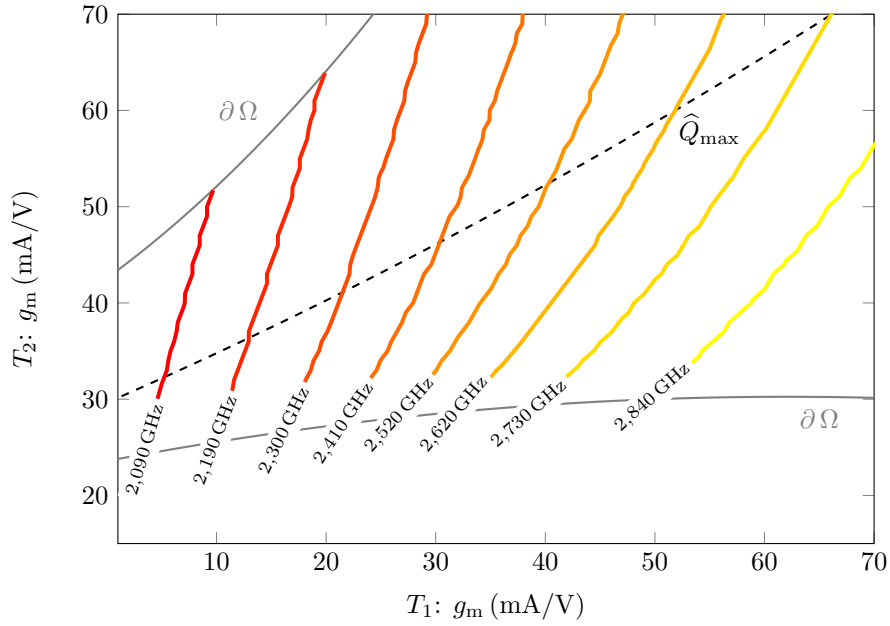
Dále ať platí že  $\emptyset \in \mathcal{A}$ . Potom můžeme tvrdit, že DAO o  $N$  sekcích může oscilovat na kmitočtech  $f \in U$

$$U = \bigcup_{i,k} \Omega_k(\mathbf{g}_i) \in \mathcal{A}. \quad (6)$$

Koncept systému podmonožin  $\mathcal{A}$  můžeme dále zobecnit pro obecný vektor transkonduktancí  $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^N$  a vyšetřovat funkcionál

$$\Xi : \underbrace{\mathbb{H}^2(\tilde{s}) \times \mathbb{H}^2(\tilde{s}) \times \dots \times \mathbb{H}^2(\tilde{s})}_{\text{počet sekcí DAO}} \mapsto \mathcal{A}(\Omega_k(\mathbf{g})) \quad (7)$$

kde kartézský součin Hardyho prostorů  $\mathbb{H}^2(\tilde{s})$  reprezentuje obecné  $N$ tice přenosových funkcí. Přístup autorů v [19] lze chápat jako váhovanou superpozici přenosových funkcí  $\sum_i k_i H_i(s)$ , kde  $k \in \mathbb{C}$  je nějaká konstanta zahrnující normování, vlnovou impedanci  $Z_v$  a transkonduktance. Konstrukce  $\Xi$  a přidružené teoretické úvahy značně přesahují rámec diplomové práce a proto je na tomto místě opustíme.



**Obrázek 3.8:** Ladicí křivky pro dvojici  $(T_1, T_2)$

Je jasné, že kvalitní DAO a obecně každý VCO má právě jednu oblast  $\Omega_1$  (pro právě jednu dvojici  $\mathbf{g}_i$ ), systém  $\mathcal{A}$  je tvořen vzájemně diskunktními oblastmi

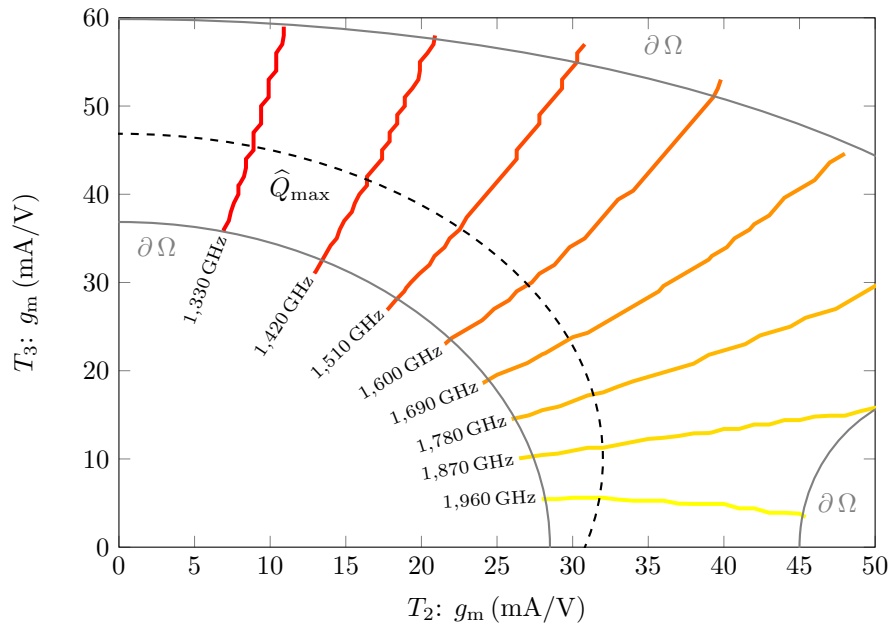
$$\bigcap_i \Omega_1(\mathbf{g}_i) = \emptyset \quad (8)$$

a oblast  $\Omega_1(\mathbf{g}_i)$  je souvislá a „hladká“. Hladkost  $\Omega$  lze rigorózně precizovat pomocí teorie diferencovatelných variet, ale toto znovu přesahuje rámec diplomové práce a na tomto místě jej budeme chápat tak, že daná funkce je spojitá, hladká a ideálně i prostá.

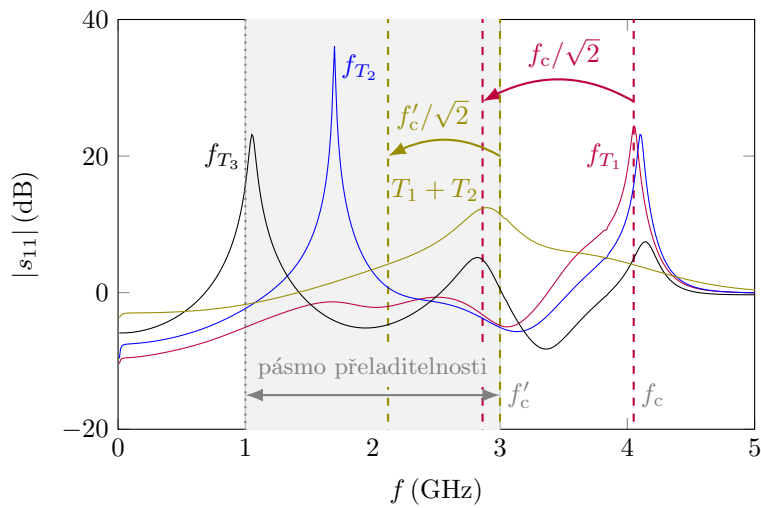
Poznamenejme, že hranice  $\partial\Omega$  se posouvají s měrným útlumem vedení  $\alpha$  podle intuitivního předpokladu – pro větší  $\alpha$  jsou nutné vyšší hodnoty  $g_i$  k nasazení stacionárních oscilací a naopak. To bylo ověřeno v AWR MICROWAVE OFFICE.

Graf na obrázku 3.10 zachycuje jednak diskrétní kmitočty  $f_{T_i}$ ,  $i = 1, 2, 3$ , jednak dosažitelnou šířku pásma DAO. Budeme-li uvažovat zlomový kmitočet  $f_c$  periodicky zatěžovaného vedení, potom navržený oscilátor dosahuje přeladění až do 75 %  $f_c$ . Autoři [21] dosáhli 85 %, nicméně za cenu složitější topologie s křížovou dvojicí tranzistorů, která je pro MMIC realizaci nevhodná. Navíc k dosažení tohoto přeladění je nutné optimalizací upravovat příslušné drain a gate vedení. Pro tyto *ad hoc* úpravy ale autoři neposkytly analytický aparát.

Nakonec uvedme, že ať uvažujeme  $f_c$  vedení nebo efektivní  $f'_c$  na které jsou syntetizovány Zobelovy poločlánky, příslušná nula  $\Omega_0 = f_c/\sqrt{2}$  resp.  $\Omega'_0 = f'_c/\sqrt{2}$  vždy leží uvnitř pásma přeladitelnosti DAO.



Obrázek 3.9: Ladicí křivky pro dvojici ( $T_2, T_3$ )



Obrázek 3.10: Diskrétní kmitočty a pásmo přeladitelnosti DAO

## Kapitola 4

### Měření

V této části shrneme naměřené výsledky a popíšeme principy měření.

#### 4.1 Neosazený oscilátor

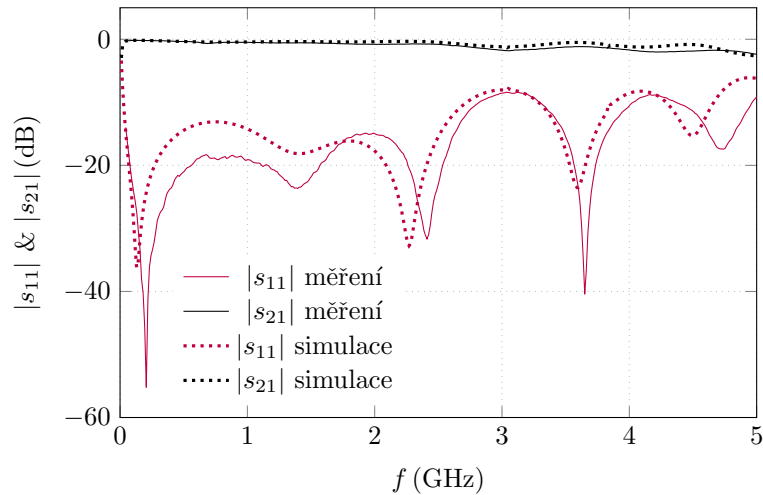
Rozměry vyleptaného motivu verifikačního vzorku byly vyšetřeny pod mikroskopem a změny rozměrů realizovaného vzorku proti rozměrům v simulaci nepřesáhly 0,1 mm. Struktura byla osazena až na tranzistory pHEMT a k orientačnímu hodnocení byla změřena jako dvojbran. Kalibrace VNA byla provedena na rovinu konektorů. Změřené odezvy zachycují grafy na obrázku 4.1. Je vidět, že pro fázi odrazu  $s_{11}$  (graf 4.1b) jsou průběhy odlišné. Toto měření slouží k pracovní kontrole a diagnostice výrazných chyb. Proto se korekcí fázové charakteristiky dále nebudeme zabývat.

#### 4.2 Kompletní oscilátor

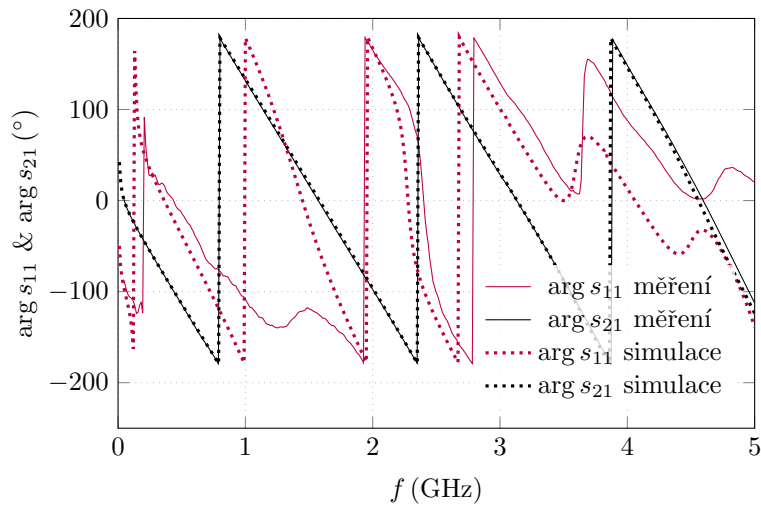
Vzorek byl doplněn o trojici tranzistorů (viz snímek na obrázku 4.2). Přípravek byl za provozu tlumen útlumovou hmotou. Vedení pro gate tranzistorů resp. brána 2 byla zakončena koncovkou  $50\ \Omega$ . Napájení elektrod drain bylo realizováno napájecím T. Napětí bylo zvoleno jako  $U_{DS} = 1,5\ \text{V}$ . Obvody gateových předpětí byly doplněny trimry k jemnému dostavení a kontrole napětí gateového předpětí. Tranzistory ATF35376 mají  $U_{\text{pinchoff}} = -2\ \text{V}$ . Horní rozsah nastavitelného napětí je  $U_{GS} = 0\ \text{V}$ .

V první fázi byla nalezena skutečná hodnota  $f_c \approx 4,4\ \text{GHz}$  (viz snímek na obrázku 4.3). To odpovídá diskrétní oscilaci první aktivní sekce. To je dobrá shoda se simulací. Výkonová úroveň základní harmonické byla  $P_1 = -1,4\ \text{dBm}$ , druhá harmonická byla pod úrovní šumu a třetí harmonická měla odstup  $-69\ \text{dBm}$ .

Dále byly ověřeny polohy zbývajících diskrétních oscilací. Druhá aktivní sekce má stacionární oscilaci na  $f \approx 2,04\ \text{GHz}$  (viz snímek na obrázku 4.4) s výkonem  $1\ \text{dBm}$  (odstup druhé harmonické  $-22\ \text{dBm}$ ), třetí aktivní sekce má stacionární oscilaci na  $f \approx 1,7\ \text{GHz}$  (viz snímek na obrázku 4.5), výkonová úroveň první harmonické byla  $-7,7\ \text{dBm}$ , úroveň druhé harmonické  $-5,8\ \text{dBm}$ . Poloha oscilace je tedy posunutá směrem k  $f_c$ .



(a) : Moduly přenosu DAO bez tranzistorů

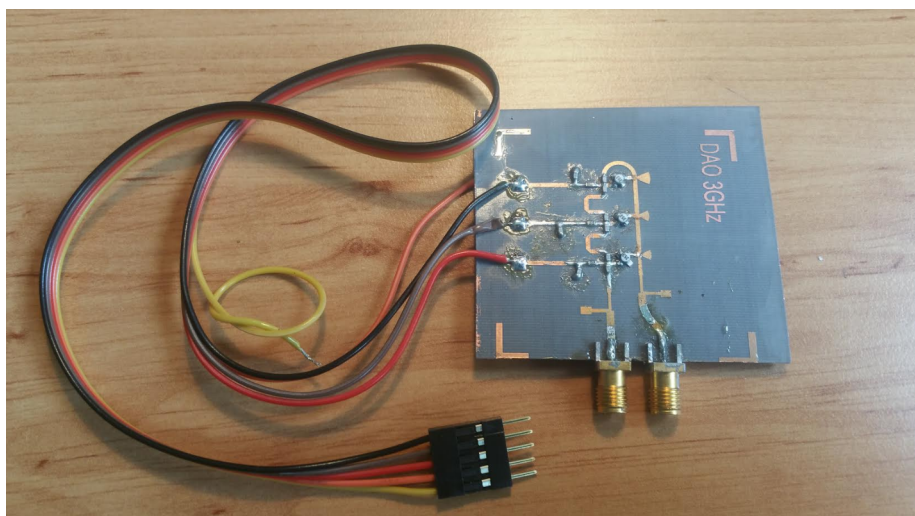


(b) : Fáze DAO bez tranzistorů

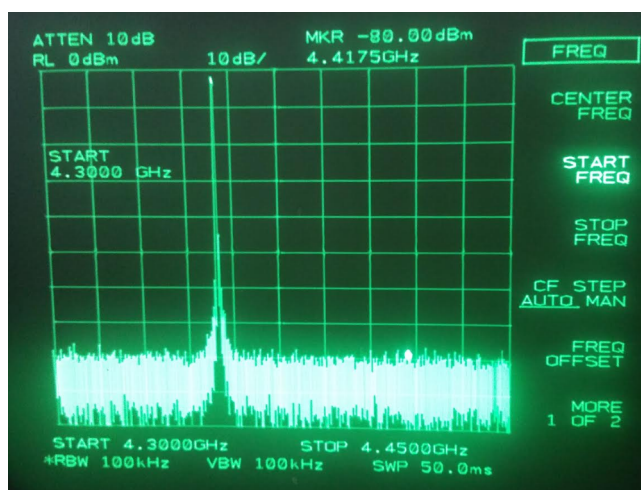
**Obrázek 4.1:** Srovnání simulace a měření DAO bez tranzistorů

### ■ Kontinuální přeladění

Přeladění realizovaného vzorku bylo problematické. Malosignálová analýza nepostihuje nelineární jevy a změny kapacit tranzistorů, navíc skutečné hodnoty kapacit způsobují kmitočtový posun pracovního pásma DAO. Přeladění v druhé a třetí sekci bylo možné jemným nastavením dvojice gateových předpětí ( $U_{T2}$ ;  $U_{T3}$ ) v celém rozsahu. Snímek na obrázku 4.6 zachycuje příklad průběhu pro  $(-0,07\text{ V}; -0,27\text{ V})$ . První a druhá sekce nicméně vykazovala silnou nelinearitu. Protože předpokládáme, že zlomová frekvence  $f_c$  je preferovanou stacionární oscilací a tento mód nasazuje oscilace DAO velmi ochotně, zvolili jsme strategii zapnutí druhé sekce na  $f_{T2}$  a pásmo přeladit vhodným váhovaním dílčích přenosových funkcí gateovými předpětími směrem k  $f_c > f_{T2}$ . Napětí ( $U_{T1}$ ;  $U_{T2}$ ) byla měněna jednak za předpokladu, že druhé bylo konstantní, jednak simultánně.

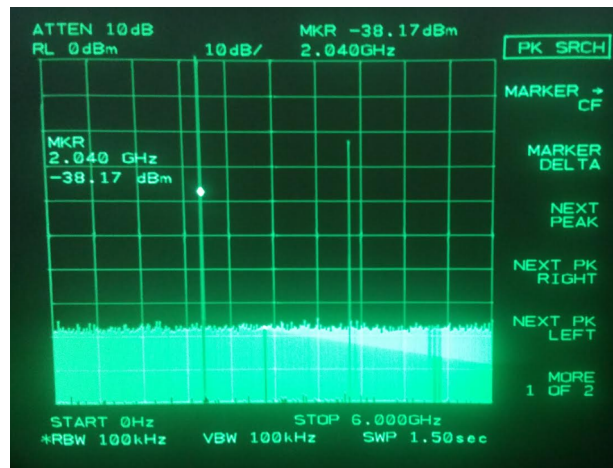


Obrázek 4.2: Realizovaný vzorek

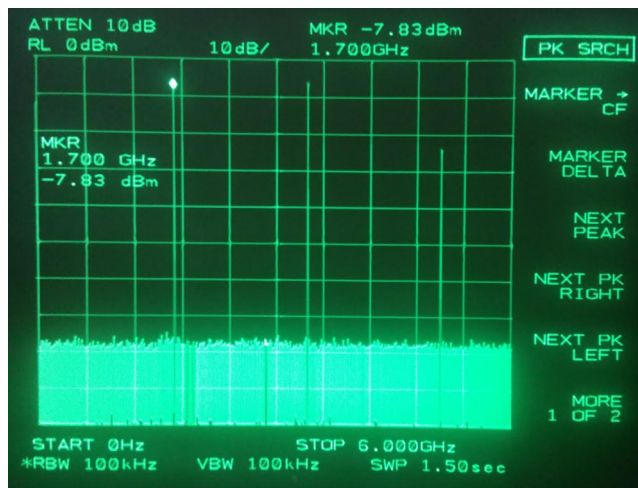
Obrázek 4.3: Skutečná poloha  $f_c$  vzorku

Tato dvojice sekcí vykazovala zajímavé chování, protože pro jisté hodnoty ( $U_{T1}$ ;  $U_{T2}$ ) byly přítomné oba módy současně a DAO generovalo současně oba diskrétní kmitočty se stejnou výkonovou úrovní. Navíc změnou jednoho nebo druhého gateového předpětí se polohy koexistujících módů neměnily, žádná stacionární oscilace uvnitř pásma první a druhé aktivní sekce nevznikla a nevznikl dokonce ani žádný intermodulační produkt ležící uvnitř pásma. Nepatrné změny ( $\pm 0,01$  V) v gateovém předpětí první nebo druhé sekce potom způsobují frekvenční skok na příslušný diskrétní kmitočet, takže poté existuje v DAO právě jeden mód.

Pozornost zasluhuje proces otevírání tranzistorů  $T_k$ . Není-li tranzistor plně otevřený, objevuje se ve spektru řada nelineárních produktů, které ale s dalším otevíráním vesměs zmizí a jsou přítomné pouze harmonické produkty. Příklad takových přechodových procesů je zachycen na obrázku 4.7. Koexistenci módů a frekvenční přeskokování popisuje i Acampora [23]. Systematickému výzkumu koexistujících



Obrázek 4.4: Poloha diskretní oscilace druhé sekce

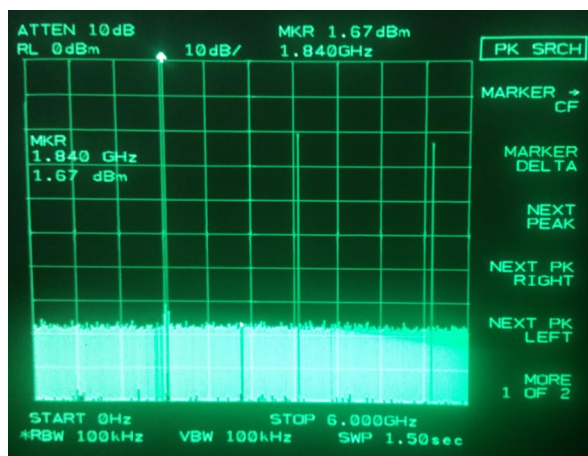


Obrázek 4.5: Poloha diskretní oscilace třetí sekce

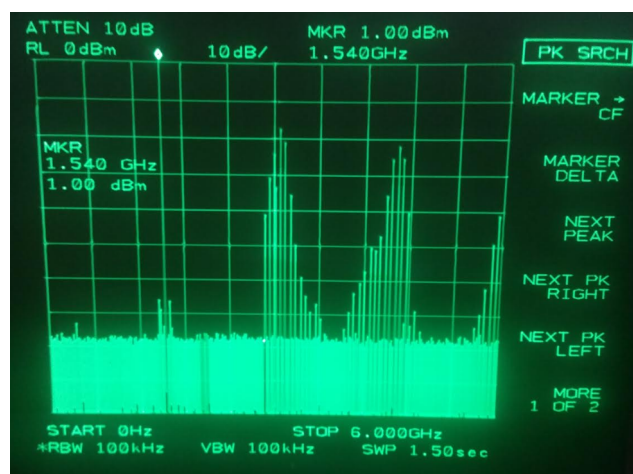
módů, *competition modes* a stabilitě resp. nestabilitě módů oscilátorů se věnuje [5], [6].

Přeskakování frekvence, stabilita módů a indiferentní chování první dvojice sekcí vůči gateovým předpětím může mít několik důvodů a vyžaduje další studium přesahující rámce diplomové práce. Na vině může být nedostatečné přizpůsobení vinou odlišných kapacit tranzistorů a výrazně nelineární efekty bariérové kapacity. S ohledem na navrženou  $f_c$  a dosažitelné přeladění (viz graf na obrázku 3.8) potom pro nižší výkony nemusí dojít k provázání módů DAO. Tento nežádoucí jev vyžaduje další studium, aby se efektivně zamezilo jeho vzniku.





Obrázek 4.6: Příklad přeladění druhé a třetí sekce



Obrázek 4.7: Příklad nelineárních procesů při přeladování DAO



## Kapitola 5

### Závěr

Tato práce navázala na dosud publikované výsledky v teorii oscilátorů založených na zesilovači s rozprostřeným zesílením. Přínosem práce je především nový analytický přístup představený ve druhé kapitole. Vyvinutý aparát zobecňuje dosažené výsledky a umožňuje konstrukci obecnější třídy přenosových funkcí dílčích zpětných vazeb DAO. Tato malosignálová metoda umožňuje analyticky modelovat chování DAO jako jisté váhované superpozice a současně umožňuje interpretovat vlastnosti DAO v komplexní Laplaceově doméně nástroji známými z teorie analýzy a syntézy kmitočtových filtrů.

Na základě studia vlastností DAO pomocí těchto technik je ve třetí kapitole navržena úprava topologie DAO pomocí kapacitní perturbace, která řeší problém s nulovým přenosem. Tato úprava umožňuje odstranit dosud používanou křížovou dvojici tranzistorů. Analytické výsledky a simulace tento předpoklad potvrdily.

Zbývající část textu se zabývá syntézou experimentálního vzorku, který má verifikovat teorii a simulaci. Je zde popsána metodika návrhu a výsledky simulací. Realizovaný vzorek nicméně pro první a druhou sekci vykazoval chování indiferentní vůči ladicímu napětí, frekvenčně přeskakoval a nebylo možné proladit pásmo mezi první a druhou sekcí. Efekty popsané v kapitole 4 degradují pracovní šířku pásma verifikačního vzorku DAO. Vzniklý rozpor mezi malosignálovou simulací a měřením realizovaného vzorku vyžaduje další studium.

Další vývoj DAO tedy musí využít precizní nelineární model tranzistoru, jinak není možné syntézu nových topologií jakkoli verifikovat.





## Bibliografie

1. KUZNETSOV, Yuri A. *Elements of applied bifurcation theory*. Springer Science & Business Media, 2013.
2. GUCKENHEIMER, John; HOLMES, Philip. Nonlinear oscillations, dynamical systems and bifurcations of vector fields. *J. Appl. Mech.* 1984, roč. 51, č. 4, s. 947.
3. KATOK, Anatole; HASSELBLATT, Boris. *Introduction to the modern theory of dynamical systems*. Cambridge university press, 1997.
4. ANDRONOV, Aleksandr Aleksandrovich; VITT, Aleksandr Adol'fovich; KHAIKIN, Semen Emmanuilovich. *Theory of Oscillators: Adiwes International Series in Physics*. Elsevier, 2013.
5. SUÁREZ, Almudena; QUÉRÉ, Raymond. *Stability analysis of nonlinear microwave circuits*. Artech House, 2003.
6. SUÁREZ, Almudena. *Analysis and design of autonomous microwave circuits*. John Wiley & Sons, 2009.
7. ODYNEC, Michał. *RF and microwave oscillator design*. Artech House, 2002.
8. GREBENNIKOV, Andrei. *RF and microwave transistor oscillator design*. John Wiley & Sons, 2007.
9. BODE, Hendrik W et al. Network analysis and feedback amplifier design. 1945.
10. FANO, Robert M. Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances. *Journal of the Franklin Institute*. 1950, roč. 249, č. 1, s. 57–83.
11. GREBENNIKOV, Andrei; KUMAR, Narendra; YARMAN, Binboga S. *Broadband RF and microwave amplifiers*. CRC Press, 2017.
12. KUMAR, Narendra; GREBENNIKOV, Andrei. *Distributed power amplifiers for RF and microwave communications*. Artech House, 2015.
13. PERCIVAL, William Spencer. *Improvements in and relating to thermionic valve circuits*. GB patent 460562A, 1937.
14. GINZTON, Edward L; HEWLETT, William R; JASBERG, John H; NOE, Jerre D. Distributed amplification. *Proceedings of the IRE*. 1948, roč. 36, č. 8, s. 956–969.

15. WONG, Thomas TY. *Fundamentals of distributed amplification*. Artech House, 1993.
16. VIRDEE, Bal S; VIRDEE, Avtar S; BANYAMIN, Ben Y. *Broadband microwave amplifiers*. Artech House, 2004.
17. BEYER, James B; PRASAD, SN; BECKER, Robert C; NORDMAN, James E; HOHENWARTER, Gert K. MESFET distributed amplifier design guidelines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1984, roč. 32, č. 3, s. 268–275.
18. NICLAS, KARL B; WILSER, Walter T; KRITZER, Thomas R; PEREIRA, RR. On theory and performance of solid-state microwave distributed amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1983, roč. 31, č. 6, s. 447–456.
19. ŠKVOR, Zbyněk; SAUNDERS, SR; AITCHISON, CS. Novel decade electronically tunable microwave oscillator based on the distributed amplifier. *Electronics Letters*. 1992, roč. 28, č. 17, s. 1647–1648.
20. VANDĚLÍK, Karel. *Oscilátor vytvořený ze zesilovače s rozloženými parametry*. 1995. Diplomová práce. FEE CTU, Praha.
21. DIVINA, Lukáš; ŠKVOR, Zbyněk. Experimental verification of a distributed amplifier oscillator. In: *1995 25th European Microwave Conference*. 1995, sv. 2, s. 1163–1167.
22. DIVINA, Lukáš; ŠKVOR, Zbyněk. The distributed oscillator at 4 GHz. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1998, roč. 46, č. 12, s. 2240–2243.
23. ACAMPORA, Alessandro. *Nonlinear Simulation and Design of Microwave Multi-Device Distributed Autonomous Circuits*. 2013. Disertační práce. UPC CTTC.
24. DOBEŠ, Josef; BIOLEK, Dalibor; POSOLDA, Petr. An efficient steady-state analysis of microwave circuits. *International Journal of Microwave and Optical Technology*. 2006, roč. 1, č. 2, s. 284–289.
25. SIMION, Stefan; BARTOLUCCI, Giancarlo. Design considerations on balanced CRLH single-ended dual-fed distributed amplifier. In: *2014 International Semiconductor Conference (CAS)*. 2014, s. 171–174.
26. COTE, A. Matrix analysis of oscillators and transistor applications. *IRE Transactions on Circuit Theory*. 1958, roč. 5, č. 3, s. 181–188.
27. MAAS, Stephen A. *Nonlinear microwave and RF circuits*. Artech house, 2003.
28. BRAUN, Jaromír; ČÍŽEK, Václav; KVASIL, Josef; NOVÁK, Mirko. *Analýza lineárních obvodů a soustav*. SNTL Praha, 1973.
29. DAVÍDEK, Vratislav; VLČEK, Miroslav; LAIPERT, Miloš. *Analogové a číslicové filtry*. Nakladatelství ČVUT Praha, 2006, 2. vydání.
30. SORRENTINO, Roberto; BIANCHI, Giovanni. *Microwave and RF engineering*. John Wiley & Sons, 2010.