

Generátor pilotních signálů zvuku systémů PAL B, G, D, K

R. Linhart¹

¹ Katedra aplikované elektroniky, Fakulta elektrotechnická, ZČU v Plzni,
Univerzitní 26, Plzeň

E-mail : rlinhart@kae.zcu.cz

Anotace:

Článek popisuje návrh generátoru pilotních signálů pro automatickou identifikaci a nastavení režimu zvukového dekodéru TV přijímačů. Generátor může být použit pro tvorbu signálu se stereofonním a duálním zvukovým doprovodem odpovídajícím normě PAL B, G, D, K. Potřebné signály jsou generovány digitálně a fázově zavěšeny na kmitočet řádkové synchronizace. Do analogové podoby signály převádí zvláštní typ digitálně analogového převodníku. Následuje filtrace nežádoucích složek signálu a vytvoření pilotního signálu pomocí analogové násobičky.

This paper describes a design of a pilot signal generator, which is used for automatic recognition and setting of a TV sound decoder mode at TV sets. This generator can be used to produce a TV signal with stereo or dual sound service, corresponding to standards PAL B, G, D K. All signals needed are generated by digital circuit and their phase is locked to horizontal deflection frequency. Signals are converted to analog domain by an uncommon kind of digital to analog converter. In next step, unwanted products are removed from signals and the pilot signal is created using an analogue multiplier.

ÚVOD

Popisovaný problém je motivován potřebou vytvoření plnohodnotného televizního signálu, v přeloženém kmitočtovém pásmu, odpovídajícího co nejméně zvolenému druhu normy PAL. Tento signál je stále potřeba v některých speciálních případech privátních televizních sítí, kde jsou provozovány již digitální zdroje signálu, ovšem přijímače jsou a s delší perspektivou budou stále analogové.

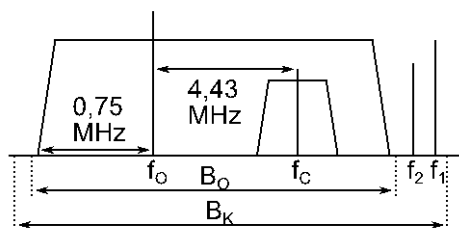
Zatímco obrazový signál lze snadno vytvořit pomocí dodnes vyvíjených a vyráběných jednočipových modulátorů, problém nastává v přenosu stereofonního zvuku. Tato funkce je u zmíněných modulátorů opomíjena, důvodem je patrně velká rozmanitost používaných systémů, nedostatečně velká, nebo opožděná rozšířenost stereofonního vysílání a k tomu potřebného vybavení, nebo představa o použití jednočipového modulátoru pouze jako nouzového doplňku přístrojů, bez složitějších funkcí.

Postup tvorby pilotního signálu je zvolen s ohledem na zadání, které vylučuje použití programovatelných obvodů, z důvodu ušetření výrobního kroku spojeného s jejich programováním. Naopak povolené je použití jednoduchých logických obvodů základních řad, doplněných o složitější sekvenční obvody. Není povoleno používat ani příliš drahé speciální analogové nebo kombinované speciální obvody.

STRUKTURA SIGNÁLU PAL

Základní šířka kanálového rastru je uvažována 7, nebo 8 MHz, což zahrnuje jasovou a barvosnou

složku obrazového signálu, zvukový signál, a ochranné pásmo mezi kanály. Jasová složka obrazového signálu je přenášena negativně, modulací VSB, s částečně potlačenou nosnou a nižším postranním pásmem. Obraz je přenášán s prokládáním, v 625 řádkách, frekvencí 50 pulsů za sekundu. Na subnosné frekvenci $f_C = 4,43361875$ MHz se přenáší barvosný signál, modulovaný kvadrurní amplitudovou modulací. Kmitočtové uspořádání televizního signálu je znázorněno na obr. 1, hodnoty vybraných parametrů pro jednotlivé požadované varianty systému PAL, jsou uvedeny v tab. 1.



Obr. 1: Struktura televizního signálu PAL v přeloženém pásmu.

Zvuk je přenášán v systému PAL verzi B, G, D, K frekvenční modulací, se zdvihem 30 kHz, na dvou dílčích subnosných. Hlavní subnosná zvuku f_1 přenáší vždy monofonní verzi zvukového doprovodu (L+P), z důvodu zpětné kompatibility s monofonními přijímači. Pomocná subnosná f_2 může být použita k přenosu rozdílové složky stereofonního zvukového signálu (2R nebo L-R), nebo pro přenos duálního zvukového doprovodu. Pro usnadnění rozlišení jednotlivých dílčích nosných je amplituda f_1 potlačena o 13 dB a amplituda f_2 o 20 dB vůči (hlavní) nosné obrazu.

Tab. 1: Parametry variant B, G, D, K systému PAL.

$p.v.$	B	G	D	K
B_K MHz	7	8	8	8
B_O MHz	5	5	6	6
f_1 MHz	5,5	5,5	6,5	6,5
f_2 MHz	5,742	5,742	6,258	6,258

Pomocná subnosná je v přijímači identifikována pomocí pilotního signálu, který je přidáván zdvihem 2 kHz k přenášenému signálu na této subnosné. Pilotní signál je tvořen násobkem

$$f_P = 3,5 \cdot f_H \doteq 54,6875 \text{ kHz}, \quad (1)$$

kde f_H značí frekvenci řádkového rozkladu 15625 Hz. Amplituda pilotního signálu je hloubkou 50 % modulována násobkem

$$f_{SS} = f_H / 133 \doteq 117,5 \text{ Hz}, \quad (2)$$

v případě přenosu složky stereofonního zvukového doprovodu nebo násobkem

$$f_{SD} = f_H / 57 \doteq 274,1 \text{ Hz}, \quad (3)$$

při přenosu duálního zvukového doprovodu. Tento způsob signalizace umožňuje automatické přepínání režimů zvukového dekodéru v přijímači. Všechny složky pilotního signálu musí být fázově synchronizovány se skutečným signálem f_H .

GENERÁTOR PILOTNÍHO SIGNÁLU

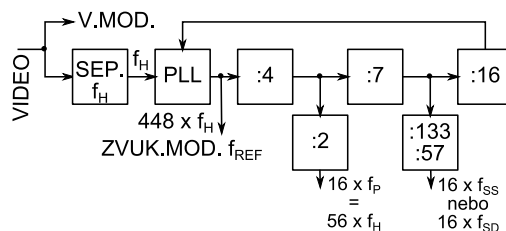
Při 625 řádcích a 50 pulsímecích za sekundu vychází řádková frekvence obrazu 15625 Hz. Tento kmitočet je odvozován ze vstupního obrazového signálu v základním pásmu separátorem synchronizačních signálů ROHM BA7046. Separátor obsahuje detektor úrovně a komparátor oddělující synchronizační směr, dále dolní propust pro odvození snímkové synchronizace a obvod na bázi PLL pro oddělení řádkové synchronizace.

Oddělený řádkový synchronizační signál je násoben dalším fázovým závěsem na $f_{REF} = 7$ MHz, což je hlavní kmitočtová reference celého zvukového modulátoru. Od tohoto kmitočtu se odvozují pilotní signály i vlastní subnosné kmitočty zvuku. V případě výpadku vstupního videosignálu je třeba zvukový modulátor vypnout, neboť kmitočet subnosných není definován.

Hodnota f_{REF} daná vztahem

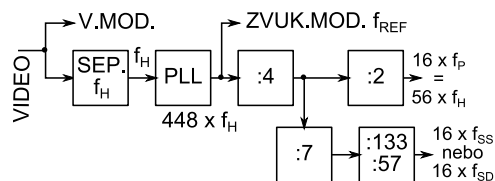
$$f_{REF} = f_H \cdot 448 = 7000 \text{ kHz}, \quad (4)$$

stejně jako konfigurace všech děliček PLL a generátoru pilotního signálu je daná speciálně sestaveným optimalizačním algoritmem, který bere v úvahu kmitočty vstupního signálu, požadované výstupní signály a dostupné sekvenční obvody. Optimalizace spočívá v dodržení kritérií, vhodné velikosti f_{REF} a minimálním počtu potřebných pouzder integrovaných obvodů. Výsledná topologie zapojení a hodnoty frekvencí jsou uvedeny na obr. 2. Dělení mocninou 2 je realizováno asynchronním děličem 74HC393, liché a přepínané dělení synchronním děličem 74HC40103.



Obr. 2: První verze zapojení generátoru pilotních signálů.

Po praktickém vyzkoušení a změření parametrů zapojení však nastal problém s fázovým chvěním hlavního referenčního signálu a následnou parazitní frekvenční modulací. Prvním důvodem bylo nedostatečné odstranění fázových skoků f_H mezi sudými a lichými pulsnímkami. Tyto změny fáze byly násobeny PLL a způsobovaly parazitní modulaci. V případě zvýšení časové konstanty filtru PLL nastal další problém, tentokrát s nestabilitou vlastního VCO obvodu 74HC4046. Lepších vlastností bylo dosaženo náhradou za krystalový VCO (VXO) v zapojení „super-VXO“ se dvěma krystaly. Tento obvod má vyšší přeladění než klasické VXO, byla očekávána dostatečná rezerva na krytí teplotních a časových změn parametrů součástek. Bohužel, po čase provozu se ukázala i tato rezerva jako nedostatečná a objevovaly se výpadky zavěšení smyčky PLL.

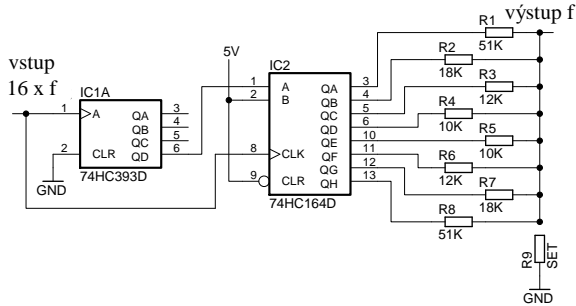


Obr. 3: Nová topologie zapojení generátoru pilotních signálů.

Vzhledem ke klíčovému významu kvalitní stabilní kmitočtové reference f_{REF} , která významně ovlivňuje všechny parametry zařízení, byla změněna topologie podle obr. 3. Na místě PLL byl použit moderní obvod CIRRUS LOGIC CS2000 s digitálním PLL, který umožňuje pomocí komunikačního rozhraní nastavit nejen násobící poměr, ale také šířku pásma filtru PLL smyčky, až do hodnot v řádu 1 Hz. Takto připravený referenční signál je plně vyhovující a není zatížen žádnými výše jmenovanými problémy.

SYNTÉZA SINUSOVÝCH SIGNÁLŮ

Na výstupu dělicí kaskády jsou digitální signály o frekvenci $16 \times f_H$ pro přípravu signálu f_P a $16 \times f_{SS}$ respektive $16 \times f_{SD}$ pro f_{SS} respektive f_{SD} . Z těchto násobných signálů je vytvářen harmonický signál pomocí zvláštního D/A převodníku, za kterým následuje filtrace jednoduchým aktivním filtrem s operačním zesilovačem.



Obr. 4: Schéma digitálního generátoru harmonického signálu.

Obecné schéma zapojení převodníku pro generování sinusového signálu je na obr. 4. Stejně zapojení je využito pro generování nosné pilotního signálu f_P , stejně jako vlastní signalizační frekvence f_{SS} a f_{SD} . Obvod se skládá z posuvného registru dlouhého 8 bitů, který se posouvá náběžnou hranou vstupního signálu. Tento signál se zároveň dělí 16 asynchronním čítačem a výsledek se zavádí na vstup posuvného registru. Na výstupech posuvného registru je datová posloupnost, která se v každém taktu postupně plní log. 1 od nejnižšího bitu do nejvyššího, poté se opět přepisuje na log. 0 stejným způsobem. Za připojenou odporovou síť je signál, který velmi dobře aproximuje sinusový průběh.

Přenosovou funkci převodníku lze odvodit na principu odporového děliče

$$U_{OUT} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}, \quad (5)$$

napájeného z hlavního napájecího napětí $V_{CC} = 5 \text{ V}$. Hodnoty jeho odporů pak odpovídají vztahu

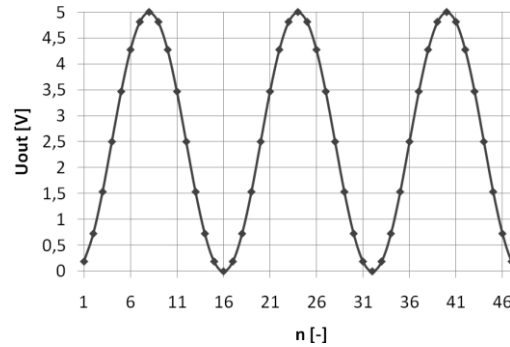
$$\frac{1}{R_1} = \frac{b_A}{R_A} + \frac{b_B}{R_B} \dots \frac{b_H}{R_H}$$

$$\frac{1}{R_2} = \frac{b_A}{R_A} + \frac{b_B}{R_B} \dots \frac{b_H}{R_H} + \frac{1}{R_{SET}} \quad (6)$$

Symbolsy R_A, R_B, \dots, R_H jsou hodnoty odporů zapojených v jednotlivých větvích za posuvným registrem, b_A, b_B, \dots, b_H hodnoty jednotlivých bitů. Rezistor R_{SET} lze použít pro optimální zatížení převodníku. Výstupní odpor vývodů posuvného

registru je mnohem menší než hodnoty rezistorů a je při odvození zanedbán.

Spektrum výstupního signálu, stejně tak jako u každého vzorkovaného signálu, obsahuje řadu produktů. V uvedeném zapojení však dochází k převzorkování 16x, spektrální čáry obrazu jsou posunuty až na 16násobek generovaného kmitočtu. Tím je velmi usnadněna filtrace a rekonstrukce výstupního signálu.



Obr. 5: Průběh výstupního napětí D/A převodníku po filtraci.

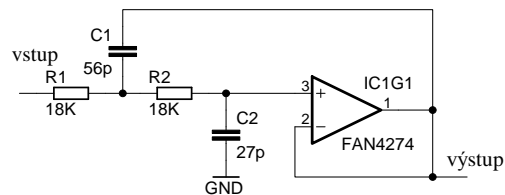
Na výstupu převodníku lze nalézt velkou řadu produktů, jejich amplituda však rychle klesá. Nejdůležitější produkty jsou uvedeny v tab. 2. Z hodnot je vidět velký odstup vyšších obrazů od základní harmonické generovaného signálu. Hodnoty vychází z teoretického předpokladu a jsou ověřeny měřeními spektra výstupního signálu.

Tab. 2: Frekvence obrazů generovaného signálu v kHz.

	f_{P1}	f_{P2}	f_{P3}	f_{P4}	f_{P5}
f_P	54,7	820,3	929,7	1695,3	1804,7
f_{SS}	0,117	1,76	2,00	3,64	3,88
f_{SD}	0,274	4,11	4,66	8,50	9,05

REKONSTRUKČNÍ FILTR

Obecné schéma zapojení rekonstrukčního filtru je na obr. 6. Filtr je typu DP, topologie je volena také s ohledem na potřeby napájení. Zde vystačíme pouze s jedním nesymetrickým napájecím napětím, 5 V. Operační zesilovač musí mít dostatečnou rezervu v zisku i pro nepropustnou část vstupního spektra, byl zvolen moderní, ale levný typ FAIRCHILD FAN4274 s šířkou pásma GBP = 4 MHz.



Obr. 6: Schéma rekonstrukčního filtru pro signál f_P .

Hodnoty součástek odpovídají tabulce tab. 3, liší se pro filtraci nosné f_P a signalizační frekvence f_{SS}, f_{SD} .

Tab. 3: Hodnoty součástek rekonstrukčních filtrů.

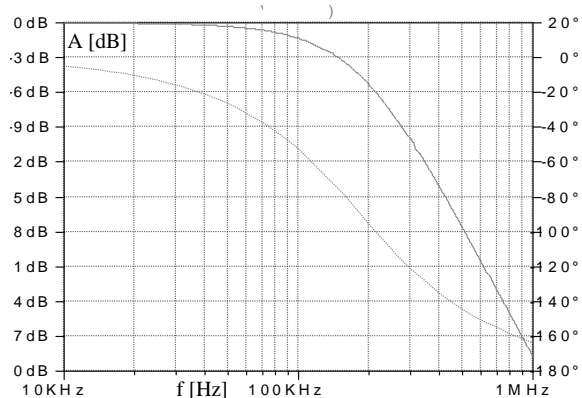
	R_1	R_2	C_1	C_2
f_P	18 k	18 k	56 p	56 p
$f_{SS} f_{SD}$	220 k	220 k	680 p	330 p

Zlomové kmitočty filtrů jsou voleny kompromisně mezi co nejvyšším útlumem nežádoucích produktů a co nejmenším ovlivněním základní harmonické. Filtry způsobují útlum všech uvedených produktů vzniklých v převodnicích dle tab. 4.

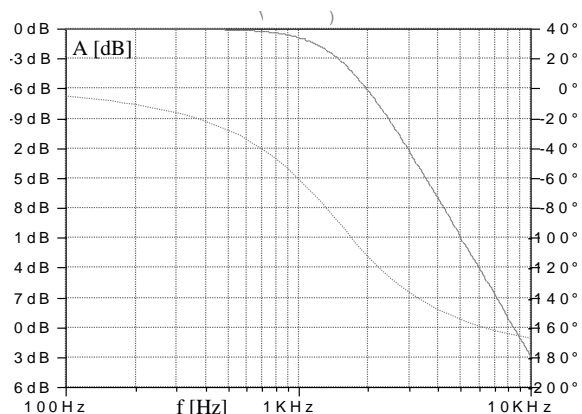
Tab. 4: Útlum produktů převodníku filtrem v dB.

	$Img1$	$Img2l$	$Img2h$	$Img3l$	$Img3h$
f_P	0,3	25,6	27,5	36	37
f_{SS}	0	4,7	6,3	15,6	16,7
f_{SD}	0	17,6	19,8	30,1	31,3

Velikost útlumu je dostatečná na ochranění sousední zvukové subnosné a obrazového signálu před nežádoucí interferencí. Potlačení produktů je dále ještě zvýšeno vlastnostmi modulatoru a LC filtrací za násobičem generujícím výsledný pilotní signál.



Obr. 7: Frekvenční charakteristika filtru pro f_P .

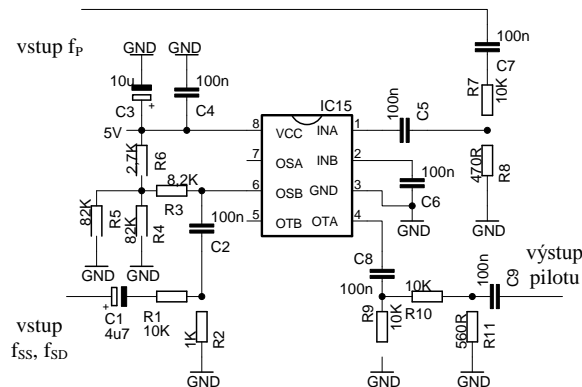


Obr. 8: Frekvenční charakteristika filtru pro f_{SS} a f_{SD} .

SYNTÉZA VÝSLEDNÉHO SIGNÁLU

Výsledný pilotní signál je složen z nosné f_P a signalizační frekvence f_{SS} nebo f_{SD} jejich násobením. Tímto způsobem vznikne amplitudová modulace nosné s předepsanou hloubkou. Jako násobič je použit tranzistorový směšovač typu Gilbert cell klasického

typu NXP NE612. U tohoto obvodu je nutné vhodně nastavit vstupní úroveň a stejnosměrné složky vstupních signálů, jinak dochází k velkému zkreslení signálu. Toto nastavení je provedeno pevnými rezistorovými děliči nastavenými experimentálně na nejmenší zkreslení výstupního signálu.



Obr. 9: Schéma zapojení násobiče obou složek signálu.

Výsledný pilotní signál je přidáván k modulačnímu signálu vedlejší subnosné zvuku v poměru 1:10. Tím je zajištěn normou předepsaný modulační zdvih pilotního signálu.

ZÁVĚR

Výsledné zapojení je funkční, po změně signalizační frekvence reaguje TV přijímač zobrazením nápisu o změně typu zvukového doprovodu a patřičným přepnutím zvukového dekodéru.

Přidání pilotního signálu k přenášenému zvukovému doprovodu nezpůsobuje žádné užitvatelem zaznamatelné zkreslení nebo rušení. Nežádoucí produkty pilotního signálu jsou v pásmu pro přenos obrazového signálu potlačeny o více než 40 dB, což je dostatečné, aby v obraze nevznikaly žádné rušivé artefakty. Generátor pilotního signálu byl testován přenosem různých testovacích obrazců ze zkušebního TV generátoru a na „živém“ signálu z přehrávače DVD. Funkce generátoru i struktura zapojení byly shledány jako vyhovující zadání a generátor použitelný pro účely zadavatele.

LITERATURA

- [1] Jack, K. *Video demystified: a handbook for the digital engineer*. Newnes/Elsevier, 2007.
- [2] Vít, V. *Televizní technika: přenosové barevné soustavy*. Praha: BEN - technická literatura, 1997.
- [3] *Derive Pure Sine Waves From Digital Signals*. Application note AN9870. [online] Harris Semiconductors, 1998.