

Vážení zákazníci,

dovolujeme si Vás upozornit, že na tuto ukázkou knihy se vztahují autorská práva, tzv. copyright.

To znamená, že ukáзка má sloužit výhradně pro osobní potřebu potenciálního kupujícího (aby čtenář viděl, jakým způsobem je titul zpracován a mohl se také podle tohoto, jako jednoho z parametrů, rozhodnout, zda titul koupí či ne).

Z toho vyplývá, že není dovoleno tuto ukázkou jakýmkoliv způsobem dále šířit, veřejně či neveřejně např. umístováním na datová média, na jiné internetové stránky (ani prostřednictvím odkazů) apod.

redakce nakladatelství BEN – technická literatura
redakce@ben.cz



$$f_K = 5\text{MHz} \quad f_O = 5\text{MHz} \quad : \quad f_K - f_O = 5 - 5 = 0$$

$$\text{do} \quad f_K = 5\text{MHz} \quad f_O = 4\text{MHz} \quad : \quad f_K - f_O = 5 - 4 = 1\text{MHz}$$

tedy od (cca.) 0 MHz teoreticky (prakticky uvažme od 10 Hz) do 1 MHz.

Lze tedy uzavřít, že při změně kmitočtu LC oscilátoru 1,25 krát se mění výstupní kmitočet cca. 100.000krát.

Nyní vypočteme relativní nestabilitu kmitočtu po směřování.

Za tím účelem uvažme na výstupu směšovače součtovou frekvenci: $f_K + f_O$. Její relativní nestabilita, uvažme-li např. že: $f_K = 5\text{ MHz}$ a $f_O = 4\text{ MHz}$ bude:

$$\delta = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta f_K + \Delta f_O}{f_K + f_O}$$

neboť změní-li se frekvence f_K z 5 MHz na 5,1 MHz, pak součet bude 9,1 MHz. Změní-li se f_O ze 4 MHz na 4,2 MHz, pak součet bude 9,2 MHz. Změní-li se konečně zároveň f_K z 5 MHz na 5,1 MHz i f_O ze 4 na 4,2 MHz, pak součet bude 9,3 MHz.

Je tedy jasné, že výsledná nestabilita je dána součtem nestabilit směšovaných frekvencí.

Další úpravou vztahu obdržíme

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta f_K + \Delta f_O}{f_K + f_O} = \frac{\Delta f_K}{f_K + f_O} + \frac{\Delta f_O}{f_K + f_O} = \frac{\Delta f_K}{f_K + f_O} \cdot \frac{1}{\frac{f_K}{f_K}} + \frac{\Delta f_O}{f_K + f_O} \cdot \frac{1}{\frac{f_O}{f_O}} = \\ &= \frac{\frac{\Delta f_K}{f_K}}{1 + \frac{f_O}{f_K}} + \frac{\frac{\Delta f_O}{f_O}}{\frac{f_K}{f_O} + 1} \end{aligned}$$

Za předpokladu, že platí: $f_K \gg f_O$ tedy, že je: $\frac{f_O}{f_K} \ll 1$ a: $\frac{f_K}{f_O} \gg 1$, lze člen $\frac{f_O}{f_K}$

zanedbat, tj. položit $\frac{f_O}{f_K} = 0$ a člen $\frac{f_K}{f_O}$ například $\frac{f_K}{f_O} = 100$. Pak bude:

$$\delta = \frac{\frac{\Delta f_K}{f_K}}{1} + \frac{\frac{\Delta f_O}{f_O}}{100 + 1} = \frac{\Delta f_K}{f_K} + 0,01 \cdot \frac{\Delta f_O}{f_O} \doteq \frac{\Delta f_K}{f_K}$$

Z výsledku je patrné, že stabilita kmitočtu po směřování je v případě, že $f_K \gg f_O$ dána stabilitou krystalového oscilátoru, stabilitu jehož kmitočtu určují mechanické rozměry krystalu, které závisí na teplotě. Pokud se teplotu podaří udržet konstantní umístěním krystalu do termostatu, ve kterém se udrží konstantní teplota, půjde o zdroj nejstabilnější frekvence.

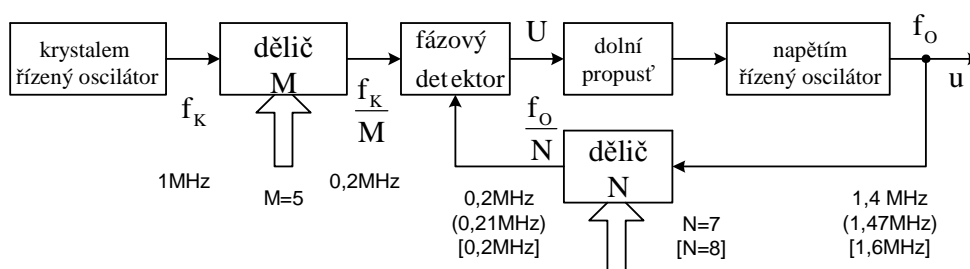
3.3.3 Generátory se smyčkou fázového závěsu

Stabilitu frekvence stejnou jako má krystalový oscilátor získanou však nikoli směšováním, ale dělením frekvence spojeným s porovnáváním fáze poskytne tzv. smyčka fázového závěsu. Její princip je na obr.3.34.

Stabilní kmitočet f_K z krystalového oscilátoru se po vydělení M porovnává ve fázovém detektoru s kmitočtem f_O z napětím řízeného LC oscilátoru, vyděleným N krát.

Pokud kmitočty a tím i fáze (neboť fáze s kmitočtem navzájem souvisejí vztahem $\varphi = \omega t$) nesouhlasí, je na výstupu fázového detektoru takové napětí U , které přes dolní

propust' dolad'uje tak dlouho napětím řízený oscilátor, až kmitočty (a tím i fáze) souhlasí.



Obr.3.34 Princip smyčky fázového závěsu

Popsanou situaci ilustrují číselné hodnoty na obrázku 3.34:

Nechť (například) je kmitočet krystalového oscilátoru $f_K = 1$ MHz a výstupní napětí u nechť má mít kmitočet $f_O = 1,4$ MHz. Pak je nutno nastavit dělicí poměry $M=5$ a $N=7$. V tom případě kmitočet $f_K = 1$ MHz po vydělení $M=5$ dá frekvenci $0,2$ MHz a (výstupní) kmitočet $f_O = 1,4$ MHz po vydělení $N=7$ dává $0,2$ MHz taktěž.

Pokud by se LC napětím řízený oscilátor (z jakéhokoli důvodu) odladil z frekvence $1,4$ MHz na frekvenci jinou, například na $1,47$ MHz, pak po vydělení $N=7$ půjde na spodní vstup fázového detektoru frekvence $0,21$ MHz. Fázový detektor zaregistruje nesouhlas frekvencí a počne dolad'ovat napětím řízený LC oscilátor a tím se rozdíl anuluje.

Je-li nutno oscilátor přeladit na jinou frekvenci, pak stačí pozměnit dělicí poměry M, N děliček kmitočtů.

Například má-li být $f = 1,6$ MHz, stačí nastavit $M=5$ a $N=8$.

Při těchto dělicích poměrech a kmitočtu z krystalového oscilátoru $f_K = 1$ MHz se vlivem regulační smyčky fázového závěsu ustálí frekvence z napětím řízeného LC oscilátoru právě na $1,6$ MHz, protože po vydělení $N=8$ vznikne z $1,6$ MHz kmitočet $0,2$ MHz, který se tak objeví na obou vstupech fázového detektoru.

Jak je z tohoto rozboru patrné:

- je stabilita frekvence f výstupního napětí u dána (opět) stabilitou (tzv. základního) krystalového oscilátoru,
- přeladění se děje změnou dělicích poměrů M a N , když každé velikosti kmitočtu přísluší konkrétní hodnoty dělicích poměrů.

Zde například:

f (MHz)	M :	N :
1,4	2	7
1,6	2	8
...		

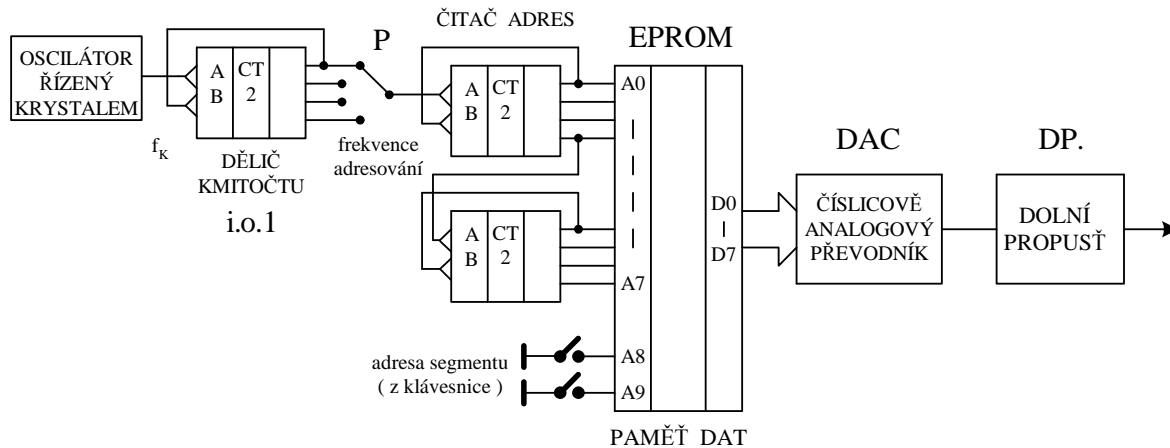
Generátory s touto smyčkou fázového závěsu se typicky ovládají z klávesnice, kterou se zadá požadovaná frekvence f , jež se v tabulce (uložené v paměti) přetransformuje na dělicí poměry, které nastaví příslušné děličky. Tuto činnost vykonává mikroprocesor.

Takovýchto smyček fázového závěsu může generátor obsahovat několik, výsledný signál se pak získává směřováním signálů produkovaných dílčími smyčkami fázového závěsu.

3.3.4 Číslicové generátory

Číslicové generátory opět poskytují signál se stabilitou kmitočtu, danou stabilitou krystalového oscilátoru, ale jejich funkce je naprosto odlišná – výstupní signál vzniká na základě rekonstrukce ze vzorků signálu, uložených v paměti dat.

Paměť dat se přitom adresuje cyklicky z čítače, čítajícího impulsy z krystalového oscilátoru, výstupní data z paměti (tj. vlastně velikosti jednotlivých vzorků generovaného signálu, který nemusí být harmonický) se pak vedou do tzv. číslicověanalogového krátce Č/A (resp. též digitálněanalogového D/A) převodníku (digital-analog convertor DAC), na jehož výstupu je „schodovitá“ funkce generovaného signálu.



Obr.3.35 Princip číslicového generátoru

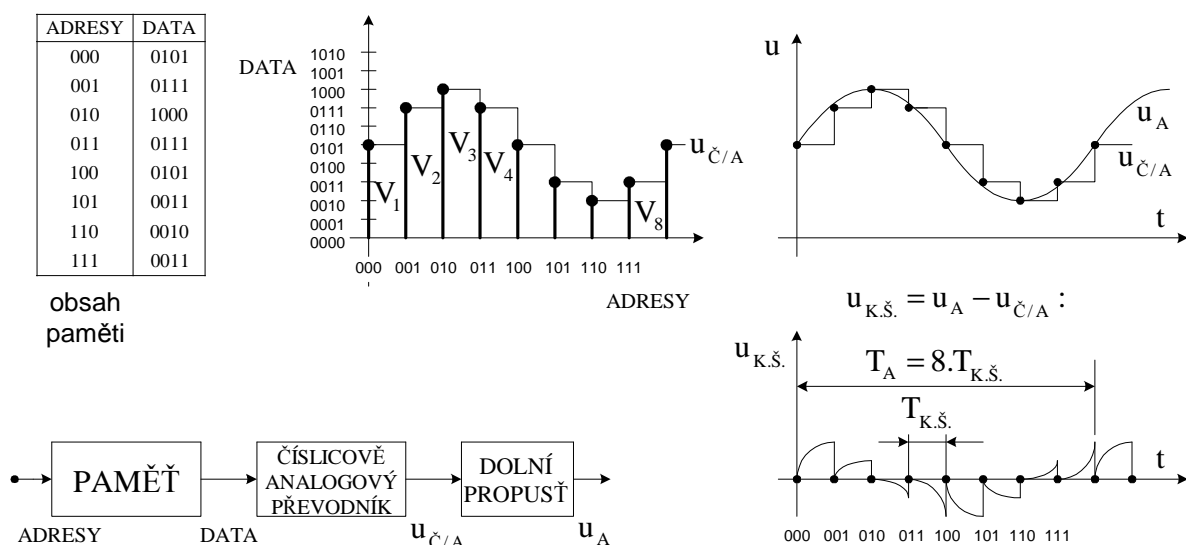
Například při generování sinusového průběhu jedna jeho period T_A může být vyjádřena (pro jednoduchost) osmi vzorky V_1 až V_8 , zapsaných jako data v paměti dat na adresách 000 až 111. Při adresování paměti se adresovaný vzorek vede na číslicověanalogový převodník, na jehož výstupu je napětí $u_{\check{C}/A}$, odpovídající velikosti (napětí) vzorku, prodloužené až do příchodu vzorku následujícího.

Z porovnání grafického znázornění („schodovitého“) napětí $u_{\check{C}/A}$ se sinusovým průběhem napětí u_A na obrázku 3.36 zjistíme, že nejsou totožná, ale že je mezi nimi rozdíl. Tento rozdíl

$$u_A - u_{\check{C}/A}$$

se nazývá tzv. kvantizačním šumem a odpovídá mu napětí označené symbolem $u_{K.š.}$ velikosti

$$u_{K.š.} = u_A - u_{\check{C}/A}$$

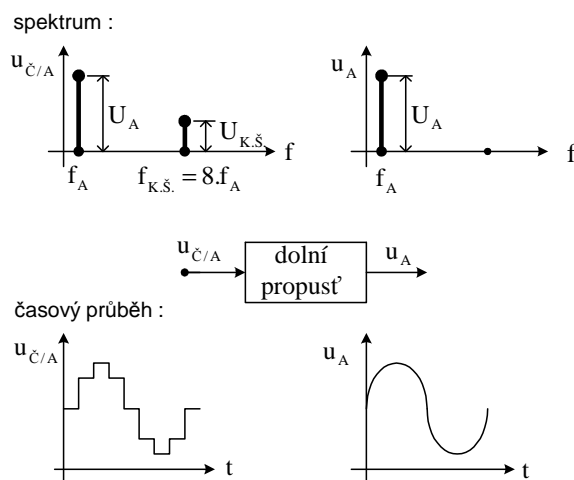


Obr.3.36 Kvantizační šum jako rozdíl analogového napětí a výstupu z převodníku

Z časového průběhu napětí kvantizačního šumu je patrné, že jeho perioda $T_{K.š.}$ je mnohem kratší, nežli perioda žádaného analogového (zde sinusového) průběhu napětí T_A , zde konkrétně je: $T_A = 8 \cdot T_{K.š.}$, což znamená, že i frekvence kvantizačního šumu $f_{K.š.}$ bude mnohem větší, nežli frekvence žádaného analogového napětí f_A (zde 8 krát), obecně tedy platí:

$$f_A \ll f_{K.š.}$$

Této skutečnosti lze využít k potlačení signálu kvantizačního šumu filtrem typu dolní propust', která potlačuje vysoké frekvence (zde: $f_{K.š.} = 8 \cdot f_A$) a na jejímž výstupu se proto objeví již pouze frekvence f_A , již však odpovídá (pouze) žádaný (tj. sinusový resp. obecně harmonický) signál: u_A .



Obr.3.37 Znázornění funkce dolní propusti v časové a frekvenční oblasti

Pro názornost je v tabulce 4. uvedeno zkreslení takto generovaného sinusového signálu, obsahuje-li jedna jeho perioda M -vzorků a je uvedeno harmonické zkreslení před a za filtrem typu dolní propust' a konečně první dvě vyšší harmonické (nemající nulovou hodnotu).

Tab.4 Parametry rekonstruovaného sinusového signálu

počet vzorků na periodu M	první pár vyšších harmonických	zkreslení před filtrem	zkreslení za filtrem
2	3, 5	47,2 %	12,1 %
8	7, 9	21 %	2,4 %
16	15, 17	5 %	0,5 %
32	31, 33	9,9 %	0,14 %
64	63, 65	4,3 %	0,036 %
128	127, 129	1,24 %	0,009 %
256	255, 257	0,55 %	0,002 %

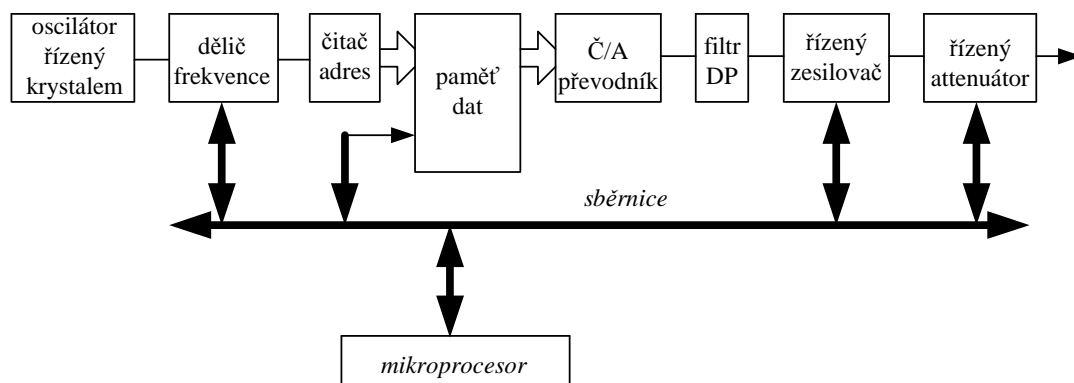
Stabilita frekvence generovaného signálu je určena stabilitou tzv. základního oscilátoru řízeného krystalem, velikost generované frekvence je dána jednak počtem vzorků signálu v paměti a jednak vzorkovací frekvencí, která se dá měnit děličkou frekvence, realizovanou integrovaným obvodem i.o.1 (CT 2), dělicím kmotočet na každém svém dalším výstupu dvakrát a přepínačem P, kterým se vybere patřičný žádaný podíl.

Obsah paměti je rozdělen na segmenty, přičemž v každém segmentu mohou být uloženy vzorky jiného signálu. Adresování paměti v rámci segmentu (tj. adresování vzorků vybraného průběhu) provádí čítač adres (zde sestavený ze dvou obvodů CT 2), zatímco výběr segmentu, tzn. nejvyšší bity adresy se provádí z klávesnice (naznačeno spínači u adresových vstupů A8, A9).

Tab.5 Jednoduchá mapa paměti číslicového generátoru

vyšší bity	nižší adresy	data	t var
00	00000000	00001111	sin
00	00000001	00101111	
00	00000010	01000000	
.		
00	11111111	00001111	pila
01	00000000	00001111	
01	00000001	00011111	
01	00000010	00111111	
.		obdél
01	11111111	00001111	
10	00000000	00001111	
10	00000001	00001111	
10	00000010	01111111	
.		
10	11111111	00001111	

Vlastní ovládání se neděje spinači, jak zde bylo znázorněno pro jednoduchost, ale z klávesnice pomocí mikroprocesoru, který kromě toho, že adresuje nejvyšší bity adresy (tj. vybírá segment čili tvar průběhu) též nastavuje dělicí poměr a tím určuje frekvenci, dále



Obr.3.38 Principiální schéma číslicového generátoru

nastavuje zesílení výstupního zesilovače (resp. útlum děliče) čímž se určuje velikost výstupního napětí číslicového generátoru a to buďto z klávesnice na čelním panelu přístroje nebo i dálkové pomocí sběrnice (HPIB , RS-232 nebo USB).

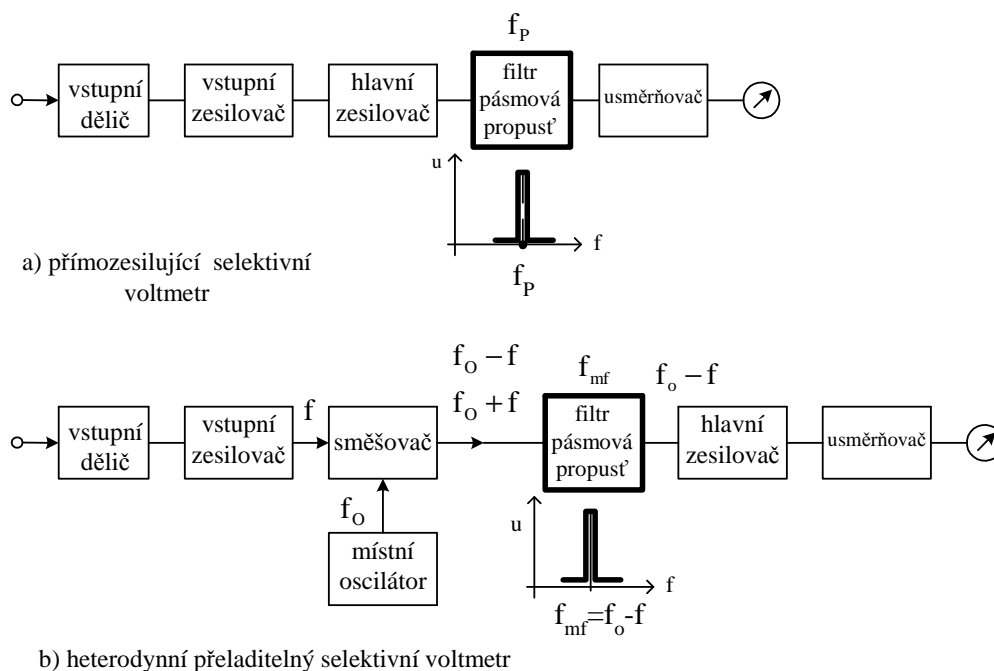
3.3.5 Selektivní voltmetry

Na superheterodyním principu pracují taktéž i tzv. selektivní voltmetry (proto o nich bude pojednáno na tomto místě).

Selektivní voltmetry umožňují měření napětí pouze jediné frekvence, na kterou se naladí, na rozdíl od dříve popsanych voltmetrů, které jsou tzv. širokopásmové, tj. měří součet všech napětí v širokém pásmu frekvencí.

Jejich podstatnou částí je filtr typu pásmová propust', propouštějící na usměrňovač a indikátor právě napětí jenom jediné frekvence, označené f_p . Takovýto voltmetr by tedy byl určen pouze k měření napětí jediného kmitočtu (který pásmová propust' propustí).

Aby však bylo možno měřit napětí různých kmitočtů, konstruují se selektivní voltmetry na záznejovém (superheterodynním) principu (analogicky LC generátorům), kdy měřená frekvence f se přesune do pásma propustnosti filtru (tedy na frekvenci f_{mf}) ve směšovači směšováním se signálem proměnné frekvence f_0 z místního (lokálního) oscilátoru.



Obr.3.39 Princip selektivního voltmetru

Při směšování (jak již bylo ukázáno) vznikne ve směšovači ze signálů o vstupních frekvencích (f a f_0) vždy součtová (f_0+f) a rozdílová (f_0-f) frekvence. Přitom filtr pásmová propust' propouští pouze rozdílovou složku, nazývanou mezifrekvence f_{mf} , pro niž tedy platí:

$$f_{mf} = f_0 - f$$

Je-li tedy například mezifrekvence $f_{mf} = 1$ MHz, a chceme-li měřit napětí signálu s frekvencí $f = 1,5$ MHz, stačí naladit místní oscilátor na frekvenci $f_0 = 2,5$ MHz. Pak z těchto frekvencí ve směšovači vznikne součtová frekvence, tj. $f_0+f = 2,5+1,5 = 4$ MHz, která ale filtrem naladěným na $f_{mf} = 1$ MHz neprojde, a rozdílová frekvence o velikosti $f_0-f = 2,5-1,5 = 1,5$ MHz, tedy frekvence na níž je naladěný filtr a napětí této frekvence jím proto projde a dojde až na indikátor.

Má-li se měřit napětí s frekvencí např. $f = 1,25$ MHz, stačí nyní přeladit místní oscilátor na frekvenci $f_0 = 2,25$ MHz. Pak ve směšovači vznikne součtová frekvence o velikosti $f_0+f = 2,25+1,25 = 3,5$ MHz, která filtrem (naladěným tj.) propouštějícím frekvenci $f_{mf} = 1$ MHz neprojde, a frekvence rozdílová velikosti $f_0-f = 2,25-1,25 = 1$ MHz, a napětí této frekvence filtrem pásmová propust' projde až na indikátor.

Výhodnou vlastností těchto selektivních voltmetrů je měření napětí signálů srovnatelných s tzv. šumovým napětím, jehož zdrojem jsou všechny odporové prvky, a které má náhodnou velikost

$$u_s^2 = 4.k.T.B.R$$

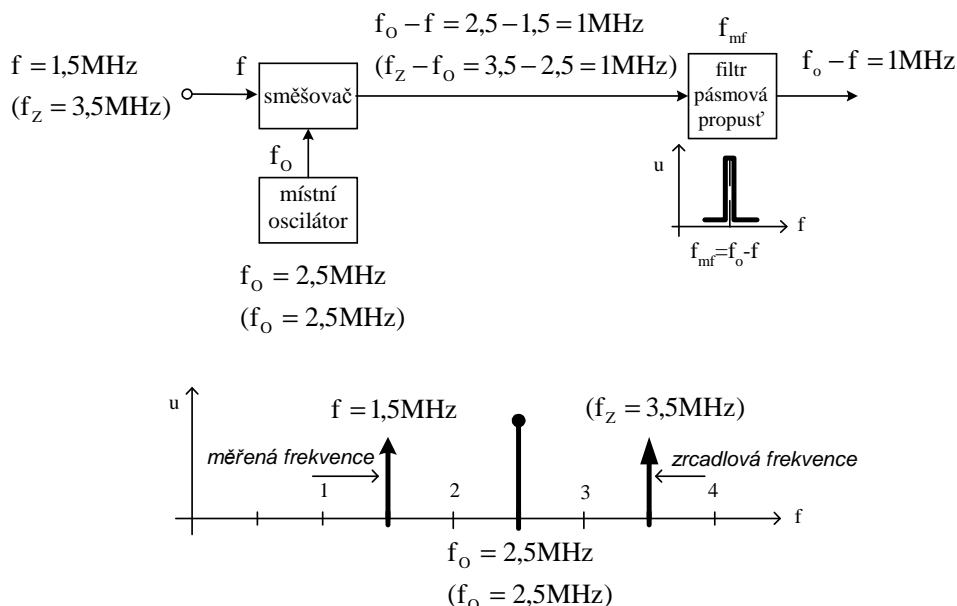
kde: k je tzv. Boltzmanova konstanta,
 T absolutní teplota,

R odpor (který je vlastním zdrojem šumu vznikajícím v něm náhodným pohybem – tzv. fluktuací – elektronů, které mohou být rozptýleny buďto rovnoměrně – pak je napětí nulové- nebo se mohou shluknout na jednom či druhém konci rezistoru, kterýžto konec se pak jeví jako záporný pól zdroje),

B je tzv. šumová šířka pásma. Ta je u širokopásmových voltmetrů např. od 10 Hz do 1 MHz (tedy pak $B = 1\text{MHz} - 10\text{Hz} \approx 1\text{MHz}$), zatímco u selektivních voltmetrů, kdy šíře propustného pásma filtru může být jen $\Delta f = 100\text{Hz}$ je tato šumová šířka $B=100\text{Hz}$, tedy 10.000krát menší, což značí, že šumové napětí $u_s = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R}$

je tedy úměrné $u_s \approx \sqrt{B}$, tedy odmocnině z 10.000 což je 100, takže lze změřit teoreticky 100krát menší napětí, nežli širokopásmově.

Společnou nevýhodou jednoduchého směřování zůstává citlivost na tzv. zrcadlové kmitočty, což jsou kmitočty vzdálené od kmitočtu měřeného signálu o dvě mezifrekvence. Uvažme například, že při měření signálu s frekvencí $f=1,5\text{ MHz}$, kdy je místní oscilátor naladěn na $f_0=2,5\text{ MHz}$ se na vstupu objeví též frekvence $f_z=3,5\text{ MHz}$.

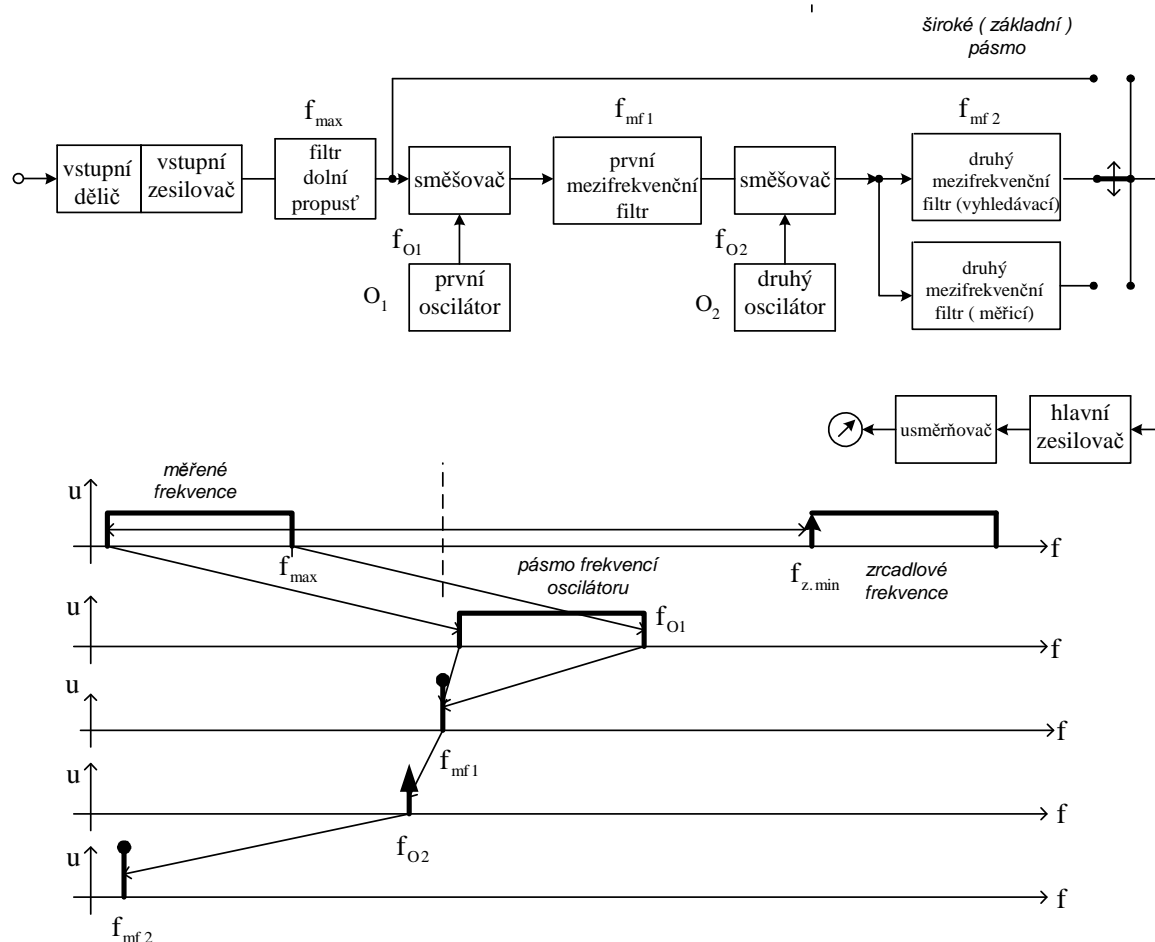


Obr.3.40a Průnik zrcadlové frekvence 3,5 MHz filtrem při měření napětí s frekvencí 1,5 MHz

Pak ve směšovači kromě žádaného smíšení $f_0-f=2,5-1,5=1\text{ MHz}$ dojde též ke smíšení $f_z-f=3,5-2,5=1\text{ MHz}$ též, čili až na indikátor postoupí napětí jak s žádanou měřenou) frekvencí 1,5 MHz, tak i napětí s tzv. zrcadlovou frekvencí 3,5 MHz a indikátor ukáže součet obou těchto napětí, což (samozřejmě) způsobuje chybu, která může být značná, je-li totiž například napětí zrcadlové frekvence (mnohem) větší nežli je napětí frekvence měřené, ukáže indikátor vlastně jenom napětí frekvence zrcadlové (ačkoli bylo cílem změřit napětí frekvence f). Uvedené skutečnosti ilustruje obr.3.40a. Neuvědomí-li si obsluha tyto skutečnosti, jsou naměřené hodnoty napětí zcela nesmyslné.

Zrcadlové frekvence se potlačují užitím vysoké mezifrekvence (aby zrcadlová frekvence velikosti $2 \cdot f_{mf}$ byla od frekvence měřené f co nejvíce vzdálena a dala se potlačit jednoduchou dolní propustí), a použitím vícenásobného (dvojího, trojího) směšování, kdy další mezifrekvence bývá nízká (aby na ní bylo možno realizovat filtr s dostatečnou strmostí přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem).

Zjednodušené blokové schema takového selektivního voltmetru s dvojím směšováním, ve kterém je však možno selektivní větve obejít a užít ho i ve funkci širokopásmového voltmetru, pročež se nazývá univerzálním měřičem úrovně přibližuje obr.3.40b.



Obr.3.40b Blokové schéma a kmitočtový plán univerzálního měřiče úrovně

Zde měřené pásmo vymezuje vstupní dolní propust' svým mezním kmitočtem f_{mez} , dále f_{mf1} je první mezifrekvence (vysoká), f_{mf2} pak mezifrekvence druhá (nízká), O_1 první oscilátor, který se přeladuje, čímž se zároveň přeladuje celý selektivní voltmetr, SM první směšovač, který překládá měřenou frekvenci f na první mezifrekvenci f_{mf1} prostřednictvím signálu s frekvencí f_{O1} z prvního oscilátoru. Druhý oscilátor O_2 se již nepřeladuje, ale překládá signálem o svém pevném kmitočtu f_{O2} první mezifrekvenci (taktéž) pevného kmitočtu f_{mf1} na mezifrekvenci druhou f_{mf2} . Druhé mezifrekvenční filtry pak určují vlastní selektivitu voltmetru (schopnost potlačit nežádoucí kmitočty) a mívají různě široké pásmo propustnosti typicky 100 Hz pro vlastní měření a druhé (širší) pásmo např. 3,4 kHz pro vyhledávání signálu. Toto pásmo má totožnou šířku jako analogový telefonní kanál, takovéto přístroje zároveň sloužily k monitorování hovorových signálů v analogové přenosové technice.

3.3.5.1 Měření spektra

Kromě měření malých vysokofrekvenčních napětí lze selektivních voltmetrů užít pro měření spektra signálu, tedy závislosti napětí na frekvenci, tj. závislost $u=f(f)$.

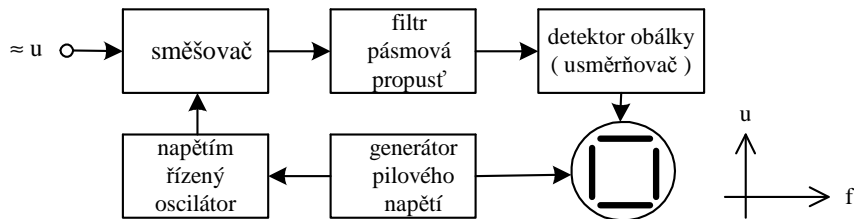
Při „manuálním“ měření by se ladily jednotlivé frekvence f a měřilo napětí jim odpovídajících signálů (například ručkovým) indikátorem, jak udává tabulka:

f [Hz]	f_1	f_2	f_3
u [mV]				

a naměřené hodnoty vynést do grafu jako spektrální čáry na příslušných frekvencích.

Měření lze však automatizovat.

U tzv. analogového spektrálního analyzátoru, který příslušné spektrum vykresluje na obrazovce je ladění jednotlivých frekvencí samočinné, bude-li místní oscilátor řízen napětím z generátoru pilového průběhu, které zároveň ovládá vodorovný pohyb paprsku obrazovky. Svislé vychylování paprsku je pak ovládáno velikostí napětí, jak ukazuje zjednodušené principiální schema analyzátoru.



Obr.3.41 Principiální schema analogového spektrálního analyzátoru

Napětím řízený oscilátor generuje vysokofrekvenční napětí, jehož kmitočet se mění v rytmu pilového napětí, čímž se celý selektivní voltmetr přeladuje. Protože se zároveň pilovým napětím vychyluje bod vodorovně, je tato (vodorovná) výchylka úměrná frekvenci, na kterou je selektivní voltmetr (a tím celý spektrální analyzátor) naladěn.

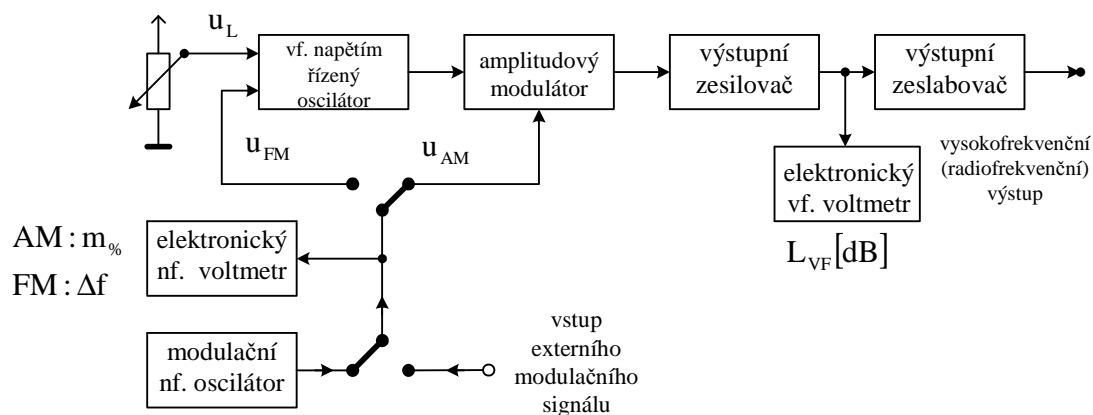
Narazí-li se při přeladování na napětí, způsobí toto výchylku bodu na obrazovce ve svislém směru, která je úměrná velikosti tohoto vstupního napětí: u .

3.3.6 Měřicí vysílače

Jsou určeny pro proměřování vlastností přijimačů, neboť slouží jako zdroj známých definovaných signálů.

Jejich jádrem je vysokofrekvenční napětím řízený oscilátor, který je zdrojem tzv. nosných kmitů u_N , které je možno modulovat frekvenčně (FM) přímo v oscilátoru, amplitudově (AM) v následném amplitudovém modulátoru, nebo fázově (PM) tzv. modulačním napětím u_M .

Nejjednodušší možné blokové schema ukazuje obr.3.42, a obsahuje navíc i konektor pro připojení externího vnějšího modulačního signálu a dva elektronické voltmetry. Nízkofrekvenční měří modulační napětí ale stupnici má ocejchovanou v tzv. hloubce modulace $m\%$ (což je parametr amplitudové modulace) a v kmitočtovém zdvihu Δf (což je parametr modulace kmitočtové). Vysokofrekvenční voltmetr na výstupu pak měří velikost (úroveň) výstupního signálu a udává jí typicky v dB.

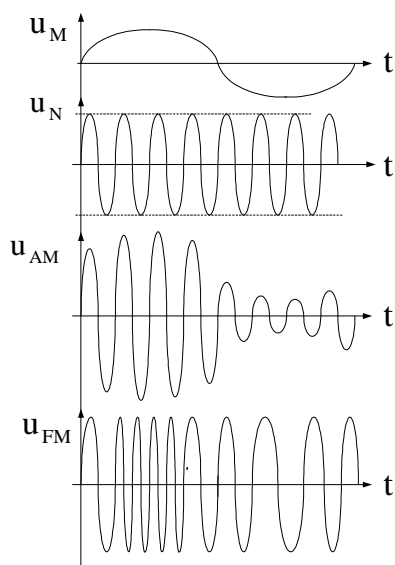


Obr.3.42 Principiální blokové schema měřicího vysílače

Při amplitudové modulaci se v rytmu modulačního signálu u_M mění amplituda signálu nosného u_N , při kmitočtové modulaci se pak v rytmu modulačního signálu u_M mění kmitočet nosného vysokofrekvenčního signálu.

Vlastní modulační signál může být buďto analogový nebo číslicový.

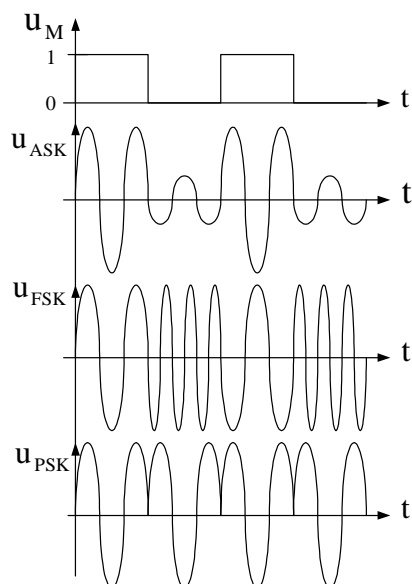
Časové průběhy amplitudově (u_{AM}) a frekvenčně (u_{FM}) modulovaných signálů jsou nakresleny na obr.3.43.



Obr.3.43 Časové průběhy při amplitudové a kmitočtové modulaci

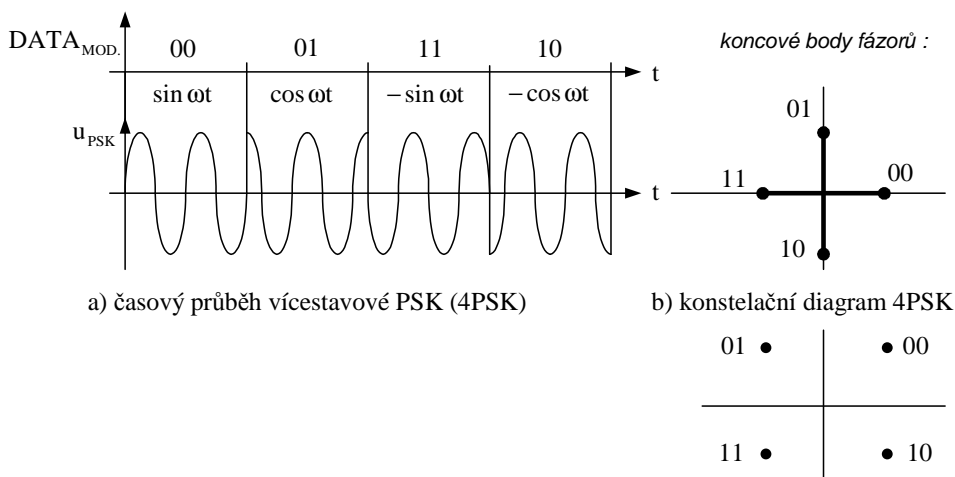
Jde-li o modulaci signálem číslicovým (tj. posloupností nul a jedniček), nabývá vlastně modulační signál pouze dvou hodnot a modulace se nazývá klíčováním: amplitudové klíčování ASK, frekvenční klíčování FSK a fázové klíčování PSK (phase).

Časové průběhy ukazuje obr.3.44.



Obr.3.44 Časové průběhy amplitudového, frekvenčního a fázového klíčování

Protože klíčování fáze je zejména při vícecestavovém fázovém klíčování velmi obtížně znázornitelné v čase, užívá se vyjádření pomocí koncového bodu fázoru ve formě tzv. konstelačního diagramu.

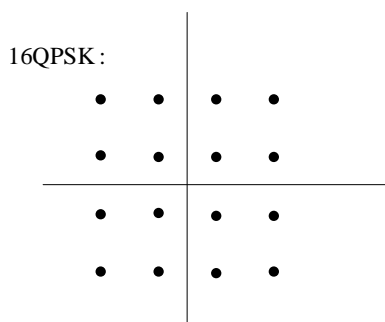


Obr.3.45 Vícestavové fázové klíčování

Zpravidla se však zakresluje výchozí poloha tak, aby jednotlivé body padly do příslušných kvadrantů.

Nejrozšířeněji se kombinuje amplitudové a fázové klíčování do kvadraturní modulace QPSK (kdy se mění současně počáteční fáze signálu i jeho amplituda), která se jinak nežli konstelačními diagramy neznázorňuje. V konstelačním diagramu 16QPSK (který je na obrázku 3.46) znázorňuje vzdálenost teček (koncových bodů fázoru) od počátku amplitudu a jejich poloha (natočení) pak fázi signálu.

Příslušné tzv. měřicí přijímače pak na své obrazovce vykreslují právě (takovýto) konstelační diagram a to v rastru včetně mezí, v nichž se jednotlivé znázorněné body mohou pohybovat.



Obr.3.46 Konstelační diagram modulace 16 QPSK

4. Číslicové měřicí přístroje

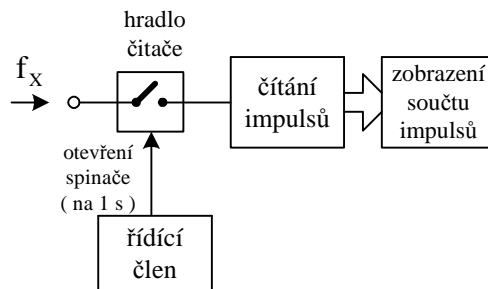
4.1 Čítač

Základem číslicových měřicích přístrojů je tzv. čítač, určený původně k měření frekvence, ve dvojkanálové variantě i pro měření fázového posunu.

4.1.1 Jednakanálový čítač

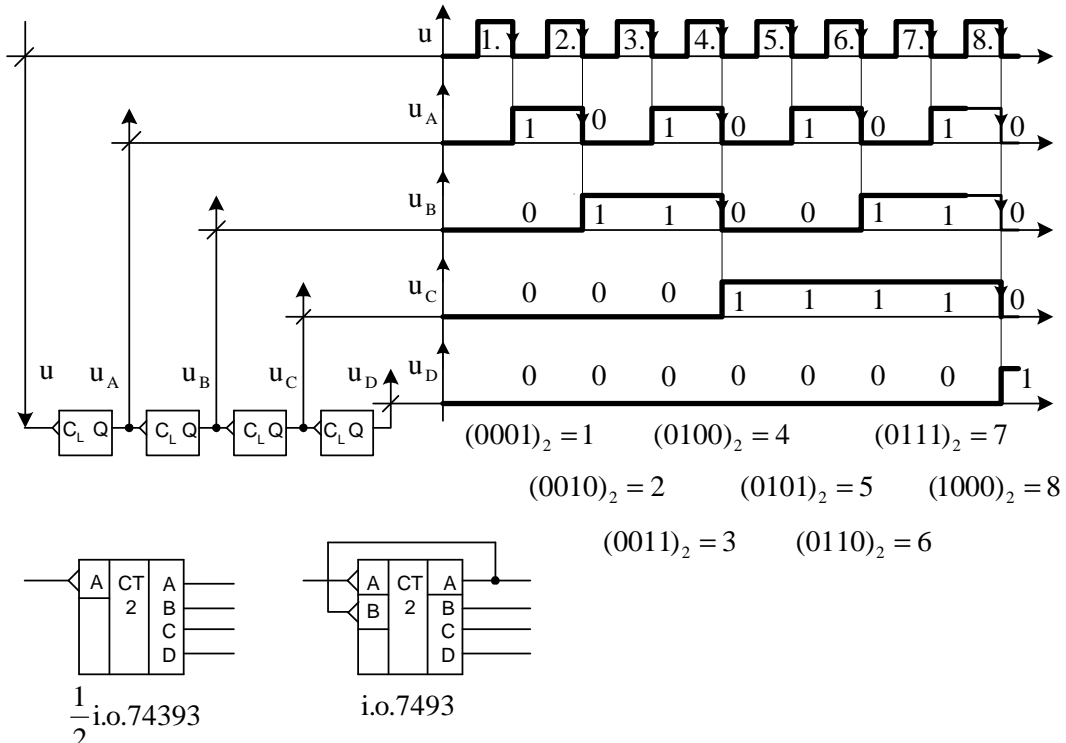
Základem pro měření frekvence signálu je přeměna tohoto signálu na impulsy a jejich následné sečtení za definovanou konstantní dobu (např. délky 1 sekund), načež se výsledek zobrazí.

Je-li například frekvence signálu 50 Hz, pak za 1 s přijde 50 impulsů, které se (za tuto dobu) sečtou a zobrazí.



Obr.4.1 Princip číslicového měření frekvence

Obvody pro (se)čítání impulsů se realizují postupným dělením frekvence dvěma, při zapojení více takovýchto děliček dvěma za sebou se na jednotlivých výstupech objeví počet impulsů ve dvojkovém kódu.



Obr.4.2. Princip čítacích obvodů vytvářených z děliček frekvence dvěma

Užije-li se nikoli těchto děliček dvěma ale obvodů, které umožní dělit frekvenci deseti, čili tzv. desítkových (dekadických) čítačů, lze jejich výstup (po překódování) připojit na displej.