

Vypracování:

1. ÚVOD

Úkolem Diplomové práce (MMSE) je ověřit schopnost studenta samostatně řešit zadanou technickou úlohu rozpracovanou v rámci Semestrálního projektu 1 (MM1E) a navazujícího Semestrálního projektu 2 (MM2E), následně dosažené výsledky zpracovat a obhájit ve formě technické zprávy. Diplomová práce je tedy koncipována jako zakončení úvodní části – Semestrálního projektu 1 (MM1E) a navazujícího Semestrálního projektu 2 (MM2E). Mnou vybrané téma zasahuje do oblasti televizní techniky, přesněji řečeno do možností měření signálů barevné televize v přenosové síti. Toto téma bude dále podrobně rozebráno.

2. MĚŘENÍ SIGNÁLŮ BAREVNÉ TELEVIZE V PŘENOSOVÉ SÍTI

V současné době, kdy se obecně na kvalitu multimedíí a jejich služeb a aplikací kladou vysoké požadavky, tj. i na kvalitu signálů barevné televize v přenosové síti, je důležité přímo provádět kontrolu jejich kvality. Jedná se o ne příliš jednoduchou úlohu z důvodu složitější skladby signálů barevné televize. Pro účely měření kvality se využívá několik typů měřících signálů, jenž svou skladbou respektují typická zkreslení vznikající v přenosové síti. Ty se dále vyhodnocují vhodným tzv. analyzátozem signálů barevné televize, který tímto umožňuje (na základě zjištěné velikosti zkreslení) objektivně posoudit vlastnosti přenosových zařízení a televizní sítě. Pro možnost jednotného posuzování přenosových vlastností došlo k unifikaci používaných měřících signálů na mezinárodní úrovni.

Měřící signály lze z hlediska používání rozdělit na :

1) Mezinárodně doporučené měřící signály CCIR:

Základními měřícími signály jsou časové průběhy obdélníkových a pilových impulsů. Ty umožňují kontrolovat základní parametry přenosu, jako zkreslení na nízkých, středních a vysokých kmitočtech, dobu náběhu a překmity časové odezvy, kolísání úrovně synchronizačního signálu, nelineární zkreslení jasové a barvonosné složky úplného barevného signálu, vložený útlum atd.

2) Mezinárodně doporučené signály měřících řádků CCIR:

Jedná se o měřící signály úmyslně vládané do vysílaného televizního signálu v oblasti pulsnímkových ztemňovacích impulsů tak, aby bylo možné kontrolovat nejdůležitější přenosové vlastnosti a parametry průběžně i během vysílání.

3) Zkušební signály tvaru $\sin^2 20T$:

Ty budou podrobně rozebrány dále...

4) Zkušební signály barevných pruhů:

V Praxi se nejčastěji využívají obrazce svisle orientovaných barevných pruhů složených ze tří základních barev (R = Red=červené, G = Green=zelené a B = Blue=modré), tří barev doplňkových a barvy bílé, uspořádaných podle klesajícího jasů. Tento zkušební signál

se používá především ke kontrole nastavení kódovacích a dekódovacích zařízení, ale i ke kontrole přenosové cesty a věrnosti barevné reprodukce.

5) Signál elektronického zkušebního obrazce:

Jde o elementární elektronické signály, pomocí nichž lze objektivně i subjektivně zhodnotit jednotlivé přenosové parametry. Ve srovnání s předchozími testovacími signály umožňuje i správné seřízení přijímačů černobílé a barevné televize.

Metodika měření používaná k zjišťování parametrů signálů barevné televize přenášených televizní sítí se opírá o objektivní vyhodnocení jednotlivých zkušebních signálů.

Pozn.: Bližší informace o vlastnostech a použití výše zmiňovaných testovacích měřících signálech lze nalézt v [2].

3. ZKUŠEBNÍ SIGNÁLY TVARU $\sin^2 T$ (resp. $\sin^2 2T$) a $\sin^2 20T$

Kvůli správnému hodnocení kvality parametrů přenosů se již v dřívější době u černobílých televizí začaly aplikovat zkušební impulsy tvaru \sin^2 . Jejich hlavní výhodou spočívá v tom, že limitují kmitočtové spektrum měřícího signálu na předem definovaný kmitočtový rozsah a tím dochází k zamezení tvarového zkreslení zkušebních signálů, jenž by vznikalo v důsledku přesahu kmitočtového spektra zkušebního signálu za mezní kmitočet přenosového kanálu.

3.1 Vlastnosti speciálních měřících signálů $\sin^2 T$ (resp. $\sin^2 2T$)

K testování černobílých televizí se využívá impulsů tvaru $\sin^2 \omega t$ s označením $\sin^2 T$, $\sin^2 2T$, kde T určuje šířku impulsu na úrovni jeho poloviční amplitudy a souvisí s mezním kmitočtem kanálu vztahem $T = 1/(2 \cdot f_m)$. Tím je dána (pro naši televizní normu s přenosovým pásmem $f_m = 6\text{MHz}$) hodnota $T = 83,3\text{ns}$. Prakticky se používá hodnota $T = 80\text{ns}$.

V televizní praxi se dále užívá pro vyjádření celé šířky testovacího pulsu parametru s ozn. základna impulsu $T_0 = 2 \cdot T$. Označíme-li základnu impulsu T_0 , pak u $\sin^2 T$ je $T_0 = 160\text{ns}$ a u $\sin^2 2T$ je $T_0 = 320\text{ns}$.

Impuls je v časové oblasti popsán:

$$f_T(t) = \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(-\frac{p}{T} \cdot t)) \quad \dots \text{ pro nenulovou oblast signálu,} \quad (3.1)$$

nebo také:

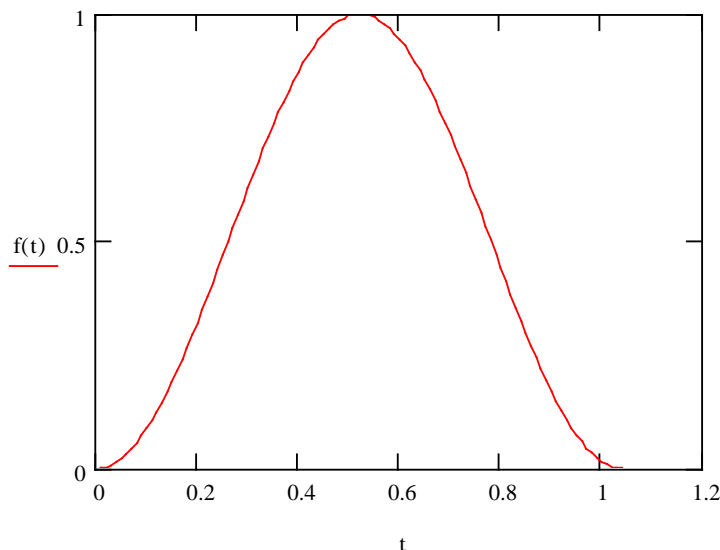
$$f_T(t) = \sin^2(-\frac{p}{2 \cdot T} \cdot t) \quad \text{pro } t \hat{=} < 0; T_0 >, \quad (3.2)$$

$$f_T(t) = 0 \quad \text{pro } t \hat{=} < 0; T_0 > . \quad |$$

Ve frekvenční oblasti je impuls popsán:

$$S_T(\omega) = \frac{\sin \omega T}{\omega} \cdot \frac{(p/T)^2}{(p/T)^2 - \omega^2} \cdot \quad (3.3)$$

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$



Obr. 3.1: Časový průběh impulsu $\sin^2 T$ (resp. $\sin^2 2T$)

3.2 Vlastnosti speciálních měřících signálů $\sin^2 20T$

U barevné televize se pro rychlé objektivní vyhodnocování kvality studiových zařízení a přenosových tras používá testovací složený impuls $\sin^2 20T$. Požadavkem na přenosový systém je minimální zkreslení jasové i barvosné složky. Testovací impuls umožňuje stanovit velikost lineárního zkreslení (čili rozdíl útlumu a skupinového zpoždění v oblasti přenosu jasového a barvosného signálu). Z tohoto důvodu se jedná o složený impuls, který má NF (nízkofrekvenční - jasovou) a VF (vysokofrekvenční - barvosnou) složku. NF složku tvoří impuls $\sin^2 20T$, VF složku tvoří též impuls $\sin^2 20T$ amplitudově namodulovaný na barvosnou vlnu kmitočtu $f_{BN} = 4,43\text{MHz}$. Jedná se tedy o dvě aditivně sečtené složky.

Impuls je v časové oblasti popsán:

$$f_{20T}(t) = \frac{1}{2} \cdot \sin^2 wt + \frac{1}{2} \cdot \sin^2 wt \cdot \sin^2 W t, \quad (3.4)$$

kde : $\sin^2 W t = +1$... horní obalová křivka (kopíruje průběh $\sin^2 wt$),
 $\sin^2 W t = -1$... dolní obalová křivka (je totožná s časovou osou t),

Pozn.: $W = T \cdot w$; kde: W ... normovaný úhlový kmitočet.

nebo také:

$$f_{20T}(t) = \frac{1}{4} \cdot [1 + \sin(2 \cdot p \cdot f_{BN} \cdot t)] \cdot [1 - \cos(2 \cdot p \cdot f_0 \cdot t)] \quad \text{pro } t \in \langle 0; T_0 \rangle, \quad (3.5)$$

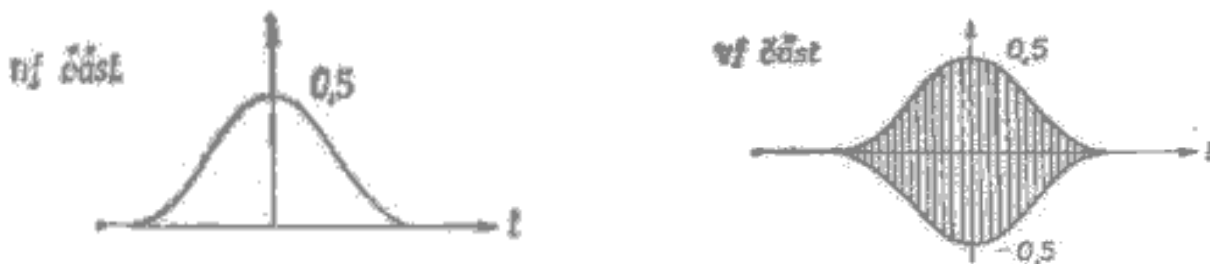
$$f_{20T}(t) = 0 \quad \text{pro } t \notin \langle 0; T_0 \rangle,$$

kde: $f_0 = 500\text{kHz}$... kmitočet NF složky.

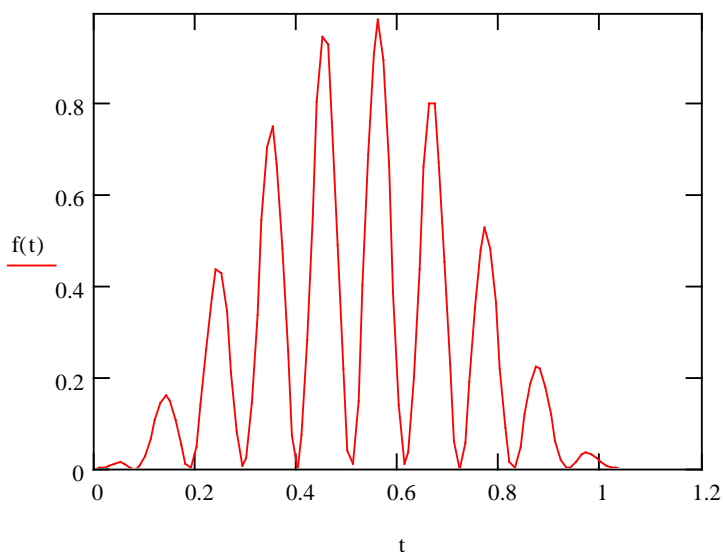
Ve frekvenční oblasti je impuls popsán:

$$S_{20T}(w) = \frac{1}{2} \cdot S_T(w) + j \cdot \frac{1}{4} \cdot S_T(w + w_{BN}) - j \cdot \frac{1}{4} \cdot S_T(w - w_{BN}). \quad (3.6)$$

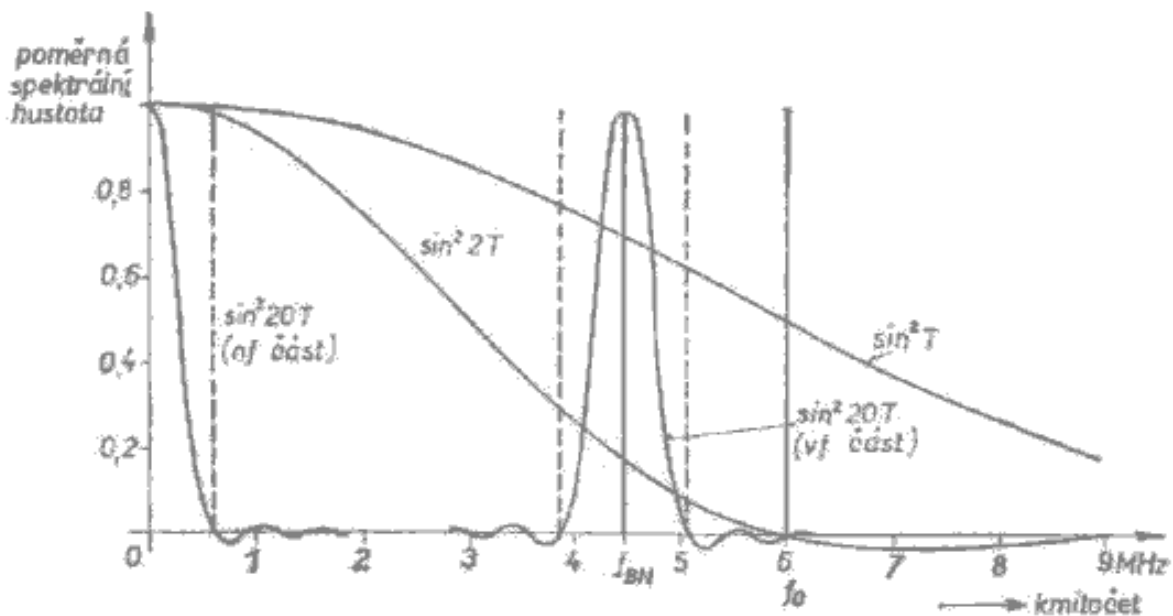
Zde je vidět, že se jedná o „složeninu“ spektra signálu $\sin^2 T$ ve výchozí pozici a v pozici posunutě o $\pm w_{BN}$.



Obr. 3.2: Časový průběh NF složky a VF složky (převzato z [2])



Obr. 3.3: Časový průběh složeného impulsu $\sin^2 20T$



Obr. 3.4: Spektrum složeného impulsu $\sin^2 20T$ v porovnání s impulsy $\sin^2 T$ a $\sin^2 2T$ (převzato z [2])

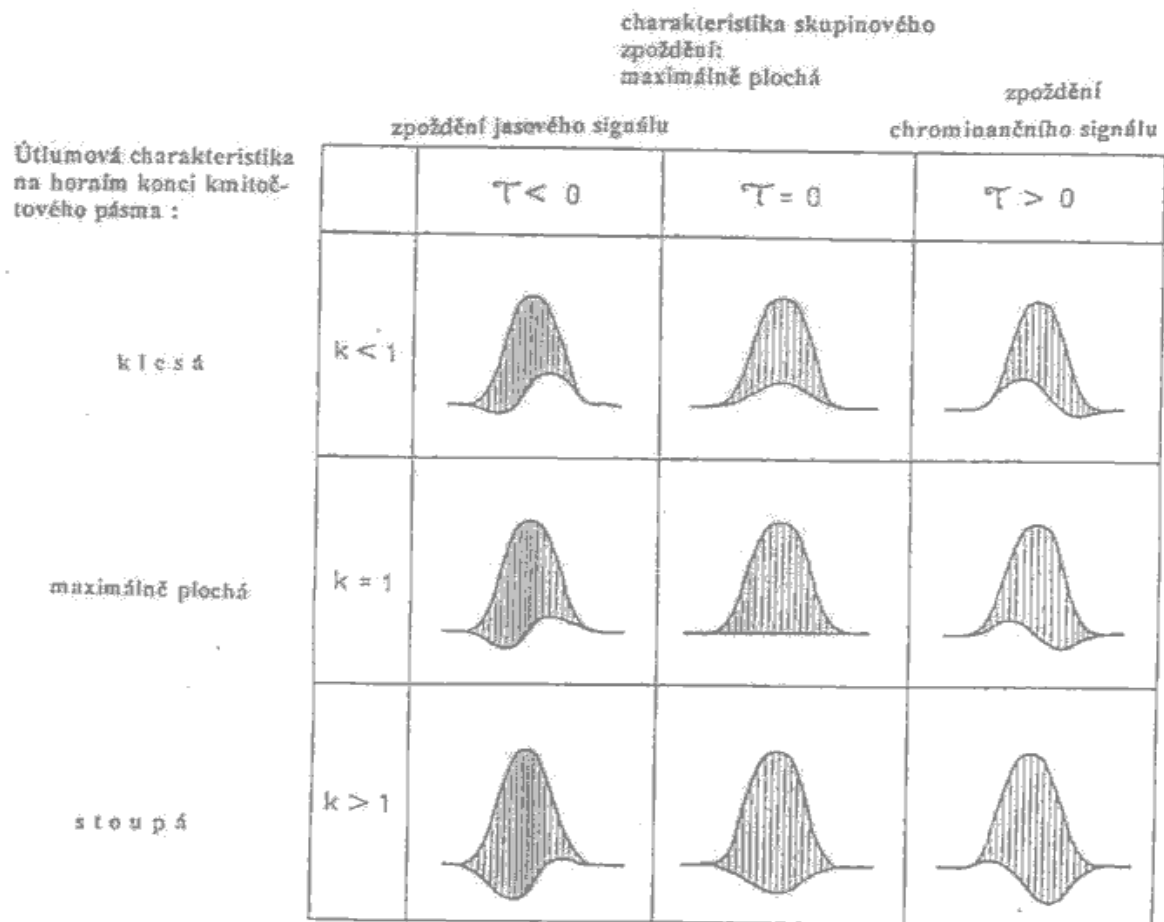
4. VYHODNOCENÍ ZKRESLENÍ IMPULSU $\sin^2 20T$

Prostřednictvím **Obr. 4.1** lze přehledně rozlišit základní případy zkreslení impulsu $\sin^2 20T$ po průchodu testovaným zařízením (jestliže vzájemný časový posuv barvosné a jasové složky $|t| < T_0/2$). Koeficient k určuje poměr napěťového přenosu jasového a barvosného signálu, t označuje posuv barvosného signálu oproti jasovému (při $t > 0$ dochází ke zpoždění barvosného signálu oproti jasovému). V případech, kdy dochází pouze ke zkreslení útlumu (prostřední sloupec **Obr. 4.1** při $t = 0$), mají v dolní obálce impulsu $\sin^2 20T$ pouze jeden inflexní bod. Dochází-li pouze ke zkreslení skupinového zpoždění (prostřední řádek **Obr. 4.1** při $k = 1$), má základna impulsu $\sin^2 20T$ vlnový charakter se dvěma lokálními extrémy. Odchylky jsou v absolutní hodnotě shodné.

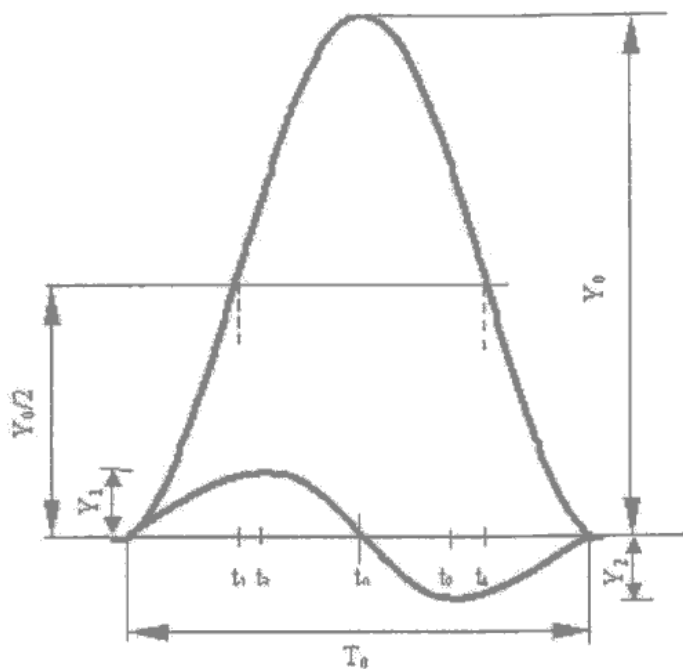
V obecném případě, kdy dochází současně ke zkreslení útlumové charakteristiky i charakteristiky skupinového zpoždění, mají extrémy u dolní obálky odlišnou hodnotu, čímž při zpoždění barvosné složky oproti jasové složce u dolní obálky předbíhá maximum Y_1 minimum Y_2 (viz. **Obr. 4.2**). Při výpočtu odezvy lineární spojité soustavy na impuls $\sin^2 20T$ máme mimo jiné za úkol s požadovanou přesností určit souřadnice:

- vrcholu horní obálky : t_0 ; Y_0
- vrcholu dolní obálky : t_1 ; Y_1 , t_2 ; Y_2
(Při optimálním průběhu charakteristiky skupinového zpoždění pouze jeden z těchto vrcholů);
- pro úroveň $Y_0/2$ (tj. šířku impulsu) : $T = t_4 - t_3$
a event. souřadnice podkmitů a překmitů výstupního signálu pro $t > T_0$.

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$



Obr. 4.1: Základní případy zkreslení impulsu $\sin^2 20T$ (převzato z [2])



Obr. 4.2: Parametry obálky $\sin^2 20T$ (převzato z [2])

Dle literatury [2] se používá k hodnocení amplitudy obálky impulsu $\sin^2 20T$ koeficient:

$$k_{20T} = \left(\frac{d}{4,45} \right)^{1,25}, \quad (4.1)$$

kde relativní amplituda d dolní obálky impulsu $\sin^2 20T$ je určena vztahem:

$$d = \frac{Y_1 + Y_2}{Y_0} \cdot 100\%. \quad (4.2)$$

Jak parametr k_{20T} , tak d souvisí se subjektivním hodnocením kvality televizního obrazu. Označíme-li symbolem l parametr jakosti obrazu, potom:

$$l = \left(\frac{d}{28} \right)^{2,65} = 0,0076 \cdot (k_{20T})^{2,12}. \quad (4.3)$$

V televizní praxi je pro:

- velmi dobrý obraz $l = 0$;
- dobrý obraz $l = 0,33$;
- středně jakostní obraz $l = 1$;
- špatný obraz $l = 3$;
- velmi špatný obraz $l = \infty$.

Pokles (případně převýšení) modulu přenosu v oblasti barvonosné složky oproti oblasti jasové složky DK a obdobně rozdíl skupinového zpoždění Dt můžeme vypočítat ze vztahů:

$$DK = 2 \cdot (d_1 + d_2), \quad (4.4)$$

$$Dt [ns] = \frac{2 \cdot T}{p} \cdot \arctg \left(2 \cdot \sqrt{\frac{d_1 \cdot d_2}{2 \cdot (d_1 + d_2) - 4 \cdot d_1 \cdot d_2 - 1}} \right), \quad (4.5)$$

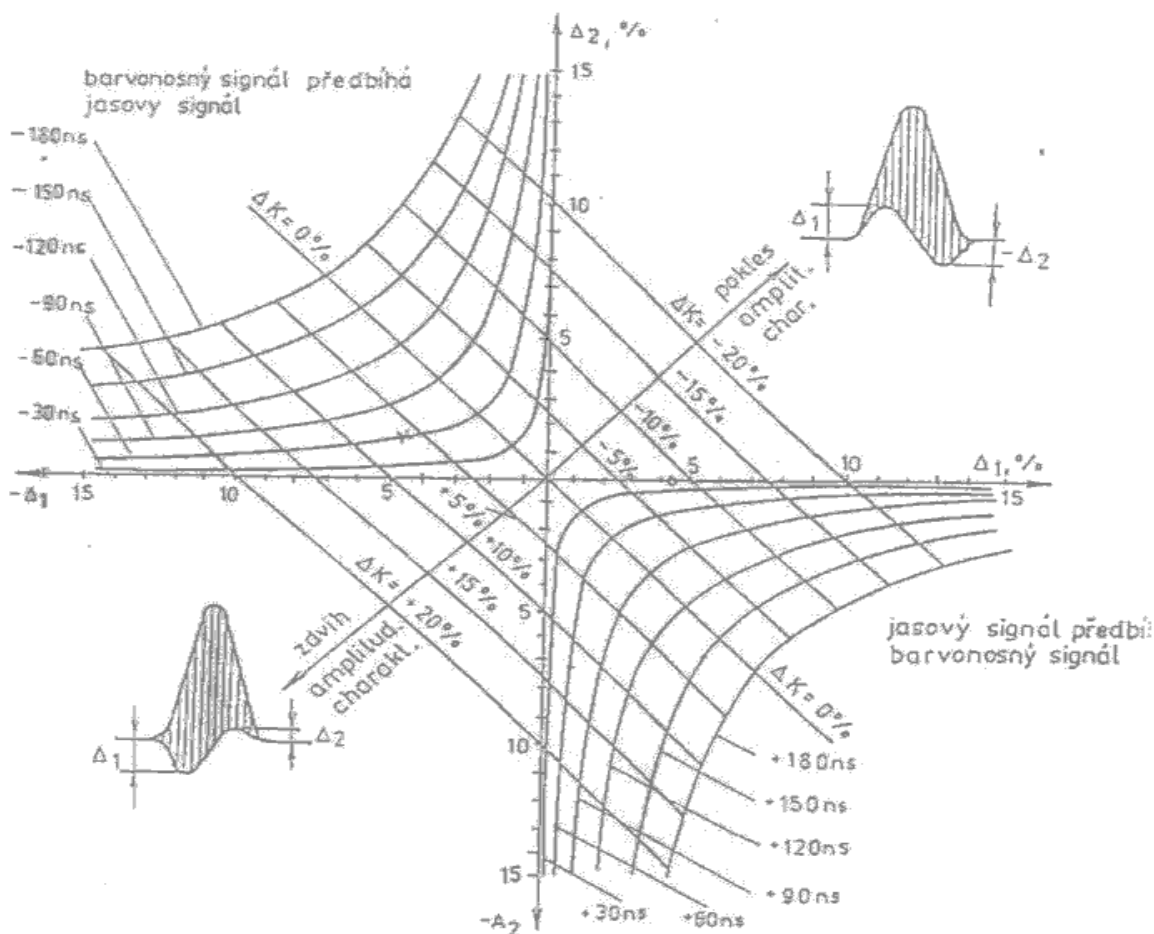
$$\text{kde: } d_1 = \frac{Y_1}{Y_0}, \quad d_2 = \frac{Y_2}{Y_0}.$$

Mimo tohoto „zdlouhavého“ způsobu vyhodnocování impulsu $\sin^2 20T$ existují v praxi tzv. nomogramy, což jsou grafické diagramy podstatně urychlující daný přepočít. Geometrické místo bodů pro přepočít $DK = \text{konst.}$ je stanoveno z rovnice (4.4), stejnou analogií ve vztahu (4.5) dostaneme pro $Dt = \text{konst.}$; $d_2 = f(d_1)$:

$$d_2 = \frac{1 - 2 \cdot d_1}{2 - 4 \cdot d_1 - (d_1/Z)}, \quad (4.6)$$

$$\text{kde: } Z = \left(\frac{\text{tg } \frac{p \cdot Dt}{2 \cdot T_0}}{2} \right)^2. \quad (4.7)$$

Nakonec je nutné připomenout, že všechny výše uvedené vztahy jsou svou platností omezeny pouze na případy, kdy vyhodnocujeme vlastnosti lineárního kanálu. Teprve potom je tedy možné analyzovat tvar měřeného signálu $\sin^2 20T$.



Obr. 4.3: Nomogram pro vyhodnocení zkreslení impulsu $\sin^2 20T$ (převzato z [2])

5. MOŽNOSTI REALIZACE GENERÁTORŮ $\sin^2 2T$ a $\sin^2 20T$

Prakticky lze realizaci generátorů požadovaných testovacích signálů uskutečnit (z hlediska zpracování signálů) provedením „ryze“ analogovým, případně naopak „ryze“ digitálním nebo kombinovaným. Odlišnosti jsou především ve složitosti zapojení, kdy při „ryze“ analogové realizaci by bylo za potřeby více obvodových prvků, než je k tomu v případě „ryze“ digitální realizace. Dále jsou rozdíly v přesnosti generovaných impulsů, kdy je opět lepších výsledků dosahováno v případě digitální realizace. Tyto výhody jsou bohužel „vyváženy“ vyšší pořizovací cenou. Naopak v případě analogové realizace by se náklady byly nižší. Jak bude dále rozebráno, optimální forma pro realizaci z hlediska výše zmiňovaných kritérií (tj. složitosti zapojení, přesnosti generovaných testovacích signálů a ceny realizace) bude kombinovaná forma.

5.1 Ryze analogová realizace generátoru

V tomto případě by bylo možné použít separaci složek pomocí filtrů. Posloupnost bloků: Generátor harmonické barvonosné vlny ($f_{BN} = 4,43\text{MHz}$) – Omezovač – Derivační obvod – Zpoždovací obvod a Bistabilní klopný obvod by vytvářela obdélníkové impulsy s $f_{BN} = 4,43\text{MHz}$. Ty by se dále modulovaly v impulsním modulátoru impulsy $\sin^2 T$ vytvořenými tvarovačem impulsů. Takto vzniklý výstupní signál by bylo nutné filtrovat dolní propustí z důvodu potlačení nežádoucích kmitočtových složek na dvojnásobném kmitočtu nosné $2 \cdot f_{BN}$. Tato možnost realizace by byla velmi složitá jak na návrh, tak na následnou optimalizaci (z hlediska přizpůsobení) i realizaci.

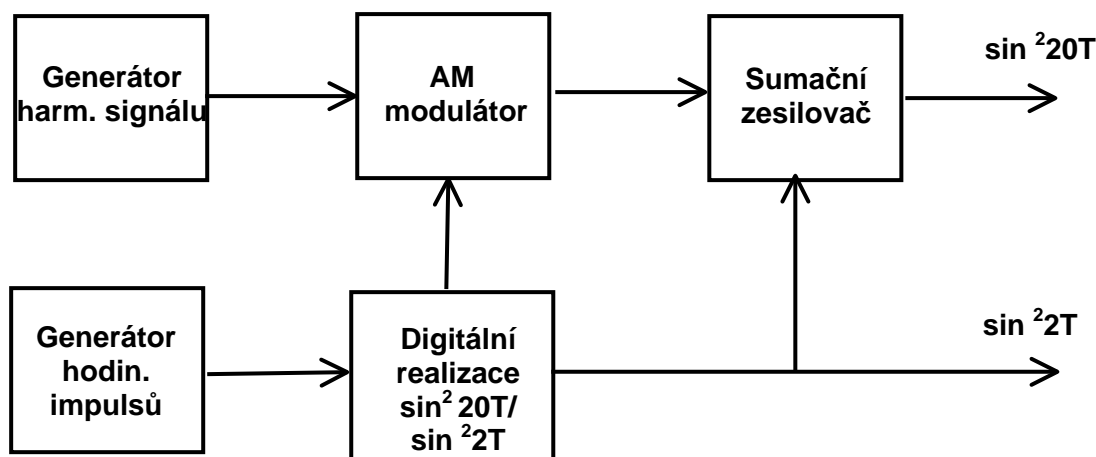
5.2 Ryze digitální realizace generátoru

Zde bychom si vystačili s výrazně jednodušším obvodovým schématem. Pro realizaci by bylo použito: Generátoru hodinového impulsu – Vratného binárního čítače – Dekodéru – D/A převodníku a výstupního filtru. Generátor hodinového impulsu by tvořil synchronizační signál pro vratný binární čítač. Ten by adresoval dekodér (paměť nebo CPLD), jenž by obsahoval hodnoty vzorků impulsů. Dále by následoval jejich převod D/A a nutná filtrace dolní propustí. Tato možnost realizace by byla (oproti výše zmiňované analogové) výrazně jednodušší. Nevýhodou by však bylo nutnost použití vysokých taktovacích kmitočtů (zejména při vyčítání hodnot vzorků z dekodéru), čímž by bylo nutno klást vysoké požadavky na rychlost číslicových obvodů a následné dolnoproústní vyhlazení filtrem vysokého řádu.

5.3 Kombinovaná realizace generátoru

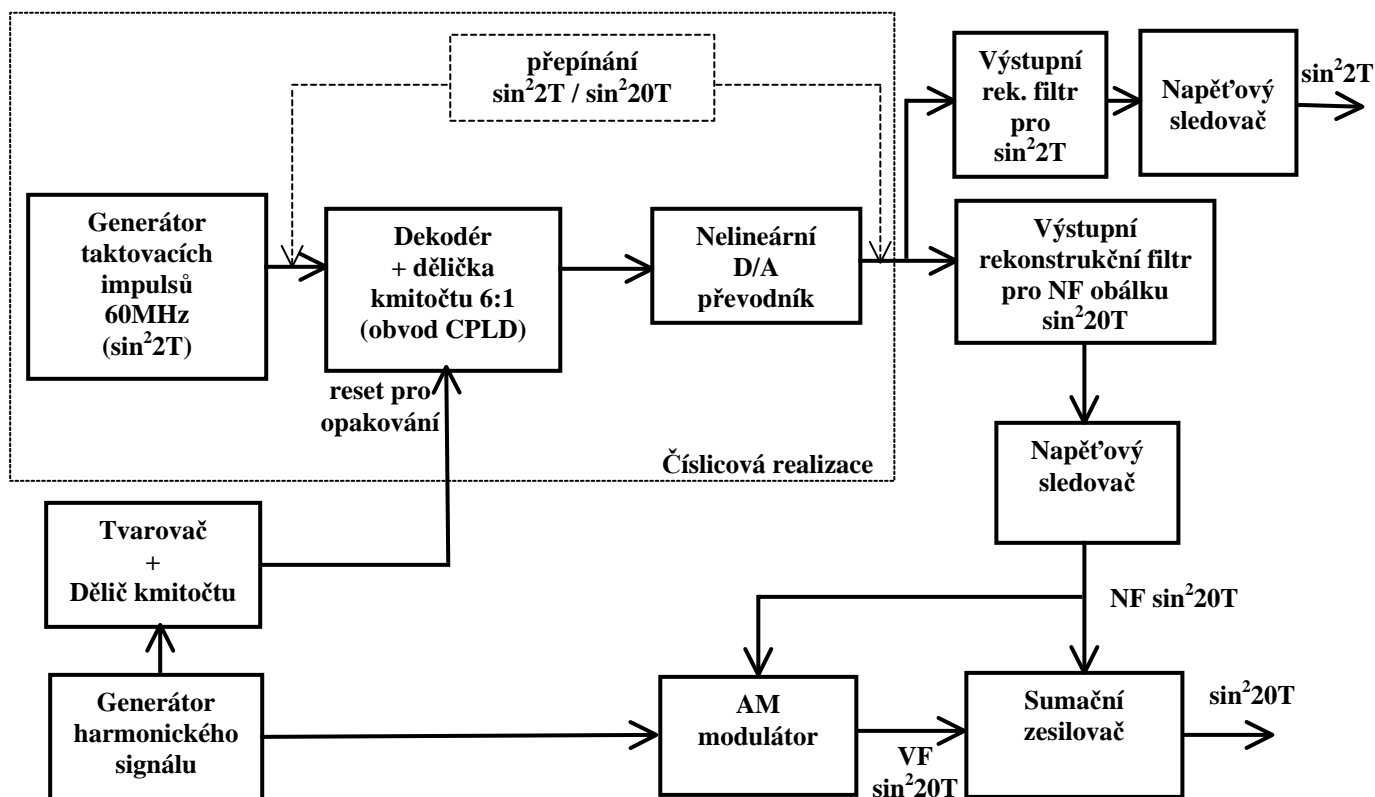
V principu jde o oddělené zpracování NF jasové a VF barvonosné složky impulsu. NF složka je získávána z digitální části. Dochází k postupnému vyčítání hodnot vzorků z paměti nebo CPLD v rytmu hodinového taktu obvodu. Na výstupu se pak digitální signál filtruje dolní propustí nižšího řádu (rekonstrukčním filtrem). VF složka je vytvářena autonomním generátorem harmonické funkce s $f_{BN} = 4,43\text{MHz}$. Ta je dále amplitudově modulována NF složkovým signálem.

Tento generátor je „rozumnou“ a optimální kombinací obou výše zmiňovaných realizací. Nedochází v něm k výraznějšímu tvarovému zkreslení (jako by tomu bylo při ryze analogové realizaci) generovaného impulsu, nejsou kladeny vysoké nároky na rychlost (jako při ryze digitální realizaci) digitálních obvodů a v neposlední řadě i na složitost výstupního filtru. Tato koncepce generátoru má svou velkou výhodu i v univerzálnosti, kdy dle konkrétní potřeby lze toto zapojení poměrně jednoduše obměnit, resp. přeprogramovat.



Obr. 5.1: Blokové schéma kombinované realizace generátoru impulsů

6. NAVRHOVANÉ DETAILNÍ BLOKOVÉ SCHÉMA GENERÁTORU $\sin^2 2T$ a $\sin^2 20T$.



Obr. 6.1: Detailní blokové schéma $\sin^2 2T$ a $\sin^2 20T$.

Z hlediska optimálních vlastností bude dále podrobně navržena a rozebrána kombinovaná realizace generátoru – viz. **Obr 6.1**. Pro pořádek věci bude dobré stanovit základní požadované vlastnosti jednotlivých funkčních dílčích bloků.

Požadované vlastnosti dílčích funkčních bloků:

- **Blok generátoru taktovacích impulsů:** Hlavním požadavkem je vysoká kmitočtová stabilita a stálost z důvodu požadované maximální časové stálosti NF obálky $\sin^2 20T$, generované dekodérem v taktu hodinových impulsů. Pro samotnou realizaci bude použito monolitického krystalového oscilátoru QO105BIC60MH s pracovním kmitočtem 60MHz.
- **Blok dekodéru:** V taktu hodinových impulsů z generátoru bude postupně vyčítat na výstupu vzorky funkce $\sin^2 2T / \sin^2 20T$ z paměti. Jejich hodnoty v amplitudě (resp. v kvantovací hladině) jsou shodné, pouze se liší v délce taktu vyčítání. Dále bude z důvodu vysokého vzorkovacího kmitočtu 60MHz pro funkci $\sin^2 2T$ požadováno minimální možné reakční zpoždění výstupu v závislosti na změně vstupního hodinového signálu. Proto bude pro obvodovou realizaci zvolena „rychlejší“ varianta CPLD obvodu XC9536XL-10PC44C s reakční dobou přeběhu (čili zpožděním reakce výstupu v závislosti na změně vstupu) 10ns.

Pozn.: Vzorkovací kmitočet 60MHz pro $\sin^2 2T$ se bude získávat ze vstupu krystalového oscilátoru. Z něj se také bude odvozovat softwarovou děličkou kmitočtu 6:1 (realizovanou uvnitř CPLD) vzorkovací kmitočet 10MHz pro NF obálku $\sin^2 20T$.

- **Blok D/A převodníku:** Realizuje digitálně / analogovou konverzi mezi vstupním binárním vyjádřením (posloupností log. úrovní H a L) na výstupní schodovitý průběh funkce $\sin^2 2T / \sin^2 20T$. Kvůli malému počtu hladin (10ti výstupních úrovní) bude převod realizován nelineární váhovou rezistorovou sítí. Tím dojde jednak ke zlevnění celkové realizace, kdy místo integrovaného D/A převodníku s 256 hladinami (pro náš účel jejich zbytečně moc) použijeme odporové sítě a vyhneme se tak i nemalé kvantovací chybě. Ta by se výrazně podepsala na zkreslení průběhu realizované funkce, což by bylo nežádoucí.
- **Blok výstupního rekonstrukčního filtru:** Jeho úkolem bude ze schodovité funkce na výstupu D/A převodníku vyfiltrovat nežádoucí kmitočtové složky vzniklé diskretizací signálu. Tím dojde k vyhlazení výsledného tvaru realizované funkce. Díky přesnému ohraničení kmitočtové spektra měřícího signálu na předem definovaný kmitočtový rozsah, nebudou na strmost výstupního filtru kladeny vysoké požadavky. To umožňuje aplikaci pasivního filtru nižšího řádu, čímž dochází opět ke konstrukčnímu zjednodušení a i zlevnění. Bude použita Butterworthova dolní propust.
- **Blok napěťového sledovače:** V našem případě se používají ve funkci impedančního přizpůsobení bloků (realizovaného generátoru), u nichž by mohlo docházet k nežádoucímu vzájemnému ovlivňování funkce. Jde zejména o přechod na výstupu rekonstrukčních filtrů a také na výstupu generátoru harmonického signálu. Sledovač je charakteristický definovaným napěťovým přenosem $A_U = 1$. Pro náš účel bude použito integrovanými operačními zesilovači (dále OZ) v neinvertujícím zapojení. Teoreticky by ještě připadalo použití unipolárního tranzistoru JFET.
- **Blok generátoru harmonického signálu:** Slouží jako zdroj nemodulované nosné VF složky signálu $\sin^2 20T$. Je zde opět kladen požadavek nejen na vysokou kmitočtovou, ale i tvarovou stabilitu harmonického signálu. Od jeho průběhu se jednak odvozuje reset obvodu CPLD pro opakování, tak i tvar výsledného generovaného signálu $\sin^2 20T$. Nemalou měrou se tedy podílí na jeho zkreslení. Pro tyto vysoké nároky bude vhodné použití krystalového zpětnovazebního oscilátoru (tranzistorového nebo zapojení s OZ). V úvahu připadá i možnost připojení externího harmonického funkčního generátoru.
- **Blok tvarovače a děliče kmitočtu:** Má za úkol zajistit možnost pozorování stabilního obrazu průběhu, čili periodický reset pro obvod CPLD. Ten se odvozuje z výše uvedeného generátoru harmonického signálu, který je tvarovačem převeden na požadovaný obdélníkový průběh impulsů. Následuje blok děliče, který jej vydělí na požadovaný kmitočet pro reset. Tím je také zajištěno pozorování statického obrazu průběhu vždy se stejnou fází odvozené od VF složky nemodulovaného $\sin^2 20T$. Bude možno použít např. Schmittova klopného obvodu a asynchronního čítače.
- **Blok AM modulátoru:** Ten poslouží k promodulování vstupní VF harmonické nosné složky $\sin^2 20T$ průběhem NF složky $\sin^2 20T$ s hloubkou modulace 100%. Bude možno použít některé z variant integrovaného obvodu.
- **Blok sumačního zesilovače:** Realizuje (dle vztahu 3.4) samotnou definici výsledného výsledného signálu $\sin^2 20T$, tj. sečtení NF a VF složky. Jeho další neméně důležitou funkcí je impedanční přizpůsobení výstupu ke vstupu dalšího z některých TV zařízení, tj. na 75Ω . Realizován bude vhodným OZ v neinvertujícím zapojení.

7. REALIZACE DÍLČÍCH BLOKŮ

7.1 Blok generátoru taktovacích impulsů

Jakožto první element blokového schématu generátoru $\sin^2 2T$ / $\sin^2 20T$ bude vytvářet vstupní hodinový signál pro CPLD, v jehož taktu se budou na výstupu CPLD vyčítat jednotlivé vzorky generovaných průběhů. Pro náš účel bude možné použít monolitické součástky krystalového oscilátoru s požadovaným kmitočtem 60MHz. Ten bude vytvářet taktovací kmitočet pro průběh $\sin^2 2T$ složený s 21ti časových vzorků, čili s periodou základny impulsu $T_0 = 320\text{ns}$. Pro NF složku $\sin^2 20T$ (složený také těmito 21ti časovými vzorky) se základnou $T_0 = 2\mu\text{s}$ je potřebný hodinový kmitočet 10MHz. Ten získáme softwarovou děličkou kmitočtu v CPLD (realizovanou 2-bitovým čítačem) s dělicím poměrem 6:1. Z katalogu součástek byl vybrán krystalový oscilátor **QO105BIC60MH** (QO = Quartz Oscilator). Ten nám zajistí vysokou kmitočtovou stabilitu ($\pm 100\text{ppm}$), což je pro náš účel více než žádoucí.

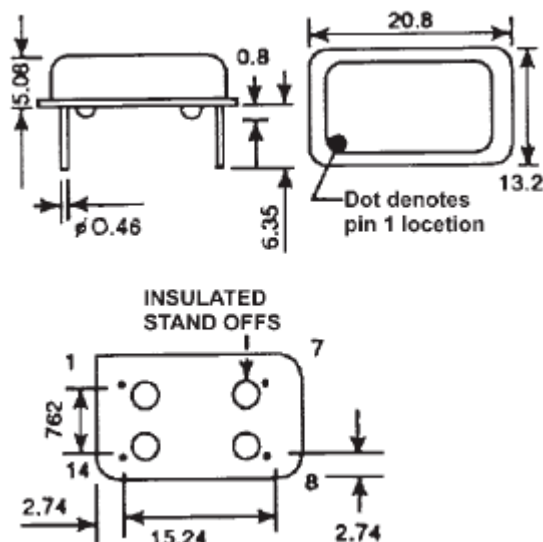
Pro úplnost uvádím katalogové údaje součástky:

Tab. 7.1: Katalogové údaje krystalového oscilátoru QO105BIC60MH

Parametr	Hodnota
Tolerance kmitočtu (20°C)	$\pm 100\text{ppm}$
Stárnutí	$\pm 5\text{ppm/rok}$
Pracovní teplota	0 až 70°C
Pracovní napětí	$5 \pm 0,5\text{V}$

Zapojení vývodů:

1. NC (OE)
7. GND (case)
8. OUT
14. VDD



Obr. 7.1: Fyzické rozměry QO105BIC60MH + zapojení vývodů (převzato z [9])

7.2 Blok dekodéru

Než přistoupím k samotnému koncepčnímu návrhu tohoto bloku, bude zde nejprve nutné osvětlit volbu vzorkovacího kmitočtu 60/10MHz pro signály $\sin^2 2T$ / $\sin^2 20T$. Při výpočtu vycházím s časové definice, kdy pro $\sin^2 2T$ je základna $T_0 = 320\text{ns}$ a $\sin^2 20T$ má $T_0 = 2\mu\text{s}$. Z požadavku větší přesnosti (dle [3]) generovaných měřících signálů budeme tedy uvažovat realizaci pomocí 21ti časových vzorků na impuls základny T_0 . Tomu pak odpovídají výše uvedené taktovací kmitočty.

Dále je nutné stanovit poměrné velikosti dílčích 21ti vzorků časového průběhu. Fakt, že jde tvarově o dva stejné měřící průběhy (pouze rozdílné „časově“ roztažené), nám umožňuje použít vypočtené poměrné velikosti vzorků v obou případech, pouze s rozdílnou rychlostí vyčítání (dle vzorkovacího kmitočtu)z dekodéru CPLD.

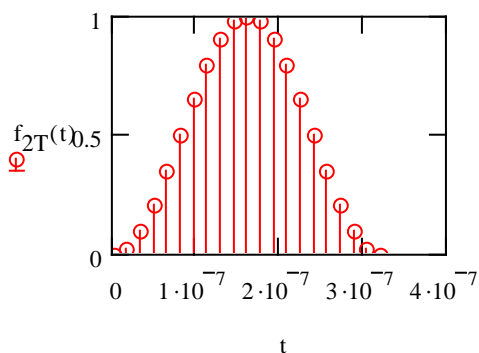
Vypocet pomernych velikosti dilcich 21-ti vzorku v programu MathCAD v.12:

$T := 160 \cdot 10^{-9}$... sirka impulsu $\sin^2 2T$ na urovni jeho polovicni amplitudy

$\alpha := \frac{\pi}{2 \cdot T}$... argument funkce

$t := 0, 16 \cdot 10^{-9} .. 320 \cdot 10^{-9}$... casova osa t na $\langle 0; T_0 \rangle$ s krokem $\Delta t = 16\text{ns}$ pro 21 vzorku

$f_{2T}(t) := \sin(\alpha \cdot t)^2$... definice impulsu $\sin^2 2T$ v casove oblasti



Obr. 7.2: Casovy prubeh $\sin^2 2T$

$t =$	$f_{2T}(t) =$
0	0
$1.6 \cdot 10^{-8}$	0.024
$3.2 \cdot 10^{-8}$	0.095
$4.8 \cdot 10^{-8}$	0.206
$6.4 \cdot 10^{-8}$	0.345
$8 \cdot 10^{-8}$	0.5
$9.6 \cdot 10^{-8}$	0.655
$1.12 \cdot 10^{-7}$	0.794
$1.28 \cdot 10^{-7}$	0.905
$1.44 \cdot 10^{-7}$	0.976
$1.6 \cdot 10^{-7}$	1
$1.76 \cdot 10^{-7}$	0.976
$1.92 \cdot 10^{-7}$	0.905
$2.08 \cdot 10^{-7}$	0.794
$2.24 \cdot 10^{-7}$	0.655
$2.4 \cdot 10^{-7}$	0.5
$2.56 \cdot 10^{-7}$	0.345
$2.72 \cdot 10^{-7}$	0.206
$2.88 \cdot 10^{-7}$	0.095
$3.04 \cdot 10^{-7}$	0.024
$3.2 \cdot 10^{-7}$	0

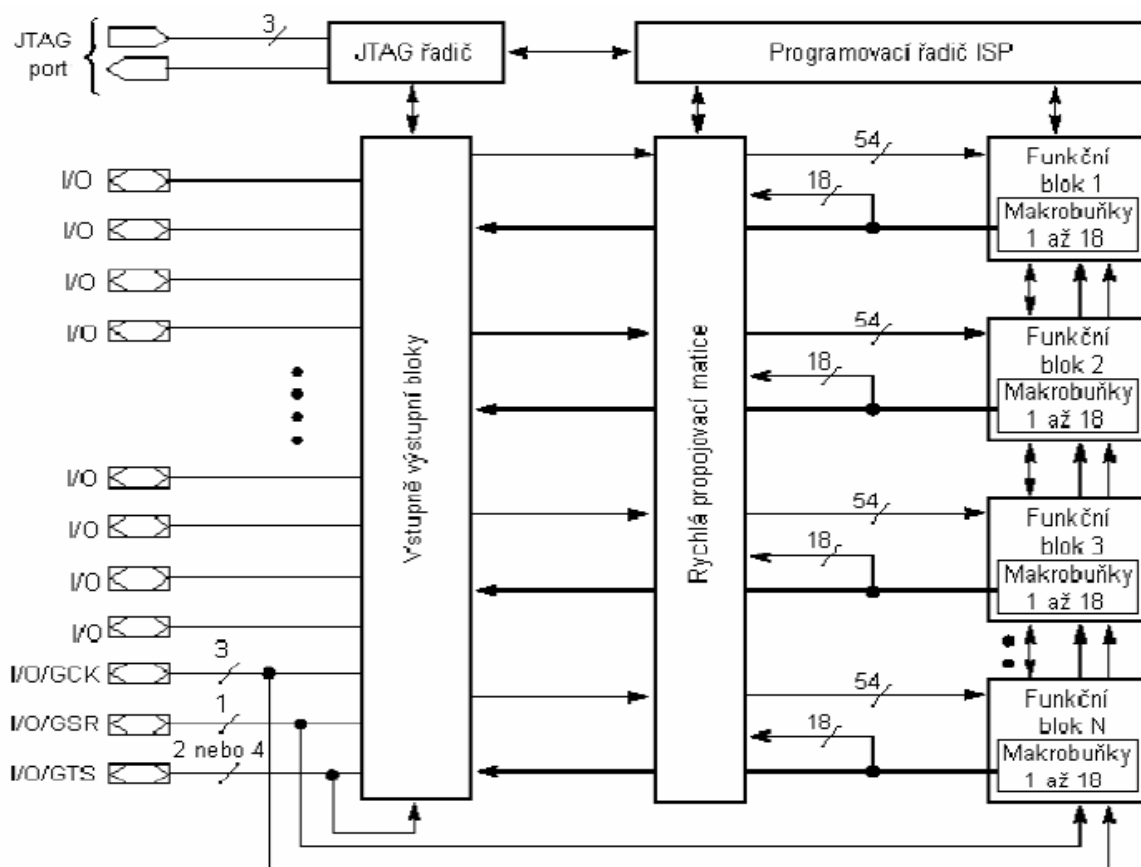
vektor diskretnich vzorku casu t
a distretni pomerne velikosti f_{2T}
impulsu $\sin^2 2T$ ----->

Výpočet poměrných velikostí vzorů byl proveden pro impuls $\sin^2 2T$. Vycházel jsem opět s časové definice impulsu dle vztahu (3.4). Jak bylo již výše uvedeno, pro NF složku signálu $\sin^2 20T$ budou platit stejné poměrné velikosti vzorků, pouze s jinou časovou osou t na intervalu $\langle 0; 2\mu\text{s} \rangle$ s krokem $Dt = 0.1\mu\text{s}$.

Nyní přistoupíme k samotné koncepční realizaci bloku dekodéru. Z celé škály možných integrovaných obvodů dostupných na trhu bude pro náš účel nevhodnější sáhnout po některé z variant programovatelných logických obvodů PLD (Programmable Logic Device).

Obecně se dnešní číslicové subsystémy realizují pomocí tzv. číslicových obvodů základních řad (např. MH7400 – 4x dvouvstupové hradlo NAND), mikrokontrolérů (jednočipů – např. řada 8051,...) a nebo obvodů PLD. Obvody základních řad se hojně využívali cca. v 70 letech, kdy nastával „boom“ číslicového zpracování signálů. Jejich výhodou byla poměrně velká rychlost reakce a snadná dostupnost, nevýhodou nízký stupeň integrace a nutná změna zapojení při změně funkce obvodu. Právě tato negativa jsou pro dnešní rozsáhlé aplikace nemyslitelná. Mikrokontroléry se v současnosti hojně používají pro nejrůznější aplikace. Jejich přednosti jsou zejména velká univerzálnost, nízká cena a možnost poměrně složité algoritmizace. Zaostávají však svou nižší reakční rychlostí, kdy k odezvě výstupu na změnu vstupu je potřeba několik instrukčních cyklů. Právě z tohoto důvodu není možné použít jednočipu pro požadovanou realizace bloku dekodéru.

Obvody PLD resp. CPLD jsou ve srovnání s jednočipy méně univerzální, avšak disponují vysokou reakční rychlostí, což je pro náš účel žádoucí. S přihlédnutím k složitosti realizované funkce byl zvolen obvod **XC9536XL-10PC44C** fy Xilinx. Jde o CPLD (Complex PLD \approx složité PLD s blokovou strukturou) z řady XC9500XL se sníženým napájecím napětím 3,3V. Základní bloková struktura obvodů XC9500XL je patrná viz. **Obr. 7.3**.



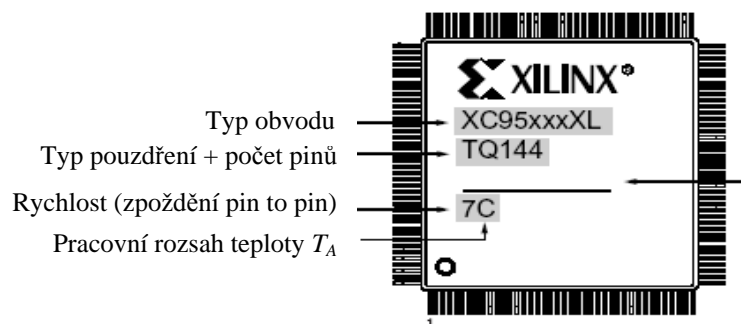
Obr. 7.3: Základní bloková struktura obvodů řady XC9500XL (převzato z [4])

Obvod se skládá ze tří základních bloků (dle [4]):

1. Funkční blok – ten představuje programovatelný logický obvod se strukturou PAL (FB) (programovatelné pole AND, pevné OR). Disponuje 54 vstupy do pole AND, jenž umožňuje vytvořit až 90 součinných termů. Ty se dle potřeby (resp. dle realizované funkce) přiřazují alokátozem termů jednotlivým makrobuňkám MC. Těch je v jednom funkčním bloku 18, definují počet výstupů bloku (do RPM) a počet odpovídajících řídicích signálů OE (Output Enable) vedených do V/VB pro řízení výstupních třístavových zesilovačů.
Pozn.: MC = Macro Cell = makrobuňka
2. Rychlá propojovací matice – připojuje signály na vstupy FB, odvádí výstupní signály (FastCONNECT) z makrobuňek MC a z bloků V/V. Každý ze signálů pak (RPM) může být přiveden na vstup kteréhokoliv FB přičemž zpoždění všech signálů je stejné. Dále umožňuje tzv. dvojitou zpětnou vazbu vytvářet tzv. skryté makrobuňky, které mají pouze vstupní vývod a výstupní není vyveden. Ten je pak využit je pouze jako vnitřní signál CPLD.
3. Vstupně výstupních bloky – tvoří rozhraní mezi V/Vpiny a vnitřní logikou obvodu CPLD. (V/VB) Obsahuje třístavový zesilovač, jenž umožňuje konfigurovat jednotlivé vývody jako vstupní, výstupní, obousměrné nebo prostřednictvím řídicího OE do stavu vysoké impedance.

Tímto byla vysvětlena základní funkce obvodu CPLD rodiny XC9500XL. Bližší informace lze vyčíst z [4] nebo [10]. Konkrétní obvod **XC9536XL-10PC44C** obsahuje 2 funkční bloky (2x18MC) s celkovým počtem makrobuňek 36, což je pro realizovanou funkci dostačující. Proto označení **XC9536**. Dále zkratka **XL** značí sníženou hodnotu napájecího napětí 3,3V. Číslice **10** značí maximální zpoždění signálu z vývodu na vývod v ns, čili max kmitočet 100MHz (to by platilo u obvodů SPLD - např. GAL16V8, kde všechny signály procházejí dráhu od vstupu přes programovatelné pole AND a makrobuňkám výstupu – přímou cestou). Pro náš účel je potřebný vzorkovací kmitočet 60MHz, což odpovídá periodě vzorkování 16,66ns. Pro obvody CPLD je však nutné vzít v potaz složitější konfiguraci (resp. složitější vnitřní zapojení – zpětné vazby, kaskádování termů prostřednictvím alokátoru u obvodu CPLD oproti SPLD) zapojení a časové parametry zjistit jinak, než simulací není dost dobře možné. Simulací v programu **ISE Webpack 8.2i** byl zjištěn max možný kmitočet **71,5MHz** pro daný obvod a danou realizovanou funkci. Vhodnější by tedy bylo zvolit „rychlejší“ verzi obvodu se zpožděním 5ns. Ta je však hůře dostupná na našem trhu, proto pro praktickou realizaci volím „pomalejší“ verzi obvodu se zpožděním 10ns, která je dle simulace ještě s jistou rezervou dostačující pro náš účel. Ještě pro úplnost ve značení obvodu : **PC44** symbolizuje plastické pouzdro s 44 piny (resp. vývody) pro povrchovou montáž (např. na výrobní lince ve fabrice). My využijeme možnosti výhody použití patice pro klasickou montáž (pro ruční pájení).

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$



Obr. 7.4: Příklad pouzdření a značení obvodu (převzato z [15])

Následně uvádím některé katalogové hodnoty obvodu:

Tab. 7.2: Vybrané katalogové hodnoty obvodu XC9536XL-10PC44C

Značení	Popis	Minimum	Maximum	
Maximální hodnoty (jejichž překročení může vést ke zničení součástky)				
V_{CC}	Napájecí napětí vůči zemi (GND)	-0,5V	4,0V	
V_{IN}	Vstupní napětí vůči zemi (GND)	-0,5V	5,5V	
Typické hodnoty (při běžném provozu)				
V_{CCINT}	Napájecí napětí vnitřní logiky a vstupů	3,0V	3,6V	
V_{CCIO}	Napájecí napětí výstupních budičů	3,0V	3,6V	
T_A	Pracovní teplota	C = Commercial	0°C	70°C
		I = Industrial	-40°C	+85°C
V_{IL}	Vstupní napětí v log. úrovni L	0,0V	0,8V	
V_{IH}	Vstupní napětí v log. úrovni H	2,0V	5,5V	
V_O	Výstupní napětí	0V	V_{CCIO}	
V_{OL}	Výstupní napětí v log. úrovni L	-	0,4V	
V_{OH}	Výstupní napětí v log. úrovni H	2,4V	-	
I_{CC}	Typický napájecí proud (pro $f=60\text{MHz}$)	43mA	43mA	

Pozn.: V_O ... maximální rozsah napětí jenž může výstup nabývat

I_{CC} ... hodnota proudu odebíraná z napájecího zdroje při $f=60\text{MHz}$ a High-performance modu (defaultní - běžná spotřeba)

Jak je vidět, obvod umožňuje rozdílné napájecí napětí vnitřní logiky (spolu s vstupními buffery) V_{CCINT} a jiné napětí V_{CCIO} výstupních budičů. Záleží pro jakou aplikaci (zapojení výstupu) má být obvod využit. Více lze vyčíst viz [15]. Pro nás je podstatné, že na vstup CPLD lze přivést napětí 5V (z krystalového oscilátoru). Výstupní budiče budou zatíženy D/A převodníkem tvořeným rezistorovou sítí o ohmické hodnotě $1\text{k}\Omega$. Lze předpokládat výstupní napětí blízké V_{CCIO} , čili cca. 3,3V.

Dále uvádím výpis rozmístění vývodů (pinů) obvodu XC9536XL pro realizovanou funkci dekodéru. Jak je vidět, automaticky jsou vyvedeny piny pro rozhraní JTAG, jenž umožňuje programování CPLD přímo v systému ISP (InSystemProgrammable), s využitím hraničního testu (Boundary Scan). Výpis rozmístění pinů z programu ISE Webpack – viz. **Obr. 7.5**.

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

Device : XC9536XL-10-PC44 <pre> ----- /6 5 4 3 2 1 44 43 42 41 40 \ 7 39 8 38 9 37 10 36 11 XC9536XL-10-PC44 35 12 34 13 33 14 32 15 31 16 30 17 29 \ 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 / ----- </pre>	Pin Signal No. Name	Pin Signal No. Name
	1 KPR	23 GND
	2 KPR	24 KPR
	3 KPR	25 data<1>
	4 KPR	26 data<2>
	5 KPR	27 data<3>
	6 KPR	28 data<4>
	7 KPR	29 data<5>
	8 KPR	30 TDO
	9 KPR	31 GND
	10 GND	32 VCC
	11 clk_60	33 data<6>
	12 reset	34 data<7>
	13 clk_sel	35 data<8>
	14 KPR	36 data<9>
	15 TDI	37 data<10>
	16 TMS	38 data<11>
	17 TCK	39 KPR
	18 KPR	40 KPR
	19 KPR	41 VCC
	20 KPR	42 KPR
	21 VCC	43 KPR
	22 KPR	44 KPR

Legenda: KPR = nevyužité V/V piny
 VCC = kladný potenciál napájecího napětí (3,3V)
 GND = „zemnicí“ potenciál napájecího napětí (0V)
 Txx = piny testovacího a programovacího rozhraní JTAG
 clk_60 = vstup taktovacího kmitočtu 60MHz
 clk_sel = vstup selekce taktovacího kmitočtu 60MHz/10MHz
 data<xx> = výstupní datové piny

Obr. 7.5: Rozmístění vývodů obvodu CPLD pro realizovanou funkci dekodéru

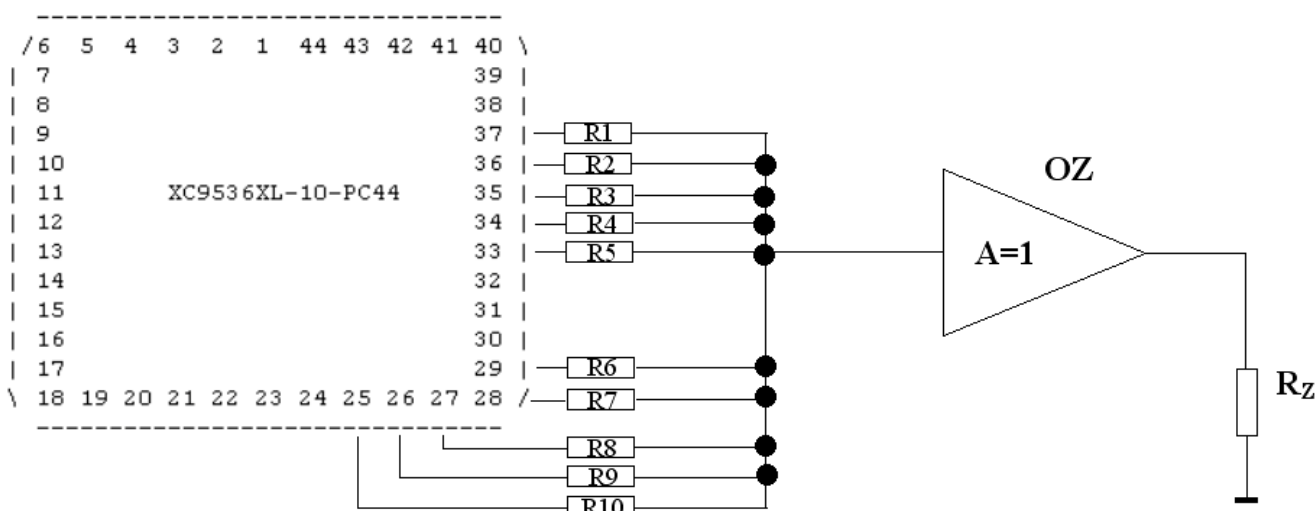
Zdrojový kód programu realizované funkce dekodéru (spolu s podrobným komentářem) v jazyku VHDL z prostředí simulačního programu ISE Webpack (fy Xilinx) uvádím v **Příloze 1** na konci projektu z důvodu značné rozsáhlosti. Lze z něj vyčíst strukturu softwarově realizované děličky kmitočtu 6:1 (realizované 2-bitovou sčítačkou a multiplexerem pro volbu vzorkovacího kmitočtu). Ta nám zajišťuje potřebný taktovací kmitočet 10MHz pro signál $\sin^2 2T$, jenž je aktivní pokud vstupní selektivní signál clk_sel = log. "0". Dále můžeme vypočítat kód dekodéru z pravdivostní tabulky výstupních dat. Zde stojí ještě za povšimnutí 11.bit výstupních dat (data<11>), který je použit pro rozlišení stavů v případě stejné velikosti výstupních vzorků. Dekodér je řízen vstupním asynchronním resetem pro opakování čítacího cyklu, čili pro možnost kontinuálního pozorování generovaného impulsů $\sin^2 2T/ \sin^2 20T$ např. na osciloskopu.

Nakonec **Přílohy 1** jsem také vložil odsimulované časové průběhy impulsů $\sin^2 2T/ \sin^2 20T$ v prostředí grafického rozhraní programu ModelSim 6.2c (fy Xilinx).

7.3 Blok D/A převodníku

Jak bylo již výše zmíněno (viz. 6. NÁVRH DÍLČÍCH BLOKŮ), jeho úkolem je realizovat konverzi (čili převod) mezi vstupním binárním vyjádřením (posloupností log. úrovní H a L) na výstupní schodovitý průběh funkce $\sin^2 2T / \sin^2 20T$. V tomto případě by bylo asi nejjednodušší použít některý z rozsáhlé škály integrovaných obvodů D/A převodníků nabízených na trhu. Bylo by to ovšem trochu nešetné opatření, neboť se tyto obvody používají na složitější (resp. rozsáhlejší) realizace konverzí, kde je potřeba velkého počtu výstupních kvantovacích hladin (typicky 256 při 8mi bitovém převodu). My využijeme té skutečnosti, že potřebujeme generovat relativně jednoduchý průběh (pouze o 10ti kvantovacích hladinách) měřicího signálu a pro tento účel bude vhodnější použít nelineární převodní D/A váhovací rezistorovou síť. Tím se také vyvarujeme kvantizační chybě, která by nemalou měrou zatížila zkruslení výsledného generovaného signálu.

Zapojení rezistorové váhovací sítě na výstup obvodu XC9536XL-10PC44 je patrný viz **Obr. 7.6**. Síť je tvořena 10ti rezistory ($R1$ až $R10$), pro každou dílčí napětíovou úroveň jeden. Operační zesilovač (OZ) a napětíovým přenosem $A = 1$ převádí součet dílčích příspěvků proudů z jednotlivých větví na odpovídající napětí na zátěži R_z .

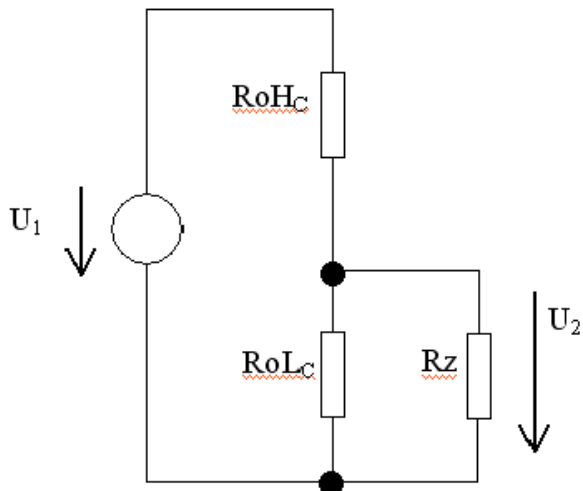


Obr. 7.6: Zapojení rezistorové váhovací sítě na výstup obvodu CPLD

Při výpočtu ohmických hodnot rezistorové sítě bude nutné započítat i výstupní odpor obvodu CPLD, který je pro logickou výstupní úroveň H – $RoH = 44,83\Omega$ a úroveň L – $RoL = 28,57\Omega$. Tyto hodnoty byly odečteny z výstupních VACH charakteristik obvodu viz. aplikační datasheety [15].

V počátečních úvahách budeme při návrhu vycházet z jednoduchého schématu – viz. **Obr. 7.7**. V daném jednom dílčím stavu výstupu CPLD představuje rezistor $RoHc$ součet rezistorů fixovaných k logické úrovni H a rezistor $RoLc$ součet rezistorů fixovaných k úrovni L. Rezistor $R_z = 1k\Omega$ představuje zátěž. Jak je hned na první pohled patrné, jedná se o zatížený napětíový dělič, jehož výstupní napětí U_2 je definováno vztahem:

$$U_2 := U_1 \cdot \frac{\frac{RoLc \cdot R_z}{RoLc + R_z}}{RoHc + \left(\frac{RoLc \cdot R_z}{RoLc + R_z} \right)} \quad (7.1)$$

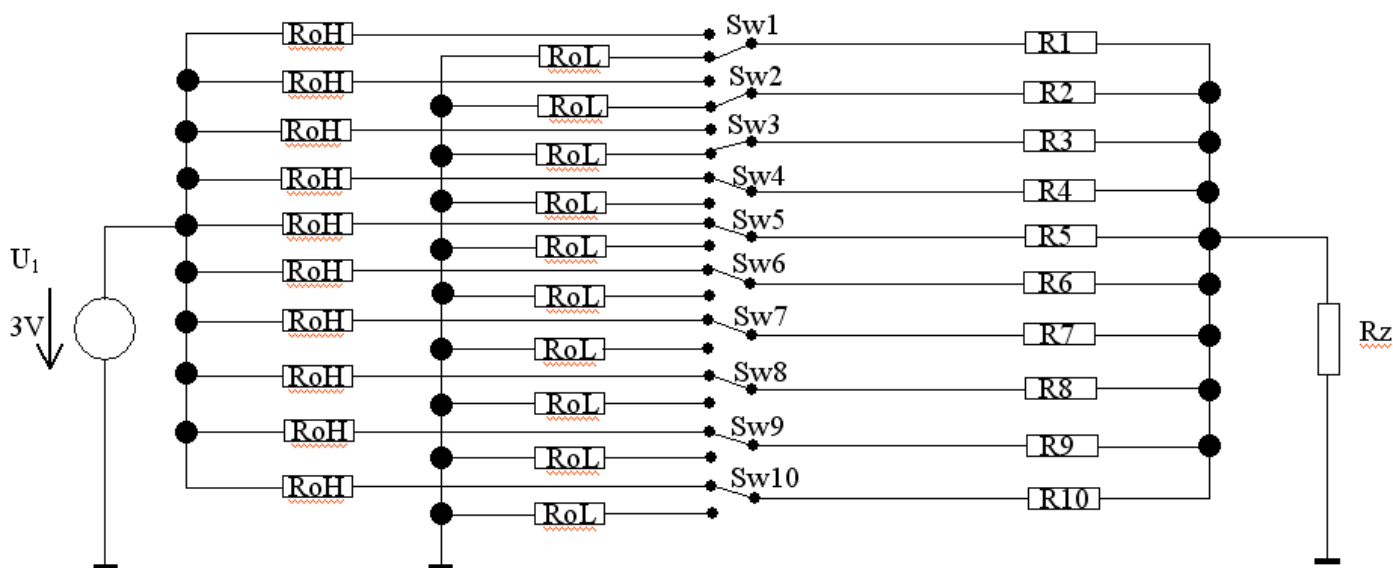


Obr. 7.7: Zjednodušené principiální zapojení zatíženého napěťového děliče

Takto znázorněná situace bude principiálně odpovídat jednomu z možných stavů výstupu CPLD. Pro různé kombinace stavů se bude měnit poměr rezistorů $RoHc$ a $RoLc$, což zapříčiní změnu výstupního napětí U_2 na zátěži Rz . Hodnotu Rz zvolím $1k\Omega$ vzhledem k linearitě výst. VACH charakteristik obvodu CPLD viz. [15]. Je žádoucí, aby se tato hodnota pro jednotlivé kombinace výstupů měnila jen minimálně s přihlédnutím k následujícímu bloku výstupního rekonstrukčního filtru (z hlediska impedančního přizpůsobení). Ten je pro tuto hodnotu ($1k\Omega$) navržen. Toho docílíme vhodnou volbou napěťového přenosu A_U , které tímto volíme 0,5. Jde o úvahu založenou na principu Theveninova teorému, kdy impedanční přizpůsobení napěťového zdroje s vnitřním odporem Ri vzhledem k zátěži Rz bude docíleno pokud $Ri = Rz$. Více či méně jde spíše o formální záležitost, neboť při praktické realizaci použijeme OZ pro impedanční přizpůsobení k výstupnímu filtru.

Pro praktický výpočet budeme vycházet ze vztahu (7.1). Jeho matematickou úpravou se dostaneme ke vztahu k němuž patří i následující zapojení:

$$A_U := \frac{RoHc}{RoHc + \frac{1}{Rz} + RoLc} \quad (7.2)$$



Obr. 7.8: Podrobné schéma zapojení pro výpočet ohmických hodnot rezistorové sítě

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

V tomto obvodovém zapojení jsou již všechny komponenty potřebné pro výpočet. V závislosti na poloze jednotlivých přepínačů (Sw) logických úrovní (H v horní poloze a L v dolní) dochází k převodu na výstupní napětí U_2 na zátěži R_z . Např.:

Ve stavu 1 – všechny přepínače jsou v logické úrovni H, odpor $RoHc$ je dán sumou paralelních kombinací $RoH + Ri \in \langle 1;10 \rangle$, odpor $RoLc$ se neuplatní.

Ve stavu 2 – přepínač Sw1 je v úrovni L, ostatní v H, odpor $RoHc$ je dán sumou paralelních kombinací $RoH + Ri \in \langle 2;10 \rangle$, odpor $RoLc$ je dán $RoL + Ri \in \langle 1;1 \rangle$.

Ve stavu 2 – přepínače Sw1 a Sw2 je v úrovni L, ostatní v H, odpor $RoHc$ je dán sumou paralelních kombinací $RoH + Ri \in \langle 3;10 \rangle$, odpor $RoLc$ je dán $RoL + Ri \in \langle 1;2 \rangle$.

atd. až :

Ve stavu 10 – přepínače Sw1 až Sw9 je v úrovni L, Sw10 v H, odpor $RoHc$ je dán sumou paralelních kombinací $RoH + Ri \in \langle 10;10 \rangle$, odpor $RoLc$ je dán $RoL + Ri \in \langle 1;9 \rangle$.

Výpočet hodnot rezistorů nelineární vahovací sítě v programu MathCAD v.12:

ORIGIN:= 1

$p := \begin{pmatrix} 1 \\ 0.976 \\ 0.905 \\ 0.794 \\ 0.655 \\ 0.5 \\ 0.345 \\ 0.206 \\ 0.095 \\ 0.024 \end{pmatrix}$	<p>Au := 0.5 ... napětí zesílení</p> <p>Rz := 1000 ... odpor zátěže</p> <p>RoH := 44.83 ... výstupní odpor CPLD v H</p> <p>RoL := 28.57 ... výstupní odpor CPLD v L</p>	<p>Pocateční odhady hodnot R1 až R10:</p> <p>R1 := 10000 R6 := 7000</p> <p>R2 := 9000 R7 := 8000</p> <p>R3 := 8000 R8 := 9000</p> <p>R4 := 7000 R9 := 10000</p> <p>R5 := 6000 R10 := 11000</p>
	<p><u>Pozn.:</u> p ... vektor poměrných velikostí dílců vzorku</p>	

Given ... začátek soustavy rovnic

$$Au \cdot p_1 = \frac{\frac{1}{R1 + RoH} + \frac{1}{R2 + RoH} + \frac{1}{R3 + RoH} + \frac{1}{R4 + RoH} + \frac{1}{R5 + RoH} + \frac{1}{R6 + RoH} + \frac{1}{R7 + RoH} + \frac{1}{R8 + RoH} + \frac{1}{R9 + RoH} + \frac{1}{R10 + RoH}}{\frac{1}{R1 + RoH} + \frac{1}{R2 + RoH} + \frac{1}{R3 + RoH} + \frac{1}{R4 + RoH} + \frac{1}{R5 + RoH} + \frac{1}{R6 + RoH} + \frac{1}{R7 + RoH} + \frac{1}{R8 + RoH} + \frac{1}{R9 + RoH} + \frac{1}{R10 + RoH} + \frac{1}{Rz}}$$

$$Au \cdot p_2 = \frac{\frac{1}{R2 + RoH} + \frac{1}{R3 + RoH} + \frac{1}{R4 + RoH} + \frac{1}{R5 + RoH} + \frac{1}{R6 + RoH} + \frac{1}{R7 + RoH} + \frac{1}{R8 + RoH} + \frac{1}{R9 + RoH} + \frac{1}{R10 + RoH}}{\frac{1}{R2 + RoH} + \frac{1}{R3 + RoH} + \frac{1}{R4 + RoH} + \frac{1}{R5 + RoH} + \frac{1}{R6 + RoH} + \frac{1}{R7 + RoH} + \frac{1}{R8 + RoH} + \frac{1}{R9 + RoH} + \frac{1}{R10 + RoH} + \frac{1}{Rz} + \frac{1}{R1 + RoL}}$$

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

$$A_{u \cdot p_3} = \frac{\frac{1}{R_3 + RoH} + \frac{1}{R_4 + RoH} + \frac{1}{R_5 + RoH} + \frac{1}{R_6 + RoH} + \frac{1}{R_7 + RoH} + \frac{1}{R_8 + RoH} + \frac{1}{R_9 + RoH} + \frac{1}{R_{10} + RoH}}{\frac{1}{R_3 + RoH} + \frac{1}{R_4 + RoH} + \frac{1}{R_5 + RoH} + \frac{1}{R_6 + RoH} + \frac{1}{R_7 + RoH} + \frac{1}{R_8 + RoH} + \frac{1}{R_9 + RoH} + \frac{1}{R_{10} + RoH} + \frac{1}{R_z} + \frac{1}{R_1 + RoL} + \frac{1}{R_2 + RoL}}$$

atd. až :

$$A_{u \cdot p_{10}} = \frac{\frac{1}{R_{10} + RoH}}{\frac{1}{R_{10} + RoH} + \frac{1}{R_z} + \frac{1}{R_1 + RoL} + \frac{1}{R_2 + RoL} + \frac{1}{R_3 + RoL} + \frac{1}{R_4 + RoL} + \frac{1}{R_5 + RoL} + \frac{1}{R_6 + RoL} + \frac{1}{R_7 + RoL} + \frac{1}{R_8 + RoL} + \frac{1}{R_9 + RoL}}$$

$R_{z,z} := \text{Minerr}(R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10})$

... konec soustavy rovnic, iteracní funkce *Minerr* pro výpočet neznámých metodou tecen

Výsledné hodnoty rezistorů:

	0
0	$4.163 \cdot 10^4$
1	$1.405 \cdot 10^4$
2	$8.97 \cdot 10^3$
3	$7.154 \cdot 10^3$
R = 4	$6.409 \cdot 10^3$
5	$6.406 \cdot 10^3$
6	$7.146 \cdot 10^3$
7	$8.957 \cdot 10^3$
8	$1.403 \cdot 10^4$
9	$4.158 \cdot 10^4$

Celkový výstupní odpor při největší (odpov. *RHc*) a nejmenší (odpov. *RLc*) hodnotě výstupního napětí:

$$RHc := \left[\sum_{i=1}^{10} (R_i + RoH)^{-1} \right]^{-1} \quad RHc = 1 \times 10^3$$

$$RLc := \left[\sum_{i=1}^{10} (R_i + RoL)^{-1} \right]^{-1} \quad RLc = 998.007 \blacksquare$$

Tímto jsme získali ohmické hodnoty hledaných rezistorů nelineární váhovací sítě. Z výpočtu celkového výstupního odporu při největší (odpov. *RHc*) a nejmenší (odpov. *RLc*) hodnotě výstupního napětí (při nichž dochází k největší chybě výstupního odporu), je patrná odchylka 2Ω . Ta je z hlediska impedančního přizpůsobení následujícího bloku, tj. výstupního rekonstrukčního filtru zanedbatelná a nijak jeho funkci v podstatě neovlivní. Jak bylo již výše uvedeno jde spíše o formální správnost věci, neboť pro praktickou realizaci bude použito impedančního přizpůsobení (resp. oddělení) OZ.

Vypočtené hodnoty rezistorů budou složeny ze 3 rezistorů řady E24 s co největší přesností:

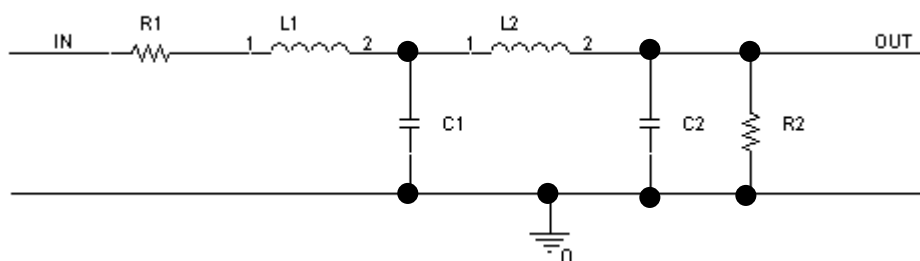
$$\begin{aligned} R_1 &= 36k + 5k6 + 30R = \underline{41.630k} \\ R_2 &= 13k + 1k + 51R = \underline{14.051k} \\ R_3 &= 8k2 + 750R + 20R = \underline{8.970k} \\ R_4 &= 6k8 + 330R + 24R = \underline{7.154k} \\ R_5 &= 6k2 + 200R + 10R = \underline{6.410k} \\ R_6 &= 6k2 + 180R + 27R = \underline{6.407k} \\ R_7 &= 6k8 + 330R + 16R = \underline{7.146k} \\ R_8 &= 8k2 + 750R + 10R = \underline{8.960k} \\ R_9 &= 13k + 1k + 30R = \underline{14.03k} \\ R_{10} &= 39k + 2k4 + 180R = \underline{41.58k} \end{aligned}$$

7.4 Blok výstupního rekonstrukčního filtru

Ten bude mít za úkol ze schodovité funkce (jejíž spektrum je periodické) na výstupu D/A převodní váhovací rezistorové sítě vyfiltrovat nežádoucí kmitočtové složky vzniklé diskretizací signálu. Tím dojde k vyhlazení výsledného tvaru realizované funkce. Právě proto se tomuto filtru říká rekonstrukční, neboť obnovuje „žádoucí“ hladký průběh funkce, jakoby před diskretizací. Jde o dolnoproputní filtr s mezním kmitočtem f_{DP} , jehož volba závisí na charakteru spektra vzorkovaného (resp. rekonstruovaného) signálu s ohledem na vzorkovací kmitočet f_{VZ} . Kmitočet f_{DP} se musí volit vhodně tak, že v propustném pásmu (čili do kmitočtu f_{DP}) jsou dominantní kmitočtové složky určující generovaný signál a zároveň na kmitočtu f_{VZ} musí být dostatečný útlum, aby nedocházelo k prosakování periodizovaných složek spektra.

Díky přesnému ohraničení kmitočtové spektra měřícího signálu na předem definovaný kmitočtový rozsah, nebudou na strmost výstupního filtru kladeny vysoké požadavky. To umožňuje aplikaci pasivního filtru nižšího řádu, čímž dochází opět ke konstrukčnímu zjednodušení a i zlevnění.

Pro naši věc bude postačující použít Butterworthova kaskádního dolnoproputního LRC filtru 4. řádu. Je pro něj typické minimální zvlnění v propustném pásmu, což není vůbec ke škodě. Principiální schéma zapojení je patrné viz. **Obr. 7.9**.



Obr. 7.9: Principiální schéma zapojení Butterworthova LRC filtru 4. řádu

Jelikož je úkolem navrhnout generátor měřících signálů $\sin^2 2T$ / $\sin^2 20T$, bude potřeba pro každý z nich navrhnout výstupní rekonstrukční filtr zvlášť, neboť mají rozdílné kmitočtové specifikace:

Pro signál $\sin^2 2T$ – omezení kmitočtového spektra generovaného signálu (dle **Obr. 7.10**) je 6MHz a vzorkovací kmitočet 60MHz => volba $f_{DP} = 6,5\text{MHz}$

Pro signál $\sin^2 20T$ – omezení kmitočtového spektra NF složky generovaného signálu (dle **Obr. 7.11**) je 500kHz a vzorkovací kmitočet 10MHz => volba $f_{DP} = 600\text{kHz}$

V obou případech volby f_{DP} je ponechána určitá rezerva pro dosažení menšího útlumu v okolí kmitočtů 6MHz a 500kHz.

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

Pro samotný návrh budu vycházet z literatury [5], odkud byli převzaty vztahy a koeficienty pro kmitočtové a impedanční normování:

Vypocet hodnot prvku vystupniho reonstručního filtru v programu MathCAD v.12:

Pro signal $\sin^2 2T$:

$$l1 := 0.765z$$

$$c1 := 1.847z$$

$$l2 := 1.847z$$

$$c2 := 0.765z \quad \dots \text{normovane koeficienty (pro utlum } -3\text{dB) pro prepocet}$$

$$R1 := 10\Omega$$

$$R2 := 10\Omega \quad \dots \text{zvolene hodnoty vstupniho (R1) a vystupniho (R2) odporu filtru}$$

$$f_{DP} := 6.5 \cdot 10^6 \quad \dots \text{zvoleny mezni kmitocet}$$

$$L1 := \frac{l1 \cdot R1}{2 \cdot \pi \cdot f_{DP}} \quad L1 = 1.874 \times 10^{-6}$$

$$C1 := \frac{c1}{2 \cdot \pi \cdot f_{DP} \cdot R1} \quad C1 = 4.524 \times 10^{-10}$$

... vypoctene hodnoty dilcich prvku

$$L2 := \frac{l2 \cdot R2}{2 \cdot \pi \cdot f_{DP}} \quad L2 = 4.524 \times 10^{-6}$$

$$C2 := \frac{c2}{2 \cdot \pi \cdot f_{DP} \cdot R2} \quad C2 = 1.874 \times 10^{-10}$$

Pro signal $\sin^2 20T$:

$$R1 := 100\Omega \quad R2 := 100\Omega \quad \dots \text{zvolene hodnoty vstupniho (R1) a vystupniho (R2) odporu filtru}$$

$$f_{DP} := 600 \cdot 10^3 \quad \dots \text{zvoleny mezni kmitocet}$$

$$L1 := \frac{l1 \cdot R1}{2 \cdot \pi \cdot f_{DP}} \quad L1 = 2.03 \times 10^{-4}$$

$$C1 := \frac{c1}{2 \cdot \pi \cdot f_{DP} \cdot R1} \quad C1 = 4.901 \times 10^{-10}$$

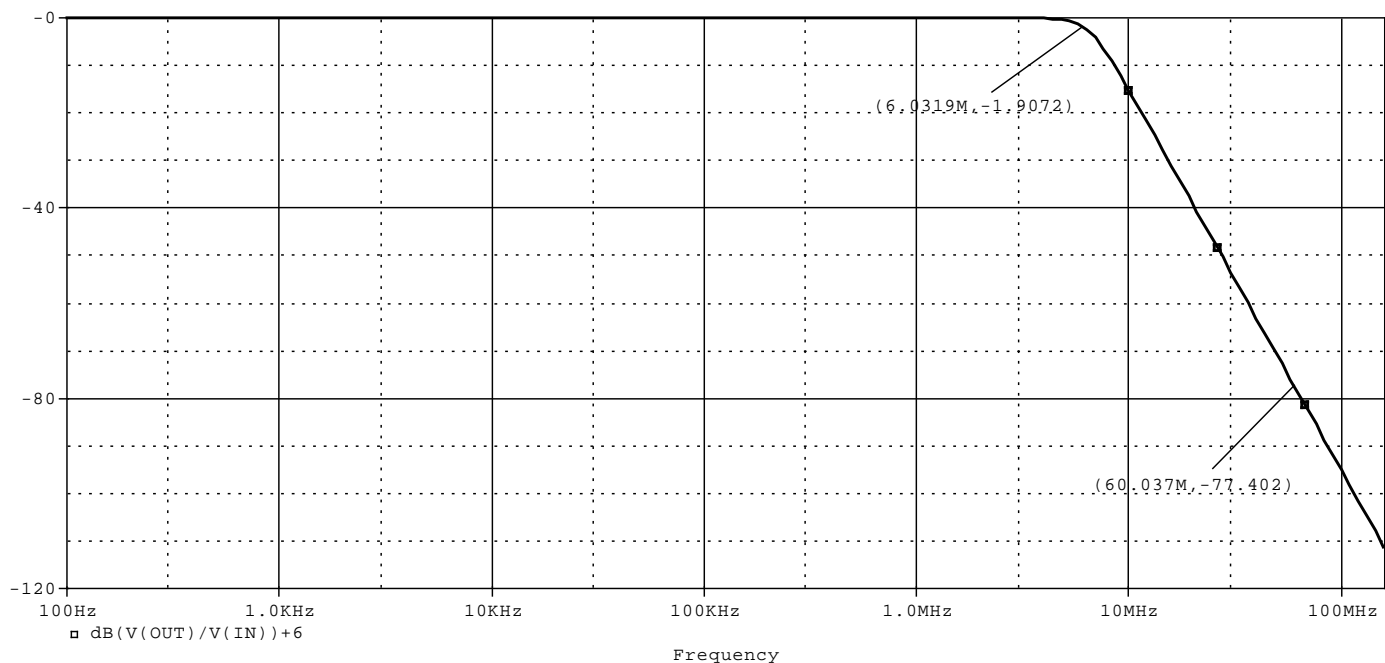
... vypoctene hodnoty dilcich prvku

$$L2 := \frac{l2 \cdot R2}{2 \cdot \pi \cdot f_{DP}} \quad L2 = 4.901 \times 10^{-4}$$

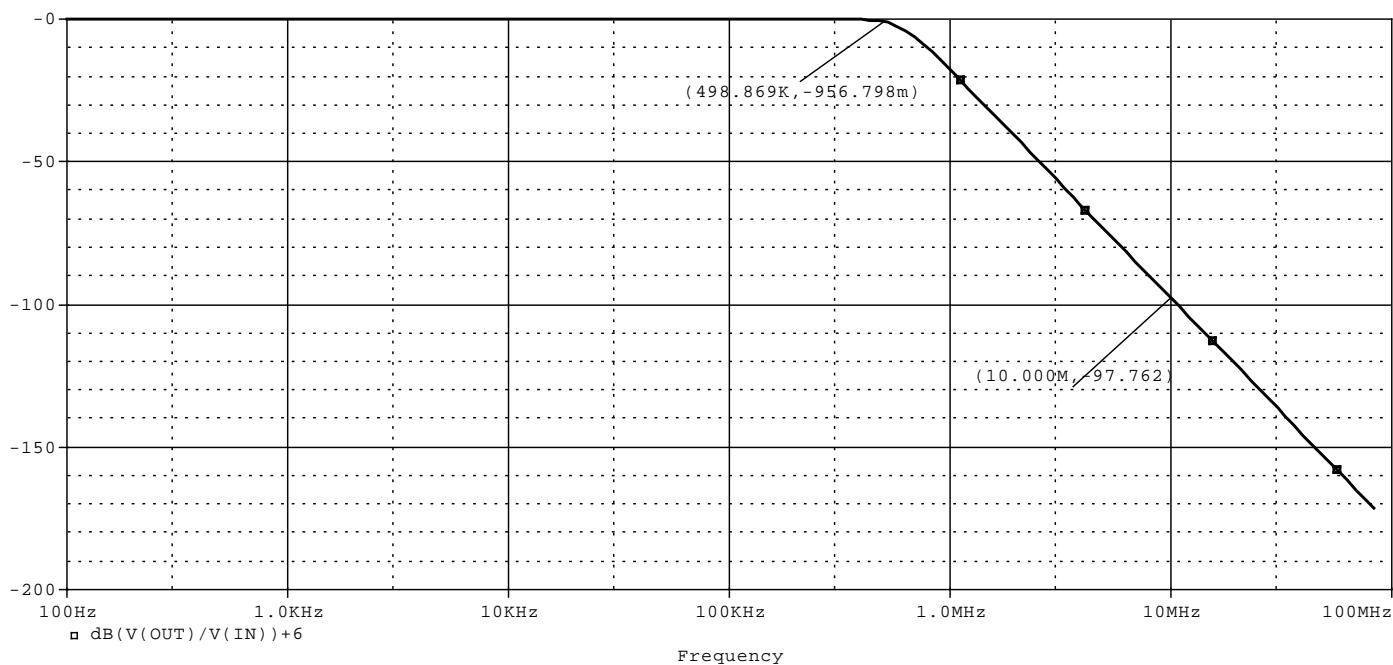
$$C2 := \frac{c2}{2 \cdot \pi \cdot f_{DP} \cdot R2} \quad C2 = 2.03 \times 10^{-10}$$

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

Pro výše vypočtené hodnoty součástek jsem v OrCADu odsimuloval pro názornost frekvenční charakteristiky filtrů pro signály $\sin^2 2T / \sin^2 20T$.



Obr. 7.10: Frekvenční charakteristika výstupního filtru pro signál $\sin^2 2T$



Obr. 7.11: Frekvenční charakteristika výstupního filtru pro signál $\sin^2 20T$

Jak je vidět v obou případech, do kmitočtu f_{DP} je útlum rekonstrukčního filtru minimální a na frekvenci vzorkovacího kmitočtu f_{VZ} je značný. To jsou požadované vlastnosti filtrů.

7.5 Generátor harmonického signálu

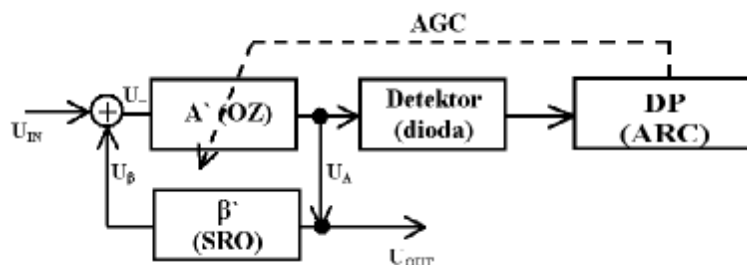
Oscilátor (čili generátor harmonických kmitů funkce sinus) tvoří „srdce“ celého zapojení generátoru měřicích signálů $\sin^2 2T / \sin^2 20T$. Jde o autonomní (samovolný) obvod vytvářející požadované tvarové kmitů o frekvenci $f_{BN} = 4,43\text{MHz}$. Právě ony jsou zdrojem VF složky signálu $\sin^2 20T$ a zároveň slouží k odvození asynchronního resetu CPLD pro opakování čítacího cyklu, čili pro možnost kontinuálního pozorování generovaného impulsů $\sin^2 2T / \sin^2 20T$ např. na osciloskopu. Kmitočet $f_{BN} = 4,433619\text{Mz}$ je stanoven přesně příslušnou normou a jsou kladeny požadavky na jeho vysokou kmitočtovou stabilitu. Proto pro praktickou realizaci přichází v úvahu např. Colpittsovo zpětnovazební LC zapojení oscilátoru, kde by mohl být použit krystal Q (s kmitočtovou stabilitou až 10^{-6}) namísto indukčnosti L (ta by umožňovala stabilitu cca. 10^{-4}). Pro náš účel volím zpětnovazební zapojení krystalem stabilizovaného sinusového oscilátoru s AGC (Automatic Gain Control, čili s automatickým řízením zisku). Toto zapojení bude dále rozebráno. Nejprve bych však zmínil trochu teorie k zpětnovazebním oscilátorům.

Teorie zpětnovazebních oscilátorů

Jak bylo již výše uvedeno jedná se o autonomní zdroje harmonických kmitů. Lze na ně klást z hlediska realizace různé a většinou protichůdné požadavky. V první řadě jde o stanovení kmitočtového pásma, laditelnosti, stability kmitočtu, čistoty spektra a harmonického zkreslení. Z toho vyplývá následující dělení do skupin:

- *Zpětnovazební RC*, jež jsou dobře laditelné v pásmu do 10MHz, se stabilitou kmitočtu až 10^{-4} a zkreslením 1% až 0,001%.
- *Zpětnovazební LC*, ty jsou dobře laditelné do 300MHz, se stabilitou kmitočtu až 10^{-4} a zkreslením 1% až 0,1%.
- *Zpětnovazební krystalové oscilátory*, prakticky neladitelné jakožto výbrus krystalu křemene (Si) vyráběné v pásmech do 100MHz, stabilitou 10^{-6} i lepší a zkreslením 1% až 0,1%.
- *Oscilátory s fázovým závěsem PLL (Phase Locked Loop) a přímou digitální syntézou DDS (Direct Digital Synthesis)*, jež jsou diskrétně laditelné s jemným krokem, stabilitou 10^{-6} a zkreslením pod 1%. Více informací viz. [6].

Pro náš účel bude nejvhodnější zpětnovazební krystalový oscilátor a to zejména z hlediska jeho kmitočtové stability 10^{-6} a lepší. I jeho tvarové zkreslení je více než dostačující, ale není předmětem zkoumání. Principiální schéma zapojení je patrné viz. **Obr. 7.12.**



Obr. 7.12: Principiální schéma zapojení zpětnovazebního oscilátoru

K tomu, aby se obvod stal autonomním zdrojem harmonických kmitů, je potřeba dodržet určitá kritéria. Tzv. *oscilační podmínky*, které vycházejí z vlastností zpětných vazeb v zesilovačích a vyjadřují vzájemnou interakci aktivního prvku – zesilovače (s komplexním přenosem A) a zpětnovazebního členu (s komplexním přenosem b) v *kladné zpětné vazbě*. Při dodržení **komplexní podmínky**:

$$A \cdot b = 1 \quad (7.3)$$

se obvod dostává na mez stability a dochází k samovolnému kmitání obvodu, čili k oscilacím. Pro praktické účely lze **komplexní podmínku** rozložit na dvě „reálné“,

$$\text{amplitudovou:} \quad A \cdot b = 1 \quad (7.4)$$

a

$$\text{fázovou:} \quad j_A + j_b = k \cdot 2p; \text{ kde } k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (7.5).$$

Nejprve vyhodnotíme snáze dosažitelnou *fázovou podmínku* (7.5), již lze docílit v případě použití neinvertujícího širokopásmového zesilovače s $j_A = 0$, pak musíme ve zpětné vazbě zajistit $j_b = 0$ pouze pro jediný kmitočet. Toho lze dosáhnout selektivní pásmovou propustí 2. řádu, a to pro rezonanční kmitočet f_0 . Při použití invertujícího zesilovače je nutné zapojení doplnit dalším invertorem (např. filtrem 3. řádu nebo fázovacím obvodem 2. řádu), který definuje další fázový posuv o 180° pro jediný kmitočet. *Fázová podmínka* nám prakticky vyjadřuje nutnost dosáhnout na výstupu U_b zpětnovazebního členu celočíselného k -násobku fázového zpoždění periody signálu vstupního U_{IN} . Teprve potom je možné přivádět zpětnovazební signál U_b na vstup zesilovače ve fázi se signálem vstupním U_{IN} .

Daleko větším problémem je zabezpečit *amplitudovou podmínku* (7.4), kdy musíme zajistit přenos modulů A a b pro oscilační kmitočet f_0 . Snáze lze dostavit přenos zesilovače A , proto budeme vycházet při výpočtu z přenosu zpětnovazebního členu $b(f_0)$ při oscilační kmitočtu. Pak se $A = 1/b(f_0)$. Těto rovnosti musíme dostat pro dosažení ustáleného harmonického stavu. Použijeme proto mechanismus automatické regulace (AGC) závislosti zesílení A na amplitudě výstupních oscilací U_{OUT} . Zpočátku je nutné pro malou vstupní amplitudu U_{IN} signálu zajistit větší zesílení A než při požadované hodnotě $1/b(f_0)$. Tím dosáhneme odtlumení obvodu a vnikají netlumené, rostoucí kmity U_{OUT} . V podstatě dojde k překročení amplitudové podmínky a odpovídajícímu nárůstu amplitudy napětí U_{OUT} až do té meze, které odpovídá zesílení o hodnotě $A = 1/b(f_0)$. Zde se nárůst amplitudy zastaví a oscilátor pracuje v požadovaném ustáleném harmonickém stavu (nastává ustálené kmitání). Dojde-li k vychýlení z této rovnovážné hodnoty (např. reálnými ztrátami obvodu nebo vnějším zásahem => tlumené kmitání), je následně automaticky dostavěno do stavu přesného splnění amplitudové podmínky. V *amplitudové podmínce* je tedy obsažen požadavek na udržování přenosu $A = 1/b(f_0)$. Tím je obvod udržován na mezi stability, přenos A je automaticky dostavován (prostřednictvím AGC) pro vykompenzování ztrát v zapojení, nastávají oscilace.

Pouze pro pořádek věci zde uvádím zjednodušené odvození *oscilačních podmínek* vycházející z teorie zpětných vazeb, konkrétně *Blackova vztahu*. V počátečních úvahách budeme opět vycházet z **Obr. 7.12**, kde nás zajímají pouze elementární bloky A a b .

Zesílení napětí zesilovače bez zpětné vazby je :

$$A = \frac{U_A}{U_+} \quad , \quad (7.6)$$

dále přenos zpětnovazebního členu je :

$$b = \frac{U_b}{U_A} , \quad (7.7)$$

a signál za součtovým členem je :

$$U_+ = U_{IN} + U_b \Rightarrow U_{IN} = U_+ - U_b . \quad (7.8)$$

Nakonec přenos celé soustavy se zpětnou vazbou je (pozn. $U_{OUT} = U_A$) :

$$K = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{U_A}{U_{IN}} = \frac{U_A}{U_+ - U_b} = \frac{\frac{U_A}{U_+}}{1 - \frac{U_b}{U_A} \frac{U_A}{U_+}} = \frac{A}{1 - b \cdot A} . \quad (7.9)$$

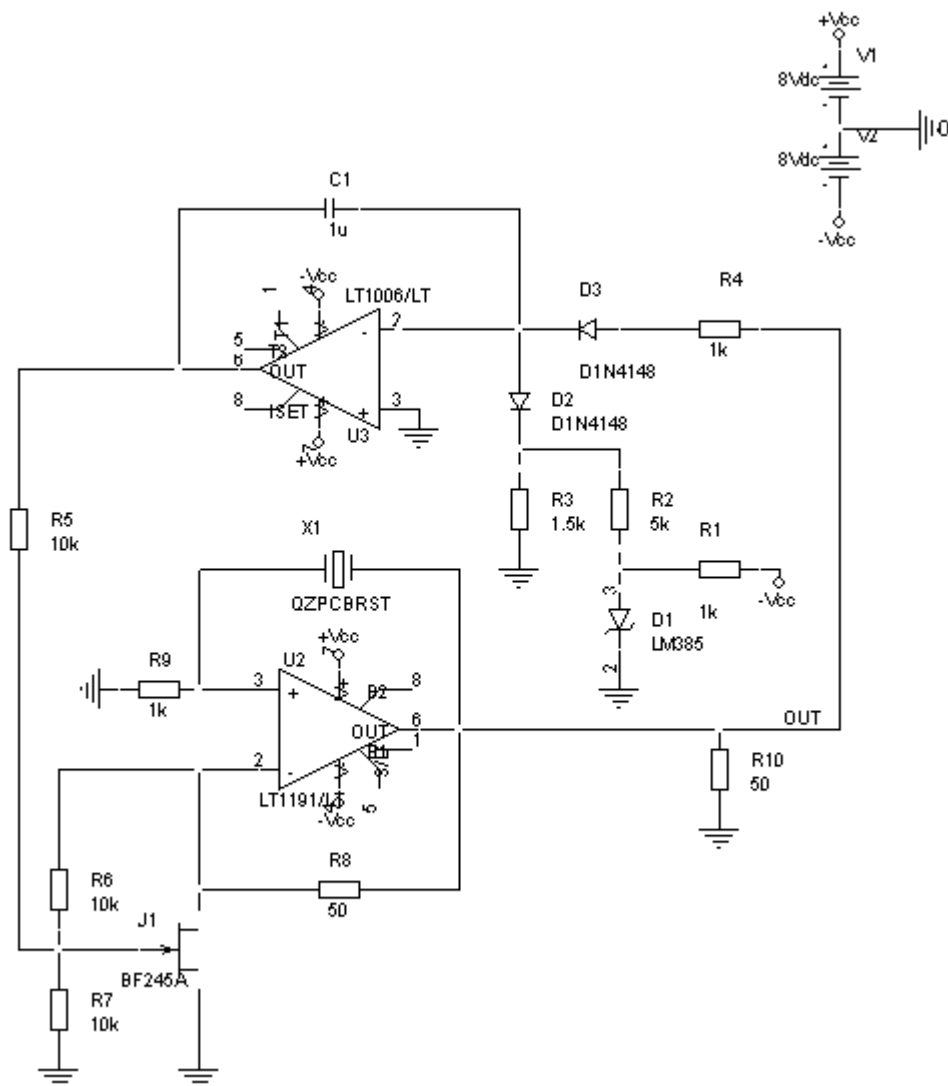
Jak je vidět z *Blackova vztahu* viz. (7.9), zpětná vazba (čili jmenovatel) výrazně ovlivňuje výsledný přenos celé soustavy K . Pro nás je podstatné, kdy se $(1 - A \cdot b) = 0$, pak bude celkový zisk $K = \infty$ v kladné zpětné vazbě, obvod na mezi stability a kmitající v ustálením harmonickém stavu.

Při kladné zpětné vazbě je důležité dosáhnout $K > A$ v našem případě až ∞ . Přivedeme-li zpětnovazební signál U_b ve fázi se vstupním signálem U_{IN} , dojde ke zvětšení amplitudy na vstupu na hodnotu $U_+ = U_{IN} + U_b$. Tím dojde ke zvětšení celkového zesílení K . Nabude-li součin $A \cdot b$ hodnoty 1, vzroste přenos K na nekonečnou hodnotu na stávající oscilace.

Dále bych objasnil funkci obvodové realizace automatické regulace AGC závislosti zesílení A na výstupní amplitudě dle principiálního schéma zapojení – viz. **Obr. 7.12** (zajímají nás všechny elementární bloky). Výše byla popsána funkce aktivního bloku zesilovače A a zpětnovazebního členu b . Ty nám více či méně svou volbou a zapojením v kladné zpětné (signálové) vazbě zajišťují pouze dodržení *fázové podmínky*. Hůře dosažitelné *amplitudové podmínky* lze dosáhnout použitím AGC. Jedná se v podstatě o parametrickou zpětnou vazbu. Prostřednictvím signálové zpětné vazby přivádíme část výstupního signálu zpět na vstup a opětovně zesilujeme. Kdežto parametrická zpětná vazba výstupní signál ve zpětnovazebním členu zpracovává (tvarově upravuje) a jako řídicí signál ovlivňuje některý parametr zesilovače, v našem případě zisk A . Dle **Obr. 7.12** je systém AGC obvodově realizován prostřednictvím *detektoru amplitudy (usměrňovače - diody)* a *dolní propusti DP (ARC – OZ+RC)*. Velikost výstupního signálu z DP je úměrná amplitudě oscilací a parametricky řídí přenos zesilovače pro splnění *amplitudové podmínky* (7.4). Při návrhu filtru DP je však nutné vzít v potaz požadavek na jeho lineární funkci. Mezní kmitočet f_m musíme volit dle [6] řádově 100x menší než je oscilační kmitočet f_0 . Tím docílíme toho, že výstupní signál z DP regulující zisk A bude měněn dostatečně pomalu vzhledem k f_0 . Nebude docházet ke skokovým změnám amplitudy oscilací a tím se vyvarujeme nelineárnímu zkreslení. Tento účinek nám ještě podpoří použití krystalu jakožto zpětnovazebního členu b , vyznačujícího se vysokým činitelem jakosti Q a tím i velkou kmitočtovou selektivitou.

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

Níže uvádím již úplné schéma zapojení zpětnovazebního krystalem stabilizovaného sinusového oscilátoru s AGC – viz. **Obr. 7.13**.

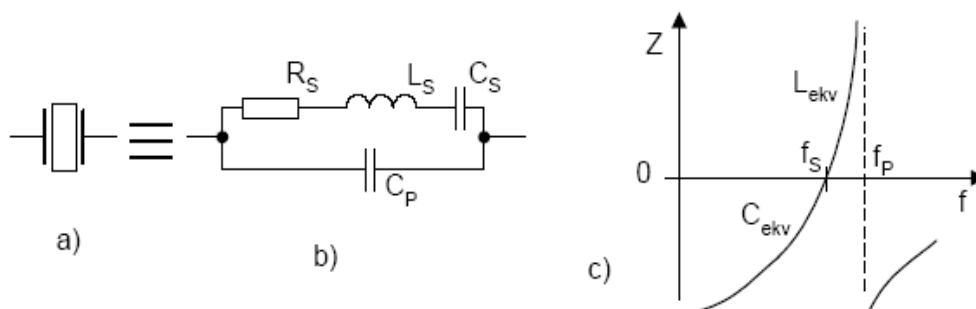


Obr. 7.13: Úplné zapojení zpětnovazebního krystalem stabilizovaného sinusového oscilátoru s AGC

Jedná se o praktické aplikační zapojení firmy LT (Linear Technology) viz. [16]. Jako aktivní prvky jsou použity právě operační zesilovače (OZ) firmy LT, přičemž OZ LT1006 představuje běžný aktivní prvek s možným sníženým napájecím napětím až na $U_{CC} = \pm 5V$ (v našem případě bude napájen $U_{CC} = \pm 8V$). Druhý použitý OZ LT1191 lze také napájet sníženým $U_{CC} = \pm 5V$ (také bude napájen $U_{CC} = \pm 8V$ viz. **Obr. 7.13**), jde o ultra-high speed (tj. ultra-velmi rychlý) aktivní člen určený speciálně pro širokopásmové aplikace ve videotechnice. Vyznačuje se vysokým tranzitním kmitočtem $f_T = 90MHz$ (katalogový parametr $GBW =$ Gain Bandwidth Product pro napěťové zesílení $A_U = 1$) a tím velmi rychlým přeběhem $SR = 450V/\mu s$ (parametr Slew Rate). U nás nejsou tyto OZ běžně dostupné, jedná se o „exotické“ zboží, které lze však získat (v omezeném počtu 2ks) registrací na stránkách výrobce LT (<http://www.linear.com/>) jakožto vzorky k otestování. Při případné praktické realizaci by bylo nutné takto postupovat a nechat si je zaslat zcela zdarma, bez jakýchkoliv poplatků, jakožto propagační vzorky. Adekvátní náhradou by LT1191 mohl být produkt firmy AD (Analog Devices) – OZ AD811 (s tranzitním kmitočtem $f_T = 80MHz$ při

$U_{CC} = \pm 5V$) v tomto projektu použitý při simulacích. Ten u nás bohužel také není běžně nedostupný, nicméně pro náš účel také myslitelný

Nyní se pokusím objasnit funkci zvoleného zapojení oscilátoru – viz. **Obr. 7.13.** „Srdcem“ celého obvodu je krystalový oscilátor $X1$ s oscilačním kmitočtem $f_0 = 4,433619\text{MHz}$ v sériovém spojení s $R_9 = 1\text{k}\Omega$, tvořící zapojení sériového rezonančního obvodu (SRO) v kladné zpětné vazbě OZ LT1191. Krystalový oscilátor $X1$ je v podstatě výbrus krystalu křemíku s vývody z hermeticky uzavřeného pouzdra. Přivedeme-li střídavé napětí na elektrody rezonátoru, nastane nasazení mechanických kmitů krystalového výbrusu. Amplituda mechanických kmitů bude maximální, jestliže kmitočet ladícího elektrického napětí bude roven vlastnímu mechanickému rezonančnímu kmitotu destičky oscilátoru. Změna amplitudy mechanických kmitů se projevuje jako změna elektrické impedance – viz. **Obr. 7.14 c)** (převzato z [6]).



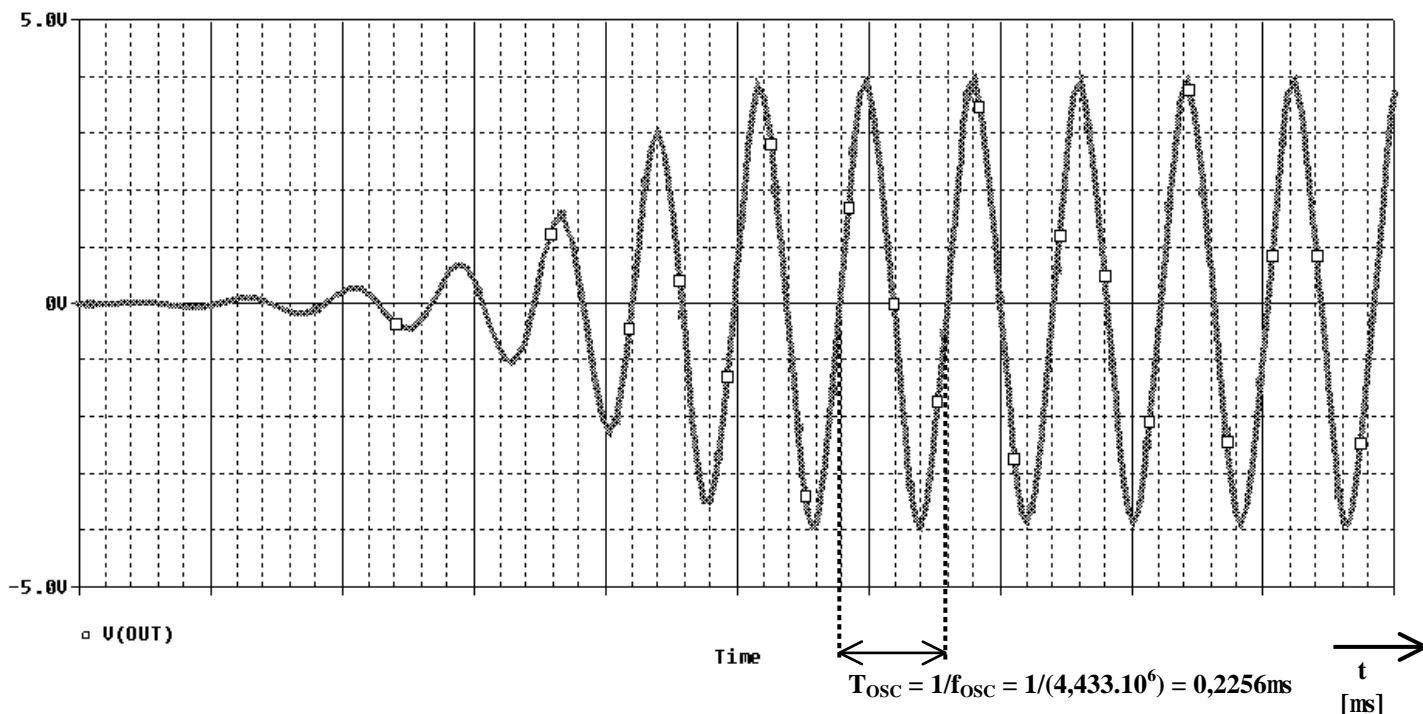
Obr. 7.14: Krystalový oscilátor: a) schématická značka; b) náhradní schéma; c) kmitočtová závislost impedance.

Z kmitočtové závislosti lze vyzorovat, že krystal vykazuje dva lokální extrémy. Nejmenší hodnoty dosahuje impedance při sériové rezonanci f_S , naopak při paralelním f_P je největší. Oba kmitočty leží velmi blízko u sebe. Zamyslíme-li se nad průběhem vyzorujeme, že při f_S a v blízkém okolí vykazuje krystal vlastnosti analogické se sériovým rezonančním obvodem (SRO – uplatní se pouze R_S , L_S a C_S). Při f_P se krystal chová jako paralelní rezonanční obvod (PRO – uplatní se i svodová kapacita C_P). V našem případě je dominantním charakterem krystalu sériová rezonance, čili se uplatní sériové spojení L_S a C_S společně v sériové kombinaci s R_9 , kmitající na f_S .

Výstupní signál (výstupní kmitý) následně přivedeme na *detektor amplitudy* – jednocestný usměrňovač D_3 , který ořeže zápornou půlvlnu oscilací. Kladné půl-kmitý posléze vyfiltrujeme a zesílíme aktivní *dolní propustí DP* (OZ LT1006 + RC), jenž má mezní kmitočet $f_m \ll f_0$ (min cca. 100x), pro zajištění lineární funkce. Výstup z DP nám vytváří řídicí signál U_{GS} pro regulaci „kanálového odporu R_{DS} “ FETu. Ten představuje lineárně (parametricky) řízený „odpor“ a spolu s rezistorem R_8 vytváří napěťový dělič pro regulaci zisku OZ LT1191. Takto je obvodově vyřešena parametrická zpětná vazba AGC pro zajištění *amplitudové podmínky* (7.4). Amplitudu výstupních oscilací lze měnit prostřednictvím R_8 , proto lze použít pro realizaci trimr s odpovídajícím rozsahem cca. do 50 Ω , korespondující s hodnotou R_{DS} u FETu. Takto dostavíme amplitudu kmitů na výstupu na potřebnou hodnotu špička – špička $U_{OUT} = U_{P-P} = \text{cca. } 8V$, jenž bude zdrojem VF složky (nosné) signálů $\sin^2 20T$ a zároveň poslouží k odvození asynchronního resetu CPLD.

Nakonec bych ještě zmínil dodatek k objasnění funkce obvodu, konkrétně k referenci D_1 (LM385- DC napěťová reference 1,2V) spolu s D_2 v sérii tvoří jednak teplotní kompenzaci pro usměrňovač a jednak dle simulací definuje pro FET jakoby klidovou (resp. optimální) úroveň řídicího napětí U_{GS} . Tranzistor pak není zcela otevřen ani uzavřen, je schopen vcelku

lineárně měnit „kanálový odpor R_{DS} “ a tím lineárně měnit zesílení OZ LT1191 a zamezit tak nechtěnému zkreslení. Dle mého odhadu a simulací by se celkové harmonické zkreslení TDH (Total Harmonic Distortion) mělo pohybovat mezi 0,1 až 1%, což pro náš účel není na škodu avšak není hlavním cílem. Tím je dosažení co největší kmitočtové stability. Použitím krystalového oscilátoru by toho mělo být docíleno. Na **Obr. 7.15** jsou patrné autonomní kmitočet oscilátoru (simulace programu OrCAD 10.0).



Obr. 7.15: Časový průběh výstupního signálu oscilátoru U_{OUT}

Nakonec uvádím pouze pro pořádek věci několik katalogových parametrů operačního zesilovače OZ LT1191. Údaje zbývajících součástek oscilátoru jsou patrné viz. [14].

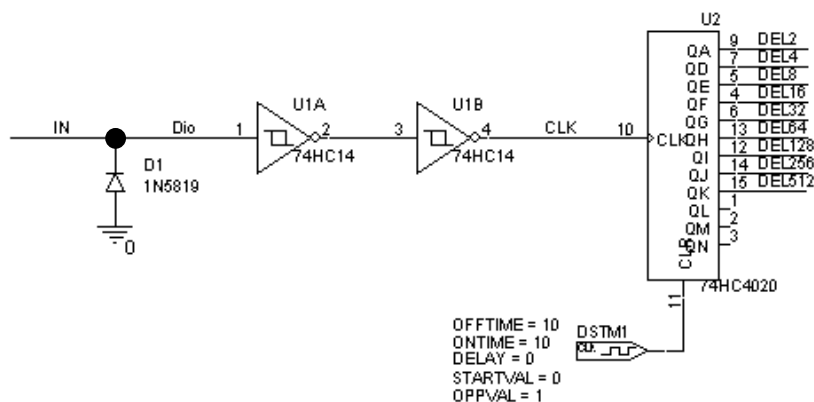
Tab. 7.3: Vybrané katalogové hodnoty OZ LT1191

Značení	Popis	Minimum	Maximum
Maximální hodnoty (jejichž překročení může vést ke zničení součástky)			
V_{CC}	Napájecí napětí vůči zemi (GND)	$\pm 5V$	$\pm 9V$
V_{IN}	Diferenční vstupní napětí (mezi svorkami + a -)	-	$\pm 6V$
Typické hodnoty (při běžném provozu)			
V_{OUT}	Výstupní napětí při: $V_{CC} = \pm 8V, R_Z = 1k\Omega$	$\pm 6,7V$	-
T_A	Pracovní teplota	LT1191C	$0^\circ C$ $150^\circ C$
		LT1191M	$-55^\circ C$ $+150^\circ C$
V_{OS}	Vstupní napěťová nesymetrie	-	$5,0mV$
I_{OS}	Vstupní proudová nesymetrie	-	$1,7\mu A$
SR	Slew rate=doba přeběhu	$325V/\mu s$	-
GBP	Gain bandwidth product=tranzitní kmitočet	-	$90MHz$
CMR	Common mode rejection=potlačení souhlasného zesílení	$60dB$	-
I_{CC}	Typický napájecí proud	-	$38mA$

7.6 Tvarovač signálu a dělič kmitočtu

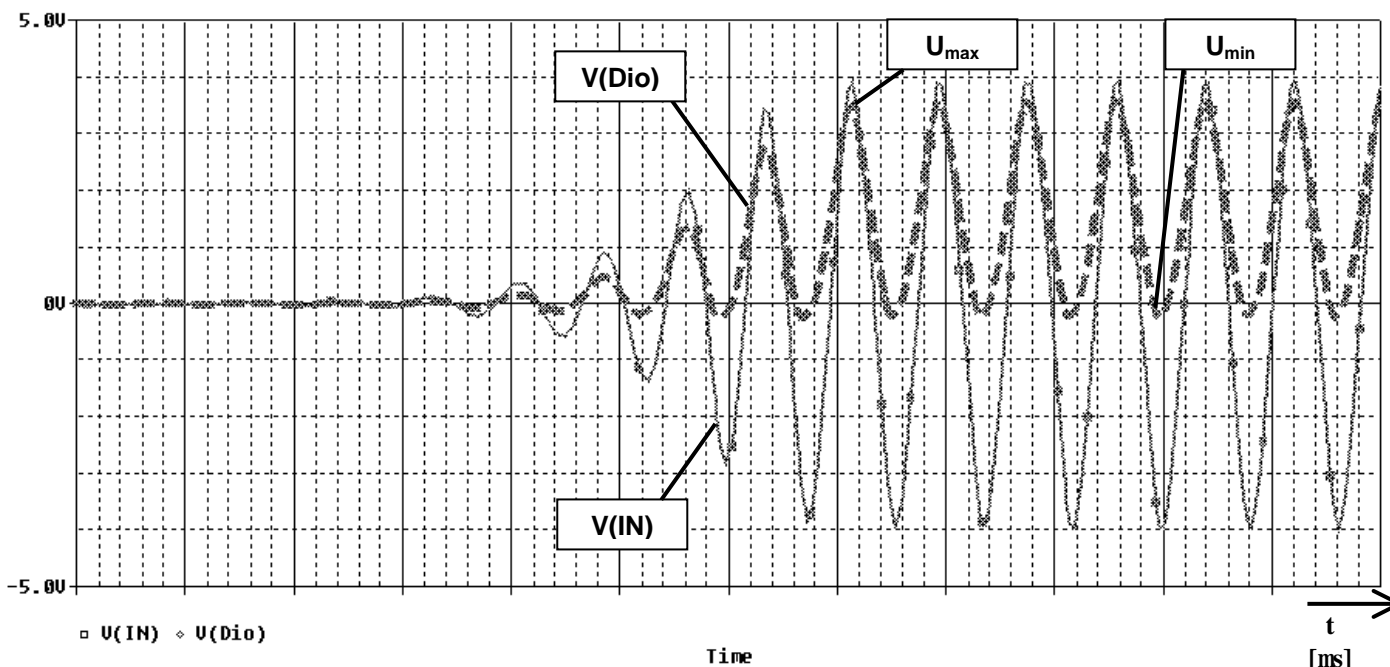
Z výstupu oscilátoru odebíráme harmonické kmitky, jejichž tvar a kmitočet bude pro účel našeho zapojení nutné upravit. Jako spouštěcí signál pro asynchronní reset CPLD (pro opakování čítacího cyklu, čili pro možnost kontinuálního pozorování generovaného impulsu $\sin^2 2T/\sin^2 20T$ na osciloskopu) lze teprve takto upravený průběh přivést na jeho vstup. Podle typu měřicího impulsu ($\sin^2 2T$ nebo $\sin^2 20T$), resp. podle délky periody impulsu (pro $\sin^2 2T$ je základna $T_0 = 320\text{ns}$ a $\sin^2 20T$ má $T_0 = 2\mu\text{s}$) musíme vhodně zvolit kmitočet resetování CPLD. Využijeme faktu, že perioda $\sin^2 20T$ je jen 6x delší než u $\sin^2 2T$ a dále určité setrvačnosti pozorovaného průběhu na osciloskopu. To nám umožní stanovit stejnou periodu resetování pro oba impulsy. Nejkratší možná připadá v úvahu doba trvání základny $\sin^2 20T$ ($T_0 = 2\mu\text{s}$). Z ní vypočteme nejvyšší možný resetovací kmitočet $f_{RST, MAX} = 1/(2 \cdot 10^{-6}) = 500\text{kHz}$. Přihlédneme-li jednak k určité setrvačnosti průběhu na stínítku luminoforu u osciloskopu a jednak k jisté setrvačnosti lidského oka, můžeme zvolit f_{RST} beztestně i cca. 10x menší, než byl určen $f_{RST, MAX}$. Odvození resetovacího signálu prostřednictvím oscilací je nutné pro zajištění synchronní činnosti oscilátoru a CPLD, pro možnost pozorování stabilního a nepohyblivého průběhu impulsu na osciloskopu. Dekodér je takto spouštěn (resetován) vždy ve stejné fázi s harmonickými kmitky. Jelikož sinusový průběh „analogových“ oscilací není přístupný pro spouštění „digitálního“ obvodu CPLD, bude nezbytná tvarová a kmitočtová korekce.

Z konstrukčního hlediska se integrované obvody (IO) HC rodiny CMOS (High-Speed) jeví jako vhodná volba pro náš účel. Tato technologie sdružuje výhody CMOS a TTL logiky – spotřebu má srovnatelnou s CMOS a rychlost s TTL. Jejich prostřednictvím pro nás bude důležité získat v první řadě z harmonických kmitů tvarový obdélník (obvodem tvarovače), u něhož následně snížíme kmitočet na potřebný f_{RST} (v děličce kmitočtů). Prakticky lze použít ve funkci tvarovače IO se Schmittovým hradlem – volím např. **74HC14**, jenž obsahuje 6 invertorů se schopností transformovat pomalu se měnící vstupní signál na „strmý“ obdélník na výstupu. Následujícím blokem v řadě je dělič kmitočtu – volím např. **74HC4020**. Jde o 14-ti stavový binární čítač, který nám umožní v dostatečném rozsahu změnit periodu obdélníku na potřebný f_{RST} . Oscilátor generuje záměrně kmitky s $U_{OUT} = U_{P-P} = \text{cca. } 8\text{V} = (\pm 4\text{V})$. Ty nejprve jednocestným usměrňovačem omezíme pouze na kladné půl-kmitky, u nichž se $U_{max} = \text{cca. } 4\text{V}$ a $U_{min} = \text{cca. } 0\text{V}$ (viz. **Obr.7.17**). Získali jsme potřebné napěťové úrovně, které posléze tvarově a kmitočtově upravíme. Schéma zapojení usměrňovače, tvarovače a děliče kmitočtu je patrné viz. **Obr. 7.16**, odpovídající časové průběhy pak viz. **Obr. 7.17** a **Obr. 7.18**.

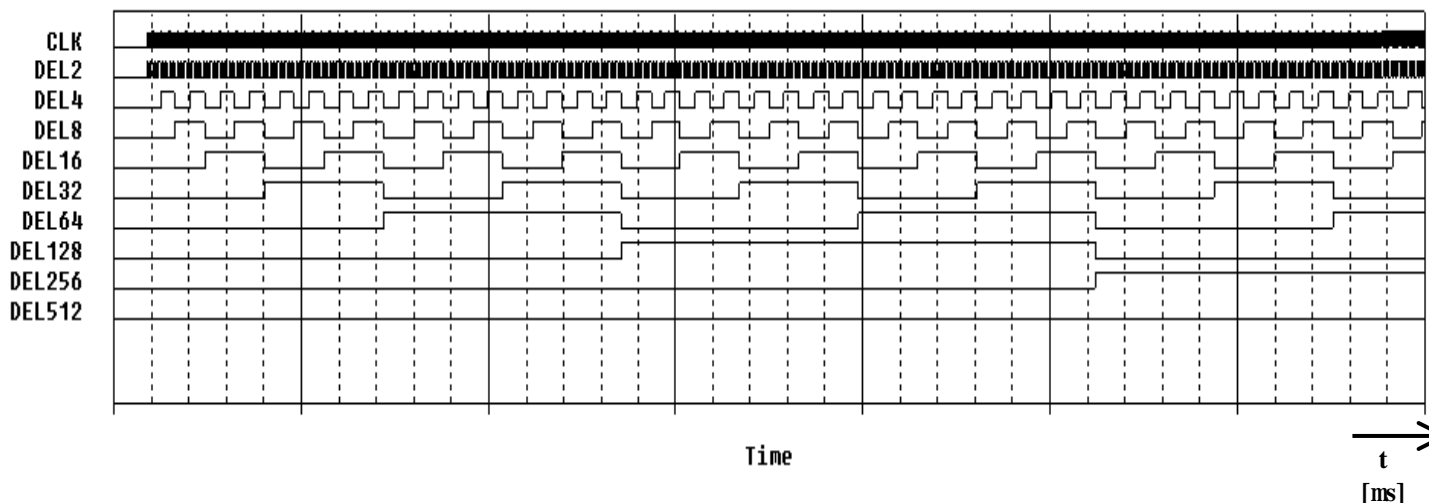


Obr. 7.16: Schéma zapojení usměrňovače, tvarovače a děličky kmitočtu

Generátory měřicích signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$



Obr. 7.17: Časový průběh harmon. kmitů $V(IN)$ a kladných půlkmitů $V(Dio)$

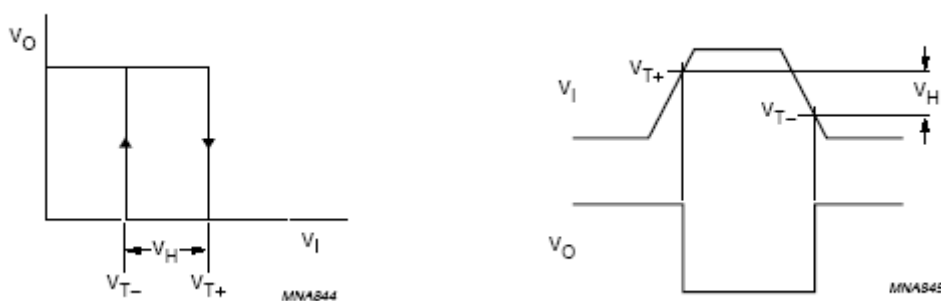


Obr. 7.18: Časový průběh výstupů děliče kmitočtu

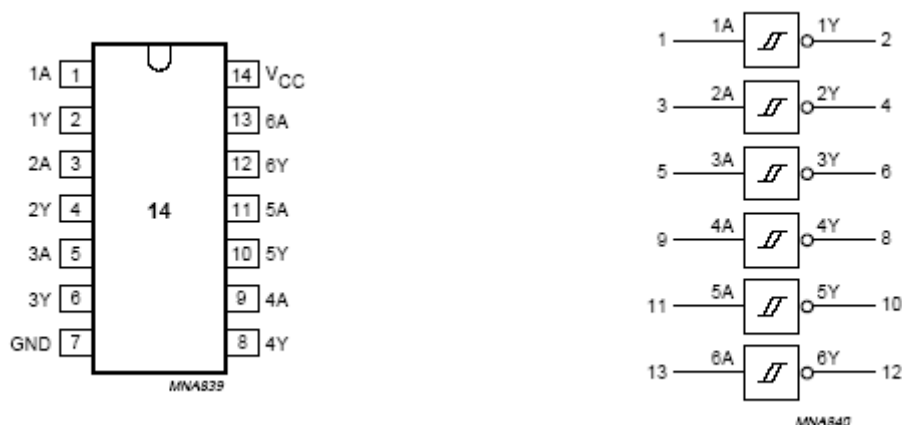
Ve schématu zapojení (viz. **Obr. 7.16**) na vstup (IN) přivádíme harmonické kmitů ($V(IN)$) z oscilátoru o kmitočtu $f_O = 4,433619\text{MHz}$. Následuje jednocestné usměrnění Schottkyho rychlou spínací diodou (D1-1N5819 na 40V/1,0A), kterou získáme požadované napěťové úrovně. Dále nám zbývá prostřednictvím sériového spojení dvou Schmittových invertorů obvodu 74HC14 přeměnit pomalu se měnící vstupní kmitů na „strmý“ obdélník. Tím posléze časujeme (CLK)- taktujeme (s $f_{CLK} = 4,433619\text{MHz}$) resp. inkrementujeme vstup binárního čítače (74HC4020), na jehož výstupu lze odebrat vydělený kmitočtet v rozsahu od $f_{CLK}/2^0$ do $f_{CLK}/2^{14}$ (tj. od $f_{CLK}/2$ do $f_{CLK}/16384$) viz. **Obr. 7.17** a **Obr. 7.18**. Jak bylo výše uvedeno, pro reset CPLD postačí spouštění kmitočtem řádově 10-ky kHz => postačí nám 8-bitový čítač, čili volím $f_{CLK}/2^8 = 4,433619\text{MHz} / 256 = 17,319\text{kHz} = f_{RST}$. Takto vytvořený f_{RST} by již měl splňovat všechna penza pro správnou funkci spouštění dekodéru, pro stabilní a nepohyblivý průběh impulsu na osciloskopu. Dále uvádím některé důležité katalogové údaje obvodů CMOS – tvarovače **74HC14** a děliče **74HC4020**.

Tab. 7.4: Vybrané katalogové hodnoty obvodu 74HC14

Značení	Popis	Min	Typ	Max
Maximální hodnoty (jejichž překročení může vést ke zničení součástky)				
V_{CC}	Napájecí napětí vůči zemi (GND)	-0,5V	+5V	+7,0V
$I_{CC,MAX}$	Napájecí proud (V_{CC} proud)	-	-	50mA
Typické hodnoty (při běžném provozu)				
V_I	Vstupní napětí	0V	-	V_{CC}
V_O	Výstupní napětí	0V	-	V_{CC}
T_A	Pracovní teplota	-40°C	+25°C	+85°C
V_{T+}	Práh nástupné hrany ($V_{CC}=4,5V$)	1,2V	1,41V	1,9V
V_{T-}	Práh sestupné hrany ($V_{CC}=4,5V$)	0,5V	0,85V	1,2V
V_H	Hysteréze ($V_{CC}=4,5V$)	0,4V	0,56V	-
t_{PHL}/t_{PLH}	Zpoždění ze vstupu A na výstup Y	-	15ns	25ns
t_{THL}/t_{TLH}	Doba hrany	-	7ns	15ns
I_{CC}	Klidový pracovní proud ($T_A=25^\circ C$)	-	-	2,0 μA



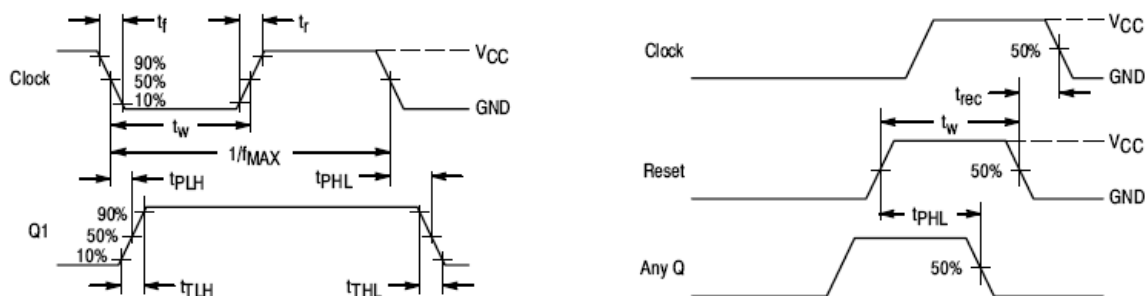
Obr. 7.19: Hysteréze IO 74HC14



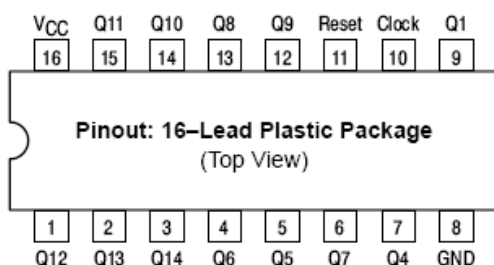
Obr. 7.20: Rozmístění PINů a logických hradel v IO 74HC14

Tab. 7.5: Vybrané katalogové hodnoty obvodu 74HC4020

Značení	Popis	Min	Typ	Max
Maximální hodnoty (jejichž překročení může vést ke zničení součástky)				
V_{CC}	Napájecí napětí vůči zemi (GND)	-0,5V	+5V	+7,0V
$I_{CC,MAX}$	Napájecí proud (V_{CC} proud)	-	-	50mA
Typické hodnoty (při běžném provozu)				
V_I	Vstupní napětí	0V	-	V_{CC}
V_O	Výstupní napětí	0V	-	V_{CC}
T_A	Pracovní teplota	-55°C	+25°C	+125°C
f_{max}	Maximální hodinový kmitočet ($V_{CC}=4,5V$)	-	-	30MHz
t_w	Minimální šířka (doba) pulsu pro CLK, RST ($V_{CC}=4,5V$)	-	-	15ns
t_R, t_F	Maximální doba náběžné R a sestupné F hrany na vstupu ($V_{CC}=4,5V$)	-	-	500ns
t_{PHL}/t_{PLH}	Zpoždění ze vstupu A na výstup Y ($V_{CC}=4,5V$)	-	-	17ns
t_{THL}/t_{TLH}	Doba hrany ($V_{CC}=4,5V$)	-	-	15ns
I_{CC}	Klidový pracovní proud ($U_{CC}=6,0V; T_A=25^\circ C$)	-	-	4,0 μA



Obr. 7.21: Časové parametry IO 74HC4020



Clock	Reset	Výstup
	L	Nezměněn
	L	Inkrement
X	H	Všechny výstupy v L

Obr. 7.22: Rozmístění PINŮ a pravdivostní tabulka IO 74HC4020

7.7 AM modulátor

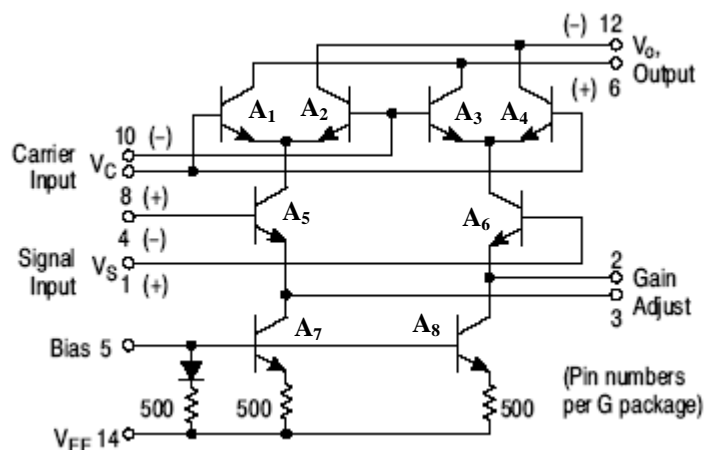
Předposledním blokem v řadě u navrhovaného generátoru speciálních měřících signálů bude amplitudový modulátor. Poslouží nám k promodulování vstupní VF harmonické nosné (kmitů oscilátoru s $f_{VF} = 4,433619\text{MHz}$) složky $\sin^2 20T$ průběhem NF složky $\sin^2 20T$ (se základnou $T_{NF} = 2\mu\text{s} \Rightarrow f_{NF} = 500\text{kHz}$) s hloubkou modulace 100%. Vstupní VF kmitů představují nosný signál modulace, NF složka $\sin^2 20T$ modulační signál, pak na výstupu AM modulátoru budeme odebírat VF složku složeného impulsu $\sin^2 20T$. Ten v posledním bloku (v součtovém zesilovači) generátoru sečteme společně s NF složkou $\sin^2 20T$ (generovanou CPLD) a získáme tak výsledný a požadovaný složený impuls $\sin^2 20T$. Neboť AM modulátor představuje v podstatě analogovou násobičku, bude vhodné sáhnout při obvodové realizaci k některé formě integrovaných vyvážených modulátorů. Tímto si poměrně usnadníme práci při srovnání s diskretní (tranzistorovou) formou realizace modulátoru. Dobře dostupný a za levný peníz k máni, lze v našich obchodech sehnat integrovaný modulátor **MC1496**. Jde o jednoduchý analogový obvod hojně používaný v rozhlasových a TV přijímačích. Pro náš účel by dobře posloužil také např. TV video modulátor LM1889 firmy National Semiconductor. Ten je však v našich končinách nedostupný a navíc by jeho možnosti nebyly plně využity pro v našem zapojení. Dále se tedy budu věnovat rozboru a popisu funkce IO MC1496.

Monolitický integrovaný modulátor MC1496 se používá všude tam, kde výstupní napětí je dáno součinem vstupního modulačního napětí (*SIGNAL*) a měnící se nosné (*CARRIE*). Mezi typické aplikace patří vyvážení s potlačenou nosnou, AM modulace, synchronní a FM detekce a v neposlední řadě fázová detekce. Dle katalogu dále objasním některé všeobecné (důležité) parametry týkající se použití obvodu:

- „průnik“ *nosné (carrier feedthrough)*: je definován jako napětí na výstupu, kdy máme připojenu pouze nosnou na vstupu, modulační signál je nulový.

- *potlačení nosné (carrier suppression)*: je definováno na výstupu, jako poměr postranního pásma a nosné pro specifické napěťové úrovně nosné a modulačního signálu na vstupu.

Nyní bych přistoupil k popisu funkce samotného obvodu MC1496. Při tom budu vycházet z vnitřní struktury IO – viz. **Obr. 7.23**. Vycházím z [14].



Obr. 7.23: Zapojení vnitřní struktury MC1496

Jak je vidět, jde o tranzistorovou integrovanou strukturu diferenčních zesilovačů. První (A_1 a A_2) a druhý (A_2 a A_3) diferenční stupeň tvoří tzv. aktivní (kolektorovou) zátěž třetího (řídícího) běžného rozdílového spojení (A_5 a A_6) s tranzistorovými proudovými zdroji (A_7 a A_8). Výstupní kolektory (*Output*) A_1 až A_4 jsou spojeny křížením (kaskodově) tak, že umožňují dosáhnout vyváženého součinu dvou vstupních napětí (*Carrier* a *Signal*). Matematickou analýzou výstupního spektra bychom zjistili obsah součtových a rozdílových (intermodulačních) složek dvou vstupních kmitočtů – nosné f_C a modulačního signálu f_S .

Podle velikosti přiváděného vstupního signálu pracuje horní čtveřice tranzistorů (A_1 až A_4) buď v lineárním (odporovém) režimu nebo v saturaci (jako zdroje proudu). Řídící stupeň (A_5 a A_6) pracuje ve většině aplikací v lineárním modu. Budeme-li stupně A_1 až A_4 budit vysokou vstupní úrovní nosné ($> 25\text{mV}_{\text{P-P}}$) do saturace, naopak A_5 a A_6 nízkou úrovní modulačního signálu do lineárního režimu, pak na výstupu dostaneme ve spektru kromě intermodulačních produktů $-f_C \pm f_S$ s dostatečně potlačenou f_C také nežádoucí vyšší harmonické nosné $2.f_C$, $3.f_C$, atd. Ty eliminujeme tím, že A_1 až A_4 vybudíme nízkou úrovní nosné ($\leq 25\text{mV}_{\text{P-P}}$) také do lineárního režimu, který nám zase na druhou stranu sníží zesílení (poklesne kolektorový odpor aktivní zátěže) a způsobí kolísání výstupního signálu (nedostatečné potlačení nosné). Proto volím dle katalogového doporučení [14] **vstupní úroveň nosné 10mV_{RMS} (= $25\text{mV}_{\text{P-P}}$)** pro optimální potlačení nosné f_C o 66dB a nosné na dvojnásobném kmitočtu $2.f_C$ o 45dB. **Vstupní úroveň modulačního NF impulsu $\sin^2 20T$** volím opět dle katalogu **$300\text{mV}_{\text{RMS}}$ (= $776\text{mV}_{\text{P-P}}$)**. Požadované vstupní úrovně VF nosné (oscilací) a modulačního signálu (NF impulsu $\sin^2 20T$) nastavíme prostřednictvím pasivního (rezistorového) děliče napětí, případně potenciometrem.

První (A_1 a A_2) a druhý (A_2 a A_3) diferenční stupeň, pracující s nosnou (*Carrier*), nemají zavedenou zápornou (emitorovou) zpětnou vazbu. Hraniční vstupní hodnota nosné pro lineární režim je přibližně právě zvolených $25\text{mV}_{\text{P-P}}$. Tím budeme mít tedy zajištěno dostatečné potlačení vyšších harmonických nosné. Řídící diferenční zesilovač (A_5 a A_6) umožňuje externím vyvedením záporné zpětné vazby (připojením potenciometru R_E mezi *Gain Adjust*) dostatečně potlačit nosnou. Nastavováním R_E dosáhneme vyvážení proudů v řídícím stupni. Limitní hodnotu napěťové úrovně (modulačního signálu) pro lineární režim řídícího zesilovače (A_5 a A_6) lze dle katalogu určit výpočtem jako (převzato z [14]):

$$U_S = R_E \cdot I_5 ; \quad (7.10)$$

kde $I_5 = I_1$ (proudy do PINů 5 a 1) za podmínky, že bázové proudy jsou zanedbatelné a tranzistory stejné.

Napěťový přenos modulačního signálu ze vstupu na výstup je dán dle katalogu následující

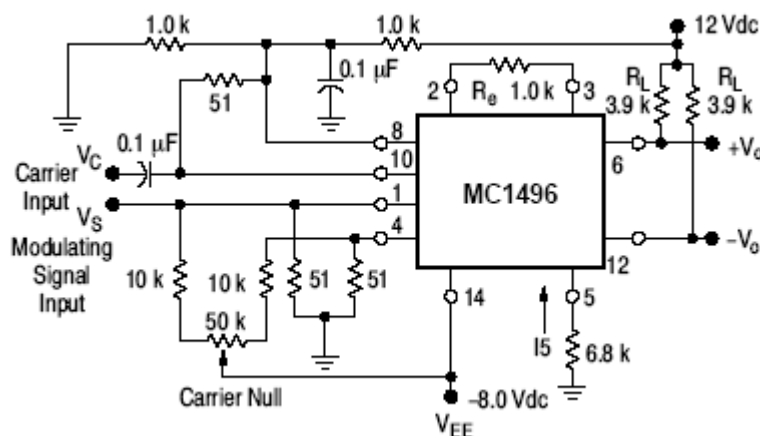
Tab. 7.6: Napěťový zisk a výstupní frekvence

Carrier Input Signal (V_C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	f_M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	f_M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M, \dots$

Tabulka stanovuje napěťový přenos prvního (A_1 a A_2) a druhého (A_2 a A_3) diferenční stupeň, při nízko-úrovňovém buzení modulačního signálu (U_S), pro různé varianty buzení nosné (U_C) – stejnosměrné SS (DC) nebo střídavé (AC), případně nízko-úrovňové (*low-level*) do lineárního režimu nebo vysoko-úrovňové (*high-level*) do saturace. Pro náš případ je směrodatný třetí řádek v **Tab. 7.6**. Nosná je střídavá (AC) a nízkonapěťová (*low-level*), na výstupu tomu odpovídají intermodulační produkty $f_C \pm f_S$ bez dalších nežádoucích vyšších harmonických nosné. Všechny vzorečky pro výpočet napěťového zisku jsou uvedeny pro případ jedno-svorkového připojení R_L (mezi výstupní PIN 6 a zem GND nebo mezi PIN 12 a GND). Pro diferenční zapojení R_L (mezi PINy 6 a 12) je zapotřebí vynásobit výrazy pro přenos 2-ma. V tabulce jsou pro výpočet nutné některé doplňující parametry:

R_L (load resistance) ... zatěžovací rezistor,
 R_E (emitter resistance) ... emitorový rezistor (mezi PINy 2 a3),
 r_e (transistor dynamic emitter resistance) ... dynam. rezistor emitor. přechodu
 $r_e = 26\text{mV} / I_5(\text{mA})$ při teplotě 25°C ,
 $K = 1.380658 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$... Boltzmann. konstanta,
 $q = 1,6021892 \cdot 10^{-19} \text{ C}$... elementární náboj elektronu,
 T ... teplota v Kelvinech.

Monolitický obvod MC1496 byl primárně navržen pro různorodé rozhlasové a TV aplikace. Vyznačuje se zejména svou univerzálností v použití pro různé pracovní módy a různá pracovní napětí podle konkrétní potřeby. Jeho všestranné možnosti použitelnosti jsou na druhou stranu vykoupeny nutností nastavit pracovní režim prostřednictvím značného počtu externích součástek. Právě rozborem nastavení pracovního módu do funkce vyváženého AM modulátoru (pro náš účel) bych se dále zabýval. Nejprve bych však uvedl již konkrétní zapojení (katalogově doporučené) modulátoru – vhodné a zneužitě pro náš účel – viz. **Obr. 7.24**. Převzato z [14].



Obr. 7.24: Schéma zapojení MC1496 ve funkci vyváženého AM modulátoru

Níže uvádím výpis nejpotřebnějších rovnic a podmínek všeobecného návrhu, které je potřeba uvažovat při jakékoliv aplikaci integrovaného modulátoru MC1496. Vztahy lze univerzálně použít pro různá napájecí napětí a rozdílné pracovní mody, podmínky.

- Prvně je nutné nastavit pracovní proud:

Vnější klidové proudy se nastavují prostřednictvím proudu vtékajícího do *PINu* 5 (I_5).

Předpokládejme, že: $I_5 = I_6 = I_{12}$, (7.11)
 $I_B \ll I_C$ u všech tranzistorů (bázové proudy se zanedbají).

Pracovní proud I_5 tedy protéká přes propustně polovaný PN přechod (v sérii s rezistorem 500Ω) do *PINu* 14. Ten se v aplikacích (viz. datasheet obvodu MC1496) připojuje k zápornému potenciálu napájecího napětí ($V_{EE} = -8V$) a nebo se rovnou uzemní (na *GND*). V prvním případě se I_5 nastavuje připojeným rezistorem R_5 vedeným na zem, v druhém případě je I_5 určen rezistorem R_5 vedeným ke kladnému potenciálu napájecího napětí ($V_{CC} = 12V$).

Hodnotu setovacího rezistoru R_5 lze stanovit výpočtem jako:

$$R_5 = \frac{V_{EE} - V_{PN}}{I_5} - 500\Omega, \quad (7.12)$$

kde: $V_{EE} = -8,0V$... záporný potenciál napájecího napětí,
 $V_{PN} = 0,75V$... saturační napětí diody (PN přechodu).

Všeobecně doporučovaná hodnota proudu $I_5 = 1mA$.

- Dále je při potřebě uvažovat klidové výstupní napětí:

To je dáno vztahem: $V_6 = V_{12} = V_{CC} - I_5 \cdot R_L$. (7.13)

Tento vztah nám říká, že klidové výstupní napětí je dáno poklesem kladného napájecího napětí V_{CC} o úbytek napětí na zátěži R_L , protékané pracovním proudem I_5 .

- Nakonec musíme zajistit napěťové předpětí:

Obvod MC1496 potřebuje pro svou činnost externě nastavit 3 stejnosměrná klidová (pracovní) předpětí. Pravidla pro nastavení těchto 3 úrovní zajišťují udržování minimálního napětí $2,0V$ na přechodu kolektor-báze u všech tranzistorů, dokud není překročeno:

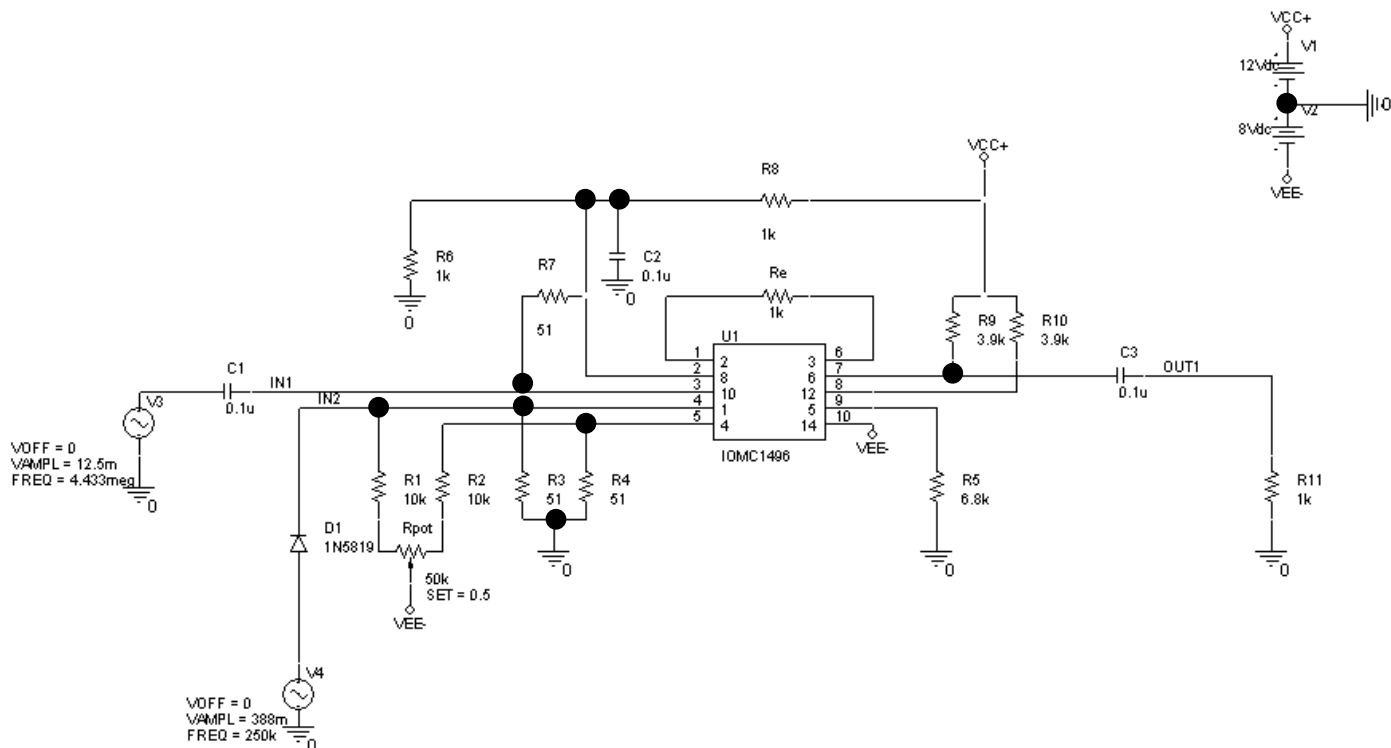
$$\begin{aligned} 30 V_{DC} &\leq [(V_6, V_{12}) - (V_8, V_{10})] \leq 2,0 V_{DC}, \\ 30 V_{DC} &\leq [(V_8, V_{10}) - (V_1, V_4)] \leq 2,7 V_{DC}, \\ 30 V_{DC} &\leq [(V_1, V_4) - (V_5)] \leq 2,7 V_{DC}. \end{aligned} \quad (7.14)$$

Předpokládá se platnost: $V_6 = V_{12}$, $V_8 = V_{10}$ a $V_1 = V_4$.

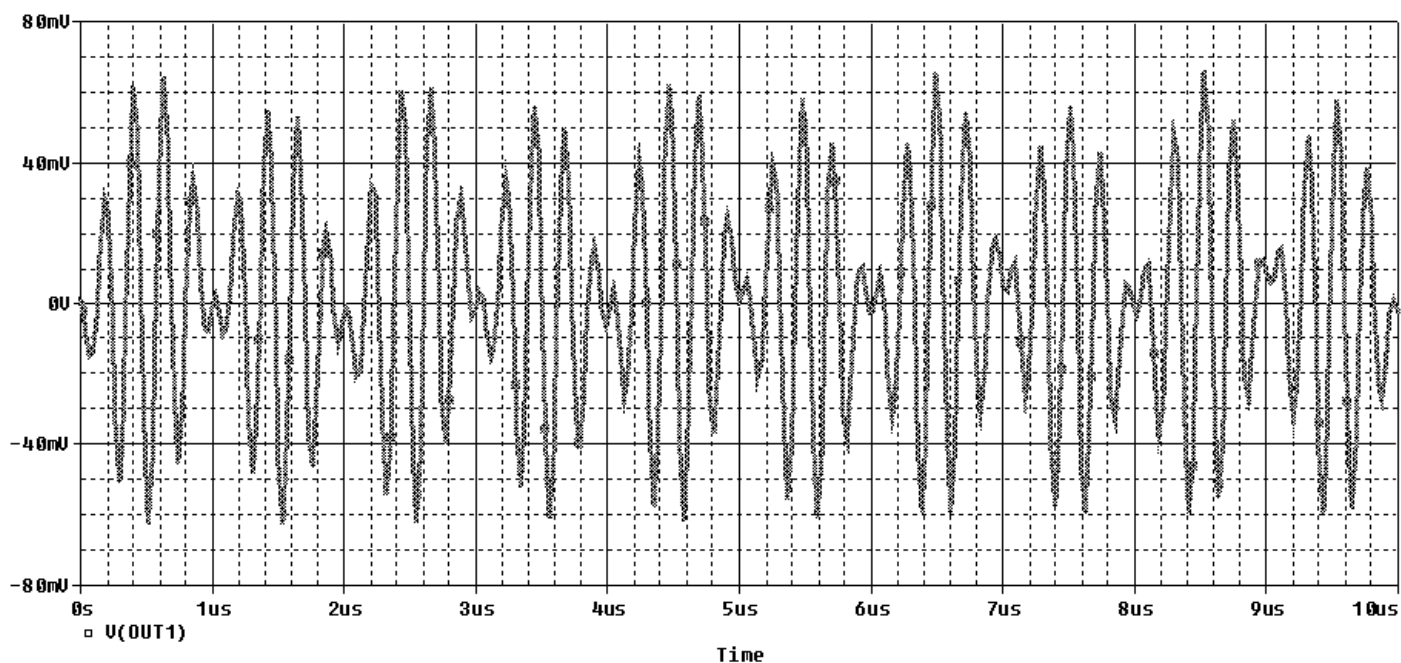
Vstupní klidové proudy tekoucí do *PINů* 1, 4, 8 a 10 jsou bázovými proudy tranzistorů. Ty mohou být zanedbány, pokud externí napěťový dělič (pro zajištění potřebného předpětí) bude navržen na proud alespoň $1mA$ nebo větší.

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

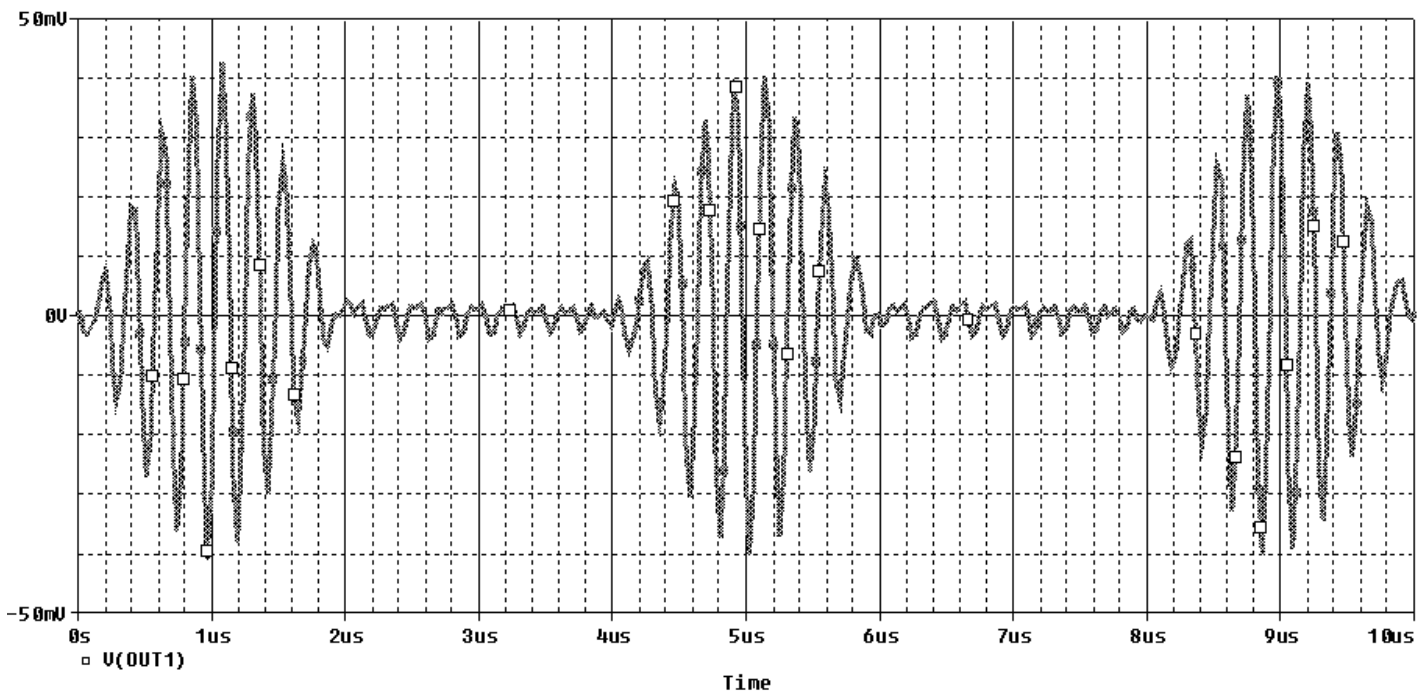
Na závěr zde uvádím výsledky simulace obvodu MC1496 v zapojení vyváženého AM modulátoru. Schéma zapojení MC1496 pro simulaci v OrCADu 10.0, časový průběh výstupního napětí (bez *D1* a s *D1*) a spektrum výstupního signálu (bez *D1*) jsou patrné viz. Obr. 7.25, 7.26, 7.27 a 7.28.



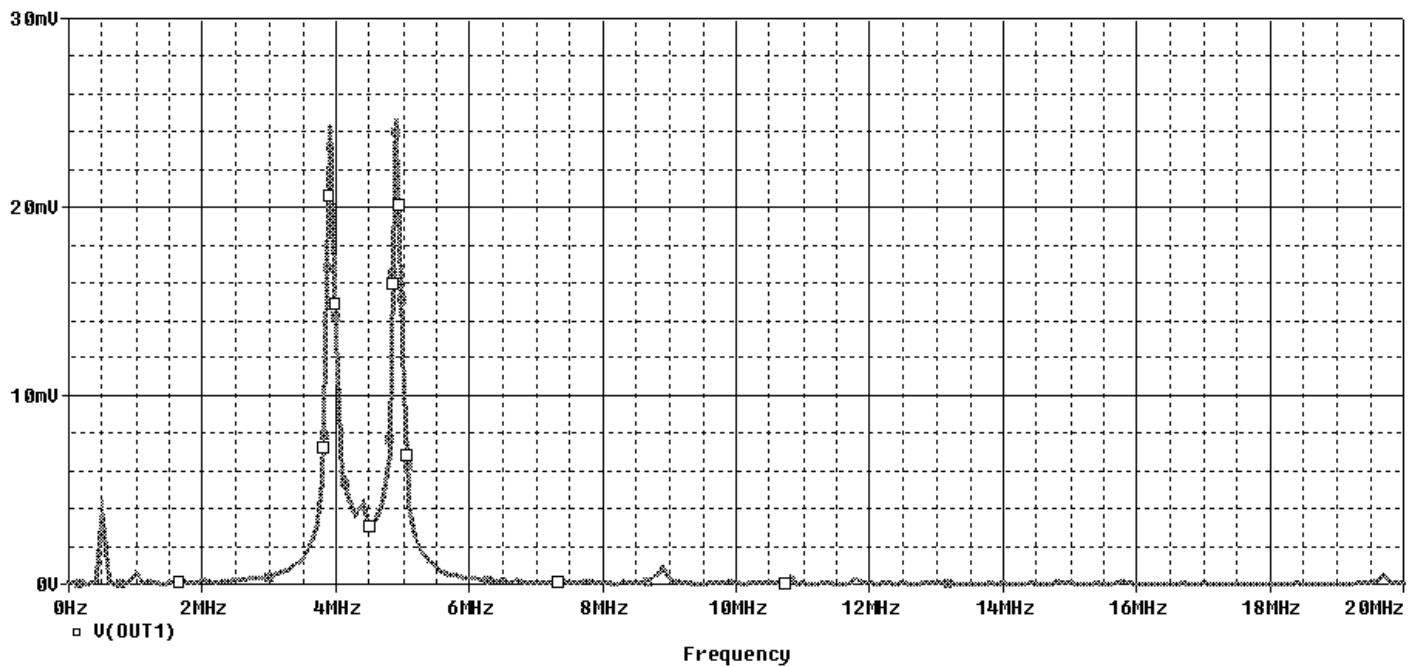
Obr. 7.25: Schéma zapojení MC1496 jako AM modulátoru pro simulaci v OrCAD 10.0



Obr. 7.26: Časový průběh výstupního napětí při simulaci v OrCADu 10.0 (bez *D1*)



Obr. 7.27: Časový průběh výstupního napětí při simulaci v OrCADu 10.0 (s D1)



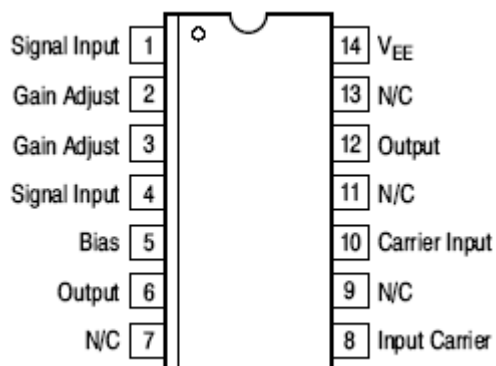
Obr. 7.28: Spektrum výstupního signálu při simulaci v OrCADu 10.0 (bez D1)

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

Pro simulaci bylo zapotřebí vytvořit vlastní knihovnu s modelem integrovaného obvodu MC1496. Program OrCAD 10.0 v základním rozhraní knihoven součástek tímto prvkem nedisponuje. Schéma pro simulaci odpovídá téměř bezzbytku zapojení modulatoru z **Obr. 7.24**. Problém spočívá v tom, že na vstupu MC1496 nebylo možné zajistit kontinuální modulační signál přesného tvaru NF impulsu $\sin^2 20T$ (digitálně generovaného), a to z důvodu nedostačujících možností programu OrCAD 10.0. Místo něj byla zvolena aproximace prostřednictvím jednocestného usměrňovače *D1*. Ten nám vytváří kladné půlvny odpovídající přibližnému tvaru modulačního NF impulsu $\sin^2 20T$. Pro názornost jsem simulaci provedl prvně bez usměrňovače *D1* (modulace harmonickým signálem $f=500\text{kHz}$), kvůli správnému nastavení AM modulatoru (simulaci odpovídá **Obr. 7.26 a 7.28**). Posléze s aplikací usměrňovače *D1*, tomu koresponduje časový průběh na **Obr. 7.27**. Ten už na výstupu tvarově „přibližně“ odpovídá VF složce $\sin^2 20T$. V tomto případě slouží simulace pouze k demonstrativním účelům a nelze ji brát zcela v potaz. Lze z ní však vypočítat správnou a požadovanou funkci obvodu pro náš účel. Pro pořádek věci uvádím na závěr některé důležité katalogové údaje odvodu MC1496-viz. **Tab. 7.7**.

Tab. 7.7: Vybrané katalogové hodnoty obvodu MC1496

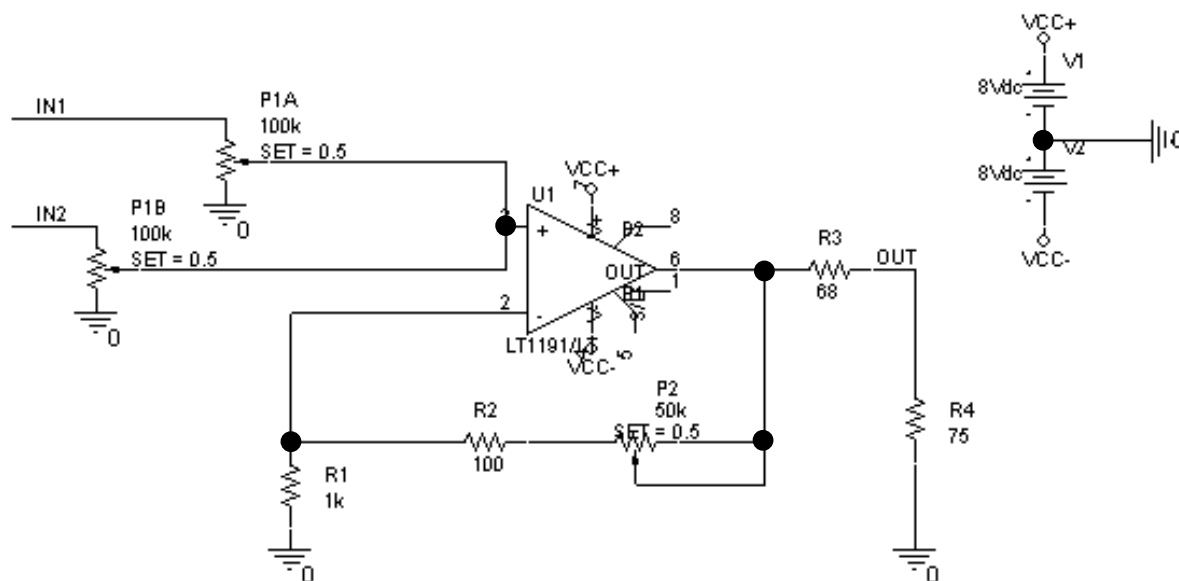
Značení	Popis	Min	Typ	Max
Maximální hodnoty (jejichž překročení může vést ke zničení součástky)				
DV	Používaná napětí ($V_6 - V_8, V_{10} - V_1, V_{12} - V_8, V_{12} - V_{10}, V_8 - V_4,$ $V_8 - V_1, V_{10} - V_4, V_6 - V_{10}, V_2 - V_5, V_3 - V_5$)	-	-	30V
$V_8 - V_{10},$ $V_4 - V_1$	Diferenční vstupní napětí	-	-	+5V, $\pm(5+I_5R_e)$
I_5	Maximální pracovní proud	-	-	10mA
Typické hodnoty (při běžném provozu)				
V_{OUT}	Pracovní výstupní napětí	-	8V _{P-P}	-
T_A	Pracovní teplota (MC1496B)	-40°C	+25°C	+125°C
I_{CC}	Napájecí proud: $I_6 + I_{12}$ I_{14}	-	2mA	4mA
I_{EE}		-	3mA	5mA



Obr. 7.29: Rozmístění PINů obvodu MC1496

7.8 Sumační zesilovač

Jako poslední stupeň generátoru měřicích signálů $\sin^2 2T/\sin^2 20T$ vystupuje v blokovém schématu (viz. **Obr. 6.1**) součtový zesilovač, jehož hlavním úkolem bude sečíst „digitálně“ generovanou NF (jasovou) a amplitudově modulovanou VF (barvonosnou) složku složeného impulsu $\sin^2 20T$. Prakticky nám realizuje lineární součet dílčích složek dle definičního vztahu (3.4). Sekundárním úkolem zesilovače bude impedančně přizpůsobit výstup generátoru k „normované“ TV impedanci 75Ω a zároveň zajistit na jeho výstupu možnost plynulé regulace amplitudy složeného impulsu $\sin^2 20T$ asi do 1V. Minimální úroveň impulsu se nastaví prostřednictvím odporových trimrů na vstupu řádově na hodnotu 50mV. Tato úroveň se nastaví jak pro NF, tak pro VF složku na vstupu. Součtem dostaneme vstupní impuls s amplitudou opět cca. 50mV, kterou zesílíme na výstupní 1V (na přizpůsobené zátěži 75Ω). Sumátor nám musí tedy zajistit potřebné zesílení v rozsahu cca. 1 až 40 ($40 \cdot 50\text{mV} = 2\text{V}$ hned na výstupu OZ a 1V na přizpůsobené zátěži 75Ω) regulovatelným lineárním potenciometrem ve zpětné vazbě. Vzhledem k nutnosti přenášet ze vstupu na výstup VF složku s kmitočtem nosné 4,433619MHz bude na místě použít při realizaci některý ze širokopásmových OZ neinvertujícím zapojení. Volím tedy opět aktivní prvek **LT1191**, jenž byl použit v bloku harmonického oscilátoru a svou funkcí je přímo pro video-aplikace předurčen. Použité schéma zapojení neinvertujícího OZ uvádím viz. **Obr. 7.30**.



Obr. 7.30: Schéma neinvertujícího zapojení sumačního zesilovače LT1191

Na vstup *IN1* přivádím NF složku a na *IN2* VF složku složeného impulsu $\sin^2 20T$. Při modelování NF impulsu jsem opět využil aproximace jednocestným usměrňovačem, který realizuje přibližný tvar kladné harmonické půl-vlny. Amplitudy obou složek se a_{P1A} – krát u NF a a_{P1B} – krát u VF sníží prostřednictvím odporových trimrů na požadovanou minimální úroveň (50mV). Díky uzemnění trimrů jsou výstupy za přizpůsobením Butterworthova filtru (NF výstup) a modulátoru MC1496 (VF výstup) zatíženy stále stejnou zátěží $P1A = P1B = 100\text{k}\Omega$, i při jejich přeladování. Na neinvertujícím vstupu OZ LT1191 dojde k aktivnímu, lineárnímu součtu dílčích složek a následnému přenesení zesilovačem LT1191 s nastaveným zesílením (prostřednictvím P_2) na výstup. Přenos stupně je dán následujícím vztahem:

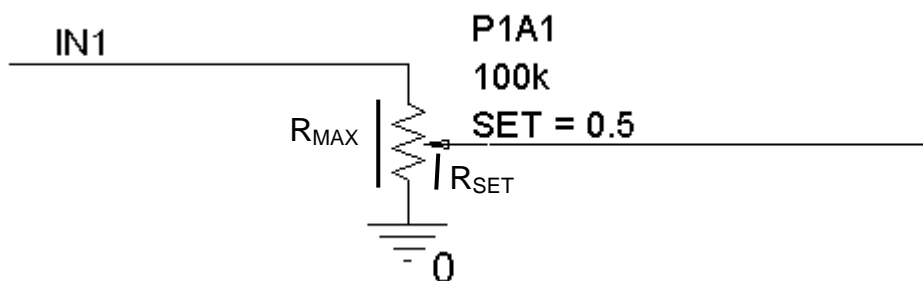
$$A_{OZ} = 1 + \frac{R_2 + P_2}{R_1} . \quad (7.15)$$

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

Rezistor $R_2 = 100\Omega$ plní ve zpětné vazbě funkci pojistky zajišťující, že výstup nebude zkratován na invertující vstup při nastavení P_2 na téměř 0Ω . Hodnota R_2 je ve srovnání s $P_{2,MAX} = 50k\Omega$ zanedbatelná, na výsledné zesílení A_{OZ} má minimální vliv a lze ji tedy zanedbat. Ve funkci impedančního přizpůsobení užívám na výstupu LT1191 rezistoru $R_3 = 68\Omega$ (hodnota nejbližší možná z řady), který zajistí „normování“ k TV impedanci 75Ω (k R_4). Na výstupu pak dostáváme napětí dané vztahem:

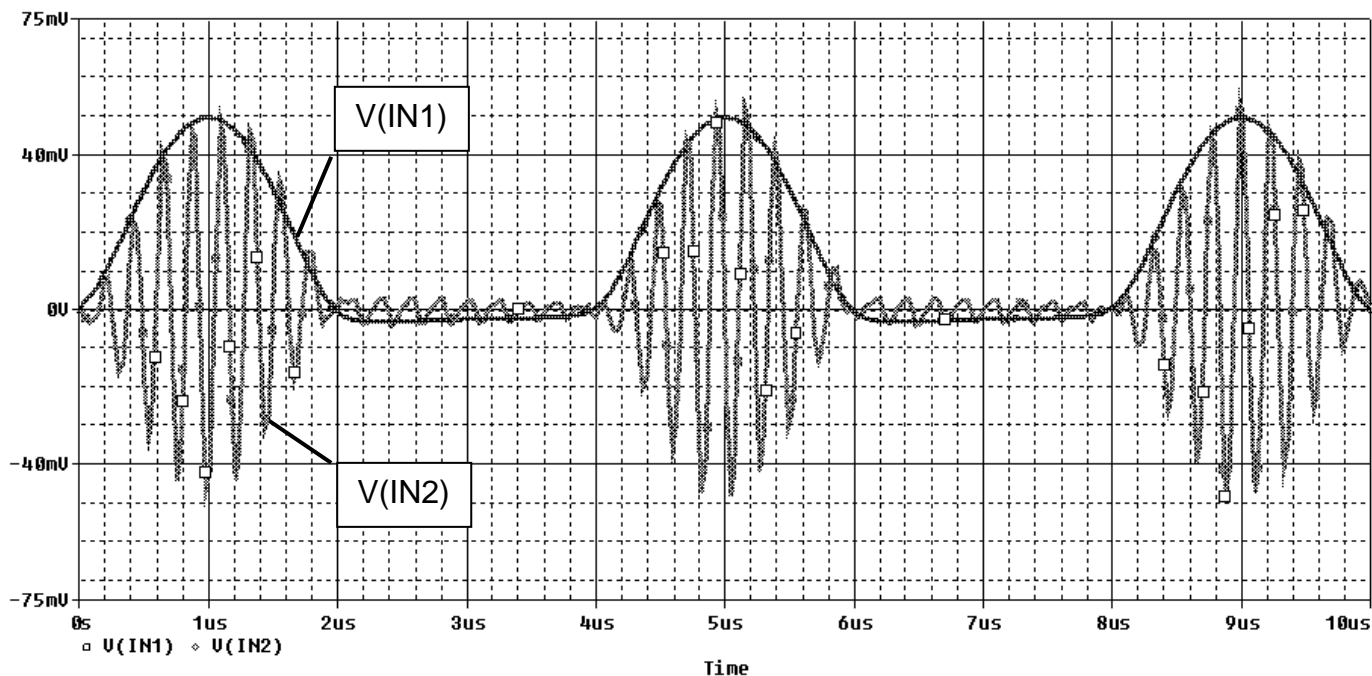
$$U_{OUT} = U_{IN1} \cdot a_{P1A} \cdot \left(1 + \frac{R_2 + P_2}{R_1}\right) + U_{IN2} \cdot a_{P1B} \cdot \left(1 + \frac{R_2 + P_2}{R_1}\right); \quad (7.16)$$

kde : U_{OUT} ... výstupní napětí – složený impuls $\sin^2 20T$ (na R_4),
 U_{IN1} ... vstupní NF složka impulsu $\sin^2 20T$,
 U_{IN2} ... vstupní VF složka impulsu $\sin^2 20T$,
 $a_{P1A}, a_{P1B} = R_{SET}/R_{MAX}$... přepočtení konstanta odporových trimrů.

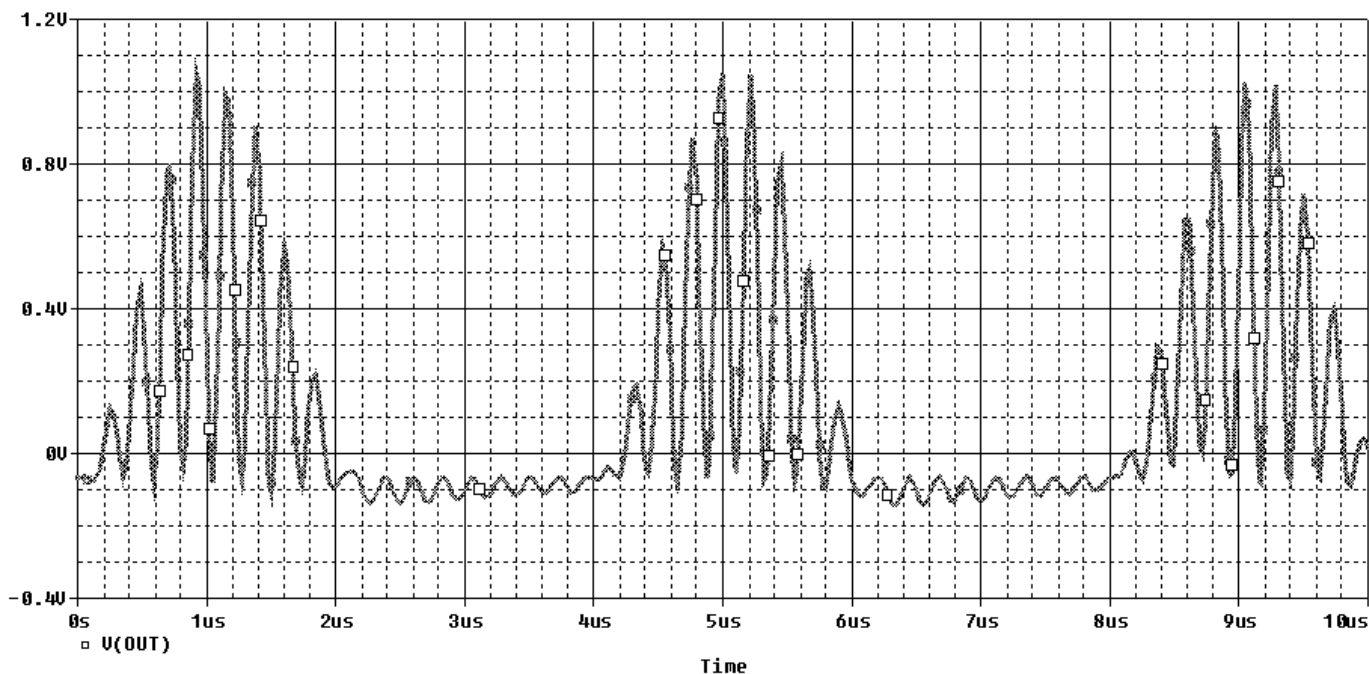


Obr. 7.31: Vysvětlení přepočteních konstat trimrů

Níže uvádím výsledky simulace operačního zesilovače LT1191 ve funkci sumačního aktivního prvku. Časové průběhy vstupní NF složky $V(IN1)$, VF složky $V(IN2)$ a výstupního složeného impulsu $\sin^2 20T$ jsou patrné viz. **Obr. 7.32 a 7.33**.

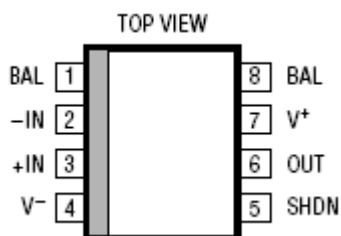


Obr. 7.32: Časové průběhy vstupní NF a VF složky $\sin^2 20T$



Obr. 7.33: Výstupní složený impuls $\sin^2 20T$ na přizpůsobené zátěži $R_4 = 75\Omega$

Závěrem uvádím rozmístění PINů OZ LT1191 – **Obr. 7.34.** Vybrané katalogové parametry jsou uvedeny v kapitole 7.5 – **Tab. 7.3.**



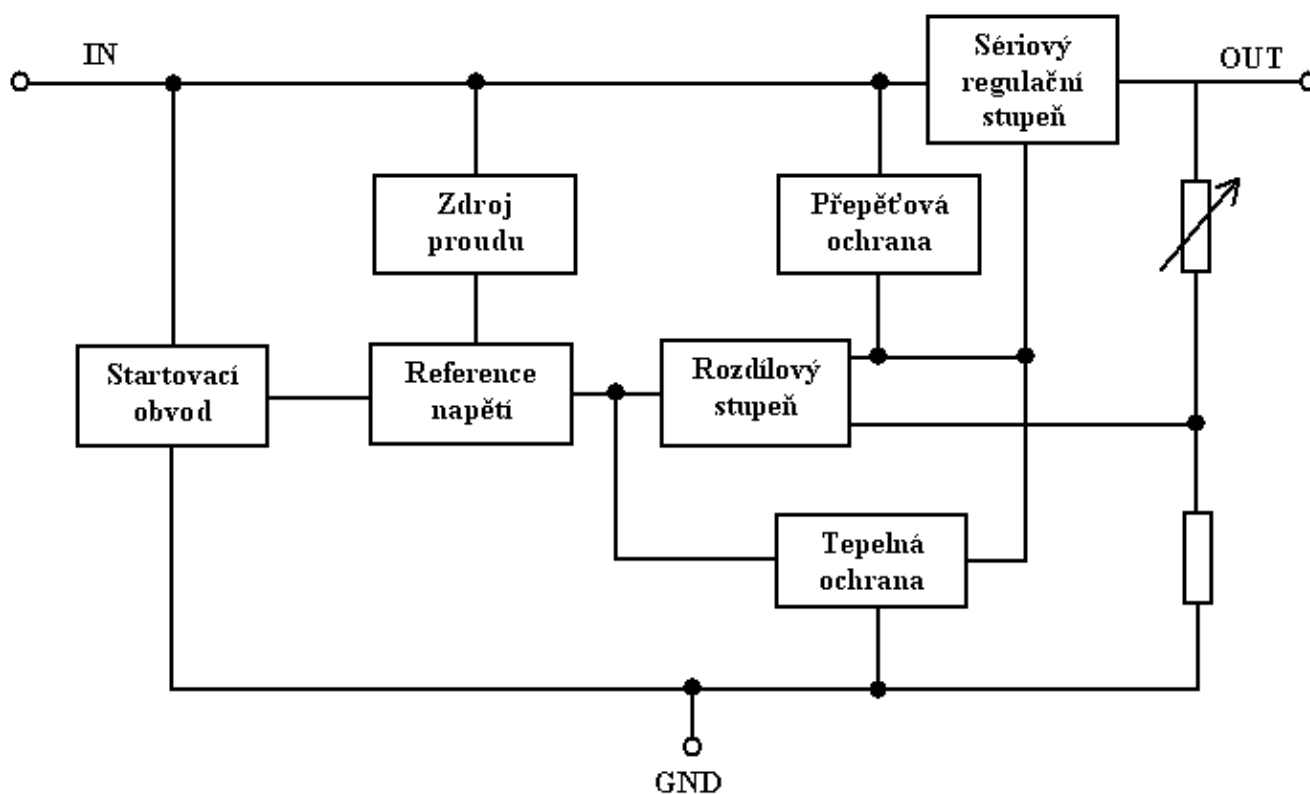
Obr. 7.34: Rozmístění PINů operačního zesilovače LT1191

Stejného principu impedančního přizpůsobení a regulace zesílení amplitudy výstupního impulsu $\sin^2 2T$ bude použito na výstupu Butterworthova filtru.

7.9 Stabilizační obvody napájení

Koncepční návrh generátoru měřících signálů $\sin^2 2T/\sin^2 20T$ dle podrobného blokového schématu na **Obr. 6.1** byl dohotoven a prostřednictvím simulací ověřen požadavek na správnou funkci jednotlivých částí. Jelikož jde o laboratorní přípravek, svou konstrukcí poměrně složitý (rozmanitý co se týče použitých integrovaných obvodů a tím i potřebných různých napájecích napětí), bude nutná unifikace (sjednocení) napájení dílčích obvodů na symetrické napájecí napětí $\pm 15V$ ze stabilizovaného laboratorního zdroje (dle požadavků). Pro tento účel se nejlépe hodí **tříbodové stabilizátory napětí**. Jedná se o velmi frekventovaně používané monolitické obvody aplikované v mnoha praktických zapojeních. Mezi nejběžnější řady sériových stabilizátorů patří obvody **78xx a 79xx**, jenž jsou využité i pro náš účel v zapojení. Symbolika značení **78xx** poukazuje na stabilizátory kladného napětí, **79xx** na záporné napětí, přičemž **xx** značí jmenovitou hodnotu výstupního napětí. Dále ve stručnosti vysvětlím základní princip těchto obvodů. Vycházím z [13].

Principiální blokové schéma tříbodového stabilizátoru napětí uvádím na **Obr. 7.35** níže.



Obr. 7.35: Principiální blokové schéma tříbodového stabilizátoru napětí

Pro správnou funkci stabilizátoru jakožto celku, musíme pro sériový výkonový prvek zajistit na vstupní svorce *IN* vyšší potenciál napětí oproti výstupní svorce *OUT*, neboť regulace (resp. stabilizace) výstupního pracovního napětí vyžaduje rozdíl potenciálů. Právě tento rozdíl napětí spolu s odebíraným výstupním proudem nám určuje velikost výkonu, který se ve stabilizátoru mění bez užítku na teplo (výkon spotřebovaný samotným stabilizátorem) a musí být z něj odváděn. Typický minimální vyžadovaný rozdíl potenciálů pro obvody řady **78xx** je stanoven na 2V.

Na *OUT* snímáme odchylky výstupního napětí prostřednictvím proměnného děliče napětí. Snímaný signál následně srovnáváme v diferenčním stupni s referenčním napětím. Jejich rozdíl (chybu) dále zesílíme a přivedeme na vstup sériového regulačního

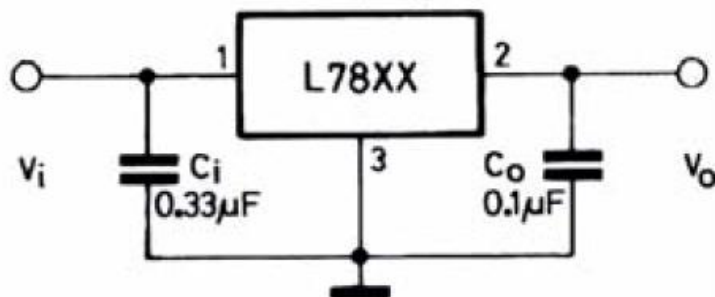
prvku jako parametrický řídicí signál, jenž mění jeho odpor. Jinak řečeno odchylka výstupního (snímaného) napětí od napětí na referenčního nám řídí odpor sériového regulačního prvku. Ten obsahuje mimo jiné obvod pro omezení výstupního proudu. Po přivedení vstupní napětí na svorku *IN* nám startovací obvod zajistí spuštění stabilizátoru jakožto zdroje konstantního napětí na výstupu *OUT* s definovaným maximálním proudovým zatížením, dle konkrétní řady. Monolitický stabilizátor je dále doplněn o obvody tepelné a přepětové ochrany, jenž zabraňují jeho zničení. Tepelná nám zabraňuje poškození při nadměrném a dlouhodobém ohřevu obvodu, kdy se vzrůstající teplotou roste klidový proud. Přepětové omezení se aktivuje při překročení jmenovitého vstupního napětí. Dále bych přistoupil ke konkrétnímu obvodovému řešení stabilizace napětí pro navržený generátor měřících signálů $\sin^2 2T/\sin^2 20T$.

Tříbodové sériové stabilizační obvody nám tedy budou zajišťovat stabilní (konstantní) napájecí napětí pro integrované obvody (dle katalogových doporučení U_{CC} jednotlivých IO). Obvody generátoru musíme napájet 5-ti různými stejnosměrnými napětími (4 kladná a 1 záporné), přičemž směrodatným ukazatelem bude celkový odebíraný proud v dané větvi stabilizátoru. Při výpočtech (viz. **Tab. 7.8**) vycházím z katalogových hodnot typického odběru proudu jednotlivých integrovaných obvodů.

Tab. 7.8: Odběr proudů stabilizátorů pro dílčí napájecí napětí

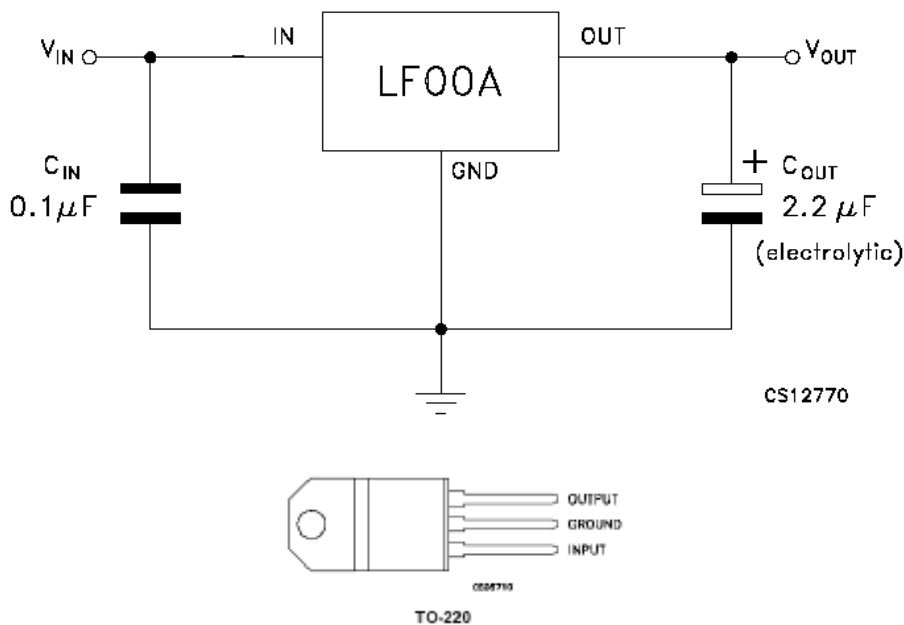
Napájení	Obvod	Odběr proudu	Celkem ve větvi
+12V větev	modulátor MC1496	4mA	4,0mA
+8V větev	zesilovač LT1191	6 x 32mA = 192mA	192,5mA
	zesilovač LT1006	0,5mA	
+5V větev	krystal QO 60MHz	16mA	26,0mA
	tvarovač 74HC14	5mA	
	dělič 74HC4020	5mA	
+3,3V větev	dekodér XC9536XL	43mA	43,0mA
-8V větev	modulátor MC1496	5mA	197,5mA
	zesilovač LT1191	6 x 32mA = 192mA	
	zesilovač LT1006	0,5mA	

Napájení větví +12V, +8V a +5V nám obstarají standardní stabilizátory řady 78xx (7812, 7808, 7805) s maximálním proudovým zatížením na výstupu 1A, dostupné v pouzdře TO-220. Pouzdro je částečně kovové a umožňuje dodatečnou instalaci chladiče podle celkových výkonových ztrát stabilizátoru, přičemž pro teplotu okolí 25°C vychází maximální ztrátový výkon asi 2 W (pro TO-220). Maximální ztrátový výkon tedy závisí výhradně na provedení pouzdra. Z hlediska proudového omezení 1A a s přihlédnutím k maximálním výkonovým ztrátám (2W) pouzdra TO-220 by zvolené stabilizátory měli být pro náš účel dostačující. Navíc obsahují obvod elektronické pojistky proti případnému zkratu a přetížení výstupu *OUT*. Takto je zamezeno případnému zničení součástky. Praktické zapojení tříbodového sériového stabilizátoru řady 78xx pro kladné napětí uvidím na **Obř. 7.36**. (převzato z katalogu).



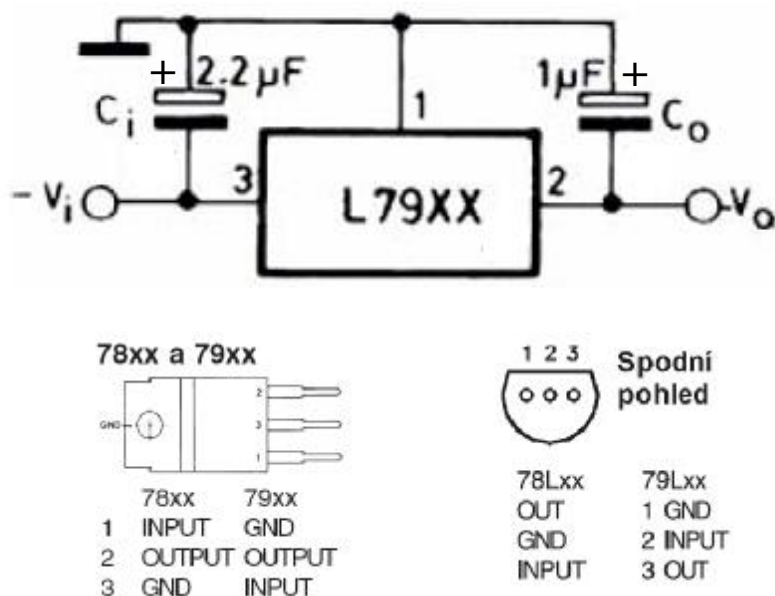
Obr. 7.36: Praktické zapojení třibodového stabilizátoru řady 78xx pro kladné napětí

Stabilní napětí v napájecí větvi $+3,3V$ zajistíme „Low Drop“ obvodem *LF33CV* s maximálním výstupním proudem 1A a opět v pouzdře TO-220. Low drop stabilizátory charakterizuje možnost „nízkého rozdílu“ potenciálu výstupu vůči vstupu, typicky 0,45V (ve srovnání s řadou 78xx s minimálním požadovaným rozdílem 2V). Tím máme mimo jiné zajištěnu nižší výkonovou ztrátu a teoreticky i delší životnost. Stabilizátory obsahují opět zkratuvzdorné, tepelné a přepět'ové ochranné obvody. Dále uvádím praktické zapojení třibodového „Low Drop“ stabilizátoru *LF33CV* spolu s rozmístěním PINů u pouzdra TO-220 na **Obr. 7.37**.



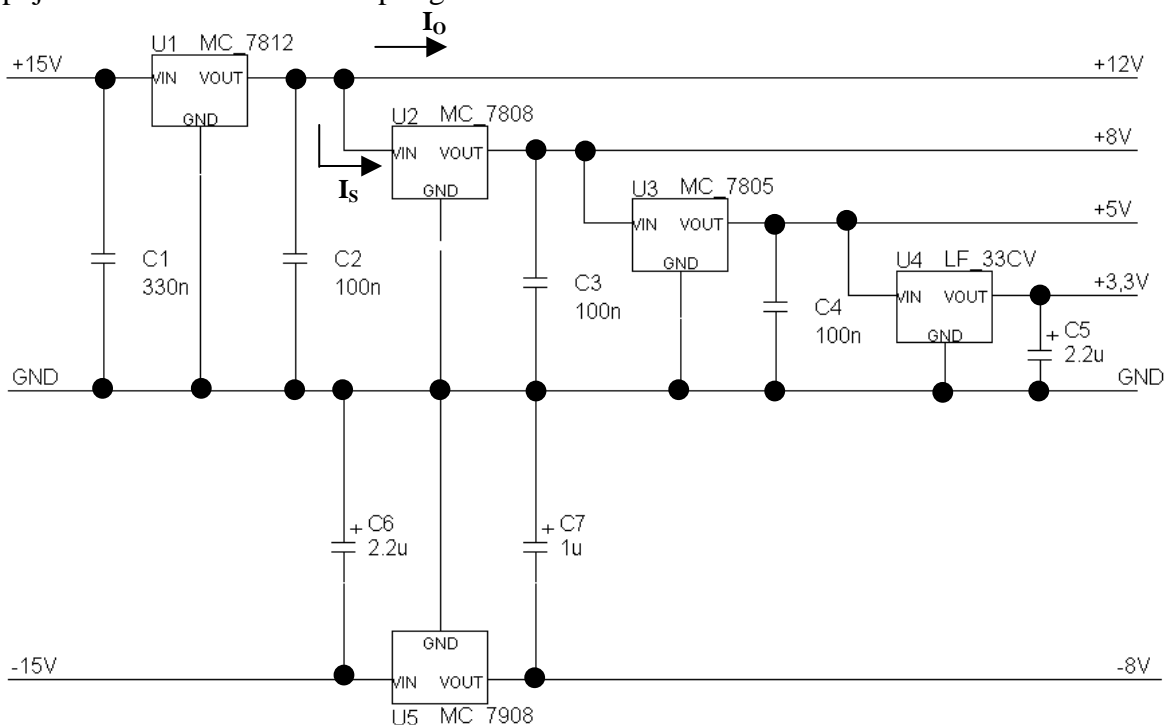
Obr. 7.37: Dále uvádím praktické zapojení třibodového „Low Drop“ stabilizátoru LF33CV spolu s rozmístěním PINů u pouzdra TO-220

Jediné záporné napájecí napětí ve větvi $-8V$ obstaráme standardním stabilizátorem řady 79xx (7908) s maximálním proudovým zatížením na výstupu 1A, opět v pouzdře TO-220. Narozdíl oproti stabilizátorům kladného napětí nejsou záporné stabilizátory určeny pro chod naprázdno. Navíc musíme pro zaručení katalogových údajů zajistit na výstupu odběr minimálně $-5mA$, čehož je v našem případě dosaženo – viz. **Tab. 7.8**. Níže uvádím praktické zapojení třibodového sériového stabilizátoru řady 79xx pro záporné napětí společně s rozmístěním PINů u pouzdra TO-220 na **Obr. 7.38**.



Obr. 7.38: Praktické zapojení třibodového sériového stabilizátoru řady 79xx pro záporné napětí společně s rozmístěním PINů u pouzdra TO-220

U všech stabilizátorů musíme zapojovat filtrační kondenzátory co nejbližší k pouzdru, teprve potom budeme mít zaručeno minimální rušení. Dále uvádím již celkové schéma zapojení stabilizačních obvodů pro generátor $\sin^2 2T/\sin^2 20T$ – viz. **Obr. 7.39**.



Obr. 7.39: Schéma zapojení stabilizačních obvodů generátoru $\sin^2 2T/\sin^2 20T$

Na závěr zde uvádím výpočty předpokládaných výkonových ztrát v jednotlivých větvích stabilizátoru. Ztráty pro daný stabilizátor jsou dány součinem rozdílu potenciálů vstupního a výstupního napětí společně s odebíraným celkovým výstupním proudem. Jelikož se v našem případě jedná o sériové zapojení 4 stabilizátorů v kladné napájecí větvi, budeme muset na výstupu každého stabilizátoru uvažovat tři proudy – I_Q , I_O a I_S , jejichž součtem dostaneme celkový výstupní odběr. Proud I_Q představuje klidový proud stabilizátoru (katalogový údaj), který se přičítá k výstupnímu proudu I_O , odebíranému napájenými obvody v dané větvi. I_S je proud, jenž odebírá sériové spojení zbylých stabilizátorů na výstupu – viz. **Obr. 7.39**. Celkové výstupní proudy pro danou větev jsou tedy dány:

$$I_{LF33} = I_{Q,LF33} + I_{O,LF33} = 5\text{mA} + 43\text{mA} = \underline{48\text{mA}}$$

$$I_{7805} = I_{Q,7805} + I_{O,7805} + I_{S,LF33} = 8\text{mA} + 26\text{mA} + 48\text{mA} = \underline{82\text{mA}}$$

$$I_{7808} = I_{Q,7808} + I_{O,7808} + I_{S,7805} = 8\text{mA} + 192,5\text{mA} + 82\text{mA} = \underline{282,5\text{mA}}$$

$$I_{7812} = I_{Q,7812} + I_{O,7812} + I_{S,7808} = 8\text{mA} + 4\text{mA} + 282,5\text{mA} = \underline{294,5\text{mA}}$$

$$I_{7908} = I_{Q,7908} + I_{O,7908} = -6\text{mA} - 197,5\text{mA} = \underline{-203,5\text{mA}}$$

Celkové výkonové ztráty na jednotlivých stabilizátorech pak budou dány:

$$P_{LF33} = (5\text{V} - 3,3\text{V}) \cdot 0,048\text{A} = \underline{0,0816\text{W}}$$

$$P_{7805} = (8\text{V} - 5\text{V}) \cdot 0,082\text{A} = \underline{0,246\text{W}}$$

$$P_{7808} = (12\text{V} - 8\text{V}) \cdot 0,283\text{A} = \underline{1,132\text{W}}$$

$$P_{7812} = (15\text{V} - 12\text{V}) \cdot 0,295\text{A} = \underline{0,885\text{W}}$$

$$P_{7908} = (-15\text{V} - 8\text{V}) \cdot (-0,204\text{A}) = \underline{1,428\text{W}}$$

Otázkou ale zůstává, zda bude zapotřebí použití chladiče pro odvod tepla z pouzdra polovodičového stabilizátoru? Budeme tedy řešit prostup tepla pouzdem polovodiče do okolí, zda ztrátový výkon P_D přepočtený na teplotu polovodičového přechodu T_J rozptýlíme v dostatečné míře do okolí s teplotou $T_A = 25^\circ\text{C}$. Míru prostupu tepla z polovodičového přechodu do okolí udává tzv. tepelný odpor Q_{JA} [$^\circ\text{C}/\text{W}$] (JA - junction - ambient transition = přechod polovodič - okolí). Pro zvolené pouzdro TO-220 nabývá Q_{JA} hodnoty $60^\circ\text{C}/\text{W}$. Přepočtení vztah mezi tráveným ztrátovým výkonem P_D a teplotou T_J polovodičového stabilizátoru je dán jako:

$$P_D = \frac{T_{J,MAX} - T_A}{Q_{JA}}, \quad (7.17)$$

kde: $T_{J,MAX}$...nejvyšší teplota polovodiče, které může být dosaženo aniž by došlo ke zničení. Křemík má tuto teplotu kolem 150°C . Právě proto volí většina výrobců polovodičových (křemíkových) součástek limitní pracovní teplotu cca. 125°C (jistá rezerva).

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

Ze vztahu 7.17 si snadno odvodíme vzorec pro výpočet teploty přechodu T_J stabilizátoru s největší výkonovou ztrátou (stabilizátor 7908):

$$\underline{T_J} = P_{D,7908} \cdot Q_{JA} + T_A = 1,428W \cdot 60^\circ C/W + 25^\circ C = \underline{\underline{110,7^\circ C}}.$$

Vypočtenou pracovní teplotou „nejzatíženějšího“ stabilizátoru 7908 jsme se sice tak tak, ale vešli do rozmezí pracovních teplot (dle **Tab. 7.9**) => **použití chladiče tedy nebude nutné**. Pro pořádek věci uvádím na konec vybrané katalogové údaje jednotlivých stabilizátorů-viz.**Tab. 7.9**.

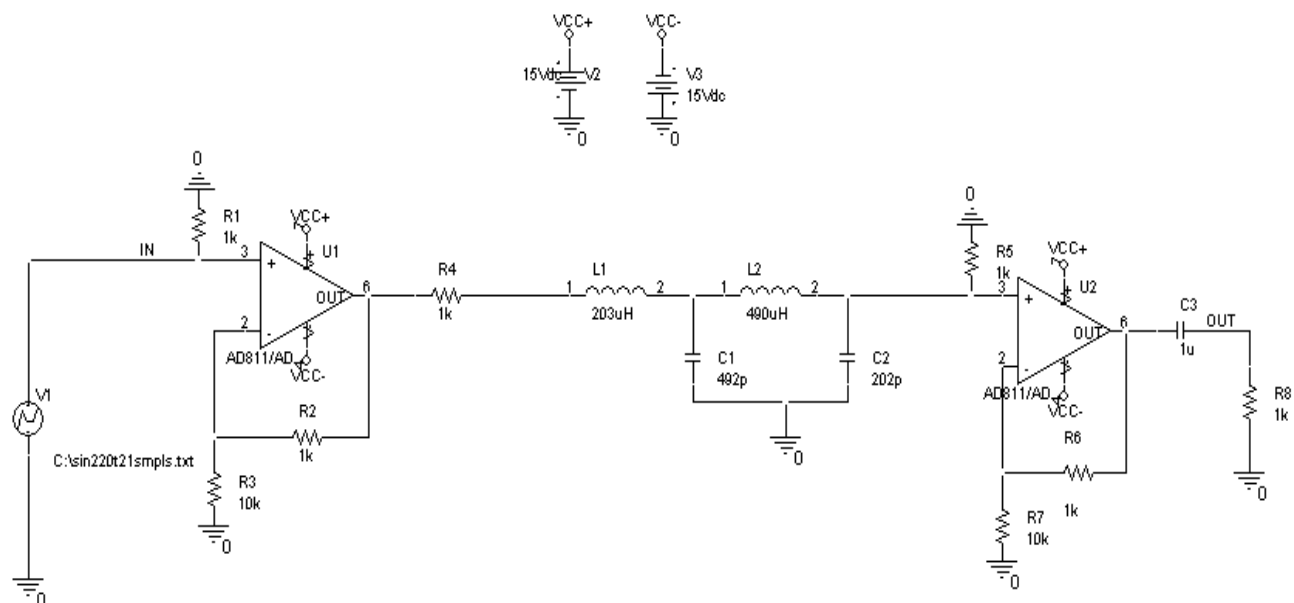
Tab. 7.9: Vybrané katalogové hodnoty jednotlivých stabilizátorů

Údaj	Stabilizátor	LF33CV	7805	7808	7812	7908
Výstupní napětí U_O [V]		3,3	5	8	12	-8
Tolerance výstup. Napětí $d_{U_{out}}$ [%]		6	4	4	4	4
Maximální vstup. Napětí $U_{IN,MAX}$ [V]		16	35	35	35	35
Min. rozdílové napětí $U_{IN} - U_{OUT}$ [V]		0,45	2,0	2,0	2,0	2,0
Klidový proud I_Q [mA]		5	8	8	8	-6
Maximální výstup. Proud $I_{OUT,MAX}$ [A]		1	1	1	1	1
Pracovní teplota $T_{J,MAX}$ [°C]		125	125	125	125	125

8. ZHODNOCENÍ PŘESNOSTI GENEROVANÉHO SIGNÁLU

Kvůli charakteru generovaných signálů $\sin^2 2T / \sin^2 20T$, kdy se jedná o speciální měřící signály pro aplikace TV techniky, je důležitým parametrem přesnost jejich generování. Pro náš účel budu vycházet z literatury [3], kdy pro jejich generování bylo využito 11-ti časových vzorků v 6-ti napěťových úrovních. Dle požadavků, je mým úkolem zlepšení přesnosti generovaných testovacích signálů. Z logické domněnky lze usoudit, že by toho mohlo být dosaženo zvětšením počtu časových vzorků a tím i zvětšením počtu napěťových úrovní na jeden impuls testovacího signálu. Když přihlídneme k hardwarovým možnostem použitého CPLD (XC9536XL-10PC44), jenž má k dispozici max. 36 možných výstupů. Ty představují max. možný počet generovaných napěťových úrovní. S přihlédnutím k těmto okolnostem volím tedy počet časových vzorků 21 v 11-ti napěťových úrovních. Dále bude za úkol pomocí simulace ověřit, k jakému případnému zlepšení přesnosti dojde.

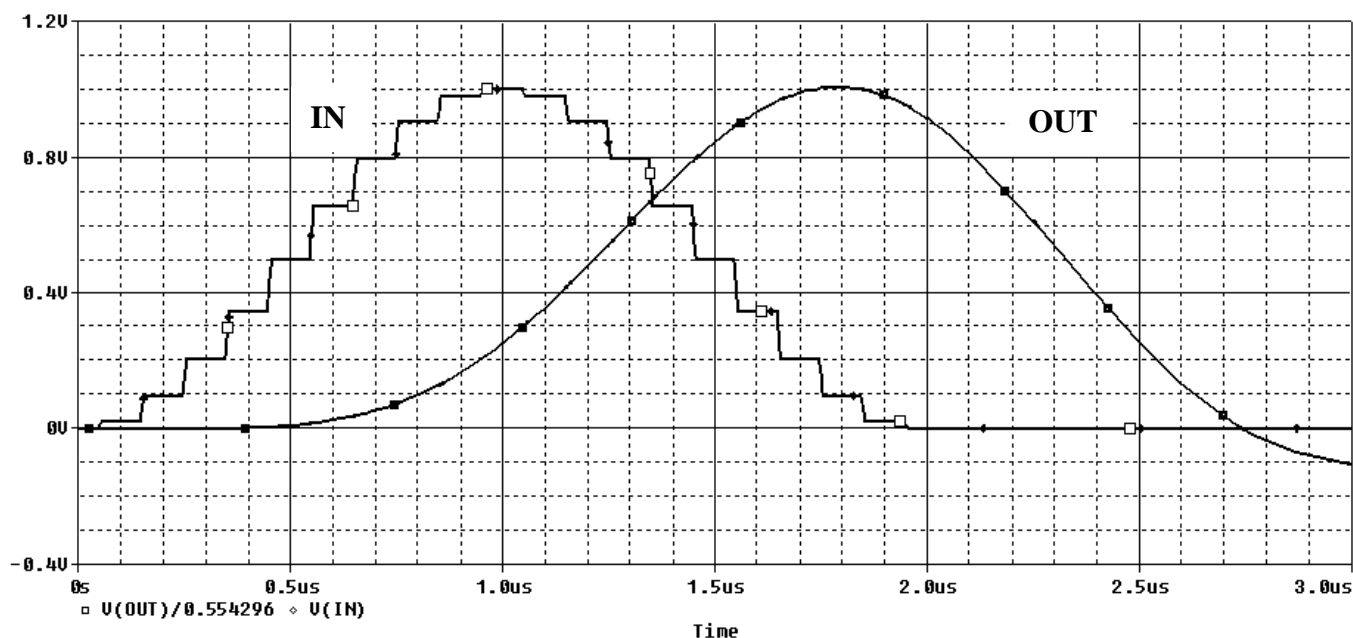
Pro účel simulace bylo zvoleno prostředí programu OrCAD 10.0. Jako zkoumaný signál byla zvolena NF složka $\sin^2 20T$ o standardně definované délce $2\mu\text{s}$. Pro doposud navrženou část obvodu, tj. krystal z něhož vychází taktovací signál 10MHz pro obvod CPLD, dále D/A nelineární rezistorový převodník a výstupní rekonstrukční filtr $s_{f_m}=600\text{kHz}$. Pro tuto posloupnost bloků bylo sestaveno ekvivalentní schéma pro účely simulace – viz **Obr. 8.1**.



Obr. 8.1: Ekvivalentní schéma pro simulaci

Jelikož simulátor OrCAD neumožňuje časově dynamickou, ale pouze statickou analýzu (tj. nelze v něm realizovat postupné vyčítání vzorků z CPLD v rytmu taktu a sledovat na výstupu rekonstrukčního filtru odezvu), byly digitální bloky: krystal \rightarrow obvodu CPLD \rightarrow D/A převodníku nahrazeny analogovým ekvivalentem – zdrojem V_1 . Jedná se o napěťový zdroj po částech lineární (součástka *VPWL*), který má dle zadané cesty v textovém souboru (*.txt) uloženy předem vypočítané, časové a napěťové vzorky odpovídající přibližně průběhu na výstupu D/A převodníku. Pro náš účel je tato náhrada postačující.

Nyní přistupme k samotné simulaci. Srovnávat budeme přesnost aproximace mezi 11ti a 21ti časovými vzorky s referenčním signálem, který má 201 časových vzorků. Ten lze považovat za velmi přesný. Hodnoty pro jednotlivé případy jsem si předem vypočetl a uložil do textového souboru (*.txt). Časový průběh signálu na vstupu *IN* (tj. schodovitá funkce) a výstupu rekonstrukčního filtru *OUT* (tj. vyhlazený průběh) jsou patrné viz. **Obr. 8.2**.



Obr. 8.2: Časový průběh signálu (21 vzorků) na vstupu IN a výstupu rekonstrukčního filtru OUT

Ukazatelem přesnosti pro nás bude střední kvadratická odchylka 11ti a 21 vzorkové aproximace od referenční (tj. 201 vzorkové). Jak je vidět z **Obr. 8.2**, projeví se zde vlastnosti „reálného“ pasivního filtru. Dochází zároveň ke zpoždění a roztažení vstupního signálu na výstupu. Proto, abychom mohli porovnávat signály na kterých se podepsaly stejné „vztažené, reálné“ vlastnosti filtru budeme srovnávat na výstupu filtru stejně zpožděné i roztažené aproximace 11ti, 21ti i referenční 201 vzorkové.

Na výstupu filtru jsem tedy pro dílčí aproximace v 10 náhodných (avšak časově stejných pro jednotlivé aproximace) bodech (t_1 až t_{10}), rozložených „rozumně“ podél celého (nenulového) pulsu odečetl 10 jednotlivých napěťových úrovní (u_1 až u_{10}) pro těchto 10 náhodných bodů u dílčích aproximací.

Tab. 8.1: Odečtené úrovně (u_1 až u_{10}) pro jednotlivé časové vzorky (t_1 až t_{10}) dílčích aproximací

časové vzorky	11-ti vzorková aproximace	21-ti vzorková aproximace	201-ti vzorková aproximace
	u_1 až u_{10} [mV]	u_1 až u_{10} [mV]	u_1 až u_{10} [mV]
t_1	69,437	67,341	66,848
t_2	248,981	247,14	246,624
t_3	570,929	573,879	574,453
t_4	798,849	802,703	803,914
t_5	979,523	983,986	985,055
t_6	939,676	941,266	942,332
t_7	811,391	811,045	811,218
t_8	601,95	597,955	598,205
t_9	302,288	296,175	295,874
t_{10}	90,725	90,013	88,28

Vypocet procentni chyby dilcich aproximaci v programu MathCAD v.12:

$i := 0..9$... indexace dilcich bodu

$n := 10$... celkovy pocet bodu

$$u11 := \begin{pmatrix} 69.43 \\ 248.981 \\ 570.929 \\ 798.849 \\ 979.523 \\ 939.676 \\ 811.391 \\ 601.95 \\ 302.288 \\ 90.725 \end{pmatrix} \quad u21 := \begin{pmatrix} 67.341 \\ 247.14 \\ 573.879 \\ 802.703 \\ 983.986 \\ 941.266 \\ 811.045 \\ 597.955 \\ 296.175 \\ 90.013 \end{pmatrix} \quad u201 := \begin{pmatrix} 66.848 \\ 246.624 \\ 574.453 \\ 803.914 \\ 985.055 \\ 942.332 \\ 811.218 \\ 598.205 \\ 295.874 \\ 88.28 \end{pmatrix}$$

... odedtene napetove urovne [mV] dilcich aproximaci

$$\delta 1_i := \frac{|u11_i - u201_i|}{u201_i} \cdot 100 \quad \dots \text{vypocet procentni chyby pro 11 vzork. aproximaci}$$

$$\Delta 11 := \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^9 (\delta 1_i)^2} \quad \dots \text{vypocet stredni kvadraticke chyby (odhyvky) pro 11 vzork. aproximaci}$$

$\Delta 11 = 1.819$... vysledna procentni chyba pro 11 vzork. aproximaci

	0
0	3.862
1	0.956
2	0.613
3	0.63
4	0.562
5	0.282
6	0.021
7	0.626
8	2.168
9	2.77

$$\delta 2_i := \frac{|u21_i - u201_i|}{u201_i} \cdot 100 \quad \dots \text{vypocet procentni chyby pro 21 vzork. aproximaci}$$

$$\Delta 21 := \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^9 (\delta 2_i)^2} \quad \dots \text{vypocet stredni kvadraticke chyby (odhyvky) pro 21 vzork. aproximaci}$$

$\Delta 21 = 0.708$... vysledna procentni chyba pro 21 vzork. aproximaci

	0
0	0.737
1	0.209
2	0.1
3	0.151
4	0.109
5	0.113
6	0.021
7	0.042
8	0.102
9	1.963

Jak je vidět z výpočtů výsledných procentních chyb, došlo k výraznému zlepšení přesnosti aproximace 21ti vzorkové (více jak dvojnásobnému) oproti 11ti vzorkové. Tímto byla potvrzena počáteční úvaha. Výsledky jsou spíše orientační (resp. demonstrativní), jenž mají dokázat pouze výhodu použití 21ti vzorkové aproximace oproti 11ti vzorkové. Nejsou v nich uvažovány další negativní faktory způsobující možné zkreslení výsledného signálu.

9. ZÁVĚR

Jak bylo již výše uvedeno, cílem této práce je vytvořit konstrukční podklady pro možnou realizaci kombinovaného generátoru měřících signálů $\sin^2 2T$ / $\sin^2 20T$. Byla zvolena kombinovaná forma zapojení, která spojuje výhody digitální realizace (tj. přesnost a jednoduchost) a analogové (tj. pořizovací cenu a menší nároky na výstupní rekonstrukční filtr). Impuls $\sin^2 2T$ bude generován více či méně digitálně a $\sin^2 20T$ kombinovaně, kdy NF jasová složka bude digitální a VF barvonosná jí amplitudově modulovaná (hloubka 100%) analogově na nosnou $f_{BN} = 4,43\text{MHz}$. Toto je základní koncepce navrhovaného obvodu. Konkrétně bude pro digitální část obvodu využito krystalového oscilátoru s taktovacím kmitočtem 60MHz a obvodu CPLD –XC9536XL-10PC44, jenž realizuje dekodér a programovou děličku kmitočtu pro vzorkovací kmitočet 10MHz signálu $\sin^2 20T$. Následujícím blokem v řadě je D/A převodník tvořený rezistorovou nelineární váhovací sítí s přenosem 0,5. Ta byla použita z „úsporných“ požadavků na obvod, jelikož integrovaný D/A převodník by nebyl plně využit a navíc by výslednou cenu zapojení výrazně zvýšil. Podle tolerance zvolených rezistorů převodní sítě se bude také odvíjet přesnost generovaného impulsu. Dalším blokem je výstupní rekonstrukční filtr, který převádí diskretní průběh generovaných impulsů $\sin^2 2T$ / $\sin^2 20T$ na výstupu D/A převodníku na spojité. Neboť mají impulsy poměrně přesně ohraničené spektrum, je možné použití pasivního filtrů nižšího řádu (s útlumem o -3dB v našem případě). Srdcem celého generátoru bude zpětnovazební zapojení krystalem stabilizovaného sinusového oscilátoru s AGC (s OZ), jenž se vyznačuje vysokou kmitočtovou stabilitou (cca. 10^{-6}) díky zpětnovazebnímu zapojení krystalového oscilátoru. Tvarové kmity na jeho výstupu nám budou vytvářet VF nosnou do následujícího bloku AM integrovaného vyváženého modulátoru MC1496. V něm dojde k „promodulování“ s NF složkou impulsu $\sin^2 20T$ a tím dostaneme na výstupu VF složku $\sin^2 20T$. Na závěr je prostřednictvím sumačního zesilovače sečteme a dostaneme požadovaný složený impuls $\sin^2 20T$ pro testování barevných TV a jejich přenosových cest. Impuls $\sin^2 2T$ se používá zejména k hodnocení kvality přenosu u černobílé TV techniky. Otázkou však zůstává, zda tyto speciální měřící signály naleznou uplatnění v moderních digitálních LCD zobrazovací technice ?

V Příloze 2, na závěr této práce uvádím konstrukční podklady pro případnou realizaci generátoru speciálních měřících signálů $\sin^2 2T$ / $\sin^2 20T$. Lze v nich nalést úplné schéma zapojení generátoru, rozložení součástek na desce, samotnou desku plošných spojů (DPS) v měřítku 1:1 ze dvou pohledů (ze strany součástek a strany spojů) a rozpisku použitých součástek. Podklady byly vyhotoveny v prostředí designerského softwaru EAGLE v.4.16 rel.2. Zdrojové soubory příkládám na CD. Návrh desky byl proveden pro jednostranné rozmístění součástek a oboustranné vedení cestiček, přičemž napájení obvodů (U_{CC}) a země (GND) je vedeno zejména na straně součástek a signálové cesty vespod. Na několika místech bylo použito propojek z horní vrstvy součástek na dolní vrstvu signálových spojů. Deska má vyvedeny výstupní signály $\sin^2 2T$ / $\sin^2 20T$ prostřednictvím BNC konektorů a k nim příslušné regulační potenciometry amplitudy impulsů do cca. 1V. Prostřednictvím dvupolohového páčkového přepínače lze volit jeden z možných generovaných měřících impulsů $\sin^2 2T$ / $\sin^2 20T$. Celý obvod je navržen pro symetrické napájení $\pm 15\text{V}$ z laboratorního zdroje. Různorodá napájecí napětí pro jednotlivé použité integrované obvody jsou zajištěna prostřednictvím sériového spojení třibodových stabilizátorů pro maximální výstupní proud 1A.

PŘÍLOHA 1

Zdrojový kód programu realizované funkce dekodéru (+ podrobný komentář) v jazyku VHDL z prostředí simulačního programu ISE Webpack (fy Xilinx):

```

1  --library IEEE;
2  --use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
3  --use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
4  --use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
5  -----
6  --entity Sin220T is
7  --    Port ( clk_60  : in  STD_LOGIC; -- taktovací kmitocet 60MHz
8  --          reset   : in  STD_LOGIC; -- asynchroni reset CPLD
9  --          clk_sel  : in  STD_LOGIC; -- selekce takt. kmitocetu 60/10MHz
10 --          data    : out STD_LOGIC_VECTOR (11 downto 1)); -- vystupni data
11 --end Sin220T;
12 -----
13 --architecture Behavioral of Sin220T is
14 --    SIGNAL data_int  : std_logic_vector(11 DOWNT0 1); -- vnitřní signal dat
15 --    SIGNAL cnt       : std_logic_vector(2 DOWNT0 1) := "00"; -- signal pro citani
16 --    SIGNAL clk_int   : std_logic; -- vnitřni taktovací signal
17 --    SIGNAL clk_10    : std_logic := '0'; -- vnitřní taktovací signal 10MHz
18 --begin
19 --
20 --    PROCESS (clk_60) BEGIN      -- delicka kmitocetu 6:1, realizovana 2-bit. scitackou
21 --        IF clk_60'event AND clk_60 = '1' THEN      -- aktivace na nastupnou hranu taktu
22 --            IF cnt = 2 THEN                          -- podminka: Pokud se cnt=2,
23 --                cnt <= (OTHERS => '0');             -- pak vynuluj cnt
24 --                clk_10 <= NOT clk_10;               -- a zmen clk_10.
25 --            ELSE                                     -- Jinak
26 --                cnt <= cnt + 1;                     -- inkrementuj cnt.
27 --            END IF;
28 --        END IF;
29 --    END PROCESS;
30 --
31 --clk_int <= clk_60 WHEN clk_sel = '1' ELSE          -- multiplexer pro selekci takt. kmitocetu
32 --    clk_10;                                         -- log."1"= 60MHz; log"0"=10MHz
33 --
34 --

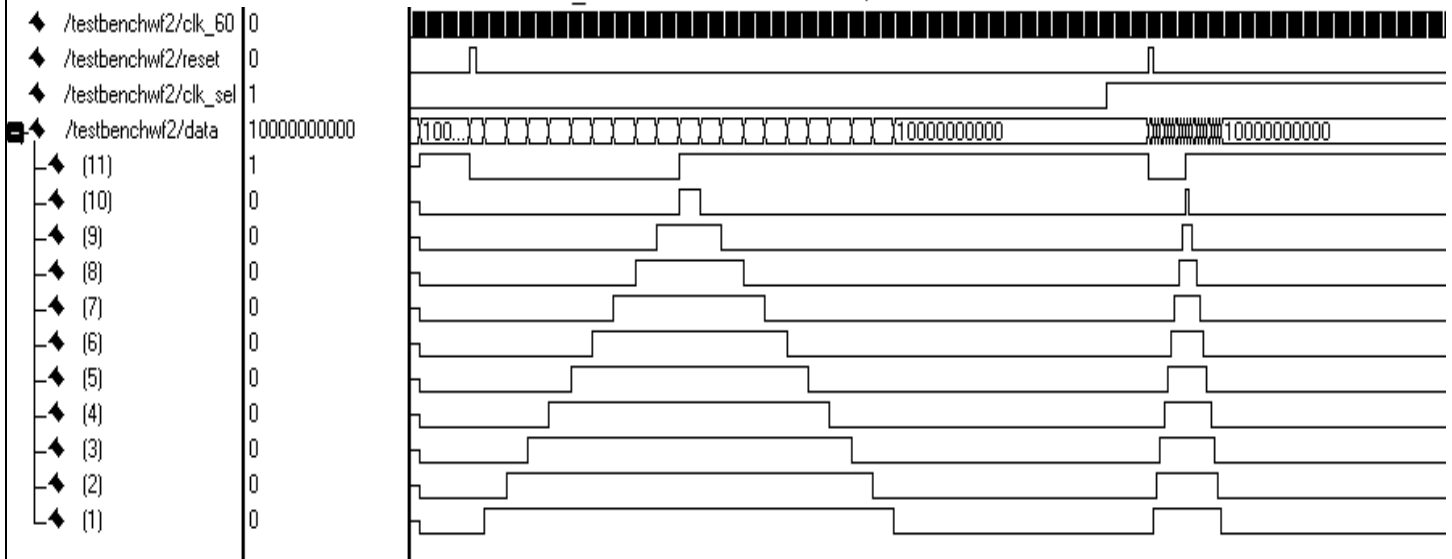
```

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

```

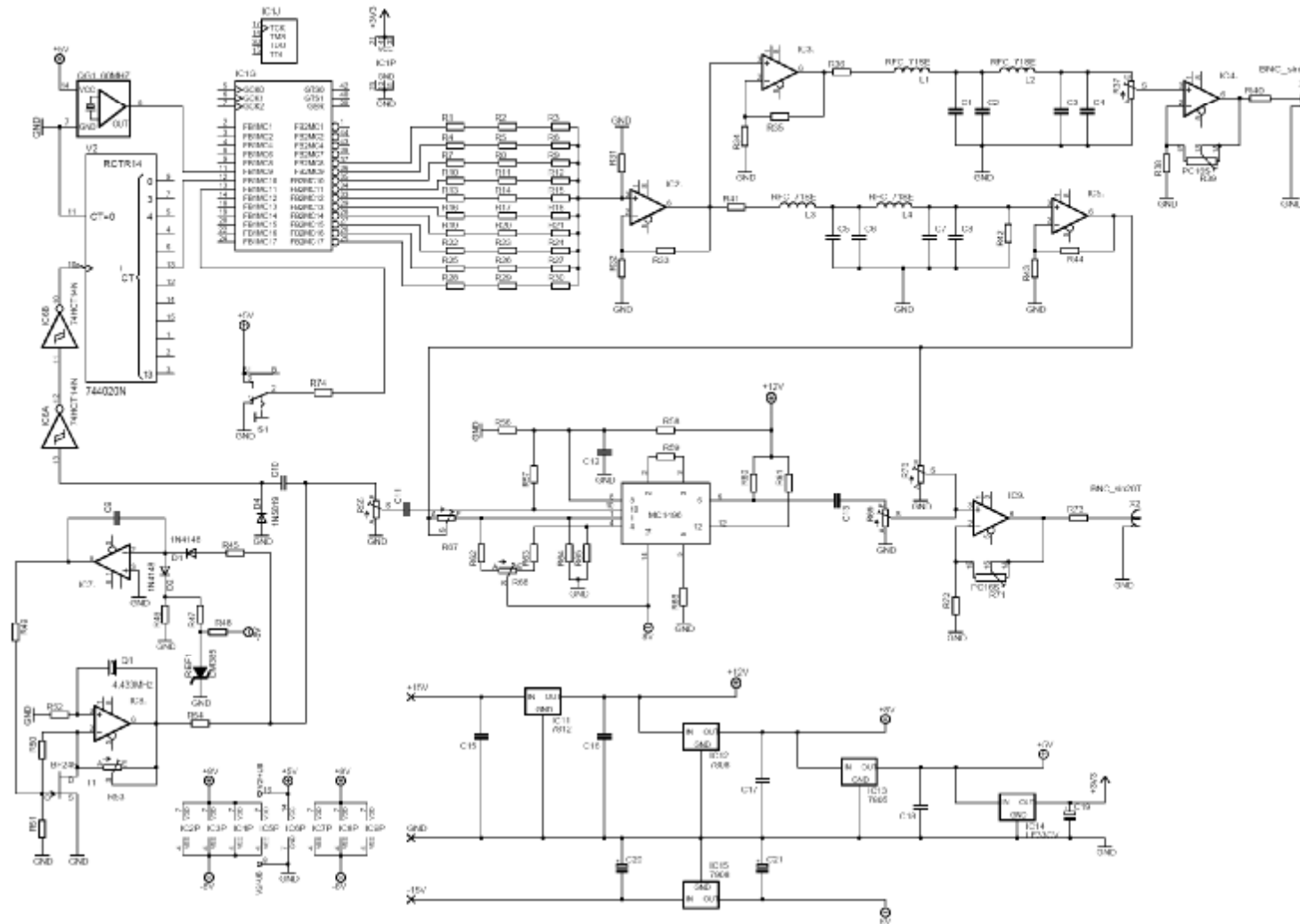
35 --PROCESS(clk_int, reset) BEGIN                                -- realizace kodu vystupnich dat
36 --   IF ( reset = '1') THEN                                    -- aktivace resetu (nulovani) CPLD
37 --     data_int <= "000000000000";                             -- vynulovani vystupu CPLD
38 --   ELSIF ( clk_int'event AND clk_int = '1') THEN            -- aktivace na nastupnou hranu taktu
39 --     CASE data_int IS                                         -- pravdivostni tabulka vystupnich dat
40 --       WHEN "000000000000" => data_int <= "000000000001";
41 --       WHEN "000000000001" => data_int <= "000000000011";
42 --       WHEN "000000000011" => data_int <= "000000000111";
43 --       WHEN "000000000111" => data_int <= "000000001111";
44 --       WHEN "000000001111" => data_int <= "000000011111";
45 --       WHEN "000000011111" => data_int <= "000000111111";
46 --       WHEN "000000111111" => data_int <= "000001111111";
47 --       WHEN "000001111111" => data_int <= "000111111111";
48 --       WHEN "000111111111" => data_int <= "001111111111";
49 --       WHEN "001111111111" => data_int <= "111111111111";
50 --       WHEN "111111111111" => data_int <= "101111111111";
51 --       WHEN "101111111111" => data_int <= "100111111111";
52 --       WHEN "100111111111" => data_int <= "100011111111";
53 --       WHEN "100011111111" => data_int <= "100001111111";
54 --       WHEN "100001111111" => data_int <= "100000111111";
55 --       WHEN "100000111111" => data_int <= "100000011111";
56 --       WHEN "100000011111" => data_int <= "100000001111";
57 --       WHEN "100000001111" => data_int <= "100000000111";
58 --       WHEN "100000000111" => data_int <= "100000000011";
59 --       WHEN "100000000011" => data_int <= "100000000001";
60 --       WHEN "100000000001" => data_int <= "100000000000";
61 --       WHEN "100000000000" => data_int <= "100000000000";
62 --       WHEN OTHERS => data_int <= "100000000000";

```



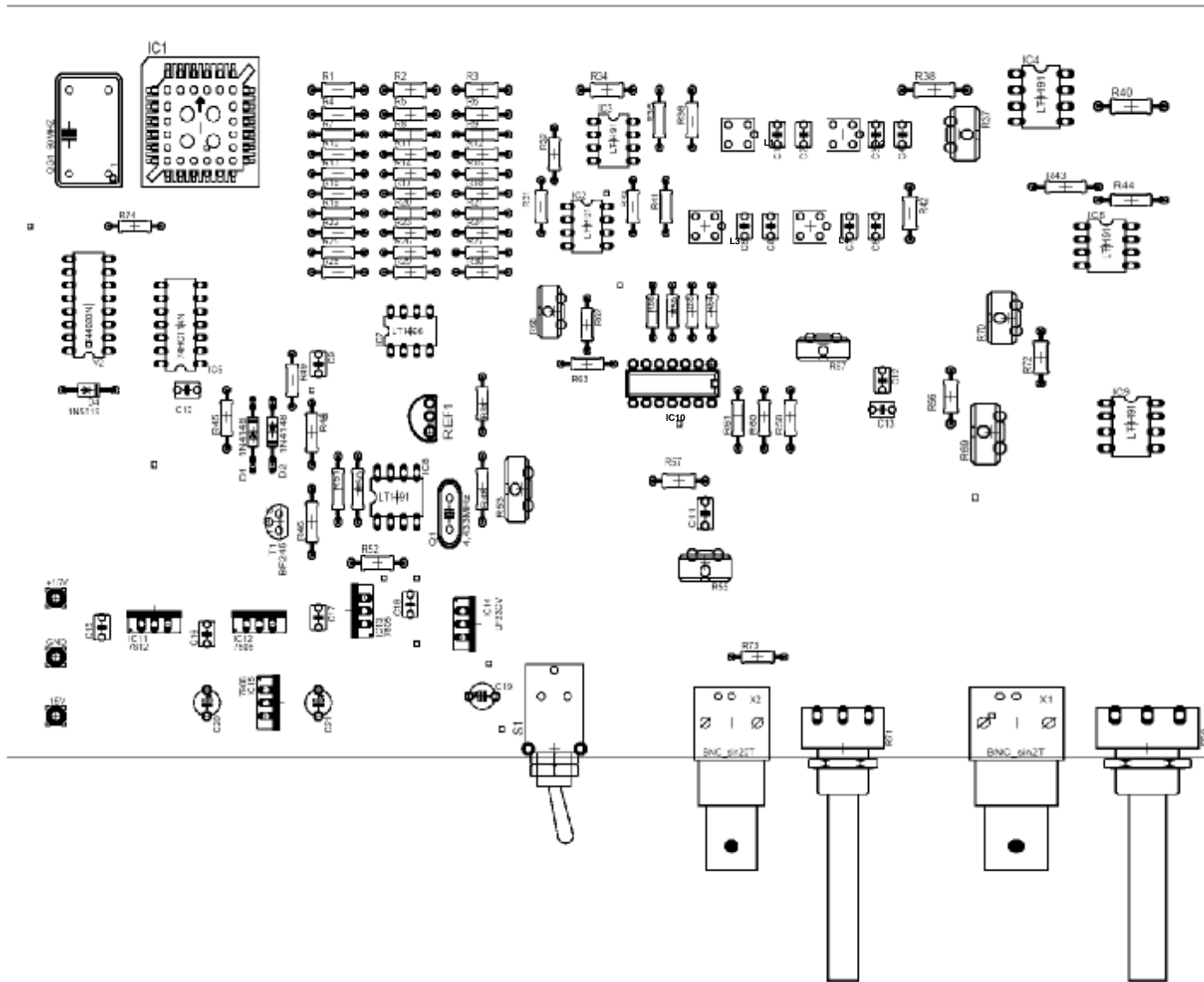
Časové průběhy impulsů $\sin^2 20T$ / $\sin^2 2T$ v prostředí grafického rozhraní programu ModelSim 6.2c (fy Xilinx):

PŘÍLOHA 2



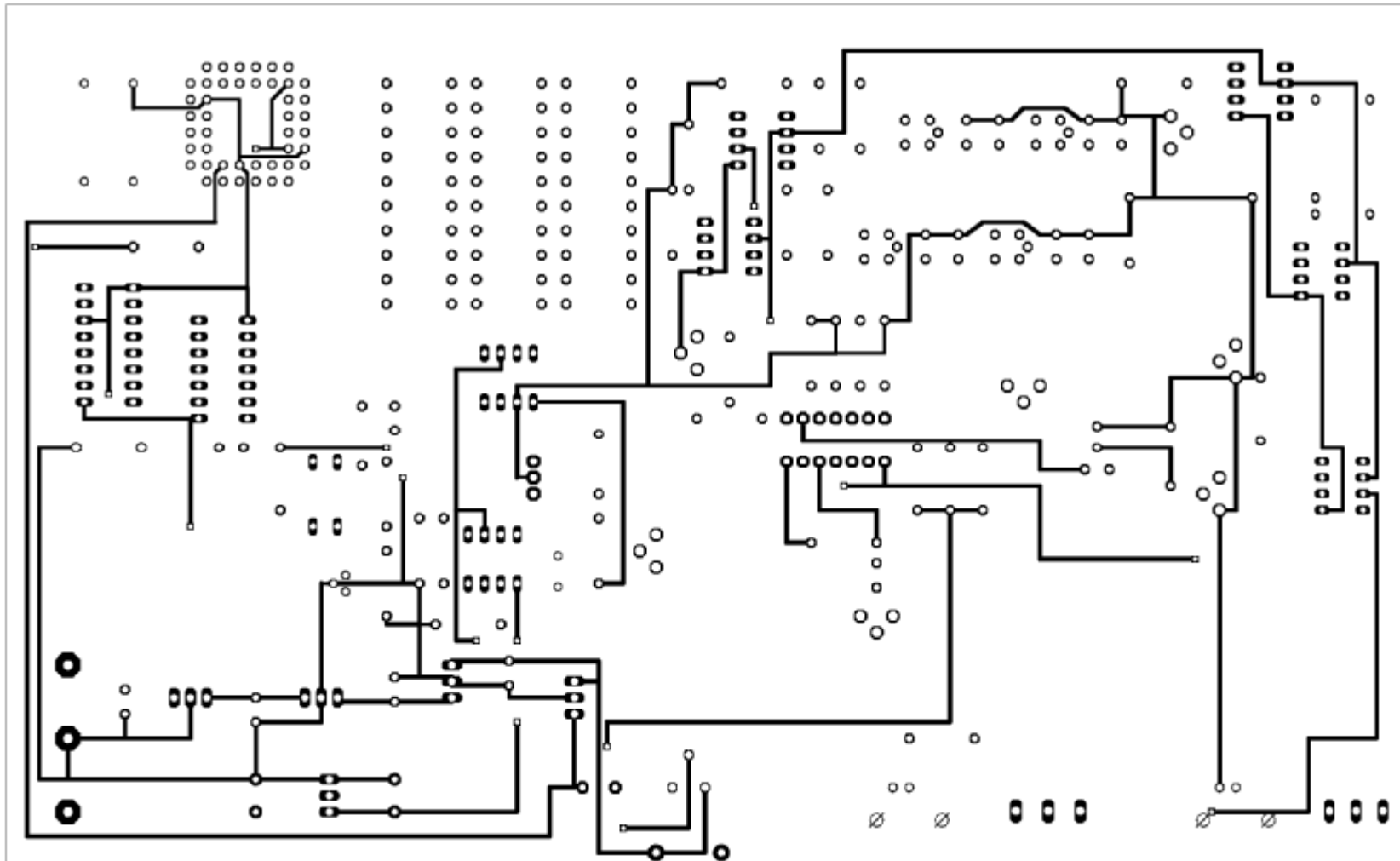
Úplné schéma zapojení generátoru $\sin^2 20T/ \sin^2 2T$

Generátory měřicích signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$



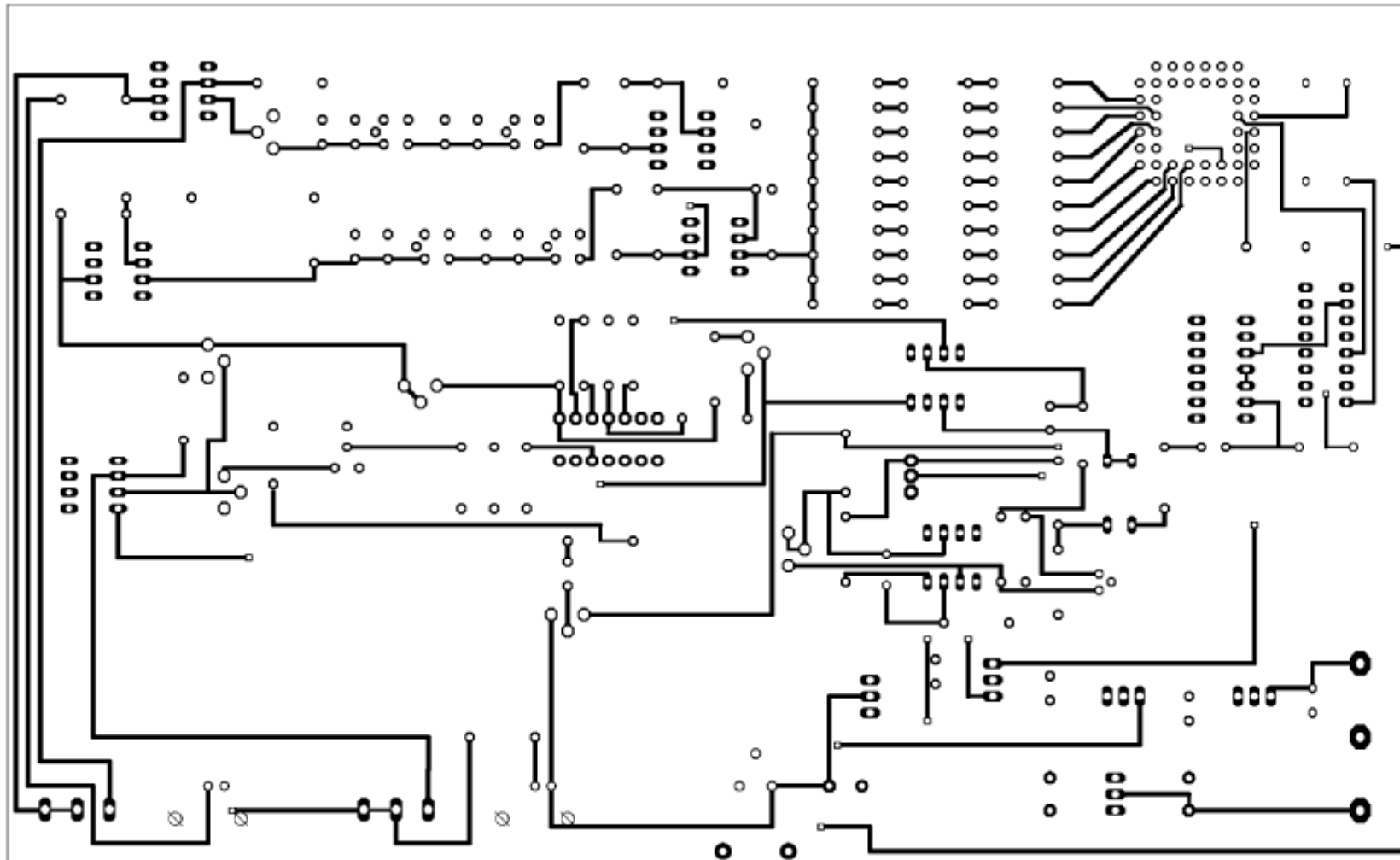
Rozložení součástek na DPS

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$



DPS v měřítku 1:1 ze strany součástek -TOP

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$



DPS v měřítku 1:1 ze strany spojů -BOTTOM

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

Rozpiska součástek:

Značka	Typ	Hodnota	Poznámka
C1	keramický kondenzátor, 10%	330pF	rozměr 30x50
C2	keramický kondenzátor, 10%	120pF	rozměr 30x50
C3	keramický kondenzátor, 10%	150pF	rozměr 30x50
C4	keramický kondenzátor, 10%	39pF	rozměr 30x50
C5	keramický kondenzátor, 10%	470pF	rozměr 30x50
C6	keramický kondenzátor, 10%	22pF	rozměr 30x50
C7	keramický kondenzátor, 20%	180pF	rozměr 30x50
C8	keramický kondenzátor, 10%	22pF	rozměr 30x50
C9	keramický kondenzátor, 20%	470nF	rozměr 30x50
C10	keramický kondenzátor, 5%	47pF	rozměr 30x50
C11	keramický kondenzátor, 20%	100nF	rozměr 30x50
C12	keramický kondenzátor, 20%	100nF	rozměr 30x50
C13	keramický kondenzátor, 5%	47pF	rozměr 30x50
C15	keramický kondenzátor, 5%	330nF	rozměr 30x50
C16	keramický kondenzátor, 20%	100nF	rozměr 30x50
C17	keramický kondenzátor, 20%	100nF	rozměr 30x50
C18	keramický kondenzátor, 20%	100nF	rozměr 30x50
C19	tantalový kondenzátor - rad., 35V	2,2uF	kapkový, 20%
C20	tantalový kondenzátor - rad., 35V	2,2uF	kapkový, 20%
C21	tantalový kondenzátor - rad., 35V	1uF	kapkový, 20%
D1	1N4148		dioda 100V/0,2A
D2	1N4148		dioda 100V/0,2A
D4	1N5819		Schott. Dioda 40V/1A
IC1	XC9536-44		CPLD v PLCC-S44
IC2	LT1191		OZ v DIL08
IC3	LT1191		OZ v DIL08
IC4	LT1191		OZ v DIL08
IC5	LT1191		OZ v DIL08
IC6	74HC14N		Schmitt. CMOS v DIL14
IC7	LT1006		OZ v DIL08
IC8	LT1191		OZ v DIL08
IC9	LT1191		OZ v DIL08
IC10	MC1496		modul. v DIL14
IC11	7812		stab. v TO-220
IC12	7808		stab. v TO-220
IC13	7805		stab. v TO-220
IC14	LF33CV		stab. v TO-220
IC15	7908		stab. v TO-220
L1	RFC_71SE	1,87uH	L sada 16nH -1mH
L2	RFC_71SE	4,52uH	L sada 16nH -1mH
L3	RFC_71SE	203uH	L sada 16nH -1mH
L4	RFC_71SE	490uH	L sada 16nH -1mH
Q1	krystalový oscilátor	4,433619MHz	Q v HC49/S
QG1_60MH	krystalový oscilátor	60MHz	QG v DIL14S
R1	metalizovaný rezistor do 1W	36k	rozměr 0207/10, 1%
R2	metalizovaný rezistor do 1W	5k6	rozměr 0207/10, 1%
R3	metalizovaný rezistor do 1W	30R	rozměr 0207/10, 1%
R4	metalizovaný rezistor do 1W	13k	rozměr 0207/10, 1%
R5	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R6	metalizovaný rezistor do 1W	51R	rozměr 0207/10, 1%
R7	metalizovaný rezistor do 1W	8k2	rozměr 0207/10, 1%
R8	metalizovaný rezistor do 1W	750R	rozměr 0207/10, 1%
R9	metalizovaný rezistor do 1W	20R	rozměr 0207/10, 1%

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

R10	metalizovaný rezistor do 1W	6k8	rozměr 0207/10, 1%
R11	metalizovaný rezistor do 1W	330R	rozměr 0207/10, 1%
R12	metalizovaný rezistor do 1W	24R	rozměr 0207/10, 1%
R13	metalizovaný rezistor do 1W	6k2	rozměr 0207/10, 1%
R14	metalizovaný rezistor do 1W	200R	rozměr 0207/10, 1%
R15	metalizovaný rezistor do 1W	10R	rozměr 0207/10, 1%
R16	metalizovaný rezistor do 1W	6k2	rozměr 0207/10, 1%
R17	metalizovaný rezistor do 1W	180R	rozměr 0207/10, 1%
R18	metalizovaný rezistor do 1W	27R	rozměr 0207/10, 1%
R19	metalizovaný rezistor do 1W	6k8	rozměr 0207/10, 1%
R20	metalizovaný rezistor do 1W	330R	rozměr 0207/10, 1%
R21	metalizovaný rezistor do 1W	16R	rozměr 0207/10, 1%
R22	metalizovaný rezistor do 1W	8k2	rozměr 0207/10, 1%
R23	metalizovaný rezistor do 1W	750R	rozměr 0207/10, 1%
R24	metalizovaný rezistor do 1W	10R	rozměr 0207/10, 1%
R25	metalizovaný rezistor do 1W	13k	rozměr 0207/10, 1%
R26	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R27	metalizovaný rezistor do 1W	30R	rozměr 0207/10, 1%
R28	metalizovaný rezistor do 1W	39k	rozměr 0207/10, 1%
R29	metalizovaný rezistor do 1W	2k4	rozměr 0207/10, 1%
R30	metalizovaný rezistor do 1W	180R	rozměr 0207/10, 1%
R31	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R32	metalizovaný rezistor do 1W	10k	rozměr 0207/10, 1%
R33	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R34	metalizovaný rezistor do 1W	10k	rozměr 0207/10, 1%
R35	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R36	metalizovaný rezistor do 1W	100R	rozměr 0207/10, 1%
R37	odporový trimr - rad.	100R	PT10S
R38	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R39	potenciometr lineární	50k	PC16S
R40	metalizovaný rezistor do 1W	68R	rozměr 0207/10, 1%
R41	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R42	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R43	metalizovaný rezistor do 1W	10k	rozměr 0207/10, 1%
R44	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R45	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R46	metalizovaný rezistor do 1W	1k5	rozměr 0207/10, 1%
R47	metalizovaný rezistor do 1W	5k	rozměr 0207/10, 1%
R48	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R49	metalizovaný rezistor do 1W	10k	rozměr 0207/10, 1%
R50	metalizovaný rezistor do 1W	10k	rozměr 0207/10, 1%
R51	metalizovaný rezistor do 1W	10k	rozměr 0207/10, 1%
R52	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R53	odporový trimr - rad.	100R	PT10S
R54	metalizovaný rezistor do 1W	50k	rozměr 0207/10, 1%
R55	odporový trimr - rad.	100k	PT10S
R56	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R57	metalizovaný rezistor do 1W	51R	rozměr 0207/10, 1%
R58	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R59	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R60	metalizovaný rezistor do 1W	3k9	rozměr 0207/10, 1%
R61	metalizovaný rezistor do 1W	3k9	rozměr 0207/10, 1%
R62	metalizovaný rezistor do 1W	10k	rozměr 0207/10, 1%
R63	metalizovaný rezistor do 1W	10k	rozměr 0207/10, 1%
R64	metalizovaný rezistor do 1W	51R	rozměr 0207/10, 1%
R65	metalizovaný rezistor do 1W	51R	rozměr 0207/10, 1%

Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$

R66	metalizovaný rezistor do 1W	6k8	rozměr 0207/10, 1%
R67	odporový trimr - rad.	47k	PT10S
R68	odporový trimr - rad.	47k	PT10S
R69	odporový trimr - rad.	100k	PT10S
R70	odporový trimr - rad.	100k	PT10S
R71	potenciometr lineární	50k	PC16S
R72	metalizovaný rezistor do 1W	1k	rozměr 0207/10, 1%
R73	metalizovaný rezistor do 1W	68R	rozměr 0207/10, 1%
R74	metalizovaný rezistor do 1W	220R	rozměr 0207/10, 1%
REF1	LM385		reference 2,5V
S1	páčkový přepínač		dvoupolohový
T1	tranz. BF245		FET v TO-92
V2	74HC4020N		asyn. čítač v DIL16
X1	BNC - Z 50R		konektor
X2	BNC - Z 50R		konektor

REFERENČNÍ LITERATURA A WEBOVÉ ODKAZY:

Literatura:

- [1] PTÁČEK, M. *Přenosové soustavy barevné televize*. NADAS Praha, 1984.
- [2] SVATOŠ, J. *Elektronika televizních zařízení*. Skriptum FEL ČVUT Praha, 1994.
- [3] RÝPAR, J. *Generátor měřícího signálu $\sin^2 20T$* . Diplomová práce FEKT VUT VUT Brno, 2003.
- [4] KOLOUCH, J. *Programovatelné logické obvody*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2005. Dostupné v lokální síti VUT.
- [5] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2002. Dostupné v lokální síti VUT.
- [6] BIOLEK, D. *Analogové elektronické obvody*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2007. Dostupné v lokální síti VUT.
- [7] VRBA, R. *Teorie vzájemného převodu analogového a číslicového signálu*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2006. Dostupné v lokální síti VUT.
- [8] MAZÁNEK, D. *Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$* . Semestrální projekt 1 FEKT VUT, 2006.
- [9] MAZÁNEK, D. *Generátory měřících signálů $\sin^2 20T$ a $\sin^2 2T$* . Semestrální projekt 2 FEKT VUT, 2007.

Web:

- [10] UREL, FEKT VUT. *Pokyny k vypracování Diplomové práce*. Brno, 2008. Dostupné z WWW: http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_documents/studium/mag/Pokyny_MM2E.pdf
- [11] GM Electronic spol. s.r.o. *Webové stránky firmy*. Elektronický katalog součástek pro elektroniku. Praha, 2007. Dostupné z WWW: <http://www.gme.cz/>
- [12] GES Electronics, a.s. *Webové stránky firmy*. Elektronický katalog součástek pro elektroniku. Plzeň, 2008. Dostupné z WWW: <http://www.ges.cz/>
- [13] PanWiki. *Univerzální elektronická učebnice*. Provozovatel: Jakub Šerých, 2008. Dostupné z WWW: <http://panwiki.panska.cz/>
- [14] Elektronický katalog datasheetů součástek. *Webové stránky poskytovatele*. 2008. Dostupné na : <http://www.alldatasheet.com/>
- [15] Xilinx US. *Webové stránky firmy*. Datasheety (aplikační, konstrukční) k CPLD XC9536. San Jose, 2007. Dostupné z WWW: http://www.xilinx.com/products/silicon_solutions/cplds/
- [16] Linear Technology US. *Webové stránky firmy*. Datasheety (aplikační, konstrukční) k LT1006 a LT1191. San Jose, 2008. Dostupné z WWW: <http://www.linear.com/>
- [17] ICM, Inc. US. *Webové stránky firmy*. Datasheety (aplikační, konstrukční) ke krystalovým oscilátorům. Oklahoma, 2008. Dostupné z WWW: <http://www.icmfg.com/>
- [18] AVX Online US. *Webové stránky firmy*. Software kompatibilní s jazykem Spice. Myrtle Beach, 2008. Dostupné z WWW: http://www.avx.com/wwsd_main.asp

Obsah:

1. ÚVOD	9
2. MĚŘENÍ SIGNÁLŮ BAREVNÉ TELEVIZE V PŘENOSOVÉ SÍTI	9
3. ZKUŠEBNÍ SIGNÁLY TVARU $\sin^2 T$ (resp. $\sin^2 2T$) a $\sin^2 20T$	10
3.1 Vlastnosti speciálních měřících signálů $\sin^2 T$ (resp. $\sin^2 2T$).....	10
3.2 Vlastnosti speciálních měřících signálů $\sin^2 20T$	11
4. VYHODNOCENÍ ZKRESLENÍ IMPULSU $\sin^2 20T$	13
5. MOŽNOSTI REALIZACE GENERÁTORŮ $\sin^2 2T$ a $\sin^2 20T$	16
5.1 Ryze analogová realizace generátoru.....	16
5.2 Ryze digitální realizace generátoru.....	17
5.3 Kombinovaná realizace generátoru.....	17
6. NAVRHOVANÉ DETAILNÍ BLOKOVÉ SCHÉMA GENERÁTORU $\sin^2 2T$ a $\sin^2 20T$.....	18
7. REALIZACE DÍLČÍCH BLOKŮ.....	20
7.1 Blok generátoru taktovacích impulsů.....	20
7.2 Blok dekodéru.....	21
7.3 Blok D/A převodníku.....	26
7.4 Blok výstupního rekonstrukčního filtru.....	30
7.5 Blok generátoru harmonického signálu.....	33
7.6 Blok tvarovače a děliče kmitočtu.....	39
7.7 Blok AM modulátoru.....	43
7.8 Blok sumačního zesilovače.....	50
7.9 Stabilizační obvody napájení.....	53
8. ZHODNOCENÍ PŘESNOSTI GENEROVANÉHO SIGNÁLU.....	59
9. ZÁVĚR.....	62
PŘÍLOHA 1.....	63
Zdrojový kód programu realizované funkce dekodéru.....	63
Časové průběhy impulsů $\sin^2 20T/ \sin^2 2T$	64
PŘÍLOHA 2.....	65
Úplné schéma zapojení generátoru.....	65
Rozmístění součástek na DPS.....	66
DPS ze strany součástek.....	67
DPS ze strany spojů.....	68
Rozpiska součástek.....	69
REFERENČNÍ LITERATURA A WEBOVÉ ODKAZY.....	73

