



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

ZAPOJENÍ KONDENZÁTOROVÉHO MIKROFONU S VYUŽITÍM FM MODULACE

NETWORK WITH CAPACITOR MICROPHONE USING FM MODULATION

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

PETR LAPÁČEK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. LADISLAV KÁŇA

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Teleinformatika

Student: Petr Lapáček

ID: 101856

Ročník: 3

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Zapojení kondenzátorového mikrofonu s využitím FM modulace

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte koncepci zapojení kondenzátorového mikrofonu využívajícího měnič jako součást oscilačního obvodu. Při řešení zvolte tento postup: Zjištění statických mechanických a elektrických vlastností předloženého měniče. Zjištění dynamických elektrických vlastností, tj. změření velikosti změn kapacity v závislosti na hodnotě střídavého akustického tlaku. Návrh vhodného oscilačního obvodu, s požadovaným kmitočtovým zdvihem.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] DOBEŠ, J., ŽALUD, V.: Moderní radiotechnika, BEN Praha 2006.
- [2] ŽALUD, V.: Moderní radioelektronika, BEN Praha 2000.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 2.6.2009

Vedoucí práce: Ing. Ladislav Káňa

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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

V bakalářské práci se zabývám vlastnostmi elektrostatických měničů. Dále jsem popsal teoretické poznatky z okruhu FM modulací a rozladitelných krystalových oscilátorů. Pokusil jsem se navrhnout koncepci zapojení kondenzátorového mikrofonu ve frekvenčním zapojení pomocí krystalového oscilátoru, jehož součástí byl elektrostatický měnič, jakožto prvek představující proměnnou kapacitu. Tím jsem se pokusil o vytvoření modulátoru, jehož modulace záležela na aktuální změně kapacity elektrostatického měniče. Dále jsem se zabýval demodulací takto vytvořeného vysokofrekvenčního signálu pomocí demodulátoru TDA7000 a taktéž i vlastním nastavováním integrovaného obvodu.

ABSTRACT

In bachelor's thesis I was interested in quality of the electrostatic transducer. I have described a theoretic pieces of knowledges in parts of FM modulations and the variables crystals oscillators. I have tried to propose a conception of the condenser mikrophone in the high-frequency circuit where one of the main part was the crystal oscillator, which part was the capacitor transducer, in capacity element representative uncertain capacities. By this way I have tried to create the modulator, whose modulation depend on the actual changes of capacities in the electrostatic changers. Finally I have interested in the demodulation in this way of creating the HF signal by the help of detection unit TDA7000 and likewise setup of integrated circuit.

KLÍČOVÁ SLOVA

Mikrofon, kondenzátorový mikrofon, vysokofrekvenční zapojení mikrofonu, FM modulace, frekvenční modulace, elektrostatický měnič, modulátor, demodulátor, přeladitelný oscilátor, krystalový oscilátor.

KEYWORDS

Mikrophone, condenser mikrophone, high-frequency mikrophone circuit, HF, FM modulation, frequency modulation, electrostatic transducer, modulator, demodulator, variable oscillator, crystal, xtal.

CITACE VYSOKOŠKOLSKÉ KVALIFIKACE PRÁCE

LAPÁČEK, P. *Zapojení kondenzátorového mikrofonu s využitím FM modulace*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 45 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Ladislav Káňa.

Prohlášení

Prohlašuji, že mou bakalářskou práci na téma „Zapojení kondenzátorového mikrofonu s využitím FM modulace“ jsem vypracoval samostatně vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedeného semestrálního projektu dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu 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

.....
podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Tímto děkuji svému vedoucímu bakalářské práce panu inženýru Ladislavu Káňovi, díky němuž jsem se přiučil spoustu nových věcí týkajících se praktického využití elektroniky a poznání, jak často se může lišit teorie od praxe.

OBSAH

Úvod.....	1
1 Mikrofony.....	2
1.1 Kondenzátorové mikrofony.....	2
1.1.1 Elektrostatické měniče	3
1.1.2 Základní statické a mechanické vlastnosti elektrostatického měniče	4
1.2 Elektrostatické měniče a jejich elektrické vlastnosti	7
1.2.1 Vnitřní a výstupní impedance kondenzátorového mikrofonu	7
1.2.1.1 Vnitřní impedance	7
1.2.1.2 Výstupní impedance	8
1.2.2 Měření kmitočtové charakteristiky mikrofonu a jeho citlivost	8
1.2.3 Směrová charakteristika mikrofonu	9
1.3 Dynamické elektrické vlastnosti mikrofonu	9
2 Vysokofrekvenční technika.....	11
2.1 Analogové modulace.....	11
2.1.1 FM Modulace	11
2.2 Obvody pracující s elektrostatickými měniči.....	12
2.2.1 Elektrostatické zapojení kondenzátorového mikrofonu.....	12
2.3 Sériové rezonanční obvody	13
2.4 Demodulátory.....	15
2.5 Oscilátory řízené krystalem.....	16
2.5.1 Piezoelektrické rezonátory	16
2.6 Návrh obvodu mikrofonu ve vysokofrekvenčním zapojení.....	17
3 Návrh a konstrukce desek plošných spojů	20
3.1 Návrh rozladitelného krystalového oscilátoru (FM modulátoru) v programu EAGLE.....	20
3.2 Návrh demodulátoru TDA7000 v programu EAGLE.....	22
4 Obvody mikrofonu	25
4.1 Oživování modulátoru a Popis jednotlivých částí modulátoru	25
4.2 Popis jednotlivých částí integrovaného obvodu TDA7000.....	26
4.2.1 Vnitřní zapojení integrovaného obvodu a součástky připojené na jednotlivé piny	26
4.2.2 Kriteria na jednotlivé součástky a části obvodu.....	28
4.3 Oživování obvodu TDA7000	28
4.3.1 Nastavení rezonančního obvodu	29
5 Spojení bloku Modulátoru a demodulátoru.....	33
6 Závěr.....	35
7 použitá literatura.....	36
8 Seznam zkratk a symbolů	37
9 Přílohy	38
9.1 Návrh vysokofrekvenční cívky	39

ÚVOD

Už z názvu bakalářské práce je téměř jasné jakou problematiku můžete v této práci očekávat. Práce by se hrubým dělením mohla pojmout za dva celky a to na část teoretickou a na část návrhu obvodu pro FM modulaci.

V části teoretické se zabývám metodami měření elektrostatických měničů a zjišťováním statických mechanických, elektrických a dynamických elektrických vlastností pomocí propočetů a základních měření. Dále se pak zabývám základními principy FM modulací, typy zapojení elektrostatického měniče rezonančními obvody a oscilátory pro odvození ideálního obvodu FM modulace, jenž má být použit v kombinaci s elektrostatickým měničem. Z tohoto jasně vyplývá zaměření této práce, které je striktně dané zadáním a to navržením koncepce zapojení kondenzátorového mikrofónu využívajícího elektrostatického měniče jako součást oscilačního obvodu. Dále se v práci snažím popsat praktické postupy při návrhu modulátoru a demodulátoru spolu s popisy konstrukce, návrhů desek plošných spojů spolu s praktickou realizací, různých měření, praktických poznatků, výpočetů a výsledků dosažených při ožívování různých částí obvodu.

Výstupním výsledkem této práce jsou požadované naměřené hodnoty zmiňované výše, zpracování teorie FM modulací a rezonanční obvodů. Dále pak pokus o návrh rozladitelného oscilátoru dle požadavků s využitím krystalem, oscilujícím na frekvenci 8MHz a elektrostatickým měničem zapojeným v sériové větvi rezonančního obvodu. Celé zapojení pak plní funkci FM modulátoru. Návrh demodulátoru v kterém by se demoduloval frekvenčně modulovaný vysokofrekvenční signál přivedený z modulátoru a na závěr pak oživení obvodu a zjištění jeho vlastností. Všechny tyto části jsou v práci popsány a zpracovány. Na konci práce pak můžete najít seznam obrázků, zkratk a přílohy potřebné k práci na projektu.

1 MIKROFONY

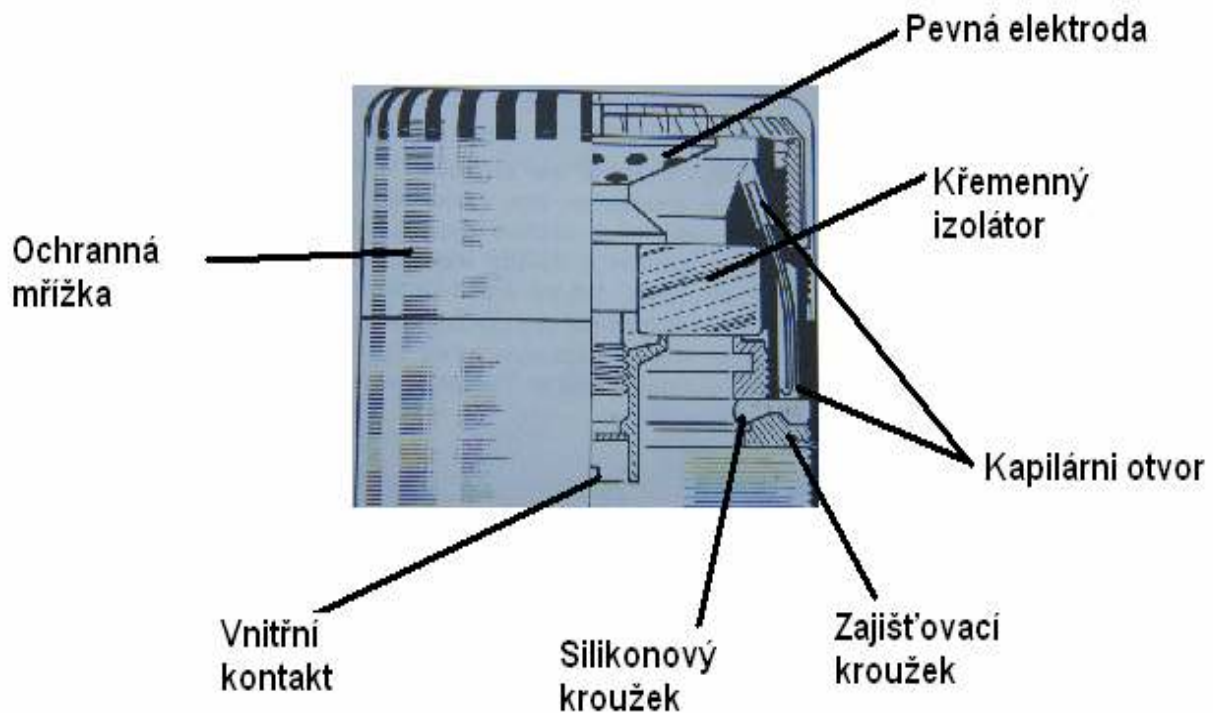
Problematikou elektroakustiky se zabývá spousta autorů, pro příklad uveďme titul [1]. Než se začneme bavit čistě o kondenzátorovém mikrofону či přímo elektrostatičkém měničič je třeba rozebrat pár základních pojmů, jenž se s mikrofony bezesporu váží. Co je to vlastně mikrofón? Mikrofón je zařízení, které slouží k přeměně akustické energie na mechanickou a poté na energii elektrickou. Přeměna mechanické energie na elektrickou je pak dána typem použitého měniče mikrofónu a tím lze předem zhruba odhadnout vlastnosti mikrofónu. Vlastnosti mikrofónu jsou nejdůležitějším faktorem, který ovlivňuje jakým způsobem bude měřený zvuk zkreslen. Nejzákladnějšími měřitelnými vlastnostmi mikrofónu jsou frekvenční charakteristika, citlivost a směrová charakteristika. Jsou různá dělení mikrofónů: podle směrovosti, podle akustické veličiny, na kterou mikrofón reaguje (rychlostní, výchylkové), podle využití a podobně. To však není předmětem této práce.

1.1 KONDENZÁTOROVÉ MIKROFONY

Kondenzátorové mikrofony jsou mikrofony, jejichž měniče pracují, jak již název napovídá na změnách elektrostatičkého pole. To znamená, že jsou to v podstatě kondenzátory, jejichž jedna elektroda je pevná a druhá je pohyblivá. Pohyblivou elektrodou je v tomto případě ultratenká membrána, která může být kovová, nebo třeba vytvořená metalízou. Pevná elektroda je elektroda napájená stejnosměrným polarizačním napětím. Změnami akustického tlaku se mění vzdálenost pohyblivé elektrody od pevné a tím i kapacita daného mikrofónu. Takto vytvořená přeměna mechanické energie na elektrický signál se pak dále dá zpracovávat více způsoby. Tento způsob asi nejpřesněji definuje elektronika mikrofónů, která je zapojena do přesně navrženého obvodu. Nejčastější typy zapojení jsou zapojení mikrofónu v zapojení elektrostatičkém, vysokofrekvenčním oscilátorovém (FM), nebo můstkovém. Prvním způsobem je možnost zapojení mikrofónu v elektrostatičkém zapojení, kdy je měnič napájen z velmi měkkého zdroje stejnosměrného polarizačního napětí. Odtud jde signál přímo na vstup předzesilovače s velkou vstupní impedancí. Druhou možností je mikrofón ve vysokofrekvenčním zapojení (s nosným kmitočtem), kdy používá zapojení kapacity měniče jakožto součást rezonančního obvodu a v dalších obvodech se pak tento signál demoduluje na nízkofrekvenční signál. Pro měřicí účely se nejčastěji používají kondenzátorové mikrofony ve vysokofrekvenčním zapojení, které jsou nejvýhodnější pro měření na velmi nízkých kmitočtech. Nevýhodou mikrofónů v tomto zapojení je však většinou vyšší základní hladina vlastního hluku. Kondenzátorové mikrofony patří do skupiny mikrofónů výchylkových a mohou mít hned několik typů směrových charakteristik. Ty jsou dány třídou měniče, kterou lze vydedukovat třeba i z konstrukce měniče. Tyto mikrofony se zpravidla skládají z několika částí a to z elektrostatičkého měniče, oscilátoru a předzesilovače. Všechny tyto části však musí být zabudované přímo v samotném těle mikrofónu kvůli stabilitě celého zařízení a dosažení co nejlepších parametrů mikrofónu. Kondenzátorové mikrofony bývají často považovány za velmi kvalitní (dražší však za nejkvalitnější) a to zaslouženě při pohledu na frekvenční charakteristiku a citlivost některého z měrných mikrofónů, které mají opravdu velmi malé zkreslení. Proto se používají jako měrné laboratorní mikrofony. Dále se též používají v nahrávacích studiích pro pořízení profesionálních nahrávek. Zvolením správného zapojení je možné též u mikrofónů měnit směrovou charakteristiku.

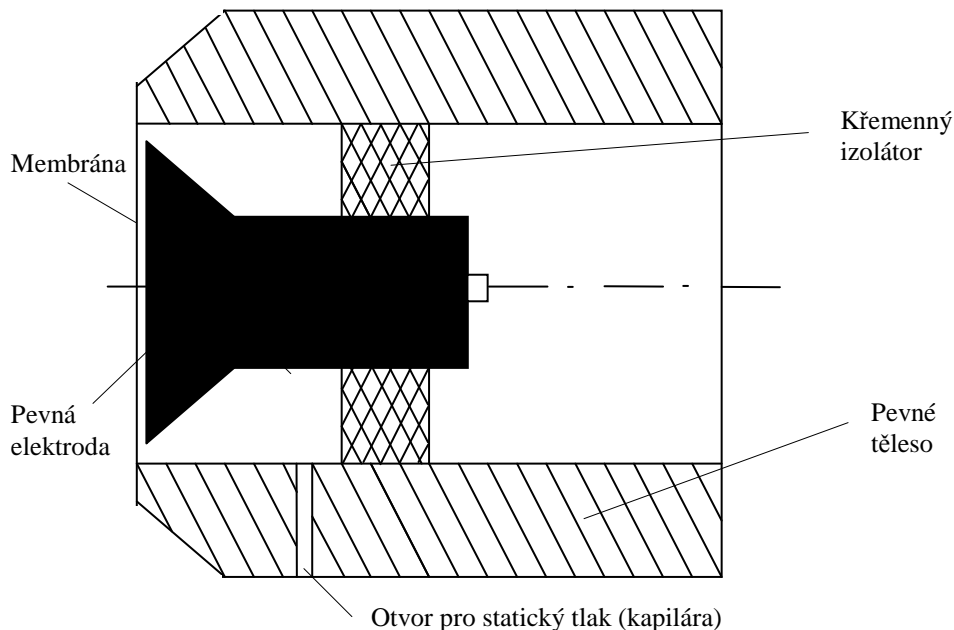
1.1.1 Elektrostatické měniče

Tímto tématem se zabývá jako jeden z mnoha ve své knize [2] T. Salava. Tato kniha mi byla inspirací při řešení této problematiky. Jak jsem se již zmínil v předchozích odstavcích asi největší podíl na chování a vlastnostech mikrofonu bude mít měnič který je v mikrofonu použit. Předmětem mého rozboru je elektrostatický měnič, jehož vlastnosti je třeba zjistit pro další postup této práce. Pro popis použiji obrázek, který zjednodušeně zobrazuje nejdůležitější části nejběžnějšího elektrostatického měniče na obr. 1.1. Zde vidíme, že pevná elektroda měniče je upevněna ve středu izolační křemenné destičky. Nad pevnou elektrodou je ve vzdálenosti cca 20 - 30 μ m napnuta ultratenká kovová membrána. Dále je možné si všimnout, jakým způsobem je vyřešeno vyrovnávání statického tlaku uvnitř mikrofonu s vnějším statickým tlakem. Vyrovnávání těchto tlaků je řešeno velmi malým otvorem, takzvaným kapilárním. Kapilární otvor musí být natolik malý, aby jeho akustická impedance byla v celém provozním pásmu měniče dostatečně velká oproti reaktanci poddajnosti vnitřního prostoru elektrostatického mikrofonu. Z toho vyplývá, že velikost kapilárního obvodu bude navržena tak, aby co nejméně ovlivňoval přesnost měření v oblasti mezních kmitočtů. Detail je zobrazen na řezu kondenzátorového mikrofonu firmy Brüel & Kjær obr. 1.1.



Obr. 1.1: Řez elektrostatickým měničem firmy Brüel & Kjær typ 4144 (použitý materiál Instructions and Applicatons – manuál k měrným mikrofonům firmy Brüel & Kjær).

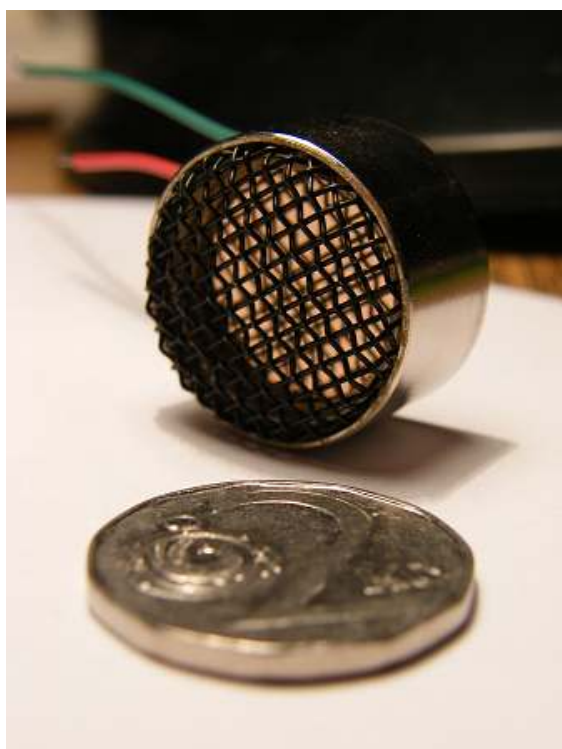
Na tomto obrázku je vidět většina nejdůležitějších částí hlavičky mikrofonu jako pevná elektroda (v tomto případě děrovaná), která je součástí pevného kontaktu, křemenný izolátor, silikonový kroužek, zmiňovaná kapilární trubice a ochranná mřížka. Co však zde vidět není, je ultratenká membrána, která v tomto obrázku z důvodu pohledu není vidět. Membrána je hned za pevnou elektrodou a to ve velmi těsné blízkosti pohybující se v řádech 10^{-6} m. Pro nejjednodušší pohled poslouží obr. 1.2., jenž je pro představu uspořádání nejzákladnějších částí hlavičky nejnázornější.



Obr. 1.2: Základní části elektrostatického měniče.

1.1.2 Základní statické a mechanické vlastnosti elektrostatického měniče

V této části se zabývám z velké části fyzikálními vlastnostmi elektrostatických měničů. Jsou to vlastnosti jako kapacita elektrostatického měniče, stejnosměrné napětí mezi elektrodami, náboj nabitého elektrostatického měniče a dále se zabývám mechanickými vlastnostmi měniče, jako mechanická impedance, poddajnost, hmotnost, tuhost (bez polarizačního napětí) a mechanický odpor membrány. Mechanické vlastnosti je možné popsat ve chvíli, kdy známe některé z těchto vlastností jako hmotnost, nebo poddajnost membrány a velikost, tím i poddajnost prostoru pod membránou. Tyto vlastnosti však z důvodu destrukce měniče nejsem schopen určit a proto se jimi nebudu zabývat. Nejjednodušším způsobem zjistím kapacitu měniče. Budu-li uvažovat elektrostatický měnič jakožto ideální deskový kondenzátor, pak je jasné že jeho kapacitu lze spočítat z rozměrů tohoto měniče viz. vzorec (1.1). Měřenými, či zjišťovanými parametry potřebnými pro výpočet jsou poloměr elektrody r pro výpočet obsahu plochy elektrody (membrány) značené S , dále permitivita vakua ϵ_0 , permitivita vzduchu ϵ_v a vzdálenost pevné elektrody od membrány (pohyblivé elektrody) d . Na obr. 1.3 je předložený elektrostatický měnič, jehož vlastnostmi se zabývám.



Obr. 1.3: Přeložený elektrostatický měnič firmy RODE používaný v typu mikrofonu NT3

Zjištěné hodnoty předloženého měniče :

$$r = 7 \text{ mm}$$

$d = 25 \text{ } \mu\text{m}$ (změření této hodnoty bylo mimo mé možnosti a tak jsem zvolil vzdálenost elektrod z udávaných vzdáleností těchto měničů které je od $20 \text{ } \mu\text{m}$ do $30 \text{ } \mu\text{m}$)

$$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \cdot F \cdot m^{-1}$$

$$\epsilon_v = 1$$

Vzorec pro kapacitu ideálního kondenzátoru :

$$C_0 = \epsilon \cdot \frac{S}{d} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_v \cdot \frac{\Pi \cdot r^2}{d} \quad (1.1)$$

Po dosazení do vzorce vzniká rovnice :

$$C_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \cdot 1 \cdot \frac{\Pi \cdot (7 \cdot 10^{-3})^2}{25 \cdot 10^{-6}} = 54,1 \text{ } \mu\text{F}$$

Při zapojení kondenzátorového mikrofonu v reálném prostoru je tomu však trochu jinak, je jasné, že se kapacita měniče mění změnou akustického tlaku a to tak, že se pohyblivá elektroda buď přiblíží, nebo vzdálí od pevné elektrody a to nepřímo úměrně. To znamená, že čím je větší vzdálenost elektrod, tím je menší kapacita měniče. To vše však za předpokladu, že zbrzdím vyrovnávání náboje (náboj tím bude lineární), čímž docílím zvyšování napětí takto vytvořeného kondenzátoru při zvyšování kapacity. Požadovaného pomalého vyrovnání náboje při změně kapacity dosáhnou tím, že do obvodu zapojím rezistor, který zvýší vnitřní odpor

zdroje polarizačního napětí. Tímto problémem se zabývám hlavně v části elektrodynamických vlastností statického mikrofonu.

Tím, že se mi podařilo vypočítat kapacitu, je možné dopočítat další veličinu kterou je náboj Q . Tento náboj setrvává u elektrody s kladnějším potenciálem. Tento náboj se vypočítá z Gaussova zákona elektrostatiky jako součin kapacity ideálního kondenzátoru a stejnosměrného napětí mezi deskami kondenzátoru, které odpovídá polarizačnímu napětí a tím je 48V phantomové napájení (nebo například 100V, 150V a 200V polarizační stejnosměrné napětí).

Z Gaussova zákona elektrostatiky vypočteme náboj Q pro nezatíženého ideálního měniče pro různá polarizační napětí viz. (1.2). Pro ukázkou jsem zvolil stejnosměrná napětí 48 V a 200 V při kterém bude náboj Q vypočten ze vzorce :

$$Q = C \cdot U \quad [C; F, V] \quad (1.2)$$

Pro stejnosměrné polarizační napětí 48 V

$$Q = 54,1 \cdot 10^{-12} \cdot 42 = 2,26 \text{ nC}$$

Pro stejnosměrné polarizační napětí 200 V

$$Q = 54 \cdot 10^{-12} \cdot 200 = 10,8 \text{ nC}$$

Měnič jsem si změřil také pomocí RLC můstku. Měření jsem prováděl na přístroji Tesla BRIDGE – VOLTMETR BM 559. Zde jsem zjistil, že kapacita měniče C je rovna 41,9 pF. Tato hodnota se o mnoho neliší od vypočtené hodnoty ideálního kondenzátoru. Nepřesnost výpočtu vznikla tím, že nejsem schopný změřit přesnou vzdálenost elektrod a velikost membrány. Tyto hodnoty se však podle změřeného výsledku překvapivě blíží reálnému měniči.

Z Gaussova zákona tedy dopočítáme reálný náboj měniče při polarizačním napětí 48 V, 100 V, 150 V, 200 V.

$$Q = C \cdot U \quad [C; F, V] \quad (1.2)$$

Pro stejnosměrné polarizační napětí 48 V

$$Q = 41,9 \cdot 10^{-12} \cdot 42 = 1,75 \text{ nC}$$

Pro stejnosměrné polarizační napětí 100 V

$$Q = 41,9 \cdot 10^{-12} \cdot 100 = 4,19 \text{ nC}$$

Pro stejnosměrné polarizační napětí 150 V

$$Q = 41,9 \cdot 10^{-12} \cdot 150 = 6,25 \text{ nC}$$

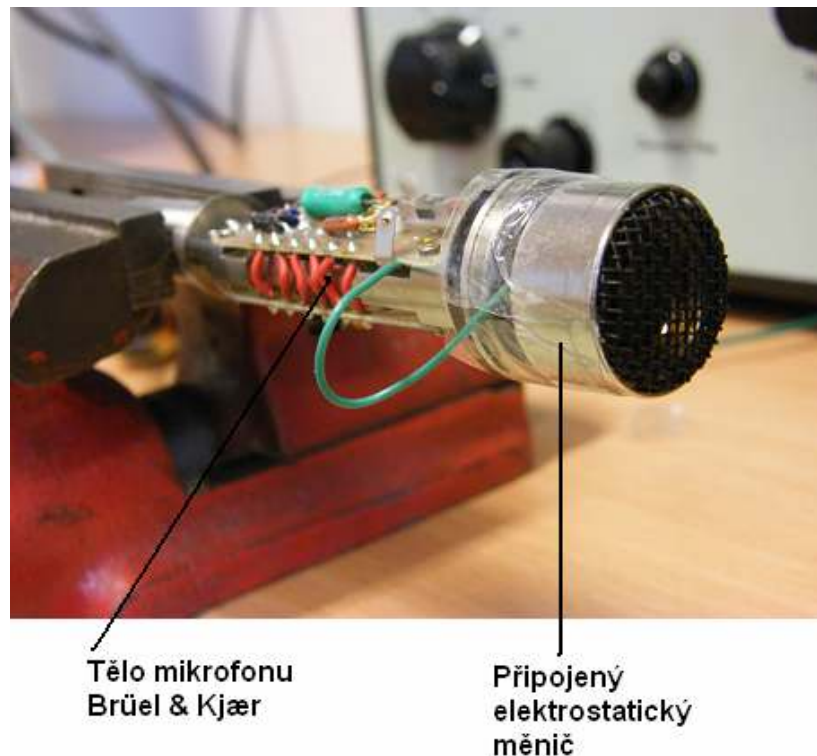
Pro stejnosměrné polarizační napětí 200 V

$$Q = 41,9 \cdot 10^{-12} \cdot 200 = 8,38 \text{ nC}$$

Z výsledků je zřejmé, že rozdíl změřeného měniče a ideálních parametrů není téměř žádný.

1.2 EKTROSTATICKÉ MĚNIČE A JEJICH ELEKTRICKÉ VLASTNOSTI

V této části bakalářské práce se zabývám elektrickými vlastnostmi elektrostatických měničů a kondenzátorových mikrofonů. Především se pak zabývám metodami měření různých elektrických veličin potřebných pro určení vlastností mikrofonu a pozdějšímu návrhu celého obvodu našeho mikrofonu. Pro převážnou většinu měření využívám tělo měrného mikrofonu již se zhotovenou elektronikou firmy Brüel & Kjær viz obr. 1.4.



Obr. 1.4: Tělo mikrofonu firmy Brüel & Kjær s připojeným elektrostatickým měničem firmy RÖDE

Pomocí tohoto mikrofonu a předloženého měniče, změřím potřebné veličiny. Těmito veličinami jsou vnitřní impedance, výstupní impedance, kmitočtová charakteristika, citlivost a směrová charakteristika. Při měření přenosových vlastností je třeba dbát na předpoklady, pro které je mikrofon určen. To znamená, že například mikrofony pro mluvení z blízka se budou měřit v rovinné i kulové akustické vlně, mikrofony pro měření akustických signálů ve volném akustickém poli by měly být měřeny v rovinné akustické vlně a podobně.

1.2.1 Vnitřní a výstupní impedance kondenzátorového mikrofonu

1.2.1.1 Vnitřní impedance

Za předpokladu že budu ozvučovat měřený mikrofon ve volném akustickém poli a akustický tlak bude alespoň o 10dB menší, než je mezní akustický tlak, pak změřím napětí mikrofonu naprázdno U_0 a proud nakrátko i_k . Vnitřní impedance se pak vypočítá podle vzorce (1.3):

$$Z = \frac{U_0}{i_k} [\Omega; V, A] \quad (1.3)$$

Vnitřní impedanci lze vypočítat i z pouhého napětí naprázdno U_0 a výstupního napětí U_r při zatížení odporem R , který musí být zvolen aby bylo splněno, že :

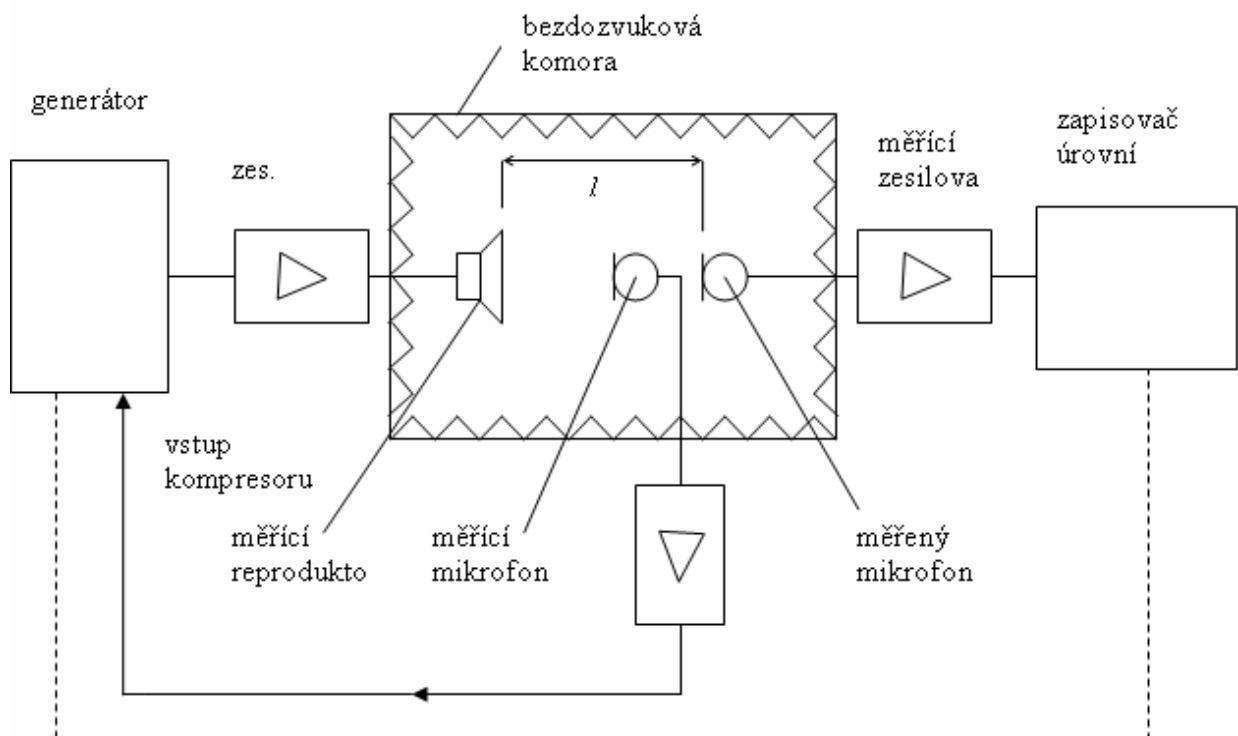
$$Z \cong R \cdot \frac{U_0}{U_r} [\Omega; \Omega, V, V] \quad (1.4)$$

1.2.1.2 Výstupní impedance

Výstupní impedanci lze měřit jakýmkoliv přístrojem, který měří impedanci. Tento přístroj však nesmí překročit hodnotu měřicího napětí, která je při reálné práci s mikrofonem reálná.

1.2.2 Měření kmitočtové charakteristiky mikrofonu a jeho citlivost

Protože mám navrhnout mikrofon pro snímání akustického signálu ve volném akustickém poli, je pak je možné tento druh mikrofonu měřit dvěma způsoby. Měří se buď metodou, při níž je možný přímý zápis kmitočtové charakteristiky a nebo metoda substituční. První metoda je v praxi častěji využívána. Tato metoda umožňuje přímý zápis hodnot kmitočtové charakteristiky. Provádí se v akusticky uzavřených bezdozvukových komorách (viz obr 1.5).



Obr 1.5: Uspořádání pracoviště pro měření frekvenčních charakteristik mikrofonů

Výstupní napětí mikrofonu se ovládá pomocí kompresoru signálu výstupního generátoru napětí, který budí měřicí reproduktor tak, aby v místě měřicího mikrofonu zůstával stálý

akustický tlak, který je podmínkou přesného měření. Při umístění dbáme na to, aby byl mikrofon ve spojnici reproduktoru a aby byly rozměry měřicího mikrofonu dostatečně malé proto, aby nerušily akustické pole. Současně musí být osa reproduktoru v blízkosti jeho osy symetrická. Určení vzdálenosti však nejvíce záleží na typu mikrofonu a především jeho praktickém použití. Pro náš druh mikrofonu se nejčastěji měření provádí ve vzdálenosti 1 m a se známým akustickým tlakem 1 Pa. Tlak v místě měřeného mikrofonu by měl být v toleranci alespoň $\pm 0,75$ dB. Při zvolení substituční metody umístím měrný mikrofon ve zvoleném místě akustického pole, kde se nastaví známý akustický tlak. Pomocí měrného mikrofonu se tento akustický tlak přeměří a poté se na jeho místo umístí měřený mikrofon vhodně orientovaný k akustickému poli. V tuto chvíli se stanoví výstupní napětí. Pokud vezmu toto výstupní napětí a podělím ho akustickým tlakem, vyjde mi citlivost mikrofonu (1.5).

Výpočet citlivosti mikrofonu:

$$\eta = \frac{U}{\eta_0} \text{ [V Pa}^{-1}\text{; V, Pa]} \quad (1.5)$$

Ze vzorce je jasné, že citlivost mikrofonu η je poměr výstupního napětí U k akustickému tlaku, který toto napětí vybudil. Citlivost také můžeme uvést jako poměrnou hodnotu vyjádřenou v dB viz (1.6), vztaženou k referenční citlivosti $\eta_0 = 1 \text{ V/Pa}$. V tom případě platí:

$$\eta = 20 \cdot \log \frac{\eta}{\eta_0} \text{ [dB;mV Pa}^{-1}\text{, mV Pa}^{-1}\text{]} \quad (1.6)$$

Nebo

$$\eta = 20 \cdot \log \eta - 60 \text{ [dB;mV Pa}^{-1}\text{]} \quad (1.7)$$

Tuto citlivost jsem si změřil pomocí pistofonu při akustickém tlaku 1 Pa (94dB). Pistofon je zařízení s pevně nastaveným známým akustickým tlakem. Pro změření této veličiny jsem použil tělo mikrofonu Brüel & Kjær k němuž jsme připojil předložený elektrostatičtý měnič (viz obr. 1.4). Při měření jsem mimo jiné zjistil, že obvod je značně nestabilní ve chvíli kdy je málo odstíněný, což mi značně ztěžovalo práci. Vzniklý brum mi totiž vlivem maskování takzvaně překryl měřený signál. Po odstranění problému jsem zjistil, že měřený měnič je citlivější než měnič mikrofonu Brüel & Kjær, který měl citlivost 95,2 dB. Citlivost mého měniče s použitým tělem měrného mikrofonu jsem změřil na 117,5 dB. Měření jsem prováděl na měřicím pracovišti firmy Brüel & Kjær.

1.2.3 Směrová charakteristika mikrofonu

Směrová charakteristika mikrofonu se měří tak, že se nejčastěji v polárních souřadnicích zapisuje závislost výstupního napětí mikrofonu na úhlu, o který je mikrofon pootočen od osy směru šíření akustických vln. Měření se provádí při jednom kmitočtu, či při ozvučení úzkopásmovým šumem. Při měření je opět důležité dbát na vzdálenost mikrofonu od zdroje akustického signálu. Měření se provádí v bezdozvukové komoře. Mikrofon se umístí na otočnou plošinu a za působení akustického signálu se pootáčí o určitý úhel a zaznamená se hodnota výstupního napětí do polárního grafu. Výsledná směrová charakteristika pak udává závislost citlivosti měřeného mikrofonu na úhlu mezi osou mikrofonu a směrem šíření zvuku.

1.3 DYNAMICKÉ ELEKTRICKÉ VLASTNOSTI MIKROFONU

Dynamickými elektrickými vlastnostmi jsou vlastnosti, které určují jak se daný mikrofon bude chovat při různé intenzitě akustického tlaku. Tedy změny kapacity a tím i napětí

elektrostatického měniče v závislosti na zmiňovaném akustickém tlaku. Tyto vlastnosti se zjišťují výpočtem z průměru pevné elektrody a její vzdálenosti od pohyblivé elektrody. Z toho vyplývá, že vzhledem k požadavku nedestruktivního zacházení s elektrostatickým měničem nejsem schopen určit potřebné veličiny pro výpočet a tím pádem výpočet provést.

2 VYSOKOFREKVENČNÍ TECHNIKA

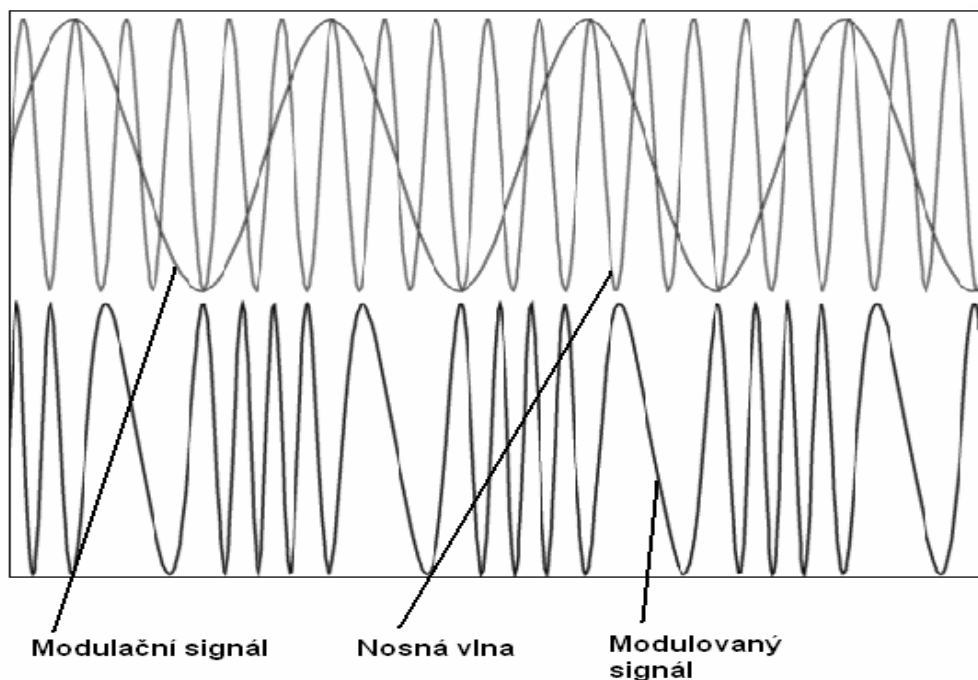
V této části práce se zabývám teorií FM modulace potřebnou pro pochopení problematiky vysokofrekvenční techniky. O této problematice pojednává například kniha [3] „Moderní radiotechnika a jiné tituly“. Dále se zabývám typy zapojení elektrostatického měniče do obvodů pracujících v elektrostatickém zapojení a především ve vysokofrekvenčním oscilátorovém (FM) zapojení. Nakonec se budu zabývat ideálním vysokofrekvenčním obvodem pro zapojení elektrostatického měniče. Dále teoreticky rozeberu piezoelektrické oscilátory.

2.1 ANALOGOVÉ MODULACE

Jsou to modulace s nosnými vlnami. Tyto modulace vznikají tak, že se za pomoci analogového modulačního signálu (signálu, který je spojité v čase i amplitudě) moduluje vysokofrekvenční, nebo mikrovlnná nosná vlna. Modulací je pak přímo ovlivňování některého z parametrů nosné vlny modulačním signálem. Pokud je tímto parametrem myšlena amplituda, pak nám vznikne amplitudová modulace AM, při ovlivňování frekvence pak mluvíme o vytváření FM modulace a pokud ovlivňujeme fázi, vzniká fázová modulace PM. Budu se zabývat FM modulací, abych byl schopen porozumět a zkonstruovat zapojení, jež bude FM modulaci využívat pro přenos signálu.

2.1.1 FM Modulace

V dnešní době zná zkratku FM téměř každý, bohužel ne však každý ví, co znamená. Problémem je to, že zkratka FM je často přiřazována za hodnotu frekvence nějaké rádiové stanice VKV pásma. Toto značení je však nesprávné! Údaj, za kterým bývá psáno FM, totiž udává frekvenci jak jsem zmínil, a to v MHz. FM znamená pouze způsob modulace nosného signálu. Zkratka FM totiž tedy frekvenční modulace (frequency modulation). To znamená, že modulační signál modulační frekvenci nosné vlny částečně mění a to tak, že ji zvětšuje a zmenšuje. Obr. 2.1 zobrazuje průběhy modulačního vlny, nosné vlny a signálu FM.



Obr. 2.1: Časové průběhy modulačního signálu, nosné vlny a FM modulovaný signál

Z obrázku je zřejmé, že při frekvenční modulaci je frekvence nosné vlny největší při maximu amplitudy modulační vlny. Naopak nejmenší frekvence nosné vlny je u FM při záporném maximu amplitudy modulační vlny. Frekvenční modulace je tedy závislost okamžitého kmitočtu nosné vlny na změnách amplitudy modulačního signálu. Signál je potom kódován frekvenčně. Rychlost změn závisí přímo na modulačním kmitočtu, například pokud bude mít modulační signál sinusový průběh o frekvenci 1kHz, potom se bude frekvence nosné vlny pravidelně snižovat a zvyšovat tisíckrát za sekundu. Při vyšších modulačních kmitočtech pak lze počítat s tím, že změna nosné frekvence bude rychlejší. Naopak při nižších kmitočtech bude pomalejší. Další vlastností FM modulace je, že velikost amplitudy modulačního signálu ovlivňuje velikost změny nosného kmitočtu a to tak, že čím větší je amplituda modulačního signálu, tím větší je i změna nosného kmitočtu. Velikost změny nosného kmitočtu se pak nazývá kmitočtový zdvih (značíme ΔF). Frekvenční zdvih nosné vlny pak odpovídá hloubce modulace. Hloubka modulace je u frekvenční modulace teoreticky neomezená a frekvenční zdvih může být libovolně veliký. Běžně se však tato vlastnost nevyužívá, protože v případě například vysílání jsou dány určitá omezení šířky vysílaného pásma. Měřítkem působení modulačního signálu je modulační index (2.1):

$$M = \frac{\Delta F}{f} \quad [\% ; Hz, Hz] \quad (2.1)$$

kde ΔF je kmitočtový zdvih a f je kmitočet modulačního signálu

Výhody frekvenční modulace:

- téměř dokonalý hudební přenos (velký rozsah nízkofrekvenčních kmitočtů)
- poměrně velká dynamika hudebního přenosu (pro velký frekvenční zdvih)
- podstatně menší rušení příjmu oproti AM
- vzájemné rušení sousedních stanic je menší než u AM (u FM stačí, když se sousední stanice projeví 2x slabším signálem než naladěná stanice).
- lepší odstup signál/šum
- ke zlepšení věrnosti přenosu při rozhlasovém vysílání přispívá vedle dobré dynamiky
- přenášení frekvenčního pásma 30 Hz a 15 kHz

Nevýhody frekvenční modulace :

- komplikovanější řešení přijímací strany oproti AM
- požadavek na velkou šířku pásma vysílané vlny (tzn., že při stejné šířce pásma budeme mít více AM stanic než FM).

Tomto odstavci jsem používal materiál z knih : [3] „Moderní radioelektronika” a [4] „Poznáváme elektroniku“.

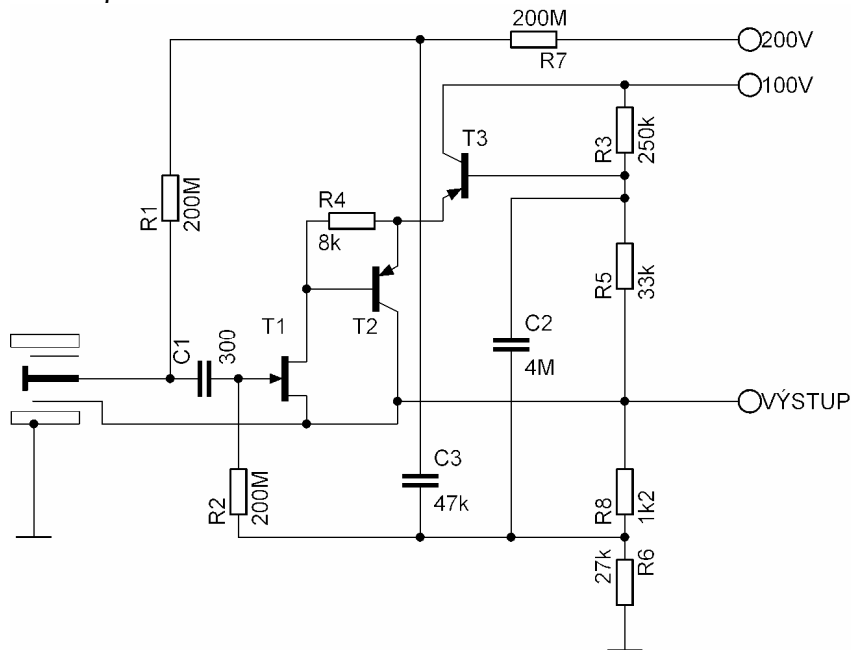
2.2 OBVODY PRACUJÍCÍ S ELEKTROSTATICKÝMI MĚNIČI

Jak je už výše zmíněno, existují tři základní druhy obvodu pro elektrostatického měniče. Jsou to zapojení můstkové, elektrostatické a vysokofrekvenční oscilátorové (FM) zapojení. Pro popis jsem zvolil typ elektrostatického a vysokofrekvenčního zapojení.

2.2.1 Elektrostatické zapojení kondenzátorového mikrofону

Uznal jsem za vhodné zmínit toto zapojení a uvést jeho stručný popis už jen z toho důvodu, že předzesilovač v těle mikrofónu, který jsem používal k pokusům je velmi podobné konstrukce a funguje na stejném principu. Navíc je to zapojení obr. 2.2, které se principiálně využívá ke konstrukci většiny měrných mikrofónů. Jedná se o předzesilovač, který jsem našel v knize

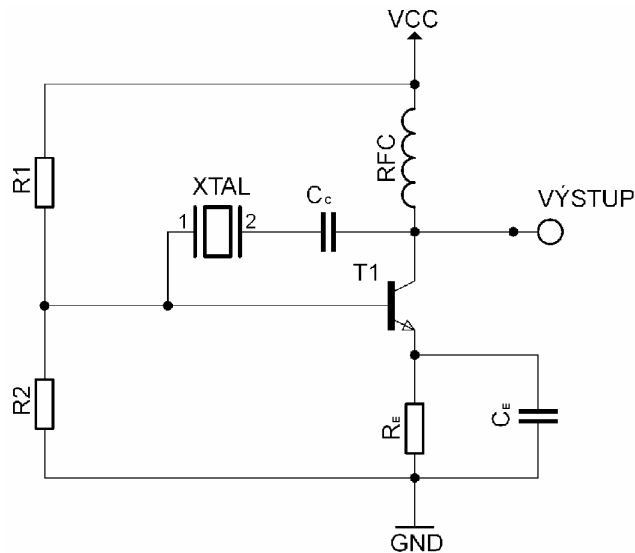
[2] „Elektroakustická a elektro-mechanická měření“. Na vstupu obvodu je umístěn tranzistor T_1 je tranzistor řízený elektrickým polem. Tranzistor T_1 je typu JUGFET (v podstatě JFET). Je charakteristický tím že má malý vlastní šum. Zbylé dva tranzistory T_2 a T_3 slouží ke zvětšení strmosti prvního tranzistoru a zvýšení celkového zisku zapojení, které pracuje v podstatě stejně jako emitorový sledovač. Vstupní odpor tranzistoru T_1 a taktéž odpor, který slouží k přivedení napětí na mikrofon jsou zapojeny tak, aby byly co nejbližší do místa výstupu sledovače. Zapojení na obrázku je velmi podobné typu mikrofonu Brüel & Kjær typ 2619. Pomocí tohoto zapojení lze dosáhnout vstupního odporu většího než $4\text{ G}\Omega$, při vstupní kapacitě menší než 1 pF .



Obr. 2.2: Zapojení mikrofonu pomocí elektrostatického zapojení

2.3 SÉRIOVÉ REZONANČNÍ OBVODY

Pro ukázkou jsem si připravil tři zapojení, která by se dala teoreticky použít při stavbě modulátoru. Zda bude možná i praktická realizace už bude předmětem měření a pokusů. Materiál pro napsání tohoto odstavce jsem získal překladem z knihy [6] „Electronic devices and circuit theory“. Zapojení jsou vysokofrekvenční a v každém je použit krystal. Pro buzení krystalu v sériovém rezonančním obvodu může být krystal zapojen jako sériový element zpětné vazby. V sériovém rezonančním obvodu je to impedance, která je nejmenší. Stupeň zpětné vazby je největší. Typický tranzistorový obvod je zobrazen na Obr. 2.3. Rezistory R_1 , R_2 , R_E vytváří napěťový dělič, který stabilizuje stejnosměrný obvod. Kondenzátor C_E zajišťuje střídavé překlenutí emitorového rezistoru R_E a RFC cívka zajišťuje stejnosměrné předpětí při potlačování zpětné vazby nějakého střídavého signálu na silnoproudém vedení ovlivňované výstupním signálem. Napěťová zpětná vazba z kolektoru do báze je maximální ve chvíli, kdy je impedance krystalu v minimu (ve chvíli právě sériové rezonance).

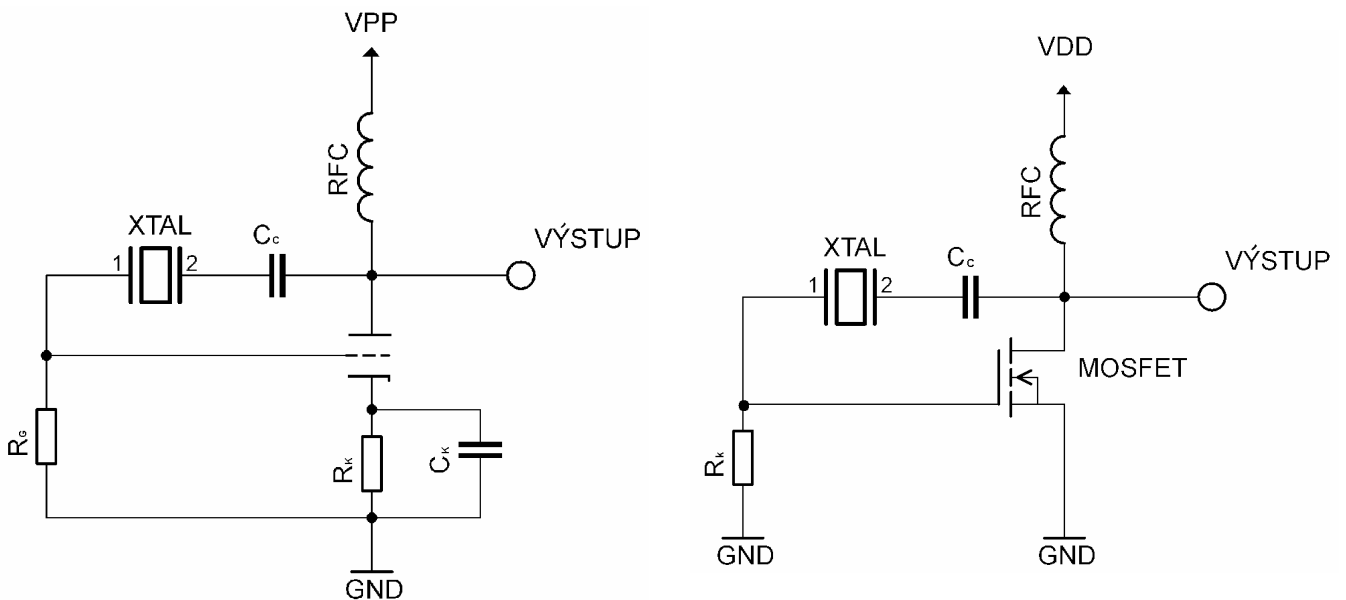


Obr. 2.3: Zapojení krystalu v Piercově zapojení s použitým tranzistorem

Vazba kapacity C_c má zanedbatelnou impedanci v obvodě řízeném frekvencí, ale blokuje stejnosměrné napětí mezi kolektorem a bází.

Následující frekvenční obvod je pak nastavený sériovou oscilační frekvencí krystalu, změnou napájecího napětí tranzistoru a podobně. Kmitočtová stabilita obvodu je založena na kmitočtové stabilitě krystalu.

Obvod zobrazený na obr. 2.3 se jmenuje Piercův krystalový oscilátor. Další verze obvodů využívají FET tranzistory a elektronky ukázané v obr. 2.4.



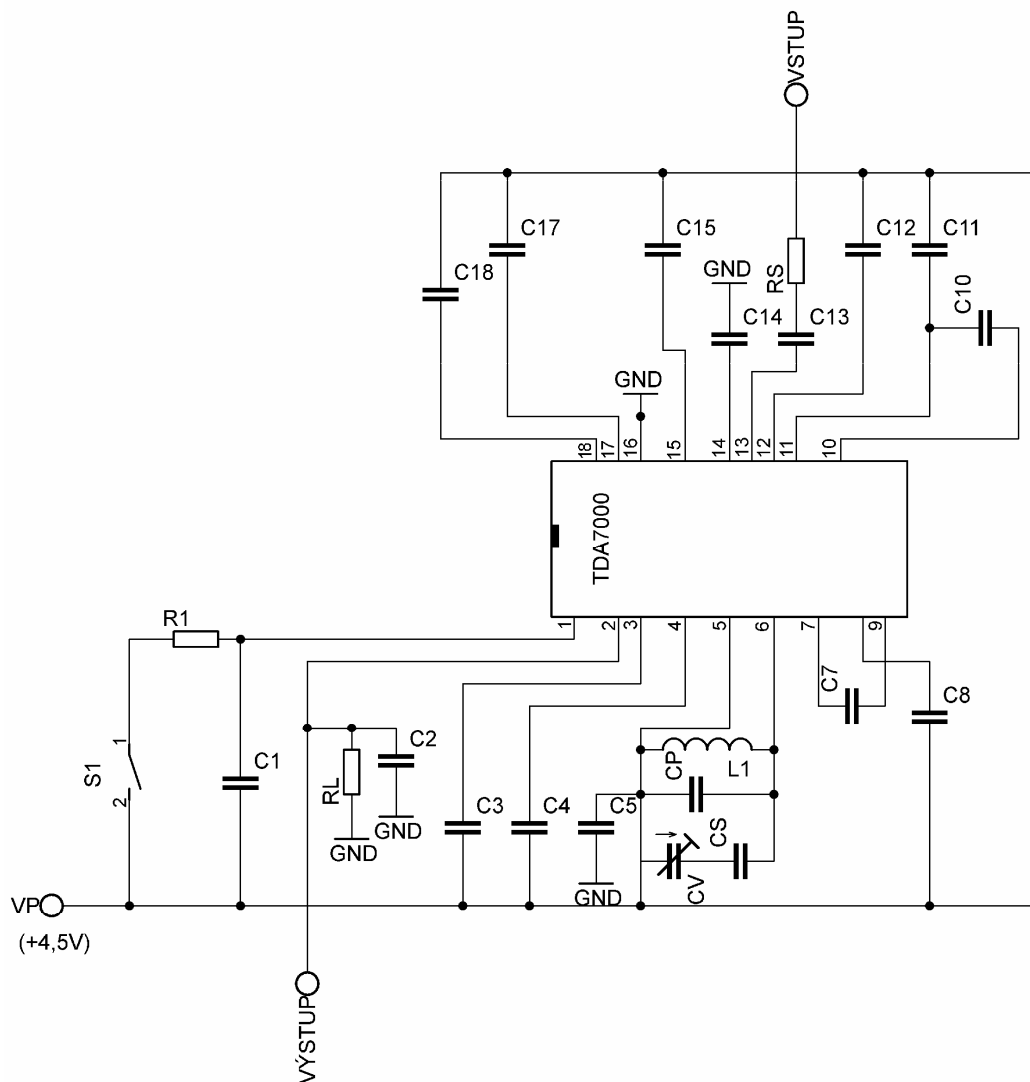
Obr. 2.4: Zapojení krystalu v Piercově zapojení nalevo s použitou elektronikou a napravo se zapojeným tranzistorem.

Další tranzistorový obvod je ukázán na obr. 2.4 napravo. Obvod umožňuje ladění pomocí LC obvodu v kolektoru a nastavuje nabuzený krystal zapojený do zpětné vazby z kapacitního napěťového děliče. LC obvod je přizpůsobený blízké požadované frekvenci krystalu, ale přesný frekvenční obvod je nastaven krystalem a stabilizovaný krystalem.

2.4 DEMODULÁTORY

Demodulátory jsou zařízení, která slouží k demodulaci modulovaného signálu. Demodulace se používá k demodulaci signálu a tím získání původního modulačního signálu. To znamená, že pokud užitečný signál modulujeme například FM modulací, je tento signál přenášán jako vysokofrekvenční frekvenčně modulovaný z důvodů jednoduššího přenášení a kvality přenosu. Takto modulovaný signál se přivede na vstup některého z typů demodulátorů a v tomto zařízení se demoduluje na původní nízkofrekvenční užitečný signál. Pro ukázkou uvedu několik typů demodulátorů :

- fázový diskriminátor
- poměrný detektor
- koincidenční modulátor
- integrační modulátor



Obr. 2.5 Zapojení frekvenčního demodulátoru podle datasheetu

Vzhledem k tomu, že je v dnešní době standardem využívat integrované obvody, vybral jsem si integrovaný obvod FM demodulátoru TDA7000. Jeho zapojení jsem provedl podle datasheetu integrovaného obvodu viz obr. 2.5. Demodulátor a jeho zapojení pak dále využiji při návrhu obvodu mikrofonu.

2.5 OSCILÁTORY ŘÍZENÉ KRYSTALEM

Tyto oscilátory většinou patří mezi konstrukčně lehké oscilátory. Jsou schopny pracovat v širokém rozsahu kmitočtu. Tím je myšleno, že dokáží pracovat na kmitočtech řádově od desítek kilohertz až po desítky megahertz na základním kmitočtu a až do stovek megahertz na kmitočtech harmonických. Základní vlastností krystalového oscilátoru je vysoká stabilita kmitočtu, která je jen málo závislá na kmitočtu. Tím se krystal liší od jiných způsobů řešení oscilátorů. Jeho teplotní součinitel je od 1 až do $3 \cdot 10^{-6}$. To znamená, že při kmitočtu 1MHz změní oscilátor svůj kmitočet jen o jeden až tři Hz na každý stupeň teploty. Další vlastností je nemožnost přeladování kmitočtu (za předpokladu že nechceme měnit kmitočet v řádech kilohertz). Krystalové oscilátory mají široké využití, protože zajišťují potřebnou stabilitu frekvence nosných vln.

Využití krystalových oscilátorů:

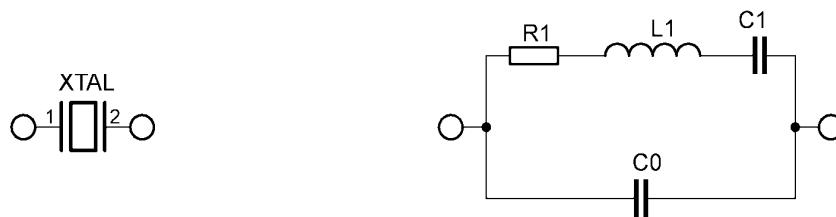
- pro provoz radiokomunikací
- v hodinových generátorech, nebo taktovacích generátory o obvodech digitální techniky
- kmitočtový standard v čítačích kmitočtu
- časové etalony
- využití v zařízeních s mikroprocesory
- v měřicích přístrojích

2.5.1 Piezoelektrické rezonátory

Každý z těchto rezonátorů funguje jako úplný rezonanční obvod, který určuje kmitočet rezonátoru. Vysokofrekvenční kmity můžeme u těchto rezonátorů vyvolat přiložením střídavého napětí k elektrodám křemenného výbrusu. Na tomto výbrusu závisí i vlastnosti krystalu. Střídavé napětí mu pak dodá aktivní prvek podporovaný ostatními prvky obvodu. Vlastnosti výbrusu piezoelektrického výbrusu jsou založeny na piezoelektrickém jevu. Pro přiblížení- je dokázáno, že u destiček některých krystalů se objevuje na stěnách elektrický náboj ve chvíli, kdy dojde ke stlačování, nebo kroucení destičky. U piezoelektrického rezonátoru se však využívá přesně opačného jevu. Při přivedení střídavého napětí na svorky krystalu vzniká velmi rychlé a pravidelné chvění výbrusu. Vlastnosti krystalu jsou závislé hlavně na:

- fyzikálním charakteru krystalického materiálu
- způsobu řezu
- vybroušení krystalové destičky

Základním materiálem výbrusu je oxid křemičitý SiO_2 . Materiál se získává buď přírodní cestou nebo synteticky. Správně vybroušený krystal se projevuje jako úplný rezonanční obvod s nepatrným tlumením a tím i vysokým činitelem jakosti Q . Křemenný výbrus je většinou malá destička určitého geometrického tvaru, která je vyříznutá z monokrystalu křemene. Vlastnosti krystalu určuje jeho geometrický tvar, který tím předurčuje i jeho využití. Elektrické vlastnosti jsou nastíněny pomocí náhradního obvodu viz obr. 2.6

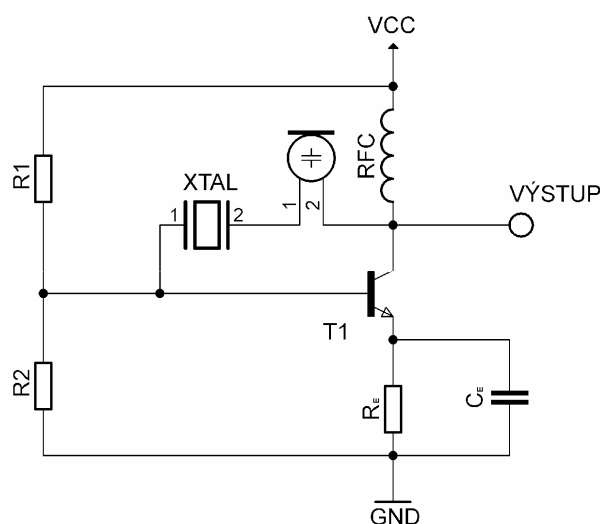


Na Obr. 2.6 je zobrazena schematická značka krystalu a jeho náhradní schéma.

Zde odpor R odpovídá tlumení mechanických kmitů třením a představuje ztráty v obvodě, C_0 zahrnuje skutečnou kapacitu dielektrika mezi elektrodami a kapacitu objímky krystalu i s držákem C_1 . Obvykle je kapacita $C_0 \gg C$ rezonančního obvodu. To, jak se obvod bude chovat pak záleží na tom, na jakých kmitočtech pracuje. Může fungovat jako sériový rezonanční obvod a paralelní rezonanční obvod. Rozdíl mezi frekvencemi, kdy se odpor mění je velmi malý (v pásmu krátkých vln řádově několik set hertz). V tomto odstavci byl použity citace z knihy „Poznáváme elektroniku V.“ autora Václava Maliny [5].

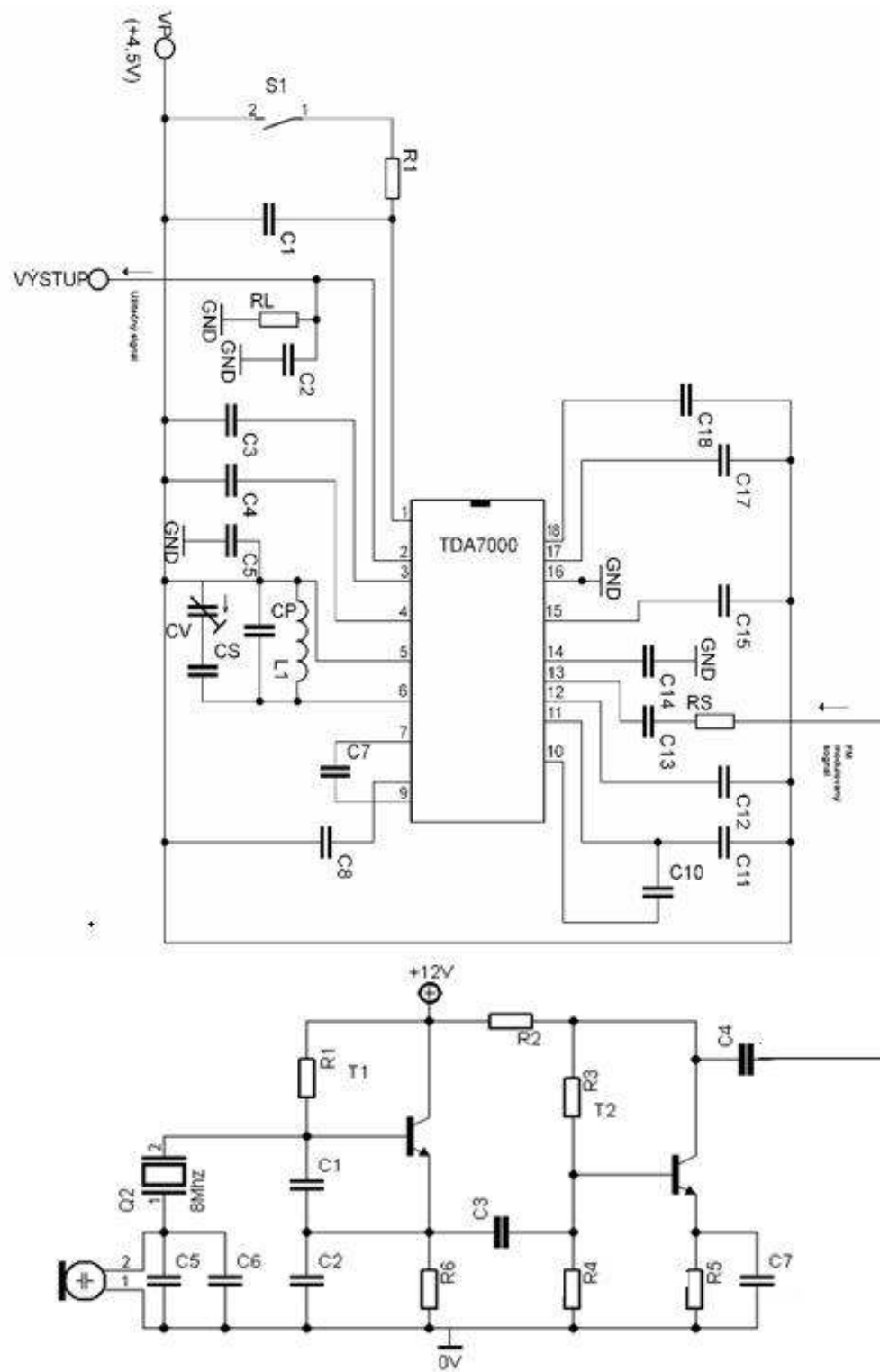
2.6 NÁVRH OBVODU MIKROFONU VE VYSOKOFREKVENČNÍM ZAPOJENÍ

Protože jsem na počátku nevěděl, které ze zapojení oscilátoru bude pro můj účel nejvhodnější, rozhodl jsem se použít zapojení z obr. 2.3 jako transparentní. Volbu zapojení jsem prováděl z hlediska zadané rezonance 8 MHz a požadovaného zdvihu 15 KHz. Tyto hodnoty pak odpovídají vlastnostem zařízení Hi-Fi. V oscilačním zapojení jsem nahradil kondenzátor C_c elektrostatickým měničem. V takto provedeném zapojení se by se měnič měl chovat jako přeladitelný kondenzátor. Tím bych docílil toho, že změnami kapacity měniče bych ovlivňovat oscilační obvod a tím jemně rozladovat frekvenci krystalového oscilátoru. Tím bych dosáhl požadovaného frekvenčního zdvihu.



Obr. 2.7: Zapojení krystalu v Piercově zapojení s použitým tranzistorem a nahrazením kondenzátoru C_c mikrofonem.

Zapojení z obr. 2.7. se po pár pokusech ukázalo jako téměř nepoužitelné, tak jsem ho později nahradil Colpittsovým oscilátorem, který je zobrazen na obr. 3.1. Jak jsem již zmínil, FM demodulátor je řešen pomocí integrovaného obvodu s označením TDA7000. Z datasheetu [8] integrovaného obvodu jsem použil doporučené zapojení obvodu.

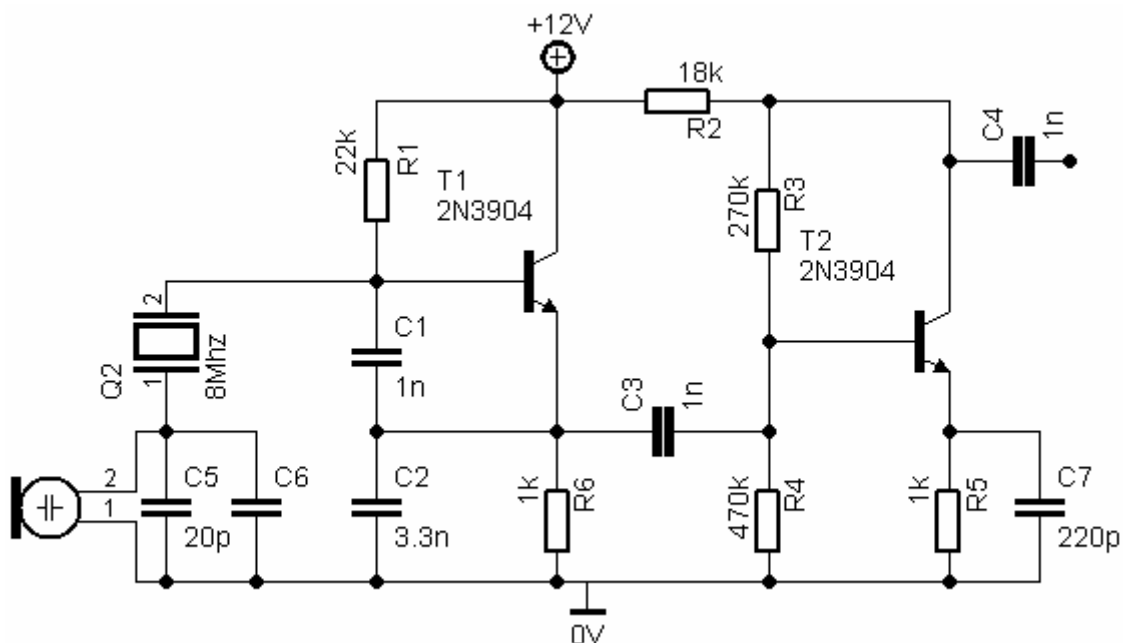


Obr. 2.7: Zapojení kondenzátorového mikrofónu

3 NÁVRH A KONSTRUKCE DESEK PLOŠNÝCH SPOJŮ

Schéma a desky plošných spojů jsem navrhl v programu Eagle 5.3.0. Při návrhu desek jsem se snažil o co nejmenší provedení viz. obr. 3.1. s co nejkratšími cestami a bez přemostění, aby nedocházelo k zbytečným indukčním, které v obvodech pracujících na vyšších frekvencích nadělávají více škody než užitku. Malé rozměry byl jeden z pochopitelných požadavků, protože se předpokládalo, že při úspěšném vyřešení celého projektu by se plošné spoje vložily do těla rozměrů klasického mikrofonu. Splnit kritérium omezených rozměrů se mi povedlo, avšak za cenu velmi tenkých cest a malých plošek, které se ukázaly být nešťastnými ve chvíli, kdy jsem začal experimentovat při ožívování FM modulátoru, kdy se plošky začaly odlepovat při častém vyměňování součástek. To je malá konstrukční vada plošného spoje modulátoru, která by se jednoduše dala opravit při dalším leptání desky nastavením velikosti plošek v zdrojovém kódu programu Eagle. Obvod demodulátoru je na tom z pohledu pájitelných vlastností lépe, protože jsem se poučil z předchozího návrhu modulátoru a cesty s pájecími ploškami jsem udělal větší. Celková práce s deskou pak byla podstatně příjemnější a to hlavně ve chvíli, kdy bylo třeba experimentovat s různými součástkami při ožívování obvodu.

3.1 NÁVRH ROZLADITELNÉHO KRYSTALOVÉHO OSCILÁTORU (FM MODULÁTORU) V PROGRAMU EAGLE



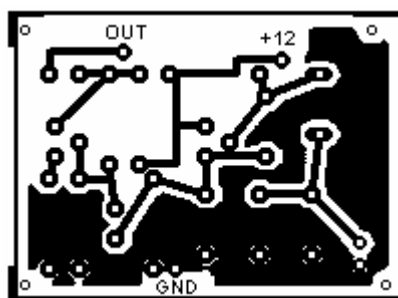
Obr. 3.1: Schéma frekvenčního modulátoru

Exportovaná partlist data modulátoru z programu Eagle:

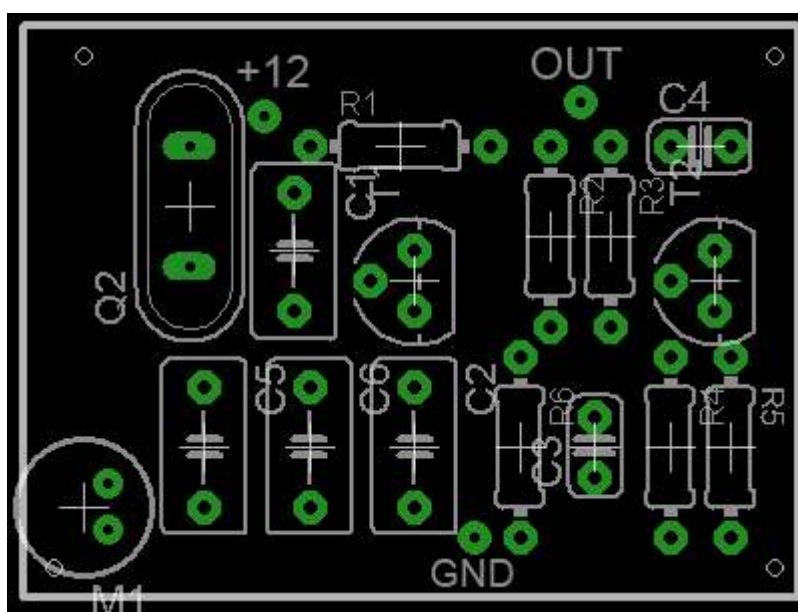
EAGLE Version 5.3.0 Copyright (c) 1988-2008 CadSoft

Part	Value	Device	Package	Library	Sheet
C1	1n	C-EU050-035X075	C050-035X075 rcl		1

C2	3.3n	C-EU050-035X075	C050-035X075	rcl	1
C3	1n	C-EU025-024X044	C025-024X044	rcl	1
C4	1n	C-EU025-024X044	C025-024X044	rcl	1
C5	20p	C-EU050-035X075	C050-035X075	rcl	1
C6	0-40p	C-EU050-035X075	C050-035X075	rcl	1
C7	220p	C-EU025-024X044	C025-024X044	rcl	1
M1	Elektrostatiký měnič				1
Q2	8Mhz	XTAL/S	QS	special	1
R1	22k	R-EU_0204/7	0204/7	rcl	1
R2	18k	R-EU_0204/7	0204/7	rcl	1
R3	270k	R-EU_0204/7	0204/7	rcl	1
R4	470k	R-EU_0204/7	0204/7	rcl	1
R5	1k	R-EU_0204/7	0204/7	rcl	1
R6	1k	R-EU_0204/7	0204/7	rcl	1
T1	2N3904	2N3904	TO92	transistor-neu-to92	1
T2	2N3904	2N3904	TO92	transistor-neu-to92	1

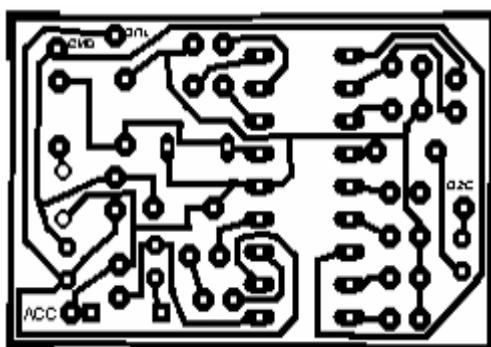


Obr. 3.2: Zrcadlený obraz navrženého plošného spoje frekvenčního modulátoru pro tisk na pauzovací papír (poměr 1:1).

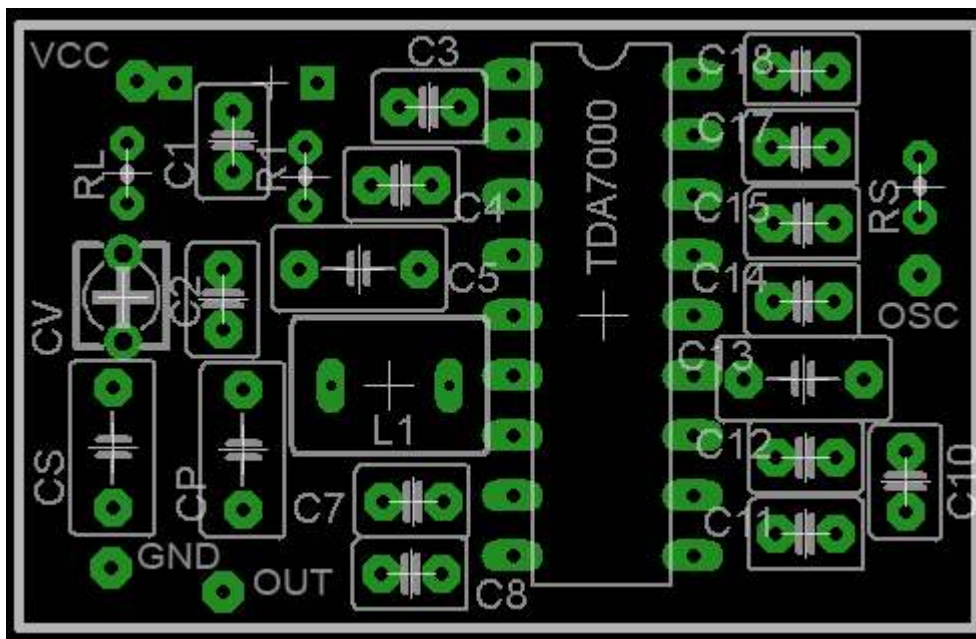


Obr. 3.3. Osazení součástek frekvenčního modulátoru na desku plošného spoje (poměr 2:1).

C5	10n	C5/3.5	C5B3.5	capacitor-wima	1
C7	3,3n	C2,5-3	C2.5-3	capacitor-wima	1
C8	180p	C2,5-3	C2.5-3	capacitor-wima	1
C10	330p	C2,5-3	C2.5-3	capacitor-wima	1
C11	3,3n	C2,5-3	C2.5-3	capacitor-wima	1
C12	150p	C2,5-3	C2.5-3	capacitor-wima	1
C13	220p	C5/3.5	C5B3.5	capacitor-wima	1
C14	220p	C2,5-3	C2.5-3	capacitor-wima	1
C15	100n	C2,5-3	C2.5-3	capacitor-wima	1
C17	330p	C2,5-3	C2.5-3	capacitor-wima	1
C18	220p	C2,5-3	C2.5-3	capacitor-wima	1
CP	160p	5/3.5	C5B3.5	capacitor-wima	1
CS	56p	C5/3.5	C5B3.5	capacitor-wima	1
CV	0-22p	C-TRIMM3008	3008	c-trimm	1
L1	1,3-3,3uH	BS75	BS75	inductor-neosid	1
R1	10k	R-EU_0204/2V	0204V	resistor	1
RL	47k	R-EU_0204/2V	0204V	resistor	1
RS	75R	R-EU_0204/2V	0204V	resistor	1
SW	SW	VYPINAC	VYPINAC	VYPINAC	1
TDA7000	TDA7000	TDA7000	TDA7000	TDA7000	1



Obr. 3.5: Zrcadlený obraz navrženého plošného spoje demodulátoru pro tisk na pauzovací papír (poměr 1:1).



Obr. 3.6: Osazení součástek demodulátoru na desku plošného spoje (poměr 2:1).

4 OBVODY MIKROFONU

V této části se zabývám výpočty, navrhováním různých částí obvodu, a poznatky při experimentování. Toto téma rozdělují opět na dvě části a to na část modulátoru a demodulátor. Každá z těchto částí má svá specifika a realizační komplikace, proto jsem se rozhodl pro modulátor i demodulátor rozepsat samostatné odstavce v kterých popisují celý postup, který jsem při realizaci zvolil.

4.1 OŽIVOVÁNÍ MODULÁTORU A POPIS JEDNOTLIVÝCH ČÁSTÍ MODULÁTORU

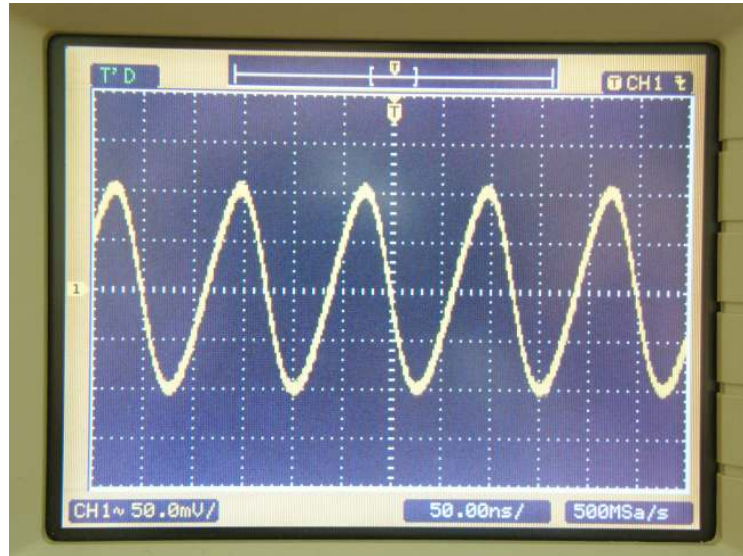
Modulátor jsem navrhl a upravil podle Colpittsova zapojení úpravou funkčního oscilátoru z [9] a [6] Toto zapojení se jako jediné z vyzkoušených osvědčilo jako použitelné pro stavbu modulátoru a to hlavně kvůli tomu, že při vložení kondenzátorového mikrofonu do série s krystalovým oscilátorem bylo schopné plnit funkci generátoru sinusových kmitů. Obvod se dá použít od 1,5Mhz do 9Mhz a je přeladitelný, což vyhovuje mému využití. Je třeba ho napájet napětím 12 V. Funguje zhruba od 10 V. Zapojení modulátoru má dvě části: část oscilační a část zesilovače. Pro funkčnost oscilátoru bylo potřeba přidat paralelně kondenzátor C_5 o kapacitě 20pF. Na desce plošného spoje obr. 4.1 jsem pak nechal navíc vyleptat dva piny pro možnost dalších pokusů s kondenzátory a to kvůli tomu, abych našel co nejvhodnější kombinaci k rozladování krystalového oscilátoru.



Obr. 4.1: Osazená deska plošného spoje modulátoru.

Kondenzátor C_3 je pak použit k oddělení celého oscilátoru od jednostupňového zesilovače. Na výstupu této části se mi nedařilo dlouho na výstupu dosáhnout čistého sinusového signálu. Potýkal jsem se dlouho s nepříjemným rušením a nestabilitou celého zapojení, které ovlivňovalo výsledky měření na osciloskopu. Pro tyto měření jsem si později zhotovil papírovou trubičku obalenou alobalem propojenou přes kovovou část elektrostatického měniče na zem a celý obvod jsem zezadu uzavřel též alobalem (hodně

podobně jsem pak vyrobil provizorní tělo mikrofonu viz. Obr. 4.8). Rušení pak bylo o poznání menší. Čistého sinu vycházejícího z demodulátoru jsem pak dosáhl připojením kondenzátoru paralelně k rezistoru R_5 , který odstranil nestabilitu modulátoru. Výsledný sinus generovaný demodulátorem je zobrazen na obr. 4.2.



Obr. 4.2: Výstupní sinusový signál změřený na výstupu modulátoru.

4.2 POPIS JEDNOTLIVÝCH ČÁSTÍ INTEGROVANÉHO OBVOVODU TDA7000

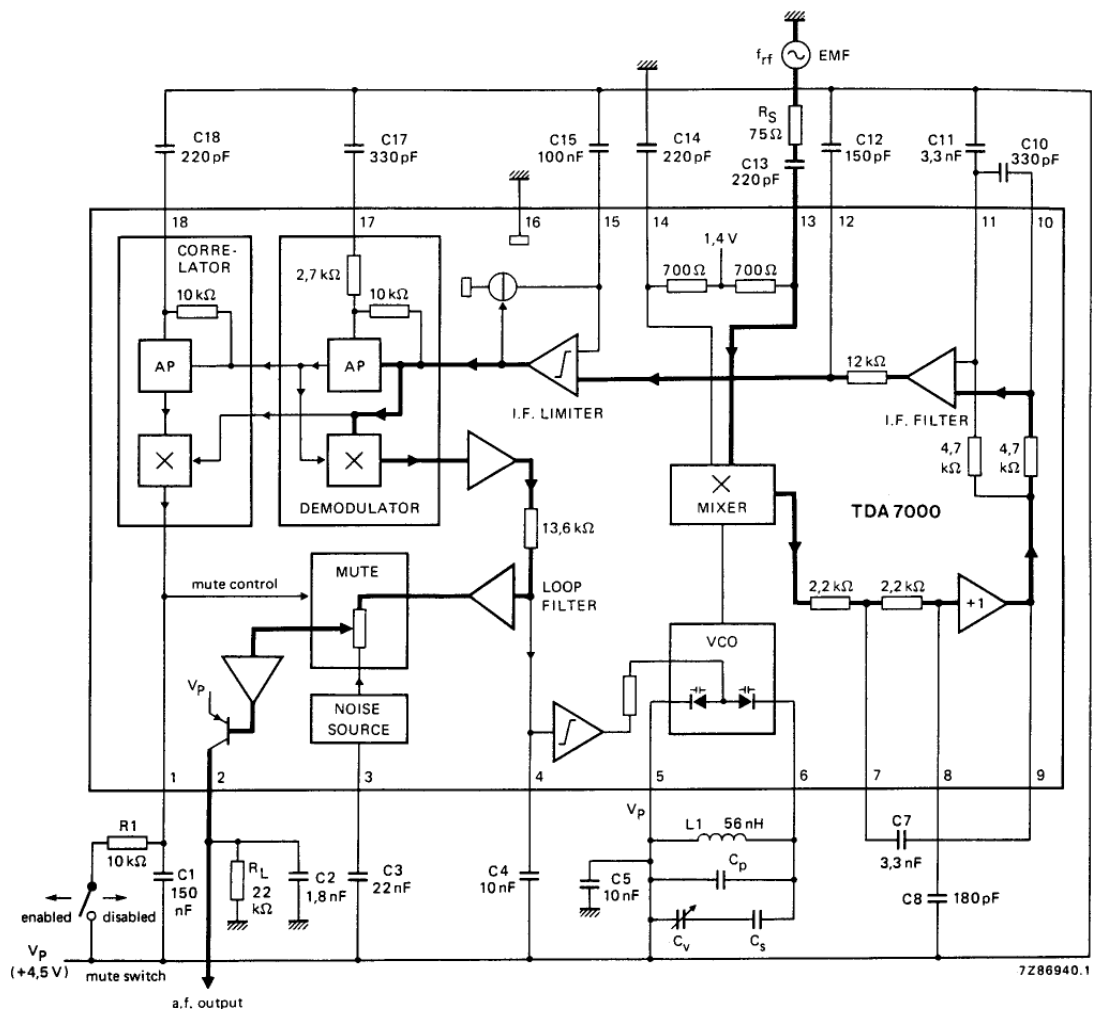
Jak jsem již zmiňoval, demodulaci vysokofrekvenčního signálu přivedeného z modulátoru jsem chtěl dále demodulovat na užitečný signál integrovaným obvodem TDA7000, který je koncepcí firmy Philips. Jedná se o starší typ integrovaného obvodu, velmi praktický a šikovný obvod využitelný ve spoustě směrů oblasti radiotechniky a vysokofrekvenčních signálů. Po prostudování datasheetu obvodu, knihy [11] jsem se rozhodl udělat takový malý posudek a vlastní technický popis, který vede k většímu pochopení funkce a možností nastavení obvodu. Mému popisu odpovídá obrázek vnitřního a základního zapojení TDA7000 na obr. 4.3.

4.2.1 Vnitřní zapojení integrovaného obvodu a součástky připojené na jednotlivé piny

Na vstup TDA7000 je přiveden vysokofrekvenční signál z modulátoru, který se přes vazební kondenzátor dostane na vstup symetrického směšovače (mixer) pin číslo 13. Směšovač má dobrou odolnost proti křížové modulaci tudíž není potřeba obvod vstupního ladění. V směšovači se sloučí vstupní signál s napětím z oscilátoru a tím získáme rozdílovou složku 70 KHz. Kmitočet VCO je dán rezonančním obvodem, který je složen z přeladitelné cívky $L_1=3,3$ uH, ladícího kondenzátoru C_v v sérii zapojeném s kondenzátorem C_s a k nim je paralelně zapojen kondenzátor C_p mezi piny 5 a 6. Kondenzátor C_p slouží k zmenšení ladícího rozsahu a je třeba s ním experimentovat ve chvíli, kdy je potřeba nastavit i jiné frekvenční

pásmo pro které je rezonanční obvod navržen. Funguje tak, že se zvětšující se kapacitou frekvenční pásmo klesá. Varikapky které jsou součástí integrovaného obvodu slouží k automatickému doladování. Kondenzátor C_v slouží k jemnému doladování frekvence rezonančního obvodu. Je potřeba dát si pozor na celkovou kapacitu kondenzátorů rezonančního obvodu, protože ve chvíli kdy bude tato kapacita příliš velká, změna kapacity varikapů bude moc malá a tím vytvoří jen příliš malou změnu kmitočtu. To pro vyrovnání kmitočtových odchylek při automatickém doladování nestačí. Mezifrekvenční propust je aktivní filtr bez cívek. Je tvořena dvěma operačními zesilovači uvnitř integrovaného obvodu a kondenzátory C_3 , C_7 , C_8 , C_9 a C_{10} . Po filtraci signál pokračuje do omezovače a kmitočtového detektoru. Z něj jde nízkofrekvenční signál přes šumovou kontrolu na výstup. K přesnější představě funkce jednotlivých částí dobře poslouží obr. 4.3 použitý z datasheetu TDA7000 [8].

Pokud není dobrý signál na vstupu integrovaného obvodu (špatné naladění 8Mhz), je na výstup obvodu přiveden místo užitečného signálu slabý šum ze směšovacího generátoru. Kondenzátor C_{15} slouží k spouštění šumového generátoru. Pokud chceme tento generátor vyřadit z provozu, stačí jen odpojit kondenzátor C_{15} na pinu 3. Je ještě jeden případ, kdy by se mohlo stát, že se na výstupu místo užitečného signálu objeví šum, a to v případě kdy je signál na vstupu příliš slabý. V tomto případě se tento problém odstraní tím, že se sepne spínač SW, který přivede přes rezistor R_1 napájecí napětí přímo na pin 1. Vývod pro spínač jsem na desce zhotovil, ale jen pro případ že by byla potřeba.



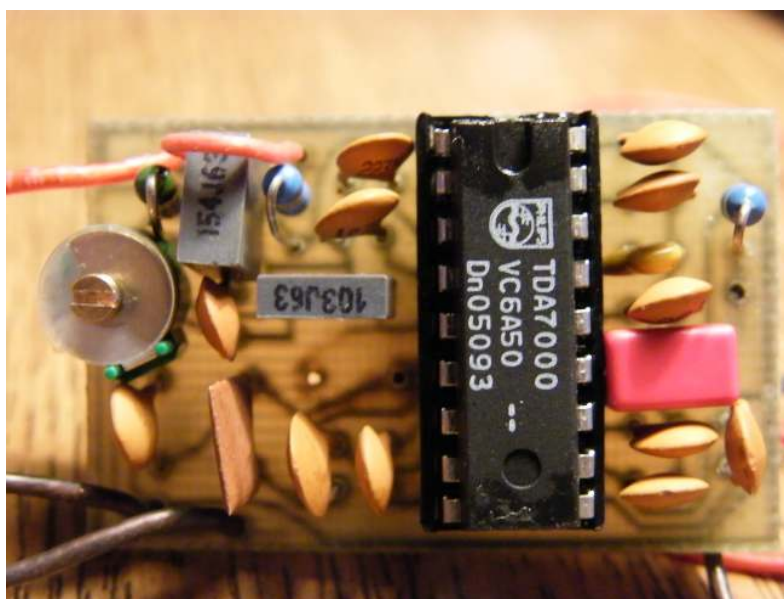
Obr. 4.3: Vnitřní obvod demodulátoru s hodnotami některých součástí (tento obrázek je použit v datasheetu TDA7000).

4.2.2 Kriteria na jednotlivé součástky a části obvodu

- Rezistor R_1 určuje jakou hodnotu vstupního napětí můžeme přivést na napájecí svorky. Pro napájecí napětí 4,5V je to $R_1 = 22k\Omega$ a pro napájení 9V je to $R_1 = 47k\Omega$.
- Kondenzátory C_1, C_2, C_5, C_6 – keramické
- Kondenzátory C_3, C_7 až C_{10} – buď kvalitní keramické, nebo svitkové, je potřeba zajistit součástky s malým teplotním součinitelem.
- Kondenzátor co výstupní kondenzátor výstupní
- Kondenzátory je třeba napájet na co nejkratší cesty na zem či napájecí napětí kolem integrovaného obvodu
- Při použití TDA7000 na vyšších kmitočtech je potřeba odstranit patici integrovaného obvodu

4.3 OŽIVOVÁNÍ OBVODU TDA7000

Dříve než jsem připojil modulátor na vysokofrekvenční vstup, musel jsem zkontrolovat správnou funkci celého obvodu. Na napájecí svorky vstupního napětí jsem přivedl 4,5V. Při tomto napájecím napětí nesmí mít obvod proud vyšší než 8mA. Hned tento bod měření jsem nesplnil. Po kontrole desky plošného obr. 4.4 spoje jsem po chvíli bádání zjistil konstrukční vadu vzniklou při leptání, která mi však bohužel spálila integrovaný obvod. Ten v tuto chvíli fungoval lépe jako malé topení než funkční demodulátor. Po úpravě desky plošného spoje a vyletování integrovaného obvodu jsem do desky umístil 18ti pinovou patici s novým integrovaným obvodem TDA7000 pro případ dalších problémů podobného rázu. Pokud by se jednalo o sto procentně funkční dořešený obvod, rozhodně bych patici integrovaného obvodu nedoporučoval, je třeba si uvědomit že pracujeme na frekvencích řádově jednotek případně i desítek Mhz.



Obr. 4.4: Osazená deska plošného spoje TDA7000.

Po připojení napájecího napětí se obvod choval klidně. Udržoval provozní teplotu, která by neměla přesáhnout teplotu 25° viz. [8]. Poté jsem změřil hodnoty jednotlivých pinů integrovaného obvodu, abych zjistil, zda všechna jednotlivá napětí odpovídají a tím určil, zda je obvod správně nastavený. Při měření hodnot jsem došel k další chybě, kdy se na pinu 2 a 13 objevovalo napájecí napětí a na svorce 14 jsem naměřil 3,5 V, což byly hodnoty velmi vysoké na to, že tyto piny nejsou v žádném místě mimo integrovaný obvod přivedeny na napájecí napětí. Tento problém se mi dlouho nedařilo vyřešit, protože deska byla navržená dobře a osazení součástkami taktéž. Když už jsem ztrácel naději na správnou funkci obvodu, vyndal jsem integrovaný obvod z patice a zjistil jsem, že na těchto pinech i za neúčasti integrovaného obvodu nesmyslná napětí přetrvávají, což je vyložený nesmysl viz obr. 4.3. Chyba byla triviální, avšak pouhým oken neviditelná. Při letování se mi podařilo propojit jednu s destiček oproti napájecímu napětí. Zní to směšně, jednoduše a úplně jasně, ale když není vidět můstek ani lupou a zjistíte jej pouze tak, že proškrábnete všechny miniaturní škvírky mezi ploškami desky jako poslední pokus ze zoufalství, stane se takové ožívování hned záležitostí ne pár minut ale na pár hodin. Po odstranění můstku se mi podařilo naměřit cílené hodnoty na jednotlivých pinech jak můžete vidět v tab. 4.1. níže.

Číslo pinu [-]	Napětí na pinech [V]	Číslo pinu [-]	Napětí na pinech [V]
1	3,8	10	3,8
2	1,4	11	3,8
3	3,4	12	4,3
4	4,1	13	1,4
5	5	14	1,4
6	5	15	4,3
7	4,5	16	0
8	4,5	17	4
9	3,8	18	4

Tab. 1. Hodnoty naměřené na jednotlivých pinech integrovaného obvodu TDA7000

Měření jsem prováděl při přivedeném napájecím napětí 5V bez připojeného modulátoru a bez použití antény na pinu 13. To je dobře vidět na hodnotě pinu 1 viz. tabulka 1. Hodnota napětí 3,8V značí, že obvod není naladěn, tudíž je bez signálu. Při dobrém naladění obvodu má být napájení při dobrém signálu 4,6V. Práh zavření šumové brány je někde mezi 4,2 až 4,3V od této hodnoty budeme mít na výstupu pouze šum. Napětí na pinu 2 záleží na hodnotě odporu RL.

4.3.1 Nastavení rezonančního obvodu

Rezonanční obvod byl potřeba celý přestavět, protože demodulátor byl v datasheetu navržen pro pásmo VKV tudíž bych na něm mé pásmo nenaladil. Ze začátku jsem se pokoušel rezonanční obvod uzpůsobit s ručně namotanou cívkou 56mH, ta se však neosvědčila, protože

jsem zjistil, že když připojím tuto cívku k demodulátoru musím rapidně zvýšit kapacitu kondenzátoru C_p a tím se podstatně zhorší vlastnosti obvodu. Proto jsem nakonec použil cívku s pohyblivým jádrem navinutou na plastové kostičce, která se využívala v rádiích jako ladící cívka.

Tu jsem si změřil na RLC můstku TESLA BM591 LCGR METER. Naměřil jsem indukčnosti 1,3 uF bez jádra, 2,3 uF s jádrem zašroubovaným v půlce kostry cívky a 3,3 uF s úplně zašroubovaným jádrem. Tyto hodnoty jsem využil při výpočtu rezonančního obvodu pro zjištění potřebné kapacity kondenzátoru C_p . Při výpočtu C_p jsem uvažoval cívku naladěnou na střed její indukčnosti a kondenzátoru C_v tak též, abych zhruba dosáhl středu laditelného pásma. Výpočet jsem provedl ze vztahu (4.1) pro výpočet rezonančního obvodu. Ve výpočtech jsem počítal se zapojením rezonančního obvodu podle obr. 23. kdy L je celková indukčnost obvodu, C je celková kapacita rezonančního obvodu a f výsledná frekvence.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [Hz; H, F] \quad (4.1)$$

Ze vztahu (7) vyjádřím C což je celková kapacita rezonančního (4.2) obvodu potřebná pro správné nastavení rezonančního kmitočtu.

$$C = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f}\right)^2}{L} \quad [F; Hz, H] \quad (4.2)$$

Po dosazení potřebné frekvence a střední hodnoty naladění cívky do vztahu (4.2) dostaneme:

$$C = \frac{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 8000000}\right)^2}{2,3 \cdot 10^{-4}}$$

$$C = 1,72 \cdot 10^{-10} F$$

Pro seriovou kombinaci C_v a C_s platí vztah (4.3):

$$C_{vs} = \frac{C_v \cdot C_s}{C_v + C_s} \quad [F; F, F] \quad (4.3)$$

Po dosazení hodnot $C_v = 2 - 22\text{pF}$ a $C_s = 56\text{pF}$ do vzorce (4.4) viz. obr. 4.5 dostanu:

- $C_{vs\min}$ je minimální dosažitelná kapacity při nastavení $C_v = 2 \text{ pF}$:

$$C_{vs\min} = \frac{(2 \cdot 10^{-12}) \cdot (56 \cdot 10^{-12})}{(2 \cdot 10^{-12}) + (56 \cdot 10^{-12})}$$

$$C_{vs\min} = 1,93 \cdot 10^{-12} F$$

- C_{vss} je střední dosažitelná kapacity při nastavení $C_v = 10 \text{ pF}$:

$$C_{vss} = \frac{(10 \cdot 10^{-12}) \cdot (56 \cdot 10^{-12})}{(10 \cdot 10^{-12}) + (56 \cdot 10^{-12})}$$

$$C_{vss} = 8,4 \cdot 10^{-12} pF$$

- C_{vsmax} je maximální dosažitelná kapacita při nastavení $C_v = 22 pF$:

$$C_{vsmax} = \frac{(22 \cdot 10^{-12}) \cdot (56 \cdot 10^{-12})}{(22 \cdot 10^{-12}) + (56 \cdot 10^{-12})}$$

$$C_{vsmax} = 15,8 \cdot 10^{-12} F$$

Potom dopočítáme kapacitu paralelně připojeného kondenzátoru C_p :

$$C_p = C - C_{vs} \quad [F; F, F] \quad (4.4)$$

Opět dosadím hodnotu C_{vs} podle nastavené kapacity C_v abychom dosáhli pomyslného středu pásma:

$$C_p = 1,72 \cdot 10^{-10} - 8,4 \cdot 10^{-12}$$

$$C_p = 1,636 \cdot 10^{-10} F$$

Z toho vyplývá, že potřebujeme zařadit paralelně kapacitu $C_p = 163 pF$. Takováto hodnota však nepatří mezi katalogové hodnoty a je potřeba zvolit vhodnou kombinaci kondenzátorů. Vybral jsem paralelní spojení kondenzátoru $120 pF + 39 pF$.

Výsledné naladitelné frekvenční pásmo pak spočítáme ze vztahu (4.5):

- Dosazují nejnížší možnou indukčnost cívky L_I (ve vzorci jako L_{min}) a kapacitu kondenzátoru C_p :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{min} \cdot (C_{min} + C_p)}} \quad (4.5)$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1,3 \cdot 10^{-6}) \cdot [(1,93 \cdot 10^{-12}) + (1,636 \cdot 10^{-10})]}}$$

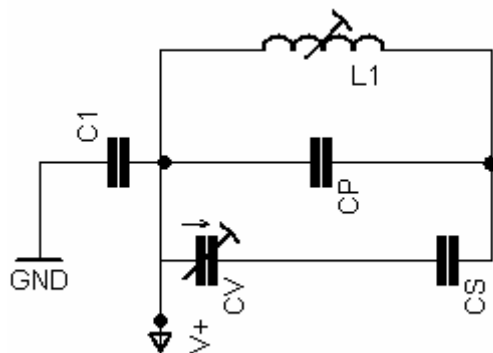
$$f = 10,85 MHz$$

- Dosazují nejvyšší možnou indukčnost cívky L_I a kapacitu kondenzátoru C_p :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{max} \cdot (C_{max} + C_p)}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3,3 \cdot 10^{-6}) \cdot [(15,8 \cdot 10^{-12}) + (1,636 \cdot 10^{-10})]}}$$

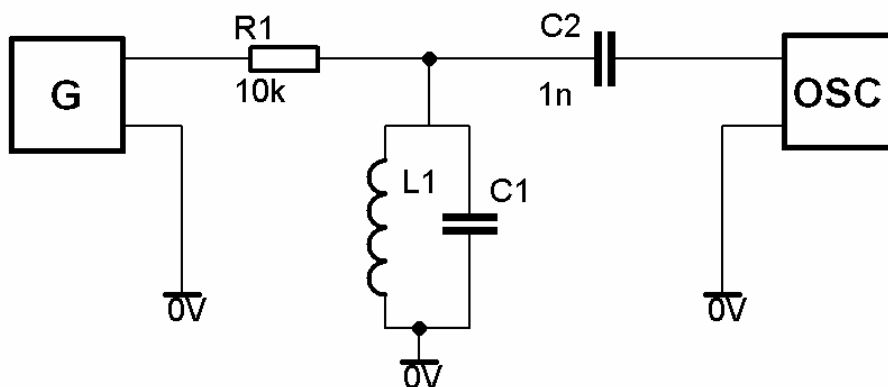
$$f = 6,54\text{Mhz}$$



Obr. 4.5: Zapojení rezonančního obvodu

Takto navrženým rezonančním obvodem lze teoreticky nastavovat frekvenční pásmo od 6,54Mhz do 10,85Mhz. Obvod jsem využil mezi piny 5 a 6 jak je uvedeno v obr. 4.3 podle zapojení v obr. 4.5.

Pro správné vyladění rezonančního obvodu jsem si připravil měřící pracoviště viz. Blokové schéma obr. 4.6 složené z rezonančního obvodu přivedeného přes odpor 10kΩ na generátor sinusových kmitů G a 1nF kondenzátoru přivedeného na oscilátor. Celé pracoviště jsem pak připojil na společnou kostru. Na generátoru jsem nastavil hodnotu 8Mhz a vylad'oval cívku s kondenzátorem dokud jsem nedospěl k uspokojivému nastavení rezonance obvodu viditelném na osciloskopu.

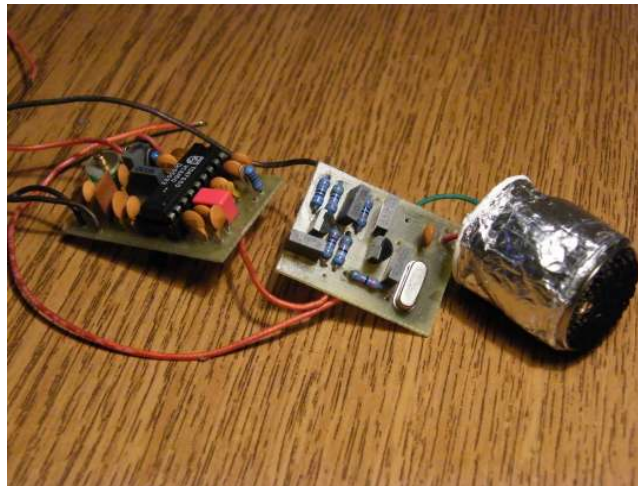


Obr. 4.6: Zapojení rezonančního obvodu

Pro měření jsem použil generátor TESLA 10Hz – 10Mhz a osciloskop Agilent technologi DSO3102A

5 SPOJENÍ BLOKU MODULÁTORU A DEMODULÁTORU

Po oživení obou bloků jsem se rozhodl modulátor s demodulátorem spojit dohromady viz.obr. 4.7. Obvody jsou od sebe odděleny kondenzátorem o kapacitě 1nF. S obvodem jsem pak dále experimentoval. Doladil jsem rezonanční obvod připojený k VCO demodulátoru přesněji tak, aby demodulátor začal demodulovat frekvenčně modulovaný signál. V tuto chvíli jsem však přišel na to, že jsem schopen naladit pouze nosnou vlnu modulátoru. To se projevilo měřením na osciloskopu, kdy se zobrazil šum generovaný šumovou bránou. Tím se potvrdily mé obavy, které jsem měl při návrhu oscilátoru. Potvrdilo se, že i přes to, že je možné rozlaďovat krystalový oscilátor až o dvě procenta, je to možné ve chvíli, kdy k němu připojíme proměnný kapacitor s adekvátní změnou kapacity, což se v našem případě nestalo. Elektrostatický měnič má bohužel velmi malou změnu kapacity (řádově desetin až jednotek), která navzdory dobrým vlastnostem krystalu a jeho poměrně dobrým vlastnostem co se týká stability, nemůže krystalový oscilátor ovlivnit. Řešení modulátoru, kdy je součástí oscilačního obvodu krystal se sériově zapojeným mikrofonom tedy nelze v tomto případě vyřešit a pokud ano, rozhodně ne cestou, kterou jsem zvolil já.



Obr. 4.7: Spojení všech modulů kondenzátorového mikrofonu.

Pro mikrofون jsem zhotovil provizorní plastové tělo obr. 4.8 a 4.9, které je zevnitř odstíněné, po zkušenostech z měření, trubičkou zhotovenou s alobalu. Celé tělo je rozebiratelné a vhodné pro další pokusy s tímto mikrofonom.



Obr. 4.8: Odstíněné plastové tělo kondenzátorového mikrofону.



Obr. 4.9: Plastové tělo kondenzátorového mikrofону.

6 ZÁVĚR

V práci jsem popsal vlastnosti elektrostatických měničů které mi byly zadány. Tedy statické, mechanické a elektrické vlastnosti předloženého měniče, dále pak jsem se pokusil popsat dynamické elektrické vlastnosti elektrostatického měniče. Některé z těchto bodů však nemohly být zcela splněny, protože součástí požadavků práce bylo nedestruktivní zacházení a zjišťování parametrů měniče a proto nebylo možné je vyčerpávajícím způsobem zjistit. Dále jsem se zabýval elektrostatickým a vysokofrekvenčním zapojením kondenzátorového mikrofону. Druhou část jsem pojmenoval „Vysokofrekvenční technika“ (v seznamu bod s nadpisem číslo 3) a to proto, že jsem se zde zabýval analogovými modulacemi, především pak teorií frekvenčních modulací a vysokofrekvenčními obvody umožňujícími frekvenční modulaci.

Dále jsem se pak zabýval praktickými pokusy s rozladitelnými oscilátory řízenými krystalem s elektrostatickým měničem zapojeným jakožto proměnnou kapacitou. Podařilo se mi navrhnout funkční sinusový krystalem řízený oscilátor dle požadavků. Narazil jsem však na problém, který se mi nepodařilo odstranit. Tímto problémem je, že změna kapacity elektrostatického měniče je tak malá (řádově desítky až jednotky pF), že krystalový oscilátor téměř neovlivní a na jeho frekvenci vzhledem k dobrým vlastnostem krystalu nemá vliv. Pro rozladění krystalu v uvedeném Colpittsově zapojení- viz. obr. 3.1 str.20, by byla potřeba změna kapacity alespoň v řádech desítek pF. Došel jsem k závěru, že tento způsob řešení daný zadáním a požadavky nemůže být využit k řešení frekvenčního zapojení mikrofónu.

Oscilátor by se dal nejspíše řešit vhodným návrhnutím LC oscilátoru na frekvencích řádově desítek MHz, frekvenčně zhruba pod pásmem VKV, kde by mohl rušit vysílání rozhlasu. V takovémto obvodu by se i velmi malá změna kapacity elektrostatického měniče měla šanci projevit. Dalším striktním kriteriem by bylo, že elektrostatický měnič jako kapacita musí mít natolik zásadní vliv v oscilačním obvodu vhodným začleněním, že by se projevila i tak malá změna kapacity na kmitočtu a tím vznikla požadovaná frekvenční modulace.

Dále jsem pak navrhl frekvenční demodulátor pomocí integrovaného obvodu TDA7000. Je to obvod, který se běžně používá k demodulování signálů VKV pásma. Zapojení TDA7000 bylo potřeba přestavět tak, aby bylo možné ho využít k demodulaci signálu o frekvenci nosné vlny 8Mhz. Obvod se mi podařilo nastavit tak, že je možné ho naladit v pásmu od 6,54Mhz do 10,85Mhz.

Pro modulátor i demodulátor jsem navrhl desky plošných spojů v programu Eagle 5.3.0 odpovídající rozměrům, které by se měly bez problému vejít do těla mikrofónu. Desky plošných spojů jsem se snažil navrhnout tak, aby splňovaly kritéria pro vysokofrekvenční obvody.

V příloze pak dokládám na potřebné minimum omezený datasheet TDA7000, pro možnost případného pokračování. Dále pak příkládám navrženou a vypočtenou cívku demodulátoru pro využití na vyšších kmitočtech pro případnou přestavbu demodulátoru v oblastech vyšší frekvence pásma.

7 POUŽITÁ LITERATURA

- [1] SMETANA,C. *Praktická elektroakustika*. SNTL – nakladatelství technické literatury, EL 52322-L26/52 322 Vydání 1., ČSR, 1981
- [2] SALAVA,T. *Elektroakustická a elektromechanická měření*.SNTL – nakladatelství technické literatury, L26-B2-IV/52 286 Vydání 1., ČSR, 1979
- [3] Brüel & Kjør- *Instructions and applications* , tištěno roku 1974
- [4] ŽALUD,V. *Moderní radioelektronika*. BEN Praha, ISBN 80-86056-47-3, ČR, 2000
- [5] MALINA, V. *Poznáváme elektroniku V*. Koop – nakladatelství České Budějovice, ISBN 80-7232-114-5, ČR, 2000
- [6] BOYLESTAD, R., NASHELSKY, L. *Electronic device and circuit theory. Printed in USA*, ISBN 0-13-250-548-7
- [7] HALLIDAY, D., RESNICK, R., WALKER, J. *Fyzika – část 3. Vysoké učení technické – Nakladatelství VUTIUM a PROMETHEUS Praha*, ISBN 80-214-1868-0 (VUTIUM), ISBN 81-7196-213-9 (PROMETHEUS), ČR, 2003
- [8] DATASHEET TDA7000 FM RADIO CIRCUIT, Philips 1992
- [9] ELECTRONIC XTAL OSCILLATORS dostupné z
<http://www.geocities.com/raiu_harrison/mwa/tech/circuits/osc-xtal.html.>
- [10] NEČÁSEK,S., JANEČEK,J., RAMBOUSEK,J. *Elektrické a elektroakustické součástky, jejich volba a použití*. SNTL – nakladatelství technické literatury L26-E1-IV-85/52 338, ČSR, Praha 1980
- [11] HAVLÍČEK,V., ZUZKA,J. *Malá škola praktické elektroniky*. KTE radio plus - elektronická kniha

8 SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

r	poloměr elektrody
S	plochy elektrody (membrány)
ε_0	permitivita vakua
ε_v	permitivita vzduchu
d	vzdálenost pevné elektrody od membrány
Q	náboj
U	napětí
C	kapacita
C_0	kapacita ideálního kondenzátoru
U_0	napětí naprázdno
U_r	výstupní napětí
i_k	proud nakrátko
Z	vnitřní impedance
FM	frekvenční modulace
AM	amplitudová modulace
PM	fázová modulace
M	modulační index
F	frekvence
ΔF	kmitočtový zdvih
T_1, T_2	způsob značení tranzistorů
R_1, R_2	způsob značení rezistorů
C_1, C_2	způsob značení kondenzátorů
$Xtal$	piezoelektrický oscilátor (často nazývaný krystal)
$EAGLE$	program pro vytváření schémat a návrhů desek plošných spojů
L	způsob značení cívky
F	frekvence
G	označení pro generátor
OSC	označení pro osciloskop
VCO	napětím řízený oscilátor
VKV	velmi krátké vlny
KV	krátká vlny

9 SEZNAM PŘÍLOHY

Příloha 1: Návrh vysokofrekvenční cívky.

Příloha 2: Omezený datasheet TDA7000.

Příloha 3: Přiložené CD.

9.1 NÁVRH VYSOKOFREKVENČNÍ CÍVKY

Pro přestavbu rezonančního obvodu na vyšších kmitočtech jsem navrhl ještě jednu vzduchovou cívku. Ta je asi nejjednodušším a často používaným způsobem konstrukce VF cívek používaných v ladících obvodech na vyšších kmitočtech (například u obvodů krátkých vln, velmi krátkých vln a ultra krátkých vln). Tyto cívky se nejčastěji dělají jako jednovrstvé válcové cívky se vzduchovým jádrem. Drát se používá smaltovaný, nebo postříbřený pro zvětšení povrchové vodivosti. Navíjí se většinou na lepenkovou trubičku, nebo tělísko z lisovací hmoty. Pokud máme vyšší nároky na parametry cívky, pak drát namotáme na keramické tělísko s vylisovanými žlábkami pro závit. Těchto keramických tělísek je více druhů (například váleček, čtyřhrany, nebo šestihrany). Vodič je pak držen v několika opěrných bodech.

Tyto cívky se však běžně nevyrábějí, proto je třeba si ji vypočítat a vyrobit. U cívky je předpoklad, že se s ní bude experimentovat v rámci rezonančního obvodu mezi piny 5 a 6 v obvodu demodulátoru, proto jsem ji navrhl jako vzduchovou - bez jádra, aby bylo později možné měnit parametry cívky při ladění rezonančního obvodu. Pro výpočet indukčnosti jednovrstvých válcových cívek se běžně používá spousta vzorců, já jsem si vybral vzorec (9.1) z knihy „Elektrické a elektroakustické součástky“ [10], který by měl být dostatečně přesný a přitom je jednoduchý. Doladování cívky se pak provádí i roztahováním a smršťováním závitů cívky. Tyto cívky se používají nejčastěji v rezonančních obvodech pro frekvenční pásmo VKV.

Výpočet indukčnosti jednovrstvých vzduchových válcových cívek :

$$L = \frac{0,41^2 \cdot N^2}{9r + 10l} \quad [\mu\text{H};\text{cm}] \quad (9.1)$$

Z tohoto vzorce (9.1) dostaneme úpravou následující vztah (9.2)

$$N = \sqrt{\frac{L(9r + 10l)}{0,41r^2}} \quad [\mu\text{H};\text{cm},\text{cm}]$$

Veličiny:	L	indukčnost [μH]
	r	poloměr závitů [cm]
	l	délka části s vinutím [cm]
	N	počet závitů [-]

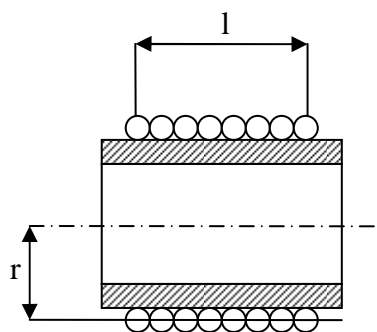
Vzorec je připraven pro výpočet v jednotkách: [μH , cm]

Požadovaná indukčnost $L = 56\text{ nH}$, $r = 2\text{ mm}$, $l = 8\text{ mm}$

Po dosazení do vzorce :

$$N = \sqrt{\frac{56 \cdot 10^{-9} (9 \cdot 0,2 + 10 \cdot 0,8)}{0,41 \cdot 0,8^2}}$$

$$N = 5,78$$



Obr. 9.1: Rozměry válcového vinutí pro výpočet

Cívku jsem namotal se vzduchovou mezerou obr. 9.1, použil jsem smaltovaný drát a dodržel parametry pro které jsem cívku vypočítal. Cívku je třeba dále přesněji nastavit v rezonančním obvodu dle potřeby experimentu. V obvodu u tohoto typu cívky je běžné nastavování na přesnou hodnotu smršťováním a roztahováním závitů – laděním cívky.

DATA SHEET

TDA7000 FM radio circuit

Product specification
File under Integrated Circuits, IC01

May 1992

FM radio circuit**TDA7000****GENERAL DESCRIPTION**

The TDA7000 is a monolithic integrated circuit for mono FM portable radios, where a minimum on peripheral components is important (small dimensions and low costs).

The IC has an FLL (Frequency-Locked-Loop) system with an intermediate frequency of 70 kHz. The i.f. selectivity is obtained by active RC filters. The only function which needs alignment is the resonant circuit for the oscillator, thus selecting the reception frequency. Spurious reception is avoided by means of a mute circuit, which also eliminates too noisy input signals. Special precautions are taken to meet the radiation requirements.

The TDA7000 includes the following functions:

- R.F. input stage
- Mixer
- Local oscillator
- I.F. amplifier/limiter
- Phase demodulator
- Mute detector
- Mute switch

QUICK REFERENCE DATA

Supply voltage range (pin 5)	V_P	2,7 to 10 V
Supply current at $V_P = 4,5$ V	I_P	typ. 8 mA
R.F. input frequency range	f_{rf}	1,5 to 110 MHz
Sensitivity for -3 dB limiting (e.m.f. voltage) (source impedance: 75 Ω ; mute disabled)	EMF	typ. 1,5 μ V
Signal handling (e.m.f. voltage) (source impedance: 75 Ω)	EMF	typ. 200 mV
A.F. output voltage at $R_L = 22$ k Ω	V_o	typ. 75 mV

PACKAGE OUTLINE

18-lead DIL; plastic (SOT102HE); SOT102-1; 1996 July 24.

FM radio circuit

TDA7000

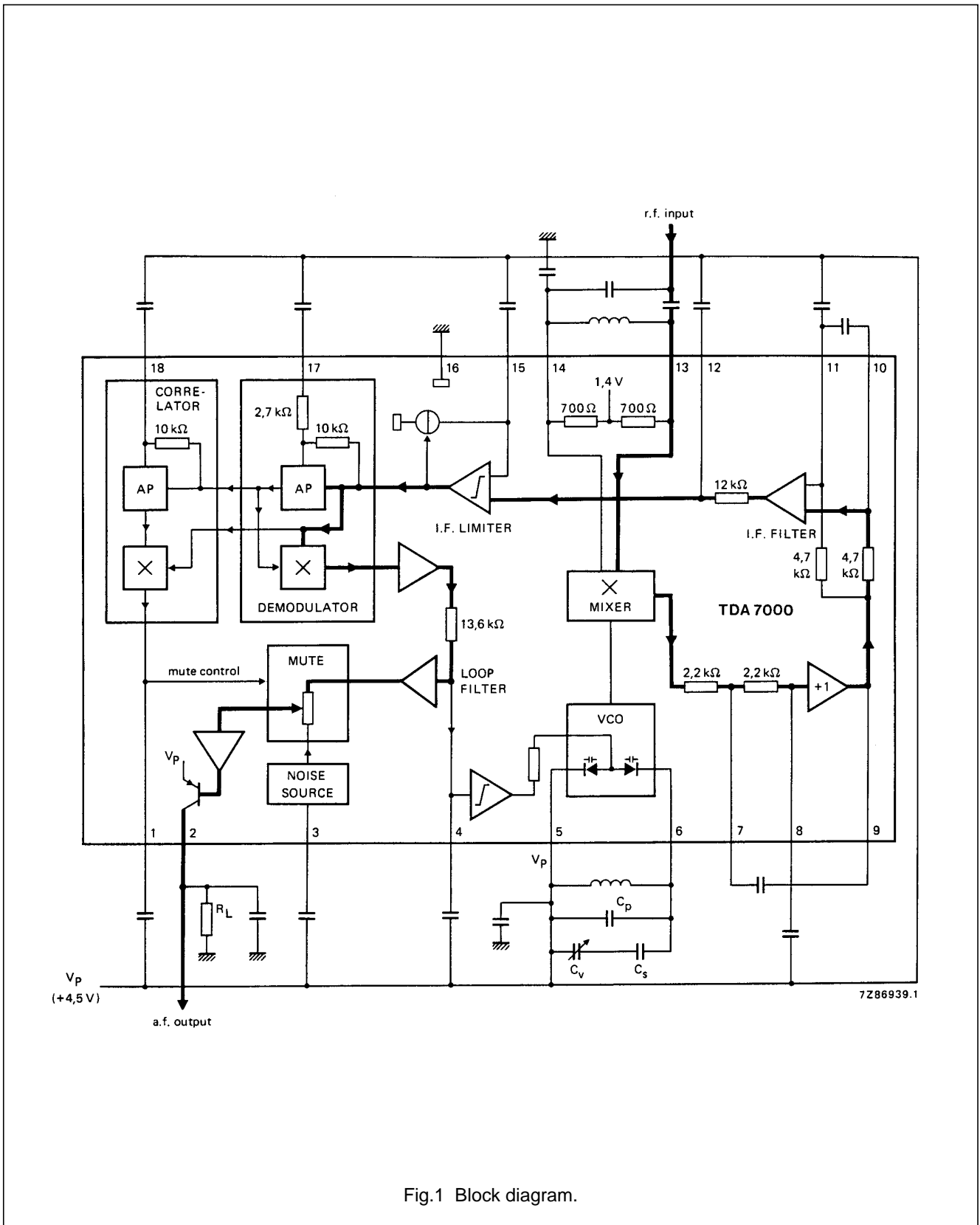


Fig.1 Block diagram.

FM radio circuit

TDA7000

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Supply voltage (pin 5)	V_P	max.	12 V
Oscillator voltage (pin 6)	V_{6-5}	$V_P - 0,5$ to $V_P + 0,5$ V	
Total power dissipation		see derating curve Fig.2	
Storage temperature range	T_{stg}	-55 to +150 °C	
Operating ambient temperature range	T_{amb}	0 to + 60 °C	

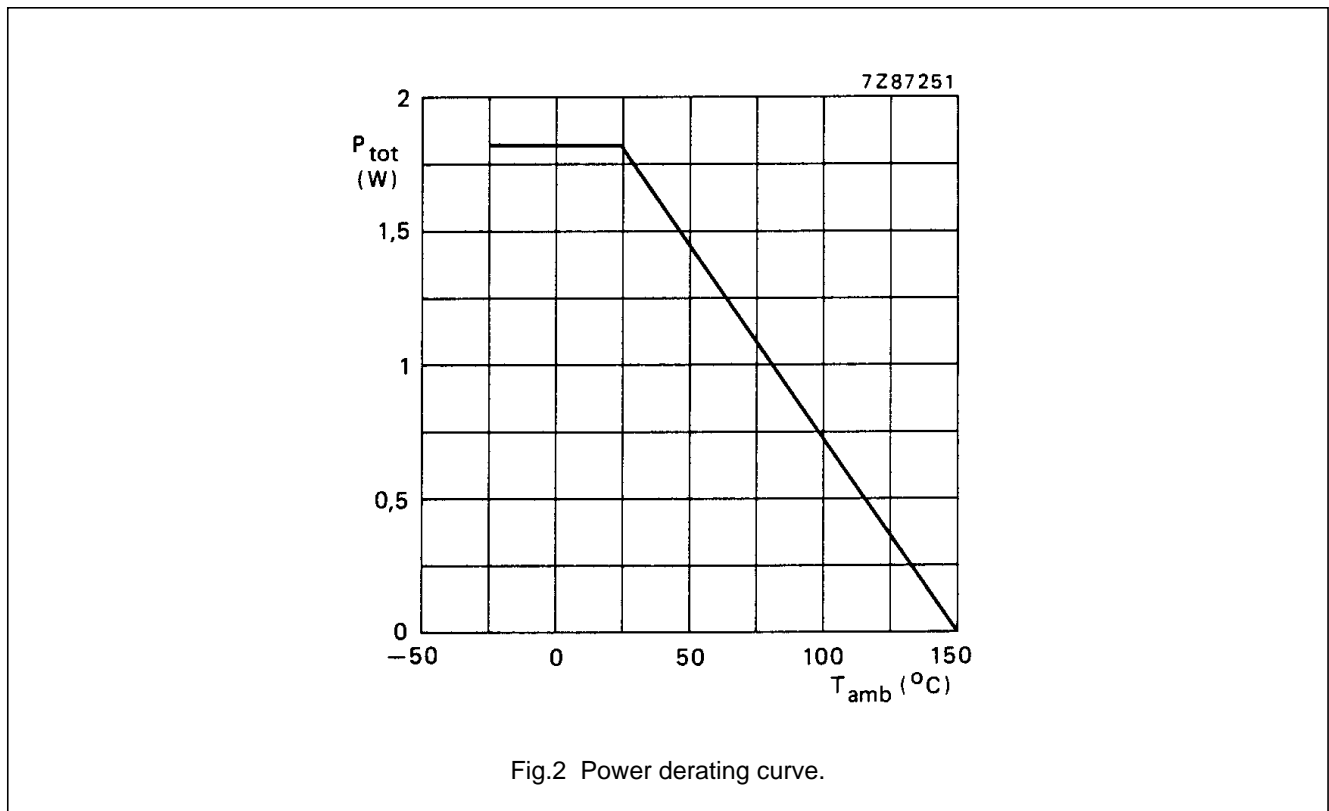


Fig.2 Power derating curve.

D.C. CHARACTERISTICS

$V_P = 4,5$ V; $T_{amb} = 25$ °C; measured in Fig.4; unless otherwise specified

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Supply voltage (pin 5)	V_P	2,7	4,5	10	V
Supply current at $V_P = 4,5$ V	I_P	—	8	—	mA
Oscillator current (pin 6)	I_6	—	280	—	μA
Voltage at pin 14	V_{14-16}	—	1,35	—	V
Output current at pin 2	I_2	—	60	—	μA
Voltage at pin 2; $R_L = 22$ kΩ	V_{2-16}	—	1,3	—	V

FM radio circuit

TDA7000

A.C. CHARACTERISTICS

$V_P = 4,5$ V; $T_{amb} = 25$ °C; measured in Fig.4 (mute switch open, enabled); $f_{rf} = 96$ MHz (tuned to max. signal at 5 μ V e.m.f.) modulated with $\Delta f = \pm 22,5$ kHz; $f_m = 1$ kHz; EMF = $0,2$ mV (e.m.f. voltage at a source impedance of 75 Ω); r.m.s. noise voltage measured unweighted ($f = 300$ Hz to 20 kHz); unless otherwise specified.

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Sensitivity (see Fig.3) (e.m.f. voltage) for -3 dB limiting; muting disabled	EMF	–	1,5	–	μ V
for -3 dB muting	EMF	–	6	–	μ V
for $S/N = 26$ dB	EMF	–	5,5	–	μ V
Signal handling (e.m.f. voltage) for $THD < 10\%$; $\Delta f = \pm 75$ kHz	EMF	–	200	–	mV
Signal-to-noise ratio	S/N	–	60	–	dB
Total harmonic distortion at $\Delta f = \pm 22,5$ kHz	THD	–	0,7	–	%
at $\Delta f = \pm 75$ kHz	THD	–	2,3	–	%
AM suppression of output voltage (ratio of the AM output signal referred to the FM output signal) FM signal: $f_m = 1$ kHz; $\Delta f = \pm 75$ kHz AM signal: $f_m = 1$ kHz; $m = 80\%$	AMS	–	50	–	dB
Ripple rejection ($\Delta V_P = 100$ mV; $f = 1$ kHz)	RR	–	10	–	dB
Oscillator voltage (r.m.s. value) at pin 6	$V_{6-5(rms)}$	–	250	–	mV
Variation of oscillator frequency with supply voltage ($\Delta V_P = 1$ V)	Δf_{osc}	–	60	–	kHz/V
Selectivity	S_{+300}	–	45	–	dB
	S_{-300}	–	35	–	dB
A.F.C. range	Δf_{rf}	–	± 300	–	kHz
Audio bandwidth at $\Delta V_o = 3$ dB measured with pre-emphasis ($t = 50$ μ s)	B	–	10	–	kHz
A.F. output voltage (r.m.s. value) at $R_L = 22$ k Ω	$V_{o(rms)}$	–	75	–	mV
Load resistance at $V_P = 4,5$ V	R_L	–	–	22	k Ω
at $V_P = 9,0$ V	R_L	–	–	47	k Ω