FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ
ČVUT V PRAZE

Moduly pro rádiový přenos s krátkým dosahem

Bakalářská práce
2022/2023

Elektronika a komunikace

Vypracoval:
Marek Číp

Vedoucí práce:
Ing. Pavel Puričer, Ph.D.
katedra radioelektroniky

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Číp** Jméno: **Marek** Osobní číslo: **499079**

Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**

Zadávající katedra/ústav: **Katedra radioelektroniky**

Studijní program: **Elektronika a komunikace**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Moduly pro rádiový přenos s krátkým dosahem

Název bakalářské práce anglicky:

Modules for Short Range Radio Transmission

Pokyny pro vypracování:

Seznamte se s metodami přenosu analogové informace prostřednictvím modulovaného rádiového signálu. Proveďte srovnání jednotlivých metod modulace se zaměřením na amplitudovou modulaci audio signálu. Prostudujte možné způsoby hardwarové realizace modulátorů příslušných modulací a proveďte srovnání z hlediska složitosti realizace, vlastností použitých bloků a prvků v konstrukci a odolnosti vůči rušení nebo šumu. Proveďte porovnání vlastností nabízených a dostupných modulů umožňujících rádiový přenos pomocí analogové modulace na krátkou vzdálenost, porovnejte z hlediska používaných kmitočtových pásem a metod modulace, u dostupných modulů ověřte parametry měřením. Vytvořte návrh vhodného modulu pro přenos nízkofrekvenčního analogového signálu na středních vlnách na krátkou vzdálenost pro zařízení (radiopřijímače) bez NF audio vstupu. Vybrané řešení nebo jeho podstatné bloky realizujte a ověřte vlastnosti realizace.

Seznam doporučené literatury:

[1] Rohde, U.L.: Communications receivers DSP, software radios, and design, McGraw-Hill 2001, ISBN: 0-07-136121-9
[2] Tietze, U., Schenk, Ch., Gamm,E.: Electronic Circuits: Handbook for Design and Application, Springer 2008, ISBN: 978-3-540-78655-9.
[3] Ques10 Team: Electronic Circuits and Communication Fundamentals, Ques10 2020, ASIN: B088RCQQMP.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Pavel Puričer, Ph.D. katedra radioelektroniky FEL

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

Datum zadání bakalářské práce: **08.02.2023** Termín odevzdání bakalářské práce: **26.05.2023**

Platnost zadání bakalářské práce: **22.09.2024**

Ing. Pavel Puričer, Ph.D.	doc. Ing. Stanislav Vítek, Ph.D.	prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce	podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry	podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

. Datum převzetí zadání

Podpis studenta

© ČVUT v Praze, Design: ČVUT v Praze, VIC

Abstrakt

Práce vznikla jako reakce na ukončování provozu rozhlasových stanic na středních vlnách v České republice. Nejpodstatnějším impulsem bylo zrušení celoplošného vysílání Českého rozhlasu v tomto pásmu na konci roku 2021. Hlavním cílem práce je sestavit a technicky zdokumentovat zařízení, které by středovlnné vysílání lokálně suplovalo a umožnilo tak opět poslech na historických radiopřijímačích. V úvodu je porovnána situace dříve aktivních vysílačů se současným stavem. Pro úplnost seznamuje čtenáře se základními principy amplitudové modulace a uvádí některé její podstatné typy. Dále ukazuje běžné možnosti konstrukcí modulátorů AM a středovlnných antén.

Klíčová slova: AM modulace, střední vlny, rozhlasové vysílání, rádio, AM vysílač

Abstract

My thesis was created in reaction to termination of medium-wave radio service in the Czech Republic. The most important impulse was the end of the nationwide radio broadcast of the Český rozhlas in this band at the end of 2021. The main goal of this thesis is the construction and technical documentation of the device, which would repleace medium-wave broadcasting locally and enable listening on the historical radio receivers again. In the introduction, there is a comparison between currently used transmitters and transmitters that were used before. For completeness, the thesis also introduces its reader to the basic principles of amplitude modulation and presents some important types of this modulation. Furthermore, it presents common ways to construct AM modulators and medium-wave antennas.

Index terms: AM modulation, medium waves, radio brodcasting, AM transmitter

Prohlášení autora práce

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne .....

.....
podpis autora práce

Poděkování

Je mi ctí zde poděkovat panu vedoucímu práce, doktoru Pavlovi Puričerovi za spoustu cenných rad a připomínek, jak během bakalářské práce, tak i v rámci předcházejícího bakalářského projektu. Poděkování patří rovněž kolegům Romanovi Tyurinovi za překontrolování matematických odvození a Jakubovi Lucimu za posouzení některých mých obvodových návrhů. Dále se sluší poděkovat i mé rodině za dlouhodobou podporu při studiu a průběžnou korekturu textu práce.

Obsah

Úvod **11**

1 Rešerše nabízených řešení **13**
1.1 Nadšenci 13
1.2 Komerčně nabízená amatérská řešení 13
1.3 Profesionální přístroje 16

2 Legislativa **17**
2.1 Standard rozhlasového AM vysílání 17
2.2 Zařízení krátkého dosahu 17

3 Amplitudová modulace **18**
3.1 Časový průběh a spektrum AM signálu 18
3.2 Hloubka modulace 19
3.3 Základní typy amplitudových modulací 20

4 Další analogové modulace **22**
4.1 Frekvenční modulace 22
4.2 Fázová modulace 23

5 Diodový modulátor **24**
5.1 Matematický model chování modulátoru 24
5.2 Signál po průchodu modulátorem 25

6 Modulátor jako řízený zesilovač **27**

7 Spínaný modulátor **28**
7.1 Matematické odvození 28

8 Analýza obvodů z rešerše **33**
8.1 Produkt č. 2 33
8.2 Produkt č. 3 34

9 Návrh vlastního zařízení **39**
9.1 Stručný popis bloků návrhu 40
9.2 Fyzická realizace 40
9.3 Vysílací anténa 41

10 Měření vlastního zařízení **42**
10.1 Nastavení pracovních bodů 42
10.2 Nosný signál 42
10.3 Výstupní signál 43
10.4 Poslech na přijímači 46

11 Oscilátory **47**
11.1 Oscilátor s LC článkem 47
11.2 Oscilátor s Wienovým článkem 48
11.3 Fázový závěs 48
11.4 Přímá digitální syntéza 49

Závěr **50**

Seznam zkratek

zkratka/symbol	**význam**
AM	amplitudová modulace
ČRo	Český rozhlas
ČTÚ	Český telekomunikační úřad
DAB	digitální rozhlasové vysílání
DAC	digitálně-analogový převodník
DRM	Digital Radio Mondiale
FM	frekvenční modulace
ITU	Mezinárodní telekomunikační unie
QAM	kvadraturní amplitudová modulace
VKV	velmi krátké vlny
kHz, MHz	kilohertz, megahertz
mW, W, kW, MW	miliwatt, watt, kilowatt, megawatt
mm, cm, m	milimetr, centimetr, metr
mV, V	milivolt, volt
µA, mA	mikroampér, miliampér
dB	decibel
$	americký dolar (USD)
i	imaginární jednotka
e	Eulerovo číslo
δ	Diracův impuls
t	čas
ω	úhlová rychlost
λ	vlnová délka
n	nosný signál
m	modulační signál
x	modulovaný signál
X	spektrum modulovaného signálu
r	obdélníkový signál
A_n	amplituda nosného signálu
A_m	amplituda modulačního signálu
ω_n	úhlová rychlost nosného signálu
ω_m	úhlová rychlost modulačního signálu
φ	fázový posuv

Úvod

Dne 31. 12. 2021 bylo ukončeno vysílání Českého rozhlasu na osmi středovlnných a jednom dlouhovlnném vysílači. Konkrétně se jednalo o ukončení provozu ČRo Dvojka a ČRo Plus [1], což byly dvě poslední celoplošné středovlnné stanice u nás. Nyní vysílají v tomto pásmu už jen tři soukromé rozhlasové stanice s lokálním dosahem, jak je uvedeno níže v tabulce 2. Současně došlo k vypnutí stanice Radiožurnál ve standardu dlouhých vln, čímž byl v České republice zcela ukončen provoz rozhlasové služby v tomto pásmu.

Tabulka 1: Přehled odstavených AM vysílačů ČRo dne 31. 12. 2021. [2]

název stanice	**frekvence / kHz**	**výkon / kW**	**vysílač**
Radiožurnál	270	50	Uherské Hradiště – Topolná
Dvojka	639	30	Ostrava – Svinov
Dvojka	639	750	Praha – Liblice
Dvojka	954	30	České Budějovice
Dvojka	954	20	Brno
Dvojka	954	20	Karlovy Vary
Plus	1 071	5	Ostrava – Svinov
Plus	1 071	5	České Budějovice
Dvojka	1 332	50	Moravské Budějovice

Tabulka 2: Přehled aktuálně provozovaných rozhlasových stanic ve standardu středních vln v ČR. [3]

název stanice	**frekvence / kHz**	**výkon / kW**	**vysílač**
Radio Dechovka	792	5	Hradec Králové
zkušební vysílání DRM	954	3	České Budějovice
Český Impuls	981	10	Praha – Líbeznice
Country Radio	1 062	20	Praha – Zbraslav
Radio Dechovka	1 260	10	Praha – Líbeznice

Uváděným důvodem ukončení byla provozní, zejména energetická, náročnost vysílání v kombinaci s jeho velmi malou posluchačskou základnou. V současné době využívá většina konzumentů radiopřijímače na VKV rozsahu, popřípadě internetová rádia, DAB (dnes DAB+), nebo poslouchají službu z televizního multiplexu. Všechny tyto standardy mají dnes poměrně dobré pokrytí a lepší kvalitu zvuku.

Podstatnou výhodou VKV vysílačů je výrazně nižší příkon. Na druhou stranu má jejich signál menší schopnost vykrytí radiových stínů a jeho dosah je výrazně menší. Například české stanice v dlouhovlnném pásmu se daly přijímat prakticky po celé Evropě, což oceňovali mnozí z našich řidičů kamiónů. Proto vznikla digitální technologie DRM[1], která má dosah srovnatelný s dlouhovlnnými vysílači a přitom výrazně nižší spotřebu. Využívají ji zejména státy Evropy a Asie.

Pásmo středních vln se u nás využívá již od roku 1931 [4], tedy pouhých osm let od počátku pravidelného vysílání v ČR [5]. Jedná se tedy o velmi dlouho využívaný rozsah, který měla většina radiopřijímačů napříč historií a světem. Často jsou cenné a velmi hezky řemeslně zpracované. Jsou ale v současné době téměř nevyužitelné, protože buď nemají příliš kvalitní VKV demodulátory, nebo nemají VKV rozsah vůbec.

Tématem mé bakalářské práce je návrh a realizace vysílače v pásmu středních vln s krátkým dosahem, který by poskytl signál rozhlasovým přijímačům v jeho bezprostředním okolí. Vstupním signálem bude obecný audiosignál. Prostřednictvím AM modulátoru bude signál upraven a předán buď přímo do anténního vstupu radiopřijímače, nebo do vysílací antény, vhodné pro tuto vlnovou délku a aplikaci.

[1]DRM (Digital Radio Mondiale) je standard digitálního vysílání využívající QAM modulaci v pásmu dlouhých, středních, krátkých i velmi krátkých vln. Pro příjem této služby je bohužel nutný speciální radiopřijímač. [6]

Kapitola 1

Rešerše nabízených řešení

Provoz rozhlasové služby na středních vlnách se pomalu ukončuje nejen u nás, ale po celém světě. Na internetu se poslední dobou objevuje čím dál více AM vysílačů, podobných tomu, který je předmětem této práce. Všechny, které se mi podařilo vyhledat, jsou ale amatérsky zpracované. Po konzultaci s panem vedoucím práce se zde zaměříme skutečně pouze na AM rozhlasové středovlnné moduly, které jsou vzhledem k zaměření této práce podstatné.

1.1 Nadšenci

Některá řešení jsou prezentována na soukromých stránkách nadšenců a radioamatérů ve formě návodů na domácí výrobu. Například na stránce [7] je poměrně detailní popis postupu, včetně schémat zapojení jednotlivých bloků a ukázky celkové realizace.

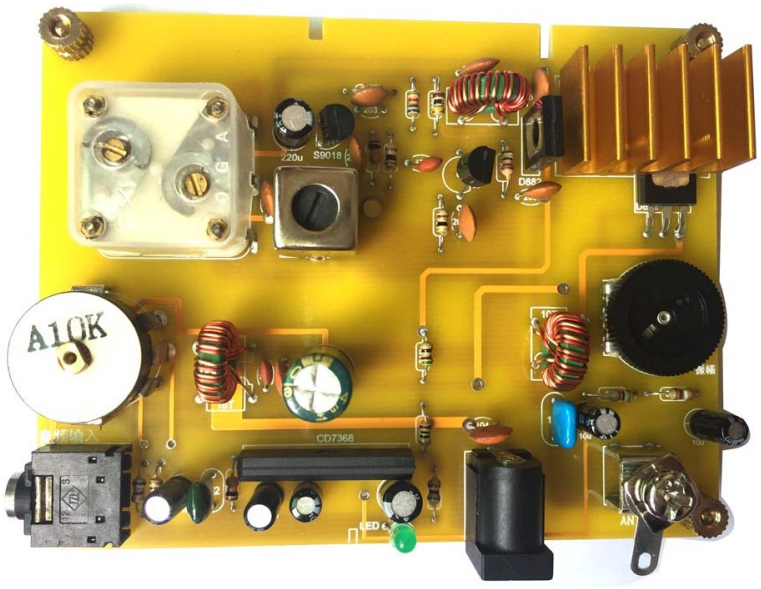
Stránka [8], zabývající se rovněž tímto tématem, je zaměřena více komerčně. Nabízí stavebnici, obsahující desku plošných spojů a sadu součástek. Poskytuje návod pro správné sestavení obvodu a zapájení součástek do desky.

1.2 Komerčně nabízená amatérská řešení

Nepodařilo se mi najít žádného zavedeného výrobce elektroniky, který by podobný produkt nabízel. Nenašel jsem ani žádnou současnou odbornou práci zabývající se takovýmito AM vysílači. V ani jednom případě komerčních nabídek se nejedná o běžnou sériovou výrobu. Většina z nich nemá například pouzdro a není uveden výrobce. Dokumentace a uživatelské návody nejsou dohledatelné a nedokázal mi je na žádost poskytnout žádný z prodejců. Prakticky jediným místem, kde jsou tyto produkty ke koupi je internetové tržiště AliExpress.

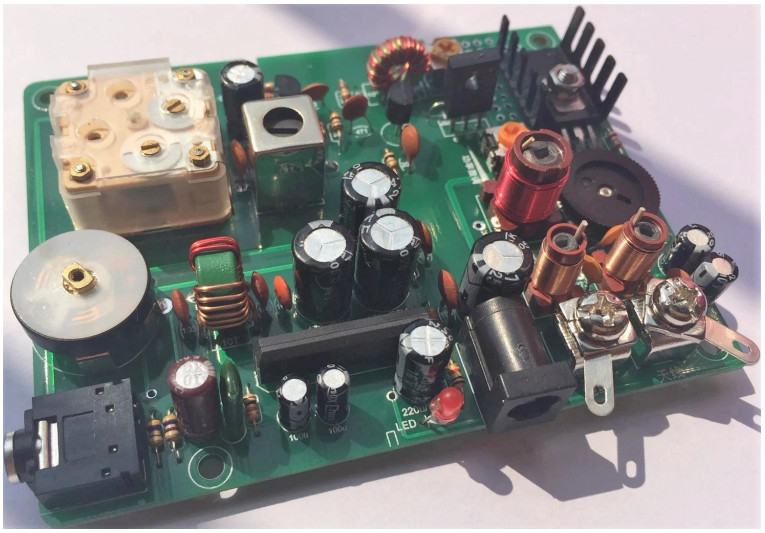
Zařízení si jsou velmi podobná. Mají audiovstup s konektorem 3,5 mm jack. Na výstupu je buď feritová anténa, nebo svorka na drátovou anténu vhodné délky domácí výroby. Frekvence vysílání je nastavována ladicím kondenzátorem.

Prvním produktem je obvod s frekvenčním rozsahem výstupního signálu 600–1600 kHz. Na výstup se má dle instrukcí prodejce připojit drátová anténa o délce 6 m $\left(\frac{\lambda}{50}\right)$, nebo 75 m $\left(\frac{\lambda}{4}\right)$. Vysílač má dosah nižší jednotky metrů. Zařízení vyžaduje zdroj stejnosměrného napětí 5–6 V a má příkon 300 mW. Pořizovací cena je kolem 16 $. Produkt je k nalezení na odkazu [9].



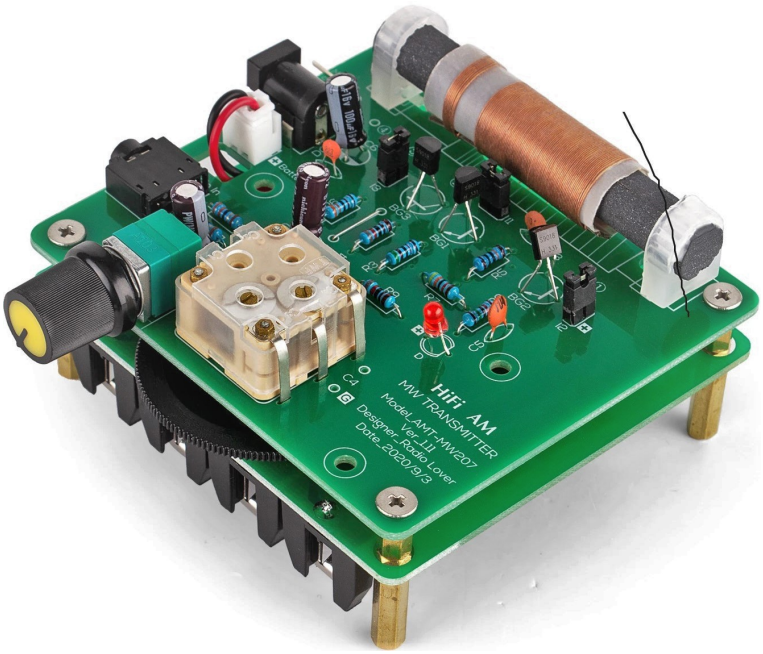
Obrázek 1.1: Ilustrační obrázek prodejce produktu č. 1.

Další obvod je velmi podobný předchozímu. Frekvenční rozsah výstupního signálu je 530–1600 kHz. Na výstup se připojuje drátová anténa o délce 5 m domácí výroby s doporučeným průřezem vodiče 1,5–2,5 mm^2. Vysílač má dosah 5–10 m. Zařízení vyžaduje zdroj stejnosměrného napětí 9 V. Výkon vysílače je od 20 mW do 500 mW. Cena je přes 25 $. Produkt lze zakoupit na adrese [10].



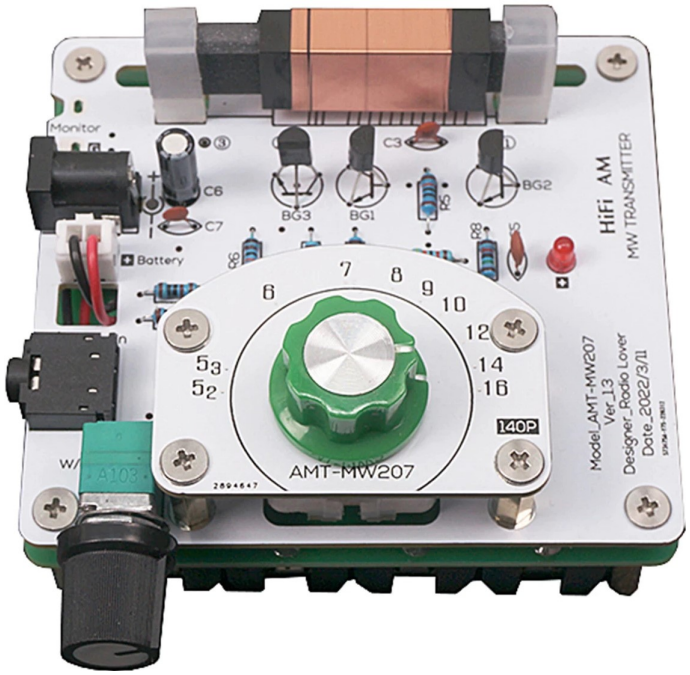
Obrázek 1.2: Ilustrační obrázek prodejce produktu č. 2.

Třetí obvod má frekvenční rozsah výstupního signálu 525–1605 kHz. K vysílání je použita feritová anténa s dosahem do jednoho metru. Zařízení vyžaduje zdroj stejnosměrného napětí 6 V nebo čtyři monočlánky typu AA. Cena se pohybuje od 17 od 23 $. Produkt je možno pořídit na adrese [11].



Obrázek 1.3: Ilustrační obrázek prodejce produktu č. 3.

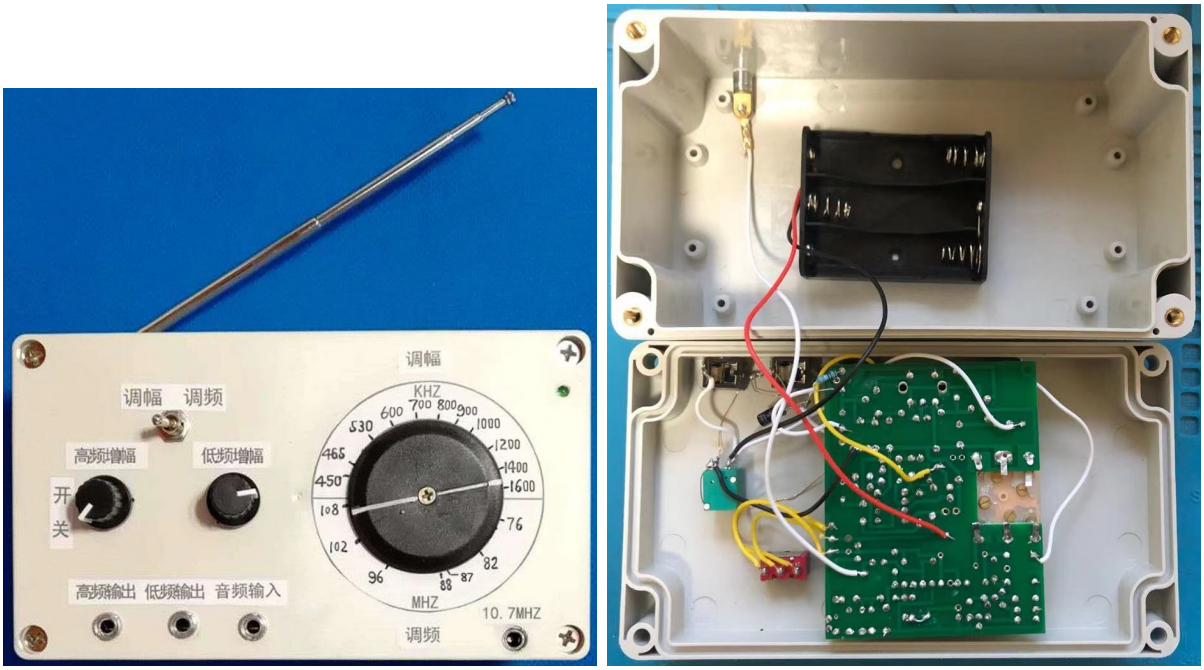
Další obvod se liší oproti předchozímu v podstatě jen vzhledem. Jeho konstrukce je velmi podobná a parametry uváděné prodejcem jsou zcela shodné. Je ale o něco dražší, lze ho pořídit za cenu od 23 do 30 $. Produkt je k nalezení na adrese [12].



Obrázek 1.4: Ilustrační obrázek prodejce produktu č. 4.

Páté a poslední nalezené zařízení na internetovém tržišti AliExpress je výrazně propracovanější. Jeho vstup je buď audiosignál přes konektor 3,5 mm jack, nebo VKV FM signál z pozemního rozhlasového vysílání. Umožňuje kromě provozu v pásmu středních vln i vysílání na krátkých vlnách nebo připojit radiopřijímač kabelem. Dosah vysílače je

přibližně 10 m. Cena je podstatně vyšší, než u předchozích obvodů a pohybuje se kolem 60 $. Produkt je k nalezení na adrese [13].



(a) vnější vzhled (b) vnitřní konstrukce

Obrázek 1.5: Ilustrační obrázek prodejce produktu č. 5.

1.3 Profesionální přístroje

Existuje i kategorie zařízení pro účely veřejného vysílání s dosahem v rámci měst či okresů. Například firma PCS Electronics nabízí řadu AM vysílačů ve výkonovém rozmezí 0,1–2 kW [14]. Výkonnější třídu vysílačů poskytuje například firma Thomson. V její nabídce jsou zařízení s výkonem až 2,4 MW [15]. Takovéto středovlnné vysílače už dokáží pokrýt signálem celou střední Evropu.

Žádná ze zde zmíněných kategorií vysílačů ale není uvažována pro amatérskou klientelu. Přístroje jsou určeny pro komerční veřejné vysílání a tomu odpovídá i jejich cena. Proto se s nimi v této práci nebudeme dále zabývat, jsou uvedeny pouze pro úplnost rešerše.

Kapitola 2

Legislativa

2.1 Standard rozhlasového AM vysílání

V České republice platí Ženevský kmitočtový plán GE75 pro regiony 1 a 3 (Evropa, Asie, Afrika a Austrálie a Oceánie) vydaný v roce 1975 Mezinárodní telekomunikační unií (ITU) [16]. Podle něho je pro rozhlasovou službu na středních vlnách vyhrazeno frekvenční pásmo 526,5–1606,5 kHz. Využívá se amplitudová modulace nejjednoduššího typu DSB FC (Double SideBand Full Carrier), o tomto více v sekci 3.3. Celé pásmo obsahuje 120 kanálů, každý o šířce 4,5 kHz na obě strany od frekvence nosného signálu, tedy celkem 9 kHz. V České republice je provoz v tomto pásmu dále upravován zákonem č. 127/2005 Sb. o elektronických komunikacích a dalšími předpisy, vydanými ČTÚ.

2.2 Zařízení krátkého dosahu

Vysílání přístroje, popisovaného v této práci se řídí předpisy pro provoz zařízení krátkého dosahu. Podle aktuálně platného všeobecného oprávnění č. VO-R/10/12.2017-10 [17], vydaného Českým telekomunikačním úřadem v roce 2017, lze tento přístroj zařadit do kategorie zařízení s indukční smyčkou, upravovaných článkem 9.

Podle něho musí být pro provoz využívána magnetická složka elektromagnetického záření. To je splněno například s rámovou, nebo feritovou anténou. Drátová, či prutová podmínku nesplňují. Pro naše účely je využitelné pásmo 148,5–1600 kHz, ve zmíněném předpisu označené písmenem *e*. Pro toto pásmo platí podmínka, že nesmí intenzita magnetického pole ve vzdálenosti 10 m od zdroje záření překročit -5 dBµA/m. Tento předpis je harmonizován s normami ČSN ETSI EN 300 330 a ČSN ETSI EN 302 536, upravující podmínky elektromagnetické kompatibility přístrojů krátkého dosahu.

Kapitola 3

Amplitudová modulace

3.1 Časový průběh a spektrum AM signálu

Tento typ modulace kóduje informaci (modulační signál) spojitě do amplitudy nosného signálu. Vzniklý signál (modulovaný) obsahuje kromě frekvence nosného signálu další dvě frekvenční složky. Nazývají se součtová a rozdílová. Jejich vznik je dobře patrný z matematického vyjádření procesu AM modulace ideálního sinusového signálu.

Mějme tedy nosný signál

$$n(t) = A_n \sin(\omega_n t) \tag{3.1}$$

a vůči němu obecně posunutý modulační signál

$$m(t) = A_m \sin(\omega_m t + \varphi). \tag{3.2}$$

Modulovaný signál $x(t)$ vznikne přičtením modulačního signálu $m(t)$ k amplitudě nosného signálu $n(t)$, čili takto:

$$x(t) = [A_n + m(t)] \sin(\omega_n t). \tag{3.3}$$

Po dosazení za $m(t)$ ze vztahu 3.2 získáme vzorec

$$x(t) = [A_n + A_m \sin(\omega_m t + \varphi)] \sin(\omega_n t), \tag{3.4}$$

$$x(t) = A_n \sin(\omega_n t) + A_m \sin(\omega_m t + \varphi) \sin(\omega_n t). \tag{3.5}$$

Využijeme trigonometrické identity

$$\sin(a)\sin(b) = \frac{1}{2}[\cos(a-b) - \cos(a+b)] \tag{3.6}$$

a získáme vztah

$$x(t) = A_n \sin(\omega_n t) + \frac{A_m}{2}[\cos(\omega_m t + \varphi - \omega_n t) - \cos(\omega_m t + \varphi + \omega_n t)], \tag{3.7}$$

respektive po úpravě

$$x(t) = \underbrace{A_n \sin(\omega_n t)}_{\text{nosná složka}} + \underbrace{\frac{A_m}{2} \cos[(\omega_m - \omega_n)t + \varphi]}_{\text{rozdílová složka}} - \underbrace{\frac{A_m}{2} \cos[(\omega_m + \omega_n)t + \varphi]}_{\text{součtová složka}}. \tag{3.8}$$

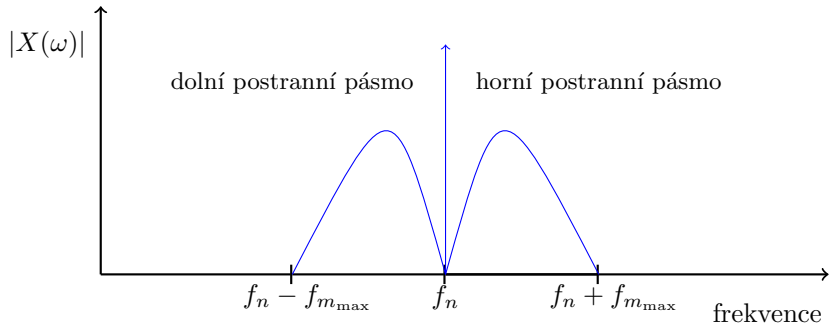
Ovšem v praxi neobsahuje modulovaný signál $m(t)$ pouze jednu harmonickou složku. U obecného audiosignálu předpokládáme, že je neperiodický a je tím pádem složen dokonce z nekonečně mnoha harmonických složek. Vznikem je spojité amplitudové spektrum osově symetrické podle spektrální čáry nosného signálu[1]. Můžeme tedy začít hovořit o šířce pásma modulovaného signálu $x(t)$. Aby bylo toto pásmo frekvenčně omezené, musí být frekvenčně omezený i modulační signál. Jeho šířka pásma je například u rozhlasové služby v ČR standardizovaná na $f_{m_{\max}} = 4{,}5$ kHz, viz sekce 2.1.

Frekvenční spektrum reálného signálu je obecně komplexní. Skládá se tedy ze dvou reálných spekter, amplitudového a fázového. Následující obrázek ukazuje příklad kladné poloviny amplitudového spektra $|X(\omega)|$ signálu $x(t)$, určeného pomocí integrální Fourierovy transformace, tedy

$$\mathcal{F}[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega t}\mathrm{d}t = X(\omega), \tag{3.9}$$

$$X(\omega) = |X(\omega)|\mathrm{e}^{\arg\{X(\omega)\}}. \tag{3.10}$$

V obrázku je frekvence nosného signálu označena jako f_n, nejvyšší harmonická složka modulačního signálu je $f_{m_{\max}}$.



Obrázek 3.1: Příklad amplitudového spektra modulovaného signálu $x(t)$.

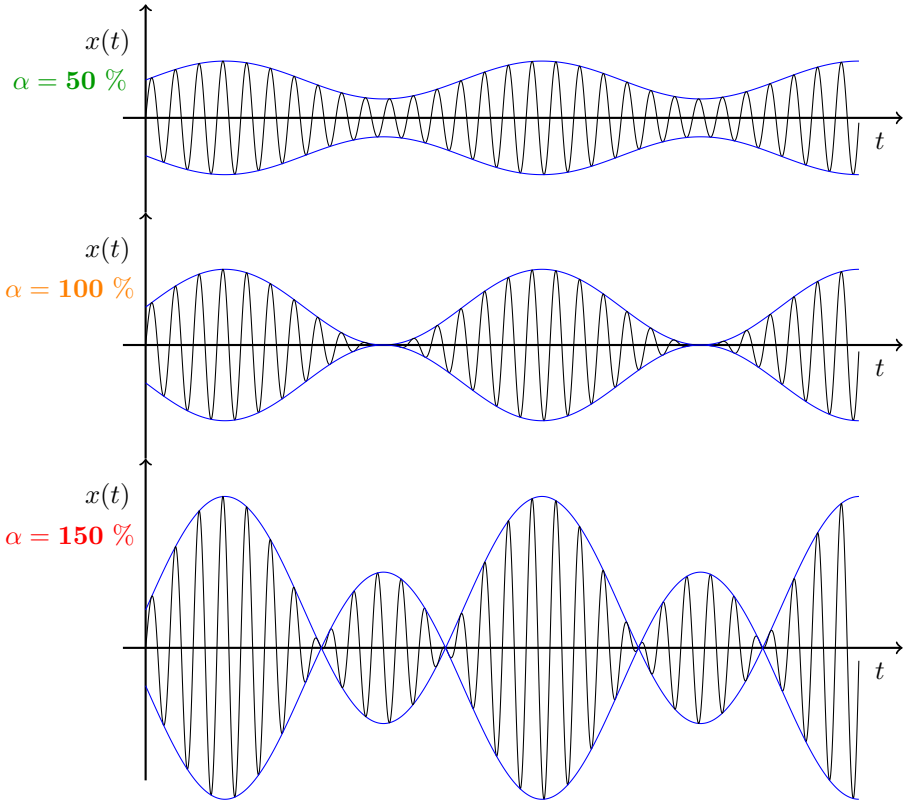
3.2 Hloubka modulace

Dalším důležitým parametrem je tzv. hloubka modulace α. Uvádí se v procentech a jedná se o poměr amplitud modulačního a nosného signálu, tedy

$$\alpha(t) = 100\frac{A_m(t)}{A_n}. \tag{3.11}$$

Amplituda A_m není při modulaci obecných signálů konstantní a s časem se mění. Pokud hloubka modulace překročí 100 %, dojde ke křížení obálek modulovaného signálu. Takový signál už pak nelze demodulovat obálkovými detektory, například diodou, nebo krystalkou. Musí se demodulovat pomocí synchronních demodulátorů. [18]

[1] V tomto případě uvažujeme signál $x(t)$ reálný, takže je jeho spektrum symetrické i podle vertikální osy, procházející počátkem.



Obrázek 3.2: Ukázka projevu hloubky modulace α signálu $x(t)$ pro modelový případ, kdy $m(t) = A_m \sin(\omega_m t)$.

3.3 Základní typy amplitudových modulací

Jedno z hlavních hledisek pro dělení amplitudových modulací je přenos postranních pásem.

- DSB (Double SideBand)
- SSB (Single SideBand)
  - LSB (Lower SideBand)
  - USB (Upper SideBand)
- VSB (Vestigial SideBand)

Amplitudová modulace typu DSB byla vlastně popsána v předchozí sekci 3.1. Jedná se tedy o základní modulaci s dále neupraveným modulovaným signálem, který obsahuje obě postranní pásma (dolní i horní). Tímto typem modulace je vysílána rozhlasová služba v pásmu středních vln, viz sekce 2.1. Důvodem je snadná demodulace signálu v přijímači. Její podstatnou nevýhodou je, že obě postranní pásma nesou stejnou informaci. Jedno z nich je tedy nepotřebné a zbytečně zabírá část cenného spektra.

Proto vznikla amplitudová modulace typu SSB. Ta využívá pouze jedno postranní pásmo, buď dolní (LSB), nebo horní (USB). Druhé pásmo je nejčastěji odstraněno vhodným filtrem, tedy horní, nebo dolní propustí[2]. Výhodou je kromě zúžení pásma na polovinu

[2]Případně lze využít takzvanou fázovou metodu, kdy se za použití Hilbertovy transformace vhodným fázovým součtem nechtěné pásmo potlačí.

i výrazné snížení příkonu vysílače.

Na zmíněný filtr jsou ale kladeny značné nároky z hlediska selektivity. V praxi nelze sestavit filtr, který by zcela odstranil nechtěné pásmo a zároveň nijak neovlivnil pásmo chtěné. Proto se dříve například pro přenos analogového televizního signálu využívala amplitudová modulace VSB . Ta je postavena tak, že neodstraňuje celé nechtěné pásmo, ale pouze jeho větší část. Tím je minimalizován zásah do druhého pásma a dochází k menšímu zkreslení informace [19].

Druhým důležitým hlediskem pro dělení amplitudových modulací je výkon přenášeného nosného signálu.

- FC (Full Carrier)
- RC (Reduced Carrier)
- SC (Suppressed Carrier)

Základní AM, popsaná v sekci 3.1 využívá nejjednodušší metodu FC a výkon na frekvenci f_n nosného signálu není tady nijak modifikován. Touto metodou je řešeno vysílání rozhlasové služby v pásmu středních vln, viz sekce 2.1. Na frekvenci f_n je ale přenášena značná část celkového výkonu a není v ní namodulovaná žádná informace. Znát hodnotu tohoto kmitočtu je nutné pouze pro správnou demodulaci v přijímači. Snahou pokročilejších metod je tedy výkon nosného signálu buď omezit (RC), nebo ho potlačit úplně (SC). Pak je ale třeba mít v přijímači vnitřní oscilátor, který frekvenci nosného signálu nahradí [18]. Ten musí být ale řízen, nebo občas synchronizován s vysílačem. Například u metody DSB SC využívá oscilátor symetrii spektra a udržuje se v jeho středu [20]. U jiných metod typu SC je demodulátor ještě složitější.

Kapitola 4

Další analogové modulace

Amplitudovou modulací jsme se již zabývali v předchozí kapitole. Přesto, že se práce primárně zabývá pouze tou, je dobré zmínit i druhou skupinu analogových modulací, kterou je úhlová modulace. Do této skupiny patří frekvenční modulace (FM) a fázová modulace (PM). Využívají se i složitější modulace, například analogová verze QAM, kde se principiálně jedná o amplitudovou modulaci na dva nosné sinusové signály, posunuté navzájem o $\frac{\pi}{2}$. Můžeme se také setkat s kombinací zmíněných modulací. Například pro přenos stereofonního zvuku u dnešního VKV rozhlasového vysílání[1].

4.1 Frekvenční modulace

Využívá se v dnešním rozhlasovém vysílání v pásmu velmi krátkých vln, nebo pro přenos zvuku u analogové televize. Funkční hodnota modulačního signálu je zde úměrná změně frekvence modulovaného signálu. Matematicky popsáno, průběh fáze modulovaného signálu je časovým integrálem součtu modulačního signálu a úhlové frekvence nosného signálu.

Pro popis nosného a modulačního signálu využijeme značení, zavedené v předchozí kapitole, tedy:

$$n(t) = A_n \sin(\omega_n t), \tag{4.1}$$

$$m(t) = A_m \sin(\omega_m t + \varphi). \tag{4.2}$$

Modulovaný signál $x(t)$ vznikne následujícím způsobem:

$$x(t) = A_n \sin\left[\int \omega_n + A_m \sin(\omega_m t + \varphi)\mathrm{d}t\right], \tag{4.3}$$

$$x(t) = A_n \sin\left[\omega_n t - \frac{A_m}{\omega_m} \cos(\omega_m t + \varphi)\right]. \tag{4.4}$$

Veličina A_m se v tomto kontextu označuje také jako frekvenční zdvih. Pro formální správnost jednotek ji ještě někdy násobíme jednotkovou konstantou vhodného rozměru. Poměr veličin $\frac{A_m}{\omega_m}$ je pak označován jako index frekvenční modulace. Ten udává pro určitou

[1] Zde se využívá modulace rozdílové složky (levá-pravá) pomocí AM DSB SC. Takto modulovaný signál se poté sečte s monofonní složkou (levá+pravá) v audiopásmu a s takzvaným pilotem. To je sinusový signál na poloviční frekvenci, než nosný signál zmíněné AM a jelikož se jedná o AM typu SC, je důležitý pro její demodulaci. Dále můžeme do signálu přidat i další informace. Na závěr se tento součet namoduluje frekvenční modulací.

hodnotu ω_m maximální frekvenční odchylku modulovaného signálu od úhlové frekvence nosného signálu. Uvědomme si, že v praxi musí ω_m ležet v omezeném intervalu, aby byl frekvenčně omezený i modulovaný signál $x(t)$.

4.2 Fázová modulace

Tato modulace se příliš nepoužívá. Výstupní modulovaný signál je zde sice charakterem totožný s modulovaným signálem frekvenční modulace, princip jeho vzniku je ale jiný. Pro popis fázové modulace opět využijeme stejné značení signálů. Modulovaný signál $x(t)$ vznikne přičtením modulačního signálu $m(t)$ k fázovému posuvu nosného signálu $n(t)$, čili takto:

$$x(t) = A_n \sin[\omega_n t + A_m \sin(\omega_m t + \varphi)]. \tag{4.5}$$

Veličinu A_m pak označujeme jako index fázové modulace.

Kapitola 5

Diodový modulátor

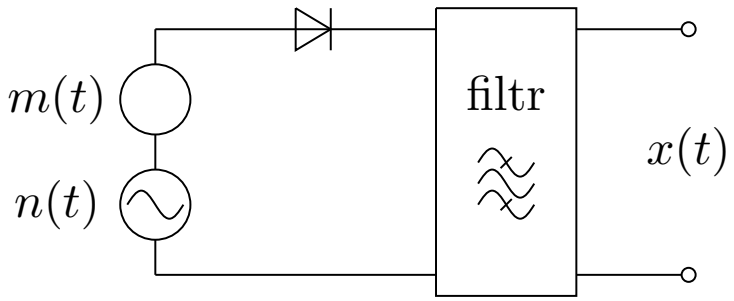
Amplitudová modulace zde probíhá ve dvou základních krocích. Prvním je propojení modulačního signálu $m(t)$ s generátorem nosného signálu $n(t)$. Tím vznikne jejich prostý součet. Tedy dle předchozích definic 3.1 a 3.2 obou signálů takto:

$$n(t) + m(t) = A_n \sin(\omega_n t) + A_m \sin(\omega_m t + \varphi). \tag{5.1}$$

To stále není modulovaný signál $x(t)$, v předchozích kapitolách určený vzorcem 3.5 jako

$$x(t) = A_n \sin(\omega_n t) + A_m \sin(\omega_m t + \varphi) \sin(\omega_n t). \tag{5.2}$$

K tomu je zapotřebí ještě druhého kroku. Součet $n(t) + m(t)$ vhodným způsobem pozměníme, tedy nelineárně zkreslíme. Tak získáme členy vyšších řádů, které nám budou suplovat součin dvou funkcí sinus, patrný z předchozí rovnice signálu $x(t)$. Takového zkreslení dosáhneme průchodem skrze elektronickou součástku s vhodnou nelineární přenosovou charakteristikou. Nejčastěji se setkáme s diodou, elektronkou, nebo bipolárním tranzistorem v zapojení SE (se společným emitorem), kde se využívá PN přechod mezi bází a emitorem [21].



Obrázek 5.1: Principiální schéma diodového modulátoru, inspirace z textu [22].

5.1 Matematický model chování modulátoru

U tohoto typu modulátoru je nejčastěji využito nelineárního chování PN přechodu. Proud ideálním PN přechodem se řídí podle Shockleyho rovnice:

$$I = I_0 \left(\mathrm{e}^{\frac{qU}{nkT}} - 1 \right), \tag{5.3}$$

kde I_0 je saturační proud, q je elementární náboj, U je difúzní napětí na přechodu, n je emisní koeficient, k je Boltzmannova konstanta a T je teplota přechodu v Kelvinech.

Rovnici rozvineme do Taylorova polynomu v okolí obecného bodu U_0.

$$I = -I_0 + I_0 \mathrm{e}^{\frac{qU_0}{nkT}} \left\{ 1 + \frac{q(U_0 - U)}{nkT} + \frac{1}{2} \left[\frac{q(U_0 - U)}{nkT} \right]^2 + \dots \right\} \tag{5.4}$$

Pro náš účel je podstatná pouze lineární a kvadratická složka. Vyšší složky nebudeme dále uvažovat, jelikož jejich koeficienty klesají s faktoriálem. Jsou tedy zanedbatelné a pro účely amplitudové modulace dokonce nežádoucí.

$$I \doteq -I_0 + I_0 \mathrm{e}^{\frac{qU_0}{nkT}} + I_0 \mathrm{e}^{\frac{qU_0}{nkT}} \frac{q(U_0 - U)}{nkT} + \frac{I_0 \mathrm{e}^{\frac{qU_0}{nkT}}}{2} \left[\frac{q(U_0 - U)}{nkT} \right]^2 \tag{5.5}$$

Členy vzniklého polynomu druhého řádu seřadíme od kvadratického po konstantní tak, jak je zvykem. Dále vztah roznásobíme a zjednodušíme pomocí tří následujících substitucí za konstanty (Uvědomme si prosím, že jedinou nezávisle proměnnou je zde napětí U.):

$$a = \frac{I_0 \mathrm{e}^{\frac{qU_0}{nkT}}}{2} \left(\frac{q}{nkT} \right)^2, \tag{5.6}$$

$$b = -I_0 \mathrm{e}^{\frac{qU_0}{nkT}} \frac{q}{nkT} - I_0 \mathrm{e}^{\frac{qU_0}{nkT}} \left(\frac{q}{nkT} \right)^2 U_0, \tag{5.7}$$

$$c = -I_0 + I_0 \mathrm{e}^{\frac{qU_0}{nkT}} + I_0 \mathrm{e}^{\frac{qU_0}{nkT}} \frac{qU_0}{nkT} + \frac{I_0 \mathrm{e}^{\frac{qU_0}{nkT}}}{2} \left(\frac{qU_0}{nkT} \right)^2. \tag{5.8}$$

Tedy získáme výrazně přehlednější rovnici:

$$I \doteq aU^2 + bU + c. \tag{5.9}$$

5.2 Signál po průchodu modulátorem

Vstupem modulačního prvku je nejčastěji prostý součet modulačního signálu $m(t)$ a nosného signálu $n(t)$, tedy

$$U(t) = m(t) + n(t). \tag{5.10}$$

Tento vztah dosadíme do rovnice 5.9 a získáme průběh proudu na výstupu modulačního prvku.

$$I(t) \doteq a[m(t) + n(t)]^2 + b[m(t) + n(t)] + c \tag{5.11}$$

$$I(t) \doteq a[m^2(t) + 2m(t)n(t) + n^2(t)] + b[(m(t) + n(t)] + c \tag{5.12}$$

Signál $m(t)$ je definován podle vztahu 3.2 a signál $n(t)$ podle vztahu 3.1. Pak tedy platí:

$$m^2(t) = A_m^2 \sin^2(\omega_m t + \varphi) = \frac{A_m^2}{2}[1 - \cos(2\omega_m t + 2\varphi)], \tag{5.13}$$

$$\begin{aligned} 2m(t)n(t) &= 2A_m \sin(\omega_m t + \varphi) A_n \sin(\omega_n t) = \\ &= A_m A_n \big\{ \cos[(\omega_m - \omega_n)t + \varphi] - \cos[(\omega_m + \omega_n)t + \varphi] \big\}, \end{aligned} \tag{5.14}$$

$$n^2(t) = A_n^2 \sin^2(\omega_n t) = \frac{A_n^2}{2}[1 - \cos(2\omega_n t)]. \tag{5.15}$$

Výsledný vztah výstupního proudu je po dosazení z 5.13, 5.14 a 5.15 a dalších úpravách následující:

$$I(t) \doteq \frac{a}{2}\left(A_m^2 + A_n^2\right) - \frac{aA_m^2}{2}\cos(2\omega_m t + 2\varphi) +$$

$$+aA_mA_n\big\{\cos[(\omega_m - \omega_n)t + \varphi] - \cos[(\omega_m + \omega_n)t + \varphi]\big\} - \frac{aA_n^2}{2}\cos(2\omega_n t) +$$

$$+bA_m\sin(\omega_m t + \varphi) + bA_n\sin(\omega_n t) + c. \tag{5.16}$$

Tento signál necháme upravit vhodným filtrem typu pásmová propust. Zbydou nám tedy jen složky:

$$I(t) \doteq aA_mA_n\big\{\cos[(\omega_m - \omega_n)t + \varphi] - \cos[(\omega_m + \omega_n)t + \varphi]\big\} + bA_n\sin(\omega_n t). \tag{5.17}$$

Hodnoty konstant a a b závisí podle vztahů 5.6 a 5.7 na vlastnostech PN přechodu použité diody. Určují nám pouze velikost amplitudy frekvenčních složek, čemuž nemusíme v tomto principiálním odvození věnovat přílišnou pozornost. Teoreticky můžeme zvolit:

$$a = \frac{1}{2A_n}, \tag{5.18}$$

$$b = 1. \tag{5.19}$$

Získáváme tedy signál:

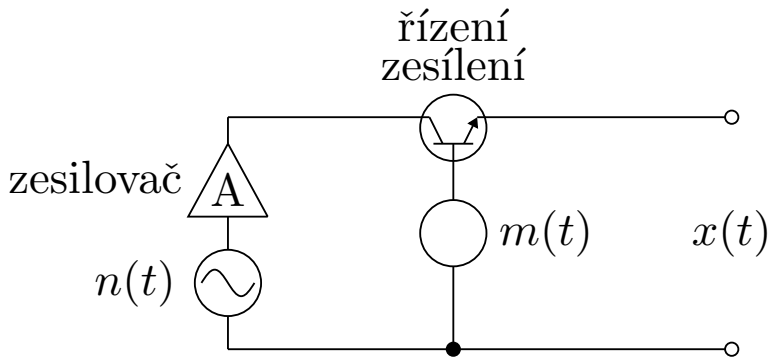
$$I(t) \doteq \frac{A_m}{2}\big\{\cos[(\omega_m - \omega_n)t + \varphi] - \cos[(\omega_m + \omega_n)t + \varphi]\big\} + A_n\sin(\omega_n t). \tag{5.20}$$

Tento vztah přesně odpovídá vzorci 3.8 pro amplitudovou modulaci.

Kapitola 6

Modulátor jako řízený zesilovač

Tento princip modulace je využit u některých detailněji zkoumaných zařízení, popsaných níže v kapitole 8, tedy u podobných zařízení tomu mému. Pro jeho využití jsem se nakonec rozhodl také. Principiálně se jedná o zesilovač nosného signálu, jehož zesílení je řízeno audiosignálem. Méně často se vyskytuje i opačná verze, kde jsou modulační audiosignál a nosný signál navzájem zaměněny. Například v mém zapojení je diferenční zesilovač, uzemňovaný proudovým zrcadlem, čímž je řízeno jeho zesílení. Výhodou tohoto způsobu modulace je poměrně jednoduchá konstrukce a z mého pohledu i přímočarost a intuitivnost jeho funkce. Matematicky pracuje přímo podle vzorce 3.3 amplitudové modulace.



Obrázek 6.1: Principiální schéma modulátoru jako řízeného zesilovače.

Kapitola 7

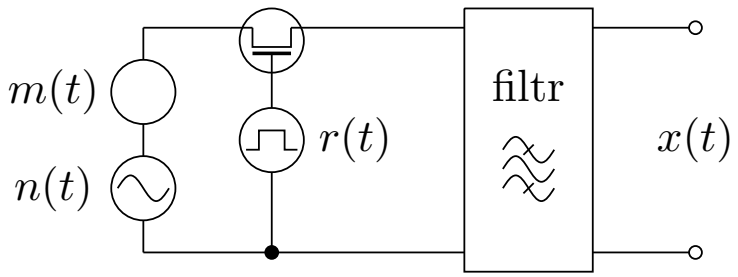
Spínaný modulátor

Stejně jako u diodového modulátoru nejprve sečteme nosný signál $n(t)$ a modulační signál $m(t)$. Tento součet je tranzistorem připínán na výstup modulátoru. Tranzistor je buzen pro jednoduchost zdrojem ideálního obdélníkového signálu $r(t)$. Spíná tedy s konstantní frekvencí, která je rovna frekvenci f_n nosného signálu $n(t)$, tedy s periodou T_n. Tranzistor je buď plně otevřen, nebo zcela zavřen. Na výstupu je tedy signál:

$$x(t) = r(t)[A_n \sin(\omega_n t) + A_m \sin(\omega_m t + \varphi)], \tag{7.1}$$

kde je signál $r(t)$ definovaný jako:

$$r(t) = \begin{cases} 1 : t \in (kT_n; (k+0,5)T_n\rangle; k \in \mathbb{Z}, \\ 0 : \text{jinak.} \end{cases} \tag{7.2}$$



Obrázek 7.1: Principiální schéma spínaného modulátoru, inspirace z textu [22].

7.1 Matematické odvození

Vzorec 7.1 na první pohled nevypadá jako předpis 3.8 pro amplitudovou modulaci. Ale ukážeme si, že má po vhodné filtraci stejné spektrum, tudíž po této filtraci stejný je. Spektrum určíme pomocí Fourierovy transformace. Využijeme její linearitu, která zde dovoluje rozdělit součet a přesunout konstanty mimo transformaci.

$$X(\omega) = \mathcal{F}[x(t)] = A_n \mathcal{F}[r(t)\sin(\omega_n t)] + A_m \mathcal{F}[r(t)\sin(\omega_m t + \varphi)] =$$

$$= \frac{A_n}{2\pi}\mathcal{F}[r(t)] * \mathcal{F}[\sin(\omega_n t)] + \frac{A_m}{2\pi}\mathcal{F}[r(t)] * \mathcal{F}[\sin(\omega_m t + \varphi)] \tag{7.3}$$

Spektra jednotlivých signálů vypočítáme pro přehlednost odděleně.

Pro výpočet spektra signálu $r(t)$ využijeme faktu, že se jedná o periodický signál. Lze ho tedy rozepsat do Fourierovy řady.

$$\mathcal{F}[r(t)] = \mathcal{F}\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \mathrm{e}^{\mathrm{i}n\omega_n t}\right] \tag{7.4}$$

Nyní opět využijeme větu o linearitě Fourierovy transformace.

$$\mathcal{F}\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \mathrm{e}^{\mathrm{i}n\omega_n t}\right] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \mathcal{F}\left[\mathrm{e}^{\mathrm{i}n\omega_n t}\right] \tag{7.5}$$

Aplikujeme modulační větu $\mathcal{F}[s(t)\mathrm{e}^{\mathrm{i}at}] = S(\omega - a)$, kde je v našem případě $a = n\omega_n$ a $s(t) = 1$. Zároveň víme, že $\mathcal{F}[1] = 2\pi\delta$ (δ je Diracův impuls).

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \mathcal{F}\left[\mathrm{e}^{\mathrm{i}n\omega_n t}\right] = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \delta(\omega - n\omega_n) \tag{7.6}$$

Určíme koeficienty Fourierovy řady. Využijeme rovnosti $T_n = \frac{2\pi}{\omega_n}$.

$$c_n = \frac{1}{T_n}\int_0^{T_n} r(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{i}n\omega_n t}\mathrm{d}t = \frac{1}{T_n}\int_0^{\frac{T_n}{2}} \mathrm{e}^{-\mathrm{i}n\omega_n t}\mathrm{d}t = \frac{\omega_n}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{\omega_n}} \mathrm{e}^{-\mathrm{i}n\omega_n t}\mathrm{d}t =$$

$$= -\frac{1}{2\mathrm{i}\pi n}\left[\mathrm{e}^{-\mathrm{i}n\omega_n t}\right]_0^{\frac{\pi}{\omega_n}} = -\frac{1}{2\mathrm{i}\pi n}(\mathrm{e}^{-\mathrm{i}n\pi} - 1) \tag{7.7}$$

Uvědomme si, že $\mathrm{e}^{-\mathrm{i}n\pi} = (-1)^n$.

$$-\frac{1}{2\mathrm{i}\pi n}(\mathrm{e}^{-\mathrm{i}n\pi} - 1) = \frac{1}{2\mathrm{i}\pi n}[1 - (-1)^n] \tag{7.8}$$

Tedy pro n sudé jsou koeficienty nulové. Speciálním případem je $n = 0$.

$$c_0 = \frac{1}{T_n}\int_0^{T_n} r(t)\mathrm{e}^0\mathrm{d}t = \frac{1}{T_n}\int_0^{\frac{T_n}{2}} \mathrm{d}t = \frac{\omega_n}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{\omega_n}} \mathrm{d}t = \frac{\omega_n}{2\pi}\left[t\right]_0^{\frac{\pi}{\omega_n}} = \frac{1}{2} \tag{7.9}$$

Souhrnně napsáno platí:

$$c_n = \begin{cases} \frac{1}{\mathrm{i}\pi n} : n = 2k+1; k \in \mathbb{Z}, \\ \frac{1}{2} \quad : n = 0, \\ 0 \quad : \text{jinak.} \end{cases} \tag{7.10}$$

Vypočítané koeficienty dosadíme zpět do vztahu 7.6. V prvním členu výsledného spektra je dosazeno pro $n = 0$. Ve druhém členu, pro n liché, nahradíme n podle vztahu $n = 2k+1; k \in \mathbb{Z}$.

$$2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \delta(\omega - n\omega_n) = \pi\delta(\omega) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{2}{\mathrm{i}(2k+1)}\delta[\omega - (2k+1)\omega_n] \tag{7.11}$$

Dále provedeme výpočet spektra signálu $\sin(\omega_m t + \varphi)$.

$$\mathcal{F}[\sin(\omega_m t + \varphi)] = \mathcal{F}\left[\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega_m t + \varphi)} - \mathrm{e}^{-\mathrm{i}(\omega_m t + \varphi)}}{2\mathrm{i}}\right] = \mathcal{F}\left[\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega_m t}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi} - \mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega_m t}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}}{2\mathrm{i}}\right] \tag{7.12}$$

Nyní využijeme znalost, že Fourierova transformace rozdílu funkcí je rozdíl Fourierových transformací těchto funkcí. Dále vyloučíme z transformací konstanty, které nezávisí na proměnné t.

$$\mathcal{F}\left[\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega_m t}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi} - \mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega_m t}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}}{2\mathrm{i}}\right] = \frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}}{2\mathrm{i}}\mathcal{F}\left[\mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega_m t}\right] - \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}}{2\mathrm{i}}\mathcal{F}\left[\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega_m t}\right] \tag{7.13}$$

Opět aplikujeme modulační větu $\mathcal{F}[s(t)\mathrm{e}^{\mathrm{i}at}] = S(\omega - a)$, kde je v tomto případě $a = \omega_m$ a $s(t) = 1$. Zároveň již víme, že $\mathcal{F}[1] = 2\pi\delta$.

$$\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}}{2\mathrm{i}}\mathcal{F}\left[\mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega_m t}\right] - \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}}{2\mathrm{i}}\mathcal{F}\left[\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega_m t}\right] = \frac{\pi\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}}{\mathrm{i}}\delta(\omega - \omega_m) - \frac{\pi\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}}{\mathrm{i}}\delta(\omega + \omega_m) =$$

$$= \mathrm{i}\pi\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega + \omega_m) - \mathrm{i}\pi\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega - \omega_m) \tag{7.14}$$

Posledním dílčím signálem, jehož spektrum budeme počítat, je signál $\sin(\omega_n t)$. Výpočet je velmi podobný, jako v předchozím případě a nemá smysl ho zde tedy uvádět. Jediné dva rozdíly jsou v tom, že nyní máme místo ω_m frekvenci ω_n a že $\varphi = 0$, čili $\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi} = \mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi} = 1$. Můžeme tedy rovnou psát vztah pro spektrum.

$$\mathcal{F}[\sin(\omega_n t)] = \mathrm{i}\pi\delta(\omega + \omega_n) - \mathrm{i}\pi\delta(\omega - \omega_n) \tag{7.15}$$

Nyní známe spektra jednotlivých signálů a vrátíme se zpět k původnímu vztahu 7.3. Z něho vidíme, že musíme provést ještě dvě konvoluce zjištěných spekter. Ty vypočítáme pro přehlednost opět odděleně podle vzorce $\mathcal{F}[s_1(t)](\omega) * \mathcal{F}[s_2(t)](\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(\omega - \Omega)s_2(\Omega)\mathrm{d}\Omega$. Jelikož jsou obě konvoluce velmi podobné, uvedu zde pouze výpočet té obecnější z nich, tedy té druhé. Obsahuje totiž navíc fázový posun a sinusovka zde nemá obecně stejnou frekvenci, jako obdélníkový signál $r(t)$.

$$\mathcal{F}[r(t)] * \mathcal{F}[\sin(\omega_m t + \varphi)] =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\left[\mathrm{i}\pi\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega + \omega_m - \Omega) - \mathrm{i}\pi\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega - \omega_m - \Omega)\right]$$

$$\left[\pi\delta(\Omega) + \sum_{k=-\infty}^{\infty}\frac{2}{\mathrm{i}(2k+1)}\delta[\Omega - (2k+1)\omega_n]\right]\mathrm{d}\Omega =$$

$$= \mathrm{i}\pi^2\int_{-\infty}^{\infty}\left[\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega + \omega_m - \Omega) - \mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega - \omega_m - \Omega)\right]\delta(\Omega)\mathrm{d}\Omega +$$

$$+2\pi\sum_{k=-\infty}^{\infty}\frac{1}{2k+1}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega + \omega_m - \Omega) - \mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega - \omega_m - \Omega)\right]\delta[\Omega - (2k+1)\omega_n]\mathrm{d}\Omega \tag{7.16}$$

Uvnitř obou integrálů se nachází dva součiny Diracových impulsů. Takovýto součin není v matematice definovaný. Pro naše účely ale můžeme tento problém obejít aplikací vzorkovací vlastnosti Diracova impulsu, která je definována jako $\int_{-\infty}^{\infty} s(\Omega)\delta(\Omega - a)\mathrm{d}\Omega = s(a)$. Dostaneme tedy:

$$\mathcal{F}[r(t)] * \mathcal{F}[\sin(\omega_m t + \varphi)] =$$
$$= \mathrm{i}\pi^2 \big[\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega + \omega_m) - \mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega - \omega_m)\big] +$$
$$+2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2k+1}\big\{\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta[\omega + \omega_m - (2k+1)\omega_n] - \mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta[\omega - \omega_m - (2k+1)\omega_n]\big\}. \quad (7.17)$$

Následuje výpočet druhé, respektive první konvoluce v signálu $x(t)$. Jak jsem již říkal, výpočet je velmi podobný. Rozdílem je to, že zde nemáme úhlový kmitočet ω_m, nýbrž ω_n a fázový posuv φ je nulový. To vede k drobným zjednodušením výrazů při výpočtu. Pro spektrum této části tedy rovnou můžeme psát:

$$\mathcal{F}[r(t)] * \mathcal{F}[\sin(\omega_n t)] =$$
$$= \mathrm{i}\pi^2 \big[\delta(\omega + \omega_n) - \delta(\omega - \omega_n)\big] + 2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2k+1}\big\{\delta(\omega - 2k\omega_n) - \delta[\omega - 2(k+1)\omega_n]\big\}. \quad (7.18)$$

Nyní máme vypočítáno vše potřebné pro určení spektra $X(\omega)$. Dosadíme tedy od výchozího vzorce 7.3 a získáme:

$$X(\omega) = \frac{\mathrm{i}A_n\pi}{2}\big[\delta(\omega + \omega_n) - \delta(\omega - \omega_n)\big] +$$
$$+A_n \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2k+1}\big\{\delta(\omega - 2k\omega_n) - \delta[\omega - 2(k+1)\omega_n]\big\} +$$
$$+\frac{\mathrm{i}A_m\pi}{2}\big[\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega + \omega_m) - \mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega - \omega_m)\big] +$$
$$+A_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2k+1}\big\{\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta[\omega + \omega_m - (2k+1)\omega_n] - \mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta[\omega - \omega_m - (2k+1)\omega_n]\big\}. \quad (7.19)$$

Z těchto čtyř členů potřebujeme pouze první a malou část z posledního. Přesněji z posledního vybereme pouze případy pro $k = -1$ a $k = 0$. Všechny ostatní členy odfiltrujeme vhodným filtrem typu pásmová propust. Zůstane tedy pouze:

$$X(\omega) = \frac{\mathrm{i}A_n\pi}{2}\big[\delta(\omega + \omega_n) - \delta(\omega - \omega_n)\big] -$$
$$-A_m\big[\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega + \omega_m + \omega_n) - \mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega - \omega_m + \omega_n)\big] +$$
$$+A_m\big[\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega + \omega_m - \omega_n) - \mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega - \omega_m - \omega_n)\big]. \quad (7.20)$$

Teď je potřeba přejít z frekvenční oblasti zpět do časové. K tomu využijeme zpětnou Fourierovu transformaci, definovanou vztahem:

$$x(t) = \mathcal{F}^{-1}[X(\omega)] = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)\mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega t}\mathrm{d}\omega. \quad (7.21)$$

Tedy v tomto případě po rozdělení integrálu na pět dílčích díky jeho linearitě získáme vztah:

$$x(t) = \frac{\mathrm{i}A_n}{4}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\delta(\omega+\omega_n)\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega+\omega_n)t} - \delta(\omega-\omega_n)\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega-\omega_n)t}\right]\mathrm{d}\omega -$$
$$-\frac{A_m}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega+\omega_m+\omega_n)\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega+\omega_m+\omega_n)t}\mathrm{d}\omega +$$
$$+\frac{A_m}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega-\omega_m+\omega_n)\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega-\omega_m+\omega_n)t}\mathrm{d}\omega +$$
$$+\frac{A_m}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega+\omega_m-\omega_n)\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega+\omega_m-\omega_n)t}\mathrm{d}\omega -$$
$$-\frac{A_m}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\delta(\omega-\omega_m-\omega_n)\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega-\omega_m-\omega_n)t}\mathrm{d}\omega. \tag{7.22}$$

Opět využijeme vzorkovací vlastnosti Diracova impulsu, ve znění $\int_{-\infty}^{\infty} s(\omega)\delta(\omega-a)\mathrm{d}\omega = s(a)$. Dostáváme tedy vztah:

$$x(t) = \frac{\mathrm{i}A_n}{4}(\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega_n t} - \mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega_n t}) - \frac{A_m}{2\pi}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}(\omega_m+\omega_n)t} +$$
$$+\frac{A_m}{2\pi}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega_m-\omega_n)t} + \frac{A_m}{2\pi}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\varphi}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}(\omega_m-\omega_n)t} - \frac{A_m}{2\pi}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi}\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega_m+\omega_n)t}. \tag{7.23}$$

Máme pět členů. Z prvního je již patrná funkce sinus. Spojením třetího a čtvrtého členu vznikne funkce cosinus, stejně jako sloučením druhého a posledního.

$$x(t) = \frac{A_n}{2}\sin(\omega_n t) + \frac{A_m}{\pi}\cos[(\omega_m-\omega_n)t+\varphi] - \frac{A_m}{\pi}\cos[(\omega_m+\omega_n)t+\varphi] \tag{7.24}$$

Nyní je rovnice totožná se vzorcem 3.8 amplitudové modulace. Tedy až na zde nepodstatné amplitudy, libovolně ovlivnitelné zesílením jednotlivých signálů.

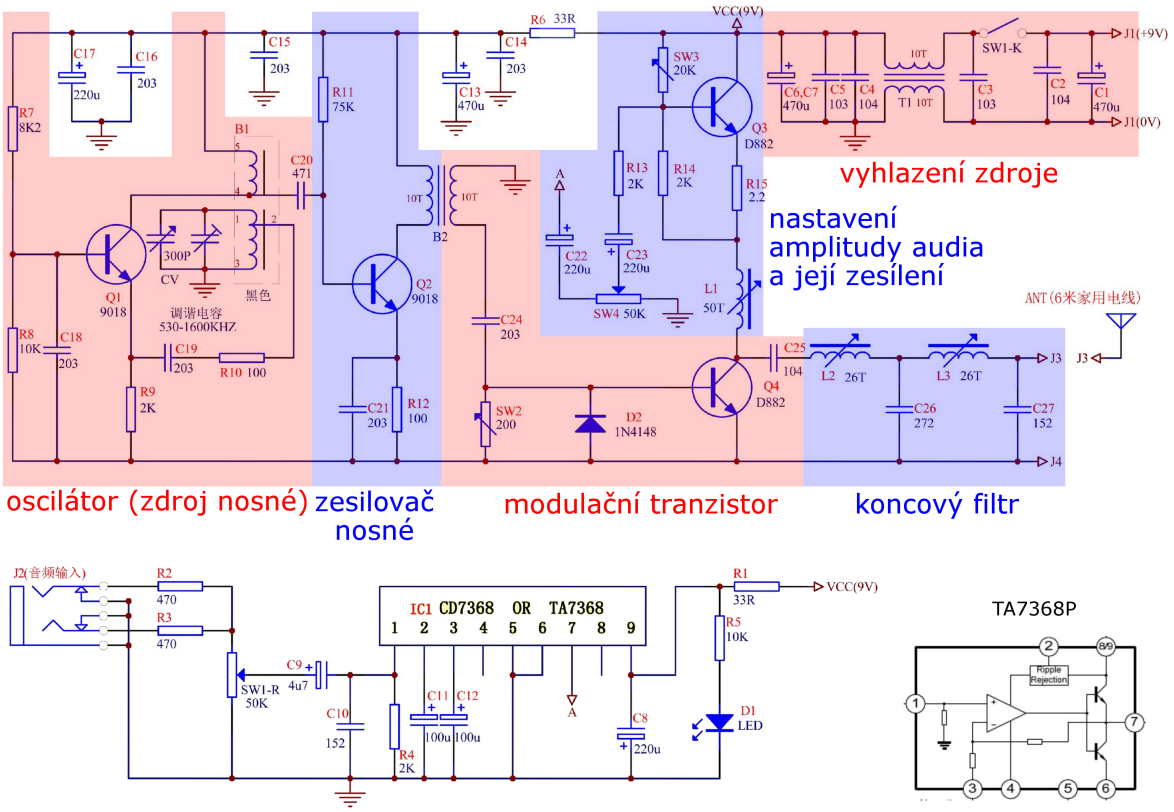
Kapitola 8

Analýza obvodů z rešerše

Před návrhem svého vlastního zapojení jsem pokládal za přínosné zjistit, na jakých principech pracují zařízení, popsaná v rešerši, zejména v sekci 1.2. Podklady se nakonec podařilo získat pouze pro produkty č. 2 a 3. V tom ale nevidím vážný nedostatek, protože produkty č. 2 a 1, stejně jako 3 a 4 jsou si vzájemně velmi podobné. Rozdíly jsou prakticky pouze v provedení některých ne příliš podstatných detailů.

8.1 Produkt č. 2

K produktu č. 2 se podařilo od prodejce získat technický list se schématem zapojení. Pokusil jsem se simulovat funkci obvodu v programu LTspice. I když dokumentace vypadá kompletní, narazil jsem hned na několik problémů. Například nejsou uvedeny parametry některých součástek, nebo jsou ve schematu hodnoty indukčností značeny způsobem, který se mi nepodařilo rozklíčovat. Dále knihovna nenabízí některé součástky, jako jsou třeba použité tranzistory, nebo integrovaný obvod TA7368. Z těchto důvodů se nepodařilo chování obvodu odsimulovat. Přesto jsem ale po konzultaci s panem vedoucím obvod pomyslně rozdělil na jednotlivé funkční bloky, jak je naznačeno na následujícím obrázku. Poté jsme mohli analyzovat jeho funkci, zejména použitý princip amplitudové modulace a konstrukci lokálního oscilátoru.



Obrázek 8.1: Schéma zapojení od prodejce a jeho rozdělení do bloků.

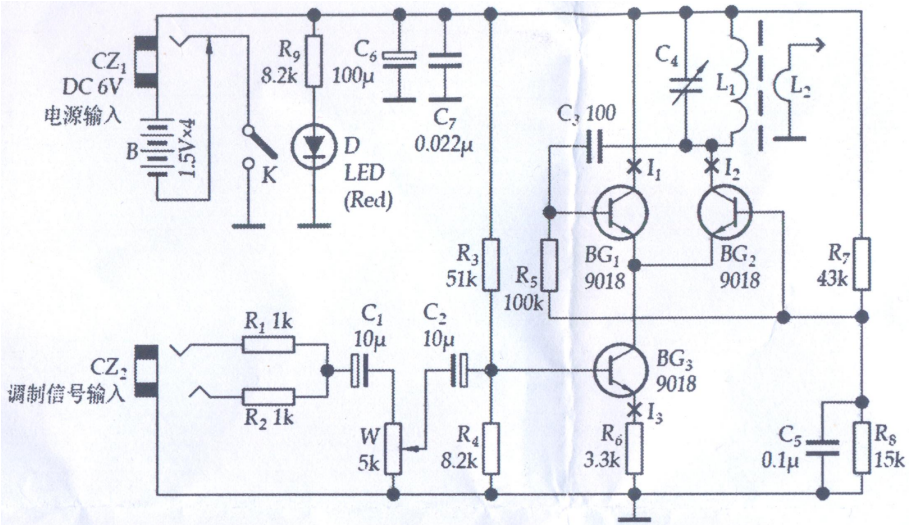
Obvod moduluje podobným způsobem, který je podrobněji popsán výše v kapitole 7 Spínaný modulátor. V tomto zapojení je spínacím tranzistorem Q4. Tranzistor pracuje ve třídě C, tedy jeho klidový pracovní bod je nastaven pod mez otevření. Dioda D2 svádí záporné půlvlny napětí a zároveň udržuje pracovní bod Q4. Důsledkem obojího je, že je tranzistor namísto modelového obdélníkového signálu buzen horními oblouky sinusovky, respektive nosného signálu. Ovšem to principu nijak nevadí a následný LC filtr 2. řádu signál upraví do tvaru amplitudové modulace.

Jako zdroj nosného signálu je zde zvolen oscilátor s LC rezonátorem. Cívka tohoto rezonátoru pracuje zároveň jako vinutí zpětnovazebního transformátoru B1. Modulační audiosignál je před modulací dvoustupňově zesílen. Nejprve integrovaným zesilovačem TA7736 a poté klasickým tranzistorovým zesilovačem v zapojení SC ve třídě AB.

8.2 Produkt č. 3

Dalším krokem bylo podrobit zkoumání alespoň jedno další zařízení z komerčně dostupných. V ideálním případě ho dokonce proměřit v laboratoři. Pro tyto účely byl zakoupen produkt, který je v rešerši popsán, jako produkt č. 3. Cílem bylo zejména najít jeho slabiny a pokusit se jim při stavbě vlastního zařízení vyvarovat. K produktu byl přibalen technický list v čínštině a bylo třeba ho nejprve přeložit. Je v něm výkres pozičního schématu desky plošných spojů, obvodové schéma s hodnotami všech součástek a uživatelský návod včetně instrukcí pro posun frekvenčního rozsahu přeladění a tak dále. Obvod produktu je na rozdíl od předchozího složen z výrazně menšího počtu součástek.

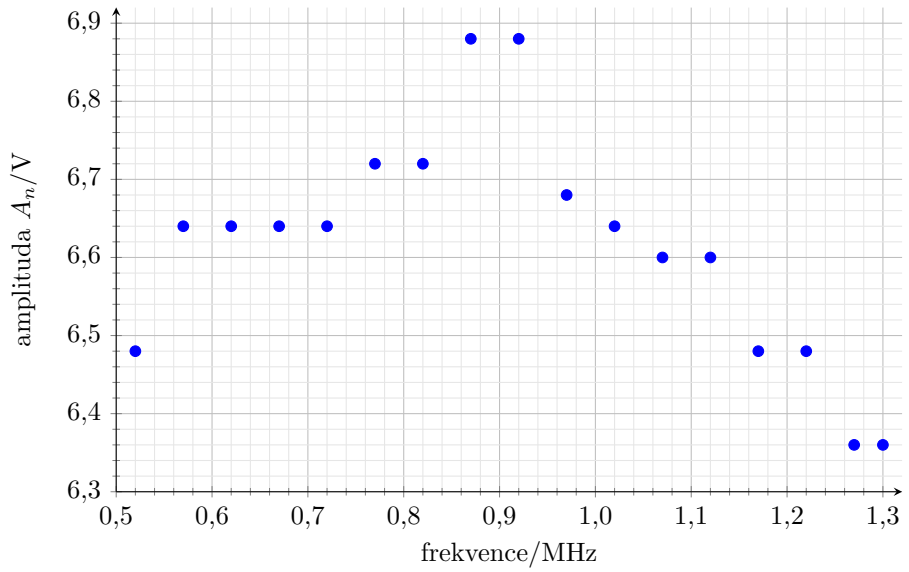
Pro lepší pochopení jeho funkce jsem zapojení úspěšně simuloval v programu LTspice. Jediným problémem byly neznámé hodnoty L_1 a C_4 rezonátoru. Nicméně prodávají se stejně vypadající ladicí kondenzátory téměř jednotně s hodnotou do 300 pF. Zvolil jsem tedy kapacitu 200 pF a frekvenci 1 MHz a podle Thomsonova vztahu dopočítal hodnotu indukčnosti zhruba na 130 µH.



Obrázek 8.2: Schéma zapojení produktu č. 3 z přibaleného technického listu.

Tranzistory BG_1 a BG_2 slouží jako zesilovač nosného signálu a zároveň jsou součástí jeho zdroje, tedy lokálního oscilátoru, generujícího kmity na rezonančním kmitočtu LC rezonátoru s ladicím vzduchovým kondenzátorem. Cívka rezonátoru je zároveň vysílací feritovou anténou. Tranzistor BG_3, řízený modulačním audiosignálem, pak slouží jako prvek, ovlivňující zesílení, respektive amplitudu nosného signálu. Obvod tedy využívá modulaci dle principů modulátoru jako řízeného zesilovače, popsaného v kapitole 6. Potenciometrem W se nastavuje amplituda modulačního signálu, přímo související s výstupní hlasitostí a hloubkou modulace. Výrobce upozorňuje na to, že při vysoké hloubce modulace dochází ke zkreslení vysílaného signálu, naopak při nízké hloubce nemusí být signál v radiopřijímači správně demodulován. Proto je vhodné potenciometrem po výchozím nastavení dále nemanipulovat a nastavovat hlasitost spíše na přijímači. Cívka L_2 je pak dle přibaleného návodu určena pro kontrolní měření průběhů změn magnetického toku ve společném feritovém jádru, respektive průběhů proudu ve vysílací cívce L_1. Pro další kontrolní měření jsou určeny například měřicí body I_1, I_2 a I_3, vyznačené ve schematu křížkem. V každém z těchto bodů by měl být naměřen proud, odpovídající hodnotám z návodu.

Po prvotním měření základních parametrů a průběhů obvodu a po konzultaci s panem vedoucím byly nalezeny dvě hlavní slabiny tohoto produktu. První z nich je amplitudová nestabilita kmitů lokálního oscilátoru v závislosti na nastavené rezonanční frekvenci. Ovšem jak je vidět z grafu, nestabilita není velká a pokud vysíláme dlouhodobě na jedné frekvenci, tak pro nás není tato nedokonalost zásadní.



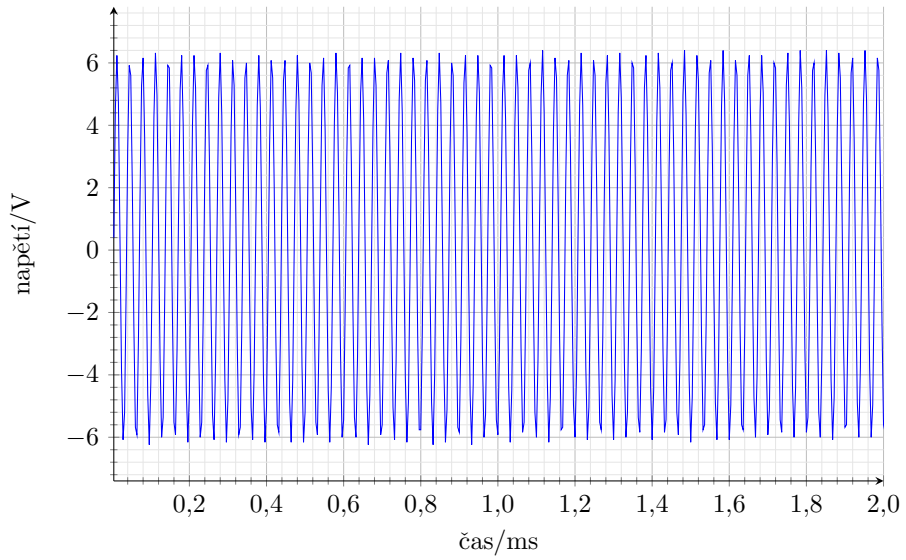
Obrázek 8.3: Graf závislosti amplitudy nosného signálu na frekvenci.

Druhou měřenou závislostí je skutečná hloubka modulace v závislosti na nastavené. Při vyšší hloubce modulace dochází ke zkreslení. To se projevuje zejména oříznutím modulovaného signálu shora a zdola z důvodu přebuzení, nebo naopak zavření tranzistoru BG_3. Hloubka modulace se nastavuje potenciometrem W. Při měření byl zaznamenávám úhel jeho natočení. Na osciloskopu bylo měřeno maximální a minimální napětí horní poloviny obálky modulačního signálu. Skutečná hloubka modulace α byla vypočítána podle vztahu 3.11, kde $A_n = 6,4$ V a $A_m = \frac{1}{2}(U_{\max} - U_{\min})$. Vstupní amplituda audiosignálu (před potlačením na potenciometru W a zesílením v modulátoru) byla $A_{m_{\text{vstup}}} = 450$ mV a frekvence 1 kHz.

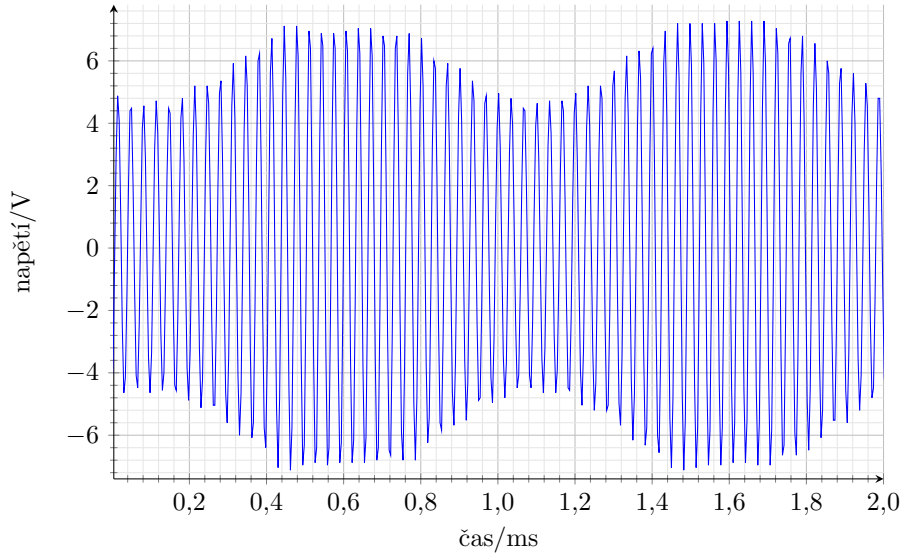
Tabulka 8.1: Naměřené hodnoty maximálního a minimálního napětí obálky.

úhel/°	$\boldsymbol{U_{\min}}$**/V**	$\boldsymbol{U_{\max}}$**/V**	**skutečná** $\boldsymbol{a}$**/%**
0	6,2	6,5	2,3
30	6,2	6,5	2,3
60	6,1	6,5	3,1
90	6,1	6,8	5,5
120	6,0	6,8	6,3
150	5,8	7,2	10,9
180	5,0	7,4	18,8
210	3,6	7,4	29,7
240	2,8	7,5	36,7
260	2,7	7,5	37,5

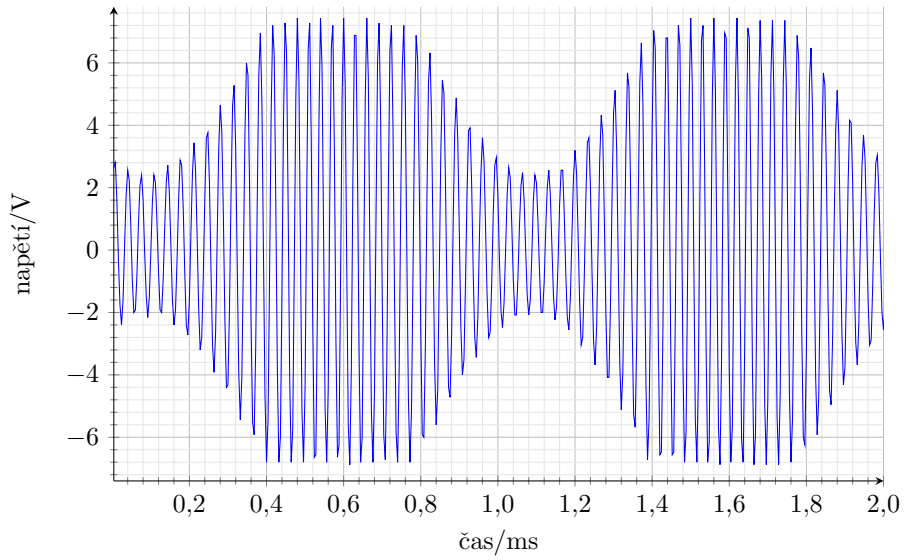
Pro výstižnější vizualizaci průběhu míry zkreslení je vhodné uvést grafy, zobrazující modulovaný signál. Aby nebylo grafů příliš, vybral jsem z tabulky pouze některé její nejreprezentativnější řádky. Konkrétně řádky pro úhly natočení potenciometru 0°, 180° a 260°. Nad úhlem 150° začne docházet k okem pozorovatelnému zkreslení obálky. Je vidět, že obvod umožňuje hloubku modulace zhruba do 11 %, pak už je signál zkreslený. To se jeví jako nedostatečné, když uvážíme, že hloubka modulace běžného vysílání je kolem 30 % [23]. Některé přijímače by už mohly mít problém signál správně demodulovat.



Obrázek 8.4: Graf modulačního signálu pro úhel otočení potenciometru 0°.



Obrázek 8.5: Graf modulačního signálu pro úhel otočení potenciometru 180°.



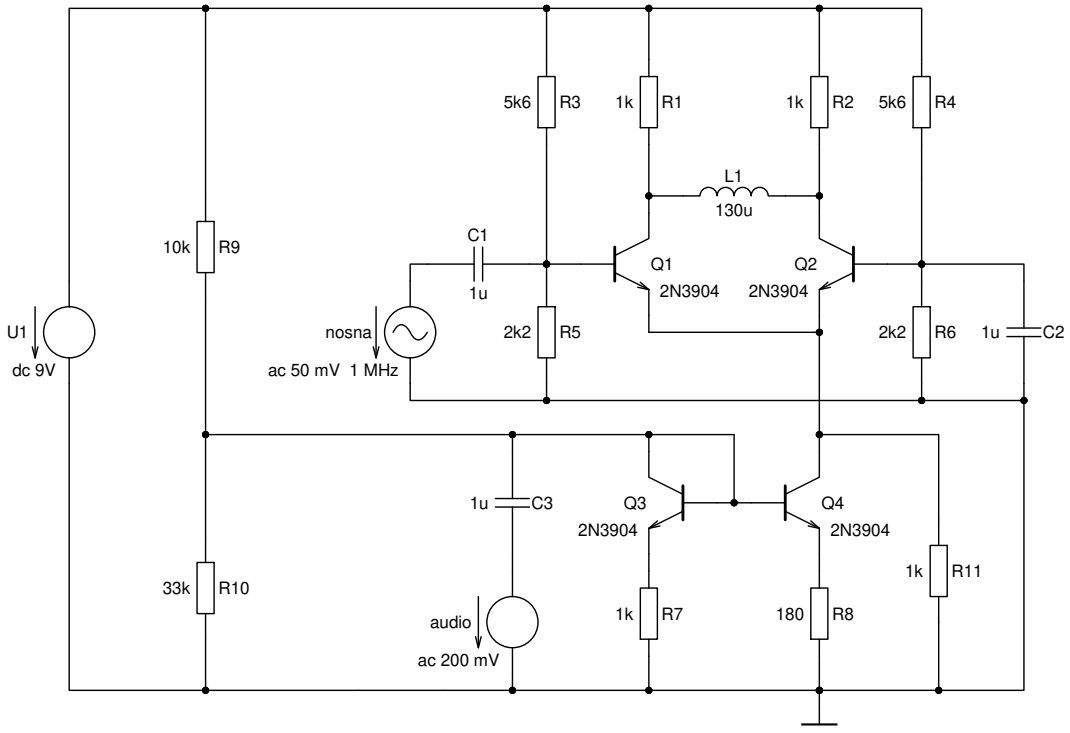
Obrázek 8.6: Graf modulačního signálu pro úhel otočení potenciometru 260°.

Posledním krokem byla zkouška příjmu vysílaného signálu na radiopřijímači. Přenos se podařilo slyšitelně uskutečnit na vzdálenost do 40 cm, přestože výrobce udává dosah do jednoho metru. Byl modulován audiosignál o vstupní amplitudě 450 mV, což odpovídá maximální hlasitosti z mého mobilního telefonu. Hlasitost na radiopřijímači byla také nastavena na maximální hodnotu. Ale i při ideální vzájemné poloze a vzájemnému natočení vysílací a přijímací antény byl signál poměrně slabý. Kvůli tomu se projevilo rušení z okolí a nedokonalosti vysílače i přijímače. Signál byl tedy i při pečlivě nastavené hloubce modulace značně zašuměný. Potvrdily se také výsledky měření, zhruba od úhlu natočení potenciometru 150° signál obsahuje poslechem detekovatelné zkreslení.

Kapitola 9

Návrh vlastního zařízení

Po nasbírané inspiraci a po několika konzultacích jsem začal navrhovat vlastní schéma zapojení modulátoru. Pro ověření funkce mých návrhů a doladění parametrů některých součástek jsem využil opět simulace programu LTspice. Stejně jako návrháři detailněji zkoumaného produktu č. 3 v předchozí kapitole jsem se rozhodl taktéž pro využití modulátoru, jako řízeného zesilovače. Důvodem je jednoduchá a kompaktní konstrukce s teoreticky dobrými vlastnostmi. Například diodový, či spínaný modulátor vnášejí ze samotného principu do modulovaného signálu vyšší harmonické a jiné nežádoucí složky, přestože se je snažíme filtrovat. Zde je kvalita výstupního signálu teoreticky ovlivněna pouze linearitou zesilovače a řídicího prvku zesílení. Dále se uplatňují například teplotní vlivy, stejně jako u ostatních typů modulátorů.



Obrázek 9.1: Finální návrh schématu zapojení vlastního zařízení.

9.1 Stručný popis bloků návrhu

Právě kvůli potlačení teplotních vlivů jsem zvolil jako zesilovač nosného signálu diferenční zesilovač. Ten obsahuje dvě zrcadlově paralelní větve, umístěné blízko sebe. Dá se tedy říci, že jsou součástky v obou větvích ovlivněny teplotou naprosto stejně a je na nich stejná teplotní chyba napětí. Jelikož diferenční zesilovač zesiluje pouze rozdíl těchto napětí, chyba se tímto vyruší a můžeme považovat zesilovač za teplotně nezávislý.

Zesílení zesilovače je ovlivňováno sériově řazeným proudovým zrcadlem, řízeným modulačním signálem. Zrcadlo zde funguje jako zdroj proudu. Na rozdíl od realizace s pouze jediným bipolárním tranzistorem se vyznačuje vyšší linearitou a lepší stabilitou proudu.

Návrh a stavba zdroje nosného signálu, tedy lokálního oscilátoru, je už mimo rozsah této práce. Nicméně možné konstrukce, vhodné pro mou aplikaci, jsou naznačeny v následující kapitole 11. Pravděpodobně bych konstrukci směřoval buď k tradičnímu oscilátoru s LC rezonátorem, nebo bych vyzkoušel chování modulátoru s nosným signálem, generovaným přímou digitální syntézou.

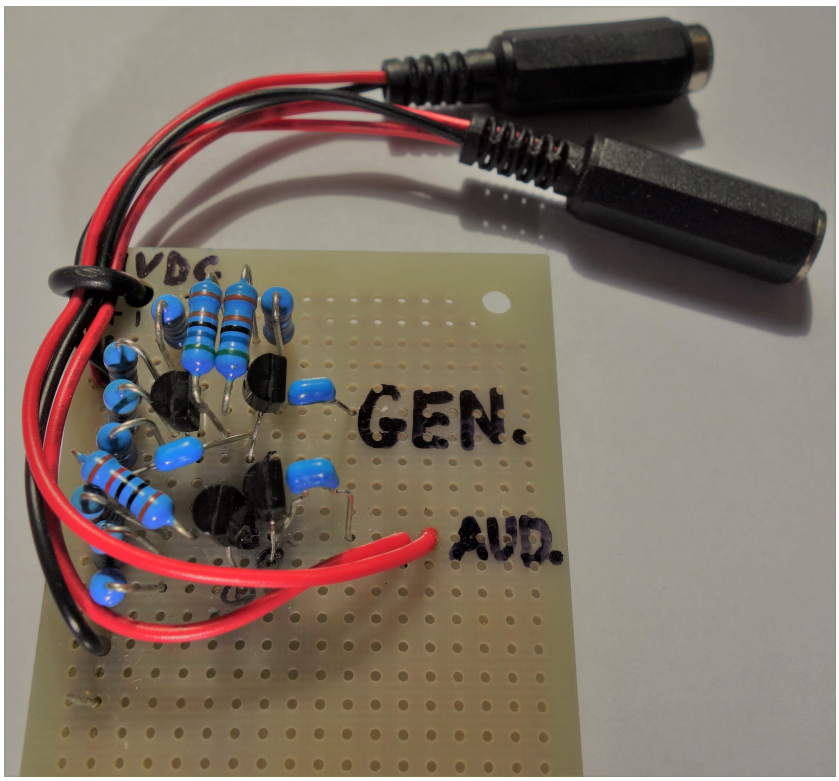
9.2 Fyzická realizace

Nyní bylo potřeba zvolit konkrétní typy jednotlivých součástek. Rezistory jsem volil s tolerancí 1 % a výkonem do jednoho wattu, přestože je zřejmé, že tak velký výkon se na nich určitě spotřebovávat nebude. Důvodem je, aby se co nejméně zahřívaly, čímž by se změnila nominální hodnota jejich rezistance a zhoršily by se šumové vlastnosti. Kondenzátory byly použity keramické, jelikož mají velmi dobré frekvenční vlastnosti a nepotřeboval jsem velkou kapacitu.

Tranzistory 2N3904 jsou do značné míry univerzální a mají spoustu aplikací. Díky jejich dobré dostupnosti a relativně nízké ceně jsem se pro jejich použití rozhodl také. V mém obvodu je u tranzistorů kladen požadavek na párovost. Tedy aby měly oba tranzistory diferenčního zesilovače a oba tranzistory proudového zrcadla ideálně naprosto shodné vlastnosti. Proto jsem se snažil, aby byly páry ze stejné výrobní série.

Zařízení disponuje konektorem jack 3,5 mm pro připojení audiosignálu, například ze zvukové karty počítače, nebo z mobilního telefonu. Napájení je řešeno přes nejběžnější konektor 5,5x2,1 mm s kladným pólem na vnitřním kolíku. Uvažované napájecí napětí je 9 V.

Obvod je sestaven na universálním pájivém poli. Použití obdobného nepájivého pole jsem se záměrně vyvaroval, jelikož nemám dobré zkušenosti s kvalitou jeho kontaktů. Často se rozpojují, zejména během přepravy. Z důvodů dobré přístupnosti při měření jsou součástky připájeny neobvykle daleko od desky pájivého pole. Po dokončení chybějícího oscilátoru by bylo možné navrhnout a nechat vyrobit desku plošných spojů. Poté by se dalo uvažovat například nad pouzdrem celého zařízení. Ale to je již zcela mimo rozsah této práce.



Obrázek 9.2: Realizace mého zařízení na pájivém poli (bez antény).

9.3 Vysílací anténa

Důležitou součástí je také vysílací anténa. V obvodu je nahrazena pro jednoduchost ideální cívkou L1 se stejnou indukčností, jako jsem použil pro simulaci feritové antény produktu č. 3. Původně jsem tutéž anténu zamýšlel použít také. Je ale vhodná spíše pro příjem středovlnného rádia, než pro jeho vysílání. Má velké ztráty, což je pro mé zařízení malého výkonu nevýhodné. Příznivější parametry mají rámové antény.

Optimální jsou antény s kruhovým rámem. Mají totiž největší plochu při nejmenším obvodu. Plocha je zde důležitá pro dobré vlastnosti vysílání. Obvod, násobený počtem závitů pak přímo souvisí s reálnou částí impedance antény. Čím vyšší je impedance, tím nižší je proud cívkou a intenzita vyzařovaného pole. Ovšem u antén s nízkou impedancí může být zase problém s tím, že příliš zatěžují modulátor a dojde na nich ke snížení napětí.

V praxi se velmi často používala čtvercová anténa, namotaná na dřevěném kříži. Důvodem je snadná výroba a zhoršení vlastností oproti kruhovému rámu je zanedbatelné. Nakonec jsem se pro takovou anténu rozhodl také. Dokonce se ji podařilo zakoupit.

Kapitola 10

Měření vlastního zařízení

V závěru bylo třeba sestavený obvod podrobit měření a ověřit tak jeho parametry. Pro případné další úpravy obvodu je podstatné okomentovat podobnost naměřených průběhů se simulací v programu LTspice.

10.1 Nastavení pracovních bodů

Prvním krokem bylo stejnosměrné měření pro ověření nastavení klidových pracovních bodů jednotlivých tranzistorů. Měření probíhalo bez připojeného zdroje nosného a modulačního signálu. V následující tabulce jsou uvedena napětí mezi bází a emitorem, tranzistory jsou označeny dle schématu zapojení 9.1 z předešlé kapitoly.

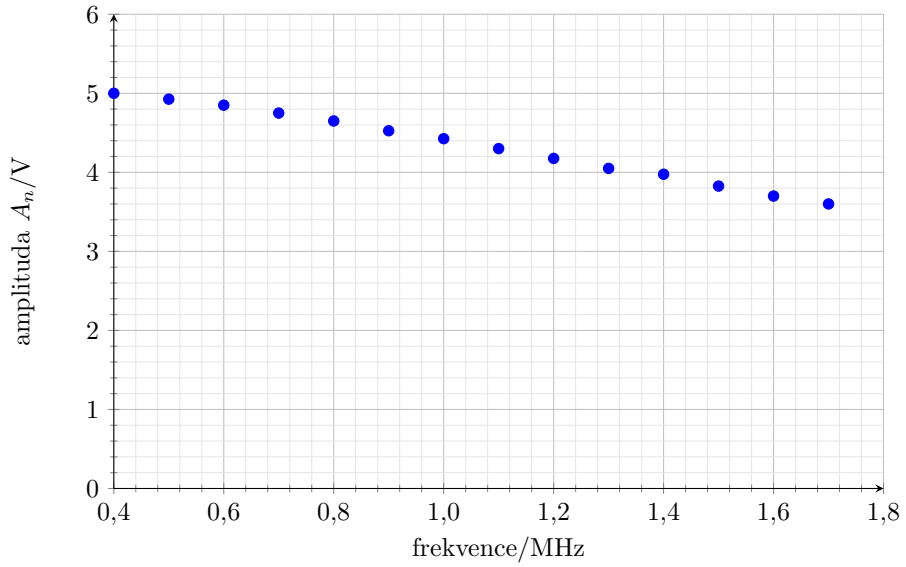
Tabulka 10.1: Porovnání změřeného nastavení pracovních bodů se simulací.

tranzistor	$U_{\mathbf{simulace}}/\mathbf{mV}$	$U_{\mathbf{měření}}/\mathbf{mV}$
Q1	681	688
Q2	681	684
Q3	646	651
Q4	690	696

Z tabulky je vidět, že se hodnoty ze simulace liší od naměřených pouze v řádu jednotek milivoltů . V tomto ohledu je tedy simulace velmi výstižná.

10.2 Nosný signál

Chování nosného signálu bylo měřeno na výstupu modulátoru při odpojeném zdroji modulačního signálu. Vstupní úroveň amplitudy nosné je nastavitelná zhruba do 95 mV, pak už je diferenční zesilovač v saturaci a nemá smysl napětí více zvyšovat. Zesílení zesilovače se ukázalo jako frekvenčně závislé. To ukazuje následující graf, kde A_n je amplituda po zesílení zesilovačem. Na generátoru byla nastavena vstupní amplituda $A_{n_{\mathrm{vstup}}} = 50$ mV.



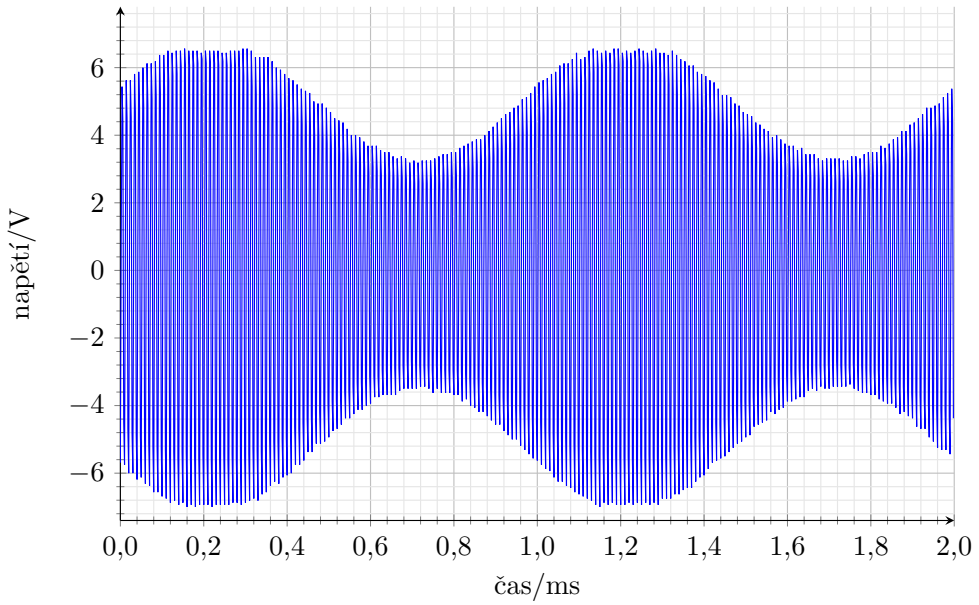
Obrázek 10.1: Frekvenční závislost zesílení diferenčního zesilovače.

Pro jiná nastavení vstupní amplitudy nosného signálu ve výše doporučeném rozsahu mají frekvenční závislosti téměř shodný průběh, pouze jsou o příslušnou konstantu vertikálně posunuty. V simulaci se jeví zesílení s frekvencí konstantní, po připojení modelu antény, v podobě jednoduché cívky L1, dokonce napětí s frekvencí naopak mírně stoupá, kvůli rostoucí reaktanci antény.

10.3 Výstupní signál

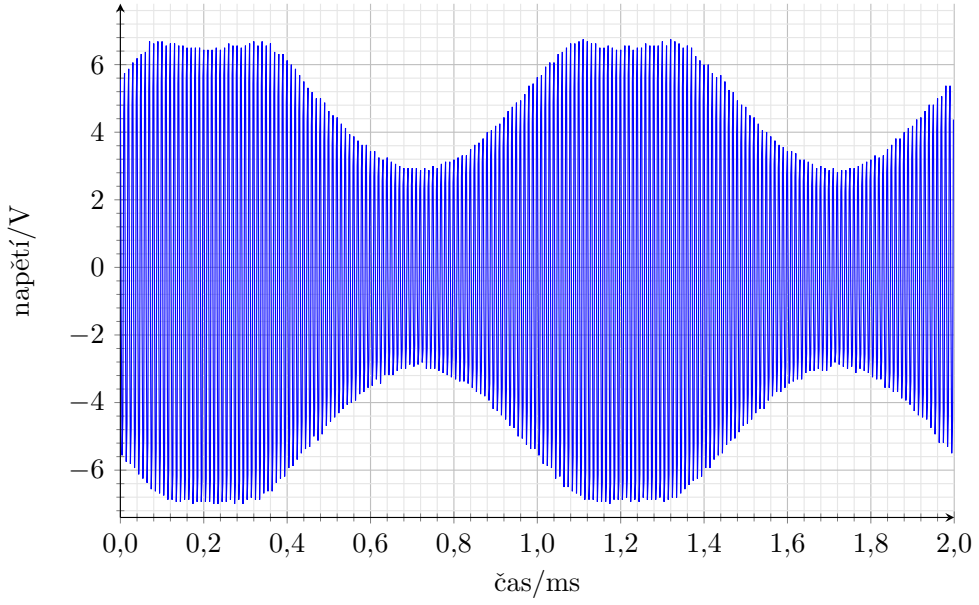
Základním ověřením funkce mého zařízení bylo měření časového průběhu výstupního napětí, tedy napětí na svorkách pro připojení antény. Toto měření se provedlo bez připojené antény pro různé amplitudy a frekvence nosného a modulačního signálu. Ukázalo se, že kvalita signálu nezáleží na frekvenci audiosignálu, takže tu nebudeme dále sledovat. Primárně se zde zaměříme na amplitudy obou vstupních signálů, tedy v důsledku na amplitudu obálky modulovaného signálu. Uvažujeme také, že frekvence nosného signálu ovlivňuje jeho amplitudu, jak je popsáno v předchozí sekci.

Následující graf ukazuje průběh výstupního napětí pro nastavení generátoru na hodnotu amplitudy $A_{n_{\text{vstup}}} = 75$ mV a frekvenci 600 kHz. Dále bylo nastaveno $A_{m_{\text{vstup}}} = 200$ mV. Je na něm možné pozorovat drobné oříznutí maxim obálky, jsme tedy lehce za pracovní oblastí zařízení.



Obrázek 10.2: Graf $x(t)$ pro $A_{n_{\text{vstup}}} = 75$ mV, $f_n = 600$ kHz, $A_{m_{\text{vstup}}} = 200$ mV.

Dále jsem vybral průběh, kde je signál ještě více zkreslený. Je zde nastavena větší amplituda modulačního signálu $A_{m_{\text{vstup}}} = 300$ mV. Má ukazovat trend, jakým se signál dále zkresluje. V místech maxim obálky se kromě již zmíněného oříznutí začíná projevovat dokonce drobný pokles. Dle mého úsudku se jedná o vliv druhé harmonické složky modulačního signálu. Generátor nosného signálu je nastaven stále stejně, tedy s parametry $A_{n_{\text{vstup}}} = 75$ mV, $f_n = 600$ kHz.

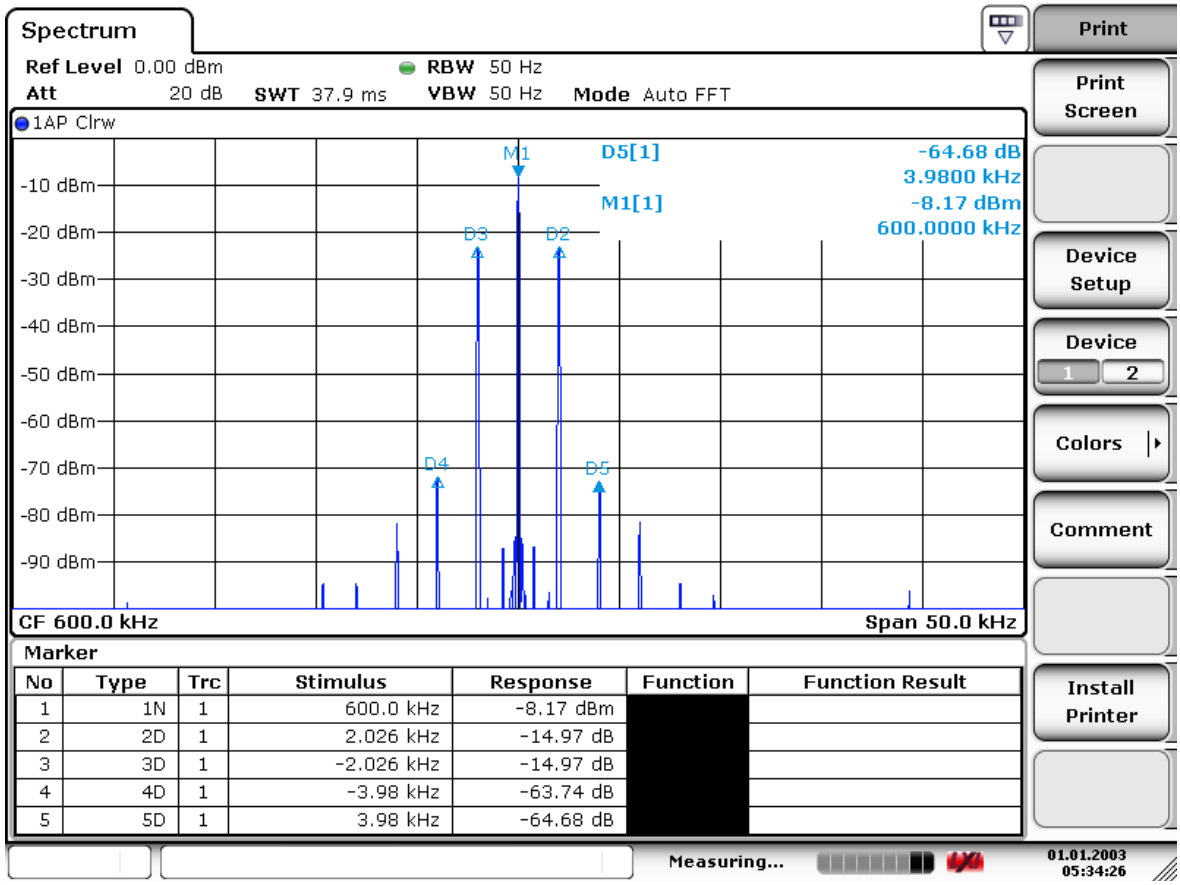


Obrázek 10.3: Graf $x(t)$ pro $A_{n_{\text{vstup}}} = 75$ mV, $f_n = 600$ kHz, $A_{m_{\text{vstup}}} = 300$ mV.

Vyhodnocením všech naměřených průběhů bylo zjištěno, že amplituda obálky nesmí překročit hodnotu zhruba 6,2 V, jinak dojde ke zkreslení. Tato amplituda odpovídá součtu amplitudy nosného a modulačního signálu. Vzhledem k této podmínce je téměř libovolně volitelné, jaký bude poměr těchto amplitud, ale měli bychom zajistit, aby hloubka mo-

dulace nepřekročila 100 %. Důvodem je, aby zůstal signál demodulovatelný i obálkovými detektory. Nicméně modulátor je schopen hloubky modulace až 140 % bez viditelného zkreslení při optimálním nastavení obou vstupních signálů, tedy pro nízkou hodnotu amplitudy nosného signálu a vysokou amplitudu modulačního signálu.

Dále je zajímavé změřit na spektrálním analyzátoru spektrum výstupního signálu. Uvedu zde graf spektra, pro nastavené hodnoty generátorů $A_{n_{\text{vstup}}} = 50$ mV, $f_n = 600$ kHz, $A_{m_{\text{vstup}}} = 100$ mV, $f_m = 2$ kHz.



Obrázek 10.4: Snímek obrazovky spektrálního analyzátoru, spektrum signálu $x(t)$.

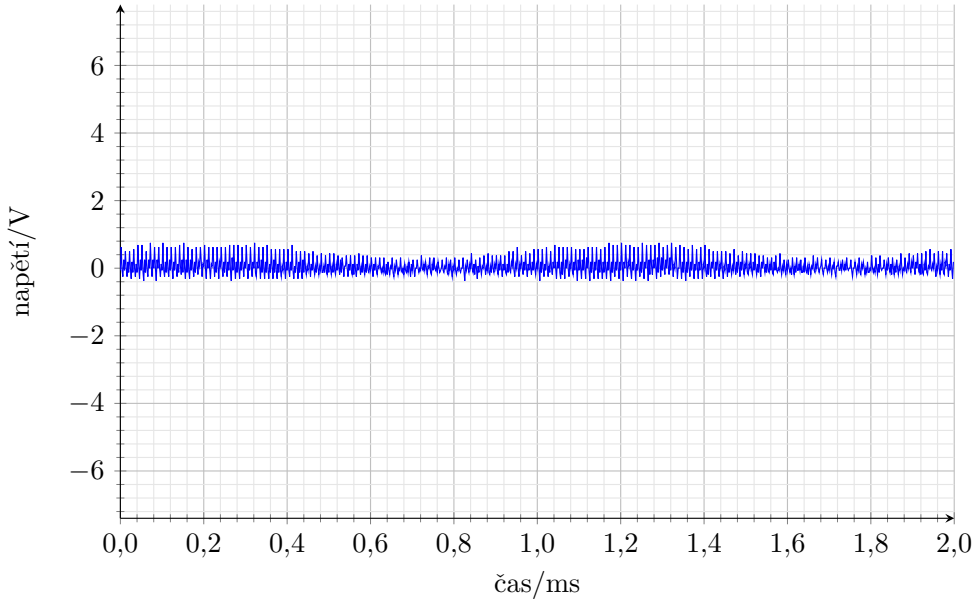
Kurzor M1 je na frekvenci nosného signálu, delta kurzory D2 a D3 jsou na součtové a rozdílové složce, D4 a D5 ukazují nejvýkonnější nežádoucí složku, v tomto případě druhou harmonickou[1] složku audiosignálu. Ovšem tato nežádoucí složka nese zhruba o 50 dB nižší výkon, než základní harmonická složka a o 64 dB nižší, než nosný signál. Je tedy pro naše účely zanedbatelná a spektrum lze považovat za velmi dobré.

[1]Druhou harmonickou složkou je zde myšlena složka o dvojnásobné frekvenci první, tedy základní harmonické složky.

10.4 Poslech na přijímači

Podobně jako zakoupený produkt č. 3, popsaný výše, bylo i moje zařízení vyzkoušeno v praxi. Po připojení rámové antény ale amplituda modulovaného signálu poklesla zhruba na šestinu, což je pro vysílání nedostatečné. Anténa má pravděpodobně příliš nízkou impedanci a zatěžuje modulátor. Řešením by bylo například zkonstruovat a připojit koncový zesilovač, nebo zvolit jinou anténu s vyšší impedancí.

Nicméně přesto se podařilo funkci mého zařízení ověřit. Výstupní svorky pro připojení antény byly přímo připojeny k anténnímu vstupu radiopřijímače. Přenos tedy nebyl veden bezdrátově volným prostorem, nýbrž po vodičích. Aby nedošlo k poškození přijímače, modulovaný signál musel mít nízký výkon. Nosný signál byl nastaven na 20 mV při 800 kHz. Amplituda audiosignálu pak na 70 mV. Přijatý a reprodukovaný signál byl poměrně kvalitní a obsahoval jen drobné slyšitelné zkreslení.



Obrázek 10.5: Graf $x(t)$ po připojení antény pro $A_{n_{\text{vstup}}} = 75$ mV, $f_n = 600$ kHz, $A_{m_{\text{vstup}}} = 250$ mV, ukázka nedostatečné úrovně výstupního napětí.

Kapitola 11

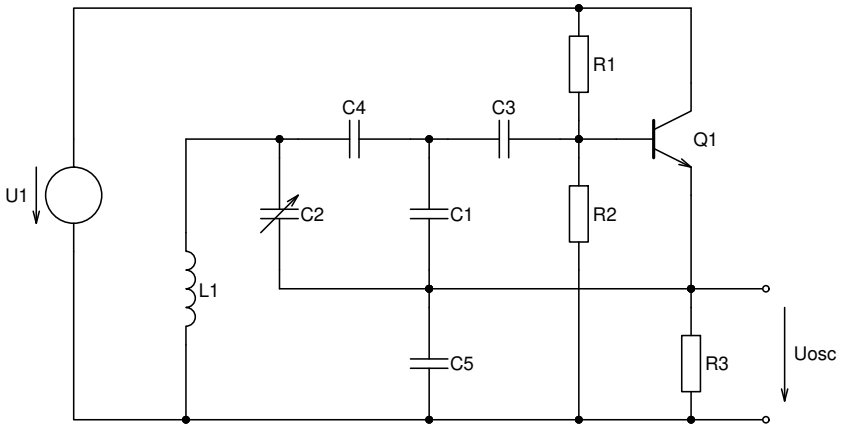
Oscilátory

Druhým základním prvkem zařízení je vedle modulátoru i zdroj nosného signálu. Pro zkušební provoz zařízení byl využit externí signál z funkčního generátoru. S ohledem na kompaktnost a mobilitu obvodu by bylo vhodné pro případnou další fázi vývoje použít lokální oscilátor. Jeho samotná realizace je ale již mimo rozsah této bakalářské práce. Proto si zde uvedeme pouze vybrané příklady oscilátorů, které by bylo možné pro mou aplikaci využít. Od oscilátoru je zde vyžadována dlouhodobě stabilní frekvence a amplituda. Dále je třeba co nejužší spektrum, tedy průběh blízký ideální sinusovce. Je výhodné, aby byl dále uživatelsky laditelný v co největší části středovlnného pásma, tedy ideálně v rozsahu zhruba 525–1600 kHz. Možnost změny frekvence vysílání je důležitá v případě rušení našeho přenosu jiným, frekvenčně blízkým signálem.

11.1 Oscilátor s LC článkem

Pro jednoduchost výroby bychom se měli vyhnout zapojením, ve kterých se vyskytují cívky s odbočkami z vinutí, transformátory a tak podobně. Většinu z těchto komponent vhodných parametrů je problematické zakoupit, nebo v domácích podmínkách vyrobit. Speciálně se zde zaměříme na zpětnovazební obvody, které mají stabilnější amplitudu kmitů a potlačený fázový šum. Příkladem takovéhoto oscilátoru je například Colpittsův oscilátor, nebo z něj vycházející Clappův, či Vackařův oscilátor. Ten se vyznačuje širokým pásmem přeladění. U radiopřijímačů se jako cívka rezonátoru často využívá samotná přijímací anténa, například feritová.

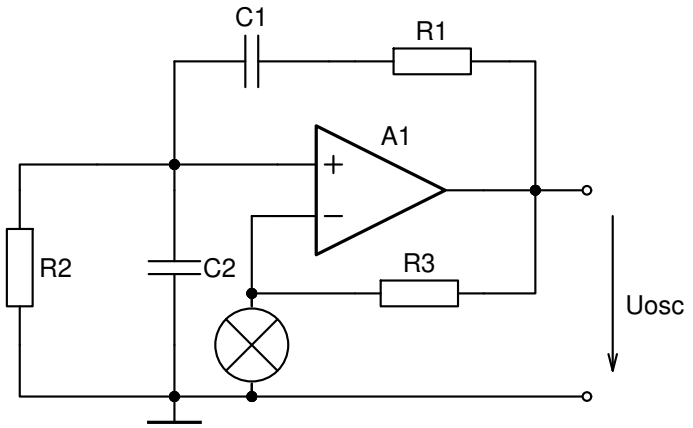
Obecnou nevýhodou oscilátorů s LC článkem je frekvenční nestabilita. Ta je zapříčiněna změnami parametrů obvodových prvků, způsobena zejména teplotními výkyvy, či časovou degradací. Frekvenční nestabilita ale není běžně výrazná a pro tuto aplikaci by nebyla problémem. Výhodou je jednoduchá konstrukce a možnost integrace na desku plošných spojů společně s ostatními částmi modulátoru. Takovéto oscilátory bývají tradiční součástí radiopřijímačů, tedy aplikací se srovnatelnými nároky.



Obrázek 11.1: Schéma jedné z variant zapojení Vackařova oscilátoru. [24]

11.2 Oscilátor s Wienovým článkem

Ve své podstatě se jedná o RC rezonanční obvod, jehož kmity jsou zesíleny operačním, dříve elektronkovým zesilovačem, v jehož zpětné vazbě je zapojen filtr typu pásmová propust. Výhodou je jeho stabilní frekvence a amplituda. Je zde možnost přeladění frekvence pomocí potenciometru, namísto ladícího kondenzátoru. Nevýhodou je, že obsahuje typicky žárovku, která omezuje zisk a udržuje tak stabilnější oscilace, než varianta bez žárovky. Tato žárovka je náchylná na poškození, teplotně ovlivňuje komponenty v okolí a tak dále. Mezi další nevýhody patří například nutnost symetrického napájení operačního zesilovače.

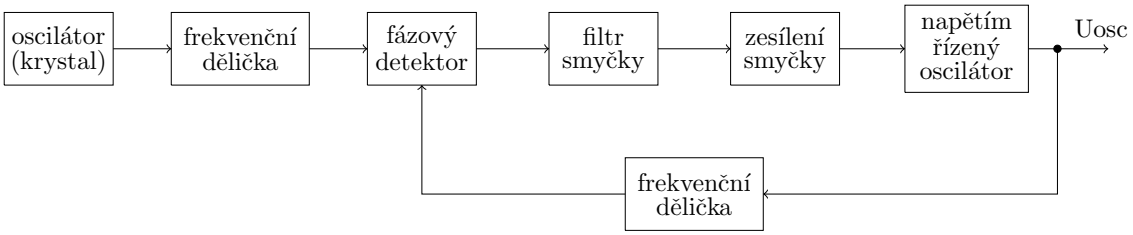


Obrázek 11.2: Schéma jedné z variant zapojení oscilátoru s Wienovým článkem a žárovkou, uspořádání součástek inspirováno textem [25].

11.3 Fázový závěs

Principiálně se jedná o stabilizátor frekvence referenčního signálu, nejčastěji z krystalu. Tento obvod má v radiové technice široké uplatnění. Je v něm zavedena zpětná vazba, do které může být zařazena dělička. V kombinaci s další děličkou na vstupu může být na

výstupu nastavena frekvence, odpovídající racionálnímu zlomku frekvence referenčního signálu. Výstup tohoto obvodu je kmitočtově velmi stabilní. Lze využít pro veliký rozsah frekvencí, řádově se jedná o rozsah od desetin hertzů do desítek gigahertzů. To je rozsah, kterého oscilátory s rezonátorem, probírané výše, zdaleka nedosahují. V praxi jsme ale omezeni nabídkou výrobců integrovaných fázových závěsů. Tento typ oscilátoru se využívá zejména v oblasti frekvenční modulace, tedy v pásmu VKV. Bohužel se tedy nepodařilo najít závěs v potřebném frekvenčním pásmu.



Obrázek 11.3: Blokové schéma fázového závěsu.

11.4 Přímá digitální syntéza

Tento způsob generování signálu stojí na principu digitálně-analogového převodníku (DAC), řízeného nejčastěji mikroprocesorem. V závislosti na posloupnosti bitových kombinací na vstupu DAC je vytvořen analogový signál o libovolném tvaru, pro nás je důležitý sinusový tvar. Výstup je dále vyhlazen filtrem. Pro naši aplikaci by bylo dostačující zapojení mikrokontroleru s externím, nebo integrovaným DAC. Například Arduino UNO, ESP32, Raspberry PI, nebo mnohá další. Hlavní nevýhodou této metody je zkreslení výstupního signálu, tedy nežádoucí složky v jeho spektru. To lze potlačit rychlým převodníkem o vysokém bitovém rozlišení. Dále je zde problém s nekompaktností a s tím související nižší spolehlivost propojení. Za nevýhodu může být považována i nutnost programování kontroléru.

Závěr

Jak je již popsáno v úvodu, vzhledem k ukončování provozu veřejné radiové služby v tomto standardu je řadě nadšenců a sběratelů znemožněn poslech historických radiopřijímačů. Řada z nich má zájem řešit tento problém stavbou zařízení, které by vysílání nahradilo. Nepodařilo se mi najít žádnou akademickou práci, která by se zabývala domácími vysílači malého výkonu, vysílajícími v pásmu středních vln s amplitudovou modulací.

Má práce si klade za cíl poskytnout čtenáři potřebný teoretický základ i přehled několika možných řešení jednotlivých bloků pro praktickou konstrukci takovéhoto zařízení. Dále prezentuje konkrétní schéma zapojení dle svého vlastního návrhu s ověřením jeho hlavních parametrů a celkové funkcionality měřením. Toto schéma není ještě kompletním zařízením, jedná se pouze o jeho hlavní část, tedy o blok AM modulátoru. Pro praktické využití by bylo vhodné ještě doplnit lokální oscilátor, jako zdroj nosného signálu.

Již teď lze ale zařízení provozovat s externím generátorem. Předpokladem je připojení modulovaného signálu přímo k anténnímu vstupu radiopřijímače. Pro bezdrátový přenos nemá signál dostatečný výkon. Stejný problém se překvapivě ukázal i u zakoupeného a testovaného modulu, popsaného v práci jako produkt č. 3. Přitom modul nemá jinou alternativu přenosu signálu. Takový nedostatek bych u komerčního zařízení neočekával.

Myslím si, že tato práce splnila záměr a bude ve svém segmentu přínosem.

Literatura

[1] Český rozhlas. *Vypínání AM* [online]. ČRo: [cit. 11. 11. 2022] Dostupné z: https://vypinaniam.cz/

[2] MIKULÁŠTÍK, Karel. *Příjem rozhlasového vysílání na dlouhých a středních vlnách v České republice* [online]. Český rozhlas: Digitální rádio, 14. 4. 2021 [cit. 11. 11. 2022]. Dostupné z: https://digital.rozhlas.cz/prijem-rozhlasoveho-vysilani-na-dlouhych-a-strednich-vlnach-v-ceske-republice-8468511

[3] Český telekomunikační úřad. *Přehled rozhlasových vysílačů* [online]. Přehled platných individuálních oprávnění - rozhlasové vysílače. ČTÚ: 7. 9. 2022 [cit. 11. 11. 2022]. Dostupné z: https://www.ctu.cz/vyhledavaci-databaze/prehled-rozhlasovych-vysilacu/opravneni?form_build_id=form-bnPiCaw7WipAuL0vS3ujM-oKNnt-TOioXo2mQIQT0ks&form_id=opravneni_rozhlas_vysilace_filter_form&transmitter=&freq=&block=&polarization=0&prog_name=&pi_kod_rds=&broadcast_type=AM&search_fieldset_submit=Filtr

[4] Český rozhlas. *Vysílání Českého rozhlasu na středních a dlouhých vlnách končí. Posluchači budou muset přeladit* [online]. ČRo: iRadio 30. 12. 2021 [cit. 12. 11. 2022]. Dostupné z: https://www.irozhlas.cz/veda-technologie/technologie/cesky-rozhlas-stredni-a-dlouhe-vlny-am_2112301921_ako

[5] Český rozhlas. *Historie radia Praha* [online]. Počátky rozhlasového vysílání v Československu. ČRo: [cit. 12 11. 2022]. Dostupné z: https://archiv.radio.cz/cz/static/historie-radia-praha/pocatky-rozhlasoveho-vysilani-v-ceskoslovensku

[6] Digital radio mondiale. *What is DRM - Introduction* [online]. DRM: 2022 [cit. 12. 11. 2022]. Dostupné z: https://www.drm.org/summary/

[7] Giangrandi. *A simple AM modulator* [online]. 2021 [cit. 24. 10. 2022]. Dostupné z: https://www.giangrandi.org/electronics/am-mod/am-mod.shtml

[8] Guy Fernando. *FM to AM Radio Converter* [online]. i4cy: 2022 [cit. 23 10. 2022]. Dostupné z: https://www.i4cy.com/m0oox/fm2am/

[9] Dykbhuang Store. *Micropower medium wave transmitter , ore radio Frequency 600-1600khz* [online]. AliExpress: [cit. 30. 9. 2022]. Dostupné z: https://www.aliexpress.com/item/4000072123504.html

[10] WhatSell DKK Store. *AM Transmitter 530-1600KHZ Radio Experimental Medium Wave Transmitter* [online]. AliExpress: [cit. 2. 10. 2022]. Dostupné z: https://www.aliexpress.com/item/1005002095525068.html

[11] Dad's shop Store. *Medium Wave Transmitter 525 1605kHz HIFI AM experiment MW Modified radio Transmitter ore radio FOR fm* [online]. AliExpress: [cit. 30. 9. 2022]. Dostupné z: https://www.aliexpress.com/item/1005003899522240.html

[12] Number 11 Store. *AMT-MW207 525-1605kHz MW Medium Wave Transmitter AM Radio Transmitter* [online]. AliExpress: [cit. 5. 10. 2022]. Dostupné z: https://www.aliexpress.com/item/1005004422713595.html

[13] OMIRO Store. *AMFM FM AM Medium and Short Wave AM Wireless Transmitter Signal Generator* [online]. AliExpress: [cit. 25. 10. 2022]. Dostupné z: https://www.aliexpress.com/item/1005004536814059.html

[14] PCS Electronics. *AM transmitters* [online]. PCS Electronics HQ FM/TV transmitter superstore: [cit. 30. 1. 2023]. Dostupné z: https://www.pcs-electronics.com/product-category/am-transmitters/

[15] Thomson. *Radio transmission - Long/Medium Wave Transmitter - S7HP Neo* [online]. Thomson Broadcast: [cit. 30. 1. 2023]. Dostupné z: https://thomsonbroadcast.tv/product/long-medium-wave-transmitter-s7hp-neo/

[16] ITU. *Frequency Assignment Plans* [online]. Ženeva: ITU, 1975 [cit. 20. 11. 2022]. Dostupné z: https://www.itu.int/en/ITU-R/terrestrial/broadcast/plans/Pages/plans.aspx

[17] ČTU. *Všeobecné oprávnění č. VO-R/10/12.2017-10 k využívání rádiových kmitočtů a k provozování zařízení krátkého dosahu* [online]. Praha: ČTU, 2017 [cit. 5. 2. 2023]. Dostupné z: https://www.ctu.cz/vseobecne-opravneni-c-vo-r10122017-10

[18] VACEK, Jáchym. *Modulační techniky* [online]. Hradec Králové: SOŠ a SOU Hradební 1029 [cit. 23. 11. 2022]. Dostupné z: https://vyuka.hradebni.cz/file.php/46/Modulacni_techniky.pdf

[19] IEEE. *Vestigial Sideband Modulation* [online]. Technology Navigator IEEE [cit. 23. 11. 2022]. Dostupné z: https://technav.ieee.org/topic/vestigial-sideband-modulation

[20] MACHÁČEK, Zdeněk a Pavel NEVŘIVA. *Modulované signály* [online]. Ostrava: Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava, 2012 [cit. 23.11.2022]. ISBN: 978-80-248-2600-4. Dostupné z: http://www.person.vsb.cz/archivcd/FEI/MS/Modulovane%20signaly.pdf

[21] DOBEŠ, Josef a Václav ŽALUD. *Moderní radiotechnika.* Praha: BEN, 2006 [str. 111–114]. ISBN 80-7300-132-2.

[22] PURIČER, Pavel. *Modulations and their Role in Communication System* [interní výukový text předmětu AE2B99SAS Signals and Systems]. Praha: ČVUT FEL, katedra radioelektroniky, 2015 [cit. 8. 2. 2023].

[23] DOBEŠ, Josef. *Základy a aplikace analogových modulací* [interní výukový text]. Praha: ČVUT FEL, katedra radioelektroniky, 2021 [str. 6, cit. 1. 5. 2023].

[24] SŠE. *Oscilátory* [online]. Střední škola elektrotechnická, Ostrava, Na Jízdárně 30, p.o.: [str. 5, cit. 10. 5. 2023]. Dostupné z: https://www.sse-najizdarne.cz/dokumenty/studijni_materialy/ov/uc_text_oscil%C3%A1tory.pdf

[25] RONEŠOVÁ, Andrea. *Oscilátor s Wienovým článkem* [online]. Západočeská univerzita v Plzni: 2005 [cit. 10. 5. 2023]. Dostupné z: http://home.zcu.cz/~ronesova/index.php?menuitem=aes_mwg