

Odposlech radiomikrofonů za pomoci univerzálního FSK demodulátoru

Tapping of radiomicrophones with the help of universal FSK
demodulator

Bc. Jaromír Pernička

Diplomová práce
2009



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně

Fakulta aplikované informatiky

Ústav elektrotechniky a měření

akademický rok: 2008/2009

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jaromír PERNIČKA**
Studijní program: **N 3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Bezpečnostní technologie, systémy a management**

Téma práce: **Odposlech radiomikrofonů za pomoci univerzálního FSK demodulátoru**

Zásady pro vypracování:

1. Seznamte se s problematikou modulace a demodulace digitálně klíčovaných signálů PSK a FSK.
2. Proveďte systémový návrh tzv. univerzálního FSK demodulátoru. Využijte přitom měřicí přijímač EPSI 7 od firmy Rohde-Schwarz.
3. Navrhněte a realizujte demodulátor FSK signálu tak aby ho bylo možné připojit na IF výstup přijímače EPSI.
4. Logický signál z výstupu FSK demodulátoru digitalizujte pomocí vzorkovací karty a vizualizujte datový tok v Matlabu nebo jiném vhodném programu.
5. Realizujte odposlech digitálního radiomikrofonu v pásmu UHF

Rozsah práce:

Rozsah příloh:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. ŽALUD, V., DOBEŠ, J.: Moderní radiotechnika. BEN, Praha. 2006. 768 s. ISBN 80-7300-132-2.
2. HANOUSEK, K.: Technika radiových přijímačů a vysílačů. Skriptum VUT, Brno, PC-DIR, 1998. ISBN 80-214-1236-4
3. RAUSCHER, C.: Fundamentals of Spectrum Analysis, Munich, Rohde-Schwarz, 2007. 5th Edition. ISBN 978-3-939837-01-5.
4. EPSI EMI Test Receiver. Operating Manual. Rohde-Schwarz.
5. MIKULA, M.: Číslíková a impulsová technika. Skriptum VUT, Brno, PC-DIR, 1995.
6. WINRADIO Universal FSK Decoder. Popis softwarové utility pro přijímače Winradio řady G3. Dostupný z www.winradio.co.uk.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Stanislav Goňa, Ph.D.

Ústav elektrotechniky a měření

Datum zadání diplomové práce:

20. února 2009

Termín odevzdání diplomové práce:

22. května 2009

Ve Zlíně dne 20. února 2009

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
děkan



doc. RNDr. Vojtěch Křesálek, CSc.
ředitel ústavu

ABSTRAKT

Cílem této práce je navrhnout a sestavit FSK demodulátor pro příjem a demodulaci frekvenčně klíčovaného signálu od digitálního radiomikrofonu ND-N2, používaného v laboratořích bezpečnostních technologií. V teoretické části práce jsou popsány principy jednotlivých modulací signálů, ať už analogových, nebo především digitálních. Dále jsou zde uvedeny možnosti demodulace FSK signálu. Praktická část se pak zabývá samotným návrhem demodulátoru a jeho realizací.

Klíčová slova: modulace, demodulace, klíčování, demodulátor, rezonance

ABSTRACT

The aim of this work is to design and construct FSK demodulator for receiving and demodulating the frequency keying signal from digital radiomikrofonu ND-N2, used in laboratories of security technologies. In the theoretical part of the work are described principles of individual modulation signals, whether analog or digital in particular. There are also mentioned the possibility of demodulating FSK signals. The practical part deals with the actual design of the demodulator and its implementation.

Keywords: modulation, demodulation, keying, demodulator, resonance

Dovoluji si tímto poděkovat vedoucímu diplomové práce panu Ing. Stanislavu Goňovi, Ph.D. za pomoc při sestavování mé diplomové práce, za rady, připomínky a usměrnění mé činnosti při plnění zadání diplomové práce.

Prohlašuji, že

- beru na vědomí, že odevzdáním diplomové/bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že diplomová/bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk diplomové/bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji diplomovou/bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – diplomovou/bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen s předchozím písemným souhlasem Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše);
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování diplomové/bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky diplomové/bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem diplomové/bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

Prohlašuji,

že jsem na diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval.

V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.

Ve Zlíně

.....
Podpis diplomanta

OBSAH

ÚVOD	9
I TEORETICKÁ ČÁST	10
1 ODPOSLECHY	11
2 MODULACE	16
2.1 PŘEHLED MODULACÍ	16
2.1.1 Parametry modulací	22
2.1.2 Ochranné kanálové kódování	26
2.2 ANALOGOVÁ MODULACE	29
2.2.1 Amplitudová modulace AM.....	30
2.2.2 Frekvenční modulace FM	34
2.2.3 Fázová modulace PM.....	39
2.3 DIGITÁLNÍ MODULACE	42
2.3.1 Modulace FSK	42
2.3.2 Modulace PSK	45
2.3.3 Přehledová tabulka základních variant digitálních modulací	48
3 DEMODULACE FSK SIGNÁLU	50
3.1 DEMODULACE ZA POMOCI ZVUKOVÉ KARTY	50
3.2 SPECIFICKÝ DEMODULÁTOR	50
3.3 UNIVERZÁLNÍ DEMODULÁTOR.....	51
II PRAKTICKÁ ČÁST	53
4 SYSTÉMOVÝ NÁVRH DEMODULÁTORU	54
4.1 KONKRÉTNÍ NÁVRH DEMODULÁTORU	54
4.1.1 Koincidenční detektor	56
5 REALIZACE NAVRŽENÉHO DEMODULÁTORU	62
5.1 VÝROBA CÍVEK	62
5.2 MĚŘENÍ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY FÁZOVACÍHO ČLÁNKU	64
5.2.1 Měření za pomoci analogového osciloskopu	65
5.2.2 Měření pomocí spektrálního analyzátoru FSH3 R&S	68
5.3 STAVBA KOINCIDENČNÍHO DEMODULÁTORU	71
5.3.1 Návrh DPS	71
5.3.2 Naladění rezonančního kmitočtu fázovacího článku	72
5.3.3 Osazení DPS obvodem MAA661 a oživení demodulátoru.....	75
ZÁVĚR	80
ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ	82
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	84
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	85
SEZNAM OBRÁZKŮ	86

SEZNAM TABULEK.....	88
SEZNAM PŘÍLOH.....	89

ÚVOD

Odposlechy jsou obtížně zjištělným, těžko dokazatelným a nebezpečným druhem kriminální činnosti. Za použití nejrůznějších technik se odposlouchávají nejrůznější klíčová místa objektu, kde dochází k výměně informací ať už písemnou, ústní či jinou formou.

Technika sloužící k získávání těchto informací se nazývá špionážní a sestává se z akustického systému nebo optického systému.

Pokud uvažujeme systém akustický, tak se jedná o ucelený audio odposlechový systém zahrnující konvertory zvuku na elektrický signál a vysílač tohoto signálu. Jedná se tedy o mikrofony s vysílačem, které mohou mít různé tvary pro variabilitu použití. Nicméně jedno mají společné. Vysílají modulovaný signál a může se jednat i o digitálně modulovaný signál, jenž je ještě kódován. V takovém případě se jedná o digitální radiomikrofony používající FSK modulaci.

Tato modulace je ve své podstatě dvojnásobnou modulací, jelikož vzniká tak, že se sinusová nosná vlna moduluje signálem diskretní modulace v základním pásmu, tedy již jednou modulovaným signálem. Pro demodulaci a tedy odposlech takového signálu existuje dnes již více možností. Demodulace se může provádět specifickým demodulátorem, prostřednictvím zvukové karty v PC, nebo univerzálním FSK demodulátorem, přičemž zvuková karta omezuje využití pouze na nízké přenosové rychlosti.

Pokud se bavíme o specifickém demodulátoru, mluvíme o demodulátoru, jenž je navržen pro konkrétní využití, tedy pro příjem a demodulaci konkrétního signálu o daném kmitočtu, šířce pásma a přenosové rychlosti.

Univerzálním demodulátorem FSK je například WINRADiO Universal FSK Decoder od společnosti WINRADiO Communications. Jedná se o softwarovou utilitu, která společně s přijímačem G313, od stejné firmy, dokáže demodulovat FSK signál o různých kmitočtech a přenosových rychlostech, jelikož umožňuje nastavit protokoly pro demodulaci.

Zmíněný univerzální FSK demodulátor měl být původně v této práci použit k odposlechu digitálního mikrofону. Bohužel tento demodulátor nebyl pořízen. Práce se tedy zabývá návrhem a stavbou specifického demodulátoru, čistě pro odposlech konkrétního radiomikrofónu ND-N2.

I. TEXT TEORETICKÁ ČÁST

1 ODPOSLECHY

V této kapitole se jen velice stručně budu zabývat problémem odposlechlů. Podrobnější rozbor této problematiky je tématem jiných prací, i když tato práce se jí také dotýká.

Jedná se o krádež informací za použití speciální i běžně dostupné a upravené techniky. Odposlouchávat lze důležité porady, telefonní hovory, faxové zprávy a především pak datové přenosy, tedy elektronické informace.

Nejčastěji jsou odposlouchávána klíčová místa (prostory) firmy (zájmového objektu) jako jsou zasedací místnosti, místnosti ředitele, náměstků atd. Pro tento druh odposlechu slouží radiomikrofony známé jako „štěnice“. Ty bývají umístěny přímo v místě našeho zájmu, nebo v jeho blízkosti. Vše co mikrofon zachytí je vysíláno mimo prostor objektu, který je odposloucháván. Další způsob je odposlech telefonní linky, kdy se přenáší jak hovory tak faxová data. Dále dochází k odposlechu datových přenosů mezi počítači a v neposlední řadě mobilních telefonů.

K odhalení špionážní techniky je třeba profesionální techniky a zkušené obsluhy. Ke zjištění radiomikrofonů se používají širokopásmové plynule přeladitelné přijímače ve spojení se spektrálními analyzátory a korelátory, nebo přijímače signalizující silné vysílače. Ke zjištění „štěnic“ vysílajících po kabelovém vedení slouží telefonní analyzátory a přístroje ke kontrole kabelového vedení. Problematické je zjištění radiomikrofonů vypínaných na dálku. V době kontroly mohou být vypnuty, proto nelze provádět kontrolu radiového spektra, ale lze použít detektor nelineárních přechodů, který odhalí polovodičové prvky. Všechny metody pro odhalení odposlechlů vyžadují obsluhu, která má značné zkušenosti.

Eliminaci skrytých mikrofonů lze poměrně snadno provést umístěním generátoru šumu do zájmových prostor. Proti odposlechu pevné linky se lze bránit použitím scramblerů, které rozdělují mluvené slovo do určitých frekvenčních pásem a vzájemně je přehází a udělají je nesrozumitelné. [1]

Akustický systém

Ucelený audio odposlechový systém zahrnuje konvertory zvuku na elektrický signál a vysílač tohoto signálu.

K přeměně zvuku na elektrický signál slouží *mikrofony*. Jejich nevýhodou je drátové propojení a přídavné elektronické zařízení. Jejich instalace je také problémová. Je možné použít *mikrofony komerční* (přímé drátové vedení), *speciální mikrofony* (kontaktní mikrofony, elektronické stetoskopy, jehlové mikrofony), *dálkové směrové mikrofony* (parabolické mikrofony, směrové mikrofony).

K vysílání signálů od mikrofonů pak slouží *radiové vysílače*. Sem můžeme zařadit *vysílače nosného proudu* (vysílají po elektrické síti 230V), *VKV mini vysílače* (malé rozměry, různé tvary podle použití – kravaty, pero).

Zvláštním druhem odposlechu je pak *laserový odposlech*, kdy se na dálku snímají vibrace za pomoci laserového paprsku. Ten se zaměřuje na okno, od kterého se odráží pod stejným úhlem, ale již modulovaný vibrace okenních tabulí. [1]

Odposlech dat

V dnešní době jde asi o největší hrozbu ztráty informací. Téměř všechny informace jsou uloženy na počítačích a ty jsou vzájemně propojeny a připojeny k internetu. Odtud hrozí každodenní nebezpečí v podobě hackerských útoků či virové nákazy, která, pokud nejsme připraveni, nás může připravit o důležité informace, popřípadě je zpřístupnit cizím osobám. Obranou jsou například softwarové a hardwarové firewally, antiviry, kryptografie.[1]

Metody odposlechu v kanceláři

Jedná se o typizovaná místa, která by se určitě neměla při prohlídce a kontrole přehlédnout:

- *Odposlech v hodinách* - podle typu hodin v kanceláři může být napájen buď z baterií, nebo z elektrické sítě. životnost takového odposlechu je velmi vysoká. Pokud je dobře proveden, pak se majitel kanceláře sám stará o jeho napájení. Přenos informací se uskutečňuje nejčastěji radiovým spojením na různých frekvencích. Dosah je obvykle okolo 50 m. Instalace vyžaduje zkušenosti a čas,

- *Odposlech v obraze* - jedná se o odposlechy napájené bateriově s dobou provozu 3-75 dnů, přenos informace je radiovým spojením. Dosah je obvykle okolo 50 m. Instalace provede po zaškolení i laik,
- *Odposlech v kouřovém detektoru* - do zařízení tohoto typu se obvykle instalují síťově napájené prostředky s radiovým přenosem informací. Dosah je obvykle okolo 50 m. Instalace vyžaduje profesionální znalosti a čas,
- *Odposlech přes klimatizační potrubí* - do těchto míst se obvykle umísťují bateriově napájené prostředky s dobou životnosti 3-75 dnů, přenos informace je radiovým spojením. Dosah je obvykle okolo 50 m. Instalace provede po zaškolení i laik,
- *Stetoskopický odposlech přes zeď* - tento odposlech je možno provádět pouze přes obvodové zdivo, nebo je nutné mít přístup do vedlejší kanceláře. Pokud je tento přístup možný, pak se jedná o trvalý odposlech s minimem rizik pro pachatele,
- *Vnesený radiový odposlech v květináči* - nejjednodušší možnost o získání informací pomocí zpravodajské techniky, kterou zvládne i naprostý laik. Jedná se o odposlechy napájené bateriově s dobou provozu 3-75 dnů, přenos informace je radiovým spojením. Dosah je obvykle okolo 50 m,
- *Síťově napájený odposlech v lampě* - do zařízení tohoto typu se obvykle instalují síťově napájené prostředky s radiovým přenosem informací. Dosah je obvykle okolo 50 m. Instalace vyžaduje profesionální znalosti a čas,
- *Odposlech telefonní linky* - může být napájen jak z telefonní linky s neomezenou dobou životnosti, tak i bateriově, přenos informací může být jak po vedení, tak i radiovým spojením s dosahem opět okolo 50 m. Vyžaduje profesionální znalosti. Pokud není proveden přímo v telefonním aparátu popř. v zásuvce, pak se jedná o takřka neodhalitelný odposlech,
- *Vnesený radiový odposlech v odpadkovém koši* - nejjednodušší možnost o získání informací pomocí zpravodajské techniky, kterou zvládne i naprostý laik. Jedná se o odposlechy napájené bateriově s dobou provozu 3-75 dnů, přenos informace je radiovým spojením. Dosah je obvykle okolo 50 m,

- *Odposlech PC monitoru pomocí parazitního vyzařování* - informace je možno získávat i zachycováním parazitního vyzařování počítače. Nejedná se o běžně dostupné prostředky. častější jsou krádeže celých počítačů,
- *Vnesený radiový odposlech přilepený pod stůl* - nejjednodušší možnost o získání informací pomocí zpravodajské techniky, kterou zvládne i naprostý laik. Jedná se o odposlechy napájené bateriově s dobou provozu 3-75 dnů, přenos informace je radiovým spojením. Dosah je obvykle okolo 50 m,
- *Síťově napájený odposlech v zásuvce* - tento styl odposlechového prostředku je možno instalovat do elektrické zásuvky, rozdvojky nebo prodlužovací šňůry, jeho životnost je prakticky neomezená, obvykle pracuje na principu radiového vysílače s dosahem do 50 m. Instalaci zvládne i laik za několik sekund,
- *Prostorový odposlech pomocí směrového mikrofonu* - tento odposlech je nesnadné maskovat, proto se používá obvykle ve volném terénu. Dosah je do 200 m. Jako kamuflážní prostředky se dají využít deštníky, fotoaparáty. Některé typy používají parabolu, což je předurčuje pro využití u speciálních služeb,
- *Síťově napájený odposlech ve vypínači* - jeho životnost je prakticky neomezená, obvykle pracuje na principu radiového vysílače s dosahem do 50 m. Instalaci vyžaduje základní znalosti a čas,
- *Stetoskopický odposlech přes potrubí* - tento odposlech je možno provádět s možností přístupu do vedlejší kanceláře. Pokud je tento přístup možný, pak se jedná o trvalý odposlech s minimem rizik pro pachatele,
- *Síťově napájený odposlech v osvětlení* - do zařízení tohoto typu se obvykle instalují síťově napájené prostředky s radiovým přenosem informací. Dosah je obvykle okolo 50 m. Instalace vyžaduje profesionální znalosti a čas,
- *Laserový odposlech* - tento typ odposlechu má velmi problematické využití - z platnosti fyzikálních zákonů je nutné nalézt optimálně kolmý přístup k okenním tabulkám a v zájmovém prostoru musí být použita čirá skla. Při splnění těchto podmínek je pak laserový odposlech velice nebezpečný. Dosah zařízení je okolo 200 m. Nevýhodou jsou vysoké pořizovací náklady,

- *Prostorový odposlech pomocí infračerveného vysílače a přijímače - jeho použití je velmi obdobné jako u laserového odposlechu. [2]*

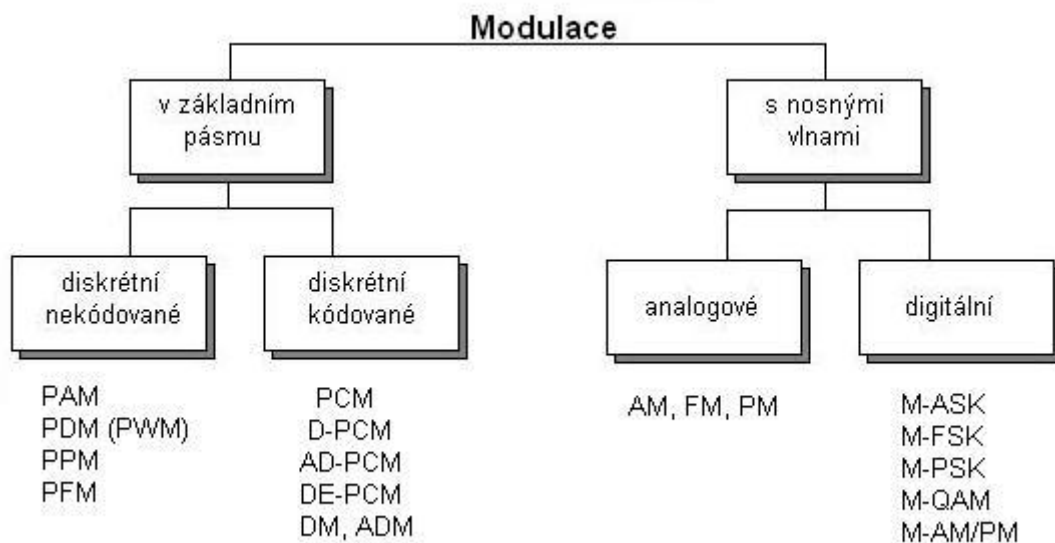
2 MODULACE

V následující kapitole bude stručně rozebrána teorie základních typů modulací, především pak *modulace frekvenční FM* a její digitální podoba, *klíčovaná frekvenční modulace FSK*.

Modulace je proces, při kterém jsou modulačním signálem ovlivňovány některé charakteristické veličiny vysokofrekvenční nosné vlny. Pokud je ovlivňována amplituda, jde o *amplitudovou modulaci (AM – amplitude modulation)*, při ovlivňování frekvence vzniká *frekvenční modulace (FM – frequency modulation)* a při ovlivňování fáze jde o *fázovou modulaci (PM – phase modulation)*.

2.1 Přehled modulací

Základní rozdělení modulací je na modulace v základním pásmu a na modulace s nosnými vlnami. V základním pásmu se pak jedná o diskrétní nekódované modulace a diskrétní kódované modulace. U modulací s nosnými vlnami jde o modulace analogové a modulace digitální.



Obr. 1. Přehled základních modulací. [3]

Diskrétní nekódované modulace

Základní modulací je zde diskrétní *pulzní amplitudová modulace PAM (pulse amplitude modulation)*. Této modulace se dosáhne tak, že se analogový modulační signál přivádí, na sledem pravouhlých impulsů spínaný – klíčovaný – spínač. Za tímto spínačem už tedy

vzniká pulzně amplitudově modulovaný signál PAM. Tento signál má pak podobu sekvence v čase nespojitých impulsů a amplitudy těchto impulsů kopírují průběh analogového modulačního signálu. Klíčovací impulzy, tedy impulzy, které spínají spínač, mají konstantní amplitudu, frekvenci i šířku. Je to takzvaná nemodulovaná impulzová nosná vlna a modulace PAM je tedy amplitudová modulace této nosné vlny analogovým modulačním signálem. Pokud u impulzové nosné vlny ovlivňujeme šířku impulsů, vznikne *pulzně šířková modulace PWM (pulse width modulation)*. Pokud ovlivňujeme polohu impulsů u impulzové nosné vlny, vůči nominální poloze, jde o *diskrétní (pulzní) polohovou modulaci PPM (pulse position modulation)* a pokud dojde k ovlivnění frekvence nosné vznikne *diskrétní frekvenční modulace (pulse frequency modulation)*. [3]

Diskrétní kódované modulace

Podobně jako nekódované modulace mají i kódované modulace základní typ modulace. Je jím *impulzní (pulzní) kódovaná modulace PCM (pulse code modulation)*. Pro tuto modulaci je potřeba nejdříve přeměnit analogový modulační signál na PAM signál. Poté se PAM signál kvantuje, což znamená, že se celý jeho dynamický rozsah rozdělí do kvantizačních úrovní. Každé úrovni PAM impulsu se přiřadí určitá diskrétní kvantizační úroveň. Takto kvantovaný PAM signál se následně kóduje, což znamená převod jeho skutečné velikosti (obvykle v desítkové soustavě) na binární kód – do binární soustavy. Takto vzniká signál s PCM modulací.

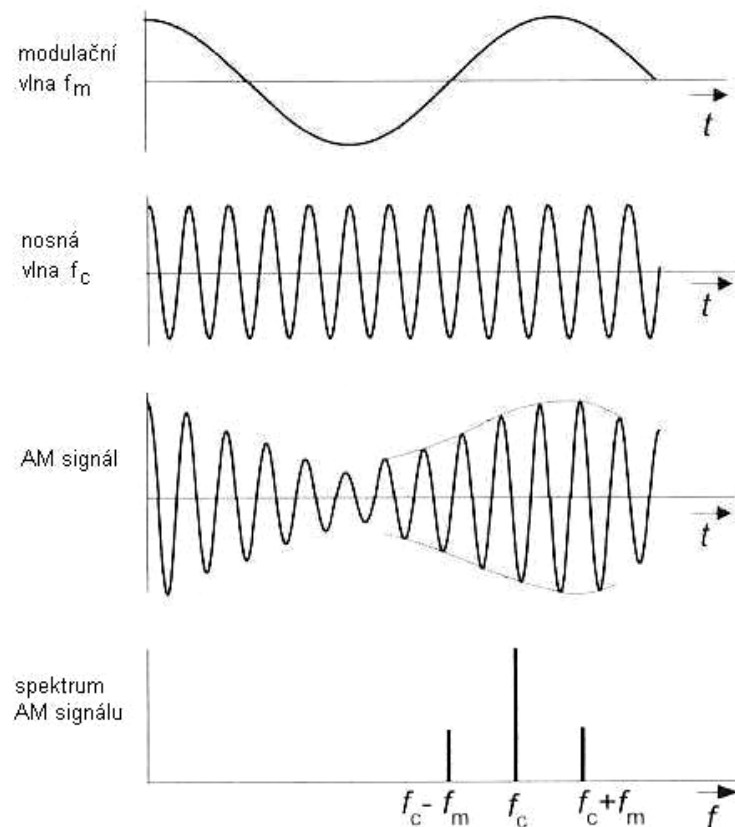
Pokud při kódování kódujeme místo skutečné velikosti kvantovaných vzorků PAM signálu pouze rozdíl mezi touto velikostí a velikostí předpověděnou z předchozích kvantovaných vzorků, jde pak o *diferenciální modulaci PCM (differential PCM)*. U *diferenciální kódované modulace DE PCM (differentially encoded PCM)* je nejprve vytvořen PCM signál, ze kterého se pomocí algoritmu získá DE PCM signál. Ten nese hodnotu v rozdílu daného bitu proti předchozímu bitu a ne přímo v jeho logické hodnotě signálu PCM.

Modulace delta DM (delta modulation) je jednobitová varianta PCM modulace, takže pokud je vzorek analogového modulačního signálu větší než ten předchozí, je bit roven 1 a je-li menší bit je roven 0. Všechny diskrétní kódované modulace pracují s konstantním kvantizačním krokem. Výjimkou jsou *adaptivní modulace ADM a AD PCM*. Jak název

napovídá, jejich kvantizační krok se mění a sice podle rychlosti změny (průběhu) analogového modulačního signálu. [3]

Analogové modulace

Analogová modulace se vytváří za pomoci analogového modulačního signálu, který je spojitý jak v čase tak v amplitudě. Tento signál pak moduluje analogovou sinusovou vysokofrekvenční či mikrovlnnou nosnou vlnu. A jak již bylo zmíněno, modulace (modulování) je ovlivňování některé charakteristické veličiny nosné vlny modulačním signálem a jedná-li se o amplitudu vzniká *amplitudová modulace AM*, při ovlivnění frekvence vzniká *frekvenční modulace FM* a ovlivněním fáze dojde ke vzniku *fázové modulace FM*.



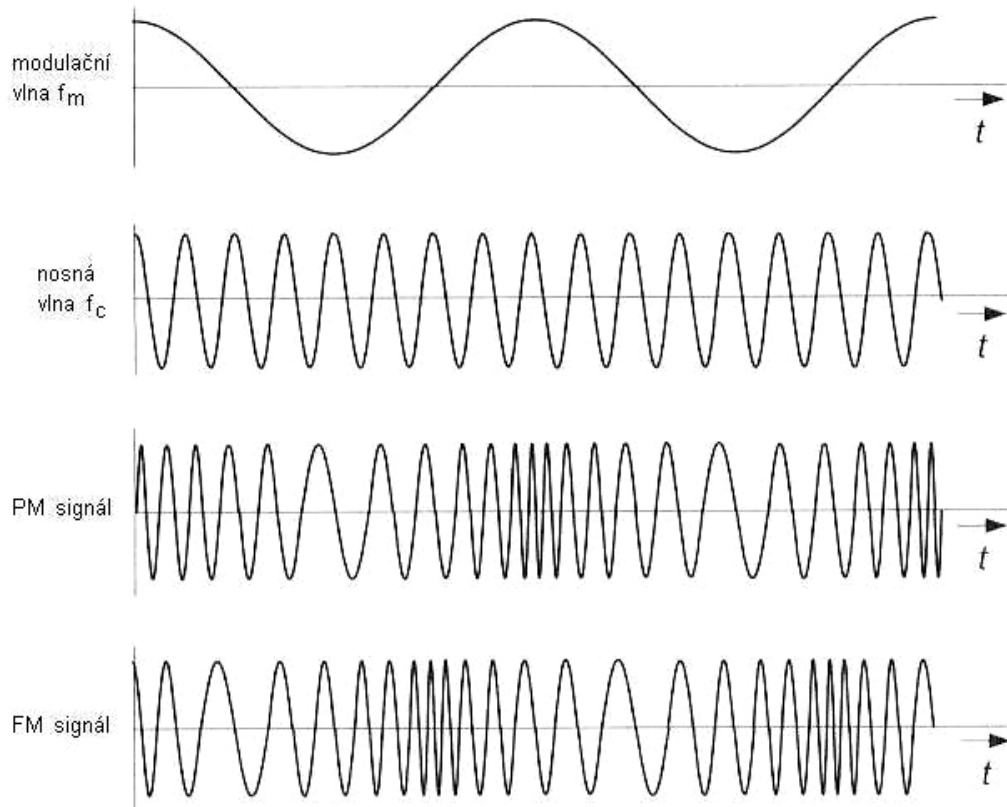
Obr. 2. Amplitudová modulace AM. [3]

Na obrázku výše je zobrazena amplitudová modulace signálu. Jak je vidět, nosná vlna, tedy modulovaný signál, kopíruje horní i dolní obálku průběhu signálu modulačního. Je zobrazeno také spektrum vzniklého AM signálu. Toto spektrum obsahuje jak nedomulovanou nosnou vlnu (kmitočet nosné vlny, f_c) tak postranní frekvenční složky ($f_c \pm f_m$), které nesou informaci. Jestliže je modulační signál vícevlenný, odpovídá jeho harmonické složce (každé harmonické) jeden pár postranních složek. Tak vznikne spektrum jehož modifikace mají za následek vznik dalších modulací – variant amplitudové modulace. Tak vznikají:

- *amplitudová modulace s oběma postranními pásmy DSB (double side band)*, kdy jsou přenášena obě postranní pásma a nosná vlna je potlačena (úplně nebo částečně),
- *amplitudová modulace s jedním potlačeným postranním pásmem SSB (single side band)*, kdy se přenáší jedno postranní pásmo a úplně či částečně potlačená nosná vlna,
- *amplitudová modulace s jedním částečně potlačeným postranním pásmem VSB (vestigial side band)*, kdy není potlačena nosná vlna a přenáší se jedno kompletní a jedno částečně potlačené postranní pásmo,
- *modulace s nezávislými postranními pásmy ISB (independent side band)*, nosná vlna je úplně nebo částečně potlačena a nezávislý modulační signál se přenáší v každém postranním pásmu.

Pokud jsou použity dvě nosné vlny o shodné frekvenci a jejich fázový posun je trvale 90° , tak se jedná o analogovou *kvadrurní amplitudovou modulaci QAM (analog quadrature amplitude modulation)*. U QAM jsou obě nosné amplitudově modulovány nezávislým modulačním signálem. Při tom každá může být částečně nebo úplně potlačena.

Dalšími analogovými modulacemi jsou *frekvenční modulace FM a fázová modulace PM*. Jak je vidět na níže uvedeném obrázku, tak oba dva signály, jak s PM tak s FM modulací mají konstantní amplitudu. U signálu FM, tedy frekvenčně modulovaného, je však frekvenční odchylka (Δf) okamžité frekvence f_m od frekvence nosné vlny f_c úměrná okamžité velikosti modulačního napětí. U PM modulace zase ze stejných důvodů nastává fázová odchylka ($\Delta \Phi$). Obecně spektra těchto modulací obsahují nekonečné množství postranních složek, se vzájemnou vzdáleností danou modulační frekvencí modulací f_m . Z těchto složek se vysílají jen ty co jsou v okolí nosné vlny. [3]

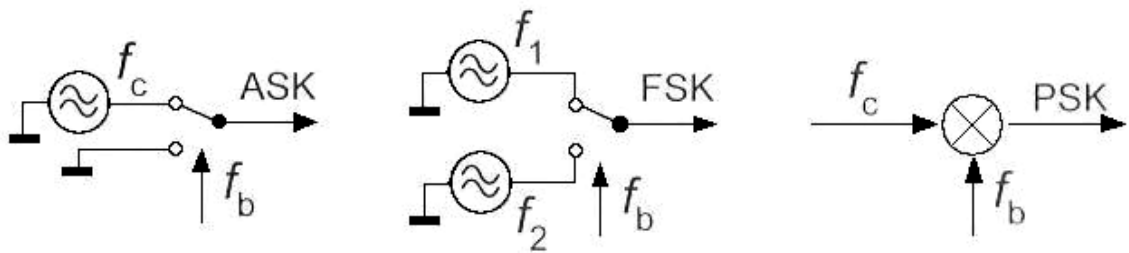


Obr. 3. Frekvenční a fázová modulace. [3]

Digitální modulace

U těchto modulací se v podstatě jedná o dvojnásobnou modulaci, jelikož vznikají tak, že se sinusová nosná vlna moduluje signálem diskrétní modulace v základním pásmu, tedy již jednou modulovaným signálem. Nejčastěji se jako modulační signál využívá binární PCM signál, popřípadě jeho modifikace.

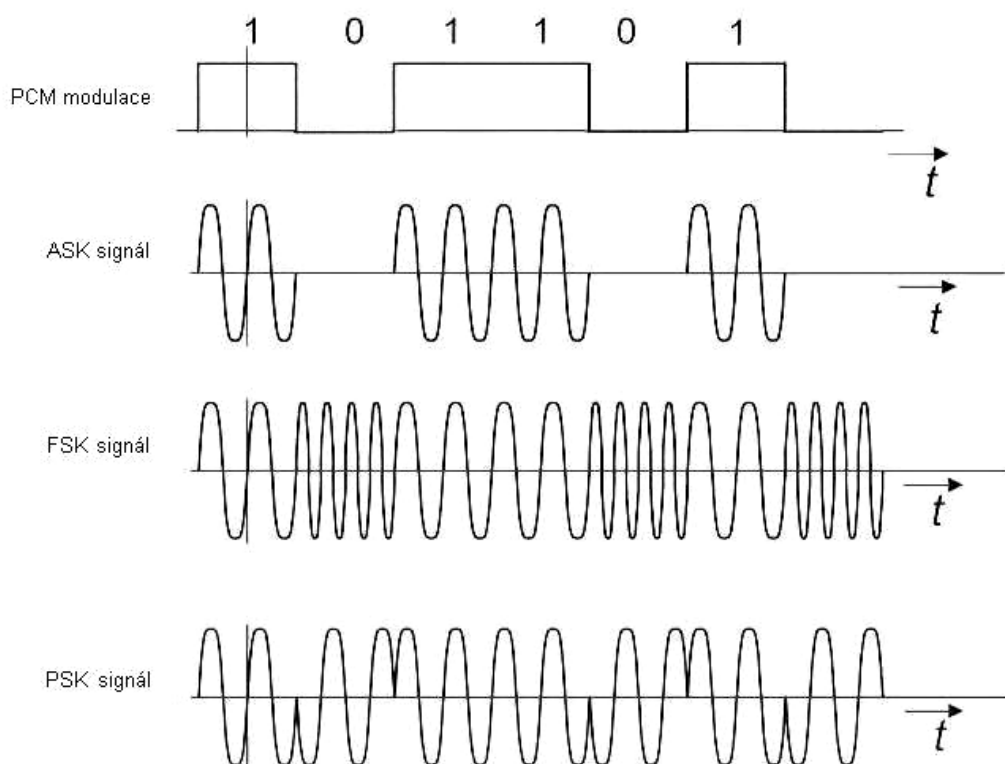
Opět můžeme modulovat jak amplitudu tak frekvenci a fázi nosné vlny, v tomto případě binárním modulačním signálem. Pokud se jedná o dvoustavové modulace tak parametr nosné vlny, který je modulovaný, se mění mezi dvěma diskrétními stavy, tedy mezi modulačními bity 0 a 1. Těmto stavům se v digitálních modulacích říká symboly a přechodovým stavům mezi nimi, okamžikům přechodu, se říká charakteristické okamžiky. Dále se u digitálních modulací užívá klíčování což jsou změny/přepínání nosné vlny mezi několika diskrétními stavy (viz Obr. 4). [3]



Obr. 4. Dvoustavová digitální modulace. Klíčování amplitudy frekvence a fáze. [3]

Jak již bylo zmíněno modulovat lze amplitudu, frekvenci a fázi. Pokud jsou tyto parametry modulovány digitálně, tedy signálem PCM, vznikají tyto dvoustavové modulace:

- dvoustavové klíčování amplitudovým zdvihem 2ASK (amplitude shift keying),
- dvoustavové klíčování frekvenčním zdvihem 2FSK (frequency shift keying),
- dvoustavové klíčování fázovým zdvihem 2PSK (phase shift keying) respektive BPSK (biphase shift keying).



Obr. 5. Dvoustavové digitální modulace - základní varianty. [3]

Na výše uvedeném obrázku je zobrazena modulace ASK, respektive její průběh, při kterém odpovídá modulačnímu bitu „0“ nulová nosná vlna – to znamená, že není přenášena. Takto vzniklý průběh se nazývá *OOK (On Off Keying)*. Takovýto signál by se dal generovat jednoduchým přepínačem, jenž by přepínal, podle modulačního signálu, mezi zdrojem nosné vlny a zemí.

Pokud uvažujeme o signálu FSK, ten lze získat z modulátoru, který by se skládal ze dvou oscilátorů, zdrojů dvou nosných vln/frekvencí f_1 a f_2 a přepínače jenž by mezi nimi přepínal podle rytmu modulačního signálu.

Podobně lze realizovat modulátor pro BPSK modulaci jenž by přepínal fáze nosné vlny mezi 0° a 180° . Lze tak pro BPSK modulátor použít čtyřkvadrantovou analogovou násobičku, na jejíž jeden vstup se přivádí nosná vlna a na druhý vstup bipolární modulační signál PCM.

U dvoustavových modulací tedy odpovídá každý modulační stav modulované nosné vlny jedinému bitu signálu PCM. To má za následek malou přenosovou kapacitu digitálních modulací. Proto se vyvinuly *vícetavové diskrétní modulace*, takže každý signálový prvek (každý stav) modulované nosné vlny přeneše ne jednu, ale nejméně dva a více bitů. Modulace 4FSK tak zaujímá čtyři diskrétní frekvence a každá tato frekvence reprezentuje, na rozdíl od modulace 2FSK, u které to byl jeden bit, *bitovou dvojici*, tedy dva bity zvané *dibit*. Stejně tak čtyřstavová modulace 4PSK, respektive QPSK, používá čtyři diskrétní fázové stavy nosné vlny a každý stav odpovídá dibitu modulačního signálu. Ke změně stavu nosné vlny dochází za určité rychlosti, která se nazývá *symbolová rychlost f_s [Bd]*. Čtyřstavová modulace QPSK tak v každém signálovém prvku přeneše dva bity, proto je symbolová rychlost rovna polovině rychlosti modulačního signálu PCM, tedy polovině bitové rychlosti. Z toho vyplývá, že potřebné šířky pásma vysokofrekvenčního kanálu jsou u těchto modulací také poloviční oproti dvoustavovým modulacím. Pokud budeme uvažovat osmistavovou modulaci 8PSK pak bude každý signálový prvek přenášet informaci o třech bitech (tribit) a potřebná šířka pásma tak bude třetinová. [3]

2.1.1 Parametry modulací

Bez ohledu na konkrétní typ modulace lze analogové a digitální modulace charakterizovat několika základními parametry. Těmi jsou *šířka pásma modulovaného signálu*, *poměr signál/šum*, *spektrální a energetická účinnost* a *chybovost* (u diskrétních modulací).

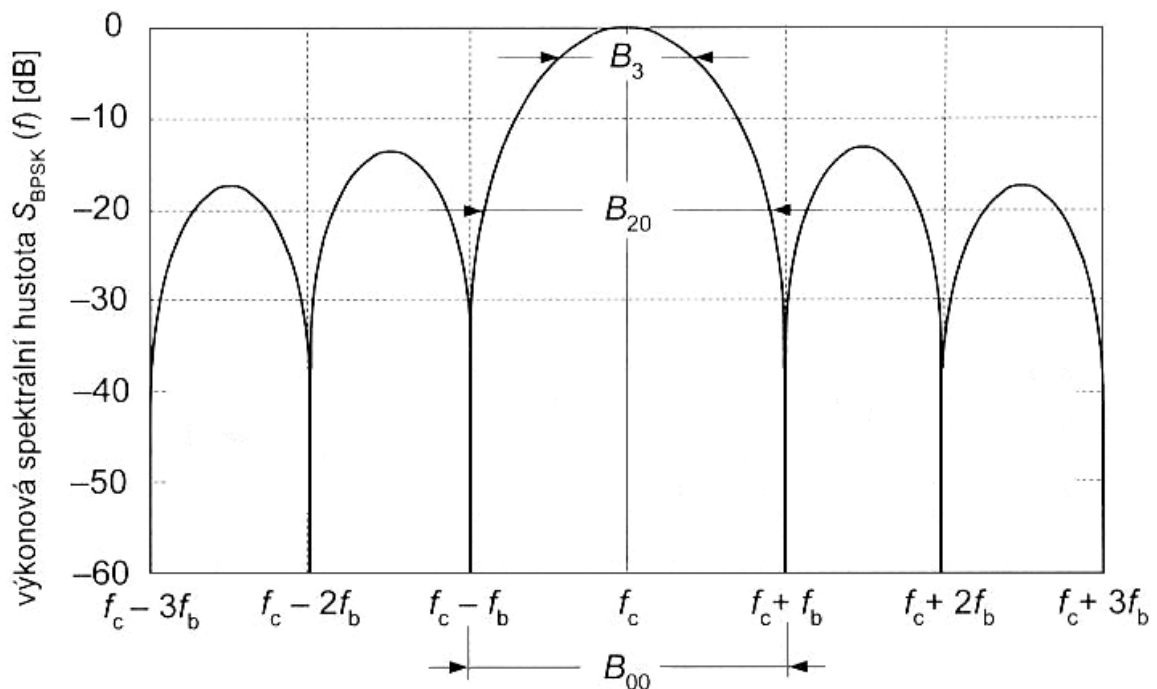
Šířka pásma

Vysokofrekvenční šířka pásma (*bandwidth*), B_{RF} je důležitým parametrem specifikace pásmových modulovaných signálů. Šířka pásma má různé definice, které většinou vycházejí z pojmu výkonová spektrální hustota pásmových signálů $S(f)$. Výkonová spektrální hustota signálu charakterizuje rozdělení výkonu signálu v závislosti na kmitočtu. Lze říci, že představuje výkon signálu na odporu 1Ω v kmitočtovém pásmu o šířce 1Hz. Přesněji jde o limitu podílu výkonu připadajícího na daný interval kmitočtů k délce tohoto intervalu, blíží-li se délka tohoto intervalu k nule. Pracuje se s jednostrannou výkonovou spektrální hustotou $G(f)$, která je definovaná pro kmitočty $f > 0$, nebo s dvoustrannou výkonovou spektrální hustotou $S(f)$, definovanou pro $f \in (-\infty, +\infty)$.

Určuje se *absolutní šířka pásma* B_a (*absolute bandwidth*), která se určuje z rozsahu frekvencí, ve kterém má určený signál nenulovou spektrální hustotu. Tato definice šířky pásma nebývá moc často vhodná, jelikož spousta modulačních signálů nemá frekvenčně omezené pásmo a tento fakt pak vede k neomezenému pásmu signálů modulovaných.

Z tohoto důvodu je více používána šířka pásma *nula – nula* B_{00} (*null – to – null bandwidth*). Tato definice označuje šířku pásma hlavního laloku výkonového spektra, ovšem má smysl pouze tehdy, pokud má spektrum jednoznačné nulové body, které vymezují hlavní lalok.

Další definicí je *třídecibelová šířka pásma* B_3 (*3 dB bandwidth*). Jde o šířku pásma omezenou frekvencemi, při kterých výkonová spektrální hustota klesne o 3 dB ze své maximální hodnoty. V souvislosti s touto definicí se používá i definice šířky pásma, jenž je vymezena frekvencemi, při kterých klesá výkonová spektrální hustota o 20 dB. Značí se B_{20} a poměr B_{20}/B_3 je nazýván *činitel tvaru* (*shape factor*). Tento činitel charakterizuje strmost boků křivky $S(f)$ a tak i potlačení sousedních radiových kanálů. Další používané šířky pásma jsou B_{45} a B_{60} . [3]



Obr. 6. Výkonová spektrální hustota signálu s nefiltrovanou modulací BPSK a s vyznačenými šířkami pásma modulovaného signálu. [3]

Na obrázku je ilustrativně zobrazena závislost normované výkonové spektrální hustoty $S_{BPSK}(f)$ na frekvenci, kde f_b je bitová rychlost. Kromě absolutní šířky pásma B_a , která je zde nekonečná, je v obrázku vyznačena šířka pásma hlavního laloku B_{00} , která je rovna $B_{00} = 2f_b$ a třidecibelová šířka pásma B_3 společně s šířkou pásma B_{20} . Platí zde stav $B_3 < B_{20} < B_{00} < B_a (= \infty)$. Je tedy zřejmé, že jednotlivé definice vedou k rozdílným číselným hodnotám. [3]

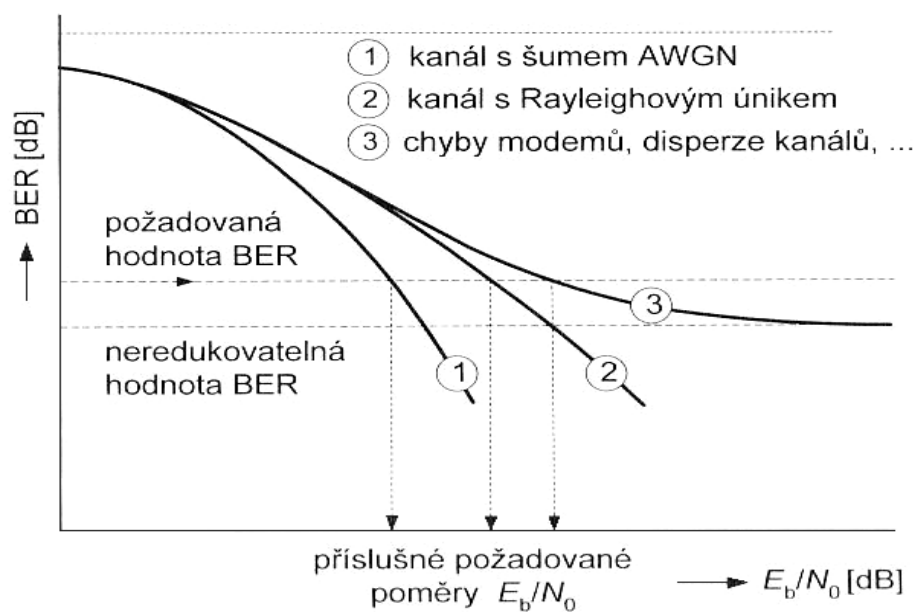
Odstup signál/šum a chybovost

Poměr výkon užitečného signálu / výkon šumového signálu hodnotí, u analogových komunikačních systémů, šumové vlastnosti. Pro signály v základním pásmu se tento poměr označuje jako *poměr signál / šum SNR (signal to noise ratio)*. Pro modulované signály se značí jako *poměr nosná / šum CNR (carrier to noise ratio)*. Více informací ovšem poskytuje *poměr signál / interference SIR (signal to interence ratio)*, kde interference znamená součet šumu a skutečné interference.

Tyto parametry se používají také u digitálních komunikačních systémů, kde se zavádí ještě další parametr *pravděpodobnost chyby v přenosu bitu* P_e (*probability of a bit error*) daná poměrem *počet chybných bitů přenesených za 1 sekundu / celkový počet bitů přenesených za 1 sekundu*. Jde o veličinu, která se pro komunikační systém stanoví teoretickým rozbohem. Pro skutečnou chybovost, jenž se zjistí měřením na konkrétním systému a za pomoci téhož poměru, se užívá označení *bitová chybovost* BER (*bit error rate*). U diskretních modulací se obdobně definují ještě *symbolová chybovost* SER (*symbol error rate*), *paketová chybovost* PER (*packet error rate*) a *rámcová chybovost* FER (*frame error rate*).

Chybovost BER je, pro daný diskretní modulační způsob, závislá na poměru nosná / šum CNR , vztahujícímu se na vstup demodulátoru přijímače, kde je tento poměr nejmenší vzhledem k celému komunikačnímu systému. Charakterizuje se funkčními závislostmi $P_e = f(CNR)$ respektive $BER = f(CNR)$. Funkční závislost $P_e = f(CNR)$ lze u většiny diskretních modulací odvodit teoreticky. Jde ovšem o složitý výpočet, a proto se často přímým měřením určuje chybovost BER .

Veličiny P_e a BER se vyjadřují nejen jako funkce poměru CNR , ale také jako funkce poměru E_b/N_0 , kde E_b je průměrná energie užitečného signálu připadající na jeden modulační bit a N_0 je spektrální jednostranná šumová hustota šumu. [3]



Obr. 7. Závislost chybovosti BER pro různé rušivé faktory, působící při radiovém přenosu. [3]

Spektrální a energetická účinnost digitálních modulací

Energetická účinnost (energy efficiency) a spektrální účinnost (spectral efficiency) jsou důležité parametry digitálních modulací s nosnými vlnami. Energetická účinnost bývá označována jako výkonová účinnost a spektrální účinnost zase jako pásmová účinnost.

Energetická účinnost se značí η_e [dB] a jde o poměr spektrální výkonové hustoty šumu N_0 a střední energie užitečného signálu E_b přenášející 1 bit informace při určité specifikované bitové chybovosti $BER = P_e$.

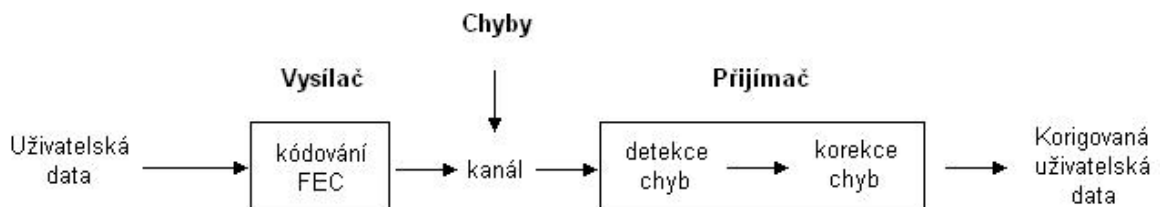
Spektrální účinnost se značí η_s [bit/s/Hz] a jde o poměr bitové rychlosti f_b a šířky pásma radiového kanálu B_{RF} . Pro šířku pásma B_{RF} je možné použít různé definice této veličiny.[3]

2.1.2 Ochranné kanálové kódování

Ochrana před chybami v přenosu se realizuje dvěma metodami. Metodou dopředné korekce chyb *FEC (forward error correction)* nebo metodou automatického opakování přenosu *ARQ (automatic repeat query)*, tedy automatické opakování přenosu na základě dotazu.

Metoda FEC

Principem metody *FEC* je záměrné přidávání definované redundance (doplňujících informací) k přenášenému uživatelskému datovému přenosu. Tak se do vysílaného signálu přidávají doplňující zákonitosti, které tak, pokud nejsou uskutečněny – splněny, zajistí na přijímací straně detekci chyb. Tím, že jsou předem definovány umožňují i opravu chyb na přijímací straně.



Obr. 8. Systém s dopřednou korekcí chyb FEC. [3]

Kanálové kódy FEC

Kanálové kódy použité pro zpracování a přenos digitálních signálů se dělí následovně:

Detekční kódy – pouze detekují chybné bity, ale už nedokáží určit, které konkrétní bity to jsou a nedokáží ani zajistit jejich opravu. Jsou nezbytnou součástí systémů FEC a ARQ.

Pod tuto kategorii kódů spadají:

- *řetězové kódy* – kódování i dekódování je prováděno postupným průchodem datového toku sériově řazenými kódovacími schémata,
- *paralelní kódy* – vstupní data procházení v kodéru současně několika kódovacími schémata, jejichž výstupy jsou vhodně kombinovány. Též se označuje jako paralelní řetězení,
- *iterativní kódy* – progresivní metoda dekódování, kdy vstupní data v dekodéru procházejí vícekrát tím samým dekódováním (postupem). Dochází k redukci bitové chybovosti,
- *turbo kódy* – jde o kombinaci paralelního kódování a iterativního dekódování. Jsou nejmodernější a velice účinné.

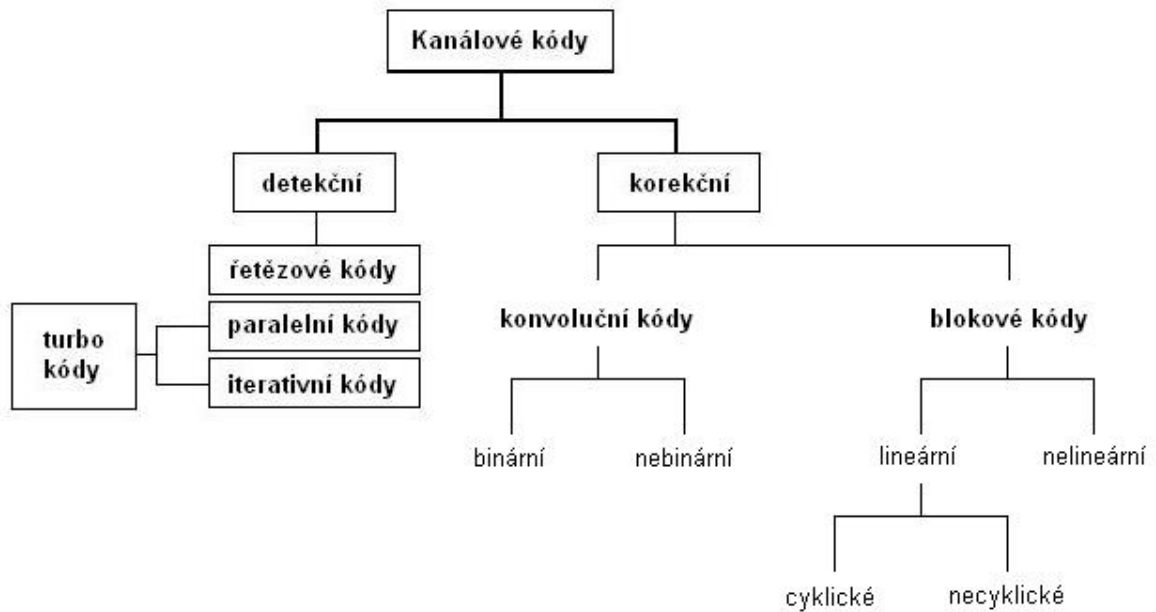
Korekční kódy – s jejich pomocí se určí přímo pozice detekovaných chybných bitů. Některé, nebo všechny tyto bity je pak možné automaticky opravit a nedochází tak ke ztrátám informací. Spadají sem:

- *konvoluční kódy*
- *blokové kódy*

U těchto kódů se už v kodéru vysílače vkládají do přenášených dat redundantní složky, které jsou na straně přijímače využívány k detekci a korekci chyb. Výběr těchto kódů záleží na použité modulaci a charakteru použitého přenosového kanálu. Závisí to také na četnosti a rozdělení chyb, vznikajících při přenosu. Rozlišují se chyby:

- *osamocené*, jež jsou rovnoměrně rozloženy v přenášeném bitovém toku,
- *skupinové (shlukové)*, které představují delší sekvence chybných bitů následujících těsně po sobě.

Konvoluční kódy tak velice dobře korigují osamocené chyby a blokové kódy jsou schopné i opravy krátkých shluků chyb. [3]

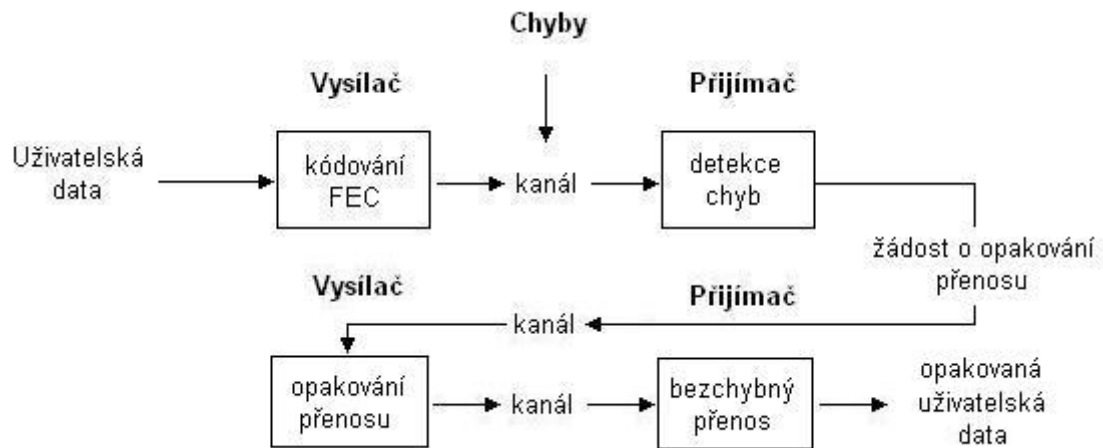


Obr. 9. Ochranné kanálové kódy. [3]

Metoda ARQ

Při použití metody *ARQ* jsou vysílány redundantní paritní bity, které slouží k detekci chyb jenž vznikají při přenosu. Pokud jsou nějaké chyby na přijímací straně detekovány, vyšle se směrem k vysílači automaticky žádost o opakování přenosu chybně přijaté informace (pakety, skupiny paketů atd.). K realizaci metody *ARQ* je tedy nutná obousměrná komunikace, aby přijímací strana mohla sdělit vysílači žádost o znovu vyslání informace. Metoda *FEC* toto nevyžaduje.

Kromě jednotlivých metod *FEC* a *ARQ* se používá i jejich kombinace – hybridní metoda ochrany. Tato ochrana má jak zpětný kanál pro *ARQ* tak používá i vhodné detekční a korekční kódy *FEC*. Tato metoda se používá tehdy pokud jeden nebo druhý systém/metoda nestačí na snížení chybovosti, nebo by měl být systém předimenzován. Pokud je pak použitím vhodného zabezpečovacího kódu *FEC* zajištěna potřebná korekce chyb, systém pracuje bez ochrany *ARQ*. Jestliže dojde během přenosu k nárůstu chybovosti nad danou mez, dojde k vytvoření zpětného kanálu a vysílání chybně přijaté zprávy znovu. [3]



Obr. 10. Systém s opakováním chybného přenosu ARQ. [3]

2.2 Analogová modulace

Jedná se o nejstarší systémy, typy modulací, počínaje amplitudovou modulací a později modulací frekvenční a fázovou. Spadají se také všechny další varianty těchto modulací. Amplitudová modulace se dnes využívá u starších a jednodušších systémů, naproti tomu frekvenční modulace a její varianty má stále uplatnění i ve složitějších systémech. V současné době jsou však analogové modulace nahrazovány modulacemi digitálními.

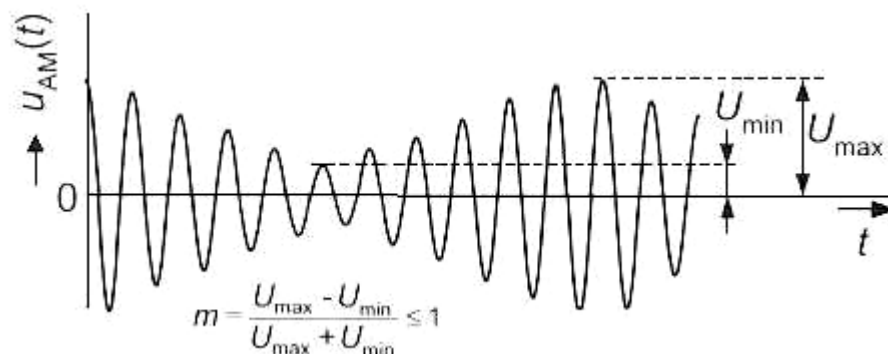
U analogových modulací se modulačním signálem f_m moduluje vhodný parametr spojitě harmonické vysokofrekvenční vlny f_c . Pokud se mění okamžitá amplituda modulované nosné vlny lineárně s modulačním napětím a relativní fáze je vůči fázi nedomulované nosné konstantní, jde o amplitudovou modulaci AM. Ta spadá do lineárních modulací, jelikož ve frekvenčním spektru modulovaného signálu jsou obsaženy jen frekvenční složky odpovídající složkám modulačního signálu. Pokud se u modulované nosné mění okamžitá fáze s modulačním napětím a amplituda je konstantní, vznikají úhlové modulace spadající pod nelineární modulace. Z těchto modulací je nejčastěji používána frekvenční modulace FM, kdy je okamžitá odchylka úhlové frekvence modulované nosné, vůči frekvenci nedomulované nosné, úměrná modulačnímu signálu. Dále sem spadá fázová modulace PM, kdy je okamžitá odchylka fáze modulované nosné vlny, vůči fázi nedomulované nosné, úměrná modulačnímu signálu. [3, 4]

2.2.1 Amplitudová modulace AM

Základním typem je modulace *s oběma postranními pásmy a nepotlačenou nosnou vlnou*, AM. Nevýhodou této modulace je nízká energetická účinnost a horší kvalita přenosu způsobená rušením výboji statické elektřiny. Je také lehce demodulovatelná. Je to modulace, při které se okamžitá amplituda nosné vlny mění okolo své střední hodnoty U_c lineárně s modulačním signálem. Časový průběh modulovaného napětí $u_{AM}(t)$ je pak dán vztahem

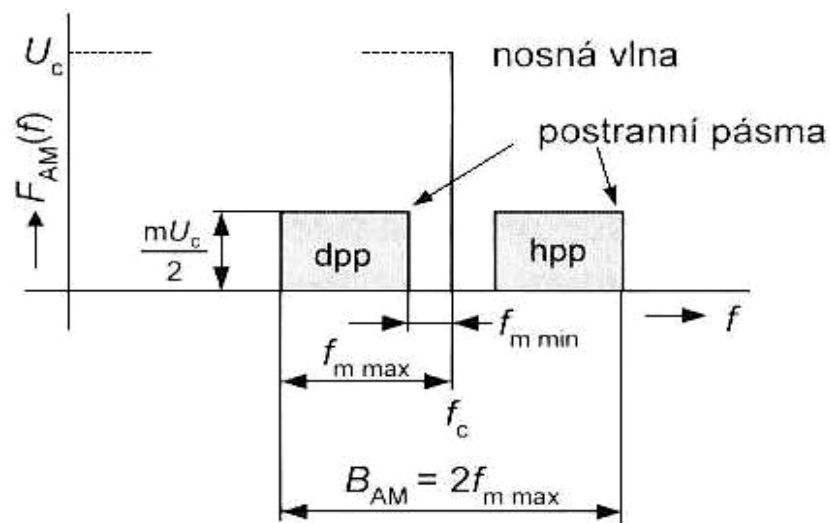
$$u_{AM}(t) = [U_c + U_m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t) = U_c [1 + m_a \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (2.1)$$

kde $m_a = U_m / U_c$ je *činitel amplitudové modulace*, který, pokud je vyjádřen v procentech, se označuje jako *hloubka modulace*. Pokud je požadována nezkreslená AM modulace je třeba, aby činitel modulace splňoval podmínku $0 < m_a < 1$. Pokud tomu tak není dochází k přemodulování. Frekvence nosné vlny f_c musí být mnohonásobně vyšší jak frekvence modulační vlny f_m , $f_c \gg f_m$. Za těchto podmínek obálka modulovaného signálu výstižně sleduje modulační průběh a nedochází ke zkreslením.



Obr. 11. Časový průběh signálu s modulací AM při harmonickém modulačním signálu. [3]

Oboustranné amplitudové frekvenční spektrum $F_{AM}(f)$ signálu AM je, při obecném modulačním signálu $m(t)$, symetrické vůči nosné vlně. Na obrázku je vyznačen předpoklad, kdy všechny frekvenční složky modulačního signálu mají stejnou úroveň a tak mají všechny spektrální složky obou postranních pásem stejnou amplitudu. Amplitudové spektrum modulačního signálu může být ovšem i nerovnoměrné a je pak nerovnoměrní i spektrum obou postranních pásem. Potřebná šířka pásma je pak dána $B_{AM} = 2 f_{m \max}$. [3, 4]



Obr. 12. Frekvenčním spektrum signálu AM při neharmonickém modulačním signálu. [3]

Modulátory AM

Pro generování AM signálu s oběma postranními pásmy a nepotlačenou nosnou vlnou se používá nelineárního prvku, tedy diody nebo tranzistoru popřípadě operačního zesilovače.

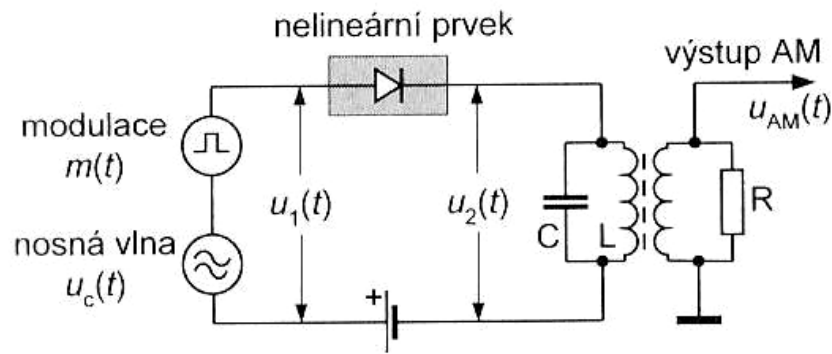
Nejjednodušším typem modulátoru je pak diodový modulátor. Dioda je polarizována do propustného směru stejnosměrným napětím a je na ni přiváděn součet nosné vlny a modulačního napětí.

$$u_1(t) = U_c \cos(2\pi f_c t) + m(t) \quad (2.2)$$

Dioda je na výstupu zatížena a to obvykle pásmovou propustí, která je realizována například paralelním rezonančním obvodem LC, jenž je naladěný na frekvenci nosné vlny f_c . výstupní napětí na této zátěži pak představuje požadovaný AM signál daný vztahem

$$u_{AM}(t) = U_c \left[1 + \frac{2a_2}{a_1} m(t) \right] \cos(2\pi f_c t), \quad (2.3)$$

kde a_1 , a_2 jsou konstanty závislé na průběhu VA charakteristiky diody a poměr $2a_2 / a_1$ je napěťová citlivost modulátoru AM označovaná k_{AM} .



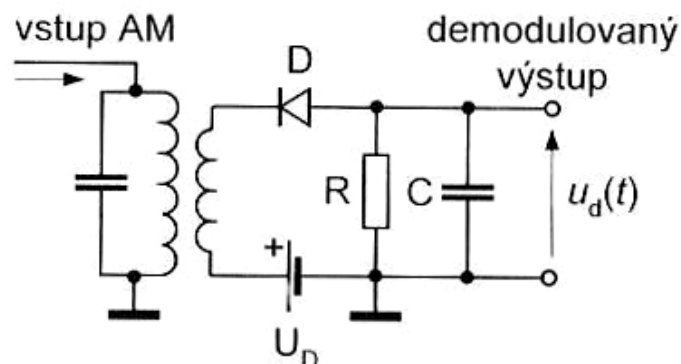
Obr. 13. Diodový modulátor. [3]

Na stejném principu pracují i modulátory, kde je nelineárním prvkem tranzistor zapojený jako emitorový sledovač. Opět se na vstup, tentokrát tranzistoru, přivádí součet nosné vlny a modulačního signálu. Na kolektoru tranzistoru je připojena zátěž v podobě LC obvodu naladěného na frekvenci nosné vlny f_c , odkud se odebírá signál AM, který má větší úroveň díky zesílení tranzistoru.

Další možností je použití operačního zesilovače se symetrickým napěťovým vstupem a proudovým výstupem. Na vstupy zesilovače je přiváděna nosná vlna a její zesílení zesilovačem se provádí modulačním signálem $m(t)$ přiváděný na řídicí vstup. [3, 4]

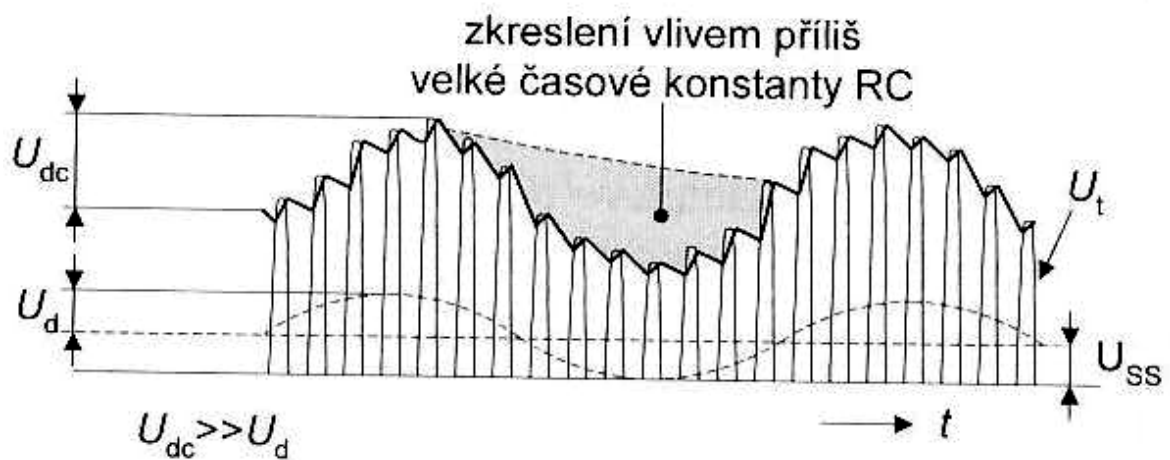
Demodulátory AM

Stejně jako u modulátorů jsou nejjednodušší ty s diodou, tak i u demodulátorů je nejjednodušší demodulátor **diodový detektor obálky**.



Obr. 14. Diodový detektor obálky. [3]

Na vstup diody se přivádí modulované napětí AM a pokud by byla dioda ideální prvek tak na zatěžovacím odporu, při odpojeném kondenzátoru, vzniká tepavé napětí U_t . Toto napětí už obsahuje požadovanou demodulovanou složku o amplitudě U_d i stejnosměrnou složku U_{ss} , ale také vyšší harmonické nosné vlny, které jsou nežádoucí. Tyto zkreslují složky však mohou být odstraněny připojením filtračního kondenzátoru a zůstane tak jen demodulovaná a stejnosměrná složka. Vložená kapacita má také za následek zvětšení demodulované užitečné složky na hodnotu U_{dc} . Pokud jsou vhodně nastaveny obvodové konstanty, sleduje demodulovaný signál téměř věrně horní obálku tepavého napětí.



Obr. 15. Napětový průběh na detektoru obálky. [3]

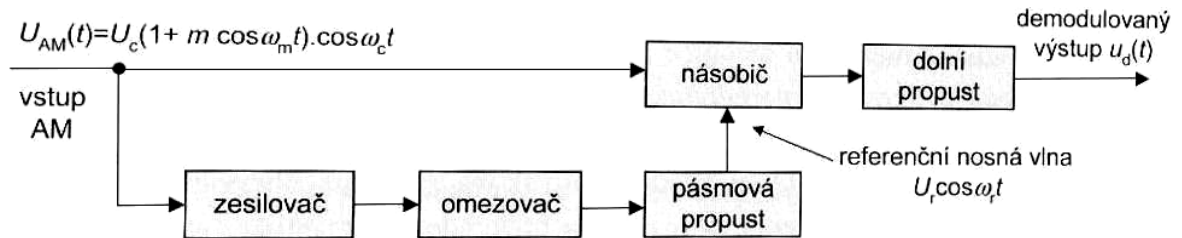
U reálné diody se funkce nijak nemění, ale na výstupu obvodu se objeví vyšší harmonické demodulovaného signálu. RC filtrem by tyto složky bylo možné potlačit, ovšem za cenu potlačení vyšší užitečné modulační frekvence. Zkreslení však lze potlačit zvětšováním amplitudy nosné vlny.

Z výše uvedeného vyplývá, že je důležitá správná volba časové konstanty filtračního členu, $\tau = RC$. Tento člen musí působit jako dolní propust, která nijak neomezuje nejvyšší modulační frekvence $f_{m \max}$, ale dokonale potlačuje nosnou vlnu s frekvencí f_c . musí tak splňovat podmínku

$$\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{f_{m \max}} \quad (2.4)$$

Modernější demodulátory jsou pak **koherentní detektory AM**. Základem je analogový násobič nebo směšovač, po němž následuje dolní propust s mezní frekvencí $f_{m \max}$. Jako

násobiče jsou použity diody v můstkovém zapojení, kdy na jeden vstup násobiče se přivádí modulovaný AM signál a na druhý pak nemodulovaná referenční nosná vlna, která je frekvenční a fázové koherenci s nosnou vlnou AM signálu. [3, 4]



Obr. 16. Koherentní detektor. [3]

2.2.2 Frekvenční modulace FM

Společně s *fázovou modulací* se *frekvenční modulace* řadí do kategorie *úhlových modulací*, protože se zde vlivem modulační vlny ovlivňuje fázový úhel nosné vlny. Amplituda modulované nosné vlny však zůstává stejná. *Frekvenční modulace* je tedy úhlová modulace, u které je okamžitá frekvence $f_i(t)$ modulovaného signálu rovna součtu konstantní frekvence f_c nemodulované nosné vlny a časově proměnné složky, která je úměrná modulačnímu napětí $m(t)$,

$$f_i(t) = f_c + k_{FM} m(t), \quad (2.5)$$

kde k_{FM} je *frekvenční citlivost modulátoru* v jednotkách [Hz/V].

Frekvenční modulace při harmonickém modulačním signálu, jenž je dán vztahem $m(t) = U_m \cos(2\pi f_m t)$, se tedy vyjádří následovně

$$f_i(t) = f_c + k_{FM} U_m \cos(2\pi f_m t) = f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t), \quad (2.6)$$

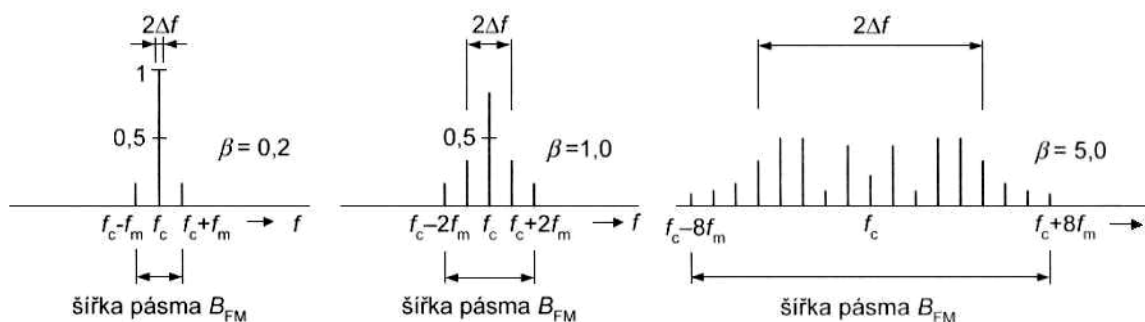
kde $\Delta f = k_{FM} U_m$ je *kmitočtový zdvih* neboli *deviace*. Ta odpovídá maximální odchylce okamžité frekvence modulované vlny od frekvence nosné vlny f_c , při amplitudě U_m modulačního signálu. Kmitočtový zdvih je tedy přímo úměrný této amplitudě, ale na modulační frekvenci f_m nezávisí. Při zvětšování frekvenčního zdvihu se zvětšuje i potřebná šířka pásma VF kanálu. Pokud je pro přenos vymezený kanál o určité šířce pásma, nesmí pak frekvenční zdvih překročit hodnotu maximálního frekvenčního zdvihu Δf_{max} . této hodnotě pak odpovídá i určitá amplituda modulačního signálu.

Důležitým parametrem frekvenční modulace je také *index frekvenční modulace* β . Tato veličina vyjadřuje poměr frekvenčního zdvihu ku modulační frekvenci, $\beta = \Delta f / f_m$ a může nabývat hodnot:

- $\beta < 1$, tak je charakterizována *úzkopásmová modulace FM*, která se požadavky na šířku pásma kanálu a šumovými parametry, podobá amplitudové modulaci,
- $\beta > 1$, tak je charakterizována *širokopásmová modulace FM*. Zde se s rostoucím indexem β zvyšují nároky na šířku pásma, jenž je znatelně vyšší než u amplitudové modulace. Zároveň se však na straně demodulátoru zvyšuje poměr signál/šum, což je u řady aplikací důležité.

Zatím co index frekvenční modulace charakterizuje FM signál při sinusové modulaci, tak parametr vhodný pro nesinusové modulace se nazývá *deviační poměr* D . Jde o poměr maximální deviace Δf_{max} , dosahované při maximální možné amplitudě modulačního signálu, ku maximální modulační frekvenci obsažené v nesinusovém modulačním signálu, tedy $D = \Delta f_{max} / f_{m max}$, kde $f_{m max}$ je totožná s šířkou pásma. Narozdíl od indexu β je *deviační poměr* D pro daný systém konstantní.

Spektrum FM signálu se dá vyjádřit pomocí Besselových funkcí. Dá se také vyjádřit také tak, že FM signál obsahuje nekonečné množství postranních frekvenčních složek, které jsou od sebe vzájemně vzdáleny o frekvenci f_m . Jejich amplituda se s rostoucí vzdáleností od nosného kmitočtu zmenšuje, proto stačí přenášet jen podstatné složky signálu a spektrum tak omezit. [3, 4]

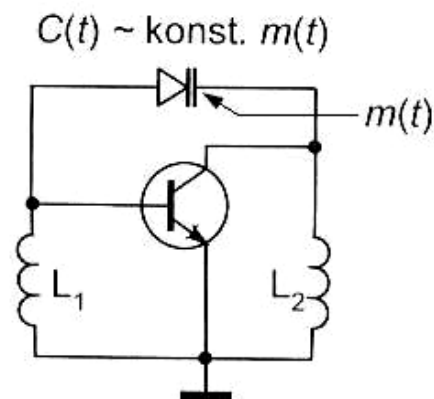


Obr. 17. Frekvenční amplitudová spektra pro různé indexy modulace β . [3]

Modulátory FM

Frekvenčně modulovaný signál je možno generovat přímo, nebo nepřímo. U přímé metody se jedná o generování pomocí vhodného modulátoru nejčastěji v podobě oscilátoru řízeného napětím VCO. U nepřímé varianty se využívá fázového modulátoru PM.

V napětěově řízeném oscilátoru VCO je obsažen rezonanční obvod, jenž určuje oscilační frekvenci a skládá se z pevné indukčnosti L a proměnné kapacity C , která je řízena modulačním napětím $m(t)$. Kapacita bývá realizována pomocí varikapu, jenž je polarizován stejnosměrným předpětím do vhodného pracovního bodu se stálou kapacitou. Oscilátor pak kmitá na ustálené frekvenci f_0 podle Thompsonova vzorce $f_0 = 2\pi\sqrt{LC}$. Ke klidovému předpětí se přidává modulační složka $m(t)$. Měla by být splněna podmínka $m(t) \ll C_{d0}$, kde C_{d0} je klidová kapacita varikapu. Charakteristika varikapu se pak v okolí jeho pracovního bodu linearizuje a obvod pak plní funkci úzkopásmového modulátoru FM, s velmi dobrou linearitou modulační charakteristiky.



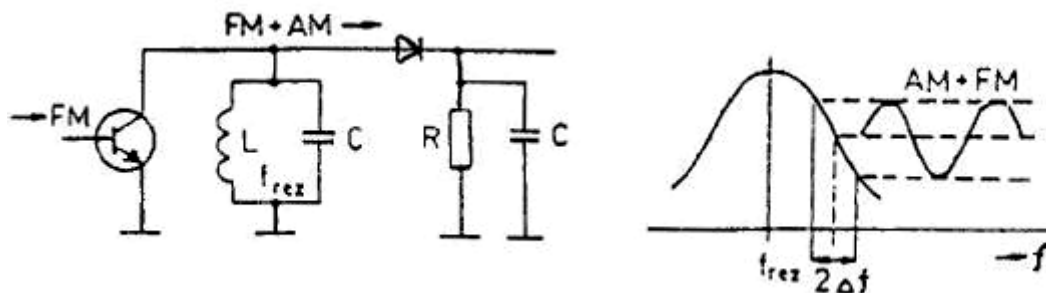
Obr. 18. Hartleyovo zapojení oscilátoru VCO. [3]

Nedostatkem těchto modulátorů je malá stabilita klidové frekvence nosné vlny v důsledku změn parametrů tranzistoru a proměnné reaktance rezonančního obvodu. Na ty působí teplota a kolísání napětí což má za následek právě změnu parametrů. [3, 4]

Demodulátory FM

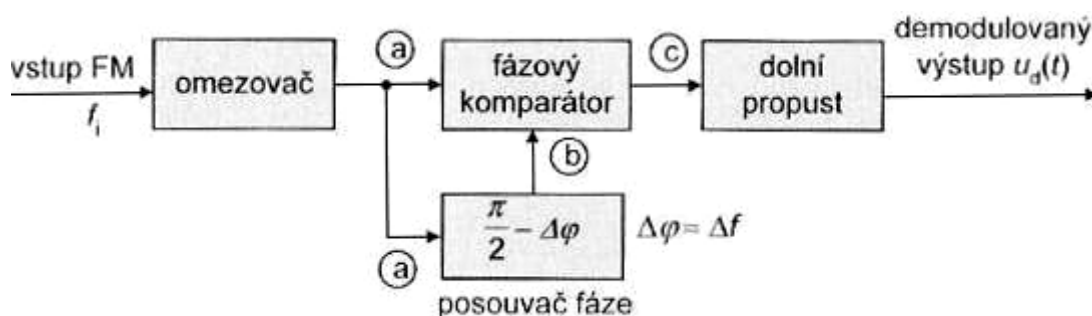
Nejjednodušším demodulátorem FM je *demodulátor s konverzí FM/AM*. Jedná se o detekci signálu na boku rezonanční křivky rezonančního obvodu. Rezonanční obvod je

naladěm tak, aby frekvence nosné vlny byla na sestupné hraně jeho amplitudové frekvenční charakteristiky. Vstupní FM signál je přiváděn na LC odvod ze zdroje proudu, kterým je tranzistor v zapojení společný emitor. Na LC obvodu se pak vytváří napětí, ve kterém je zachována frekvenční modulace a zároveň se objevuje modulace amplitudová. Pro malé Δf je změna amplitudy téměř lineárně závislá na změně kmitočtu, zkreslení je pak minimální. Demodulovaný signál se získá z detektoru obálky, který následuje za LC obvodem. [3, 4]



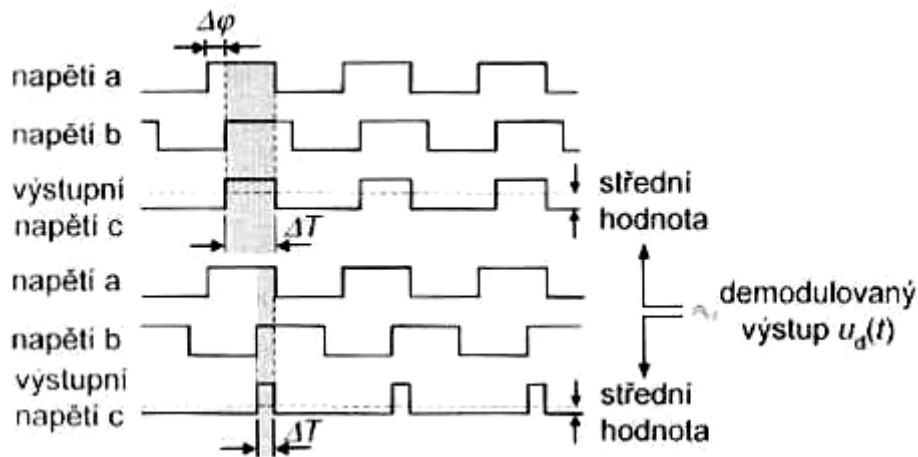
Obr. 19. Demodulace na boku rezonanční křivky. [4]

Jiným demodulátorem, který není tak velký, drahý a málo stabilní je **koincidenční (kvadrurní) detektor**. Vstupní FM signál je nejprve v omezovači limitován na téměř pravoúhlý průběh, který je po té přiváděn na vstup fázového detektoru (komparátoru). Na druhý jeho vstup je pak přiváděn také vstupní signál, ovšem přes fázovací článek, který jej posouvá o $\pi/2$. Jestliže je okamžitá frekvence vstupního signálu rovna frekvenci nosné vlny, dojde k posunu o 90° . Jestliže se frekvence na vstupu v důsledku modulace FM zvýší nebo sníží, fázový posuv se také zvýší nebo sníží. Posuv je závislý na deviaci Δf vstupního signálu a tak i na okamžité amplitudě modulačního signálu. Jako posouvač fáze (fázovací článek) lze použít jednoduchý paralelní rezonanční obvod vyladěný na frekvenci nosné vlny. [3, 4]



Obr. 20. Koincidenční demodulátor. [3]

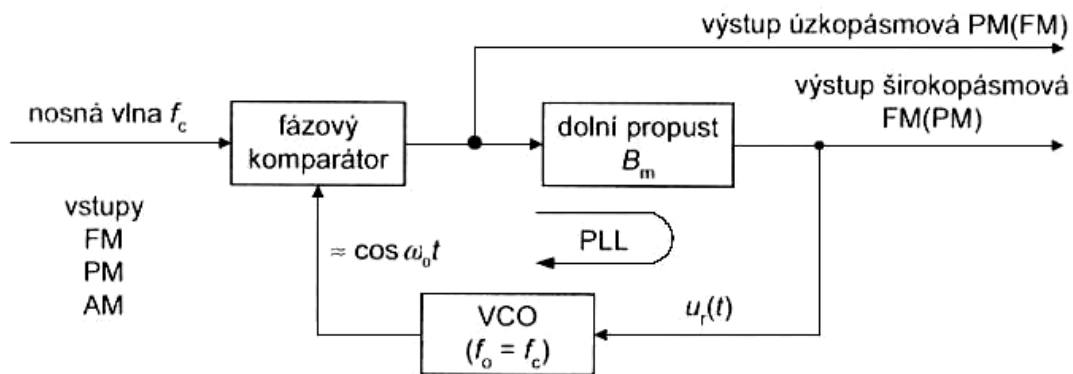
Fázový komparátor tak působí jako koincidenční stupeň na jehož výstupu se objeví nenulový signál pouze tehdy, pokud mají oba jeho vstupní signály stejnou polaritu. Doba, na kterou tento stav nastává, závisí na okamžité hodnotě fázového posuvu. Výstupní signál má pak podobu impulzů o konstantní amplitudě a šířce přímo úměrné fázovému posuvu a amplitudě modulačního signálu. Po průchodu těchto impulzů dolní propustí se získá demodulovaný signál.



Obr. 21. Průběhy signálů na koincidenčním detektoru. [3]

Dalším demodulátorem je **demodulátor s fázovým závěsem PLL (phase lock loop)**. Na jeden vstup komparátoru (viz obrázek) je přiváděn vstupní FM signál s frekvencí nosné vlny f_c a na druhý vstup je přiváděn signál z oscilátoru VCO. Ten je navržen tak, aby při nulovém řídicím napětí $u_r(t)$ byla jeho frekvence shodná s frekvencí nosné vlny f_c a fáze měla vůči nosné vlně danou referenční hodnotu (90°), při které je napětí na výstupu komparátoru nulové. Je-li pak vstupní signál modulován, bude se měnit jeho frekvence i fáze a na výstupu komparátoru bude řídicí chybové napětí $u_r(t)$, které po průchodu dolní propustí řídí frekvenci oscilátoru tak, aby jeho fáze opět sledovala fázi vstupního FM signálu.

Dolní propust má šířku pásma shodnou s nejvyšší modulační frekvencí $f_{m \max}$ a ta odpovídá šířce pásma modulačního signálu B_m . Přes komparátor prochází i šum o šířce pásma větší než je šířka pásma dolní propustí. Propust tedy propustí pouze složky ve svém pásmu B_m a ostatní potlačí. Dochází tak ke snížení šumového prahu. [3, 4]



Obr. 22. Demodulátor FM s fázovým závěsem PLL. [3]

2.2.3 Fázová modulace PM

Fázová modulace spadá, stejně jako modulace frekvenční, do úhlových modulací. Její okamžitý fázový úhel $\Theta_i(t)$ modulovaného signálu je roven součtu fázového úhlu $2\pi f_c t$ nemodulované nosné vlny a časově proměnné složky $\varphi(t)$, přímo úměrné modulačnímu napětí $m(t)$.

$$\Theta_i(t) = 2\pi f_c t + \varphi(t) = 2\pi f_c t + k_{PM} m(t), \quad (2.7)$$

kde k_{PM} je fázová citlivost modulátoru PM v jednotkách [rad/V]. Fázově modulovaný signál potom vypadá následovně.

$$\Theta_i(t) = U_c \cos[(2\pi f_c t) + \varphi(t)] = U_c \cos[(2\pi f_c t) + k_{PM} m(t)] \quad (2.8)$$

Podobně jako byl u frekvenční modulace index frekvenční modulace $\beta = \Delta f / f_m = k_{FM} U_m / f_m$, je i zde tento index, nazvaný index fázové modulace β_{PM} . Ten na rozdíl od indexu frekvenční modulace, který je závislý na deviaci Δf resp. na amplitudě modulačního napětí U_m i na modulační frekvenci f_m , je závislý jen na napětí U_m . Index fázové modulace má tedy tvar $\beta_{PM} = k_{FM} U_m$ a může nabývat hodnot:

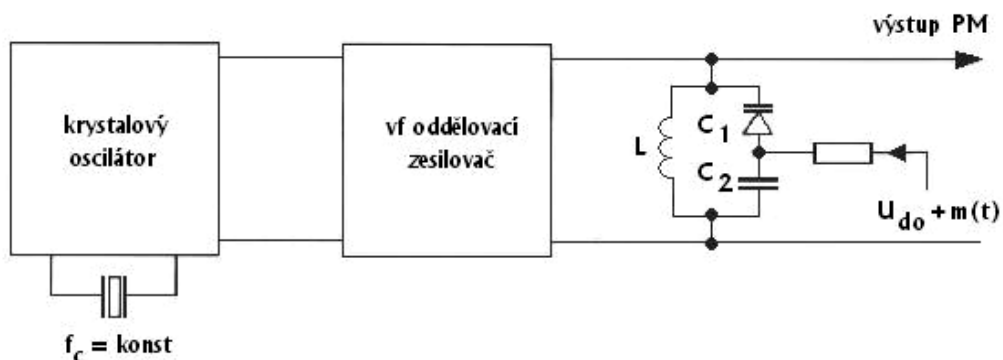
- $\beta_{PM} \leq \pi$, při této hodnotě nedochází k fázové nejistotě a relativní změna fáze modulovaného signálu PM potom zůstane v intervalu $\pm\pi$,
- $\beta_{PM} \ll \pi$, takto je charakterizována úzkopásmová modulace PM, kdy šířka pásma $B_{PM} = 2f_{m \max}$.

Frekvenční spektrum fázové modulace má stejný charakter jako spektrum frekvenční modulace, s tím rozdílem, že při změnách modulační frekvence a konstantní amplitudě modulačního napětí se u PM modulace mění pouze odstup spektrálních čar, ale amplituda zůstává a u FM modulace se amplituda mění. [3]

Modulátory PM

Opět lze využít přímé, nebo nepřímé metody modulace podobně jako u frekvenční modulace. U přímé metody se jedná o uskutečnění modulace vhodným fázovým modulátorem PM. U nepřímé metody modulace PM se využívá frekvenční modulátor FM, který je modulovaný derivovaným modulačním signálem.

Úzkopásmový modulátor PM se skládá z krystalového oscilátoru, oddělovacího tranzistorového zesilovače a LC obvodu. Krystalový oscilátor je zdrojem konstantní stabilní frekvence f_c s konstantní fází φ_c . Tento signál se přivádí přes oddělovací zesilovač na rezonanční LC obvod v němž je kapacita realizována sériovým řazením pevné kapacity a varikapu. Na varikap působí přepětí společně s modulačním napětím. Dochází ke změnám frekvence Δf_{LC} , které nemohou způsobit změnu f_c nosné vlny, ale mají za následek změny fáze $\Delta \varphi_c(t)$ vř napětí jenž v obvodu vzniká. Tak se vytváří požadovaná fázová modulace.[3]



Obr. 23. Modulátor úzkopásmové modulace PM. [3]

Demodulátory PM

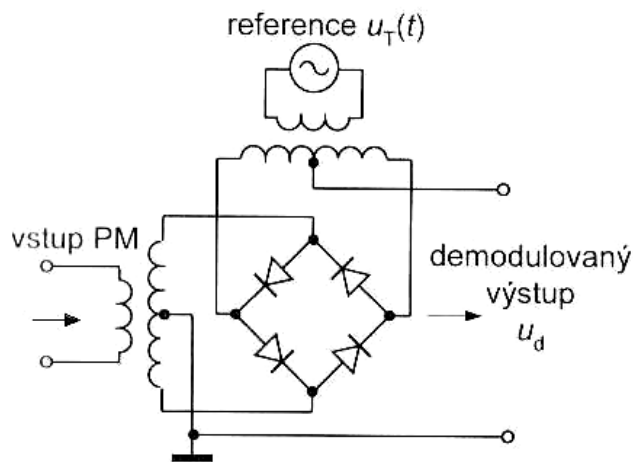
U demodulátorů PM je výstupní napětí úměrné fázovému rozdílu mezi vstupním napětím s PM modulací $u_{PM}(t)$ a nedomulovaným referenčním napětím $u_r(t)$.

$$u_{PM}(t) = U_c \cos[2\pi f_c t + \varphi(t)] \quad u_r(t) = U_r \cos(2\pi f_c t), \quad (2.9 \text{ a,b})$$

kde $\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t)$ je fázová odchylka mezi počáteční konstantní fází φ_0 a relativní fázovou odchylkou $\Delta\varphi(t)$ úměrnou modulačnímu signálu $m(t)$.

Pro demulaci signálů a fázovou modulací PM se používají *součinnové fázové demodulátory*, nebo *sekvenční fázové demodulátory*.

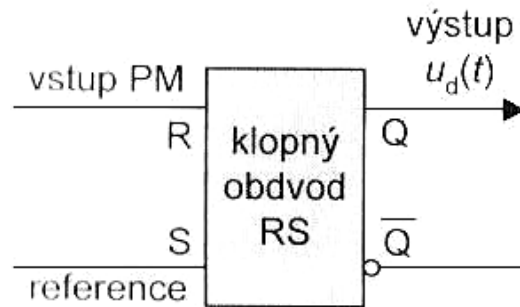
Součinnovou fázovou demulaci je možné provést s využitím *analogového násobiče* (viz obr. 24). Tento násobič se shoduje se zapojením dvojitěho vyváženého diodového směšovače, jelikož demulace tohoto typu se dá považovat za směšování, kde mezifrekvenční signál má nulovou frekvenci a představuje tak demodulovaný signál. Pokud je směšovač použit jako fázový demodulátor, musí být jeho výstup stejnosměrně vázaný na směšovací diody tak, aby bylo možné odebírat nemodulovaný signál v základním pásmu. Lze využít i vyvážené, nebo dvojitě vyvážené monolitické tranzistorové směšovače, které vykazují značné zesílení.



Obr. 24. Součinnový fázový demodulátor. [3]

Co se týče *sekvenčních fázových demodulátorů*, tak ty vyhodnocují průchody nulou vstupního a referenčního signálu, který předem upraven omezovačem na pravoúhlý průběh. Takovýto nejjednodušší demodulátor je RS klopný obvod. Negativní přechody modulovaného PM signálu přiváděného na jeden jeho vstup obvodu aktivují, resp. jeho výstup, a negativní přechody referenčního signálu přiváděné na druhý vstup výstup obvodu

resetují. Na výstupu tak vzniknou šířkově modulované impulsy a po jejich průchodu dolní propustí zůstane jejich stejnosměrná složka představující nedomulované napětí $u_d(t)$. [3]



Obr. 25. Sekvenční fázový demodulátor. [3]

2.3 Digitální modulace

Digitální modulace v základním pásmu lze bez problémů přenášet po metalickém, nebo optickém vedení. Co se týče radiového přenosu, tak zde je k jeho uskutečnění potřeba modulační signál, který nese informaci a leží v základním pásmu, namodulovat na radiovou nosnou vlnu. Jako modulační signál se nejčastěji využívají binární modulační signály PCM a DM. Tyto signály se pak na nosnou vlnu modulují amplitudově, frekvenčně, nebo fázově. Tak vznikají digitální modulace.

Jelikož modulačním signálem je binární modulační signál PCM, jenž nabývá pouze dvou stavů, „0“ a „1“, jsou základními digitálními modulacemi *dvojstavové digitální modulace*. Při amplitudové modulaci signálem PCM bude nosná vlna nabývat minimální amplitudy při hodnotě „0“ a maximální při hodnotě „1“. Při frekvenční modulaci pak bude odpovídat stavu „0“ frekvence f_1 a stavu „1“ frekvence f_2 a u fázové modulace to budou fázové stavy nosných vln např. 0° a 180° (viz Obr. 5).

Signál je tedy tvořen posloupností jedniček a nul a jeho nejdůležitějším parametrem je pak rychlost jakou jsou nesena užitečná data, tedy bitová rychlost f_b . S rostoucí bitovou rychlostí se pak zvětšuje šířka pásma ve spektru. [3, 4]

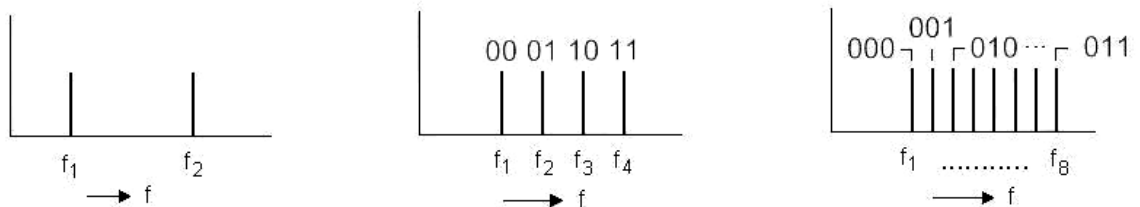
2.3.1 Modulace FSK

Výhodou této modulace je poměrně jednoduchý vysílač a přijímač. Používá se jak v mobilních úzkopásmových spojích tak v širokopásmových radioreléových spojích.

Kromě dvoustavové modulace se používají i vícestavové modulace, které efektivněji využívají frekvenční pásmo.

Nejjednodušší varianta modulací FSK je tedy *dvojestavová modulace 2FSK*. Její nosná vlna zaujímá vždy jednu ze dvou možných diskretních signalizačních frekvencí. Každá pak odpovídá určitému dibitu; f_1 např. dibitu „00“ a f_2 dibitu „01“.

Dalšími variantami mohou být čtyřstavová modulace 4FSK (QFSK) nebo 8FSK. U těch zaujímá nosná vlna vždy čtyři, popř. osm diskretních signalizačních frekvencí s odpovídajícími dibity u 4FSK a tribity u 8FSK. Při stejné přenosové kapacitě bude symbolová rychlost u 4FSK poloviční a u 8FSK třetinová, $f_s = f_b/2$; $f_s = f_b/3$.



Obr. 26. Signalizační frekvence FSK modulací 2FSK, 4FSK a 8FSK ve frekvenční oblasti. [3]

U dvoustavové modulace 2FSK (BFSK) má nosná vlna konstantní amplitudu A_c a její frekvence se mění v rytmu digitálního binárního modulačního signálu mezi dvěma signalizačními frekvencemi $f_1 = f_c - \Delta f$ a $f_2 = f_c + \Delta f$, kde $f_c = (f_1 + f_2)/2$ je nominální frekvence nemodulované nosné vlny a Δf je frekvenční zdvih (odchylka signalizační frekvence od frekvence nosné vlny). Modulovaný signál $s_{FSK}(t)$, lze vyjádřit vztahy

$$\text{pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (binární 1), } s_{FSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t], \quad (2.10)$$

$$\text{pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (binární 0), } s_{FSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi(f_c - \Delta f)t], \quad (2.11)$$

kde $\sqrt{2E_b/T_b}$ je amplituda modulované vlny 2FSK, E_b je energie modulovaného signálu na jeden modulační bit a T_b je bitová perioda.

Co se týče šířky pásma, tak tu informativně určuje Carsonův vzorec $B_{FM} \approx 2(f_m + \Delta f)$ vyjádřený, pro 2FSK modulaci, ve tvaru $B_{2FSK} \approx 2(B_m + \Delta f)$, kde B_m je šířka pásma modulačního signálu v základním pásmu. U FM modulace je tato šířka rovna nejvyššímu modulačnímu kmitočtu $f_{m \max}$. Po filtraci pravoúhlých modulačních impulzů je šířka základního pásma $B_m = f_{m \max} / 2$ a šířka pásma vř kanálu se signálem BFSK je

$$B_{BFSK} \approx 2(f_{m \max} / 2 + \Delta f) = f_{m \max} + 2\Delta f. \quad (2.12)$$

Podobně jako u analogové modulace FM, má i modulace BFSK definován *index modulace*, zde označován na místo β symbolem h

$$h = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{\Delta f}{(f_b / 2)} = \frac{2\Delta f}{f_b}. \quad (2.13)$$

Předpokládá se, že modulační frekvence f_m má maximální hodnotu $f_b / 2$, která také odpovídá první harmonické modulačního signálu s bitovou rychlostí f_b , při pravidelném střídání bitů 1 a 0, kdy jsou nároky na šířku pásma největší. [3, 4]

Modulátory a demodulátory signálu 2FSK

Modulátor je možno realizovat pomocí dvou oscilátorů o frekvencích f_1 a f_2 , které se přepínají na výstup modulátoru podle rytmu modulačního signálu, viz obr. 4 a 5. Pokud tyto frekvence nejsou v žádném vztahu ku bitové frekvenci $f_b = 1/T_b$, dochází ke vzniku fázových nespojitostí při přechodu mezi modulačními bity. Tento typ modulace je pak nazýváme *nespojité modulace 2FSK* a je vyjádřen vztahy

$$\text{pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (binární 1), } s_{FSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_2 t + \Theta_2], \quad (2.14)$$

$$\text{pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (binární 0), } s_{FSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_1 t + \Theta_1], \quad (2.15)$$

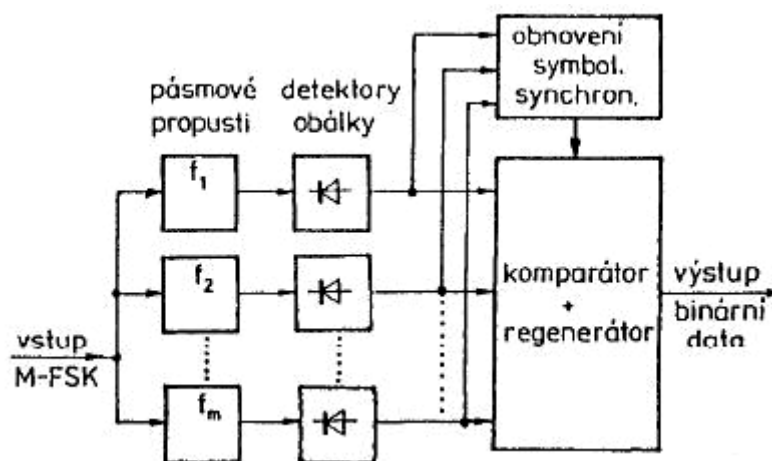
kde f_2 resp. f_1 je vyšší a nižší signalizační frekvence a Θ_2 resp. Θ_1 jsou odpovídající fáze. Jak frekvence tak fáze nejsou v žádném vzájemném vztahu.

Nespojitosti v průběhu signálu 2FSK s nespojitou fází se projevují nežádoucími postranními složkami jeho frekvenčního spektra. Proto se tento model využívá jen v jednoduchých aplikacích, u nichž takovéto spektrální závady nehrají roli.

Signál 2FSK lze vytvářet, podobně jako analogový FM signál, přímou modulací, s tím rozdílem, že modulační signál zde má binárně digitální podobu. Tato metoda se tedy provádí pomocí napěťově řízeného oscilátoru VCO (viz obr. 18), který automaticky zajišťuje v modulovaném signálu spojitou fázi. Nevýhodou je však nedostatečná frekvenční stabilita. Odstranění uvedených nedostatků se provádí modulacemi se spojitou fází CPM, které mají, stejně jako FSK a PSK modulace, konstantní obálku, ale navíc mají spojité fázové přechody při změnách symbolů modulačního signálu a ještě spojitě změny frekvence. Spojitá fáze vlastně reprezentuje zavedení paměti do CPM signálu a díky tomu mají tyto modulace vyšší výkonnost i spektrální účinnost.

Demodulace uvažovaných signálů s modulací 2FSK se nejlépe uskutečňuje za pomoci některé varianty diskriminátoru – demodulátoru používaného u analogové modulace (*koincidenční detektor, fázový závěs*). Tyto obvody demodulují kromě užitečného signálu také šum v celém radiovém kanálu, což není optimální.

Další možností je pak použití M pásmových propustí naladěných na signalizační frekvence f_1 až f_M . Za propustmi následují detektory obálky nebo synchronní demodulátory AM.[3, 4]

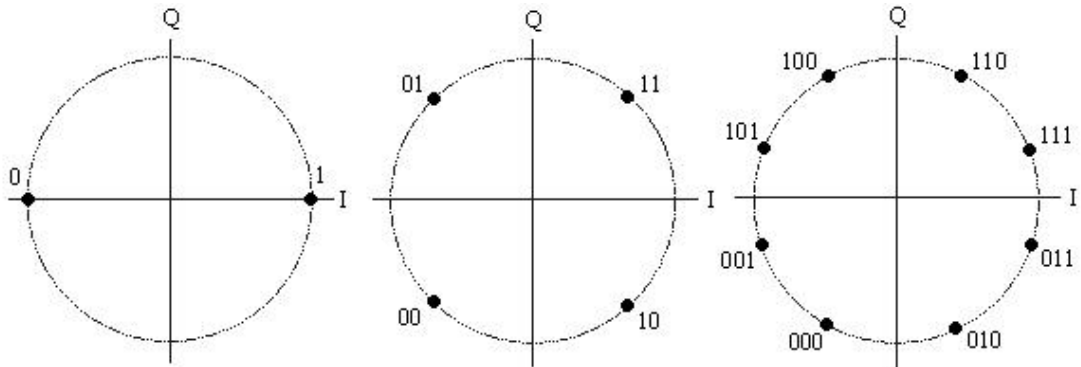


Obr. 27. Demodulátor FSK. [4]

2.3.2 Modulace PSK

Modulace PSK se vytvářejí podobným způsobem jako modulace FSK. U těchto modulací se často používá zobrazení jejich fázových stavů v komplexní rovině pomocí fázorů, resp.

jejich koncových bodů. Imaginární osa se značí Q, reálná osa I a tyto osy představují fázi pomyslné referenční nemodulované signálů nosné vlny, jejíž fázory leží v ose I. V rovině IQ se tak vytváří stavový diagram.



Obr. 28. Modulace PSK zobrazená v rovině IQ: 2PSK, 4PSK 8PSK.

U modulaci PSK zůstává amplituda konstantní a datový binární signál ovlivňuje fázi nosné vlny. Pokud budeme uvažovat nejjednodušší dvoustavovou modulaci 2PSK, tak u té, s pravouhlými polárními modulačními impulzy o době trvání T_b , nabývá fáze dvou diskretních stavů, například 0° a 180° (viz obr. 28). Ty se dají vyjádřit vztahy

$$\text{pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (binární 1), } s_{BPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c t], \quad (2.16)$$

$$\text{pro } 0 \leq t \leq T_b \text{ (binární 0), } s_{FSK}(t) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c t], \quad (2.17)$$

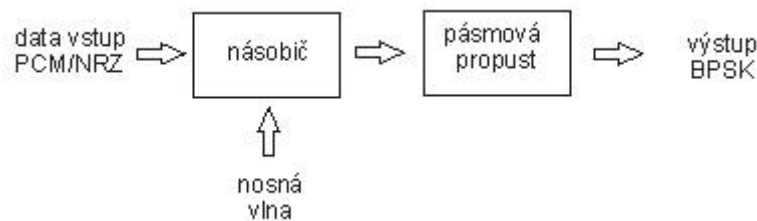
kde $\sqrt{2E_b/T_b}$ je amplituda modulovaného signálu, E_b je střední energie modulovaného signálu na jeden modulační bit a T_b je bitová perioda.

Spektrum signálu PSK je symetrické okolo frekvence f_c , obsahuje hlavní lalok a velký počet postranních laloků (viz obr. 6), které je možno potlačit pásmovou propustí za modulátorem nebo vhodnou předmodulační dolní propustí.

Šířka pásma hlavního laloku spektra signálu BPSK je rovna dvojnásobku bitové rychlosti T_b , tedy $B_{BPSK} = 2f_b = 2/T_b$. [3, 4]

Modulátory a demodulátory BPSK

Binární *modulaci* BPSK lze realizovat pomocí analogového násobiče. Na jeden jeho vstup je přiváděna nemodulovaná nosná vlna $U_c \cos(2\pi f_c t)$ a na druhý vstup pak datový polární modulační signál PCM/NRZ. Na výstupu násobičky je pak připojena pásmová propust, která potlačuje postranní laloky spektra modulovaného signálu i vyšší harmonické nosné vlny. Na konečném výstupu pak dostáváme signál BPSK.

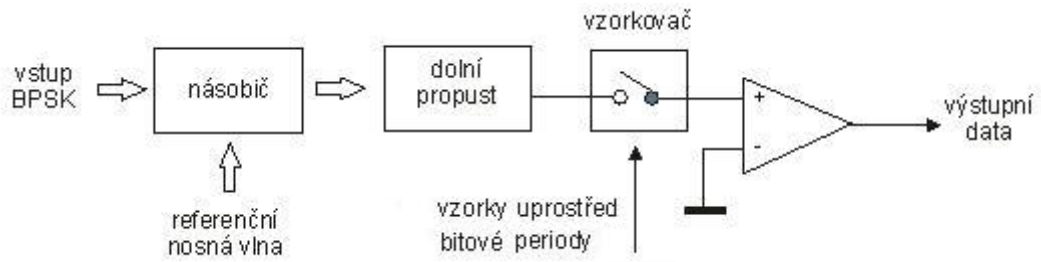


Obr. 29. Modulátor BPSK.

V případě demodulátoru je potřeba použít *koherentní demodulátor*. Na jeho vstup je přiváděn signál $\pm U_c \cos(2\pi f_c t)$, který se v násobičce násobí referenčním signálem $U_r \cos(2\pi f_c t)$. Ten představuje nosnou vlnu generovanou na straně přijímače. Referenční signál musí být v dokonalé frekvenční i fázové shodě (koherenci) s nosnou vlnou. Na výstupu se pak objeví signál

$$\pm U_c \cos(2\pi f_c t) \cdot U_r \cos(2\pi f_c t) = \pm U_c U_r \cos^2(2\pi f_c t) = \pm \frac{U_c U_r}{2} [1 + \cos(2 \cdot 2\pi f_c t)], \quad (2.18)$$

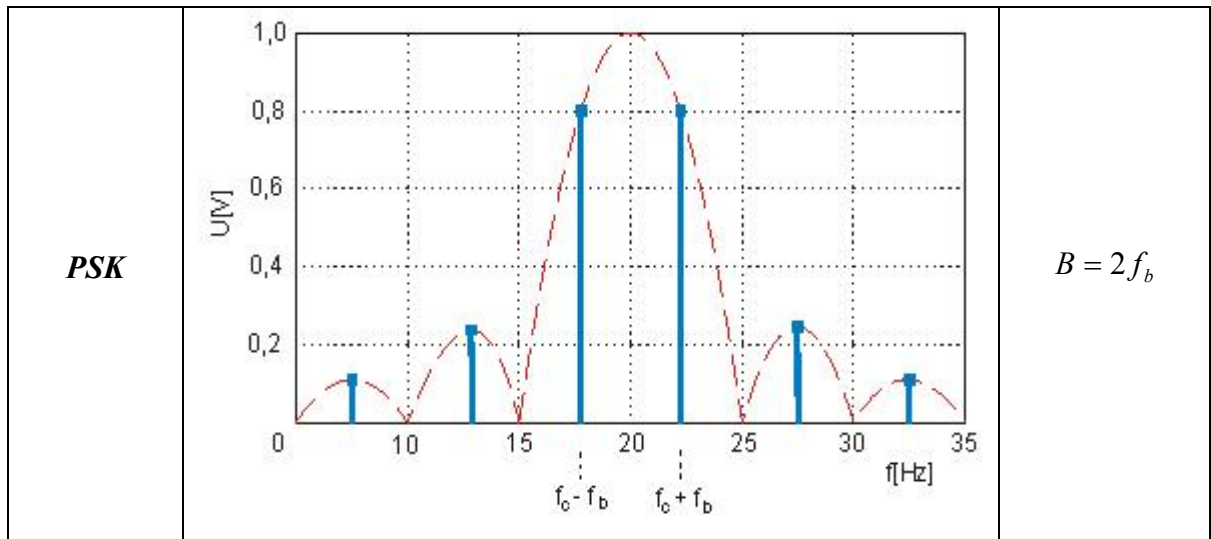
jehož znaménko závisí na znaménku modulovaného signálu. Po průchodu dolní propustí, kdy se potlačí druhá harmonická nosné vlny, se získá původní signál PCM/NRZ o amplitudě $\pm U_c U_r / 2$. Tento signál je pak vzorkován ve vzorkovači *Sample-and-Hold* a poté vchází do analogového komparátoru, který rozhoduje zda je přijímaný signál větší nebo menší než rozhodovací úroveň λ . Na výstupu tak poskytuje demodulovaný signál pravoúhlého tvaru o konstantní amplitudě. Jde tedy o repliku modulačního signálu. [3, 4]



Obr. 30. Demodulátor BPSK. [3]

2.3.3 Přehledová tabulka základních variant digitálních modulací

Typ modulační	Spektrum modulovaného signálu	Šířka pásma
ASK		$B = 2f_m$
FSK		$B = f_b + 2\Delta f$



3 DEMODULACE FSK SIGNÁLU

Pro demodulaci FSK signálu se dnes již standardně využívá integrovaných obvodů, které v sobě obsahují mezifrekvenční zesilovač a demodulátor. Nabízí se také možnost použití k demodulaci osobní počítače, přesněji jejich zvukové karty společně s příslušným softwarem.

3.1 Demodulace za pomoci zvukové karty

V dnešní době možnosti použít k demodulaci zvukovou kartu osobního počítače, hojně využívají radioamatéři, kteří pro zachycení a dekodování vf signálů používají potřebné scannery, konvertory a upravené CB stanice, jejichž výstup připojují na zvukovou kartu počítače a prostřednictvím softwaru signál dekódují. Pomocí scanneru propojeného se zvukovou kartou a s příslušným softwarem pro dekodování FSK modulace, můžeme přijímat digitální leteckou komunikaci. Tedy poslouchat komunikaci mezi letadlem a zemí.

Radioamatéři také mohou získávat například snímky z meteorologických satelitů NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration) a MSG (Meteosat Second Generation). Slouží jim k tomu konvertory převádějící zachycený signál o vysokém kmitočtu na kmitočty jednotlivých kanálů CB pásma. Úprava CB stanice pak spočívá ve výměně keramického filtru v přijímací části, za filtr s jinou, potřebnou, šířkou pásma.

Využití zvukové karty je však omezené, jelikož zvuková karta zvládá jen malé přenosové rychlosti.

3.2 Specifický demodulátor

Specifickým demodulátorem je myšlen demodulátor, jenž je navrhnut pro konkrétní využití, tedy pro příjem a demodulaci konkrétního signálu o daném kmitočtu, šířce pásma a přenosové rychlosti. Takovým demodulátorem má být i demodulátor, kterým se zabývá tato práce.

Jedná se o demodulátory založené na principu superheterodynních přijímačů. Ty se skládají z vf zesilovače, směšovače, zesilovače mezifrekvence a demodulátoru. Podrobně se takovýmto demodulátorem zabývá praktická část práce.

3.3 Univerzální demodulátor

Řešení pro demodulaci digitálně modulovaných signálů nabízí již v komerčním prostředí společnost WINRADiO Communications, zabývající se radiovou komunikací. Nabízí jak softwarové tak hardwarové produkty pro široké využití v armádě, průmyslu i soukromém bezpečnostním sektoru. Jedním jejich produktem je i speciální karta do počítače obsahující přijímač s vestavěným digitálním signálovým procesorem DSP, ke kterému lze pořídit softwarovou utilitu WINRADiO Universal FSK Decoder, tedy univerzální FSK dekodér (demodulátor).

Jedná se o velice všestrannou pomůcku pro dekódování/ demodulaci určenou pro přijímače WINRADiO. Při použití s již zmíněným přijímačem s vestavěným DSP poskytuje nejlepší kvalitu dekódování, a však použít jej lze i se zvukovou kartou.

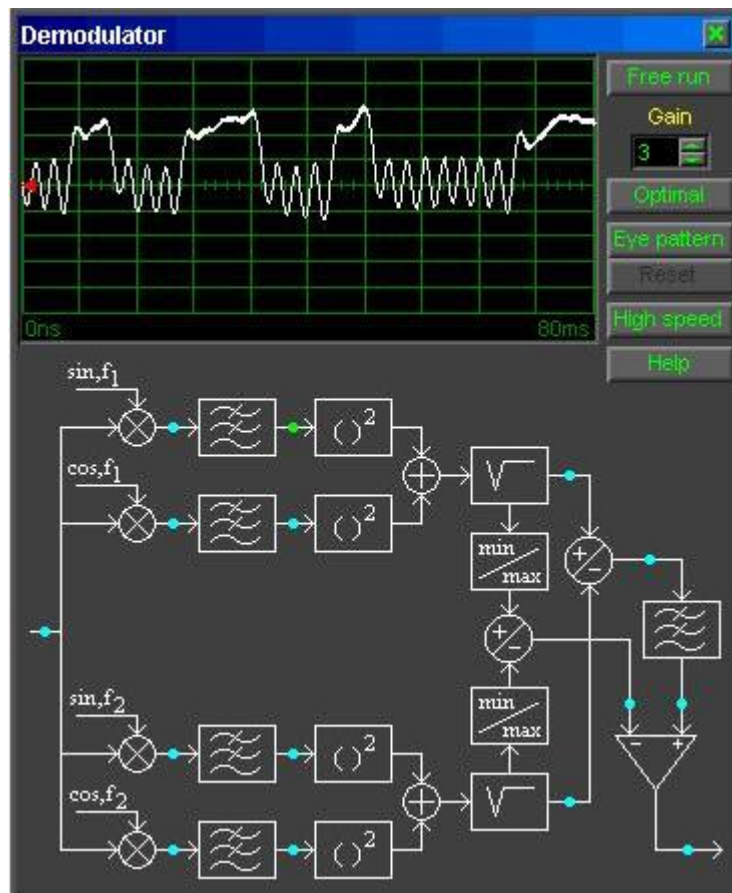
Dekodér obsahuje vlastní výkonné nástroje pro analýzu, umožňující určit přenosovou charakteristiku neznámého signálu.

Tato utilita umožňuje zvolit typ kódovacího protokolu, který má být použit. Umožňuje také přidání nových protokolů a úpravu stávajících. Protokol se sestává z různých nastavení a parametrů potřebných k dekódování signálu, včetně typu kódování, přenosové rychlosti, formátu atd.

První částí dekódovacího řetězce je detektor úrovně signálu. Ten uživateli umožňuje určit, zda je na vstupu dekodéru dostatečný signál. Tento detektor je dostupný pouze při použití zvukové karty a v takovém případě by měla být úroveň nastavena použitým přijímačem nebo regulátorem hlasitosti zvukové karty. Při použití přijímače s DSP je úroveň řízena automaticky.

Signál je poté přiváděn do spektrálního analyzátoru k frekvenční analýze. Analyzátor odhadne dvě signalizační frekvence a ty jsou uživateli zobrazeny. Ten má pak na výběr tyto hodnoty nechat automaticky nastavené, nebo je může nastavit ručně. Dekódované frekvence jsou ve spektru vyznačeny markery. Výstup z analyzátoru pak pokračuje do demodulátoru, který využije frekvencí zjištěných analyzátozem k získání signálu obsahujícího data. Pro demodulaci jsou dostupné dva módy, a sice Optimal a Highspeed. Demodulátor pracuje se třemi vstupními proměnnými: dvěma FSK frekvencemi získanými z analyzátoru a bitovou délkou. Frekvence používá k demodulaci vždy, zatímco bitovou délku jen při módu Optimal. V ovládacím okně demodulátoru bývá zobrazeno blokové

schéma demodulátoru a při kliknutí na body mezi jednotlivými bloky dojde k zobrazení průběhu v daném bodě.



Obr. 31. Ukázka pracovního prostředí univerzálního demodulátoru WINRADiO. [5]

Signál z demodulátoru pak pokračuje do dvou oddělených vyhodnocovacích modulů. Prvním je modul, který se pokusí odhadnout bitovou délku a přenosovou rychlost. Výsledné hodnoty pak mohou být využity k dalšímu zpracování nebo mohou být ignorovány a zadány ručně. Posledním modulem je dekodér, který provede závěrečné dekódování a zobrazí výsledky celého demodulačního a dekódovacího procesu. [5]

II. PRAKTICKÁ ČÁST

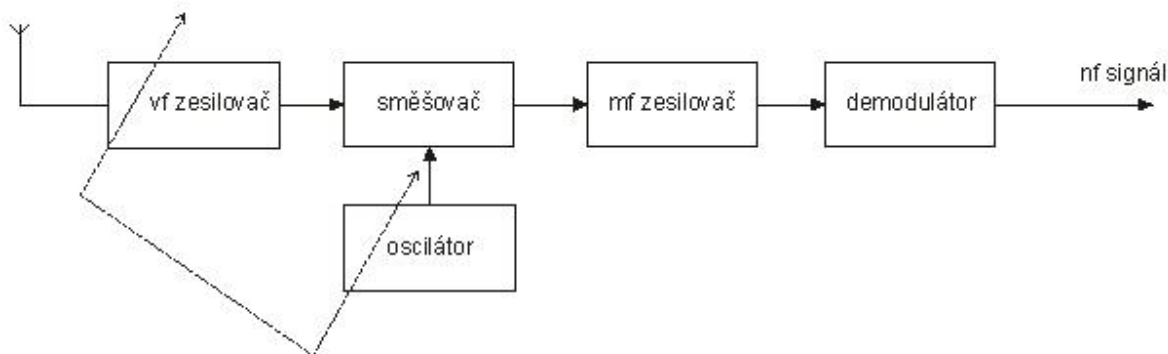
4 SYSTÉMOVÝ NÁVRH DEMODULÁTORU

V dnešní době hrají frekvenční modulace a frekvenčně klíčovaná modulace důležitou roli v analogových i digitálních systémech. Jedněmi takovými systémy jsou i akustické systémy sloužící k odposlechu. Jak bylo zmíněno v první kapitole této práce, tvoří tyto systémy konvertory zvuku na elektrický signál, neboli mikrofony, a vysílače. Jedním takovým mikrofonem s vysílačem je i *radiomikrofon ND-N2 s digitálním kódováním*. Tento radiomikrofon je k dispozici v laboratoři bezpečnostních technologií, kde se s ním provádějí měření v rámci výuky. Jeho přímý poslech ovšem není možný z důvodu absence přijímače jenž by signál, který mikrofon vysílá, demoduloval. Návrh a realizace demodulátoru je náplní této práce.

V této části tedy bude uveden systémový návrh koincidenčního detektoru, neboli demodulátoru frekvenčně modulovaných a frekvenčně klíčovaných signálů, použitého k realizaci praktické části diplomové práce.

4.1 Konkrétní návrh demodulátoru

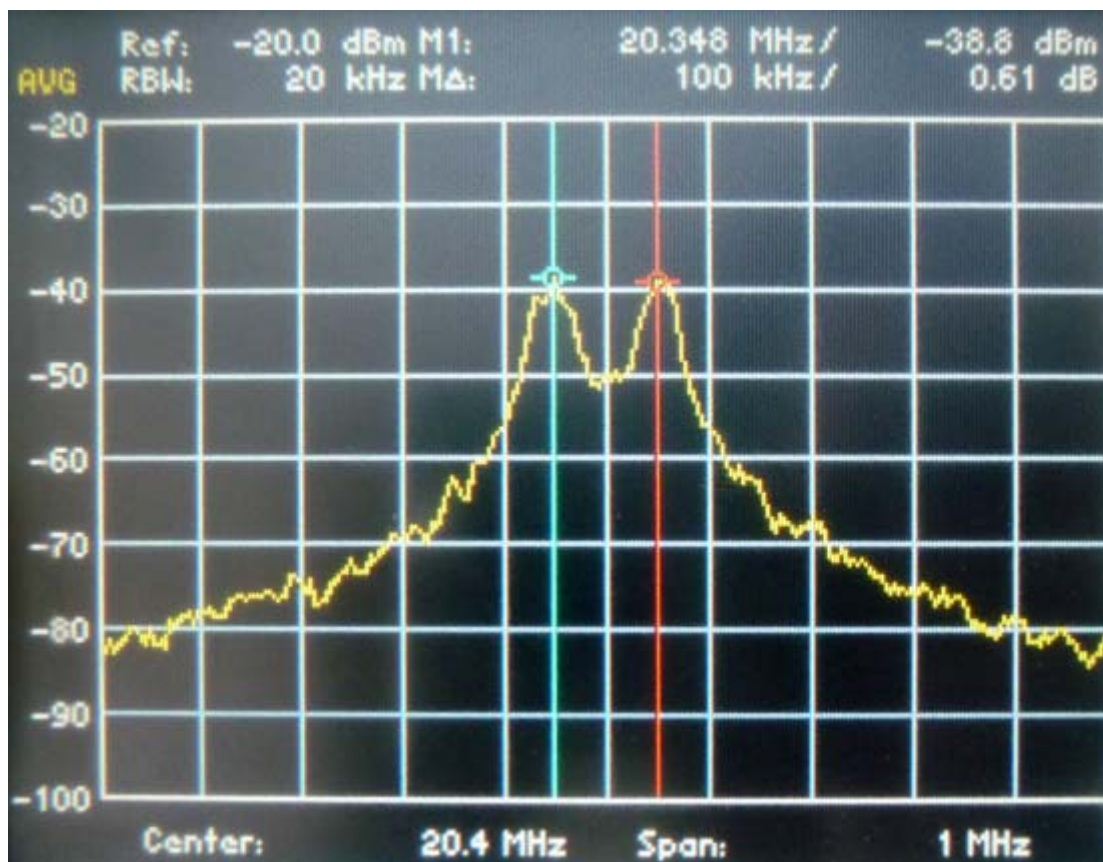
Radiový přenos ve vysokofrekvenčních pásmech vyžaduje přeložení signálu nesoucího informaci do těchto vysokofrekvenčních pásem, aby mohla být informace prostředím snadno přenesena. K tomu slouží na vysílací straně modulátory a na straně přijímací demodulátory. Dnes se přijímače řeší ve většině případů v podobě superheterodynů. Demodulace zde probíhá až po přeložení vysokofrekvenčního pásma do mezifrekvenčního pásma, což probíhá ve směšovači, kde se směšuje přijímaný a zesílený vf signál se signálem oscilátoru (viz Obr. 32).



Obr. 32. Blokové schéma superheterodynního přijímače.

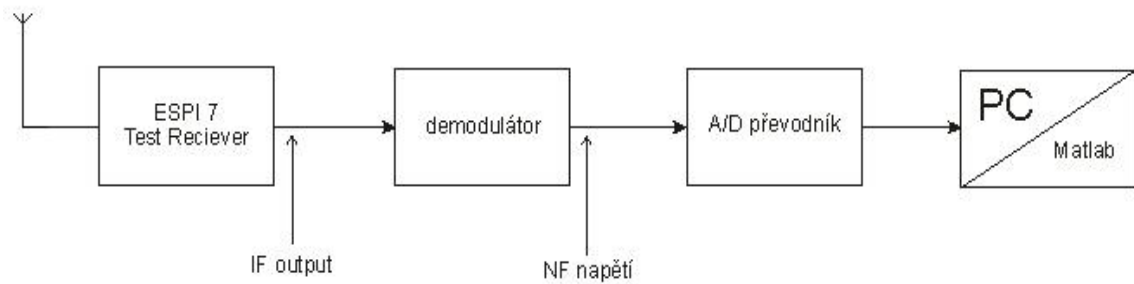
Z výše uvedeného blokového schématu byl odvozen i náš návrh demodulátoru. Bylo rozhodnuto, že na místo části obvodu, složeného z vf zesilovače, směšovače, oscilátoru a mezifrekvenčního zesilovače, bude použit *měřicí přístroj ESPI 7 Test Receiver* od firmy Rohde-Schwartz.

Tento přijímač zastane funkci zmíněné části obvodu a naladěný na vysílací *kmitočet mikrofonu* o hodnotě $f = 421 \text{ MHz}$, poskytne mezifrekvenční výstup na kmitočtu $f_{mf} = 20,4 \text{ MHz}$ (viz Obr. 33).



Obr. 33. Spektrum mezifrekvenčního výstupu přijímače ESPI 7, naladěného na kmitočet mikrofonu ND-N2.

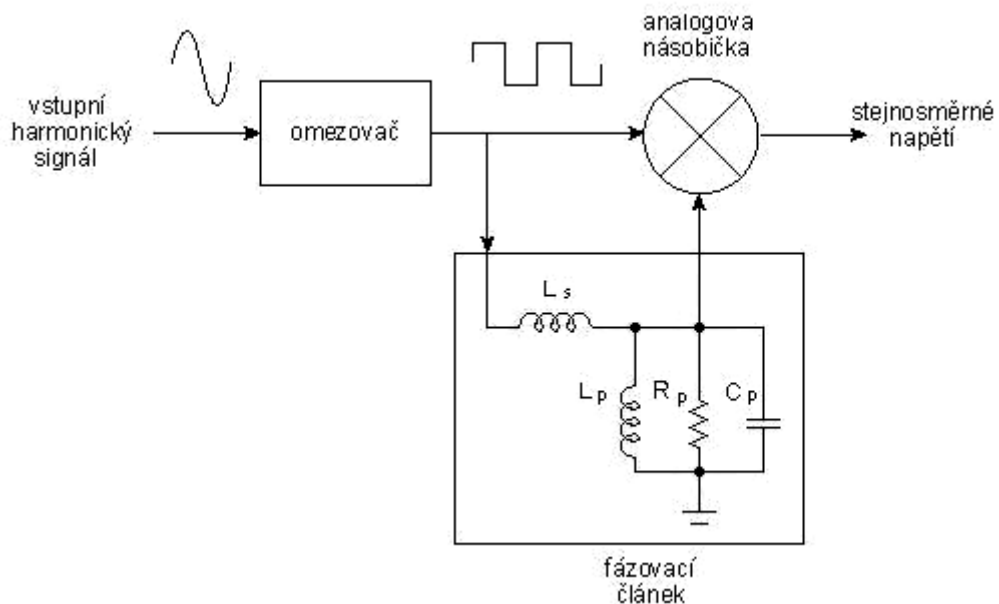
Mezifrekvenční výstup je pak přiveden na blok demodulátoru, jenž má být tvořen koincidenčním detektorem, fázovacím článkem a dolní propustí. Výstup z demodulátoru pak vede do A/D převodníku, tvořeného měřicí kartou v počítači.



Obr. 34. Blokové schéma navrženého systému.

4.1.1 Koincidenční detektor

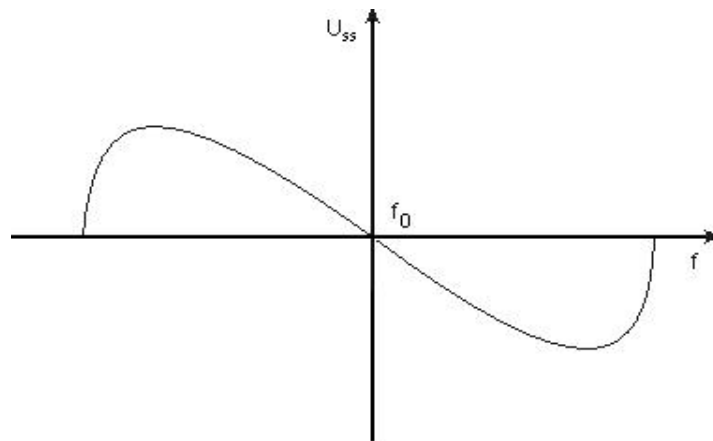
Základní blokový popis koincidenčního detektoru je na Obr. 35. Obvod je možné rozdělit do dvou částí. Jeho hlavní částí je analogová násobička signálů. Druhou částí je pak fázovací článek. Analogová násobička společně s omezovačem jsou většinou integrovány v jednom integrovaném obvodu demodulátoru. Proto bude dále věnována pozornost především fázovacímu článku, protože na tomto obvodu, respektive na jeho parametrech závisí výsledné parametry celého demodulátoru. Vytváří vhodné signály, které se přivádějí na vstup násobičky.



Obr. 35. Blokové schéma koincidenčního detektoru.

Fázovací článek, nazývaný také jako posouvač fáze, je tvořen paralelním rezonančním obvodem RLC (R_p , L_p , C_p), který je do celkového zapojení připojen přes sériovou cívku L_s . Obvod je tedy navržen tak, že na mezifrekvenčním kmitočtu vytvoří fázový posuv -90° oproti vstupnímu signálu v hlavní větvi.

Výstupní proud fázového detektoru, respektive analogové násobičky, na zátěži přeměněný na napětí, je závislý na rozdílu fází signálů na svých vstupech. Tento rozdíl fází se získá poměrem napětí na obou vstupech. Změna výstupního proudu, potažmo napětí, je tedy závislá na změnách parametru kmitočtového zdvihu. Průběhu této závislosti se říká S-křivka frekvenčního demodulátoru.



Obr. 36. Převodní charakteristika koincidenčního detektoru, S-křivka.

Nejdůležitější částí křivky je okolí kolem počátku, kde by měla být charakteristika co nejméně lineární. Tato oblast je omezena velikostí kmitočtového zdvihu, který je závislý na činiteli jakosti Q rezonančního obvodu. Jeho změnou se mění strmota lineární části křivky.

Nyní přejdeme k výpočtu velikostí jednotlivých součástí demodulátoru. Nejprve je ale třeba specifikovat parametry signálu jenž má být demodulován.

Dané parametry:

- mezifrekvenční kmitočet: $f_{mf} = 20,4\text{MHz}$
- přenosová rychlost signálu: $f_b = 50\text{kHz}$

Z uvedených parametrů vyplývá, že paralelní rezonanční obvod je třeba navrhnout na rezonanční kmitočet $f_{rez} = 20,4\text{MHz}$ a šířku pásma 100kHz .

Výpočet rezonančního kmitočtu je dán Thomsonovým vzorcem

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_P C_P}}, \quad (4.1)$$

kde známou je pouze rezonanční kmitočet f_{rez} a L_P spolu s C_P jsou neznámé, které je nutno spočítat. Byla tedy zvolena hodnota paralelního kondenzátoru $C_P = 10pF$. Po menší úpravě vztahu dostaneme tvar pro výpočet paralelní cívky

$$L_P = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{rez}^2 \cdot C_P}. \quad (4.2)$$

Po dosazení všech hodnot do vztahu, vyšla indukčnost cívky $L_P = 6,09\mu H$.

Následně byla zvolena hodnota *činitele jakosti obvodu* Q . Pro co nejlepší vlastnosti obvodu byla zvolena hodnota $Q = 100$. Jedná se o příliš velkou hodnotu a cívku pro takovýto činitel jakosti jde jen velmi těžko realizovat. Přesto tato hodnota byla ponechána a za pomoci vztahu pro výpočet činitele jakosti pro paralelní zapojení

$$Q = \frac{R_P}{\omega L_P} \quad (4.3)$$

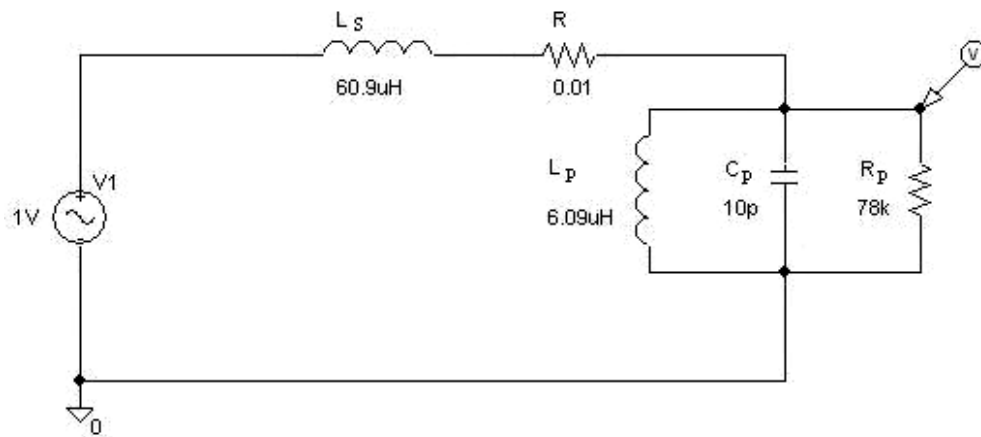
a jeho následnou úpravou na tvar

$$R_P = Q \cdot \omega L_P \quad (4.4)$$

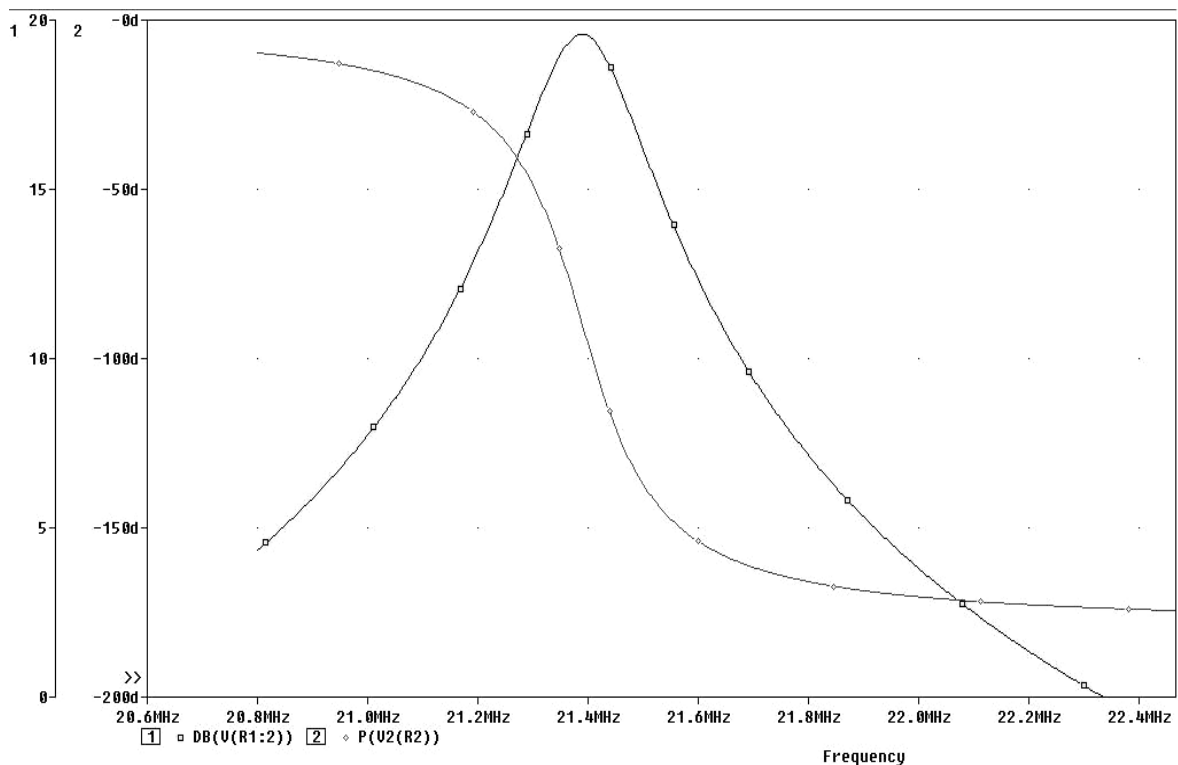
byla spočtena hodnota paralelního odporu $R_P = 78k\Omega$.

Zbývá zvolit hodnotu sériové cívky L_S . Ta byla zvolen tak, aby neovlivňovala přenos obvodu a zároveň byl fázový posuv na rezonančním kmitočtu -90° . Hodnota sériové cívky $L_S = 10 L_P$ vyšla $L_S = 60,9 \mu H$.

Pro ověření a případné upravení spočtených hodnot součástek rezonančního obvodu, byl obvod simulován v programu *PSpice verze 9.1 student*. Výsledek této simulace je na Obr.38.

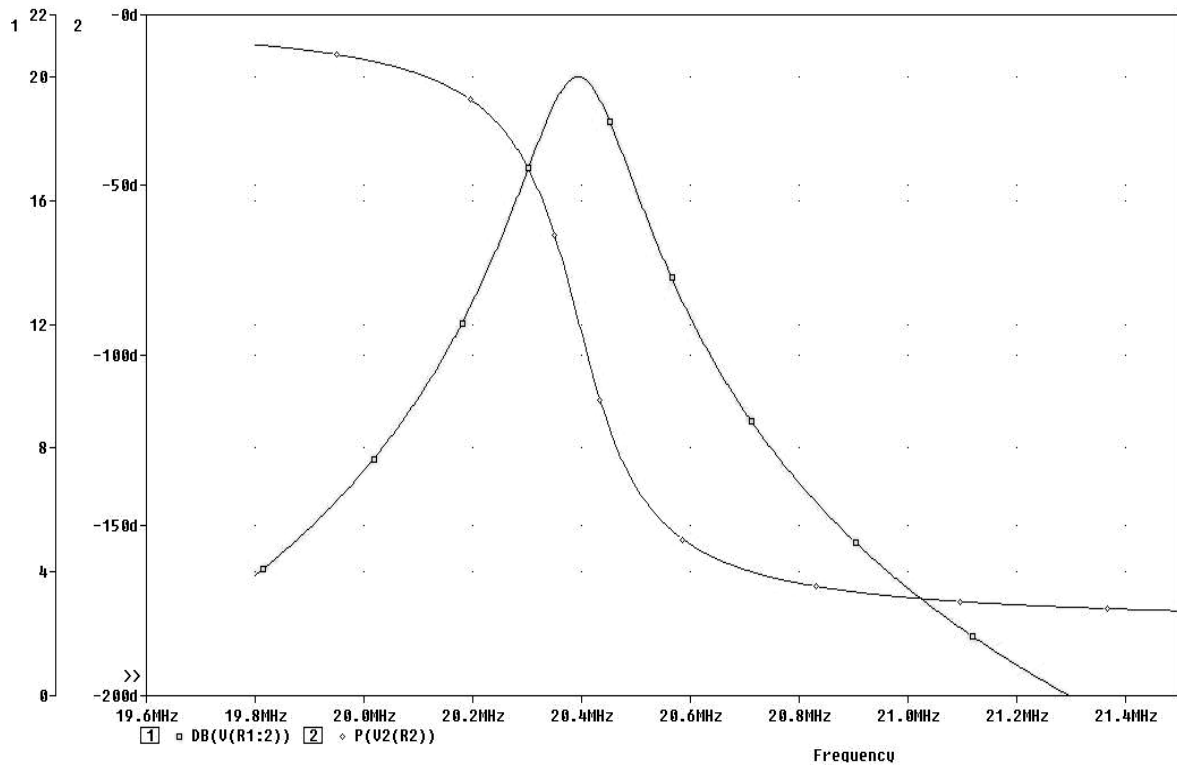


Obr. 37. Simulační schéma rezonančního obvodu.



Obr. 38. Simulace navrženého rezonančního obvodu.

Z přenosové charakteristiky simulovaného obvodu vyplynulo, že takto navržený obvod nerezonuje na kmitočtu 20,4 MHz, nýbrž na kmitočtu 21,4 MHz. Šířka pásma pak byla $B=200\text{kHz}$. Proto byla upravena hodnota paralelního kondenzátoru upravena na $C_P=11\text{pF}$ a z touto hodnotou byl obvod opět odsimulován. Výsledek simulace je na Obr. 39.



Obr. 39. Simulace navrženého rezonančního obvodu s upravenou hodnotou kondenzátoru.

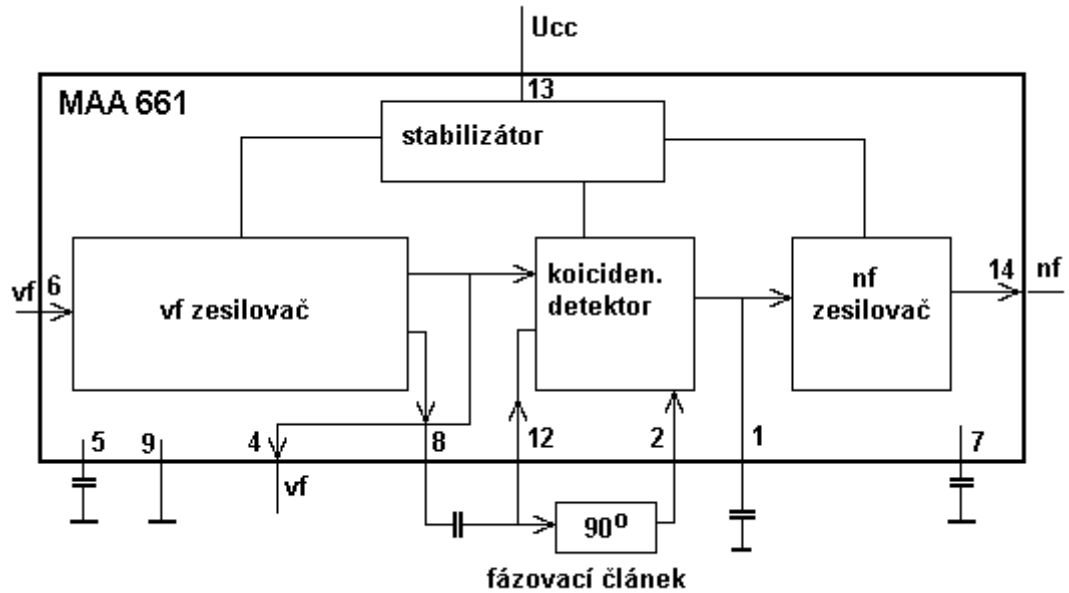
Z přenosové charakteristiky upraveného simulovaného obvodu vyplynulo, že takto navržený obvod již rezonuje na kmitočtu 20,4 MHz a jeho šířka pásma je $B=150\text{kHz}$.

Výsledné parametry součástek jsou tedy následující:

- sériová cívka $L_S = 60,9 \mu\text{H}$,
- paralelní cívka $L_P = 6,09 \mu\text{H}$,
- paralelní kondenzátor $C_P = 11\text{pF}$,
- paralelní odpor $R_P = 78\text{k}\Omega$.

Zároveň s návrhem parametrů součástek fázovacího článku bylo nutné vybrat integrovaný obvod tvořící jádro zapojení, tedy analogovou násobičku s dalšími pomocnými obvody. Pro realizaci demodulátoru byl vybrán dříve hojně používaný obvod MAA661 od firmy Tesla. Jedná se o obvod, který slouží jako mezifrekvenční zesilovač a demodulátor v přijímačích VKV-FM a televizních přijímačích. Skládá se z třístupňového

vf zesilovače s celkovým ziskem přes 60dB, koincidenčního detektoru a výstupního nf zesilovače. Zjednodušené vnitřní zapojení je na Obr. 40.



Obr. 40. Zjednodušené vnitřní zapojení MAA661.

5 REALIZACE NAVRŽENÉHO DEMODULÁTORU

V předchozí části byl popsán návrh demodulátoru a návrh parametrů jeho nejdůležitější části. V této části bude popsána praktická realizace - vlastní vznik demodulátoru, respektive jeho částí podle návrhu.

5.1 Výroba cívek

Jak již bylo několikrát zmíněno, obvodem na němž závisí vlastnosti celého demodulátoru, je rezonanční obvod fázovacího článku. Než však přišla na řadu stavba fázovacího článku, bylo zapotřebí nejdříve vyrobit část jeho komponentů. Těmito komponenty byly sériová a paralelní cívka.

Původně zamýšlená výroba těchto cívek jako cívek vzduchových, byla po neúspěšných pokusech, kdy se nedařilo vyrobit cívku bez toho, aby měla několik desítek závitů a svojí konstrukcí byla nestabilní, zrušena a začalo se s výrobou cívek s feritovým jádrem.

Cívky byly namotány z měděného smaltovaného drátu o průměru 0,6 mm. Pro výrobu jedné cívky byl použit *neznámý feritový toroid* o průměr 0,5 cm a pro výrobu druhé cívky bylo použito *hrníčkového feritového jádra* s konstantou $A_L = 100$ [nH/záv.].

Pro výpočet indukčnosti cívky s hrníčkovým feritovým jádrem existuje vztah

$$L = N^2 \cdot A_L, \quad (5.1)$$

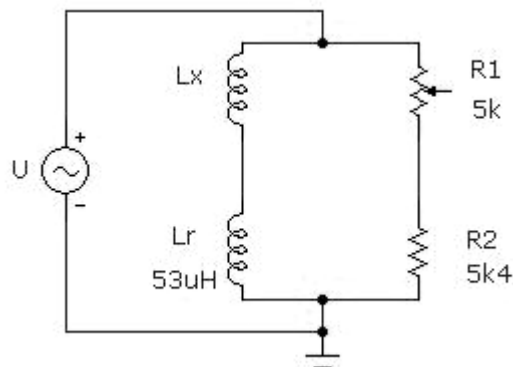
ze kterého se jednoduchou úpravou získá vztah pro výpočet počtu závitů

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}. \quad (5.2)$$

Bylo rozhodnuto, že hrníčkové feritové jádro bude použito pro výrobu cívky $L_p = 6,09 \mu H$, jelikož se předpokládalo, že neznámý toroid bude mít větší permeabilitu a byl by problém na něj navinout tak malou indukčnost. Po dosazení do vztahu (5.2) vyšlo, že je třeba navinout $N = 7,8$ závitů. Bylo navinuto 7,5 závitů a přešlo se k vynutí cívky L_S .

K její výrobě se použil neznámý toroid a jelikož neexistoval způsob jak určit potřebný počet závitů, přistoupilo se k metodě, kdy se zkušebně navinuly 2 závity a indukčnost se změřila.

Měření indukčnosti vycházelo z můstkové metody. Schéma zapojení obvodu pro měření indukčnosti je na Obr. 41.



Obr. 41. Obvod pro měření indukčnosti.

Indukčností L_x v obvodu byla měřená cívka a L_r byla referenční, nám známá cívka. Na vstup obvodu byl přiváděn harmonický signál o kmitočtu $f = 1\text{MHz}$ a amplitudě $U = 1\text{V}$. Měřili se úbytky napětí na odporech a na referenční cívce a z těchto hodnot se podle následujících vztahů spočetla indukčnost měřené cívky.

$$\frac{U_{L_x}}{U_{L_r}} = \frac{U_{R1}}{U_{R2}} \quad (5.3)$$

$$L_x = L_r \cdot \left(\frac{U}{U_{R2}} - 1 \right) \quad (5.4)$$

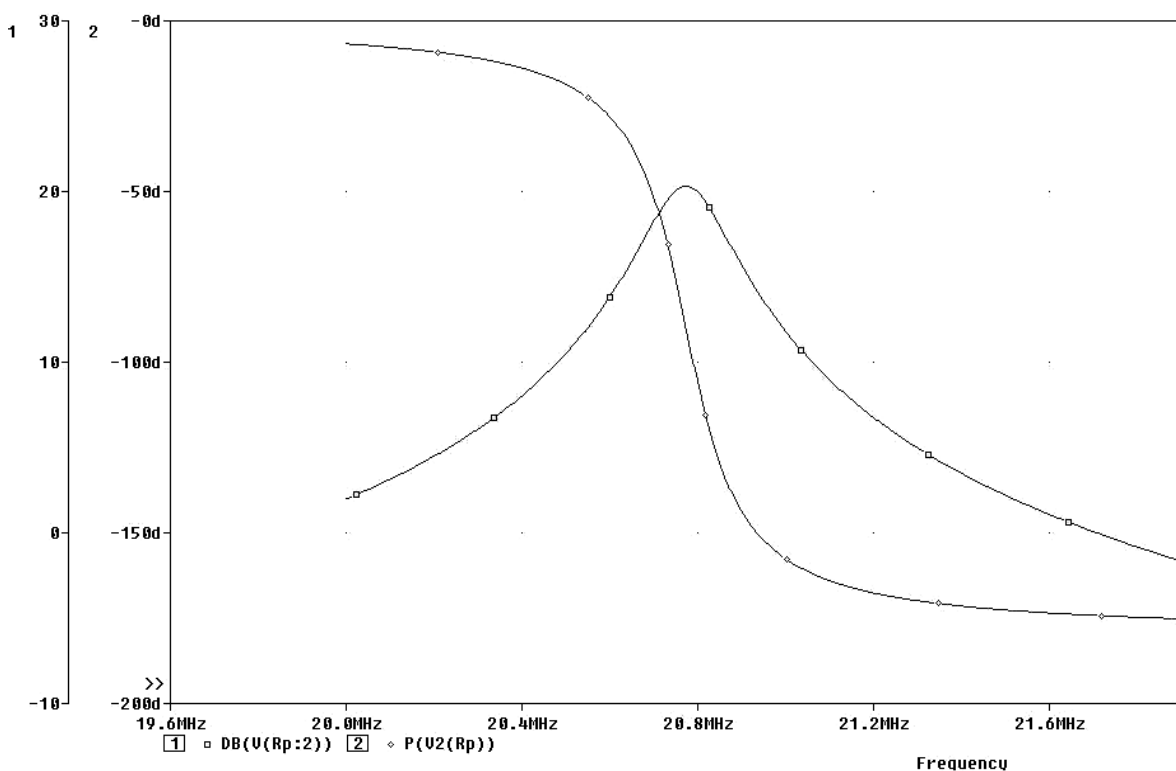
Po dosazení do vztahu vyšla indukčnost cívky se dvěma závity $L_x = L_s = 7,97\mu\text{H}$. Požadovaná hodnota byla $L_s = 60,9\mu\text{H}$, proto se ještě dvakrát přidávaly závity a měřila se indukčnost, až bylo dosaženo nejbližší možné hodnoty $L_s = 57,7\mu\text{H}$.

Pro jistotu bylo toto měření provedeno i pro cívku s feritovým hrníčkovým jádrem a naměřená hodnota neodpovídala hodnotě vypočtené. Indukčnost paralelní cívky byla větší, proto byly ubrány 2 závity a bylo dosaženo hodnoty $L_p = 5,88\mu\text{H}$, což je hodnota nejbližší hodnotě požadované $L_p = 6,09\mu\text{H}$.

5.2 Měření frekvenční charakteristiky fázovacího článku

V předchozí kapitole jsou uvedeny změny v hodnotách indukčností fázovacího článku. Z toho důvodu se musela provést nová simulace frekvenční charakteristiky obvodu pro hodnoty:

- sériová cívka $L_S = 57,7 \mu H$,
- paralelní cívka $L_P = 5,88 \mu H$.



Obr. 42. Simulace frekvenční charakteristiky při změně indukčností.

Z výsledku simulace vyplynulo, že je nutno použít kapacitní trimr, hodnot řádově $C_P = 5\text{--}20 \text{ pF}$, aby bylo možné obvod doladit na požadovanou rezonanční frekvenci.

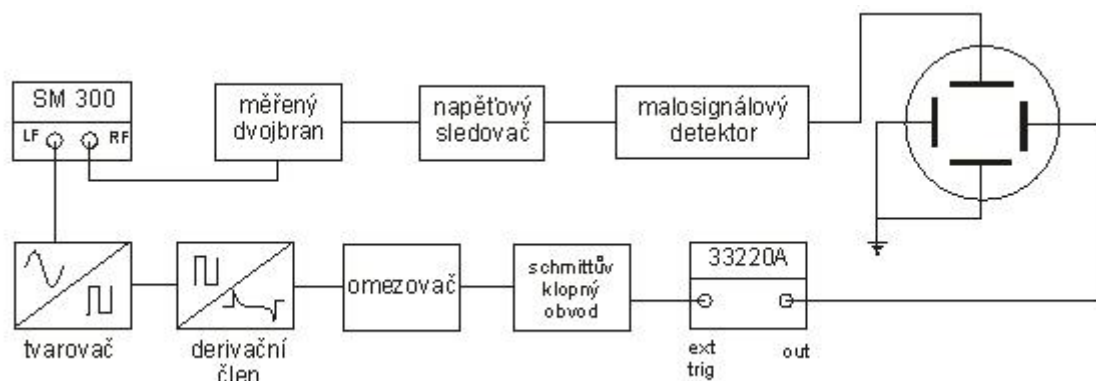
Po té co byly vyrobeny cívky, mohlo se přejít k samotné stavbě fázovacího článku a změření jeho frekvenční charakteristiky.

5.2.1 Měření za pomoci analogového osciloskopu

Fázovací článek byl sestaven na nepájivém poli a charakteristika se měla změřit klasickým způsobem na analogovém osciloskopu v režimu XY.

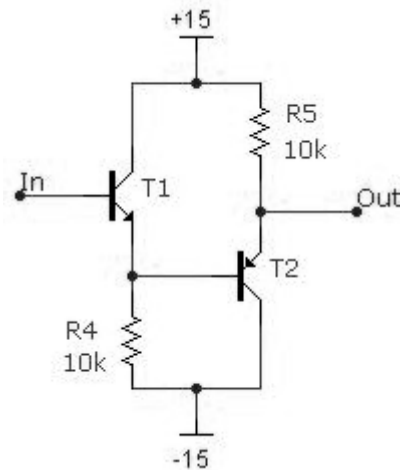
Jako zdroj pilového průběhu pro časovou základnu osciloskopu byl vybrán *funkční generátor Agilent 33220A* a jako zdroj harmonického signálu *signálový generátor SM300 R&S*. Bohužel signálový generátor SM300 R&S nemá externí trigger a z toho důvodu vzniklo náhradní řešení jak změřit na osciloskopu frekvenční charakteristiku.

Tím řešením bylo vytvoření triggerovacích pulzů, pro generátor pilového průběhu, z harmonického sinusového signálu, odebíraného z výstupu LF generátoru SM300. Toto řešení se opíralo také o předpoklad, že výstup LF je synchronně spouštěn s výstupem RF, který má být zdrojem signálu pro měřený fázovací článek. Na následujícím obrázku je uvedeno blokové schéma měření.



Obr. 43. Blokové schéma měření frekvenční charakteristiky.

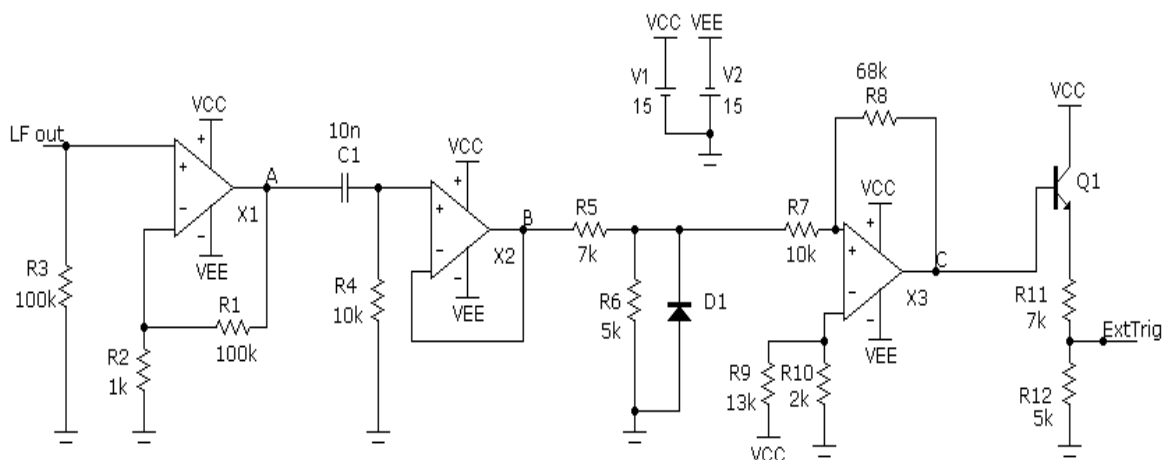
Horní větev blokového schématu je měřicí větví, ve které je zapojen měřený fázovací článek – rezonanční obvod, napěťový sledovač a malosignálový detektor. Napěťový sledovač je zde z důvodu impedančního přizpůsobení a je zde realizován dvojicí emitorových sledovačů v podobě tranzistorů BC337 a BC327 (Obr. 44). Za sledovačem následuje malosignálový detektor ZX47-55 od firmy Mini-Circuits, který pro vstupní úroveň signálu +15 až -55 dBm, má na výstup napětí 0,4 až 2,2 V.



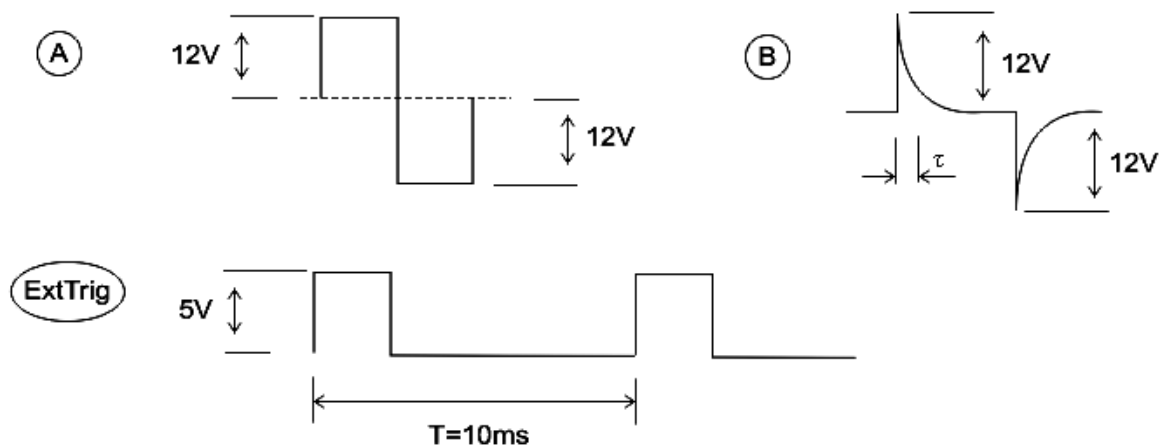
Obr. 44. Napěťový sledovač.

Dolní větev blokového schématu, je větev, ve které se z harmonického sinusového signálu vytvářejí triggerovací pulzy. Signál z LF výstupu generátoru přichází na tvarovací obvod, kde je zesílen a jeho tvar se mění na obdélníkový. Dále signál pokračuje již jako obdélníkový do derivačního článku, kde se derivuje, takže získáme úzké pulzy z náběžných hran, které se následně v omezovači oříznou na požadovanou hodnotu. Po té co projdou Schmittovým klopným obvodem, budou na výstupu krátké spouštěcí pulzy vyvedené na externí triggerovací vstup generátoru Agilent.

Následuje podrobné schéma dolní větve blokového schématu i s průběhy v jednotlivých uzlech a potřebnými výpočty.



Obr. 45. Celkové zapojení pro tvorbu triggerovacích pulzů.



Obr. 46. Průběhy na uzlech v obrázku 45.

Tvarovací obvod tvoří *neinvertující zesilovač*, jehož zesílení bylo zvoleno $A_U=100$ a je dáno poměrem odporů R_1 ku R_2 .

Derivační článek má časovou konstantu danou vztahem $\tau = RC$. Časová konstanta zde určuje šířku pulzu a její hodnota je zvolena $\tau = 100\mu\text{s}$.

U Schmittova klopného obvodu platí vztah pro prahové napětí $U_H = \frac{U_{CC} + U_R}{R_8} R_7$, kde U_R je referenční napětí 2V. Prahové napětí je zvoleno $U_H = 2,1\text{V}$ a $R_1 = 10\text{k}\Omega$. Úpravou vztahu pak dostaneme hodnotu $R_2 = 68\text{k}\Omega$.

Po oživení navrhnutého zapojení, kdy byl obvod po částech zapojován a byly kontrolovány průběhy a napěťové úrovně v jednotlivých uzlech, se přešlo k měření frekvenční charakteristiky podle blokového schématu (Obr. 43).

Výstup z malosignálového detektoru se přivedl na vstup osciloskopu označený jako „Y“ a výstup z generátoru pilového průběhu Agilent 33220A, generujícího pilový průběh o frekvenci 100Hz, se přivedl na vstup označený „X“. Osciloskop byl přepnut do režimu „XY“ a na výstupech signálového generátoru SM300 byly nastaveny tyto hodnoty:

$$LF \text{ výstup} - f = 100\text{Hz}, U = 1\text{V},$$

$$RF \text{ výstup} - \text{kmitočet rozmítán od } 1\text{MHz} \text{ do } 100\text{MHz} \text{ a úroveň signálu } 0\text{dBm}.$$

Po té co byly všechny hodnoty nastaveny se spustilo měření sepnutím výstupů generátorů.

Jako výstup měření se na obrazovce osciloskopu objevila frekvenční charakteristika měřeného článku. Jednalo se ovšem o velice zatlumenou charakteristiku, na které se zároveň objevoval šum. I proto byla naměřená charakteristika nečitelná, nebylo možné odečíst ani rezonanční kmitočet, na který je obvod naladěn ani šířku pásma. Bylo ale zřejmé, že selektivita obvodu není vůbec dobrá.

Z důvodu nečitelnosti charakteristiky, což mohlo být způsobeno špatnou synchronizací mezi jednotlivými přístroji, se začalo hledat jiné řešení jak změřit frekvenční charakteristiku rezonančního obvodu a zjistit tak, zda je správně naladěn. Výsledkem bylo rozhodnutí použít spektrální analyzátor FSH3 od firmy Rohde-Schwarz.

5.2.2 Měření pomocí spektrálního analyzátoru FSH3 R&S

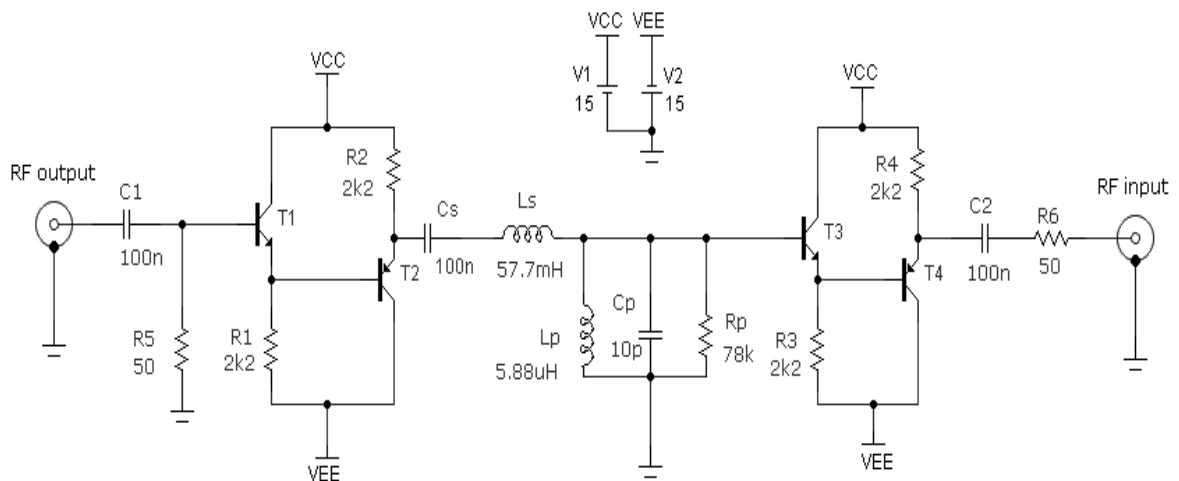
Spektrální analyzátor FSH3 je přenosný, bateriový spektrální analyzátor vhodný pro velmi přesná měření. Přístroj je vybaven mnoha měřicími funkcemi. Má paměť na 100 měření a je tak snadné zálohovat výsledky měření a poté s nimi pracovat.



Obr. 47. Spektrální analyzátor FSH3 R&S.

Jednou z měřících funkcí je i *Tracking generator (sledovací generátor)*. Tracking generator generuje na RF výstupu RF signál o přesné frekvenci a současně jej na RF vstupu přijímá. Tracking generator tedy umožňuje testování mnoha pasivní a aktivní RF obvodů, jako jsou filtry, zesilovače atd. Z toho vyplývá, že FSH3 je vhodný pro měření frekvenční charakteristiky.

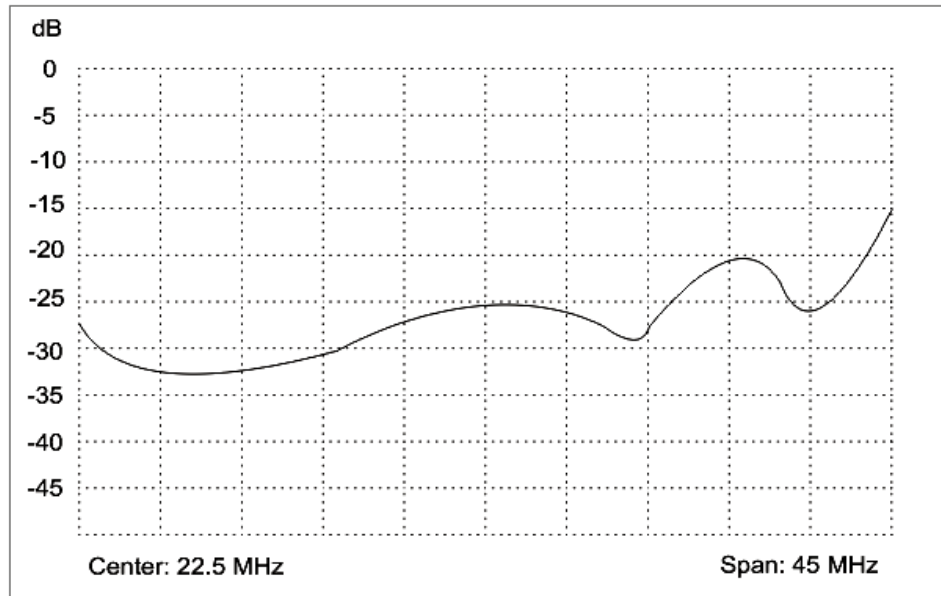
Měřený rezonanční obvod se ovšem nedá připojit přímo mezi RF výstup a vstup analyzátoru. Je třeba provést impedanční přizpůsobení. To bylo provedeno přidáním sledovače jak na vstup tak na výstup. Opět byly použity tranzistory BC337 a BC327. Zapojení, se kterým se měřilo, je uvedeno na následujícím obrázku.



Obr. 48. Schéma zapojení měření frekvenční charakteristiky pomocí FSH3.

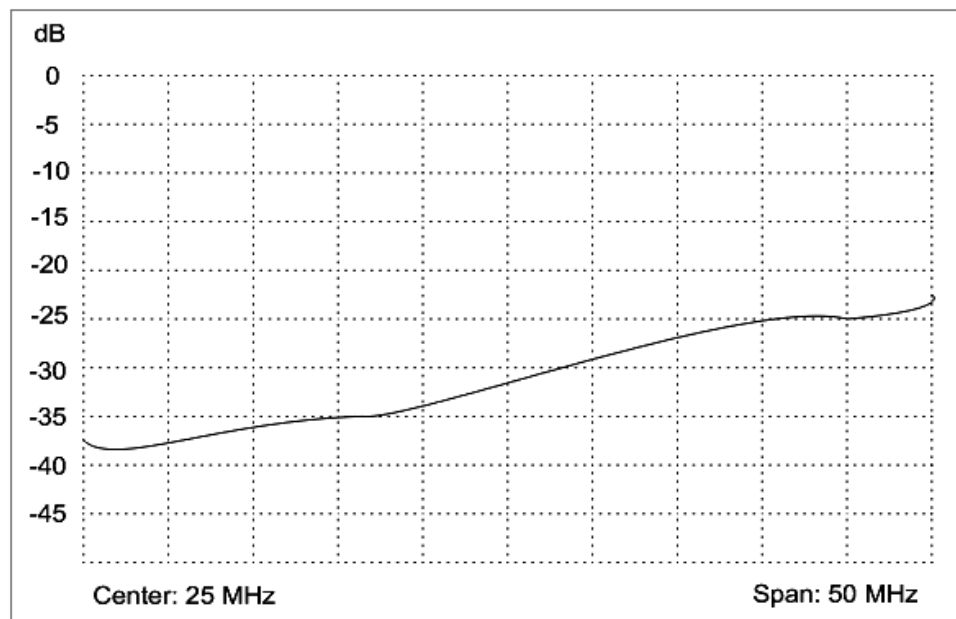
Zobrazené zapojení bylo sestaveno na nepájivém poli a připraveno k měření. Místo kapacitního trimru se pro toto první měření použil pevný kondenzátor $C_p = 10\text{pF}$, stejný jako při měření s osciloskopem. Ovšem nejprve se musela provést kalibrace tracking generátoru. Tato kalibrace se musí provádět před každým měřením, u kterého změním parametry generátoru, se kterými byl předtím nakalibrován. Po kalibraci musí být, při přímém propojení RF vstupu a výstupu, útlum přenosu roven 0dBm.

Kalibrace byla provedena pro rozmitání frekvence od 5MHz do 50MHz. Po kalibraci se k FSH3 připojil již zapojený obvod a byla naměřena přenosová charakteristika, jejíž průběh odpovídal tomu na osciloskopu, s tím rozdílem, že se zde již neprojevoval šum. Nicméně charakteristika byla dosti zatlučená a projevovala se zde při vyšších kmitočtech kapacitní reaktance. Útlum přenosu byl také o dost větší než předpokládaný (viz Obr. 49).



Obr. 49. Přenosová charakteristika obvodu z obr. 48.

Všechno toto bylo důvodem k změření tzv. „pozadí“ nepájivého pole, při odpojeném měřeném obvodu. Vypojil se tedy rezonanční obvod a výstup prvního sledovače se spojil se vstupem druhého. U takto zapojených sledovačů byla předpokládaná hodnota útlumu přenosu -6dB. Skutečná hodnota byla ovšem úplně jiná, jelikož se v přenosu začaly projevovat kapacitní přeslechy. Jeden z takových přenosů je znázorněn na obrázku.



Obr. 50. Přenos přes sledovače ovlivněný přeslechy na nepájivém poli.

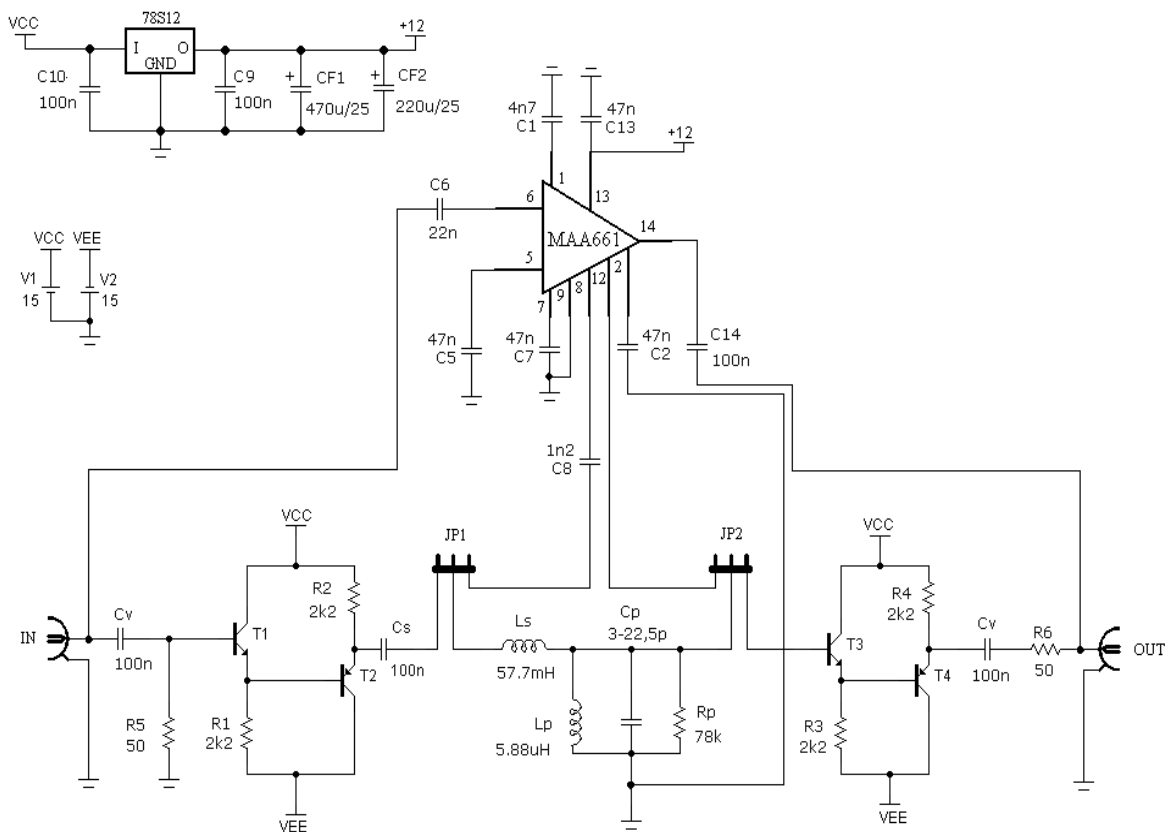
Pro zmírnění těchto přeslechů se jeden sledovač zapojil na jeden konec desky pole a druhý na druhý konec. Ke zmírnění sice došlo, ale jen nepatrnému. Proto se rozhodlo, že se navrhne a vyrobí měřicí deska (DPS).

5.3 Stavba koincidenčního demodulátoru

Aby se nemuseli vyrábět dvě desky, jedna pro naladění rezonančního obvodu fázovacího článku a druhá pro celkové zapojení koincidenčního demodulátoru, rozhodli jsme se pro návrh jediné desky, na které rezonanční obvod naladíme a poté jej přepojíme z měřicího obvodu do obvodu koincidenčního demodulátoru.

5.3.1 Návrh DPS

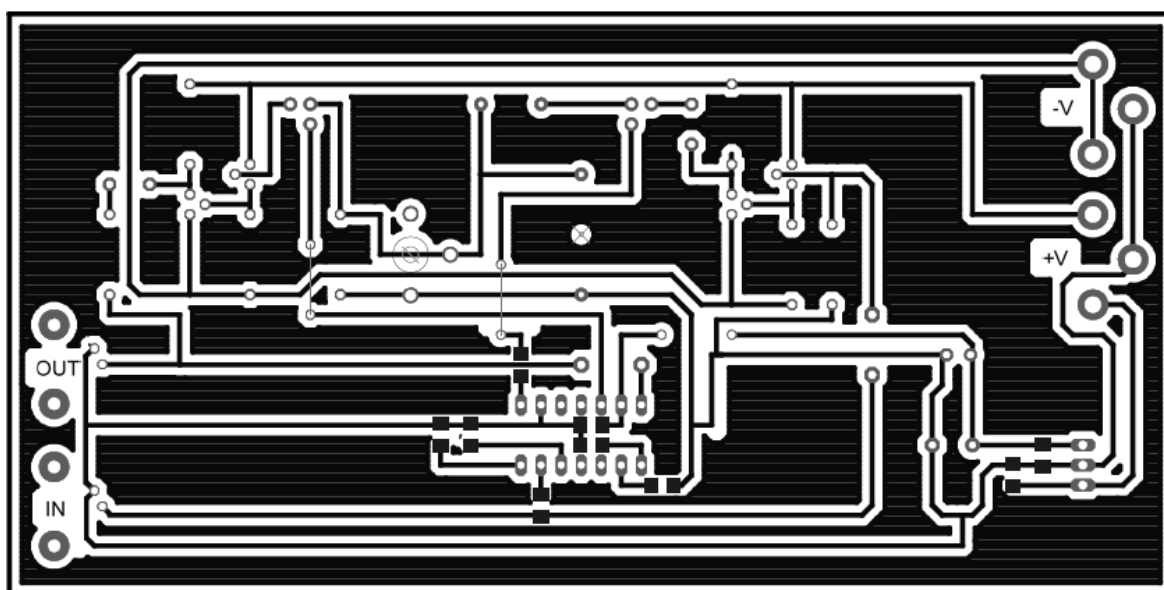
Desku plošných spojů je třeba navrhnout podle celkového schématu zapojení koincidenčního demodulátoru, včetně fázovacího článku a napájecí části. Celkové schéma zapojení je na následujícím obrázku. Jedná se v podstatě o doporučené zapojení obvodu MAA661, které bylo třeba pro naše použití lehce upravit.



Obr. 51. Schéma celkového zapojení.

Zapojení obsahuje SMD součástky v části s obvodem MAA661 a klasické součástky v části s fázovacím článkem.

Jak je ve schématu vidět, fázovací článek je od sledovačů i od demodulátoru oddělen a propojuje se s nimi pomocí jumperů JP1 a JP2. Jako vstupní a výstupní konektor byl použit BNC konektor BNC-Z 50RW a jako napájecí konektory byly použity konektory CINCH. Ani jedny konektory nebyly v dostupné v návrhovém systému Eagle, tudíž byly přeměřeny a plochy pro ně přidány ručně. Pro obě cívky platí totéž, s tím, že pro hrníčkové feritové jádro je třeba vyvrtat do DPS díru pro jeho přichycení.



Obr. 52. Deska plošných spojů pro demodulátor, BOTTOM.

Deska plošných spojů byla vyrobena nasvícením a následným vyleptáním v chloridové lázni. Nasvícení i leptání probíhalo v domácích podmínkách.

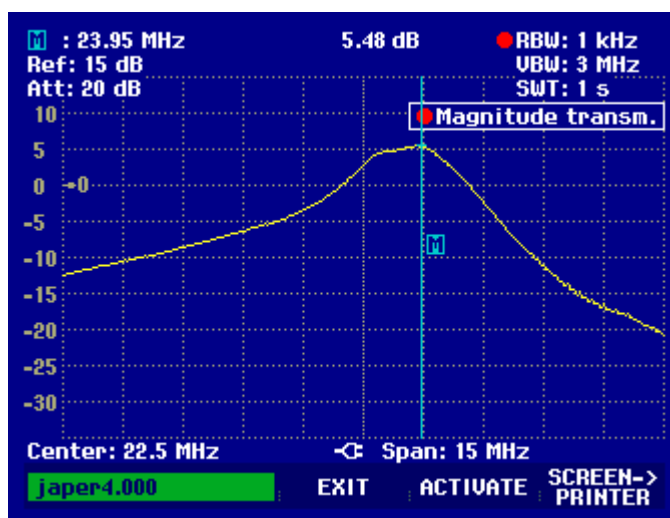
5.3.2 Naladění rezonančního kmitočtu fázovacího článku

Po té co byla deska plošných spojů vyrobena přišla řada na naladění rezonančního kmitočtu. Deska byla osazena konektory, sledovači a fázovacím článkem. Veškeré ostatní součástky, které nespádají do části obvodu pro měření charakteristiky, nebyli osazeny, aby měřený obvod nebyl nijak ovlivňován (MAA661, stabilizátor a kondenzátory).

Po osazení desky bylo na měřený obvod přivedeno napájecí napětí a byly zkontrolovány napěťové poměry na sledovačích. Všechny hodnoty byly správné a sledovače sledovali.

Díky jumperům bylo možné fázovací člunek odpojit a propojit sledovače přímo. To nám umožňovalo změřit přenos a útlum čistě jen přes sledovače. Jak již bylo zmíněno dříve, očekávaná hodnota útlumu je -6dB. Ve skutečnosti byl analyzátozem FSH3 naměřen útlum -7,6dB. Nicméně tím, že se již měřilo na desce, zmizeli kapacitní přeslechy.

Dalším krokem bylo zapojení fázovacího člunku a změření jeho frekvenční charakteristiky. Člunek se pomocí jumperů zapojil do obvodu a kapacitní trimr se nastavil do třetiny své hodnoty, tedy přibližně na $C_p = 10pF$. Frekvenční charakteristika by po změření měla být podobná té na obr. 42.



Obr. 53. Frekvenční charakteristika fázovacího člunku s ručně vinutými cívkami.

Jak je vidět, naměřená charakteristika neodpovídá předpokladům. Ukazuje se, že obvod má špatnou selektivitu. Jeho šířka pásma je $B_3 = 2,3 MHz$ a činitel jakosti Q je nízký, přibližně $Q = 10$.

Po zhodnocení tohoto měření se došlo k závěru, že mnou vyrobené cívky, respektive jejich jádra, nejsou dostatečně kvalitní, a proto se nahradí koupenými, sériově vyráběnými indukčnostmi.

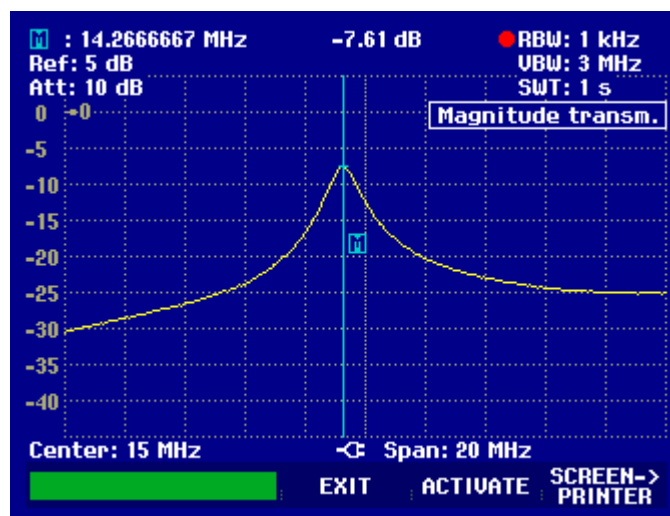
Byly koupeny indukčnosti o hodnotách $L_P = 6,8 \mu H$ a $L_S = 68 \mu H$. Podle katalogového listu s tolerancí $\pm 10\%$ a činitelem jakosti $Q = 40$.

Po jejich přidání do obvodu se postupovalo stejně jako při předchozím měření. Obvod se připojil na napájecí napětí a změřili se napětí na sledovačích. Tentokrát však nefungoval sledovač na výstupu (T3).

Pokud je tranzistor otevřený a sleduje napětí, je na jeho emitoru vůči bázi, v tomto konkrétním zapojení napětí asi $U_E = -0,6V$. V mém případě bylo však emitorové napětí $U_E=2,5V$. Tranzistor tedy nebyl otevřený a choval se spíš jako odpor. Možností proč tomu tak je by mohla být „plovoucí“ zem u napájecího zdroje. Proto se zdroj vyměnil za jiný. Ukázalo se však, že zdroj tento problém nezpůsobuje. Pro vyřešení tohoto problému jsem sledovač zapojil na nepájivém poli se stejným typem tranzistoru a i zde nefungoval tak jak měl. Už předtím jsem tranzistor přeměřil jestli není poškozený, ale byl v pořádku. Nakonec se jako řešení ukázala změna pracovního bodu tranzistoru a především vyfiltrování napájecího napětí kondenzátory.

Na desku jsem tedy dodatečně přidal filtrační kondenzátory a změnil odpor v emitoru sledovače na $10k\Omega$. Navíc poslední sledovač s T4 jsem již ani nezapojoval a výstup připojil přes kondenzátor na výstup sledovač s T3.

Po těchto problémech bylo možno opět měřit frekvenční charakteristiku fázovacího článku a pokusit se naladit požadovanou rezonanční frekvenci. Indukčnosti byly vyměněné a kapacitní trimr byl na stejné hodnotě jako při minulém měření, tedy přibližně $C_p = 10pF$. Odhadovaný, respektive spočtený rezonanční kmitočet byl $f_{rez} = 19,3MHz$. Byla naměřena frekvenční charakteristika jejíž průběh je na následujícím obrázku.



Obr. 54. Frekvenční charakteristika fázovacího článku.

Z této charakteristiky lze usuzovat, že obvod má dobrou selektivitu. Jeho šířka pásma je $B_3=800\text{kHz}$ a činitel jakosti je přibližně $Q = 17,8$. To jsou mnohem lepší parametry než u předchozího měření, respektive zapojení obvodu. Je zde ovšem jeden nepřehlédnutelný nedostatek a sice rezonanční frekvence. Ta by měla být $f_{rez} = 19,3\text{MHz}$ ovšem skutečná hodnota je $f_{rez} = 14,3\text{MHz}$. Pro zvýšení rezonančního kmitočtu je tedy potřeba snížit kapacitu paralelního kondenzátoru. Kapacitní trimr jsem tedy nastavil na minimální hodnotu $C_P = 3\text{pF}$, ale rezonanční kmitočet se téměř nezměnil.

Po rozboru tohoto problému jsem došel k závěru, že v obvodu jsou, resp. je, parazitní kapacita. Tuto kapacitu jsem z naměřených hodnot odhadl asi na $C_{Parazitní} = 20\text{pF}$ a více. Proto není možné změnou kapacity C_P dosáhnout razantnější změny rezonančního kmitočtu.

Při pátrání po zdroji parazitní kapacity jsem se dostal až k návrhu desky plošných spojů. Deska je navržena nejen pro demodulátor, ale také jako měřicí deska pro ladění fázovacího článku. Z tohoto důvodu je signálový vstup, tak i výstup rozveden po téměř celé délce desky. Jelikož pracujeme s vysokými kmitočty nebylo to zřejmě nejvhodnější řešení.

Mnohem vhodnější by bylo navrhnout desku se čtyřmi BNC konektory, kdy dva by vedli k měřenému obvodu a dva k demodulátoru a tyto signálové cesty by byly co nejkratší.

V nastalé situaci však bylo nejlepší nechat fázovací článek nastavený tak, aby odpovídal té nelepší situaci jaké bylo možné dosáhnout, viz. Obr. 54, a připojit jej do obvodu demodulátoru. Po připojení fázovacího článku do obvodu demodulátoru, se zkrátí cesty kudy vedou vstupní a výstupní signály asi na polovinu a tak by měla klesnout parazitní kapacita a výrazně se změnit rezonanční kmitočet a sice směrem k požadované hodnotě.

5.3.3 Osazení DPS obvodem MAA661 a oživení demodulátoru

Ještě před tím než se do desky zapojil obvod MAA661, bylo potřeba úplně oddělit sledovače. Ty se oddělili od fázovacího článku vyndáním jumperů, ale na vstup a výstup zůstali připojeni. Proto bylo nutné vytáhnout z desky kondenzátory C_v a odpor R_6 .

Po této úpravě již bylo možné přidat na desku obvod MAA661 společně s dalšími součástkami, včetně stabilizátoru napětí. Fázovací článek zůstal od MAA661 i nadále odpojen až do té doby než bylo zjištěno zda obvod funguje správně. Na obr. 55 je ukázáno

vnitřní zapojení MAA661. Z tohoto zapojení se odhadli hodnoty stejnosměrného napětí na jeho výstupech/vstupech:

$$U_{1SS} = 7V$$

$$U_{2SS} = 3,4V$$

$$U_{4SS} = 1,5V$$

$$U_{5SS} = 1,5V$$

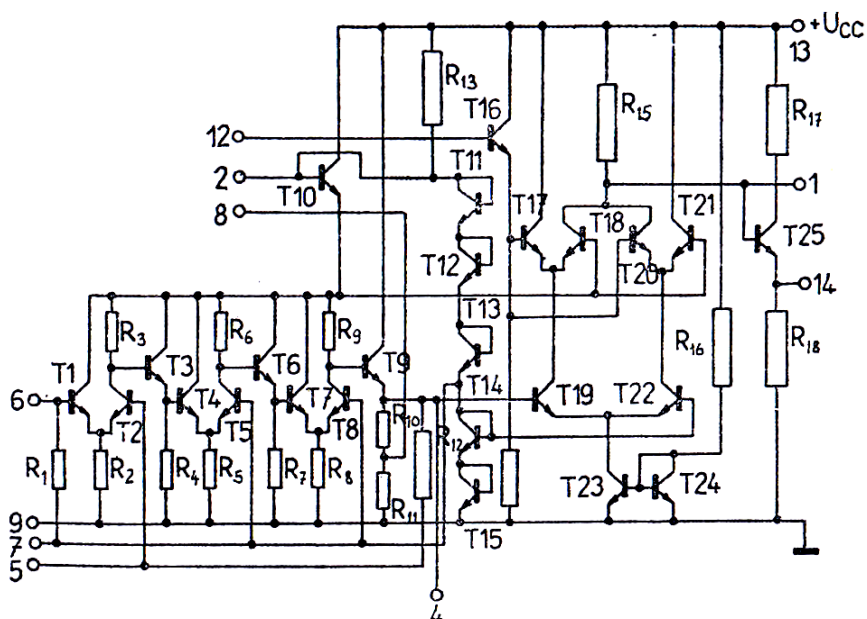
$$U_{6SS} = 1,5V$$

$$U_{7SS} = 1,5V$$

$$U_{8SS} = 0,2V$$

$$U_{14SS} = 6,5V$$

Po připojení demodulátoru na napájecí napětí jsem zkontroloval hodnoty stejnosměrného napětí na jednotlivých výstupech/vstupech obvodu MAA661. Tyto hodnoty byly téměř stejné jako předpokládané a tudíž bylo možné říci, že obvod funguje.

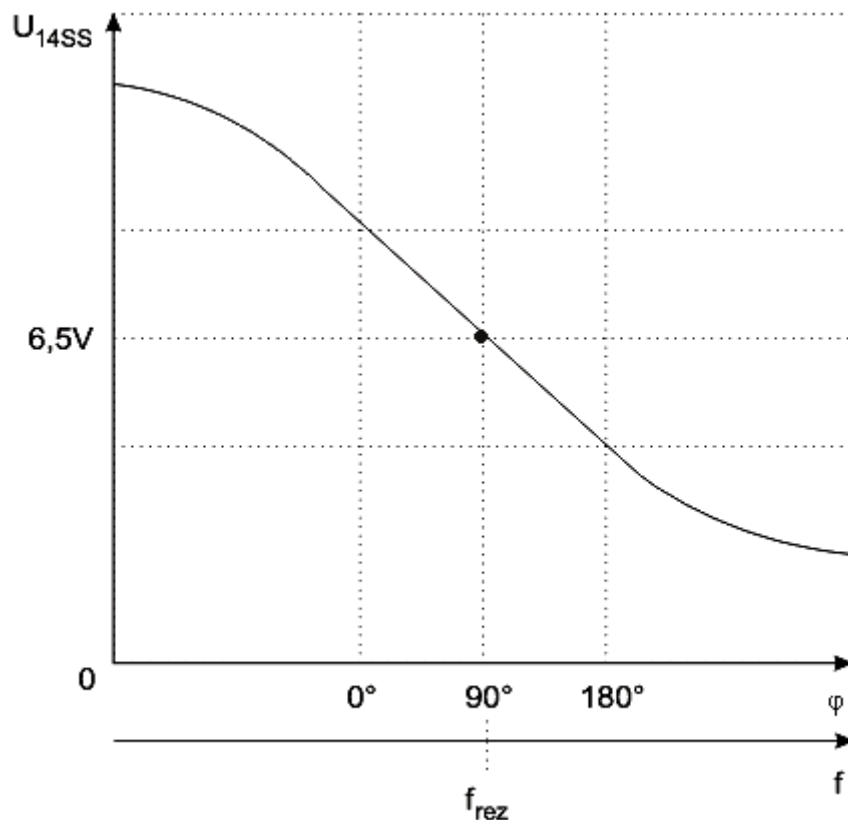


Obr. 55. Vnitřní zapojení obvodu MAA661. [10]

Po tom co byla ověřena funkčnost obvodu MAA661, bylo možné připojit mezi jeho výstupy fázovací členek. Od chvíle, kdy jsme připojili fázovací členek k MAA661 máme již funkční demodulátor, ovšem naladěný na neznámou rezonanční frekvenci, jelikož, jak

už bylo zmíněno, připojením fázovacího článku dojde ke zkrácení signálových cest a zmenší se tak parazitní kapacita a $f_{rez} = 14,3\text{MHz}$ se změní na neznámou f_{rez} o vyšší hodnotě.

Tuto neznámou frekvenci můžeme zjistit z měření výstupní demodulační křivky, tzv. S-křivky. S-křivka je vyjádření závislosti změny demodulovaného napětí na modulaném parametru nosné vlny, v tomto případě kmitočtovém zdvihu. Demodulační křivka, konkrétně pro náš demodulátor, by měla teoreticky vypadat následovně.



Obr. 56. Předpokládaná demodulační křivka demodulátoru.

Z výše uvedeného obrázku je zřejmé, že pokud bude na vstup demodulátoru přiváděn kmitočet hodnoty kmitočtu, na který je naladěný demodulátor (rezonanční kmitočet fázovacího článku), bude na výstupu demodulační napětí rovné napětí, které naměříme na výstupu obvodu vždy, když není zapnutý jeho vstup. Jinými slovy. Pokud nepřivádíme na vstup demodulátoru žádný signál, je na jeho výstupu konstantní napětí o velikosti asi $6,5\text{V}$. Pokud pak začneme na vstup přivádět signál a ten není roven frekvenci rezonanční, je na

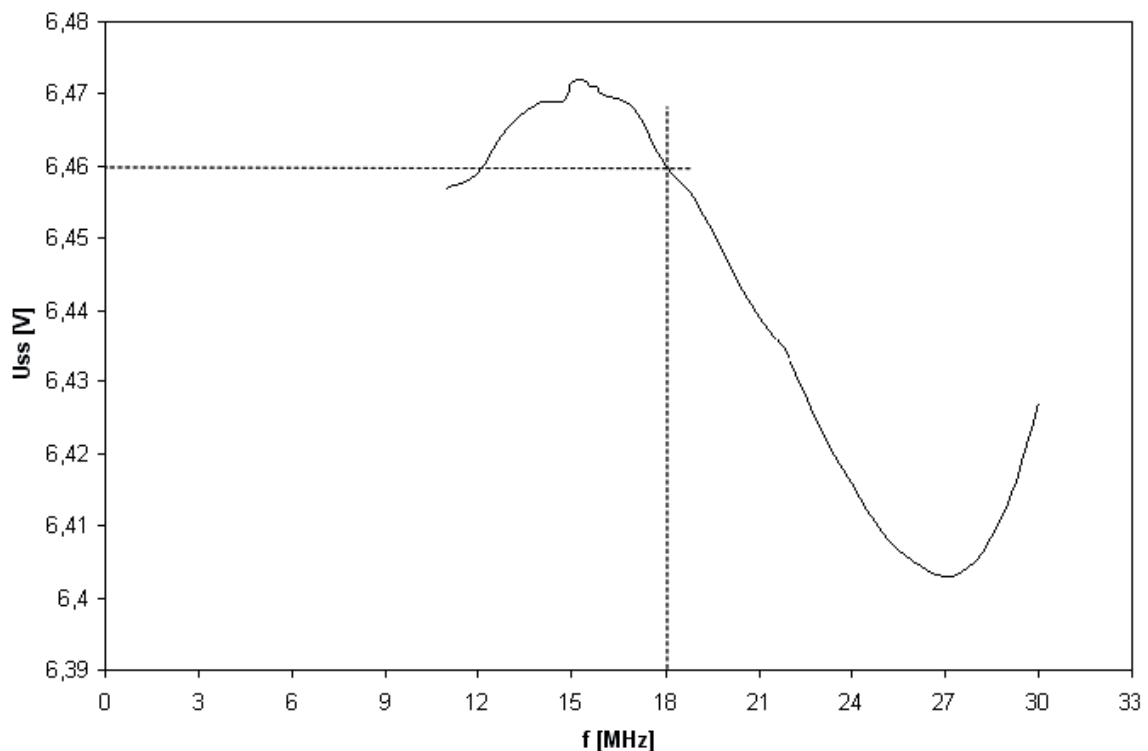
výstupu demodulátoru napětí větší nebo menší než 6,5V. V momentě, kdy je na vstupu frekvence rovna f_{rez} tak je na výstupu napětí 6,5V.

Tohoto bylo využito při měření demodulační křivky našeho demodulátoru a byla tak zjištěna rezonanční frekvence, na kterou se obvod přeladil při zániku části parazitní kapacity.

Měření demodulační křivky

Pro měření byl použit signálový generátor SM300 R&S, z jehož RF výstupu jsem přiváděl na vstup demodulátoru signál o úrovni -50dBm. Generátor se ručně přeladřoval a na výstupu demodulátoru se přesným milivoltmetrem měřilo demodulační stejnosměrné napětí. Ještě před tím, než se na vstup demodulátoru přivedl signál bylo změřeno výstupní napětí, jehož hodnota byla $U_{ss} = U_{14SS} = 6,462V$ a měla by to být hodnota, při které je na vstupu kmitočet shodný s f_{rez} .

Přeladřovalo se v rozsahu 1MHz až 50 MHz, krokem 1MHz a pokud nastal větší výkyv demodulačního napětí, krok se zjemnil na 100kHz. Z naměřených hodnot se sestavila demodulační křivka, viz. obrázek.



Obr. 57. Naměřená demodulační křivka.

Z naměřených hodnot a z nich vytvořené demodulační křivky, byla stanovena velikost rezonančního kmitočtu obvodu $f_{rez} = 18\text{MHz}$. Ten vyšel na počátku lineární části křivky. Z toho vyplývá, že parazitní kapacita se zmenšila poté co byly zkráceny signálové cesty na DPS. Nicméně ne zcela se jí podařilo zbavit. Bohužel C_P již nešlo snížit a doladit tak obvod na požadovaných $f_{rez} = 20,4\text{MHz}$.

Tab. 1. Měření demodulační křivky.

f [MHz]	U _{ss} [V]
11	6,4569
12	6,459
13	6,4657
14	6,469
14,1	6,469
14,2	6,469
14,3	6,469
14,4	6,469
14,5	6,469
14,6	6,469
14,7	6,469
14,8	6,4695
14,9	6,4705
15	6,4715
15,1	6,4718
15,2	6,472
15,3	6,472
15,4	6,4717
15,5	6,4715
15,6	6,4711
15,7	6,4711
15,8	6,4711
16	6,4698
17	6,4681
18	6,46
19	6,455
20	6,4471
21	6,439
22	6,433
23	6,424
24	6,416
25	6,409
26	6,405
27	6,403
28	6,405
29	6,413
30	6,427

ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo seznámit se podrobně s problematikou modulace signálu a především pak s problematikou modulací digitálních. S tím je samozřejmě spojena i problematika modulátorů a demodulátorů. Dalším cílem práce byl návrh a realizace demodulátoru FSK signálu, konkrétního digitálního mikrofonu ND-N2.

V teoretické části jsem se věnoval především teorii základních typů modulací a také současnými možnostmi demodulace FSK signálu. Podstatnější částí této práce je však již zmiňovaný návrh demodulátoru a jeho následná praktická realizace.

Při návrhu demodulátoru se vycházelo z koncepce superheterodynních přijímačů, která spočívá v převedení vysokofrekvenčního pásma do mezifrekvenčního pásma s následným zesílením a demodulací. Pro převod na mezifrekvenci by bylo potřeba navrhnout a postavit směšovač. S tímto nám ovšem pomohl měřicí přístroj ESPI 7 Test Receiver, jenž poskytuje mezifrekvenci na 20,4MHz. Návrh se tedy zaměřil přímo na demodulátor.

Pro demodulaci byl zvolen koincidenční detektor MAA661, pro jehož správnou funkci bylo třeba navrhnout a sestavit fázovací člunek. Návrh člunku spočíval ve výpočtu potřebných hodnot a jejich následném odsimulování v příslušném softwaru. Jakmile byl fázovací člunek navržen, přešlo se k jeho výrobě. Ta spočívala v navinutí vypočítaných cívek. Po tomto kroku následovalo naladění fázovacího člunku na daný kmitočet.

Ladění probíhalo přímo na navržené desce demodulátoru. Neprobíhalo ovšem tak jak by mělo. Vyskytli se velké problémy s parazitními kapacitami a rezonanční kmitočet obvodu byl, při nejlepšího výsledku, značně menší než požadovaných 20,4MHz. Při pátrání po jejich zdroji jsem se dostal až k návrhu desky plošných spojů. Jelikož deska byla navržena nejen pro demodulátor, ale také jako měřicí deska pro ladění fázovacího člunku, byly signálové cesty vstupu i výstupu rozvedeny po téměř celé délce desky. Jelikož se pracovalo s vysokými kmitočty ukázalo se toto řešení jako nevhodné. Právě tyto cesty se projevovali jako parazitní kapacity. Mnohem vhodnější se zpětně jeví návrh desky se čtyřmi BNC konektory, kdy dva by vedli k měřenému obvodu a dva k demodulátoru a signálové cesty by byly co nejkratší. Dále by se měla deska navrhnout tak, aby rozmístění součástek a rozměry cest netvořili parazitní kapacity jako tomu bylo v mém případě.

Vyrobít novou desku již nebylo možné a tak jsem přepojil fázovací člunek do obvodu koincidenčního demodulátoru a zkrátil tak délku cest a tím snížil parazitní kapacitu.

Doufal jsem, že vlastnosti obvodu se změní tak že jej bude moci nastavit na požadovanou hodnotu rezonančního kmitočtu.

Jak se ukázalo při závěrečném měření demodulační křivky, vlastnosti obvodu se zlepšili, ovšem ne tak aby to stačilo k jeho naladění na frekvenci 20,4MHz. Nejlepší hodnota, které bylo dosaženo byla 18MHz. Bohužel tedy vyrobený demodulátor není schopen demodulovat signál mikrofonu ND-N2. Tuto situaci by možná pomohla vyřešit výroba směšovače s výstupním mezifrekvenčním kmitočtem 18MHz, nebo ještě lépe již zmiňovaný nový návrh DPS. Ani jedno však již tato práce neobsáhne.

Na závěr bych chtěl jen dodat, že doufám, že tato práce splnila, alespoň částečně, svůj účel a bude v ní pokračováno.

ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ

The aim of this thesis was to get acquainted in detail with the issue of modulation signal, and especially with the problems of digital modulation. This is, of course, the problems associated modulator and demodulator. Another objective of the work was the design and implementation of FSK signal demodulator, a particular digital microphone ND-N2.

In the theoretical part, I mainly focused on the theory of basic types of modulation and the current options FSK signal demodulation. Substantial part of this work is no longer referred to the proposal demodulators and its practical implementation.

Designing the demodulator is based on the concept of superheterodyn receivers, which consists in the transfer zone a high-bandwidth to intermediate frequency followed by stepping up and demodulating. For transfer to intermediate frequency would need to design and build a mixer. With this, however, help us measuring device 7 ESPI Test Receiver, which provides intermediate frequency to 20.4 MHz. The proposal is thus focused directly on the detector.

For demodulating was selected analog multipliers MAA661, for the proper function, it was necessary to design and establish a phaser article. The draft article was needed in the calculation of values and their simulation in the software. Once phaser article was designed to move its production. The retraction was calculated in the coils. After this step was followed by tuning phaser article on the desired frequency.

Tuning is carried out directly on the proposed board demodulators. Took place, however, as it should. There were major problems with the parasitic capacities and resonance frequency circuit was, at best, the results achieved, considerably less than the required 20.4 MHz. In the search for its source, I get the draft to printed circuit boards. Since the board was designed not only to the detector, but also as a measuring board for debugging phaser article, the signal path of entry and exit developed for almost the whole length of the plate. Since working with high-frequency have been found this solution to be inappropriate. These trips are expressed as a parasitic capacity. Much better to re-appear to board with four BNC connectors, when two would lead to the measured circuit and two of the demodulators and signal paths are as short as possible. It should also propose board, so that the deployment of elements and dimensions constitute the parasitic capacity of roads as in my case.

Produce a new printed circuit board which has not been possible and so I connect to the article phaser circuit analog multipliers and thus shortened the length of trips and thereby reduce the parasitic capacity.

I hoped that the characteristics of the circuit is changed so that it can be set to the desired value of resonant frequency.

As has been shown for the final measurement demodulation curve, improve the properties of the circuit, but not so that was enough to tune to a frequency of 20.4 MHz. The best value achieved was 18MHz. Unfortunately, therefore, made demodulator is unable to demodulate the signal the microphone ND-N2. This situation might help solve production mixer with output intermediate frequency of 18MHz, or, better yet, already referred to the new proposal DPS. Neither, however, this work are concerned.

Finally, I would only add that I hope that this work fulfill, at least in part, its purpose and its continued.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Vnitropodniková literatura – SafeCom spol. s.r.o., *Jak se stát špiónem snadno a rychle aneb jak se bránit odposlechu*. [online], Ing. Hofman, J., [cit. 2009-05-15]. Dostupný z WWW: <<http://www.safecom.cz/>>
- [2] *Odposlech: 18 metod odposlechu v kanceláři* [online]. Poslední aktualizace 12.5.2009 [cit. 2009-05-15]. Dostupné z: <<http://www.specialista.info/?q=odposlech-18-metod-odposlechu-v-kancelari>>
- [3] ŽALUD, V., DOBEŠ, J.: *Moderní radioelektronika*. 1. vyd. Praha: BEN, 2006. 768s. ISBN 80-7300-132-2, [cit. 2009-05-15].
- [4] VLČEK, J.: *Modulace a přenos signálu*. 1. vyd. Praha: BEN, 2002. 76s. EAN 8594011421487, [cit. 2009-05-15].
- [5] *WiNRADiO Universal FSK Decoder*. Software utility. [cit. 2009-05-15].
Dostupné z: <http://www.winradio.co.uk/>
- [6] HANOUSEK, K.: *Technika radiových přijímačů a vysílačů*. Skriptum VUT, Brno, PC-DIR, 1998. ISBN 80-214-1236-4,
- [7] RAUSCHER, C.: *Fundamentals of Spectrum Analysis*, Munich, Rohde-Schwarz, 2007. 5th Edition. ISBN 978-3-939837-01-5
- [8] EPSI EMI Test Receiver. Operating Manual. Rohde-Schwarz.
- [9] MIKULA, M.: *Číslíková a impulzní technika*. Skriptum VUT, Brno, PC-DIR, 1995.
- [10] TESLA: *Katalogový list MAA661*, [cit. 2009-05-19].
- [11] Rohde-Schwarz GmbH & Co. KG: Signal Generator SM300 R&S Operating Manual, Rohde-Schwarz, 2007. Dostupné z: <<http://www2.rohde-schwarz.com>>
- [12] Rohde-Schwarz GmbH & Co. KG: Spectrum analyzer FS300 R&S Operating Manual, Rohde-Schwarz, 2006. Dostupné z: <<http://www2.rohde-schwarz.com>>
- [13] Rohde-Schwarz GmbH & Co. KG: Spectrum analyzer FSH3 R&S Operating Manual, Rohde-Schwarz, 2007. Dostupné z: <<http://www2.rohde-schwarz.com>>
- [14] Agilent Technologies: Function generator 33220A 20MHz Operating Manual, Agilent Technologies, 2006. Dostupné z: <<http://www.agilent.com>>

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

AM	Amplitudová modulace
FM	Frekvenční modulace
PM	Fázová modulace
PAM	Pulzně Amplitudová Modulace
PCM	Pulzně kódovaná modulace
ASK	Amplitudově klíčovaná modulace
FSK	Frekvenčně klíčovaná modulace
PSK	Fázově klíčovaná modulace
QAM	Kvadrurní amplitudová modulace
OOK	On – Off Keying
f_{rez}	Rezonanční kmitočet
B	Šířka pásma
Q	Činitel jakosti

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1. Přehled základních modulací.</i>	16
<i>Obr. 2. Amplitudová modulace AM.</i>	18
<i>Obr. 3. Frekvenční a fázová modulace.</i>	20
<i>Obr. 4. Dvoustavová digitální modulace. Klíčování amplitudy frekvence a fáze.</i>	21
<i>Obr. 5. Dvoustavové digitální modulace - základní varianty.</i>	21
<i>Obr. 6. Výkonová spektrální hustota signálu s nefiltrovanou modulací BPSK a s vyznačenými šířkami pásma modulovaného signálu.</i>	24
<i>Obr. 7. Závislost chybovosti BER pro různé rušivé faktory, působící při radiovém přenosu.</i>	25
<i>Obr. 8. Systém s dopřednou korekcí chyb FEC.</i>	26
<i>Obr. 9. Ochranné kanálové kódy.</i>	28
<i>Obr. 10. Systém s opakováním chybného přenosu ARQ.</i>	29
<i>Obr. 11. Časový průběh signálu s modulací AM při harmonickém modulačním signálu.</i>	30
<i>Obr. 12. Frekvenčním spektrum signálu AM při neharmonickém modulačním signálu.</i>	31
<i>Obr. 13. Diodový modulátor.</i>	32
<i>Obr. 14. Diodový detektor obálky.</i>	32
<i>Obr. 15. Napěťový průběh na detektoru obálky.</i>	33
<i>Obr. 16. Koherentní detektor.</i>	34
<i>Obr. 17. Frekvenční amplitudová spektra pro různé indexy modulace β.</i>	35
<i>Obr. 18. Hartleyovo zapojení oscilátoru VCO.</i>	36
<i>Obr. 19. Demodulace na boku rezonanční křivky.</i>	37
<i>Obr. 20. Koincidenční demodulátor.</i>	37
<i>Obr. 21. Průběhy signálů na koincidenčním detektoru.</i>	38
<i>Obr. 22. Demodulátor FM s fázovým závěsem PLL.</i>	39
<i>Obr. 23. Modulátor úzkopásmové modulace PM.</i>	40
<i>Obr. 24. Součinný fázový demodulátor.</i>	41
<i>Obr. 25. Sekvenční fázový demodulátor.</i>	42
<i>Obr. 26. Signalizační frekvence FSK modulací 2FSK, 4FSK a 8FSK ve frekvenční oblasti.</i>	43

<i>Obr. 27. Demodulátor FSK.....</i>	<i>45</i>
<i>Obr. 28. Modulace PSK zobrazená v rovině IQ: 2PSK, 4PSK 8PSK.....</i>	<i>46</i>
<i>Obr. 29. Modulátor BPSK.</i>	<i>47</i>
<i>Obr. 30. Demodulátor BPSK.</i>	<i>48</i>
<i>Obr. 31. Ukázka pracovního prostředí univerzálního demodulátoru WINRADiO.</i>	<i>52</i>
<i>Obr. 32. Blokové schéma superheterodynního přijímače.....</i>	<i>54</i>
<i>Obr. 33. Spektrum mezifrekvenčního výstupu přijímače ESPI 7, naladěného na kmitočet mikrofonu ND-N2.</i>	<i>55</i>
<i>Obr. 34. Blokové schéma navrženého systému.</i>	<i>56</i>
<i>Obr. 35. Blokové schéma koincidenčního detektoru.</i>	<i>56</i>
<i>Obr. 36. Převodní charakteristika koincidenčního detektoru, S-křivka.</i>	<i>57</i>
<i>Obr. 37. Simulační schéma rezonančního obvodu.</i>	<i>59</i>
<i>Obr. 38. Simulace navrženého rezonančního obvodu.</i>	<i>59</i>
<i>Obr. 39. Simulace navrženého rezonančního obvodu s upravenou hodnotou kondenzátoru.</i>	<i>60</i>
<i>Obr. 40. Zjednodušené vnitřní zapojení MAA661.</i>	<i>61</i>
<i>Obr. 41. Obvod pro měření indukčnosti.</i>	<i>63</i>
<i>Obr. 42. Simulace frekvenční charakteristiky při změně indukčnosti.</i>	<i>64</i>
<i>Obr. 43. Blokové schéma měření frekvenční charakteristiky.</i>	<i>65</i>
<i>Obr. 44. Napěťový sledovač.....</i>	<i>66</i>
<i>Obr. 45. Celkové zapojení pro tvorbu triggerovacích pulzů.</i>	<i>66</i>
<i>Obr. 46. Průběhy na uzlech v obrázku 45.....</i>	<i>67</i>
<i>Obr. 47. Spektrální analyzátor FSH3 R&S.</i>	<i>68</i>
<i>Obr. 48. Schéma zapojení měření frekvenční charakteristiky pomocí FSH3.</i>	<i>69</i>
<i>Obr. 49. Přenosová charakteristika obvodu z obr. 48.....</i>	<i>70</i>
<i>Obr. 50. Přenos přes sledovače ovlivněný přeslechy na nepájivém poli.....</i>	<i>70</i>
<i>Obr. 51. Schéma celkového zapojení.</i>	<i>71</i>
<i>Obr. 52. Deska plošných spojů pro demodulátor.</i>	<i>72</i>
<i>Obr. 53. Frekvenční charakteristika fázovacího článku s ručně vinutými cívkami.....</i>	<i>73</i>
<i>Obr. 54. Frekvenční charakteristika fázovacího článku.....</i>	<i>74</i>
<i>Obr. 55. Vnitřní zapojení obvodu MAA661.</i>	<i>76</i>
<i>Obr. 56. Předpokládaná demodulační křivka demodulátoru.</i>	<i>77</i>
<i>Obr. 57. Naměřená demodulační křivka.....</i>	<i>78</i>

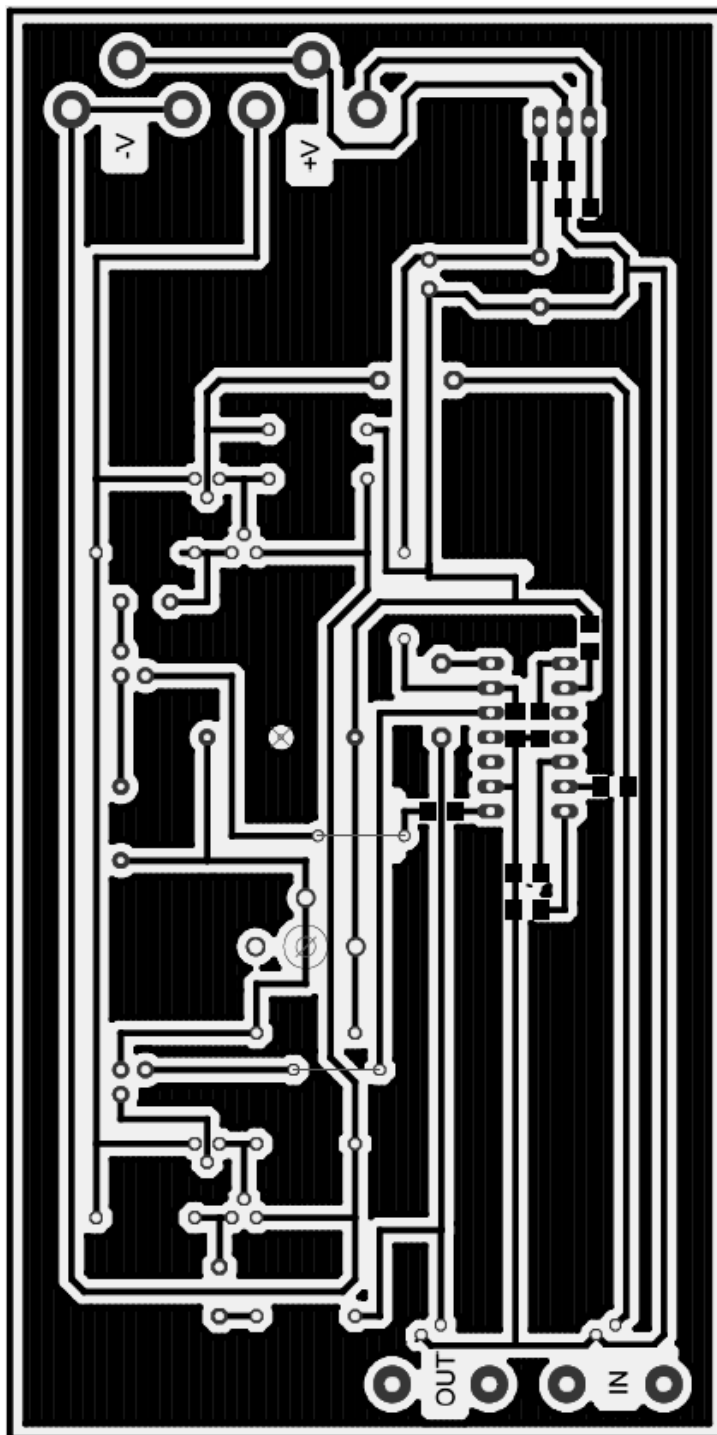
SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 1. Měření demodulační křivky.</i>	<i>79</i>
------------------------------------------------	-----------

SEZNAM PŘÍLOH

- P I Kliše spodní strany DPS demodulátoru
- P II Osazovací nákres DPS demodulátoru

PŘÍLOHA P I: KLIŠÉ SPODNÍ STRANY DPS DEMODULÁTORU



PŘÍLOHA P II: OSAZOVACÍ NÁKRES DPS DEMODULÁTORU

