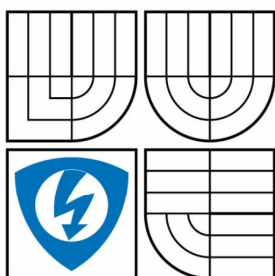


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## KOINCIDENČNÍ DETEKTOR FM - LABORATORNÍ PŘÍPRAVEK

FM COINCIDENCE DETECTOR - LABORATORY EQUIPMENT

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

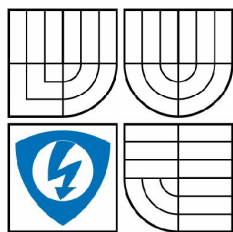
AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Bc. JIŘÍ MLČOCH

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

Ing. ONDŘEJ BARAN

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Bc. Jiří Mlčoch

**ID:** 83458

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2008/2009

## NÁZEV TÉMATU:

**Koincidenční detektor FM - laboratorní přípravek**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte teoreticky problematiku frekvenční demodulace. Uveďte, jaké principy se pro detekci FM využívají a zhodnoťte jejich výhody a nevýhody. Zaměřte se na koincidenční detektor FM.

Navrhňte vhodné obvodové zapojení mezifrekvenčního zesilovače na mezifrekvenčním kmitočtu 10,7 MHz a koincidenčního detektoru pro klasický frekvenčně modulovaný rozhlas. Vytvořte návrh desky plošného spoje.

Zapojení zkonstruuje a nastavte. Ověřte dosažené parametry. Sestavte postup měření sloužící jako návod pro laboratorní cvičení.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] HANUS, S., SVAČINA, J. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Brno: Skripta FEKT VUT v Brně, 2002. 210 s. ISBN 80-214-2222-X.

[2] ŽALUD, V. Moderní radioelektronika. Praha: BEN - technická literatura, 2000. ISBN 80-86056-47-3

**Termín zadání:** 9.2.2009

**Termín odevzdání:** 29.5.2009

**Vedoucí práce:** Ing. Ondřej Baran

**prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida**

*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

## **ABSTRAKT**

Tato práce se zabývá problematikou kmitočtové demodulace, návrhem, simulací a konstrukcí koincidenčního demodulátoru. Kapitola 1 uvádí základní vlastnosti kmitočtově modulovaných signálů, potřebnou šířku pásma pro přenos těchto signálů, jejich spektrum a šumové poměry při demodulaci. Kapitola 2 popisuje jednotlivé způsoby demodulace. Jsou zde obsaženy všechny významné typy demodulátorů pro kmitočtově modulovaný rozhlasový signál a podrobně popsána funkce koincidenčního demodulátoru a jeho vlastnosti. Kapitola 3 obsahuje teoretické řešení fázovacího článku. Vypočítané hodnoty obvodových prvků jsou ověřeny simulací. Pozornost je věnována zejména harmonickému zkreslení na výstupu demodulátoru. Jsou zde provedeny obvodové návrhy dvou různých demodulátorů. Kapitola 4 přidává k navrženému demodulátoru vstupní obvody přijímače. Je zde popsán návrh a řešení vstupního filtru a obvod směšovače. V závěru je uveden návod laboratorní úlohy.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Modulace, šířka pásma, demodulátor, koincidenční obvod, fázovací článek, činitel jakosti, pásmová propust, směšovač.

## **ABSTRACT**

This work is aimed at an analysis of frequency demodulation, design, simulation, and construction of a coincidence demodulator. Chapter 1 explains the basic characteristics of frequency modulated (FM) signals and provides an overview of the required signal bandwidth, the signal spectrum, and the signal-to-noise ratio after demodulation. Chapter 2 describes each type of FM demodulator separately, and it includes all significant types of demodulator for FM radio broadcast. The function of the coincidence demodulator and its characteristics are explained in detail. Chapter 3 contains a theoretical solution of the phase shift network. Calculated values of the circuit elements are verified by simulation with a view to the total harmonic distortion of the demodulator output signal. Chapter 4 describes the front-end circuit of the receiver. Here, the filter design and the mixer circuit description are provided. The final part of the thesis presents the applicable laboratory task.

## **KEY WORDS**

Modulation, bandwidth, demodulator, coincidence circuit, phase shift network, quality factor, band-pass filter, mixer.

MLČOCH, J. *Koincidenční detektor FM - laboratorní přípravek*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 54 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Baran.

# Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Koincidenční detektor FM – laboratorní přípravek jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. května 2009

.....  
podpis autora

# Obsah

Úvod.....	4
<b>1 Kmitočtová modulace .....</b>	<b>5</b>
1.1 Kmitočtová modulace při harmonickém modulačním signálu.....	5
1.2 Kmitočtová spektra signálů FM .....	6
1.3 Šířka pásma potřebná pro přenos FM signálu.....	7
1.4 Šumové vlastnosti modulace FM, preemfáze a deemfáze.....	7
<b>2 Demodulátory FM .....</b>	<b>8</b>
2.1 Demodulátory FM s konverzí modulace FM na modulaci FM + AM.....	8
2.2 Fázový detektor.....	9
2.3 Poměrový demodulátor.....	10
2.4 Demodulátory FM s frekvenční zpětnou vazbou.....	12
2.5 Demodulátor FM s fázovým závěsem PLL .....	12
2.6 Koincidenční detektor FM.....	14
<b>3 Obvodové řešení koincidenčního demodulátoru .....</b>	<b>16</b>
3.1 Obvody z řady TBA120.....	16
3.2 Obvod TDA 1047 .....	17
3.3 Výpočet fázovacího článku.....	18
3.4 Simulace navrženého fázovacího článku .....	23
3.5 Navržený demodulátor s obvodem TDA1047 .....	25
3.6 Deemfáze a nízkofrekvenční zesilovač .....	28
3.7 Napájecí obvody .....	28
3.8 Demodulátor s obvodem TBA120U.....	29
<b>4 Vstupní obvody přijímače .....</b>	<b>30</b>
4.1 Vstupní filtr .....	30
4.2 Předzesilovač, směšovač a oscilátor.....	33
4.3 Mezičfrekvenční filtr .....	35
<b>5 Měření koincidenčního demodulátoru.....</b>	<b>36</b>
<b>Závěr.....</b>	<b>44</b>
<b>Literatura.....</b>	<b>45</b>
<b>Přílohy .....</b>	<b>46</b>
A Schéma zapojení .....	47
B Výkresy desky plošného spoje .....	48
C Seznam součástek .....	51
D Konstrukční podklady .....	53
E Fotografie laboratorního přípravku .....	54

## Seznam obrázků

Obr. 2.1 Demodulace na boku rezonanční křivky [1].....	8	
Obr. 2.2 Fázový diskriminátor [2]. .....	9	
Obr. 2.3 Vektorové diagramy pro různé kmitočty $f_s$ vstupního signálu [2].....	9	
Obr. 2.4 Poměrový demodulátor [2]. .....	10	
Obr. 2.5 Vektorové diagramy napětí poměrového demodulátoru [2].....	10	
Obr. 2.6 S-křivka poměrového demodulátoru [2].....	11	
Obr. 2.7 Demodulátor (superheterodynní přijímač) s frekvenční zpětnou vazbou [2]..	12	
Obr. 2.8 Demodulátor s fázovým závěsem [2]. .....	13	
Obr. 2.9 Časové průběhy signálů koincidenčního obvodu [2]. .....	14	
Obr. 2.10 Grafická závislost $Y_{stř} = f(\Delta\varphi)$ [2] .	Obr. 2.11 Fázovací článek [2]..	14
Obr. 2.12 Blokové schéma koincidenčního demodulátoru [2]. .....	15	
Obr. 3.1 Vnitřní struktura integrovaného obvodu TBA120U [4]. .....	16	
Obr. 3.2 Vnitřní struktura integrovaného obvodu TDA 1047 [5]. .....	17	
Obr. 3.3 Schéma zapojení fázovacího článku. ....	18	
Obr. 3.4 Závislost fáze výstupního napětí $U_2$ na kmitočtu (simulace PSpice). .....	19	
Obr. 3.5 Zapojení obvodu pro simulaci zkreslení v programu Capture. ....	20	
Obr. 3.6 Normovaný napěťový přenos bloku acrtan (simulace PSpice). .....	20	
Obr. 3.7 Schéma zapojení fázovacího článku v programu OrCAD Capture. ....	23	
Obr. 3.8 Harmonické zkreslení na výstupu demodulátoru (simulace PSpice). .....	23	
Obr. 3.9 Schéma zapojení symetrického fázovacího článku. ....	24	
Obr. 3.10 Základní schéma zapojení demodulátoru s obvodem TDA1047.....	25	
Obr. 3.11 Připojení kapacitní diody k rezonančnímu obvodu. ....	26	
Obr. 3.12 Připojení LED k výstupu pro indikátor vyladění.....	26	
Obr. 3.13 Časový průběh napětí na výstupu mezifrekvenčního zesilovače. ....	27	
Obr. 3.14 Schéma zapojení deemfáze a nízkofrekvenčního zesilovače .....	28	
Obr. 3.15 Schéma zapojení napájecí části. ....	28	
Obr. 3.16 Schéma zapojení demodulátoru s obvodem TBA120U. ....	29	
Obr. 4.1 Blokové schéma přijímače.....	30	
Obr. 4.2 Schéma zapojení vstupního filtru. ....	30	
Obr. 4.3 Přenosová charakteristika filtru – simulace Ansoft Designer. ....	31	
Obr. 4.4 Změřená přenosová charakteristika zkušebního filtru. ....	32	
Obr. 4.5 Změřená přenosová charakteristika výsledného filtru. ....	32	
Obr. 4.6 Vnitřní struktura obvodu TA7358P [8]. .....	33	
Obr. 4.7 Schéma zapojení vstupního obvodu včetně vstupního filtru. ....	33	
Obr. 4.8 Graf závislosti rezonančního kmitočtu vstupního předzesilovače a místního oscilátoru na kapacitě varikapů.....	35	
Obr. 5.1 Schéma zapojení pracoviště.....	37	
Obr. 5.2 Schéma zapojení přípravku. ....	38	
Obr. 5.3 Nastavení vstupu karty v programu Visual Analyser.....	39	
Obr. 5.4 Převodní charakteristika demodulátoru TBA120U. ....	41	
Obr. 5.5 Převodní charakteristika demodulátoru TDA1047.....	42	
Obr. 5.6 Kmitočtové spektrum na výstupu demodulátoru TDA1047.....	42	

## Seznam tabulek

Tab. 4.1	Parametry keramického filtru Murata SFE 10,7/230.....	35
Tab. 5.1	Změřené hodnoty výstupního napětí demodulátoru TBA120U.....	40
Tab. 5.2	Změřené hodnoty výstupního napětí demodulátoru TDA1047.....	41

## Úvod

Cílem diplomové práce je seznámit se s vlastnostmi kmitočtově modulovaných signálů a s problematikou kmitočtové demodulace. Popsat principy, které se pro demodulaci FM signálů využívají, uvést konkrétní obvodová řešení nejčastěji používaných demodulátorů a zhodnotit jejich výhody a nevýhody. Dále podrobně rozebrat funkci jednotlivých bloků koincidenčního detektoru FM. Ve druhé části práce navrhnout obvodové řešení mezifrekvenčního zesilovače a demodulátoru pro mezifrekvenční kmitočet 10,7 MHz. Vypočítané hodnoty obvodových prvků získané teoretickým řešením ověřit simulací. Vypracovat technickou dokumentaci (úplné schéma zapojení, výkres desky plošného spoje, rozložení součástek a rozpisku součástek). Navržený obvod realizovat a nastavit na požadovaný mezifrekvenční kmitočet 10,7 MHz. Celý demodulátor pak vestavět do přístrojové krabičky vhodné k použití při laboratorní výuce a provést měření parametrů sestaveného demodulátoru. V závěru pak vytvořit návod pro měření laboratorní úlohy a vzorový protokol o měření.

# 1 Kmitočtová modulace

Kmitočtová modulace (FM) spadá do kategorie úhlových modulací, protože modulačním signálem je ovlivňován fázový úhel nosné vlny. Přitom amplituda modulované nosné vlny, resp. její modulační obálka, zůstává konstantní. Signál s libovolnou úhlovou modulací je možné vyjádřit obecným vztahem [1]

$$u_m(t) = U_c \cos[\theta_i(t)], \quad (1.1)$$

kde  $\theta_i(t)$  je okamžitá fáze modulované nosné vlny a  $U_c$  je amplituda nosné vlny.

U kmitočtové modulace je okamžitý kmitočet  $f_i(t)$  modulovaného signálu roven součtu konstantního kmitočtu  $f_c$  nemodulované nosné vlny a časově proměnné složky (relativní kmitočtové odchylky), která je přímo úměrná modulačnímu napětí  $m(t)$ , tedy

$$f_i(t) = f_c + k_{\text{FM}} m(t), \quad (1.2)$$

kde konstanta  $k_{\text{FM}}$  je kmitočtová citlivost modulátoru FM (konstanta kmitočtové odchylky), vyjádřená v jednotkách [Hz/V]. Integrací relace (1.2) podle proměnné  $t$  a po vynásobení  $2\pi$  lze vyjádřit vztah pro okamžitou fázi signálu FM [1]

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_{\text{FM}} \int_0^t m(t) dt, \quad (1.3)$$

přičemž se pro jednoduchost předpokládá, že v čase  $t = 0$  je fáze modulované nosné vlny rovněž nulová. Dosazením (1.3) do (1.2) obdržíme vztah pro kmitočtově modulovaný signál v časové oblasti

$$u_{\text{FM}}(t) = U_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_{\text{FM}} \int_0^t m(t) dt]. \quad (1.4)$$

## 1.1 Kmitočtová modulace při harmonickém modulačním signálu

V případě, že modulační signál je dán vztahem  $m(t) = U_m \cos(2\pi f_m t)$ , je po dosazení do (1.2) okamžitý kmitočet signálu FM roven [1]

$$f_i(t) = f_c + k_{\text{FM}} U_m \cos(2\pi f_c t) = f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t), \quad (1.5)$$

kde parametr  $\Delta f = k_{\text{FM}} U_m$  je kmitočtová deviace signálu FM, představující maximální odchylku okamžitého kmitočtu modulované vlny od kmitočtu nosné vlny. Deviace  $\Delta f$  je přímo úměrná amplitudě modulačního signálu  $U_m$ , avšak nezávisí na modulačním kmitočtu. Okamžitá fáze signálu FM je dána vztahem [1]

$$\theta_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i dt = 2\pi f_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin(2\pi f_m t) = 2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t). \quad (1.6)$$

Veličina  $\beta = \Delta f / f_m$ , tj. poměr deviace ku modulačnímu kmitočtu, se nazývá index kmitočtové modulace. Je to fázová odchylka signálu FM, tj. maximální odchylka fáze  $\theta_i(t)$  modulovaného signálu od fáze nemodulované nosné vlny.

Dosazením (1.6) do (1.1) se snadno vyjádří časový průběh signálu s kmitočtovou modulací při harmonické (kosinusové) modulaci

$$u_{\text{FM}}(t) = U_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)]. \quad (1.7)$$

Na rozdíl od činitele amplitudové modulace  $m_a$ , jehož velikost nemá při požadavku nezkresleného přenosu přesahovat hodnotu jedna, velikost indexu kmitočtové modulace  $\beta$  není nijak omezena. V praxi je však užitečné rozlišovat dva případy:

- Indexem  $\beta < 1$  je charakterizována úzkopásmová modulace  $FM_{NB}$  (Narrow Band). Ta se některými vlastnostmi, zejména požadavky na šířku pásma rádiového kanálu a šumovými parametry, podobá amplitudové modulaci.
- Indexem  $\beta > 1$  je charakterizována širokopásmová modulace  $FM_{BB}$  (Broad Band). U této modulace se s rostoucím indexem  $\beta$  zvětšují i nároky na potřebnou šířku pásma, která je potom výrazně větší, než u amplitudové modulace. Současně s tím se však po demodulaci na přijímací straně zvětšuje poměr signál/šum. Tato modulace tedy umožňuje dosáhnout lepší šumové vlastnosti.

Index kmitočtové modulace  $\beta$  charakterizuje signál FM při sinusové modulaci. Dalším důležitým parametrem signálu FM, vhodným pro obecnější případ nesinusové modulace je deviační poměr  $D$ . Ten je definován jako poměr maximální deviace, tj. maximálního kmitočtového zdvihu  $\Delta f_{\max}$  dosahovaného při maximální možné amplitudě modulačního signálu  $m(t)$ , ku maximálnímu modulačnímu kmitočtu  $f_{m \max}$ , obsaženému v nesinusovém modulačním signálu  $m(t)$ , tedy  $D = \Delta f_{\max} / f_{m \max}$ . Kmitočet  $f_{m \max}$  je také totožný s šířkou pásma  $B_0$  nesinusového modulačního signálu. Na rozdíl od indexu kmitočtové modulace  $\beta$ , jehož velikost závisí na okamžitých parametrech modulačního signálu  $(U_m, f_m)$ , je deviační poměr  $D$  pro daný systém FM konstantou [1].

## 1.2 Kmitočtová spektra signálů FM

Základní problém spočívá v tom, že vyjádření signálu FM v časové oblasti obsahuje transcendentní funkce, např. typu  $[\cos(\sin \omega_m t)]$  a  $[\sin(\sin \omega_m t)]$ , na něž nelze přímo aplikovat Fourierovu transformaci. Tyto funkce je však možné aproximovat nekonečnými Fourierovými řadami harmonických složek a tím dospět k výsledkům, které jsou v praxi dobře použitelné.

Úzkopásmová modulace FM s jediným harmonickým modulačním signálem má spektrum složené z nedomulované nosné vlny a dvou symetrických postranních složek, vzdálených od této nosné o kmitočet  $\pm f_c$ . Uvedené spektrum je téměř totožné se spektrem amplitudově modulovaného signálu, od něhož se liší jinak definovanými amplitudami obou postranních složek a opačným znaménkem dolní postranní složky. Výslednice obou postranních složek je vždy fázově o  $90^\circ$  pootočena vůči nosné vlně. Potřebná šířka pásma rádiového kanálu je při použití úzkopásmové kmitočtové modulace přibližně stejná jako u amplitudové modulace, tedy  $B_{FM NB} \approx 2 f_{m \max}$ .

U širokopásmové modulace FM s harmonickým modulačním signálem se kmitočtové spektrum stanoví pomocí Besselových funkcí prvního druhu, argumentu  $\beta$  a řádu  $n$ . Takový signál FM obsahuje nekonečný počet postranních kmitočtových složek, vzájemně od sebe vzdálených o modulační kmitočet  $f_m = \omega_m / 2\pi$ . Amplitudy těchto složek se s rostoucím indexem modulace  $\beta$  a také s rostoucím řádem  $n$  Besselových funkcí zmenšují. V praxi stačí přenášet v rádiovém kanálu jen podstatné složky. Při kmitočtové modulaci nosné vlny dvěma harmonickými signály se ve spektru objeví nejen nosná vlna a postranní složky příslušející těmto samotným modulačním signálům, ale také složky vzniklé intermodulací. Na rozdíl od lineární amplitudové modulace je tedy modulace FM procesem nelineárním, u něhož neplatí princip superpozice postranních složek kmitočtového spektra [1].

### 1.3 Šířka pásma potřebná pro přenos FM signálu

Stanovení potřebné šířky pásma  $B_{\text{FM}}$  rádiového kanálu přenášejícího signál FM může být založeno na různých kritériích. Například šířka pásma, v němž jsou přenášeny postranní složky s amplitudou větší než 1 % amplitudy nosné vlny. V praxi se potřebná šířka pásma, při modulaci jediným harmonickým signálem o kmitočtu  $f_m$  a o amplitudě  $U_m$ , nejčastěji určuje pomocí poloempirického Carsonova vzorce [1]

$$B_{\text{FM}} \approx 2(f_m + \Delta f) = 2f_m (1 + \beta). \quad (1.8)$$

V případě obecného modulačního signálu  $m(t)$  je nutné do Carsonova vzorce dosadit nejméně příznivé hodnoty  $f_m = f_{m \text{ max}}$  a  $\Delta f = \Delta f_{\text{max}}$ , takže potřebná šířka pásma je potom

$$B_{\text{FM}} \approx 2(f_{m \text{ max}} + \Delta f_{\text{max}}) = 2\Delta f_{\text{max}} (1 + D). \quad (1.9)$$

V praxi musí být šířka pásma zajištěna s mírnou rezervou podle modifikovaného vzorce

$$B_{\text{FM}} \approx 2(f_{m \text{ max}} + 2\Delta f_{\text{max}}) = 2\Delta f_{\text{max}} (1 + 2D). \quad (1.10)$$

Nosná vlna, určená průběhem Besselovy funkce  $J_0(\beta)$ , může mít při určitých indexech modulační  $\beta$  menší amplitudu než postranní složky, nebo dokonce může zcela vymizet. Vzhledem k tomu, že amplituda celkového signálu FM je stále konstantní, je konstantní i jím přenášený výkon, a proto je tato modulace energeticky výhodnější, než amplitudová modulace. Šířka pásma je však u širokopásmových modulací FM výrazně větší, než u modulace amplitudové. Signál FM, obsahující všechny postranní kmitočtové složky, má konstantní obálku. Pokud se ovšem kmitočtovou filtrací potlačí méně podstatné složky vyšších řádů, objeví se na tomto signálu parazitní amplitudová modulace. Prochází-li potom takový signál nelineárním zesilovačem ve třídě C, dochází přitom k regeneraci předtím potlačených postranních pásem. Ta potom mohou způsobovat např. u radiotelefonních systémů znatelné rušení v sousedních kanálech [1].

### 1.4 Šumové vlastnosti modulace FM, preemfáze a deemfáze

U demodulátorů signálu FM může být poměr S/N po demodulaci výrazně odlišný od poměru C/N před demodulátorem, a to zejména u širokopásmových kmitočtových modulací, kde při velkém modulačním indexu  $\beta \gg 1$  lze dosáhnout procesem demodulace výrazného zlepšení šumových poměrů.

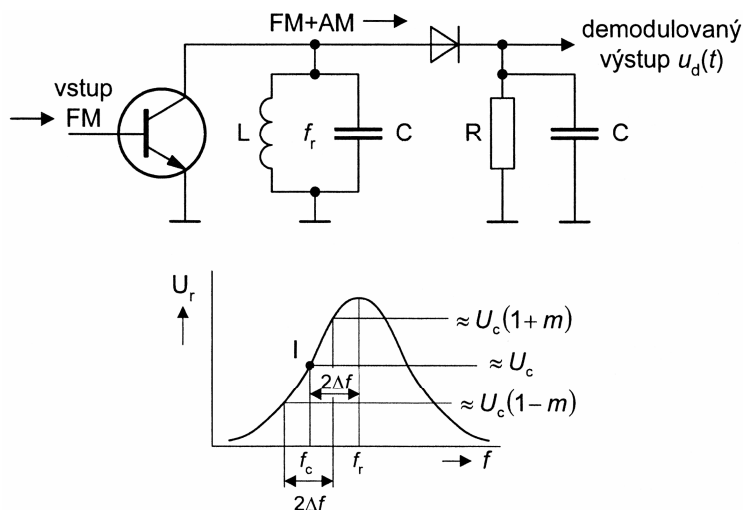
Vzhledem k charakteru napěťového šumového spektra na výstupu demodulátorů FM se zhoršuje poměr signál/šum užitečných složek modulačního signálu s jejich rostoucím kmitočtem. Aby k tomuto rušivému jevu nedocházelo, koriguje se u vysílačů FM modulační signál před vstupem do modulátoru článkem preemfáze. Ten zdůrazňuje modulační kmitočty ležící nad určitým hraničním kmitočtem  $f_1$ . Za demodulátorem přijímače potom ovšem musí být zařazen článek deemfáze s doplňkovou kmitočtovou charakteristikou, korigující zdůraznění vyšších modulačních kmitočtů. Tímto způsobem, označovaným obecně jako ekvalizace, se dosáhne konstantního poměru signál/šum pro všechny modulační složky ležící nad kmitočtem  $f_1 = \omega_1/2\pi$ . Současně se tím zlepší také celkový (integrální) poměr signálu k šumu. Toto zlepšení charakterizuje činitel redukce šumu  $g_{\text{eq}}$ , definovaný jako poměr celkového středního šumového výkonu na výstupu systému FM bez ekvalizace, k šumovému výkonu po ekvalizaci [1].

## 2 Demodulátory FM

Pod pojmem kmitočtový demodulátor se obecně rozumí obvod, jehož výstupní napětí se mění lineárně s okamžitým kmitočtem vstupního modulovaného signálu FM. Linearitu demodulace, napěťovou citlivost, dynamický rozsah, ale i další parametry demodulátorů FM lze posuzovat pomocí jejich demodulačních charakteristik. Ty obecně vyjadřují závislost amplitudy demodulovaného napětí  $u_d(t)$  na modulovaném parametru nosné vlny. Demodulační charakteristika demodulátorů FM, u nichž modulovaným parametrem je kmitočet nosné vlny resp. kmitočtový zdvih  $\Delta f$ , má typický průběh tzv. „S-křivky“, přičemž zkreslení vznikající při demodulaci je tím menší, čím lineárnější je tato křivka ve své pracovní oblasti [1].

### 2.1 Demodulátory FM s konverzí modulační FM na modulaci FM + AM

Na obr. 2.1 je znázorněn nejjednodušší demodulátor signálů FM. Jeho základem je jednoduchý odvod LC, jehož rezonanční kmitočet  $f_r$  je volen tak, aby nominální kmitočet nosné vlny  $f_c$  padnul do inflexního bodu I sestupné hrany jeho amplitudové kmitočtové charakteristiky. Vstupní signál FM přichází na obvod LC ze zdroje proudu, jímž je v praxi obvykle tranzistor v zapojení SE. Na obvodu LC se potom vytváří napětí, v němž zůstává zachována kmitočtová modulace, avšak navíc se objevuje modulace amplitudová. Při malých deviacích  $\Delta f$  lze považovat sestupnou hranu amplitudové charakteristiky obvodu LC v okolí inflexního bodu téměř za lineární, takže konverze vstupního signálu FM na signál AM + FM probíhá s malým zkreslením. Složka AM se dále demoduluje následujícím detektorem obálky a tím se získává požadované demodulované výstupní napětí  $u_d(t)$ .

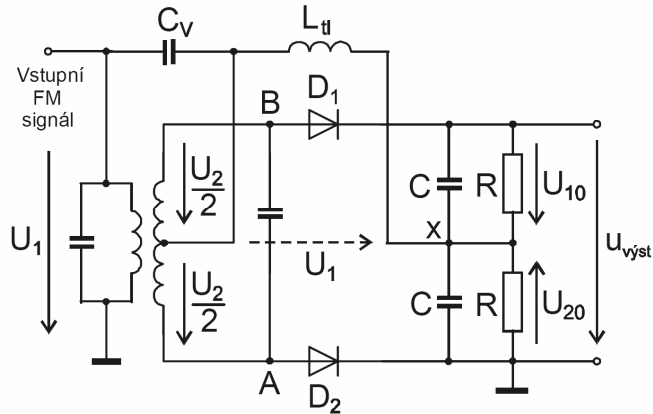


Obr. 2.1 Demodulace na boku rezonanční křivky [1].

U vylepšené varianty tohoto demodulátoru, označované také jako Travisův diskriminátor, jsou v kolektorovém obvodu tranzistoru zařazeny v kaskádě dva rezonanční obvody LC. Jejich rezonanční kmitočty jsou umístěny symetricky vůči kmitočtu nosné vlny  $f_c$ . Napětí vznikající na těchto obvodech jsou potom demodulována dvěma samostatnými detektory obálky a jejich součet již představuje demodulovaný signál. Tento obvod demoduluje signál FM s podstatně menším zkreslením, neboť se u něho částečně vzájemně kompenzují nelinearity kmitočtových charakteristik obou rezonančních obvodů LC [1].

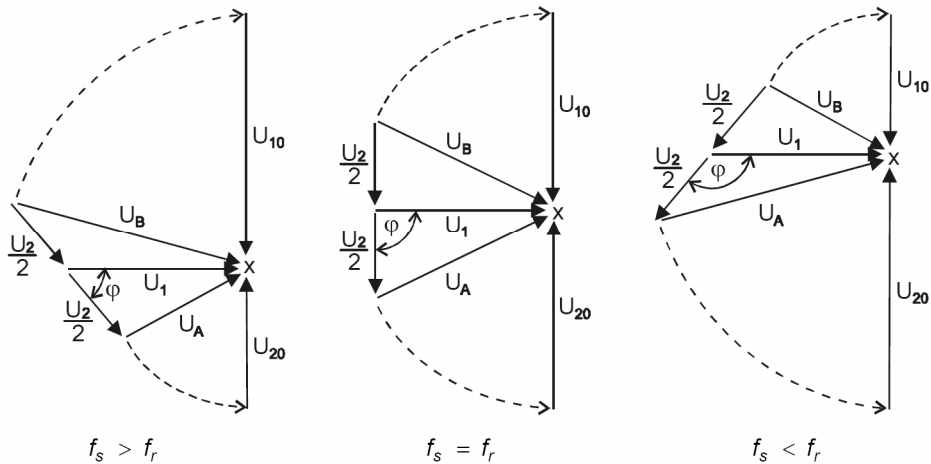
## 2.2 Fázový detektor

Dokonalejším typem demodulátorů FM z hlediska zkreslení jsou fázové detektory (fázové diskriminátory), které pracují na principu konverze vstupního signálu FM na signál FM + PM. Jejich hlavní částí je dvouobvodový pásmový filtr LC, s induktivní vazbou mezi primárním a sekundárním laděným obvodem. Oba obvody mají stejný rezonanční kmitočet shodný s kmitočtem nosné vlny  $f_c$ . Má-li vstupní signál s modulací FM rovněž kmitočet  $f_c$ , je mezi napětím primárního a sekundárního obvodu fázový posuv  $\Delta\varphi = 90^\circ$  [1].



Obr. 2.2 Fázový diskriminátor [2].

Schéma zapojení fázového diskriminátoru je na obr. 2.2. Vstupní napětí se přivádí přes kapacity  $C_V$  a  $C$  mezi střed sekundárního vinutí pásmové propusti a bod  $X$  (naznačeno čárkovanou šipkou). Střed sekundárního vinutí rozděluje sekundární napětí  $U_2$  pásmové propusti na dvě poloviny. Na jeden diodový detektor (mezi body  $B$  a  $X$ ) je přiváděn součet napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ , na druhý diodový detektor (mezi body  $A$  a  $X$ ) rozdíl napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ . Tlumivka  $L_{11}$  uzavírá obvody obou diodových detektorů pro stejnosměrné složky jejich signálů. Její reaktance na pracovním kmitočtu je však dostatečně velká, aby neovlivnila velikost napětí  $U_1$  [2].

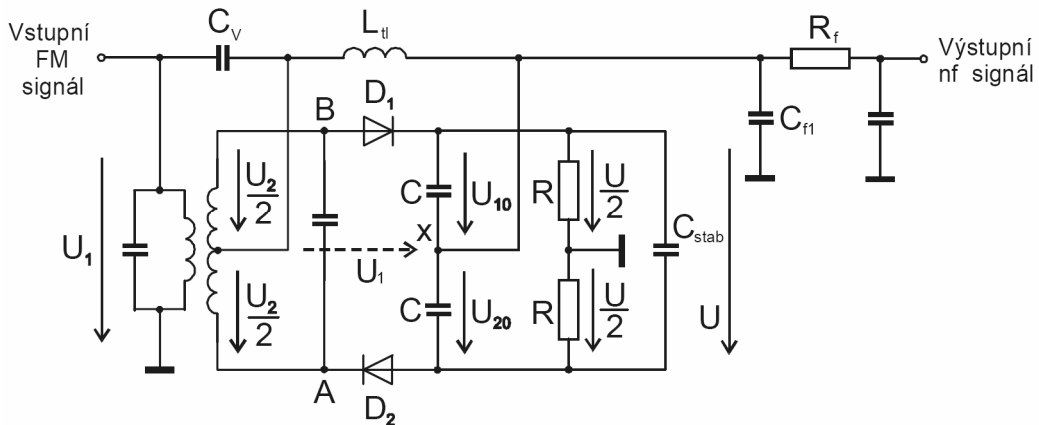


Obr. 2.3 Vektorové diagramy pro různé kmitočty  $f_s$  vstupního signálu [2].

Z vektorového diagramu (obr. 2.3) vyplývá, že při  $f_s > f_r$  nabývá výstupní napětí kladných hodnot, při  $f_s = f_r$  je výstupní napětí nulové a při  $f_s < f_r$  je záporné. Nevýhodou tohoto demodulátoru je velká citlivost výstupního napětí na amplitudové změny (impulsní poruchy) vstupního napětí. Proto je nutné před demodulátorem FM signál dostatečně zesílit a amplitudově omezit [2].

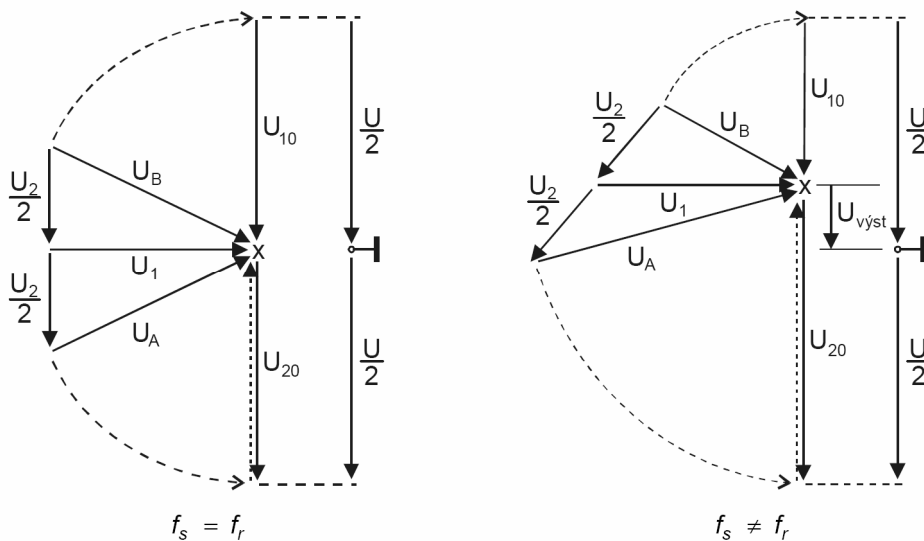
### 2.3 Poměrový demodulátor

Vliv parazitní amplitudové modulace odstraňuje poměrový demodulátor. Od fázového demodulátoru se liší především opačně zapojenými diodami. Vstupní FM signál s amplitudou  $U_1$  a okamžitým kmitočtem  $f_s$  se přivádí na vstup pásmové propusti tvořené dvojicí paralelních rezonančních obvodů vázaných induktivní vazbou, z nichž každý je naladěn na kmitočet  $f_r$ , který by měl být totožný s kmitočtem nosné vlny vstupního FM signálu. Pokud přivádíme na vstup pásmové propusti signál s kmitočtem  $f_s = f_r$ , je výstupní napětí  $U_2$  zpožděné vůči vstupnímu napětí  $U_1$  o  $90^\circ$ . Při změnách kmitočtu vstupního signálu dochází ke změně fáze mezi napětími  $U_1$  a  $U_2$ .



Obr. 2.4 Poměrový demodulátor [2].

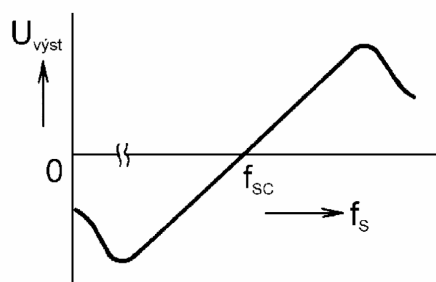
Napětí  $U_1$  je přivedeno přes  $C_v$  a  $C_{fl}$  mezi střed sekundárního vinutí pásmové propusti, který rozděluje sekundární napětí na dvě poloviny, a bod X (v obr. 2.4 je toto napětí naznačeno čárkovanou šipkou). Na vstup diodového detektoru  $D_1$  (mezi body B a X) se tedy přivádí vektorový součet napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ , zatímco na diodový detektor  $D_2$  (mezi body A a X) se přivádí vektorový rozdíl  $U_1$  a  $U_2/2$ . Výstupní stejnosměrná napětí  $U_{10}$  a  $U_{20}$  obou detektorů se sčítají a vytvářejí napětí  $U$  na kapacitoru  $C_{stab}$ . Toto napětí je pomocí rezistorů  $R$  rozděleno na dvě poloviny, přičemž jejich střed je uzemněn. Výstupní signál demodulátoru se odebrá z bodu X [2].



Obr. 2.5 Vektorové diagramy napětí poměrového demodulátoru [2].

Činnost poměrového demodulátoru je naznačena pomocí vektorových diagramů napětí na obr. 2.5. V případě, kdy platí  $f_s = f_r$ , jsou napětí  $U_1$  a  $U_2$  vzájemně posunuta o  $90^\circ$ . Na diodový detektor  $D_1$  působí napětí reprezentované vektorem  $U_B$  (vektorový součet napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ ) a na diodový detektor  $D_2$  působí napětí reprezentované vektorem  $U_A$  (vektorový rozdíl napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ ). Velikosti obou vektorů jsou v tomto případě stejné. Po detekci těchto vysokofrekvenčních napětí dostáváme stejnosměrná napětí  $U_{10}$  a  $U_{20}$ . Směr napětí  $U_{20}$  je dán zapojením diody  $D_2$ , která je opačně pólovaná než dioda  $D_1$ . Vektor napětí  $U_{20}$  má proto opačný směr než čárkovaný vektor odvozený z vektoru  $U_A$ . Protože napěťové přenosy obou diodových bývají až na znaménko stejné (detektory mají identické prvky), jsou stejně veliká i napětí  $U_{10}$  a  $U_{20}$ . Jejich součet vytváří napětí  $U$ , které je rezistory  $R$  rozděleno přesně na polovinu. Výstupní napětí odebírané z bodu  $X$  vůči zemi je v tomto případě nulové. Jestliže bude platit  $f_s \neq f_r$ , nebude mezi napětími  $U_1$  a  $U_2$  fázový posuv  $90^\circ$  a vektory  $U_A$  a  $U_B$  budou mít různé velikosti. Usměrněná napětí  $U_{10}$  a  $U_{20}$  budou mít také různé velikosti, ale jejich součet bude opět vytvářet napětí  $U$ . Výstupní napětí demodulátoru bude v tomto případě různé od nuly, neboť se změnil potenciál bodu  $X$  vůči zemi (na obr. 2.5 je výstupní napětí kladné) [2].

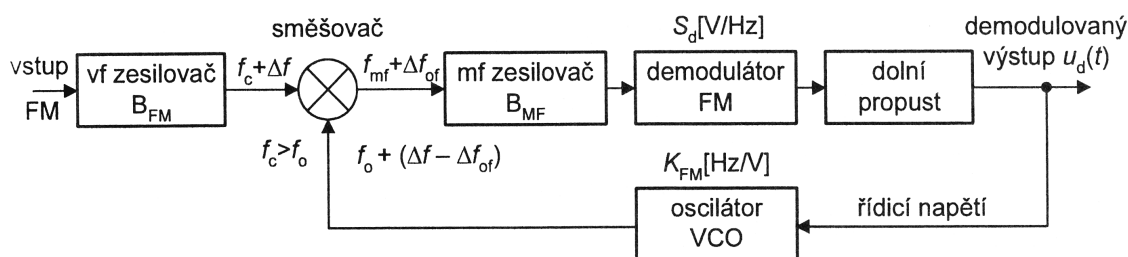
Závislost výstupního napětí  $U_{\text{výst}}$  na kmitočtu vstupního signálu  $f_s$  je základní charakteristikou poměrového demodulátoru a nazývá se „S-křivka“ nebo demodulační charakteristika, obr. 2.6 ( $f_{sc}$  je kmitočet nosné vlny). Využívá se její lineární část, ze které lze stanovit maximální změnu kmitočtu vstupního signálu (dvojnásobek kmitočtového zdvihu) i rozkmit výstupního signálu. Před poměrovým demodulátorem, podobně jako před fázovým detektorem, musí být zapojen amplitudový omezovač, kterým se odstraní závislost výstupního napětí demodulátoru na velikosti vstupního napětí. Přesto je poměrový demodulátor vůči rychlým změnám velikosti vstupního signálu odolnější než fázový detektor. Této odolnosti je dosaženo zapojením kapacitoru  $C_{\text{stab}}$ , který spolu s rezistorem  $R$  vytváří setrvačný obvod s časovou konstantou  $\tau = 2RC_{\text{stab}}$ . Budou-li amplitudové změny vstupního signálu (poruchy) kratší než časová konstanta  $\tau$ , napětí  $U$  na kondenzátoru  $C_{\text{stab}}$  se nezmění a porucha se ve výstupním signálu demodulátoru neprojeví. Pokud se ovšem velikost vstupního signálu bude měnit pozvolna (pomalý únik signálu), budou se tyto změny bohužel projevovat i ve změně velikosti výstupního signálu. Nevýhodou poměrového demodulátoru ve srovnání s fázovým detektorem je menší výstupní napětí (poloviční) při stejném kmitočtovém zdvihu vstupního signálu [2].



Obr. 2.6 S-křivka poměrového demodulátoru [2].

## 2.4 Demodulátory FM s frekvenční zpětnou vazbou

Tyto demodulátory spadají do kategorie demodulátorů FM se sníženým (posunutým) šumovým prahem. Odstup C/N závisí kromě jiných činitelů výrazně na šířce pásma  $B_{mf}$  mezifrekvenčního zesilovače před demodulátorem FM. Její zmenšování vede u konvenčních přijímačů FM ke zvyšování předdetekčního poměru C/N. Nemá-li však přitom vznikat zkreslení modulovaného signálu, je nutné v přijímači současně redukovat frekvenční zdvih zpracovávaného signálu. Na této myšlence je založen demodulátor FM s frekvenční zpětnou vazbou FMFB (FM Feedback Demodulator), znázorněný na obr. 2.7.



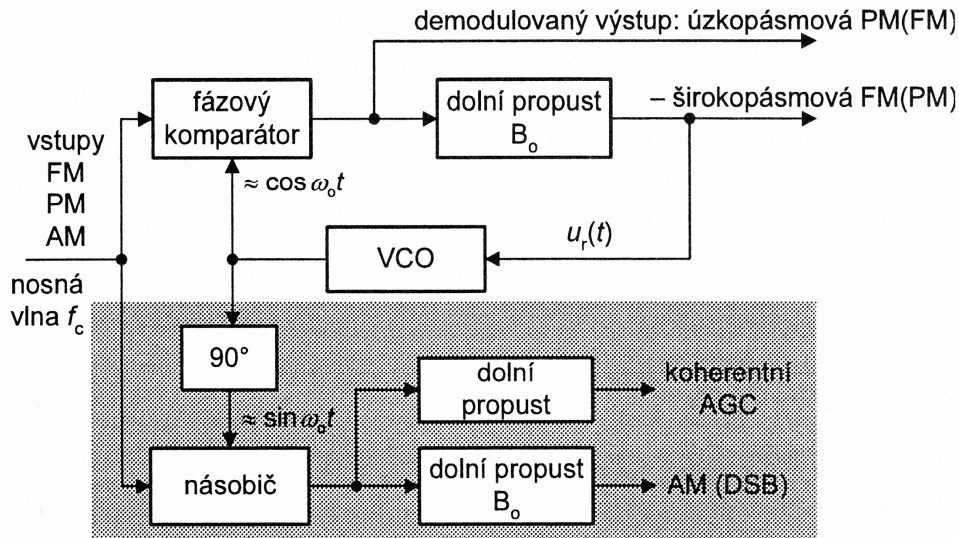
Obr. 2.7 Demodulátor (superheterodynní přijímač) s frekvenční zpětnou vazbou [2].

Na vstupu je zařazen vysokofrekvenční zesilovač s plnou šířkou pásma  $B_{FM}$ , odpovídající vstupnímu přijímanému signálu FM s maximální deviací  $\Delta f_{max}$ . V následujícím směšovači je tento signál transponován do mezifrekvenčního pásma. U konvenčních přijímačů má lokální oscilátor při příjmu určité stanice konstantní frekvenci. U popisovaného zapojení je však řešen jako oscilátor VCO, který je řízen demodulovaným užitečným napětím  $u_d(t)$ , takže je vlastně také frekvenčně modulován. V důsledku toho jeho okamžitá frekvence  $f_{oi}$  částečně sleduje okamžitou frekvenci  $f_{si} = (f_c + \Delta f)$  vstupního signálu, a to s určitým frekvenčním offsetem  $\Delta f_{of}$ . Takto vytvořená smyčka frekvenčního závěsu FFL (Frequency Feedback Loop) potom výrazně redukuje maximální deviaci mezifrekvenčního signálu, a to z původní hodnoty  $\Delta f_{max}$  na znatelně menší „mezifrekvenční“ hodnotu  $\Delta f_{of} \ll \Delta f_{max}$ . Toto zmenšení deviace umožňuje, v souladu s Carsonovým vzorcem, zmenšit také šířku pásma mezifrekvenčního zesilovače  $B_{mf}$ , čímž dochází ke snížení šumového prahu. V běžných aplikacích je možné například při indexu modulace  $\beta \approx 5$  až 10 snížit šumový práh asi o 5 až 7 dB [3].

## 2.5 Demodulátor FM s fázovým závěsem PLL

Jiným typem demodulátoru se sníženým šumovým prahem je demodulátor s fázovým závěsem PLL (Phase Lock Loop). Uvažujeme nejprve zjednodušenou variantu tohoto zapojení podle obr. 2.8, a to bez zvýrazněné části, která odpovídá běžnému systému PLL určenému pro demodulaci signálu FM. Předpokládejme, že vstupní signál FM s kmitočtem nosné vlny  $f_c$ , přiváděný na jeden vstup fázového komparátoru, je bez modulace. Na druhý vstup komparátoru přichází signál oscilátoru VCO. Tento oscilátor je navržen tak, aby jeho kmitočet  $f_o$  byl při nulovém řídicím napětí  $u_r(t)$  přesně shodný s kmitočtem nosné vlny  $f_c$  a fáze  $\varphi_r(t)$  měla vůči fázi nosné vlny určitou referenční hodnotu (obvykle  $90^\circ$ ), při níž je výstupní napětí fázového komparátoru nulové. Bude-li vstupní signál kmitočtově modulován, bude se v důsledku

toho měnit jeho okamžitý kmitočet a tím i fáze. Na výstupu fázového komparátoru se potom objeví řídicí chybové napětí  $u_r(t)$ , které po filtraci dolní propustí řídí okamžitý kmitočet oscilátoru VCO tak, aby fáze jeho výstupního signálu opět sledovala (až na určitou malou chybu) fázi vstupního signálu FM. Okamžitý kmitočet oscilátoru VCO potom téměř věrně sleduje okamžitý kmitočet vstupního signálu FM. U ideálního oscilátoru VCO jsou odchylky jeho kmitočtu od střední hodnoty přímo úměrné řídicímu napětí  $u_r(t)$ , které tak představuje požadovaný demodulovaný výstup  $u_d(t)$  [3].



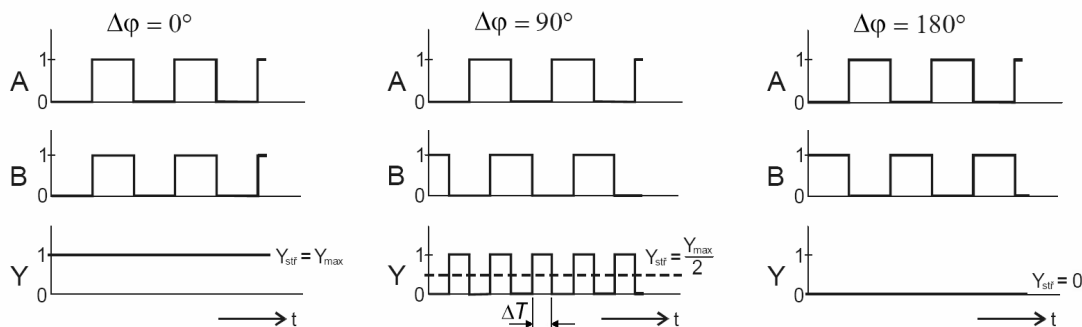
Obr. 2.8 Demodulátor s fázovým závěsem doplněný o koherentní demodulátor AM [2].

Dolní propust zařazená za fázovým komparátorem má šířku pásma shodnou s nejvyšším modulačním kmitočtem  $f_{m \max}$ , který odpovídá šířce pásma modulačního signálu  $B_m$ . Touto propustí tedy může procházet kompletní užitečný demodulovaný signál. Fázový komparátor lze považovat za směšovač s nulovou mezifrekvenčí, který převádí do základního pásma také šum ležící v pásmu vstupního (resp. mezifrekvenčního) signálu  $B_{FM}$ . To je u širokopásmových modulací FM podstatně širší než základní pásmo  $B_m$  a tedy i šumové složky na výstupu fázového komparátoru zaujímají toto široké pásmo. Dolní propust z nich ale propustí pouze složky v pásmu  $B_m$  a všechny vyšší složky potlačí. Tím dochází u uvažovaného demodulátoru PLL ke snížení šumového prahu.

Popisovaný demodulátor je vhodný k demodulaci širokopásmových signálů FM a rovněž širokopásmových fázově modulovaných signálů PM. Modulační spektrum zde leží kompletně v šířce pásma smyčky, která se proto nazývá smyčka sledující modulaci (modulation tracking loop). Naproti tomu úzkopásmové signály PM (méně často FM) se demodulují pomocí smyčky sledující nosnou vlnu (carrier tracking loop), u níž je celé modulační spektrum mimo pásmo propustnosti smyčky. Demodulovaný signál se odebírá přímo z výstupu fázového komparátoru. Doplněním popsaného zapojení o násobič a fázovací článek  $90^\circ$ , tak jak je uvedeno ve zvláště zřetelné části obr. 2.8, se vytvoří demodulátor AM. V násobiči se uskutečňuje za pomoci obnovené sinusové nosné vlny synchronní demodulace vstupního signálu AM. Základní smyčka PLL pouze zajišťuje, aby tato obnovená vlna byla v koherenci s nosnou vlnou přijímaného signálu. Tohoto kompletního zapojení lze využít rovněž k získávání koherentního napětí pro systémy samočinného řízení zisku AGC rádiových přijímačů [3].

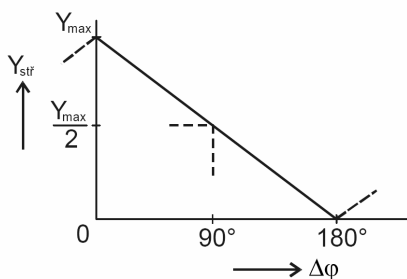
## 2.6 Koincidenční detektor FM

Koincidenční detektor patří mezi demodulátory s přeměnou FM signálu na šířkově modulovaný impulsový signál. Jeho základním blokem je koincidenční obvod, realizující funkci EX-NOR (koincidence) podle vztahu  $Y = A.B + \overline{A.B}$ . Na obr. 2.9 jsou uvedeny časové průběhy všech signálů pro tři různé fázové posuvy vstupních signálů  $A$  a  $B$ . Tyto signály se získají z FM signálu jeho zesílením a amplitudovým omezením.

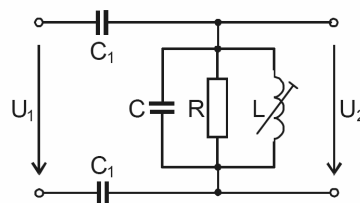


Obr. 2.9 Časové průběhy signálů koincidenčního obvodu [2].

Na výstupu koincidenčního obvodu je nenulový signál jen tehdy, mají-li oba vstupní signály stejnou polaritu. Doba, po kterou tento stav nastává, je závislá na okamžité hodnotě fázového posuvu  $\Delta\varphi$ . Výstupní signál má proto podobu impulzů o konstantní amplitudě a šířce  $\Delta T$  přímo úměrné posuvu  $\Delta\varphi$ . Střední hodnota výstupního signálu je lineárně závislá na fázovém posuvu vstupních signálů (obr. 2.10).



Obr. 2.10 Grafická závislost  $Y_{stř} = f(\Delta\varphi)$  [2].

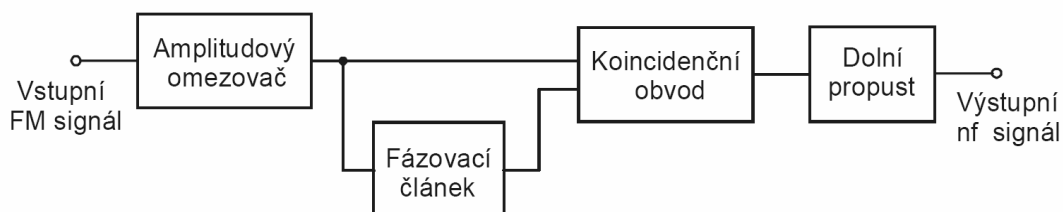


Obr. 2.11 Fázovací článek [2].

Pokud jsou změny kmitočtu FM signálu převedeny na změny fáze, lze koincidenční obvod využít k demodulaci FM signálů. K tomuto účelu se používá jednoduchý fázovací článek (obr. 2.11). Jeho fázový posuv mezi výstupním napětím  $U_2$  a vstupním napětím  $U_1$  je dán přibližným vztahem [2]

$$\Delta\varphi \cong \frac{\pi}{2} - \frac{2\Delta\omega}{\omega_c} Q, \quad (2.1)$$

kde  $Q$  je provozní činitel jakosti rezonančního obvodu naladěného na  $\omega_c$ ,  $\Delta\omega$  je kmitočtový zdvih a  $\omega_c$  je kmitočet nosné vlny FM signálu. Důležitým prvkem fázovacího článku je rezistor  $R$ , který určuje činitel jakosti rezonančního obvodu, jeho šířku pásma a tedy i rozsah kmitočtů, ve kterém bude článek pracovat. Při velké hodnotě odporu  $R$  může dojít k tomu, že šířka pásma rezonančního obvodu bude menší než kmitočtový zdvih FM signálu a výstupní signál fázovacího článku bude zkreslený. Velmi malý odpor se zase projeví malým přenosem fázovacího článku [2].



Obr. 2.12 Blokové schéma koincidenčního demodulátoru [2].

Celkové blokové schéma koincidenčního demodulátoru je uvedeno na obr. 2.12. Vstupní FM signál přichází do amplitudového omezovače, kde je zesílen a omezen. Takto upravený signál se přivádí na jeden vstup koincidenčního obvodu. Na jeho druhý vstup se přivádí tentýž signál upravený fázovacím článkem. Je-li okamžitý kmitočet vstupního signálu  $f_i$  roven právě kmitočtu nosné vlny, dochází ve fázovacím článku k posuvu o úhel  $\Delta\varphi = 90^\circ$ . Jestliže se kmitočet  $f_i$  v důsledku modulace v porovnání s nosným kmitočtem zvětší resp. zmenší, fázový posuv  $\Delta\varphi$  se úměrně k tomu zvětší nebo zmenší. Tento posuv je lineárně závislý na deviaci vstupního signálu FM a tím i na okamžité amplitudě modulačního signálu. Za koincidenčním obvodem je zařazena dolní propust na jejíž výstupu je odebírán požadovaný demodulovaný signál.

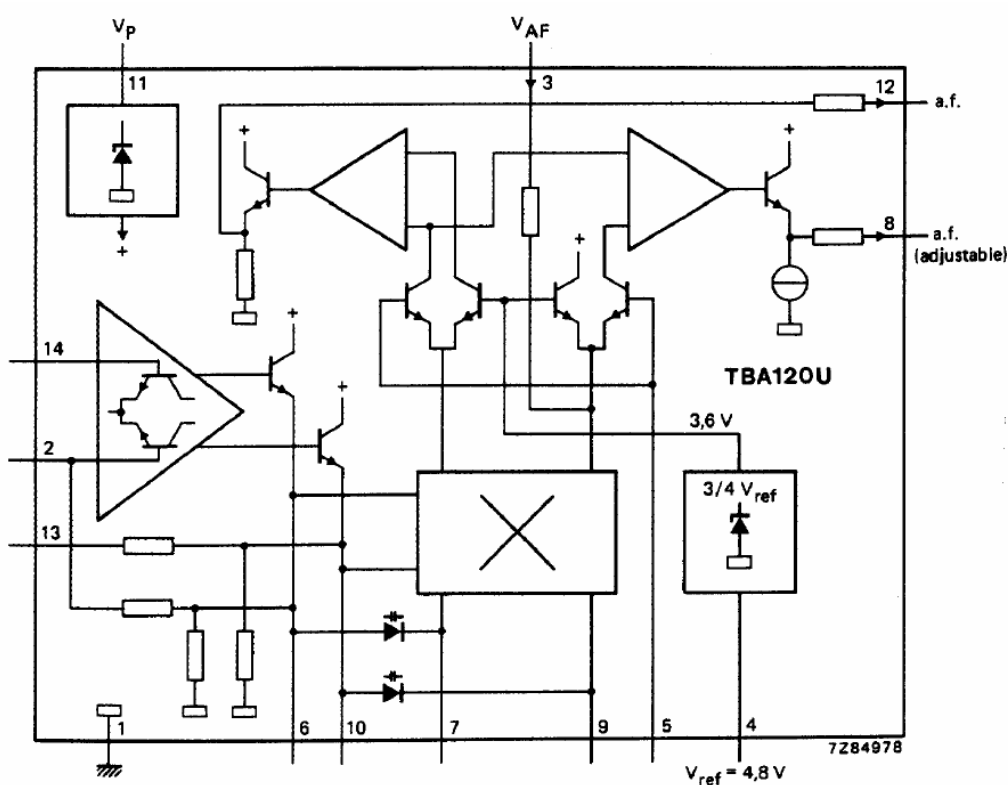
Předností koincidenčního demodulátoru je jeho jednoduché nastavení, při kterém se pouze naladí rezonanční obvod fázovacího článku na kmitočet nosné vlny vstupního FM signálu. Omezovač, koincidenční obvod i dolní propust je možné realizovat v podobě jediného monolitického obvodu. Jako fázovací článek lze použít bezindukční keramický filtr. Celé zapojení je potom vhodné pro monolitické technologie a je proto rozšířeným typem demodulátorů FM v přijímačích VKV/FM a ve zvukových kanálech televizorů [1] [2].

### 3 Obvodové řešení koincidenčního demodulátoru

Všechny dostupné integrované obvody většinou obsahují v jednom pouzdře diferenční vícecestupňový mezifrekvenční zesilovač, omezovač signálu a demodulátor. Dále mohou být integrovány pomocné obvody pro automatické doladování kmitočtu nebo indikátor úrovně signálu na vstupu mezifrekvenčního zesilovače. Pro demodulátor je použita násobička v podobě dvojitě vyváženého směšovače (Gilbertova buňka). Jako fázovací členek slouží externí RLC rezonanční obvod s definovaným činitelem jakosti.

#### 3.1 Obvody z řady TBA120

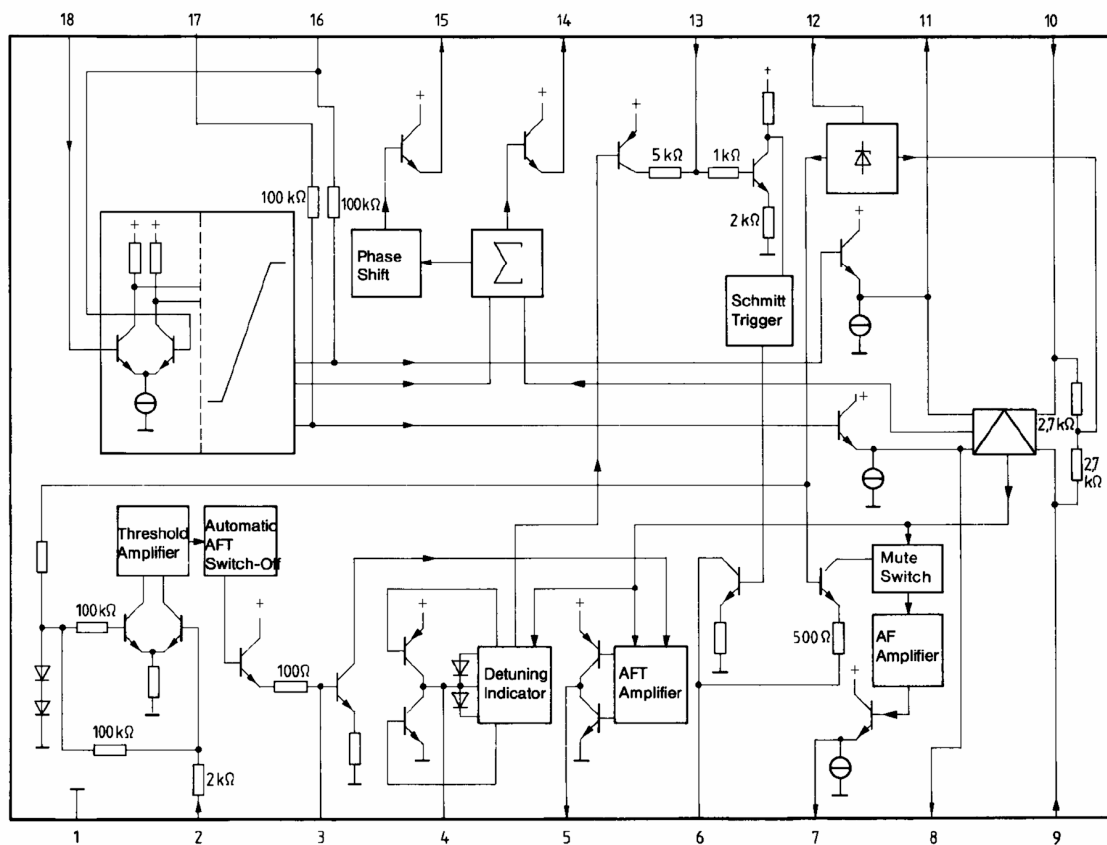
Integrovaný obvod TBA120S obsahuje diferenční osmistupňový mezifrekvenční zesilovač s napěťovým zesílením 68 dB, který zároveň pracuje jako omezovač signálu, symetrický koincidenční demodulátor a nízkofrekvenční zesilovač s elektronickým řízením hlasitosti (obr. 3.1). Obvod je určen pro demodulaci zvuku v televizních přijímačích na mezifrekvenčním kmitočtu 5,5 MHz nebo v rozhlasových přijímačích na mezifrekvenčním kmitočtu 10,7 MHz. Obvod TBA120U navíc obsahuje vstup pro nízkofrekvenční signál. Oba uvedené typy jsou uzpůsobeny pro použití s rezonančním RLC obvodem. TBA120T je pak určen pro použití s keramickým filtrem. Napájecí napětí je typicky 12 V a odběr proudu ze zdroje 13,5 mA.



Obr. 3.1 Vnitřní struktura integrovaného obvodu TBA120U [4].

### 3.2 Obvod TDA 1047

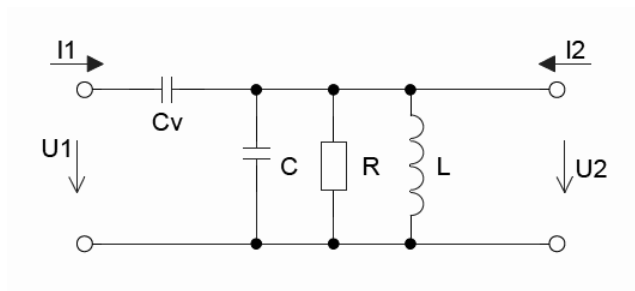
Integrovaný obvod TDA 1047 obsahuje na vstupu diferenční osmistupňový zesilovač a omezovač (obr. 3.2). Mezifrekvenční signál je veden na symetrický koincidenční demodulátor, za kterým následuje nízkofrekvenční zesilovač. Navíc je zde integrován blok měření úrovně signálu na vstupu, který poskytuje stejnosměrný proud pro připojení indikátoru. Dále bloky pro řízení automatického doladování kmitočtu vstupních obvodů přijímače a vstup pro řízení šumové brány (squelch) v závislosti na úrovni signálu. Šumová brána je vyřazena z činnosti, pokud je vývod č. 13 uzemněn. Obvod je určen pro rozhlasové přijímače a může pracovat na mezifrekvenčních kmitočtech do 15 MHz. Pro symetrický fázovací článek je použit standardní rezonanční RLC obvod s definovaným činitelem jakosti. Napájecí napětí může být v rozsahu 4 až 18 V, odběr proudu je typicky 12 mA. Starším ekvivalentem TDA 1047 je integrovaný obvod A255D.



Obr. 3.2 Vnitřní struktura integrovaného obvodu TDA 1047 [5].

### 3.3 Výpočet fázovacího článku

Fázovací článek musí zajistit na kmitočtu  $f_{mf} = f_0 = 10,7$  MHz fázový posuv  $\varphi = 90^\circ$ .



Obr. 3.3 Schéma zapojení fázovacího článku.

Přenosovou funkci lze získat například symbolickou analýzou v programu SNAP

$$\mathbf{K}_U(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{RLC_V \cdot s^2}{(RLC + RLC_V) \cdot s^2 + L \cdot s + R} \quad (3.1)$$

Po úpravě do přehlednějšího tvaru

$$\mathbf{K}_U(s) = \frac{LC_V \cdot s^2}{L(C + C_V) \cdot s^2 + \frac{L}{R} \cdot s + 1} \quad (3.2)$$

Rezonanční kmitočet obvodu je [6]

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_V)}} \quad (3.3)$$

Činitel jakosti paralelního rezonančního obvodu RLC je dán vztahem [2]

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (3.4)$$

Dále se ve vztahu (3.2) nahradí  $R$  podle vztahu (3.4) a operátor  $s$  výrazem  $j\omega$

$$\mathbf{K}_U(j\omega) = \frac{LC_V \cdot (j\omega)^2}{L(C + C_V) \cdot (j\omega)^2 + \frac{L}{\omega_0 L Q} \cdot j\omega + 1} \quad (3.5)$$

Za předpokladu rezonance, kdy  $\omega = \omega_0$ , a po úpravě

$$\mathbf{K}_U(j\omega_0) = \frac{\omega_0^2 LC_V Q}{\omega_0^2 L(C + C_V) Q - Q - j} \quad (3.6)$$

Rezonanční kmitočet ve jmenovateli lze nahradit podle (3.3)

$$\mathbf{K}_U(j\omega_0) = j\omega_0^2 LC_V Q \quad (3.7)$$

Modul přenosu je

$$K_U(\omega_0) = |\mathbf{K}_U(j\omega_0)| = \omega_0^2 LC_V Q \quad (3.8)$$

Pro kapacitu sériového vazebního kondenzátoru  $C_V$  pak platí vztah

$$C_V = \frac{K_U(\omega_0)}{\omega_0^2 L Q}. \quad (3.9)$$

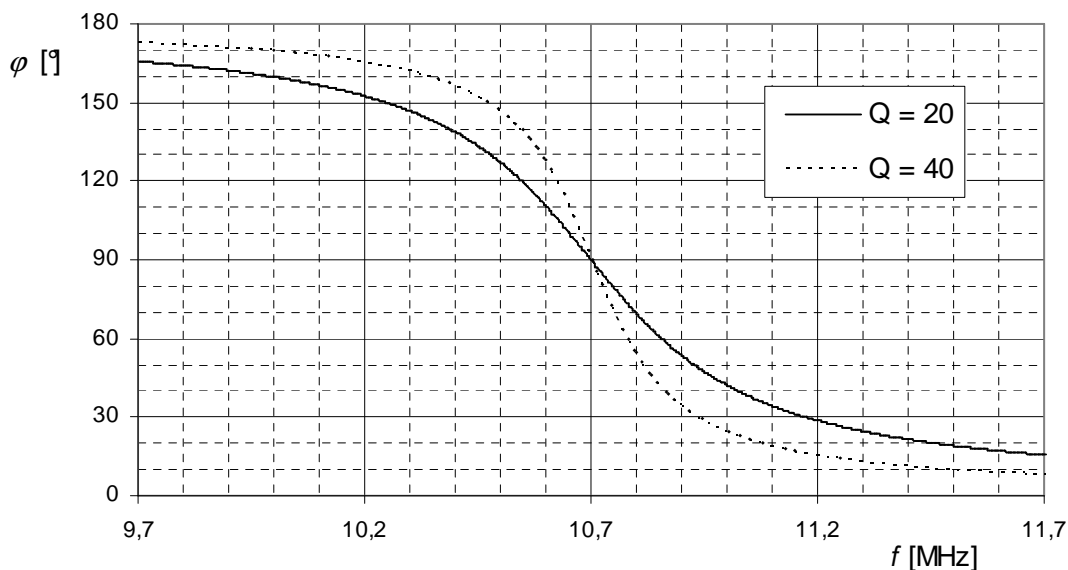
Podobně lze odvodit ze vztahu (3.5) kapacitu kondenzátoru  $C$  rezonančního obvodu [7]

$$C = \frac{Q - K_U(\omega_0)}{\omega_0^2 L Q}. \quad (3.10)$$

Okamžitá fáze na výstupu fázovacího článku je dána vztahem [7]

$$\varphi(t) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2(t)}{\omega_0 \omega(t)} Q\right). \quad (3.11)$$

Na obr. 3.4 je závislost fáze výstupního napětí  $U_2$  uvedeného fázovacího článku na kmitočtu získaná simulací v programu OrCAD PSpice. Je zřejmé, že fáze na výstupu není lineárně závislá na změně kmitočtu. Pouze za předpokladu malé změny kmitočtu v okolí kmitočtu  $\omega_0$ , je možné považovat závislost za přibližně lineární. Velikost této oblasti je nutné stanovit podle maximálního přípustného zkreslení. Zvětšením činitele jakosti rezonančního obvodu se dosáhne větší strmosti charakteristiky a tím i větší citlivosti demodulátoru. Zmenší se ale lineární oblast a tím bude i menší použitelný kmitočtový zdvih. Pokud bude demodulátor pracovat mimo lineární oblast, harmonické zkreslení výstupního signálu bude výrazně vyšší. Naopak pokud bude činitel jakosti rezonančního obvodu malý, bude lineární oblast velká a může být použit větší kmitočtový zdvih, aniž by byl signál po demodulaci výrazně zkreslen. Bude ale také malá citlivost demodulátoru vlivem malé strmosti charakteristiky. Povoleno kmitočtový zdvih pro FM rozhlas je 75 kHz. Pokud je dán maximální kmitočtový zdvih, je možné stanovit vhodný kompromis mezi citlivostí demodulátoru a velikostí harmonického zkreslení. Kritická je velikost třetí harmonické složky  $HD_3$ , která při kmitočtovém zdvihu  $\Delta f = 75$  kHz a činiteli jakosti rezonančního obvodu  $Q = 20$  dosahuje úrovně  $-40$  dB oproti úrovni signálu základního kmitočtu [7]. Pro výpočet kapacit kondenzátorů  $C$  a  $C_V$  bude tedy uvažován činitel jakosti  $Q = 20$ .

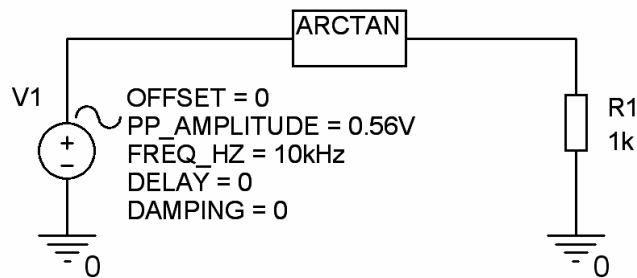


Obr. 3.4 Závislost fáze výstupního napětí  $U_2$  na kmitočtu (simulace PSpice).

Fázový rozdíl  $\Delta\varphi$  pro kmitočtový zdvih  $\Delta f = 75 \text{ kHz}$  určuje vztah [7]

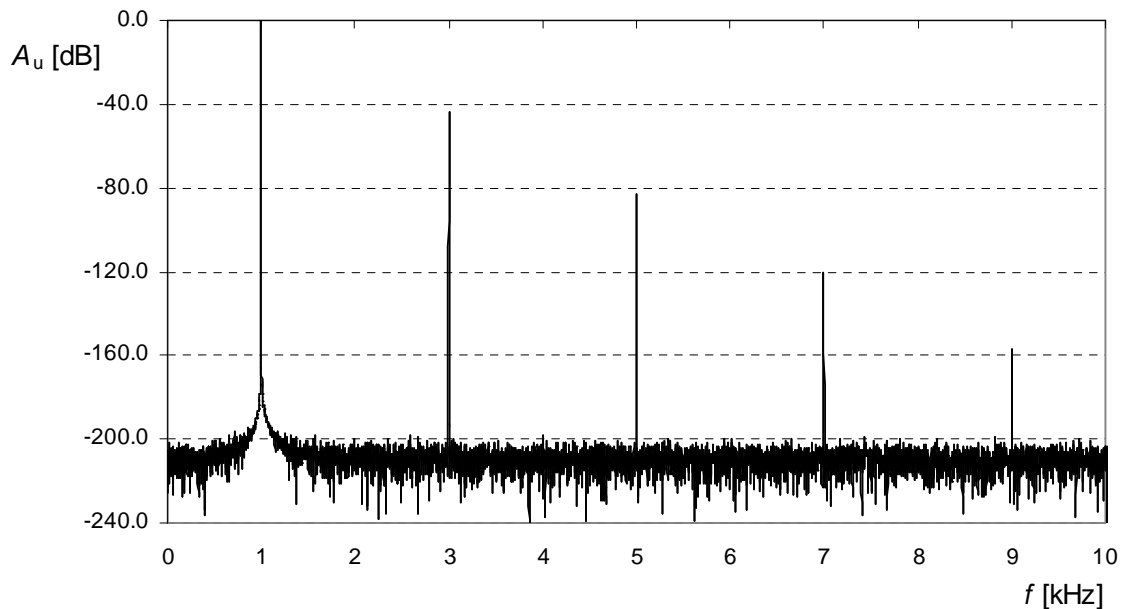
$$\Delta\varphi(\omega) = \arctan\left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega_0\omega} Q\right) \quad (3.12)$$

$$\Delta\varphi_{\max} = \arctan\left(\frac{(2\pi \cdot 10^6)^2 \cdot (10,7^2 - 10,775^2)}{(2\pi \cdot 10^6)^2 \cdot (10,7 \cdot 10,775)} \cdot 20\right) = 15,6^\circ$$



Obr. 3.5 Zapojení obvodu pro simulaci zkrzení v programu Capture.

Po přivedení sinusového signálu na vstup bloku s přenosovou funkcí arcus tangens, bude na výstupu kromě základního kmitočtu ještě řada harmonických kmitočtů. Na obr. 3.6 je normovaný napěťový přenos bloku arctan v programu OrCAD Capture. Pro dosažení fázového rozdílu  $\pm 15,6^\circ$  je potřeba, aby vstupní veličina nabývala hodnot  $\tan(\pm 15,6^\circ) \cong \pm 0,28$ . Velikost napětí sinusového generátoru na vstupu je tedy  $0,56 \text{ V}_{PP}$ . Z grafu je také patrná velikost třetí harmonické složky  $HD_3$  přibližně  $-40 \text{ dB}$ , která byla uvedena výše.



Obr. 3.6 Normovaný napěťový přenos bloku arctan (simulace PSpice).

V dalším kroku je potřebné stanovit velikost indukčnosti rezonančního obvodu. Indukčnost je nutné volit s ohledem na dosažení požadovaného činitele jakosti paralelního rezonančního obvodu, který je dán vztahem [2]

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (3.13)$$

Jak bylo uvedeno výše, optimální činitel jakosti je 20. Navrhovaný laboratorní přípravek však bude umožňovat nastavení činitele jakosti v rozmezí přibližně od 10 do 40. Pro realizaci demodulátoru bude použit integrovaný obvod TDA 1047, který má uvnitř pouzdra mezi vývody pro připojení fázovacího článku dva rezistory v sérii o hodnotě 2,7 kΩ pro nastavení stejnosměrného pracovního bodu zesilovače. Nejvyšší dosažitelná velikost tlumícího rezistoru  $R$  paralelního rezonančního obvodu je tedy 5,4 kΩ. Pro rezonanční kmitočet uvažovaného obvodu platí vztah (3.3). Kapacita sériového vazebního kondenzátoru  $C_V$  je však mnohem menší, než kapacita kondenzátoru  $C$  paralelního rezonančního obvodu. Proto může být kapacita  $C_V$  zanedbána a přibližnou velikost indukčnosti lze vypočítat s využitím Thomsonova vztahu

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (3.14)$$

Z tohoto vztahu lze vyjádřit kapacitu kondenzátoru

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L}. \quad (3.15)$$

Podle tohoto vztahu se nahradí kapacita ve vzorci (3.13) a indukčnost je pak

$$L = \frac{R}{\omega_0 Q}. \quad (3.16)$$

Nyní je možné vypočítat číselnou hodnotu indukčnosti pro nejvyšší činitel jakosti

$$L = \frac{R}{\omega_0 Q} = \frac{5400}{2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 40} = \underline{\underline{2,0 \mu\text{H}}}.$$

Indukčnost bude realizována na kostičce s laditelným feritovým jádrem od výrobce Neosid Pemetzrieder, kterou dodává firma GES-ELECTRONICS pod označením RFC 71S. Konstanta materiálu jádra FC 710B (označeno fialovou barvou) uvedená výrobcem je  $Al = 12 \text{ nH} \cdot \text{z}^{-2}$  v rozmezí pracovních kmitočtů 0,5 ÷ 12 MHz. Dosahovaný činitel jakosti uváděný výrobcem je  $Q = 60 \div 125$ . Indukčnost jednovrstvé cívky na takovém jádře je možno určit přibližným vztahem

$$L = Al \cdot n^2 \text{ [nH]}. \quad (3.17)$$

Potřebný počet závitů pro indukčnost 2000 nH je tedy

$$n = \sqrt{\frac{L}{Al}} = \sqrt{\frac{2000}{12}} = 12,9 \text{ z.} \quad (3.18)$$

S ohledem na rezervu bude mít cívka 15 závitů na kostičce RFC 71S o průměru 3,8 mm lakovaným vodičem CuL o průměru 0,2 mm. Indukčnost cívky se nastaví na přesnou hodnotu pomocí laditelného feritového jádra.

Nyní zbývá určení hodnot kapacit kondenzátorů a odporu rezistoru. Za předpokladu, že přenos fázovacího članku je  $-3$  dB, tedy přibližně 0,7, je kapacita sériového vazebního kondenzátoru je po dosazení do vztahu (3.9)

$$C_v = \frac{K_U(\omega_0)}{\omega_0^2 LQ} = \frac{0,7}{(2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6)^2 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 20} = \underline{\underline{3,87 \text{ pF}}}.$$

Kapacita kondenzátoru rezonančního obvodu dosazením do (3.10)

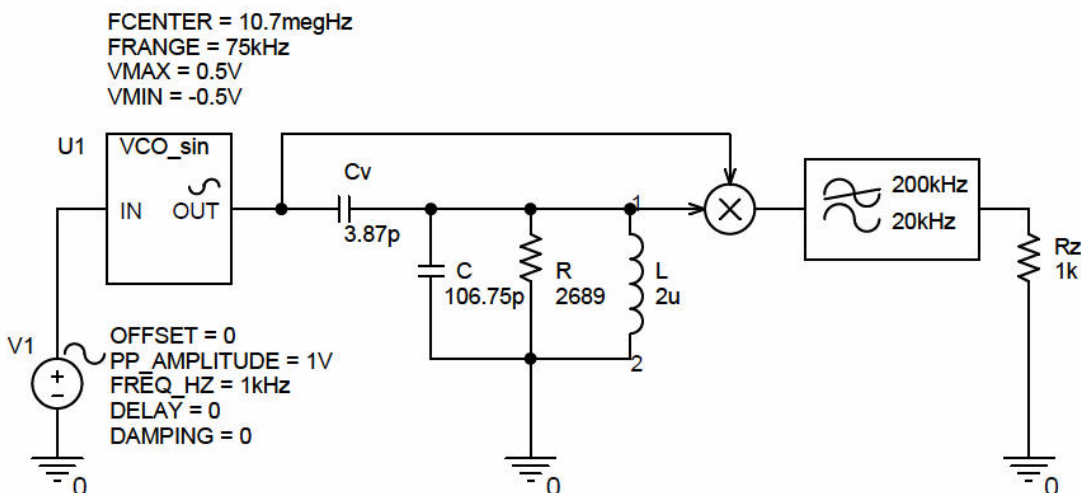
$$C = \frac{Q - K_U(\omega_0)}{\omega_0^2 LQ} = \frac{20 - 0,7}{(2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6)^2 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 20} = \underline{\underline{106,75 \text{ pF}}}.$$

Velikost rezistoru lze vyjádřit ze vztahu (3.4)

$$R = \omega_0 LQ = 2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 20 = \underline{\underline{2689 \Omega}}. \quad (3.19)$$

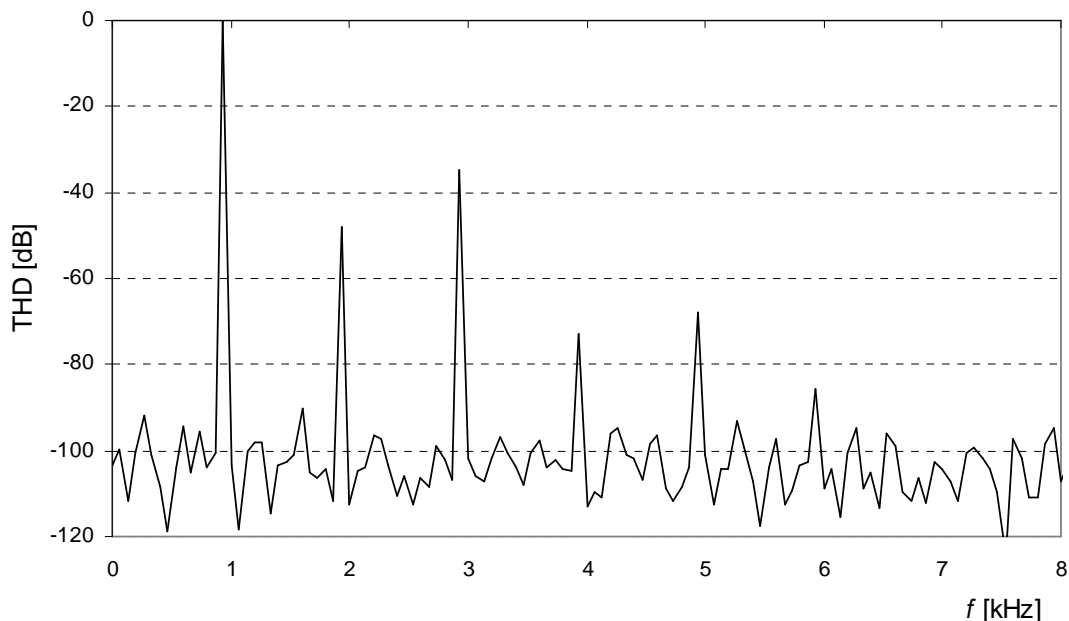
### 3.4 Simulace navrženého fázovacího článku

Vypočítané hodnoty součástek byly ověřeny simulací v OrCAD PSpice. Nejprve bylo pomocí analýzy v kmitočtové oblasti ověřeno, že fázovací článek má na kmitočtu 10,7 MHz fázový posuv 90°. Následně byl demodulátor simulován v časové oblasti. Schéma zapojení obvodu je na obr. 3.7.



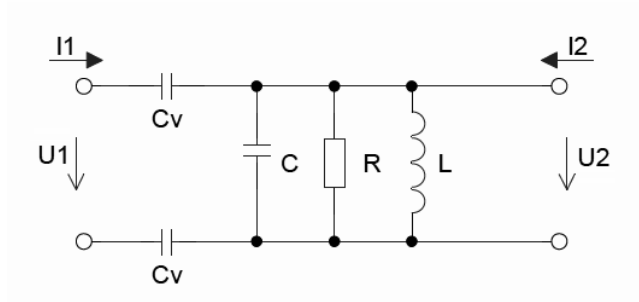
Obr. 3.7 Schéma zapojení fázovacího článku v programu OrCAD Capture.

Na výstupu dolní propusti dostaneme původní modulační signál 1 kHz ze zdroje V1, který je ovšem obohacen o harmonické kmitočty vlivem nelineárního zkreslení demodulátoru. Pokud toto výstupní napětí normujeme a vyjádříme v dB, pak po přechodu do kmitočtové oblasti pomocí FFT dostaneme graf na obr. 3.8. Vzhledem k výpočetní náročnosti simulace s krokem 1 ns bylo možné vypočítat FFT pouze z 15ti period modulačního signálu 1 kHz.



Obr. 3.8 Harmonické zkreslení na výstupu demodulátoru (simulace PSpice).

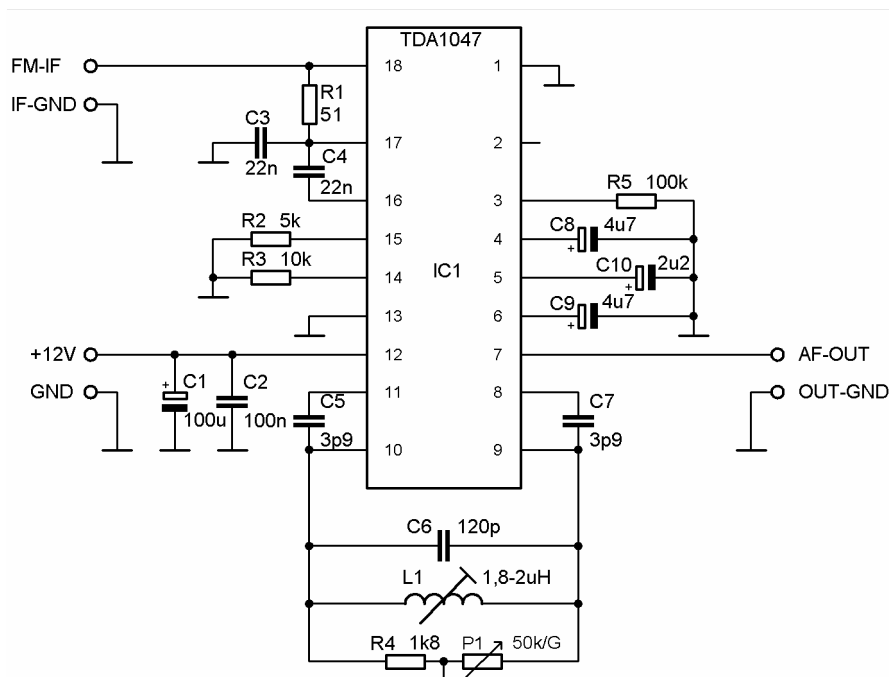
V navrhovaném laboratorním přípravku bude použit integrovaný obvod TDA 1047 v základním zapojení, který vyžaduje symetrický fázovací členek. Ten lze snadno vytvořit s použitím dvou vazebních kondenzátorů. Schéma zapojení je na obr. 3.9. Velikost rezistoru  $R$  je součet vnitřního odporu obvodu TDA 1047 a paralelně připojeného externího rezistoru. V přípravku bude možné měnit velikost rezistoru pomocí potenciometru a nastavit tak potřebný činitel jakosti rezonančního obvodu a tím i citlivost demodulátoru.



Obr. 3.9 Schéma zapojení symetrického fázovacího článku.

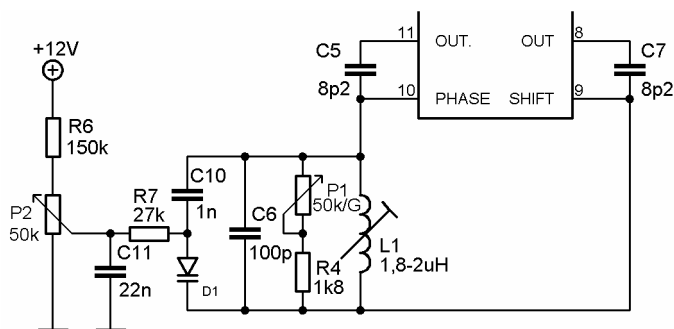
### 3.5 Navržený demodulátor s obvodem TDA1047

Schéma zapojení demodulátoru je na obr. 3.10. Vstupní impedance obvodu je určena rezistorem R1 a je  $51 \Omega$  (hodnota z řady E24). Výstupní signál z mezifrekvenčního osmistupňového zesilovače je na vývodech 8 a 11 a pomocí vazebních kapacit C5 a C7 je přiveden na fázovací článek tvořený rezonančním obvodem C6, L1 a potenciometrem P1 v sérii s rezistorem R4. Pro dosažení činitele jakosti  $Q = 40$ , který je limitován vnitřním odporem integrovaného obvodu, je nutné, aby hodnota odporu potenciometru v jeho krajní (maximální) poloze byla vysoká, a tedy výsledná hodnota paralelní kombinace byla dána pouze vnitřním odporem  $5,4 \text{ k}\Omega$ . Aby nemusel být použit potenciometr s vypínačem, je zvolen potenciometr s logaritmickým průběhem odporové dráhy o hodnotě  $50 \text{ k}\Omega$ , která ve své pravé krajní poloze již téměř nepřispívá k tlumení rezonančního obvodu.



Obr. 3.10 Základní schéma zapojení demodulátoru s obvodem TDA1047.

Laboratorní přípravek bude dále umožňovat změnu kmitočtu  $f_0$  pomocí varikapu paralelně připojeného k rezonančnímu obvodu. Schéma zapojení je na obr. 3.11. Na vývodech 9 a 10 integrovaného obvodu je konstantní stejnosměrné napětí  $3,5 \text{ V}$  dané vnitřním odporovým děličem. Toto napětí je s výhodou využito pro rozladování rezonančního obvodu pomocí kapacitní diody D1, která je zapojena v závěrném směru. Pro kapacitní diodu byl zvolen typ KB109G s drátovými vývody v pouzdru D24. Podle katalogového listu je při napětí  $3 \text{ V}$  kapacita  $26 - 32 \text{ pF}$ , při napětí  $25 \text{ V}$  pak  $4,3 - 6 \text{ pF}$ . Grafickou závislost kapacity na velikosti závěrného napětí katalog neuvádí.



Obr. 3.11 Připojení kapacitní diody k rezonančnímu obvodu.

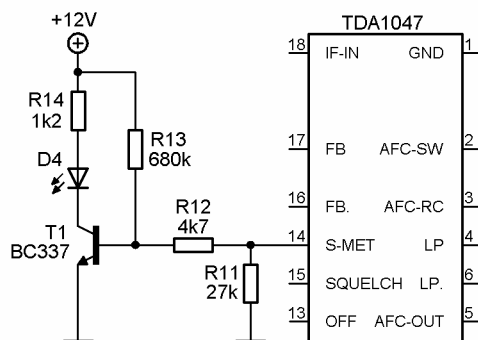
Napětí na varikapu je řízeno pomocí napěťového děliče tvořeného rezistorem R6 a potenciometrem P2. Aby bylo možné měnit napětí v rozsahu 0,5 až 3,5 V, je nutné vypočítat hodnotu sériového rezistoru R6. Proud diody v závěrném směru je zanedbán. Při daném napájecím napětí 12 V a hodnotě potenciometru 50 kΩ lze hodnotu rezistoru R6 určit s využitím Ohmova zákona:

$$I = \frac{U_{p1}}{R_{p1}} = \frac{3}{50 \cdot 10^3} = 6 \cdot 10^{-5} \text{ A}, \quad (3.20)$$

$$R_6 = \frac{U_{\text{nap}} - U_{p1}}{I} = \frac{12 - 3}{6 \cdot 10^{-5}} = \underline{\underline{150 \cdot 10^3 \Omega}}. \quad (3.21)$$

Pro oddělení střídavého a stejnosměrného napětí slouží kondenzátor C10. Jeho kapacita musí být mnohem větší, než je kapacita varikapu. Protože transformační činitel kapacitní vazby se blíží hodnotě jedna, musí mít rezistor R7 dostatečně velkou hodnotu odporu (10 ÷ 100 kΩ), aby výrazně nesnížil činitel jakosti rezonančního obvodu [2]. Protože demodulátor využívá rezonanční obvod s relativně malým činitelem jakosti je zvolena hodnota rezistoru 27 kΩ.

Integrovaný obvod TDA1047 dále poskytuje stejnosměrný proud pro indikátor úrovně signálu (obr. 3.12). Úbytek napětí na rezistoru R11 připojeného k vývodu 14 závisí na úrovni vstupního signálu, který zpracovává mezifrekvenční zesilovač, a dále také na vyladění rezonančního odvodu fázovacího článku a hodnotě vazebních kapacit C5 a C7. Vypočítaná hodnota vazebních kondenzátorů 3,9 pF se při zkušebnímu zapojení ukázala jako nedostatečná. Napětí na rezistoru R11 bylo pouze v jednotkách milivoltů. Proto byla měřením na zkušební vzorku stanovena hodnota vazebních kondenzátorů 8,2 pF. Pro tuto hodnotu je úbytek napětí až 100 mV.



Obr. 3.12 Připojení LED k výstupu pro indikátor vyladění.

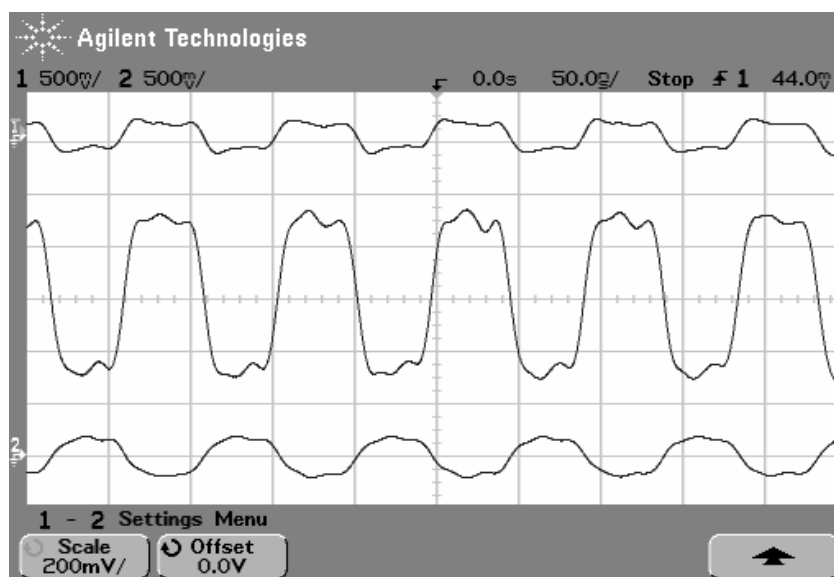
Tranzistor T1 má nastaveno stejnosměrné předpětí 0,53 V pomocí děliče tvořeného rezistorem R13 a sériovou kombinací rezistorů R12 a R11. Toto napětí bylo určeno experimentálně a je těsně před hranicí otevření tranzistoru T1. Malý příspěvek z vývodu integrovaného obvodu pak stačí k tomu, aby se tranzistor plně otevřel. Hodnoty rezistorů lze opět stanovit podle Ohmova zákona:

$$I = \frac{0,53}{R_{11} + R_{12}} = \frac{0,53}{27 \cdot 10^3 + 4,7 \cdot 10^3} = 1,67 \cdot 10^{-5} \text{ A} , \quad (3.22)$$

$$R_{13} = \frac{U_{\text{nap}} - 0,53}{I} = \frac{12 - 0,53}{1,67 \cdot 10^{-5}} = \underline{\underline{687 \cdot 10^3 \ \Omega}} . \quad (3.23)$$

Pokud je na vstupu demodulátoru úroveň signálu  $-65 \text{ dBm}$  nebo vyšší, a zároveň je rezonanční obvod fázovacího článku naladěn na kmitočet  $10,7 \text{ MHz}$ , svítí LED dioda D4. Proud diodou je omezen rezistorem R14 na hodnotu  $8,3 \text{ mA}$ . Kompletní schéma zapojení demodulátoru je uvedeno v příloze A.

Na zkušebním zapojení demodulátoru byl změřen časový průběh napětí na výstupu mezifrekvenčního zesilovače. Pomocí dvou napěťových sond s impedancí  $10 \text{ M}\Omega$  bylo měřeno napětí na symetrickém výstupu (horní průběh – kanál 1, dolní průběh – kanál 2) a výsledný průběh uprostřed je získán matematickou funkcí rozdílu obou kanálů aktivovanou v menu osciloskopu Agilent 54624A. Vysoká impedance sond 1:10 nezatěžuje symetrický výstup zesilovače. Z časového průběhu napětí na obr. 3.13 lze pozorovat funkci omezovače na výstupu mezifrekvenčního zesilovače, který slouží pro potlačení parazitní amplitudové modulace. Napětí je omezeno na hodnotu  $0,6 \text{ V}_{\text{PP}}$ .



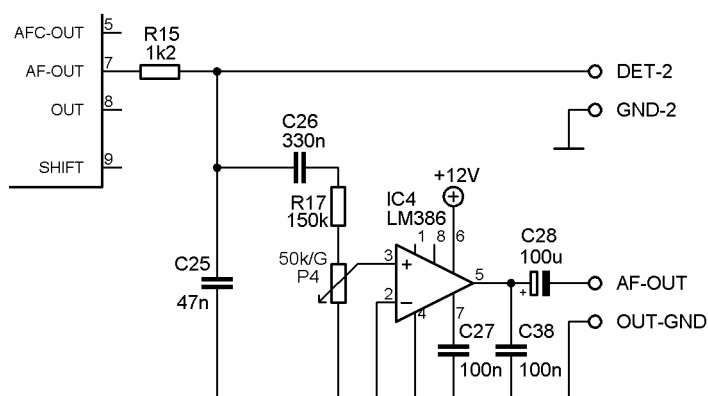
Obr. 3.13 Časový průběh napětí na výstupu mezifrekvenčního zesilovače.

### 3.6 Deemfáze a nízkofrekvenční zesilovač

Pro správnou demodulaci FM rozhlasu je nutné připojit na výstup demodulátoru článek deemfáze s časovou konstantou 75  $\mu$ s. Schéma připojení článku deemfáze k výstupu demodulátoru je na obr. 3.14. Výstupní odpor demodulátoru 300  $\Omega$  spolu s rezistorem R15 a kondenzátorem C25 tvoří dolní propust s časovou konstantou

$$\tau = (R_{out} + R_{15}) \cdot C25 = (300 + 1200) \cdot 47 \cdot 10^{-9} = 71 \cdot 10^{-6} \text{ s} . \quad (3.24)$$

Na výstupu je zařazen nízkofrekvenční zesilovač s integrovaným obvodem LM386. V základním katalogovém zapojení (obr. 3.14) dosahuje napěťového zesílení 20. Zesilovač je připojen přes vazební kondenzátor C26, a potenciometrem P4 s logaritmickým průběhem odporové dráhy je možné regulovat hlasitost výstupu.



Obr. 3.14 Schéma zapojení deemfáze a nízkofrekvenčního zesilovače

### 3.7 Napájecí obvody

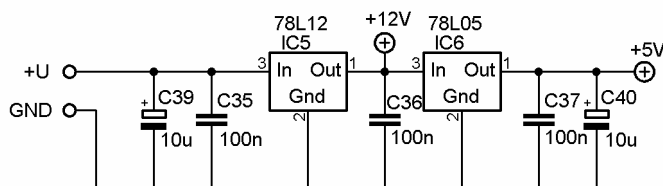
K napájení jednotlivých obvodů jsou použity integrované stabilizátory s pevným kladným napětím 78L12 a 78L05. Celkový proudový odběr laboratorního přípravku dosahuje hodnoty 50 mA. Při předpokládaném vstupním napětí 15V je výkonová ztráta na stabilizátoru IC5

$$P_{IC5} = (U_{vst} - U_{výst}) \cdot I_{výst} = (15 - 12) \cdot 0,05 = 0,15 \text{ W} , \quad (3.25)$$

na stabilizátoru IC6

$$P_{IC6} = (U_{vst} - U_{výst}) \cdot I_{výst} = (12 - 5) \cdot 0,012 = 0,08 \text{ W} .$$

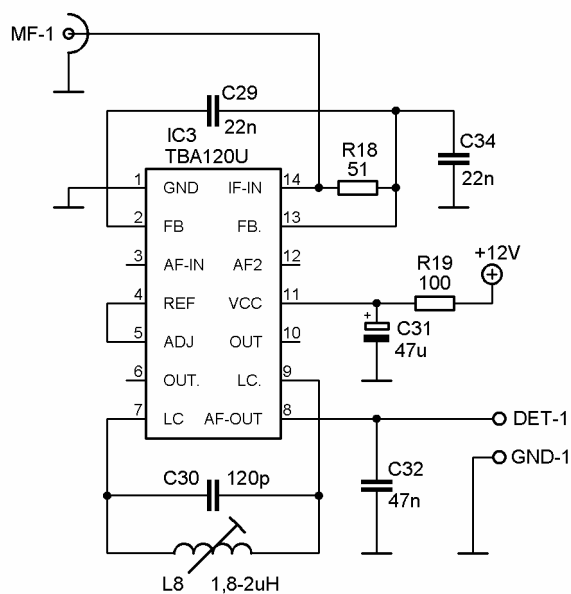
Ztrátový výkon stabilizátoru je omezen integrovanou teplotní a proudovou ochranou.



Obr. 3.15 Schéma zapojení napájecí části.

### 3.8 Demodulátor s obvodem TBA120U

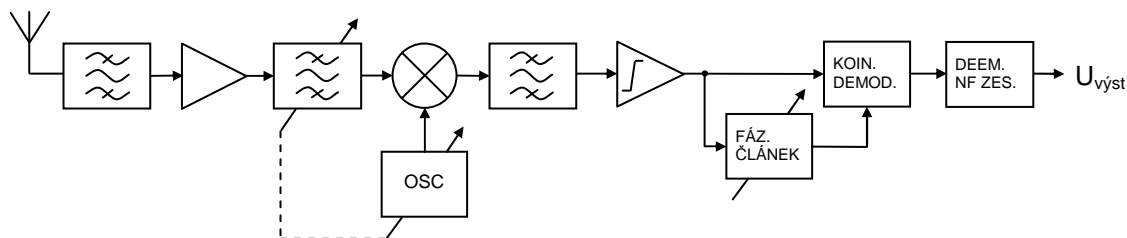
Laboratorní přípravek bude obsahovat ještě druhý demodulátor s integrovaným obvodem TBA120U v základním zapojení (obr. 3.16). Výpočet fázovacího článku v tomto případě komplikuje skutečnost, že výrobce v katalogovém listu neuvádí hodnotu vazebních kapacit mezi fázovacím článkem a mezifrekvenčním zesilovačem, které jsou zde integrovány v pouzdře obvodu v podobě kapacitních diod. Z tohoto důvodu je použit stejný LC rezonanční obvod jako v předchozím případě. Činitel jakosti vyrobené cívky byl měřen rezonančním měřičem Tesla BM409 a dosahoval na kmitočtu 15 MHz (dolní hranice rozsahu přístroje) hodnoty 40. Měřením bylo zjištěno, že hodnota činitele jakosti cívky byla dána použitým feritovým jádrem FC 710B. Při navinutí jednovrstvé cívky lakovaným CuL vodičem o průměru 0,2 mm na kostru RFC 71S (bez jádra a krytu) dosahoval změřený činitel jakosti hodnoty 75. Po nasazení kovového stínícího krytu klesl činitel jakosti na hodnotu 68 a rezonanční kmitočet se zvýšil o 6 MHz. Po zašroubování feritového jádra činitel jakosti dále klesal až na hodnotu 40. Malá hodnota činitele jakosti je však v tomto případě plně dostačující. Vstupní impedance demodulátoru je určena rezistorem R18 o hodnotě 51  $\Omega$ . V napájecí větvi je zařazena dolní propust v podobě rezistoru R19 a kondenzátoru C31 pro lepší potlačení rušivých napětí z napájecího zdroje. Kondenzátor C32 tvoří spolu s vnitřním odporem výstupu integrovaného obvodu článek deemfáze při demodulaci rozhlasového signálu, a pro měření převodní charakteristiky může být vypuštěn.



Obr. 3.16 Schéma zapojení demodulátoru s obvodem TBA120U.

## 4 Vstupní obvody přijímače

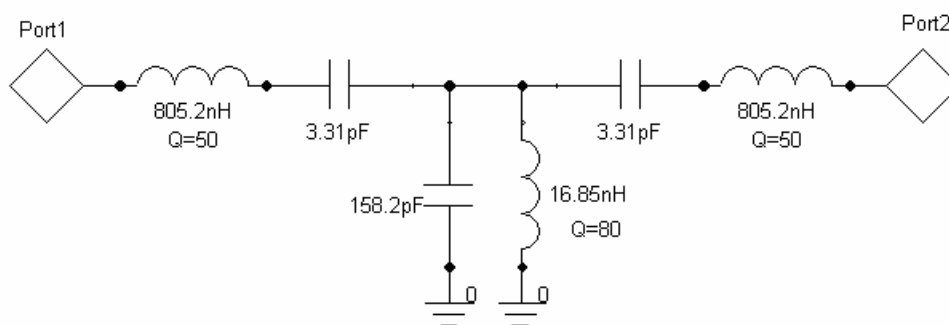
Navržený demodulátor je doplněn o vstupní filtr, předzesilovač, směšovač, oscilátor a mezifrekvenční filtr, čímž laboratorní přípravek umožňuje demodulovat FM rozhlas v pásmu 87,5 až 108 MHz. Blokové schéma laboratorního přípravku je na obr. 4.1.



Obr. 4.1 Blokové schéma přijímače.

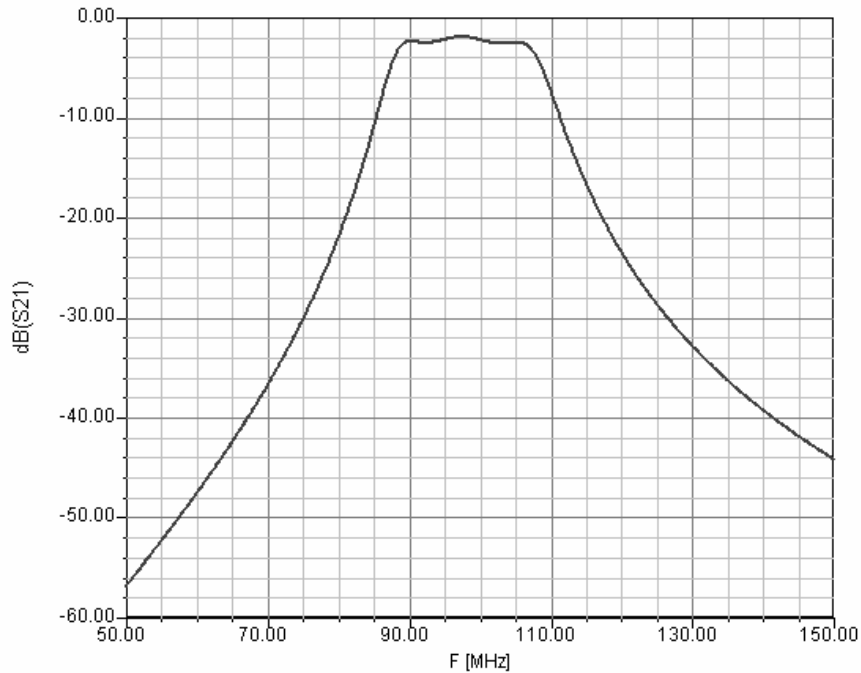
### 4.1 Vstupní filtr

Vstupní filtr je pásmová propust s dolním mezním kmitočtem 87,5 MHz a horním mezním kmitočtem 108 MHz. Úkolem vstupního filtru je vybrat pouze přijímané pásmo kmitočtů, a dále účinně potlačit zrcadlové kmitočty a případné vyzařování místního oscilátoru do antény. Filtr byl navržen v Programu Ansoft Designer SV v2.2 pomocí nástroje Filter Design. Filtr je třetího řádu typu Čebyšev (největší strmost přenosové charakteristiky) pro střední kmitočet 98 MHz s šířkou pásma 20 MHz. Zvlnění v propustném pásmu je jeden decibel. Vstupní i výstupní impedance filtru je 50  $\Omega$ . Do návrhu byly dále zahrnuty reálné hodnoty činitele jakosti dosahované na cívkách RFC 51K a vzduchové cívice (obr. 4.2).



Obr. 4.2 Schéma zapojení vstupního filtru.

Simulovaná přenosová charakteristika (rozptylový parametr  $s_{21}$ ) navrženého filtru je na obr. 4.3. Průchozí útlum způsobený ztrátami cívek s konečnou hodnotou činitele jakosti je přibližně 2,5 dB. Útlum se v reálném zapojení ještě dále zvětší o ztráty použitých keramických kondenzátorů.

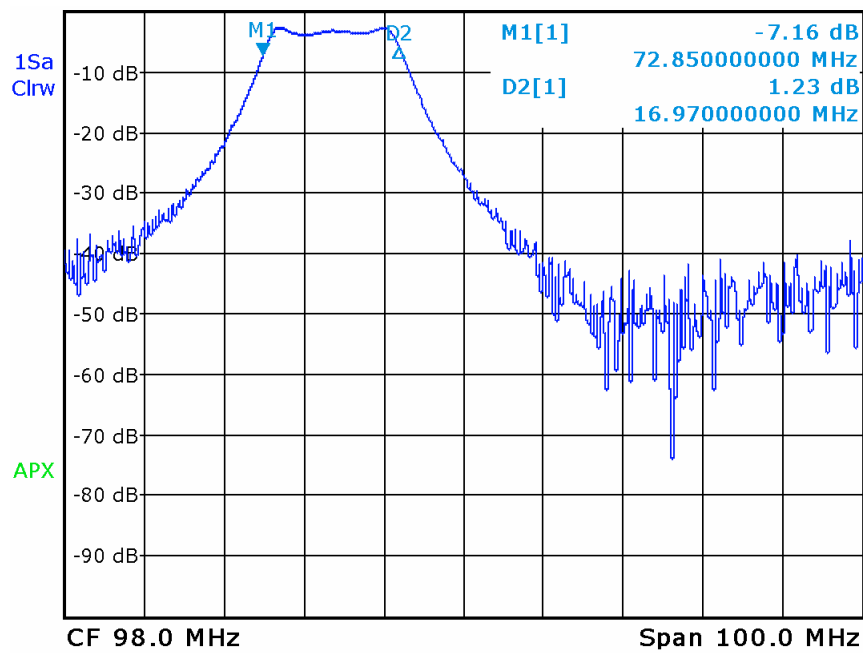


Obr. 4.3 Přenosová charakteristika filtru – simulace Ansoft Designer.

Cívky byly realizovány na kostřičce RFC 51K s feritovým jádrem FC5100B (označeno zelenou barvou). Konstanta materiálu uvedená výrobcem je  $\mu_0 = 4 \div 6 \text{ nH} \cdot \text{z}^{-2}$  v rozmezí pracovních kmitočtů  $20 \div 200 \text{ MHz}$ . Dosahovaný činitel jakosti uváděný výrobcem je  $Q = 45 \div 100$ . Cívka byla navinuta lakovaným CuL vodičem o průměru 0,18 mm. Potřebný počet závitů lze přibližně stanovit podle vztahu (3.18)

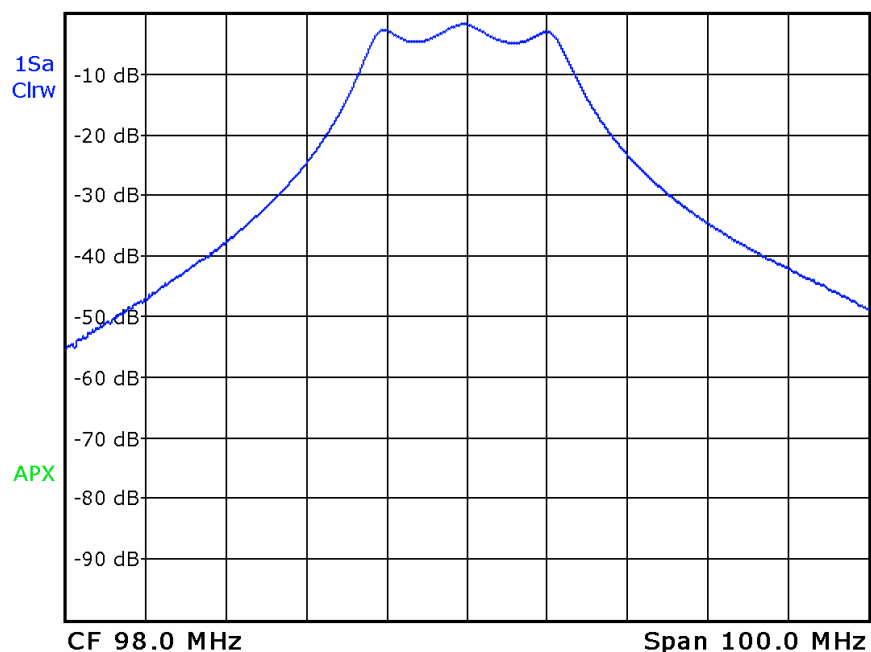
$$n = \sqrt{\frac{L}{\mu_0}} = \sqrt{\frac{805}{4}} = 14,2 \text{ z.}$$

Měření na rezonančním měřiči Tesla BM409 byl zjištěn činitel jakosti cívky včetně stínícího krytu a bez feritového jádra  $Q = 56$ . Po zašroubování feritového jádra do 1/3 délky se hodnota činitele jakosti nepatrně zvýšila na 58. Pokud bylo jádro zašroubované celé, klesla hodnota činitele jakosti cívky na 45. Počet závitů cívky byl proto na zkušebním vzorku filtru optimalizován tak, aby feritové jádro bylo pouze v 1/3 délky a cívka tak měla nejvyšší dosahovaný činitel jakosti. Indukčnost 16,85 nH je realizována jako vzduchová samonosná cívka 2,5 závitů na průměru 3 mm lakovaným CuL vodičem o průměru 0,47 mm. Po realizaci filtru podle návrhu však byla rezonance posunuta o 16,6 MHz níže. Na obr. 4.4 je přenosová charakteristika zkušebního vzorku filtru změřená spektrálním analyzátozem R&S FSL3. Šířka pásma je přibližně 17 MHz, což je o 3 MHz méně, než je požadováno.



Obr. 4.4 Změřená přenosová charakteristika zkušebního filtru.

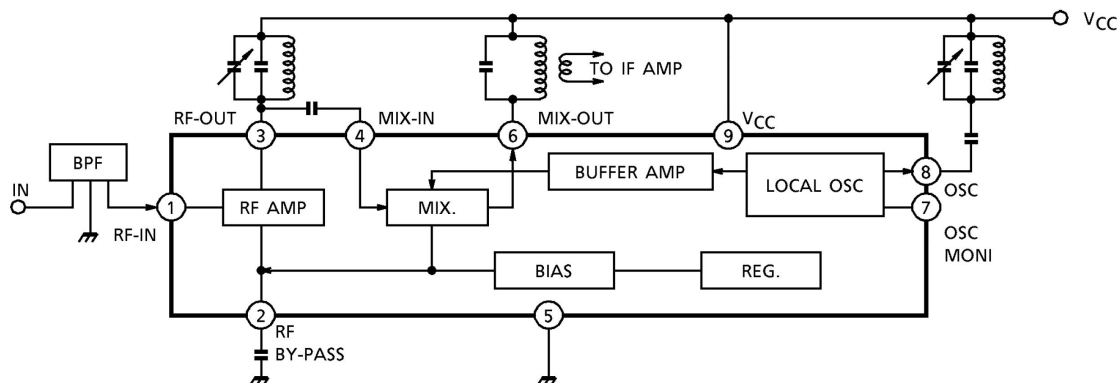
Pro dosažení požadovaného středního kmitočtu 98 MHz musela být snížena hodnota kapacity kondenzátoru paralelního rezonančního obvodu na 100 pF. Vzduchová cívka musela být také nahrazena cívkou 1,5 závitů na průměru 3,2 mm lakovaným vodičem CuL o průměru 0,47 mm. Změnou mezery mezi závitů vzduchové cívky a laditelnými feritovými jádry bylo nyní možné nastavit požadovanou rezonanci filtru (obr. 4.5). Filtr vykazuje větší šířku pásma ale také větší zvlnění.



Obr. 4.5 Změřená přenosová charakteristika výsledného filtru.

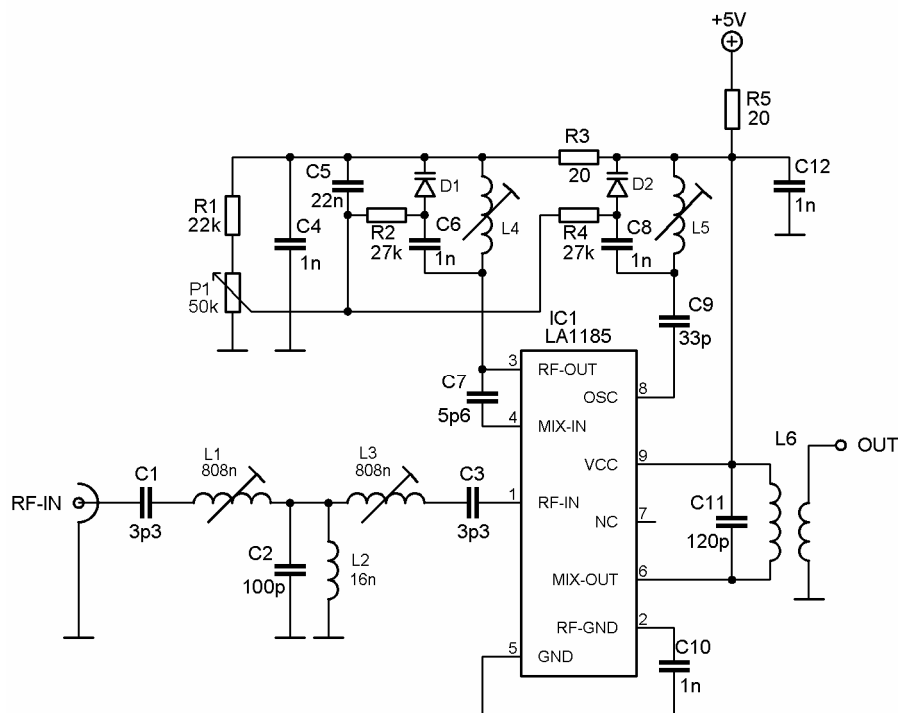
## 4.2 Předzesilovač, směšovač a oscilátor

Pro vstupní část navrhovaného přijímače byl vybrán integrovaný obvod TA7358P, který v jednom pouzdře slučuje všechny potřebné bloky. Zapojení tak vyžaduje pouze externí rezonanční obvody pro selektivní předzesilovač a místní oscilátor. Blokové zapojení vnitřní struktury obvodu je na obr. 4.6.



Obr. 4.6 Vnitřní struktura obvodu TA7358P [8].

Vzhledem k tomu, že obvod TA7358P již není dostupný, byla zvolena ekvivalentní náhrada LA1185. Tento obvod má shodnou vnitřní strukturu a liší se pouze větším rozsahem napájecího napětí. Obsahuje dvojitě vyvážený směšovač se ziskem 13 dB v celém rozsahu kmitočtů  $88 \div 108$  MHz. Celkový zisk předzesilovače a směšovače uváděný výrobcem je 28 dB při napájecím napětí 5 V. Při měření na zkušební vzorku bylo dosaženo zisku 24 dB. Vstupní impedance je  $57 \Omega$ . Schéma zapojení vstupního obvodu navrhovaného přijímače včetně vstupního filtru je na obr. 4.7. Výstup je připojen pomocí induktivní vazby na rezonančním obvodu.



Obr. 4.7 Schéma zapojení vstupního obvodu včetně vstupního filtru.

Ladění rezonančních obvodů je řešeno pomocí varikapů. Vzhledem k malému napětí na rezonančním obvodu oscilátoru (240 mV<sub>rms</sub>) je použito zapojení s jedním varikapem. Maximální kmitočet oscilátoru potřebný pro přeladění pásma FM rozhlasu je (za předpokladu mezifrekvenčního kmitočtu 10,7 MHz)  $f_{\max} = 118,7$  MHz. Minimální kmitočet oscilátoru je  $f_{\min} = 98,2$  MHz. Činitel přeladění kmitočtu oscilátoru je

$$k = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{118,7}{98,2} = 1,2. \quad (4.1)$$

Po úpravě Thomsonova vztahu pak lze vypočítat minimální kapacitu kondenzátoru rezonančního obvodu oscilátoru (za předpokladu indukčnosti  $L = 100$  nH)

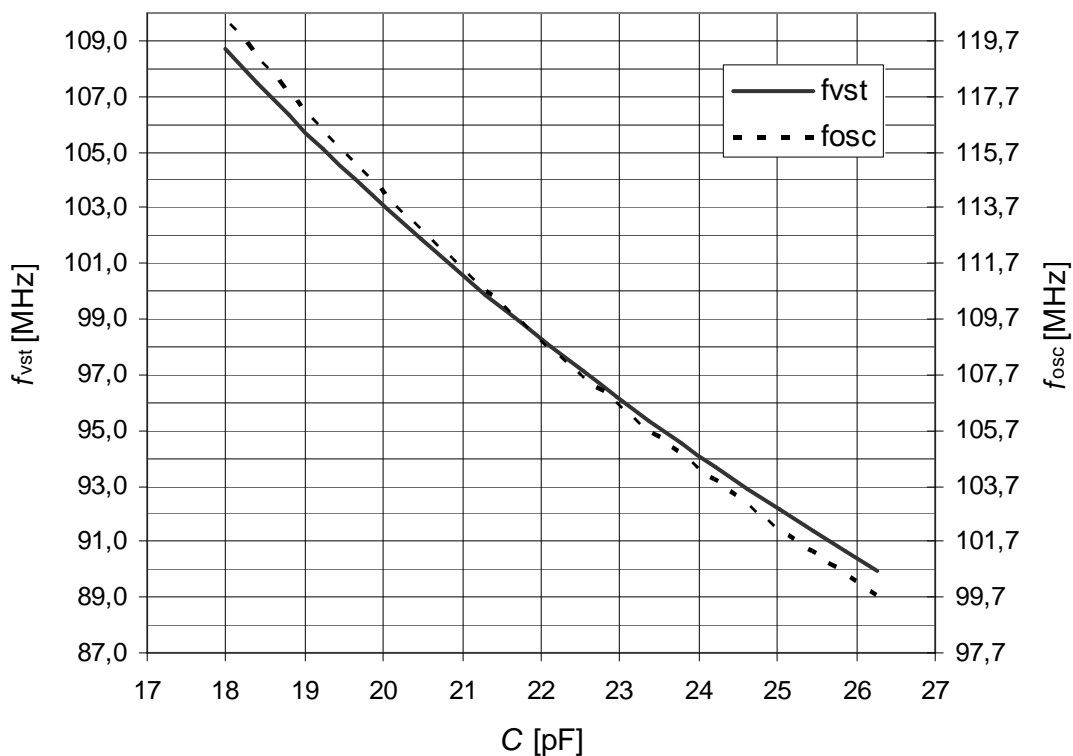
$$C_{\min} = \frac{1}{4\pi^2 f_{\max}^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 118,7 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-7}} = 17,98 \cdot 10^{-12} \text{ F}. \quad (4.2)$$

Podobně se stanoví i maximální potřebná kapacita

$$C_{\max} = \frac{1}{4\pi^2 f_{\min}^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 98,2 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-7}} = 26,27 \cdot 10^{-12} \text{ F}. \quad (4.3)$$

Tyto požadavky lze splnit varikapem KB109G. Protože katalogový list neuvádí grafickou závislost kapacity na velikosti závěrného napětí, bylo nutné přesné hodnoty napětí pro dané hodnoty kapacity určit měřením na zkušebním zapojení. Napětí je řízeno odporovým děličem v podobě potenciometru P1 a rezistoru R1 (obr. 4.7). Hodnota odporu rezistoru R1 byla experimentálně stanovena tak, aby oscilátor pracoval v požadovaném rozsahu kmitočtů. Indukčnost L5 je realizována na kostičce RFC 71S a má 3,25 závitů lakovaným CuL vodičem o průměru 0,47 mm. Velikost mezery mezi závity je shodná s průměrem vodiče a není zde použito feritové jádro. Změřený provozní činitel jakosti zjištěný rezonančním měřičem BM409 na kmitočtu 119 MHz dosahoval hodnoty 84. Cívka L5 má právě takovou indukčnost, aby při napětí 5 V na varikapu D2 byl kmitočet oscilátoru 118,7 MHz. Po přesném nastavení cívky byly závity zalepeny univerzálním lepidlem, čímž je zajištěna mechanická stálost.

Druhá cívka L4 rezonančního obvodu selektivního předzesilovače musí mít větší indukčnost, aby při stejné kapacitě (shodné varikapy) byl rezonanční kmitočet právě o 10,7 MHz menší, než je kmitočet místního oscilátoru. Tím je zajištěno, že výsledný mezifrekvenční kmitočet bude po směšování vždy 10,7 MHz. Tuto podmínku lze však splnit pouze na jediném kmitočtu. Vzhledem k tomu, že kapacita rezonančního obvodu selektivního předzesilovače i oscilátoru je vždy shodná (daná použitými varikapy), ale kmitočty jsou rozdílné, nelze podmínku splnit v celém kmitočtovém pásmu. Na obr. 4.8 je vynesena závislost rezonančního kmitočtu vstupního selektivního předzesilovače na kapacitě varikapu (vypočítaná podle Thomsonova vztahu) současně s kmitočtem oscilátoru do jednoho grafu. Obvody jsou ve výsledném zapojení naladěny tak, aby podmínka mezifrekvenčního kmitočtu 10,7 MHz byla přesně splněna uprostřed kmitočtového pásma. Mimo střed pásma způsobuje rozladění obvodu vstupního selektivního předzesilovače jistý přídavný útlum, který se zvyšuje směrem k okrajům pásma.



Obr. 4.8 Graf závislosti rezonančního kmitočtu vstupního předzesilovače a místního oscilátoru na kapacitě varikapů.

### 4.3 Mezifrekvenční filtr

V zapojení je použit běžný keramický filtr pro mezifrekvenční kmitočet 10,7 MHz. Firma GES-ELECTRONICS nabízí dva typy filtru od výrobce Murata. U prvního typu výrobce uvádí specifikaci dle tabulky 4.1.

Tab. 4.1 Parametry keramického filtru Murata SFE 10,7/230

3 dB šířka pásma	$230 \pm 50$ kHz
20 dB šířka pásma	$\leq 570$ (typ. 400) kHz
Potlačení (9 ÷ 12 MHz)	$> 40$ (typ. 45) dB
Zvlnění	$\leq 1$ dB
Vložný útlum	$4,0 \pm 2,0$ dB
Vstupní impedance	330 $\Omega$
Výstupní impedance	330 $\Omega$

Druhý typ se liší větší šířkou pásma, která je 280 kHz pro pokles přenosu o 3 dB. Firma GM Electronic nabízí pouze jeden typ mezifrekvenčního filtru pro FM rozhlas pod označením SFC 10,7 MHz bez další specifikace. Měřením přenosových charakteristik všech výše zmíněných filtrů pomocí spektrálního analyzátoru R&S FSL3 bylo zjištěno, že filtry Murata mají střední kmitočet propustného pásma o 30 kHz nižší. Proto byl v přijímači použit filtr od firmy GM Electronic.

## 5 Měření koincidenčního demodulátoru

V rámci laboratorní úlohy se studenti seznámí s měřením převodní charakteristiky demodulátoru pomocí krokovaní kmitočtu signálního generátoru. Dále pak s měřením kmitočtového spektra na výstupu demodulátoru pomocí FFT analyzátoru a výpočtem harmonického zkreslení, které v demodulátoru vzniká. Na závěr pak poslechem některé rádiové stanice si prakticky ověří vliv nastavení parametrů demodulátoru.

### Koincidenční detektor FM

#### Laboratorní úloha

#### ZADÁNÍ ÚLOHY

1. Prostudujte schéma zapojení laboratorního přípravku (obr. 5.2) a ujasněte si princip činnosti jednotlivých bloků a funkci nastavovacích prvků.
2. Propojte jednotlivé přístroje s laboratorním přípravkem podle obr. 5.1.
3. Změřte převodní charakteristiku prvního demodulátoru označeného vstupem MF1.
4. Stejným způsobem změřte převodní charakteristiku druhého demodulátoru označeného vstupem MF2 pro minimální a maximální hodnotu činitele jakosti  $Q$ . Popište rozdíly mezi změřenými charakteristikami.
5. Změřte harmonické zkreslení demodulátoru MF2 pro modulační signál 1 kHz a činitel jakosti  $Q = 40$ . Popište, jak se mění velikost zkreslení v závislosti na hodnotě činitele jakosti  $Q$ .
6. K přípravku připojte anténu a nalad'te některou místní rozhlasovou stanici. Poslechem na připojených sluchátkách posuďte, jaký vliv má změna nastavení parametrů  $Q$  a  $f_0$  na demodulaci rozhlasového signálu.

#### ÚVOD

Laboratorní přípravek obsahuje dva koincidenční demodulátory. První demodulátor označený vstupem MF1 je tvořen integrovaným obvodem TBA120U obsahujícím diferenční osmistupňový mezifrekvenční zesilovač s napěťovým zesílením 68 dB, který zároveň pracuje jako omezovač signálu, symetrický koincidenční demodulátor a nízkofrekvenční zesilovač. Obvod TBA120U je uzpůsoben pro použití s rezonančním RLC obvodem. Vstupní impedance demodulátoru je  $51 \Omega$ , výstupní impedance  $1,1 \text{ k}\Omega$ . Demodulátor nemá na výstupu zařazen článek deemfáze.

Druhý demodulátor označený vstupem MF2 pracuje s integrovaným obvodem TDA1047 obsahujícím také diferenční osmistupňový zesilovač a omezovač signálu. Mezifrekvenční signál je dále veden na symetrický koincidenční demodulátor, za kterým následuje nízkofrekvenční zesilovač. Navíc je zde integrován blok měření úrovně signálu, na jehož výstup je připojena žlutá LED signalizující správnou činnost demodulátoru na čelním panelu přípravku. LED svítí, pokud je na vstupu demodulátoru

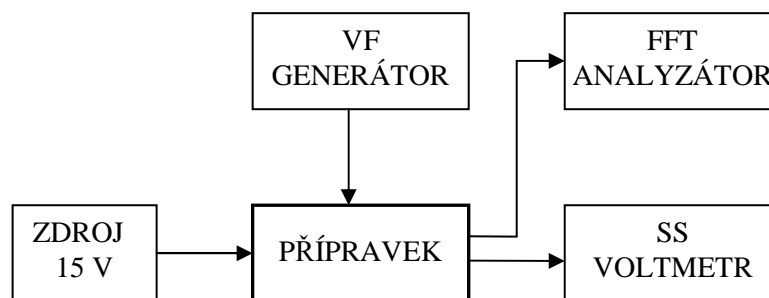
úroveň signálu -65 dBm nebo vyšší, a zároveň je rezonanční obvod fázovacího článku naladen na kmitočet 10,7 MHz. Vstupní impedance demodulátoru je 51 Ω, výstupní impedance je 1,5 kΩ. Činitel jakosti rezonančního obvodu je možné měnit na čelním panelu přípravku potenciometrem Q v rozmezí hodnot 10 ÷ 40. Dále přípravek umožňuje nastavení rezonančního kmitočtu pomocí potenciometru  $f_0$  v rozmezí 10,2 ÷ 11,2 MHz. Přeladění se dosahuje změnou velikosti závěrného napětí kapacitní diody zapojené v rezonančním obvodu. Pro správnou demodulaci FM rozhlasu je připojen na výstup demodulátoru článek deefáze. Na výstupu je zařazen nízkofrekvenční zesilovač s integrovaným obvodem LM386. V základním katalogovém zapojení dosahuje napěťového zesílení 20. Potenciometrem označeným HLASITOST na panelu přípravku je možné regulovat úroveň sluchátkového výstupu.

Druhý demodulátor je doplněn o vstupní filtr, předzesilovač, směšovač, oscilátor a mezifrekvenční filtr, čímž laboratorní přípravek umožňuje demodulovat FM rozhlas v pásmu 87,5 až 108 MHz. Blokové schéma laboratorního přípravku je pro přehlednost umístěno přímo na čelním panelu. Pomocí prepínače lze k demodulátoru připojit výstup směšovače.

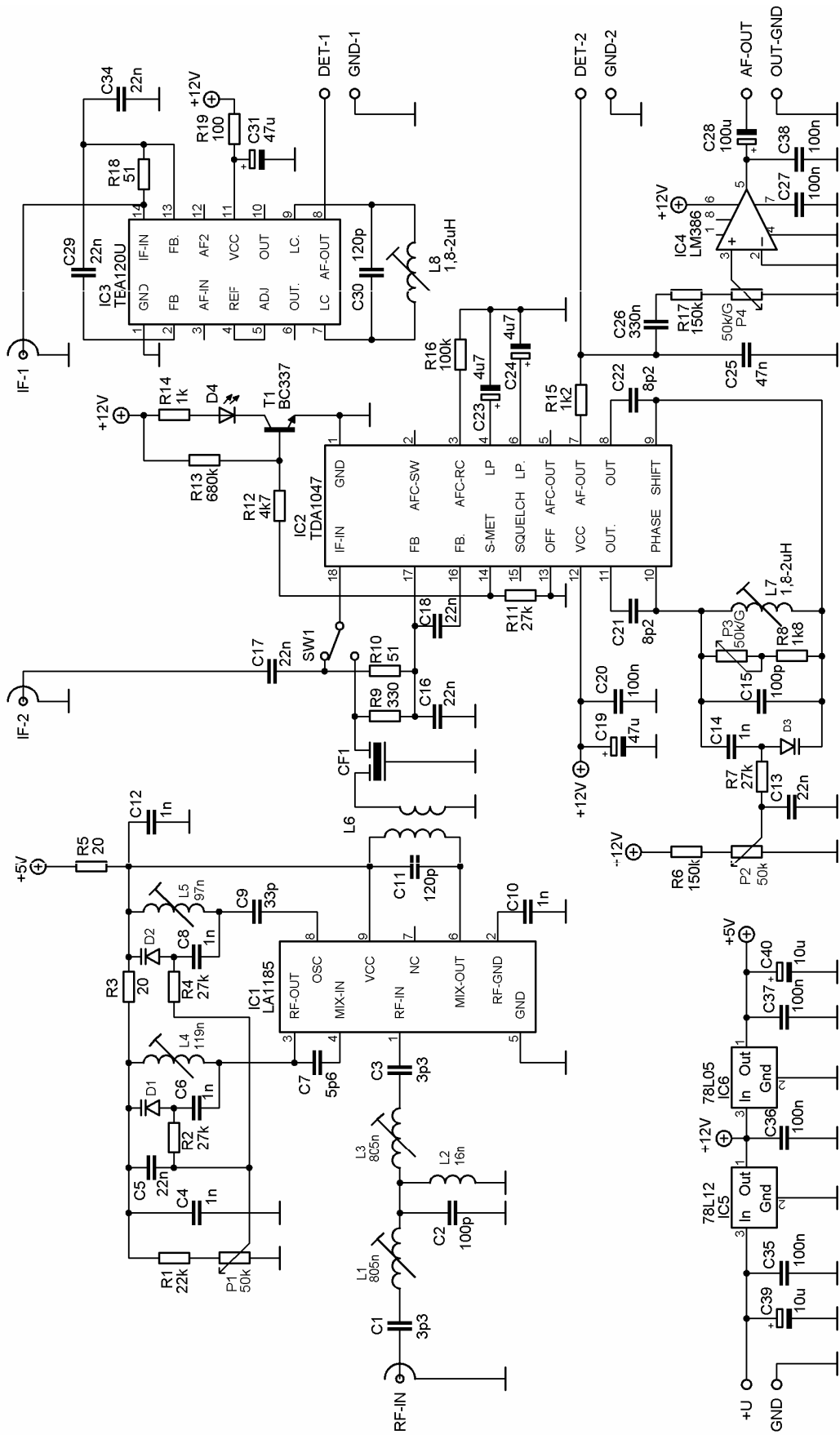
Harmonické zkreslení na výstupu demodulátoru je měřeno pomocí zvukové karty počítače. Program Visual Analyser používá zvukovou kartu jako FFT spektrální analyzátor. Kvalita vzorkování a maximální vzorkovací kmitočet závisí na použité kartě a nastavení programu. Program kromě zobrazování kmitočtového spektra přímo počítá celkové harmonické zkreslení THD podle vztahu

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2}} \cdot 100\% , \quad (5.1)$$

kde  $V_1$  je efektivní hodnota napětí měřená na základním kmitočtu a  $V_2$  až  $V_n$  jsou efektivní hodnoty napětí měřené na násobcích základního kmitočtu. V nastavení programu je definován základní kmitočet 1000 Hz a pro výpočet jsou zahrnuty vyšší harmonické kmitočty do 5 kHz.



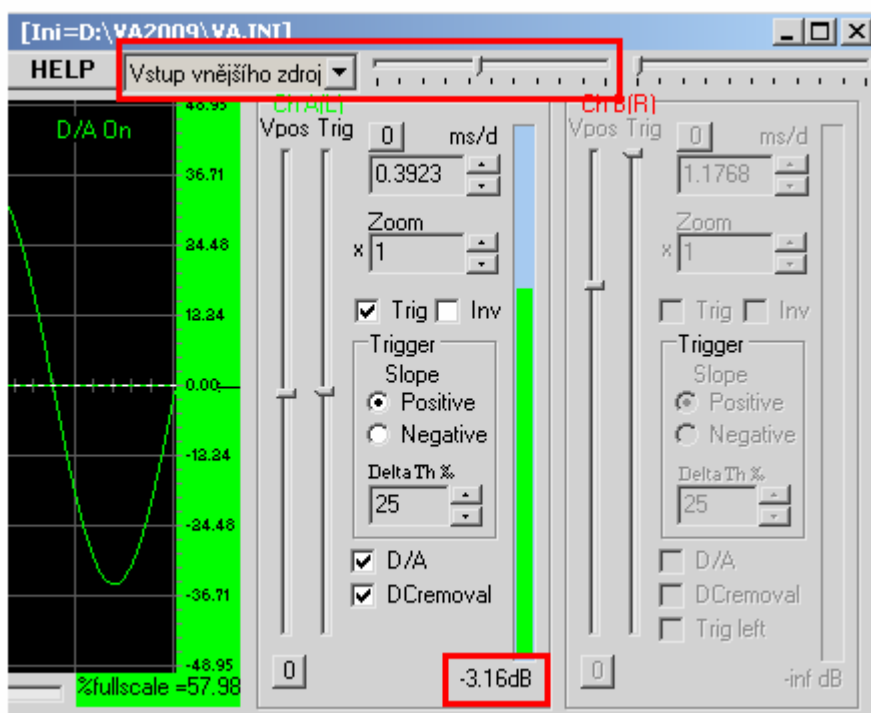
Obr. 5.1 Schéma zapojení pracoviště.



Obr. 5.2 Schéma zapojení přípravku.

## POSTUP MĚŘENÍ

3. Na signálním generátoru HP 8656B připojeného ke vstupu MF1 přípravku nastavte úroveň výstupního výkonu -40 dBm. Převodní charakteristiku demodulátoru změřte postupnou změnou kmitočtu generátoru v rozmezí od 9,7 MHz do 11,7 MHz s krokem 0,1 MHz a současným měřením stejnosměrného napětí na výstupních svorkách demodulátoru pomocí multimetru. Hodnoty kmitočtu a napětí zapisujte do připravené tabulky. Závislost  $U_{\text{výst}} = f(f_{\text{vst}})$  vynesete graficky.
4. Generátor HP 8656B nyní připojte na vstup MF2 přípravku, úroveň výstupního výkonu ponechte nastavenou na -40 dBm. Přepínač na přípravku je v horní poloze. Multimetr pro měření stejnosměrného napětí připojte na výstupní svorky spodního demodulátoru. Potenciometr  $f_0$  musí být nastaven na 10,7. Potenciometr označený Q nastavte na hodnotu 40. Převodní charakteristiku změřte stejným způsobem jako u prvního demodulátoru. Hodnoty kmitočtu a napětí zapisujte do připravené tabulky. Potenciometr Q nastavte na hodnotu 10 a měření opakujte. Vyneste do jednoho grafu obě závislosti. V závěru popište rozdíly mezi oběma charakteristikami měřeními pro různou hodnotu činitele jakosti Q.
5. Generátor HP 8656B ponechte připojený ke vstupu demodulátoru MF2 a nastavte kmitočet 10,7 MHz. Na generátoru zapněte vnitřní modulaci FM s modulačním kmitočtem 1 kHz se zdvihem 75 kHz. Výstup demodulátoru propojte se vstupem zvukové karty počítače. Na počítači spusťte program Visual Analyser a na horní liště vyberte vstup, do kterého je připojen demodulátor (obr. 5.3). Úroveň vstupního signálu nastavte na hodnotu přibližně -3 dB. Program nyní zobrazuje kmitočtové spektrum signálu na výstupu demodulátoru.



Obr. 5.3 Nastavení vstupu karty v programu Visual Analyser.

V nastavení programu Settings→Spectrum→Distorsion measurements je zatržena volba THD a program tak automaticky počítá harmonické zkreslení a výslednou hodnotu zobrazuje v levé části měřeného spektra.

Na přípravku nastavte potenciometr Q do polohy 40 a potenciometr  $f_0$  do polohy 10,7. Odečtěte hodnotu zkreslení THD, případně si uložte změřené kmitočtové spektrum a uveďte do protokolu. Dále pomocí potenciometru Q snižujte hodnotu činitele jakosti a pozorujte vliv na zkreslení THD. Při změně dochází k mírnému rozladění rezonančního obvodu, které je nutné kompenzovat potenciometrem  $f_0$  tak, aby byl fázovací článek správně nastaven (minimální hodnota zkreslení).

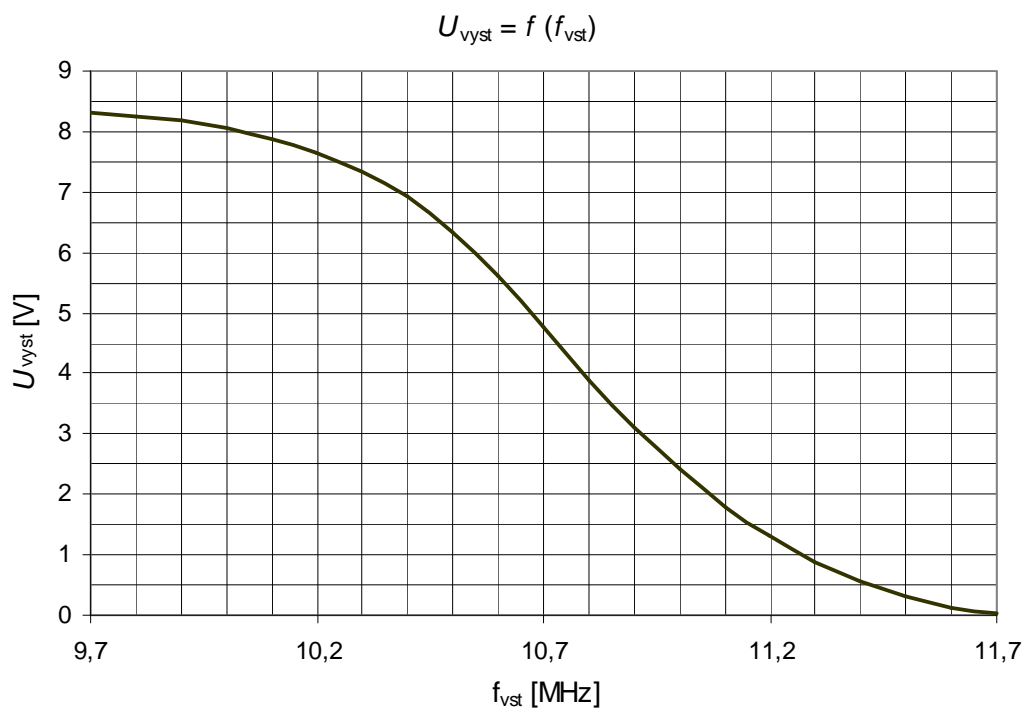
6. Odpojte signální generátor HP 8656B, ke vstupnímu konektoru ANT přípravku připojte anténu a přepínač na přípravku přepněte do spodní polohy (k demodulátoru je připojen směšovač). Připojte sluchátka na výstup přípravku a naladte některou rozhlasovou stanici. Pokud je úroveň vstupního signálu dostatečná a fázovací článek demodulátoru je správně nastaven, svítí na přípravku žlutá LED. Do protokolu uveďte, jaký vliv má změna nastavení parametrů Q a  $f_0$  na demodulaci rozhlasového signálu.

## VYPRACOVÁNÍ

3. Převodní charakteristika demodulátoru TBA120U (označen vstupem MF1).

Tab. 5.1 Změřené hodnoty výstupního napětí demodulátoru TBA120U.

$f_{vst}$ [MHz]	$U_{výst}$ [V]
9,7	8,31
9,8	8,26
9,9	8,17
10	8,05
10,1	7,88
10,2	7,65
10,3	7,34
10,4	6,92
10,5	6,35
10,6	5,62
10,7	4,76
10,8	3,90
10,9	3,10
11,0	2,40
11,1	1,80
11,2	1,31
11,3	0,89
11,4	0,56
11,5	0,30
11,6	0,12
11,7	0,04

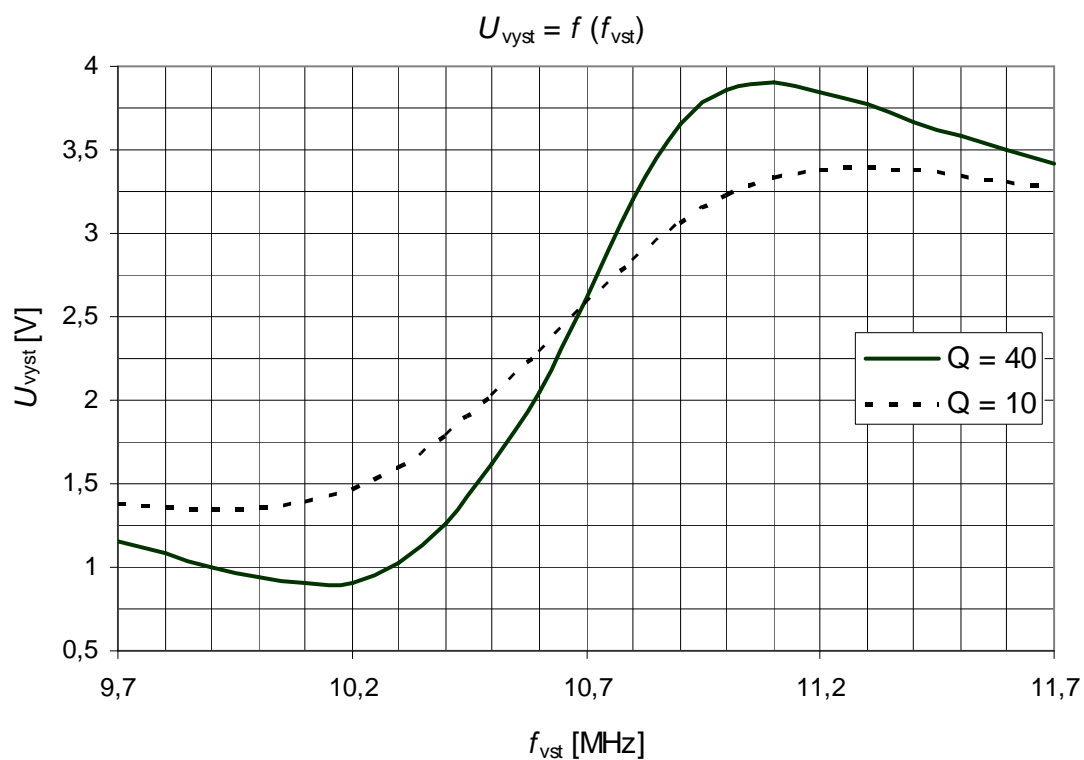


Obr. 5.4 Převodní charakteristika demodulátoru TBA120U.

4. Převodní charakteristiky demodulátoru TDA1047 (označen vstupem MF2).

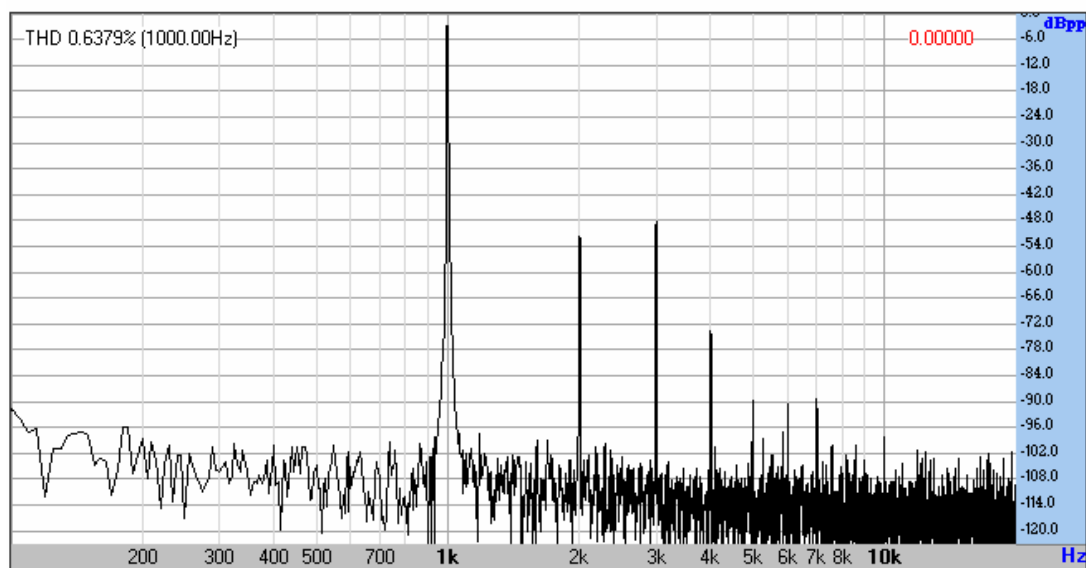
Tab. 5.2 Změřené hodnoty výstupního napětí demodulátoru TDA1047.

$f_{\text{vst}} [\text{MHz}]$	$U_{\text{výst}} [\text{V}]$	
	$Q = 40$	$Q = 10$
9,7	1,15	1,38
9,8	1,08	1,36
9,9	1,00	1,35
10,0	0,94	1,36
10,1	0,90	1,39
10,2	0,91	1,47
10,3	1,02	1,60
10,4	1,26	1,78
10,5	1,62	2,02
10,6	2,05	2,28
10,7	2,60	2,57
10,8	3,20	2,83
10,9	3,65	3,06
11,0	3,86	3,23
11,1	3,90	3,33
11,2	3,85	3,38
11,3	3,77	3,39
11,4	3,67	3,38
11,5	3,58	3,35
11,6	3,50	3,31
11,7	3,42	3,27



Obr. 5.5 Převodní charakteristika demodulátoru TDA1047.

### 5. Měření harmonického zkreslení demodulátoru TDA1047 (MF2).



Obr. 5.6 Kmitočtové spektrum na výstupu demodulátoru TDA1047.

Pro  $Q = 40$  bylo změřeno THD = 0,64 %,  
 pro  $Q = 10$  bylo změřeno THD = 0,15 %.

S rostoucí hodnotou činitele jakosti  $Q$  roste i celkové harmonické zkreslení.

6. Při zmenšování hodnoty činitele jakosti klesá hlasitost přijímané rádiové stanice, protože se zmenšuje strmost převodní charakteristiky. Rozdíl ve velikosti harmonického zkreslení je pouze malý a nelze subjektivně posoudit. Při změně rezonančního kmitočtu fázovacího članku dochází k posunutí převodní charakteristiky mimo lineární pracovní oblast a zkreslení je velice výrazné.

## **SEZNAM POUŽITÝCH PŘÍSTROJŮ**

Signální generátor HP 8656B 0,1 ÷ 990 MHz.

Laboratorní zdroj MCP 0 ÷ 18 V, 0 ÷ 3 A.

Multimetr UT30D.

PC s programem Visual Analyser.

Propojovací kabely.

## **ZHODNOCENÍ**

Zvětšením činitele jakosti rezonančního obvodu se dosáhne větší strmosti charakteristiky a tím i větší citlivosti demodulátoru. Tím se ale také zvýší harmonické zkreslení výstupního signálu. Naopak pokud bude činitel jakosti rezonančního obvodu malý, bude mít signál po demodulaci malé harmonické zkreslení. Bude ale také malá citlivost demodulátoru vlivem malé strmosti charakteristiky.

## Závěr

První část práce obsahuje teoretický rozbor kmitočtově modulovaných signálů. Jsou zde definovány parametry FM signálů jako je index kmitočtové modulace, kmitočtový zdvih nebo šířka pásma FM signálu. Dále jsou popsány šumové vlastnosti a vysvětlen princip obvodů preemfáze a deemfáze. Druhá část práce je věnována technikám demodulace FM signálů. Je zde popsáno obvodové řešení a princip činnosti všech základních demodulátorů FM signálů. V závěru kapitoly je podrobně popsána funkce jednotlivých částí koincidenčního detektoru FM. Třetí část práce obsahuje teoretické řešení fázovacího článku a ověření vypočítaných hodnot simulací v programu PSpice. Je zde věnována pozornost zejména nelineárnímu harmonickému zkreslení, které v demodulátoru vzniká. Pro praktickou realizaci demodulátoru jsou navrženy dva různé obvody. Výsledný laboratorní přípravek obsahuje obě varianty. V příloze je uvedena technická dokumentace (úplné schéma zapojení, výkres desky plošného spoje, rozložení součástek a rozpiska součástek). Na sestaveném laboratorním přípravku byly změřeny všechny důležité parametry a výsledky jsou zpracovány ve vzorovém protokolu spolu s návodem na laboratorní úlohu.

Navržený demodulátor byl doplněn o vstupní filtr, předzesilovač, směšovač, oscilátor a mezifrekvenční filtr. Laboratorní přípravek tak umožňuje demodulaci FM rozhlasu v pásmu 87,5 až 108 MHz.

Navržený a realizovaný přípravek je určen pro použití v laboratoři vysokofrekvenční techniky. V rámci laboratorní úlohy bude sloužit pro praktické ověření teoretických poznatků o demodulátoru FM, zejména měření jeho převodní charakteristiky.

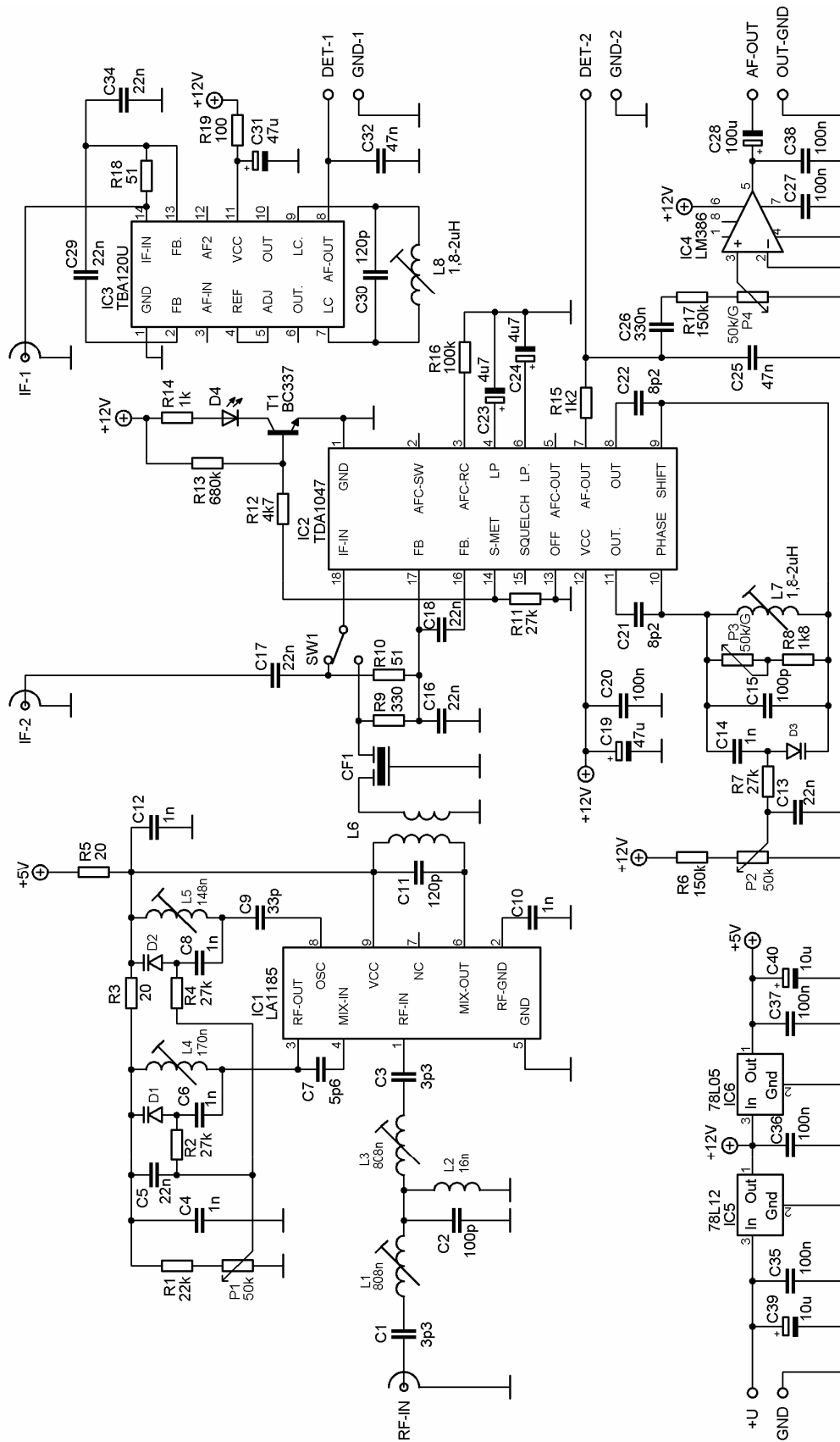
## Literatura

- [1] ŽALUD, V. *Moderní radioelektronika*. Praha: BEN - technická literatura, 2000. ISBN 80-86056-47-3.
- [2] HANUS, S., SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Brno: Skripta FEKT VUT v Brně, 2002. 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [3] DOBEŠ, J., ŽALUD, V. *Moderní radiotechnika*. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-132-2
- [4] *TBA120U Sound I.F. amplifier/demodulator for TV* [online]. Philips, 1986 [cit. 15. prosince 2008]. Dostupné na WWW: <<http://www.datasheetcatalog.com/>>.
- [5] *TDA1047 FM IF Amplifier with Demodulator for Radio Receivers* [online]. [cit. 16. prosince 2008]. Dostupné na WWW: <<http://www.datasheetarchive.com/>>.
- [6] COFFING, D., MAIN, E. *A Quadrature Demodulator Tutorial* [online]. [cit. 18. prosince 2008]. Dostupné z WWW: <<http://www.techonline.com/showArticle.jhtml?articleID=192200456>>.
- [7] ALLEGRI, D., RODONI, L. *Single-Chip PLL-FM-Receiver* [online]. Diploma Thesis. Zurich, 1998 [cit. 20. prosince 2008]. Dostupné z WWW: <[http://www.ifeee.ethz.ch/people/rodonil/rodoni-allegri-single\\_chip\\_pll\\_fm\\_receiver.pdf](http://www.ifeee.ethz.ch/people/rodonil/rodoni-allegri-single_chip_pll_fm_receiver.pdf)>.
- [8] *TA7358P FM FRONT-END* [online]. Toshiba, 2002 [cit. 20. května 2009]. Dostupné na WWW: <<http://www.datasheetcatalog.com/>>.

## **Přílohy**

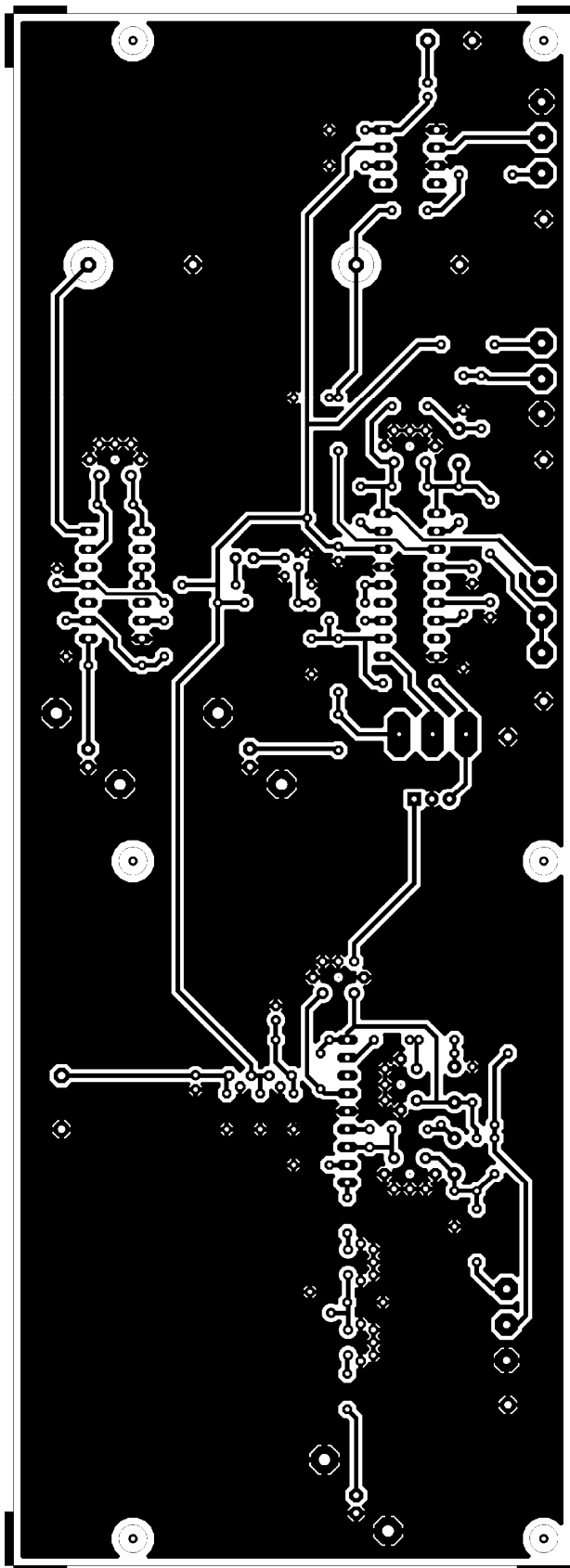
- **A Schéma zapojení**
- **B Výkresy desky plošného spoje**
- **C Seznam součástek**
- **D Konstrukční podklady**
- **E Fotografie přístroje**

## A Schéma zapojení

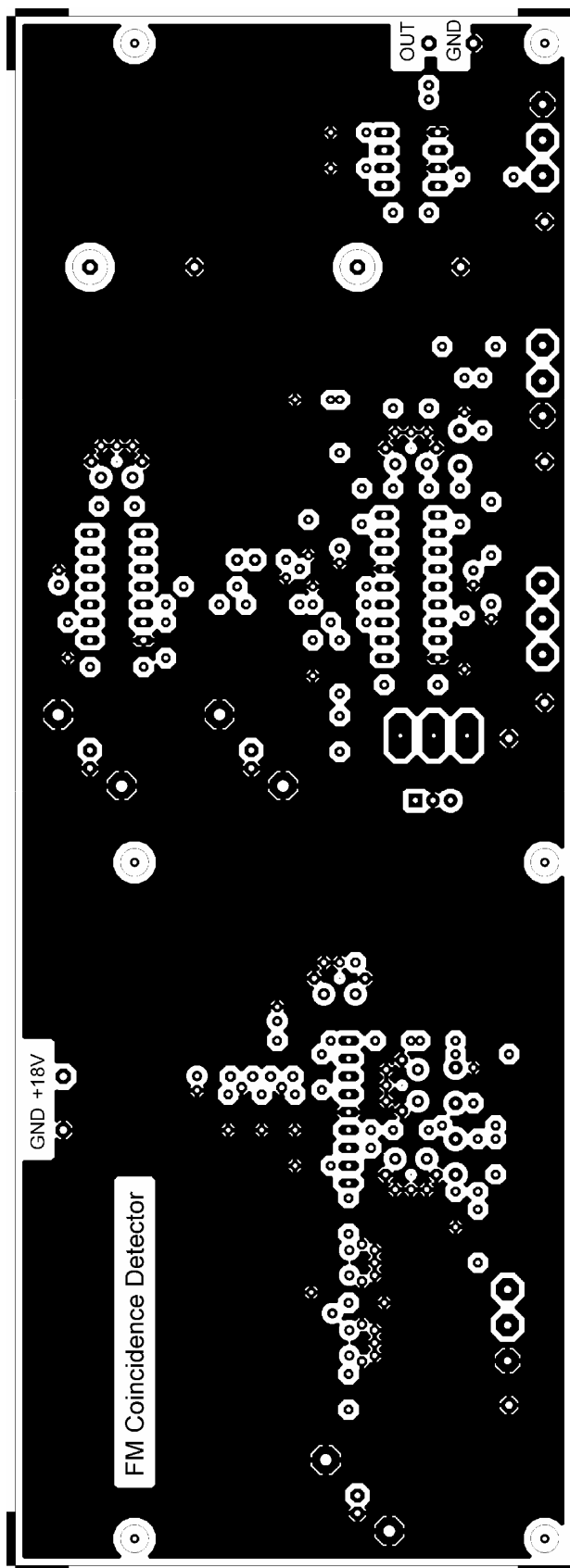


Obr. A.1 Celkové schéma zapojení laboratorního přípravku.

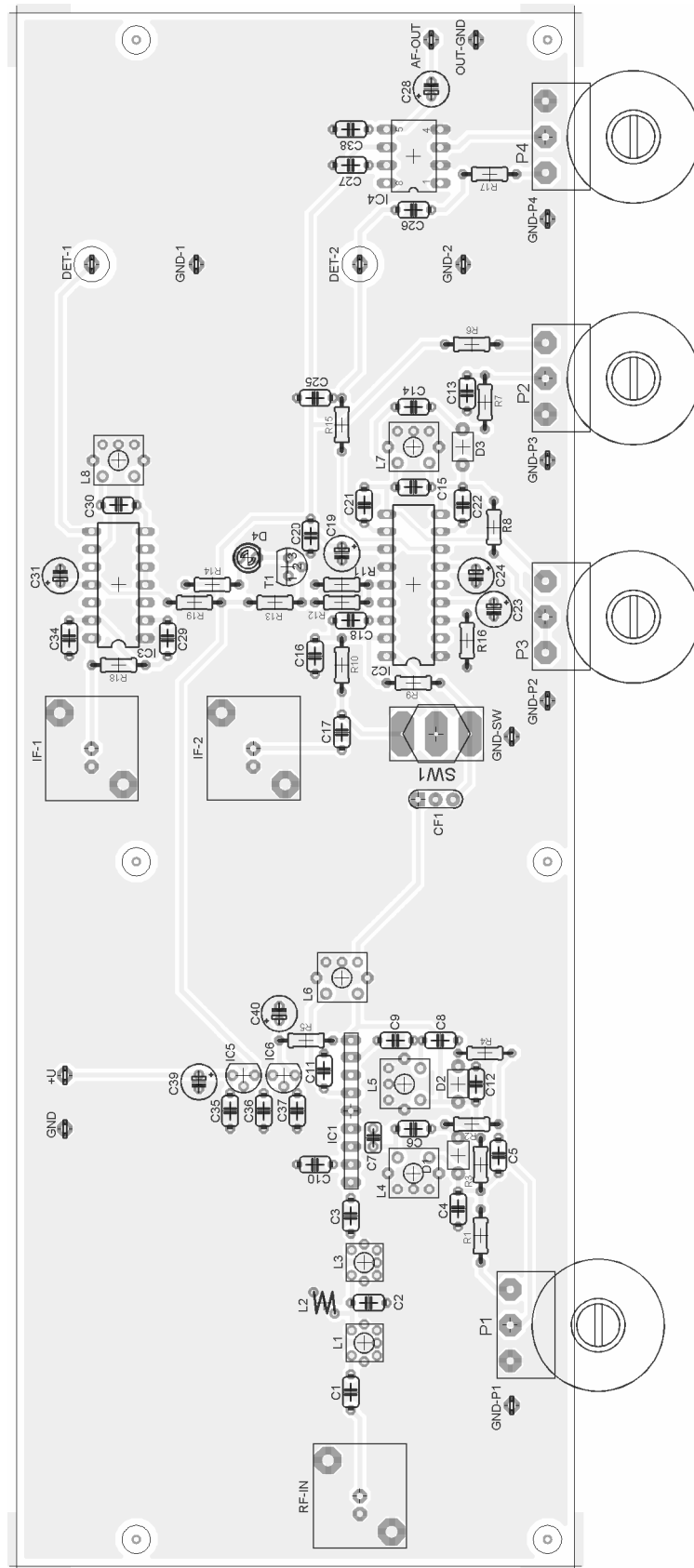
## B Výkresy desky plošného spoje



Obr. B.1 Deska plošného spoje – strana spojů, M1:1, 221 x 79 mm.



Obr. B.2 Deska plošného spoje – strana součástek, M1:1, 221 x 79 mm.



Obr. B.3 Rozložení součástek na desce plošného spoje, M1:1.

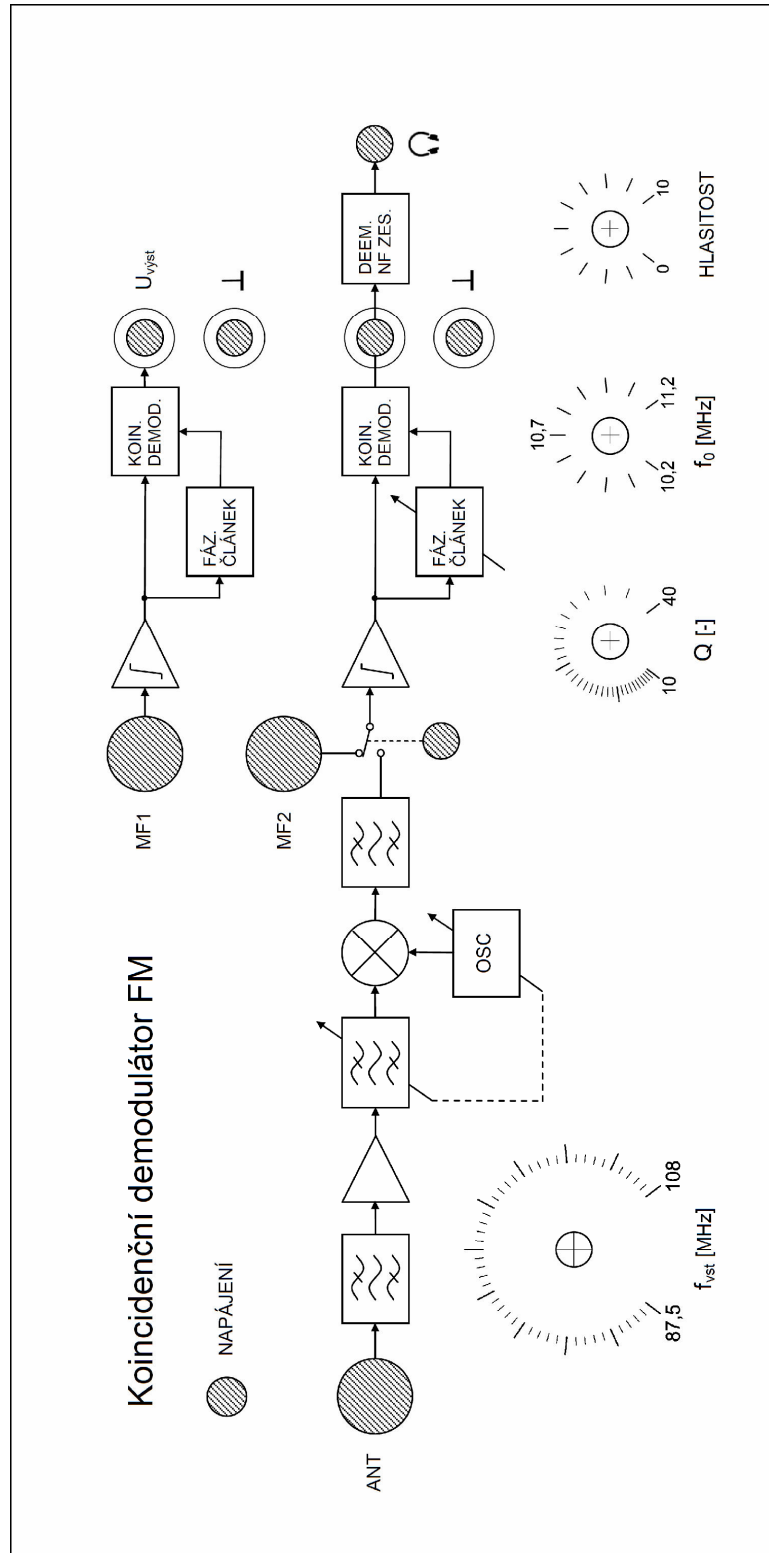
## C Seznam součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R1	22k	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R2	27k	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R3	20	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R4	27k	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R5	20	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R6	150k	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R7	27k	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R8	1k8	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R9	330	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R10	51	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R11	27k	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R12	4k7	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R13	680k	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R14	1k	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R15	1k2	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R16	100k	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R17	150k	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R18	51	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
R19	100	R0207	Metalizovaný rezistor 0,6W
P1	50k/N	PC16ML	Uhlíkový potenciometr
P2	50k/N	PC16ML	Uhlíkový potenciometr
P3	50k/G	PC16ML	Uhlíkový potenciometr
P4	50k/G	PC16ML	Uhlíkový potenciometr
C1	3p3	RM5	Keramický kondenzátor, NPO
C2	100p	RM5	Keramický kondenzátor, NPO
C3	3p3	RM5	Keramický kondenzátor, NPO
C4	1n	RM5	Keramický kondenzátor
C5	22n	RM5	Keramický kondenzátor
C6	1n	RM5	Keramický kondenzátor, X7R
C7	5p6	RM2,5	Keramický kondenzátor, NPO
C8	1n	RM5	Keramický kondenzátor, X7R
C9	33p	RM5	Keramický kondenzátor, NPO
C10	1n	RM5	Keramický kondenzátor
C11	120p	RM5	Keramický kondenzátor, NPO
C12	1n	RM5	Keramický kondenzátor
C13	22n	RM5	Keramický kondenzátor
C14	1n	RM5	Keramický kondenzátor, X7R
C15	100p	RM5	Keramický kondenzátor, NPO
C16	22n	RM5	Keramický kondenzátor, X7R
C17	22n	RM5	Keramický kondenzátor, X7R
C18	22n	RM5	Keramický kondenzátor, X7R
C19	47u/25V	RM2	Elektrolytický kondenzátor
C20	100n	RM5	Keramický kondenzátor
C21	8p2	RM5	Keramický kondenzátor, NPO
C22	8p2	RM5	Keramický kondenzátor, NPO
C23	4u7/25V	RM2	Elektrolytický kondenzátor

C24	4u7/25V	RM2	Elektrolytický kondenzátor
C25	47n	RM5	Keramický kondenzátor, X7R
C26	330n	RM5	Fóliový kondenzátor MKT
C27	100n	RM5	Keramický kondenzátor
C28	100u/25V	RM5	Elektrolytický kondenzátor
C29	22n	RM5	Keramický kondenzátor, X7R
C30	120p	RM5	Keramický kondenzátor
C31	47u/25V	RM2	Elektrolytický kondenzátor
C34	22n	RM5	Keramický kondenzátor, X7R
C35	100n	RM5	Keramický kondenzátor
C36	100n	RM5	Keramický kondenzátor
C37	100n	RM5	Keramický kondenzátor
C38	100n	RM5	Keramický kondenzátor
C39	10u/35V	RM2	Elektrolytický kondenzátor
C40	10u/35V	RM2	Elektrolytický kondenzátor
L1	805n	RFC51K	Stíněná cívka
L2	16n		Vzduchová cívka
L3	805n	RFC51K	Stíněná cívka
L4	119n	RFC71S	Stíněná cívka
L5	97n	RFC71S	Stíněná cívka
L6		RFC71S	Stíněná cívka
L7	2u	RFC71S	Stíněná cívka
L8	2u	RFC71S	Stíněná cívka
D1	KB109G	D24	Kapacitní dioda
D2	KB109G	D24	Kapacitní dioda
D3	KB109G	D24	Kapacitní dioda
D4	LED	3mm	LED3mm žlutá
T1	BC337	TO-92	Tranzistor
IC1	LA1185	SIP9	Integrovaný směšovač, oscilátor
IC2	TDA1047	DIL18	Integrovaný demodulátor
IC3	TBA120U	DIL14	Integrovaný demodulátor
IC4	LM386	DIL8	Nízkofrekvenční zesilovač
IC5	78L12	TO-92	Stabilizátor
IC6	78L05	TO-92	Stabilizátor
CF1	CF10.7M		Keramický filtr
IF-1	BNC	UG1094PL	BNC 50Ω zásuvka do PCB
IF-2	BNC	UG1094PL	BNC 50Ω zásuvka do PCB
RF-IN	BNC	UG1094PL	BNC 50Ω zásuvka do PCB
SW1		P-B069B	Páčkový přepínač

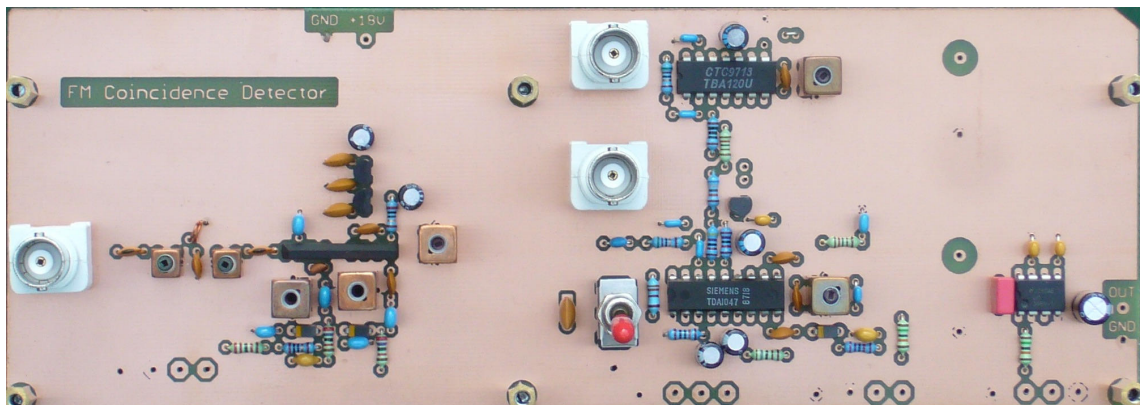
---

## D Konstrukční podklady

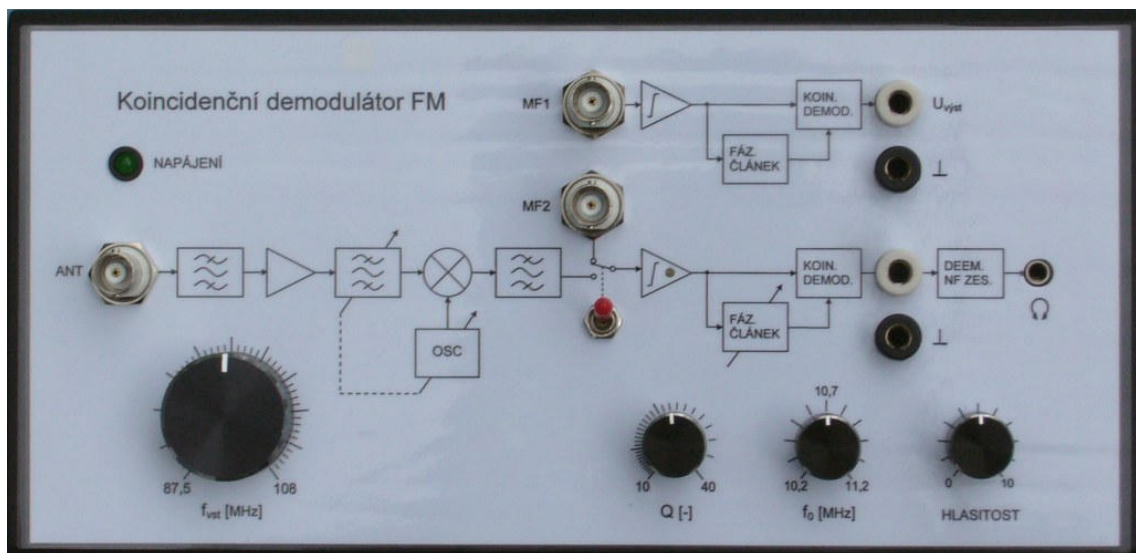


Obr. D.1 Přední panel laboratorního přípravku, M1:1,25, 257 x 127 mm.

## E Fotografie laboratorního přípravku



Obr. E.1 Osazená deska plošného spoje.



Obr. E.1 Přední panel laboratorního přípravku.