



ÚŘAD PRO VYNÁLEZY
A OBJEVY

POPIS VYNÁLEZU K PATENTU

198257

(11) (B2)

(51) Int. Cl.³
G 05 B 6/02

/22/ Přihlášeno 18 05 77
/21/ /PV 3262-77/
/32//31//33/ Právo přednosti od 21 05 76
/BU-803/ Maďarská lidová republika

(40) Zveřejněno 31 08 79

(45) Vydáno 15 09 82

(72) Autor vynálezu SZOKOLAI ZOLTÁN ing. a PÁDÁR TIBOR ing., BUDAPEŠT /MLR/

(73) Majitel patentu BUDAPESTI RÁDIÓTECHNIKAI GYÁR, BUDAPEŠT /MLR/

(54) Zapojení pro automatické řízení úrovně u zařízení tónových kmitočtů s automatickou změnou časové konstanty zpětné regulace

1

Vynález se týká zapojení pro automatické řízení úrovně u zařízení tónových kmitočtů s automatickou změnou časové konstanty zpětné regulace.

Pro zařízení tónových kmitočtů, která pracují s automatickou regulací úrovně, je známo mnoho řešení. U známých řešení se časová konstanta zpětné regulace T_v , která nejlépe odpovídá požadavkům, nastavuje mechanicky nebo ruční obsluhou elektronického spínače.

Společné pro známá řešení je, že při výskytu nebo okamžitým nárůstu regulovaného signálu vzniká snaha snížit překmit řízení, působený regulačním obvodem, pomocí realizace nejmenší možné časové konstanty regulace T_L , na minimum. Tato rychlost reakce je ostatně při použití zařízení pracujících s automatickou regulací úrovně základním požadavkem.

Rozdíl mezi známými řešeními spočívá pak v rychlosti změny zesílení pro vymizení, popřípadě zesílení vstupního signálu, tzn. v době trvání časové konstanty zpětné regulace T_v bez regulované veličiny. Manuální doregulování, tj. více nebo méně věrné zachování vstupní dynamiky, může být v ideálním případě přiblíženo tím, že je časová konstanta zpětné regulace T_v nekonečně velká, přinejmenším je však volena o velikost řádově několika desítek minut.

Pochopitelně následuje ve velikosti signálu na výstupu při vzrůstu velikosti signálu na vstupu dynamická komprese. Protože úroveň zdroje signálu je pro každý typ zdroje maximalizována a vázána, nastavuje se v praxi při připojení na zdroj signálu zesílení automatické regulace úrovně zesilovače o velikosti nejpravděpodobnějšího největšího očekávaného vstupního signálu.

Podstatná nevýhoda těchto řešení spočívá ve skutečnosti, že rychle se měnící dynamický objem vstupu /jako je tomu například u informací přicházejících od partnerů rozhovoru seskupených v různé vzdálenosti od mikrofonu/, nemůže vyvolat principiálně výstupní signál v celé řídicí oblasti, jestliže doba trvání dlouhé časové konstanty zpětné regulace T_H podstatně překračuje dobu přestávky T_{sz} ležící mezi změnou jednotlivých zdrojů signálu /zdrojů zvuku/.

Na nový, od předcházejících odlišný zdroj signálu je zařízení možno přepojit teprve po

uplynutí doby $T_{sz} \gg T_H$, tj. nějakým způsobem musí být postaráno o to /před přepnutím/, aby zesilovač znovu získal svou citlivost.

Aby bylo možno tento požadavek splnit, byly vyvinuty zesilovače s automatickou regulací úrovně, které disponují malou, jen několik sekund trvající časovou konstantou zpětné regulace T_R . Při použití těchto zařízení musí pak být časové konstanty zpětné regulace T_v voleny ve velikosti $T_R \ll T_{sz}$. V tomto případě se objevují úrovně signálu, které se na vstupu rychle mění, na výstupu s přibližně stejnou amplitudou.

Při takovém zkrácení časové konstanty zpětné regulace T_v , tj. zesílení rychle sledujícím změnu velikosti signálu, musí být počítáno s téměř trvalým transiентním řízením zesilovače a s automatickou regulací úrovně, tj. se škodlivým, rušivým transiентním nárůstem amplitudy, a v dobách přestávek T_{sz} , dále se stále se zesilujícím šumem v pozadí /šumem/. Obecně je možno říci, že zkrácení časové konstanty regulace T_v na hodnotu asi jedné sekundy škodí dynamickému objemu jednotlivých slov a slabik, které trvají asi 100 milisekund /dále ms/, až 1 s, tj. znetvořuje přízvuk reprezentující vlastnosti slovního projevu.

Popsané řešení je přes uvedené podstatné nevýhody ještě stále akceptovatelné, vhodné pro informativní přenos vstupního signálu a může být bez dalších opatření přepojeno na jiné zdroje signálu s menší intenzitou, které se od předcházejících odlišují.

Úloha vynálezu spočívá v tom, že se vyřazují nevýhody zde popsaných řešení, jejich výhodné vlastnosti se však naproti tomu sjednocují.

Zapojení podle vynálezu nabízí obecný směr pro realizaci obvodových jednotek, které dobře vyrovnávají konstantu zpětné regulace T_v na každou změnu vstupního signálu a které mohou mít v regulačním okruhu vestavěno zařízení tónových kmitočtů /zesilovací zařízení, magnetické nahrávače signálu/ pracující s rozdílnou automatickou regulací úrovně.

Účelem vynálezu je zcela udržet, vedle co nejlepšího přenosu makrodynamiky, i mikrodynamiku odehrávající se během několika sekund, a se zřetelem na změny úrovně zdroje signálu a očekávaných dob přestávek T_{sz} odstranit silné šумы v pozadí, vznikající při zkreslení dynamiky v době přestávek.

Podstata vynálezu spočívá v tom, že tlumicí kondenzátor je spojen s na úrovni závislým, časově zpožděným vybíjecím proudovým okruhem, jehož regulační vstup je napojen na výstup zapojení.

Zapojení podle vynálezu je univerzální, je - se zřetelem na výstupní úroveň - přepínatelné na zdroje signálu libovolné úrovně bez manuálního zasahování, přičemž mikrodynamika daného vstupního signálu je zcela zachována a současně je u zdrojů signálu s průměrně měněnou intenzitou zaručen poměrně nezkreslený přenos makrodynamiky, definovatelné jen v širokých časových intervalech.

Vynález, jehož nové působení spočívá v použití elektronicky řízeného obvodu, který může být vestavěn do regulačního okruhu libovolného zesilovače s automaticky řízenou úrovní.

Po výskytu vstupního signálu obvod udržuje v konstantním stavu výstupní signál časovou konstantu zpětné regulace T_v regulačního okruhu na pokud možno největší, několik minut trvající hodnotě primární časové konstanty zpětné regulace T_{v1} , a to tak dlouho, až uplyne doba zpoždění $T_0/1-5$ s/ následující po zeslabení vstupního signálu, která je na jeho okamžité hodnotě nezávislá. Po uplynutí doby zpoždění T_0 je primární časová konstanta zpětné regulace T_{v1} automaticky ve velmi krátké době /cca 1 s/ změněna na sekundární časovou konstantu zpětné regulace T_{v2} , ale jen v tom případě, když během celé doby zpoždění T_0 nepoklesne výstupní signál - v důsledku snížení vstupního signálu přiloženého na vstup zesilovače s automaticky řízenou úrovní - pod úroveň /cca 6 dB/ určitého referenčního zdroje. Poté co výstupní signál poklesne pod úroveň sekundárního referenčního zdroje, se citlivost zesilovače s automaticky řízenou úrovní pomocí obvodu úplně nebo v nutné míře obnoví tím způsobem, že sekundární časová konstanta zpětné regulace T_{v2} , která až do této fáze určovala změnu rychlosti zesílení, vzroste, nikoliv hned, ale během krátkého časového okamžiku /cca 0,5 s/, kontinuálně na hodnotu primární časové konstanty zpětné regulace T_{v1} , přičemž amplituda výstupního signálu se stane shodnou s úrovní sekundárního referenčního zdroje a později ji překročí.

Jestliže hodnota výstupního signálu - při snížení vstupního signálu - neklesne pod úroveň sekundárního referenčního zdroje, pak zůstává hodnota primární časové konstanty zpětné regulace T_{v1} nezměněna i po uplynutí doby zpoždění T_0 .

Zapojení podle vynálezu má následující výhody:

- může být zapojeno při neměnění se výstupní úrovní v časové posloupnosti na zdroje signálu různých úrovní;

- v dobách přestávek T_{sz} , které se vyskytují u vstupního signálu $B/p/$, je pomocí konstantního zesílení potlačen šum v pozadí;

- celková /pouze ve větších časových intervalech zhodnotitelná/ makrodynamika vstupního signálu je věrně zachovávána, jestliže výstupní signál neklesne pod vztažnou úroveň sekundárního referenčního zdroje /úroveň 0 až -10 dB/. Přejímajícím však zůstává zachována mikrodynamika probíhající v průběhu několika sekund, jestliže amplituda výstupního signálu je také po proběhnutí doby zpoždění T_o menší, než je vztažná úroveň sekundárního referenčního zdroje.

Při použití obvodů, které pracují na základě funkčního principu zapojení podle vynálezu, může být v mnoha v praxi se vyskytujícími případech /navzájem hovořící partneři, zábavná hudba, divadelní a koncertní přenosy, přednes prozaických textů a zpráv v rozhlasu a televizi/ rozhodující, aby byla dynamika přenosu shodná s originálem a nevykazovala téměř žádná zkreslení, a dále aby nebyly znatelné vedlejší elektronické vlivy.

Vynález bude dále podrobněji vysvětlen pomocí přiložených obrázků na základě příkladů jeho provedení, přičemž jak v popisu, tak i v obrázcích jsou komplexní kmitočty označeny $p = j\omega$.

Na výkresech značí obr. 1 zapojení podle vynálezu a jeho vestavění do regulačního okruhu zesilovače s automaticky řízenou úrovní; obr. 2 zjednodušený příklad provedení zapojení podle vynálezu, postavený na pasívních polovodičových prvcích; obr. 3 příklad provedení zapojení podle vynálezu, postavený na aktivních a pasívních polovodičích; obr. 4 úroveň vstupních signálů $B_1/p/$ a $B_2/p/$, dodávaných na sebe navazujícími zdroji signálu a úroveň jejich vstupních šumů $Z_1/p/$ a $Z_2/p/$; obr. 5 výstupní signál $K_R/p/$ a úroveň šumu $Z_R/p/$, jež se vyskytují u zesilovače s automatickou regulací úrovně, který pracuje s kratší časovou konstantou zpětné regulace T_R , a jež jsou způsobeny zdroji signálu dodávajícími vstupní signály $B_1/p/$ a $B_2/p/$ - zobrazení zachycuje případ, kde je změna zesílení bez regulované veličiny systému rovna 10 dB/s; obr. 6 výstupní signál $K_H/p/$ a úroveň šumu $Z_H/p/$, jež se vyskytují v důsledku působení zdrojů signálů dodávajících vstupní signály $B_1/p/$ a $B_2/p/$ u zesilovače s automaticky řízenou úrovní, který pracuje s delší časovou konstantou T_H - vyobrazení znázorňuje případ, při kterém je rychlost změny zesílení bez regulované veličiny systému nulová $/T_H \rightarrow \infty/$; obr. 7 výstupní signál $K_V/p/$ a úroveň šumu $Z_V/p/$, jež se vyskytují u zesilovače s automaticky řízenou úrovní, které disponují primární časovou konstantou zpětné regulace T_V , a sekundární časovou konstantou zpětné regulace T_{V2} a pracují na principu funkčního schématu podle vynálezu - vyobrazení zachycuje případ, kdy je rychlost změn zesílení bez regulované veličiny v závislosti na funkčních fázích buď nulová $/T_{V1} \rightarrow \infty/$, nebo 30 dB $/T_{V2}/$. Na obrázku je znázorněna pouze originálu věrná reprodukce mikrodynamiky, konstantní zesílení v přestávkách signálů až do doby zpoždění T_o a automatický přechod na nový zdroj signálu úrovně $B_2/p/$.

Udržení mikrodynamiky pro případ, že úroveň výstupního signálu $K_V/p/$ překračuje vztažnou úroveň sekundárního referenčního zdroje $R_2/p/$, nevyžaduje žádné zvláštní zobrazení, proto nebyla tato možná funkční fáze v obrázku znázorněna; v tomto případě nastává totiž identita $K_V/p/ = K_H/p/$.

V jednotlivých obrázcích jsou dobře znát - charakterizovány pomocí u jednotlivých řešení vystupujících transientních časových konstant T_L doregulování - řídicí zásahy při překročení úrovně vstupních signálů $B_1/p/$ a $B_2/p/$.

Časové konstanty T_L doregulování jsou pro všechny tři uvažované případy vzaty jako identické. Dále jsou znázorněny výstupní signály na obr. 6 a 5 pro případ, že $T_R = T_o + T_2$. Čas nutný pro změnu zesílení zesilovače A s automaticky řízenou úrovní o 30 dB je ve stejné míře reprezentován kratší časovou konstantou zpětné regulace T_R a sekundární časovou konstantou zpětné regulace T_{V2} .

Vynález a obvodové bloky sloužící k jeho uskutečnění, jakož i jejich funkce budou dále vysvětleny pomocí obr. 1.

Zdroj vstupního signálu $B/p/$ řídí zesilovač A s automaticky řízenou úrovní, který se skládá ze zesilovače $Y_F/p/$, zpětnovazební sítě $Y_V/p/$ a rozdílového obvodu K_3 .

U známých řešení se dostává výstupní signál $K/p/$ zesilovače A s automaticky řízenou úrovní přes usměrňovač D - v závislosti na druhu řešení - na filtr $Y_K/p/$ basových hloubek, který je charakterizovatelný dlouhou časovou konstantou T_H zpětné regulace nebo krátkou časo-

vou konstantou T_R zpětné regulace; poté je - výstupní signál ze zesilovače A - pomocí rozdílového obvodu K_1 srovnáván s úrovní primárního referenčního zdroje $R_1/p/$. Z výstupu filtru $Y_K/p/$ basových hloubek se signál dostává na stejnosměrný zesilovač $Y_D/p/$ a odtud na regulační vstup SB zesilovače A s automaticky řízenou úrovní, přičemž se v závislosti na úrovni vstupního signálu $B/p/$ mění velikost zesílení smyčky $Y_F/p/$, $Y_V/p/$ tak, že výstupní signál $K/p/$ má přibližně konstantní hodnotu, nezávislou na úrovni vstupního signálu $B/p/$.

Popsaný proces je zřejmý ze zapojení podle vynálezu. Rozhodující rozdíl mezi známými řešeními a řešením podle tohoto vynálezu je reprezentován blokovým diagramem mezi usměrňovačem D a stejnosměrným zesilovačem $Y_D/p/$. Ve smyslu vynálezu jsou od usměrňovače D možné dvě cesty signálu.

První signální cesta se použije tehdy, když výstupní signál $K/p/$ zesilovače A s automaticky řízenou úrovní po transienci, která následuje po vzniku vstupního signálu $B/p/$, zůstává ve stacionárním stavu. V tomto případě tvoří výstupní signál usměrňovače D zčásti primární chybový signál H_1 , vznikající pomocí rozdílového obvodu K_1 s primárním referenčním zdrojem $R_1/p/$, na druhé straně pak sekundární chybový signál H_2 , vznikající pomocí rozdílového obvodu K_2 se sekundárním referenčním zdrojem $R_2/p/$.

Z obr. 1 je dobře patrné, že v tomto případě má sekundární chybový signál H_2 logickou úroveň 1; tímto způsobem je přes invertor I_1 přiložena na součinnový logický obvod E_1 úroveň logické 0, signální cesta vedoucí na lineární sumátor S a pak na stejnosměrný zesilovač $Y_D/p/$ je pak v uzavřeném stavu. Odpovídajícím způsobem se dostává chybový signál H_1 na primární filtr $Y_K1/p/$ basových hloubek a poté přes součinnový logický obvod E_2 na lineární sumátor S , konečně na stejnosměrný zesilovač $Y_D/p/$, který budí regulační signál $Sz/p/$ a tím řídí zesílení smyčky $Y_F/p/$, $Y_V/p/$ zesilovače A s automaticky řízenou úrovní na regulačním vstupu SB v závislosti na úrovni vstupního signálu $B/p/$.

Charakteristika primárního filtru $Y_K1/p/$ basových hloubek je na jedné straně - u nárůstu vstupního signálu $B/p/$ - tvořena časovou konstantou T_L doregulování, na straně druhé - v případě regulačního okruhu, který je po zeslabení vstupního signálu $B/p/$ bez regulované veličiny - primární časová konstanta T_v , zpětné regulace:

$$Y_{K1/p/} = \frac{A_1}{1 + pT_L}$$

kde A_1 je konstanta závislejší na druhu filtru basových hloubek. Otevřený stav součinnového logického obvodu E_2 je vyvolán přes hradlo OR V pomocí úrovně logické jedničky sekundárního chybového signálu H_2 :

$$H_2 = 1, \text{ když } /K/p// > /R_2/p// \quad a \\ H_2 = 0, \text{ když } /K/p// \leq /R_2/p//.$$

V tomto případě nejsou ostatní bloky, které jsou znázorněny ve schématu, funkční.

Jestliže se vstupní signál $B/p/$ a v důsledku toho i výstupní signál $K/p/$ zmenší, přitom však je úroveň výstupního signálu $K/p/$ ještě stále větší, než je vztažná úroveň sekundárního referenčního zdroje $R_2/p/$, pak zůstává za usměrňovačem D signální cesta a tím charakter obvodu nezávisle na uplynulém čase nezměněn. Rychlost změny zesílení je určována primární časovou konstantou T_{V1} i v případě, že $/R_2/p// < /K/p// < /R_1/p//$.

Je-li však úroveň vstupního signálu $B/p/$ tak malá, že vzniká nerovnost $/K/p// \leq /R_2/p//$, tj. zmenší-li se špičková hodnota výstupního signálu $K/p/$ pod vztažnou úroveň sekundárního referenčního zdroje $R_2/p/$, pak je pro primární a sekundární chybový signál H_1 a H_2 v platnosti vztah $H_1 = H_2 = 0$.

Logická úroveň 0 sekundárního chybového signálu H_2 se dostává na měnič chybový signál - čas T , jehož výstupní signál t , poté co je srovnán v rozdílovém obvodu K_4 s dobou zpoždění T_0 , je veden na měnič F . Měnič F realizuje následující logické funkce:

$$F = 0, \text{ jestliže } 0 < t \leq T_0, \quad a \\ F = 1, \text{ jestliže } t > T_0.$$

Pro měnič chybový signál - čas platí následující vztahy:

$t = 0$, jestliže $H_2 = 1$, a

$t > 0$, jestliže $H_2 = 0$.

Během času $t < T_0$ vykazuje výstupní signál měniče F úroveň logické 0, následkem toho nemá žádný vliv, a na hradlo logického součinu E_1 se dostává vlivem invertování sekundárního chybového signálu H_2 invertorem I_1 logická úroveň 1; hradlo logického součinu E_1 uzavírá i nadále signální cestu vedoucí přes sekundární filtr $Y_{K2/p/}$ basových hloubek na lineární sumátor S a stejnosměrný zesilovač $Y_D/p/$.

Hradlo logického součinu E_2 je přes invertor I_2 , který je řízen logickou úrovní 0 měniče F , otevřené a vede také v tomto případě informace zaznamenané pomocí primárního filtru $Y_{K1/p/}$ basových hloubek, které vykazovaly před zeslabením vstupního signálu $B/p/$ charakter $H_1 = 1$, na stejnosměrný usměrňovač $Y_D/p/$.

V tomto případě je v důsledku toho rychlost změny zesílení regulačního kruhu bez regulované veličiny určena parametry sekundárního filtru $Y_{K2/p/}$ basových hloubek

$$Y_{K2/p/} = \frac{A_2}{1 + pT_L},$$

přičemž A_2 je konstanta závisující na druhu filtru $Y_{K2/p/}$ basových hloubek a T_L je časová konstanta doregulování. Sekundární časová konstanta T_{V2} zpětné regulace samotného regulačního okruhu je v tomto případě $T_{V2} \ll T_{V1}$.

Zesílení zesilovače A s automaticky řízenou úrovní pak může v této funkční fázi sekundární časové konstanty zpětné regulace tak dlouho narůst, až amplituda výstupního signálu $K/p/$ dosáhne vztahné úrovně sekundárního referenčního zdroje $R_2/p/$.

V okamžiku, v němž je dosaženo nerovnosti $|K/p| > |R_2/p| / H_2$ se stane rovno 1/, se zapojení znovu nastavuje na fázi charakterizovanou primární časovou konstantou T_{V1} zpětné regulace, hradlo logického součinu E_1 je v důsledku toho uzavřené, hradlo logického součinu E_2 naproti tomu otevřené. Úroveň výstupního signálu $K/p/$ je v tomto případě zcela řízena, neboť $|R_2/p| < |R_1/p|$.

Jestliže je pak rychlost změny zesílení určena primární časovou konstantou T_{V1} zpětné regulace, pak může úroveň výstupního signálu $k/p/$ dosáhnout úrovně úplného vyregulování teprve po uplynutí další doby. Toto rušivé, škodlivé působení je odstraněno pomocí kompenzačního obvodu ZK .

V okamžiku, v němž při vzrůstu výstupního signálu $K/p/$ platí nerovnost $|K/p| > |R_2/p|$, uvádí skok mezi úrovněmi 0 - 1 v činnost kompenzační obvod sekundárního chybového signálu H_2 , který se objevuje na sekundárním diferenčním obvodu K_2 . Ten mění přenosové vlastnosti primárního filtru $Y_{K1/p/}$ basových hloubek tím způsobem, že rychlost změny zesílení je menší nebo rovna té rychlosti změny zesílení, která dominuje ve fázi sekundární časové konstanty T_{V2} zpětné regulace. Tento stav zůstává zachován až do doby, kdy výstupní signál $K/p/$ dosáhne úrovně signálu primárního referenčního zdroje, tj. úplného vyregulování. Tento proces probíhá během kompenzační doby $T_K = 100$ až 500 ms. Po této době ustává působení kompenzačního obvodu a řízení stejnosměrného zesilovače $Y_D/p/$ probíhá beze změn přes hradlo E_2 , nyní však přes primární filtr $Y_{K1/p/}$ basových hloubek.

Prostřednictvím zapojení podle vynálezu může být v důsledku toho nakonec dosaženo toho, že v souladu s rozdílnými proudovými stavy blokového schématu se zřetelem na dobu T_0 zpoždění a úroveň sekundárního referenčního zdroje $R_2/p/$ zapojují hradla logického součinu E_1 a E_2 v závislosti na úrovni vstupního signálu $B/p/$ filtry $Y_{K1/p/}$ a $Y_{K2/p/}$ basových hloubek, které jsou umístěny v regulačním okruhu zesilovače A s automaticky řízenou úrovní, vždy v závislosti na jim přiřazených logických funkcích mezi stejnosměrný zesilovač $Y_D/p/$ a usměrňovač D .

Zapojení znázorněné na obr. 2, které je sestaveno z pasivních polovodičů, představuje jednoduchou formu uskutečnění základní myšlenky vynálezu. Parametry tohoto obvodu jsou v určitém smyslu navzájem závislé, tj. tato forma provedení představuje kompromis, kterým jsou realizovány výhody vynálezu, náklady však zůstávají nízké.

Při analýze tohoto obvodu je třeba vyjít z podmínky $|R_1/p| > |R_2/p|$. Jestliže špičková

hodnota výstupního signálu $K/p/$ překročí úroveň referenčního zdroje $R_1/p/$, který je tvořen napětím báze-emitor U_{BEO} diod D_5 , D_6 a tranzistoru T_1 , nacházejících se v otevřeném stavu, pak jsou množství nábojů transportovaná přes usměrňovací diody D_1 a D_2 do tlumicího kondenzátoru C_1 vybíjena jako proud báze přes tranzistor T_3 . Při výskytu vstupního signálu $B/p/$ nebo vzrůstu jeho úrovně činí časová konstanta doregulování $T_L = R_1 C_1$.

Při snížení vstupního signálu $B/p/$ je primární časová konstanta T_v zpětné regulace regulačního, bez regulované veličiny obvodu rovna času, během kterého při vybíjení množství nábojů shromážděných v tlumicím kondenzátoru C_1 dosáhne hodnota napětí $U_{C1}/t/$, tj. napětí tlumicího kondenzátoru, vztahné úrovně primárního referenčního zdroje $R_1/p/$, tedy $R_1/p/ = U_{C1}$. U zapojení znázorněného na obr. 2 je

$$T_{v1} = R_B C_1 \cdot \ln \frac{U_{C1}}{U_{CO}}$$

přičemž R_B je vstupní odpor stejnosměrného zesilovače $Y_D/p/$, U_{C1} je stejnosměrné napětí tlumicího kondenzátoru C_1 , které přísluší před zeslabením vstupního signálu $B/p/$ k výstupnímu signálu $K_1/p/$ a činí $U_{CO} = U_{D5} + U_{D6} + U_{BEO}$, tzn. je rovno napěťové úrovni, při níž začíná protékat emitorový proud tranzistoru T_3 .

V konstantním stavu výstupního signálu $K/p/$ platí pro napětí tlumicího kondenzátoru C_1 a C_2 vztahu $U_{C1} = U_{C2}$.

Dioda D_4 nevede, při zeslabení vstupního signálu $B/p/$ je pak rychlost změny zesílení regulačního okruhu určena primární časovou konstantou T_{v1} zpětné regulace.

Při zeslabení vstupního signálu $B/p/$ je náboj Q_2 kondenzátoru C_2 vybíjen přes zatěžovací odpor R_2 s časovou konstantou $R_2 C_2$. Po uplynutí zpožďovací doby T_o dosáhne napěťová úroveň $U_{C1} - U_{C2}$, přiložená na diodu D_4 , hodnoty U_{D4} potřebné pro otevření diody:

$$T_o = R_2 C_2 \ln \frac{U_{C2}}{U_{C1} - U_{D4}}$$

Je zřejmé, že v tomto případě je zpožďovací doba T_o závislá též na stejnosměrných napětích U_{C1} a U_{C2} , tj. v konečném výsledku na velikosti vstupního signálu $B/p/$ a změny doby zpoždění T_o - v závislosti na zesílení smyčky celého regulačního okruhu - může v oblasti vstupního signálu $B/p/$ dosáhnout i hodnoty 100 %. V otevřeném směru spíná dioda D_4 paralelně tlumicí kondenzátory C_1 a C_2 a zatěžovací odpor R_2 . Rychlost změny zesílení je pak určena sekundární časovou konstantou T_{v2} zpětné regulace:

$$T_{v1} \gg T_{v2} = R_2 C_1 \ln \frac{U_{C1}}{U_{CO}}$$

neboť $R_B \gg R_2$ a $C_1 \gg C_2$. U_{C1}/T_o je hodnota napětí sejmutá v okamžiku T_o na tlumicím kondenzátoru C_1 .

Zesílení narůstá tak dlouho, až nastane rovnost $K/p// = R_2/p//$. Poté je rychlost změny zesílení opět určena primární časovou konstantou T_{v1} zpětné regulace.

Protože vodivost diody D_4 v otevřeném směru zaniká pouze v případě $U_{C1} \leq U_{C2}$, je u této formy provedení při využití nedokonalosti diodového spínače upuštěno od vestavění obvodu ZK pro kompenzaci poruch. Jeho úloha je rovněž plněna diodou D_4 .

Na obr. 3 je znázorněna forma provedení tohoto vynálezu sestavená z aktivních polovodičů.

Aby bylo možné vyhnout se nedostatkům diodových obvodů a navzájem oddělit jednotlivé časové konstanty, byl obvod sestaven z tranzistorů.

Na obr. 3 jsou prvky obvodu, které se vyskytovaly i na obr. 2 a plnily tam stejnou funkci, označeny stejnými symboly.

Obvod pracuje následujícím způsobem: Po zapnutí napájecího napětí U_T - jestliže v tomto časovém okamžiku nepříjde na vstup zesilovače A s automaticky řízenou úrovní žádný vstupní signál $B/p/$ - se nabíjí přes nabíjecí odpor R_6 tlumicí kondenzátor C_3 na otevírací napětí U_{B20} . Napětí U_{B20} je napětí báze-emitor, které je nutné pro otevření tranzistoru T_2 . Primární referenční zdroj $R_1/p/$ obvodu je obvod stejný jako na obr. 2. Tranzistor T_2 vede a spíná tlumicí kondenzátor C_1 se zatěžovacím odporem o hodnotě $R_2 \ll R_B$ paralelně, přičemž zkratuje

tlumicí kondenzátor C_5 . Na vstupním bodě Q stejnosměrného zesilovače $Y_p/p/$ je napětí nulové, tímto způsobem je tranzistor T_3 uzavřen a zesilovač A s automaticky řízenou úrovní má maximální citlivost. Jestliže nastane při výskytu vstupního signálu relace $|K/p| > |R_1/p|$, je spínací tranzistor T_1 otevřen, tranzistor T_2 však je uzavřen. Konstantní velikost výstupního signálu $K/p/$ je i v tomto případě určována časovou konstantou $T_L \approx R_1 C_1$.

Tlumicí kondenzátor C_5 se nabíjí přes odpor R_2 tak dlouho, až $U_{C1} = U_{C5}$.

Časová konstanta zpětné regulace se tedy při správné volbě hodnot obvodových prvků mění jen uvnitř intervalu cca 0,1–0,5 s, a to z hodnoty T_{v2} na hodnotu T_{v1} , $C_1 \gg C_4$ a $C_1 \gg C_5$.

Spínací tranzistor T_1 je řízen výstupním signálem $K/p/$ bez časového zpoždění. Nabíjecí odpor R_6 se snaží v záporné periodě výstupního signálu $K/p/$ nabít tlumicí kondenzátor C_3 ; v kladné periodě signálu při otevření spínacího tranzistoru T_1 je však tento náboj přes vybíjecí odpor R_5 vždy úplně vybit a napětí tlumicího kondenzátoru C_3 nemůže nikdy dosáhnout napětí U_{B20} , potřebné k otevření tranzistoru T_2 , $R_5 \ll R_6$, a v přenosovém pásmu tónových kmitočtů je doba periody řídicího signálu $T/2 \ll T_0$, přičemž je

$$T_0 = R_6 C_3 \ln \frac{U_Z}{U_Z - U_{B20}},$$

tj. závisí jen na parametrech obvodu a Zenerova napětí U_Z .

Rychlost změny zesílení – nezávislá na době uplynulé od zeslabení vstupního signálu – je určena primární časovou konstantou T_{v1} zpětné regulace, a to tak dlouho, jak dlouho trvá pro snížení úrovně nerovnost $|K/p| > |R_2/p|$.

Úroveň sekundárního referenčního zdroje $R_2/p/$ je určena úrovní napětí U_{E10} , která je nutná pro otevření spínacího tranzistoru T_1 , napěťovým děličem R_3-R_4 . Je-li vstupní signál $B/p/$ snížen v takové míře, že je $|K/p| < |R_2/p|$, pak nabíjí nabíjecí odpor R_6 během doby zpoždění $T_0/2-3$ s/ tlumicí kondenzátor C_3 na hodnotu napětí U_{B20} . Tranzistor T_2 se otevírá, zkratuje tlumicí kondenzátor C_5 a spojuje tím paralelně zatěžovací odpor $R_2 \ll R_3$ s tlumicím kondenzátorem C_1 .

Během doby T_0 zpoždění, která následuje po zmenšení vstupního signálu $B/p/$, je v důsledku toho zesílení konstantní, poté však v souladu se sekundární časovou konstantou T_{v2} zpětné regulace stoupá s rychlostí změny 20 až 30 dB/s tak dlouho, až $|K/p| = |R_2/p|$. V tomto okamžiku se spínací tranzistor T_1 znovu otevírá, zatímco tranzistor T_2 se uzavírá.

Amplituda výstupního signálu $K/p/$ přitom v závislosti na úrovni sekundárního referenčního zdroje $R_2/p/$ leží o 3 až 6 dB pod úrovní úplného vyregulování.

Zde nyní zasahuje kompenzační obvod ZK vytvořený ze zatěžovacího odporu R_2 a tlumicího kondenzátoru C_5 , tak, že – doba kompenzace činí $T_k = R_2 C_2$ asi 100 až 300 ms – zatěžovací odpor R_2 se pokouší nabít energii z tlumicích kondenzátorů C_1 a C_4 do tlumicího kondenzátoru C_5 . Tímto způsobem zesílení dosáhne velmi rychle, během 0,1 až 1 s, hodnoty patřící k úrovni úplného vyregulování a časová konstanta zpětné regulace je opět primární časová konstanta T_{v1} zpětné regulace.

Funkční diagramy znázorněné na obr. 5, 6 a 7 nepotřebují žádné zvláštní vysvětlení. Je třeba pouze poznamenat, že v obrázcích jsou dobře patrné transienční hodnoty přeregulování, které se vyskytují při vzniku nebo nárůstu úrovně zdrojů vstupního signálu $B_1/p/$ a $B_2/p/$.

Obr. 6 názorně ukazuje, že při použití dlouhé časové konstanty T_H zpětné regulace – přechází-li se bez zvláštních zásahů na druhý zdroj signálu $B_2/p/$ – výstupní signál $K_H/p/$ úplně nedosáhne úrovně vyregulování.

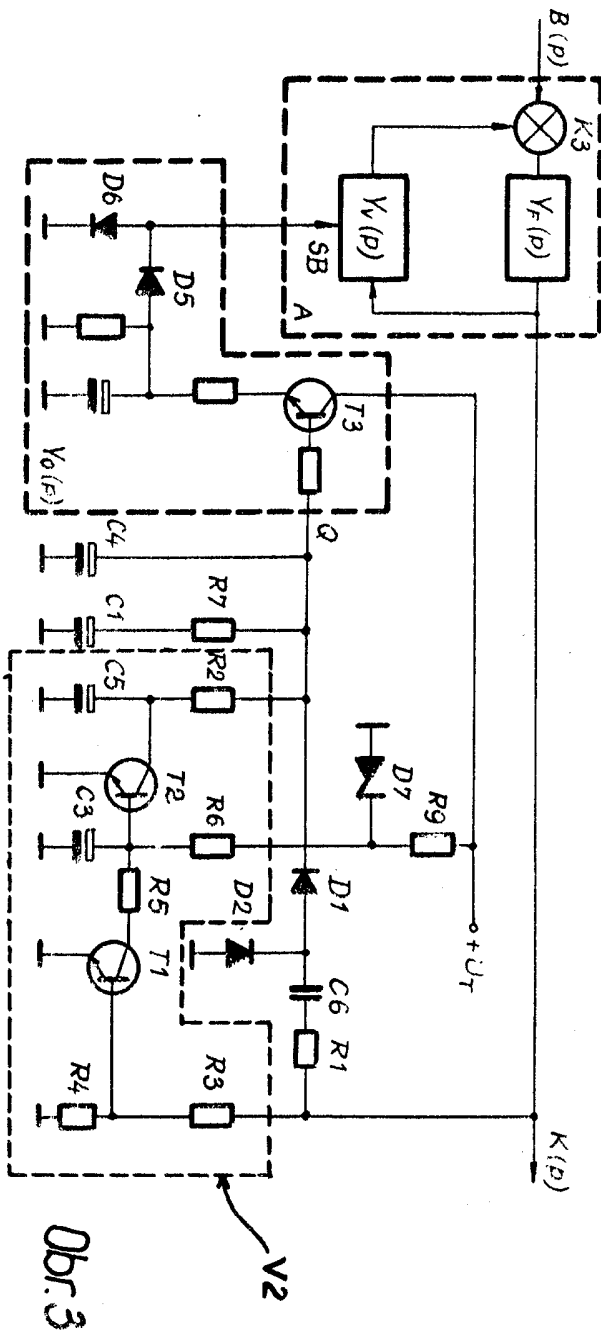
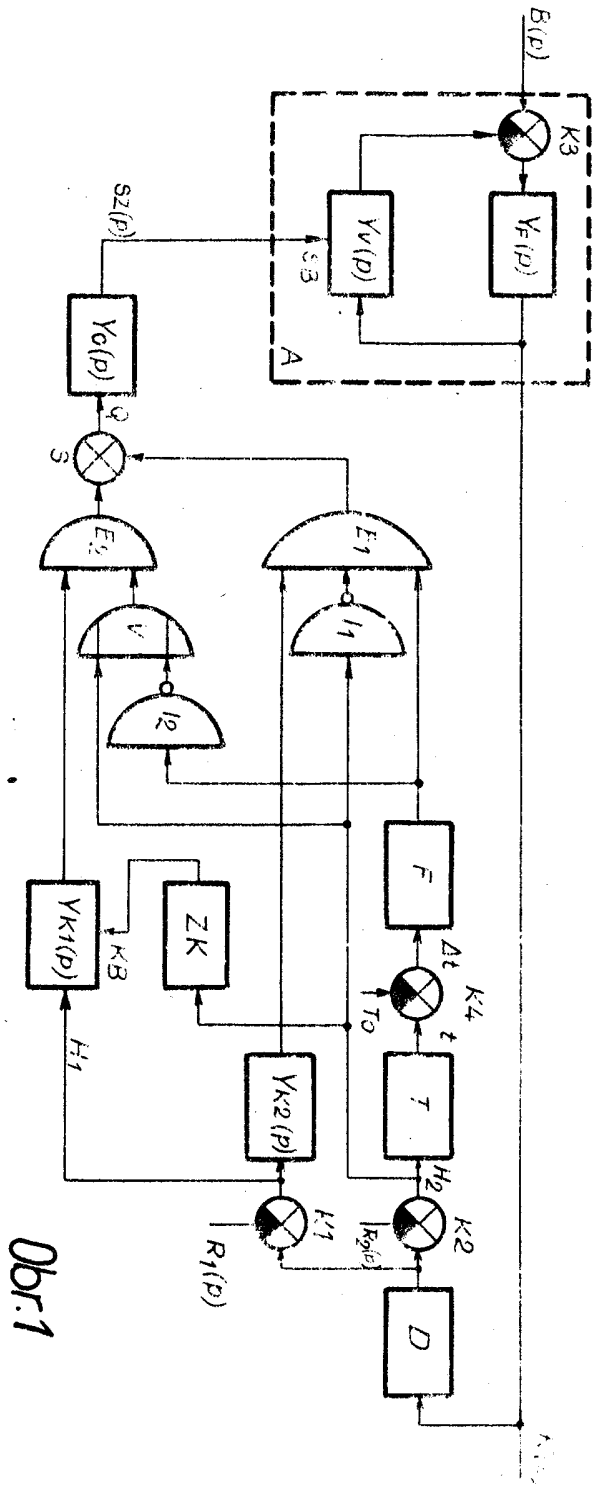
P R E D M Ě T V Y N Á L E Z U

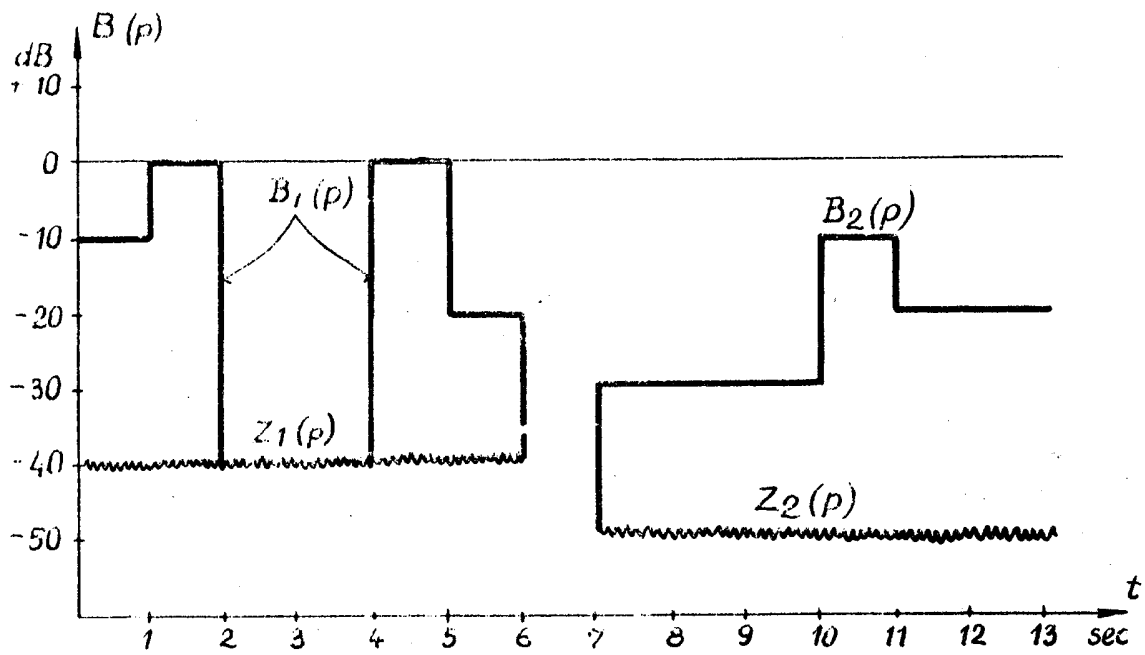
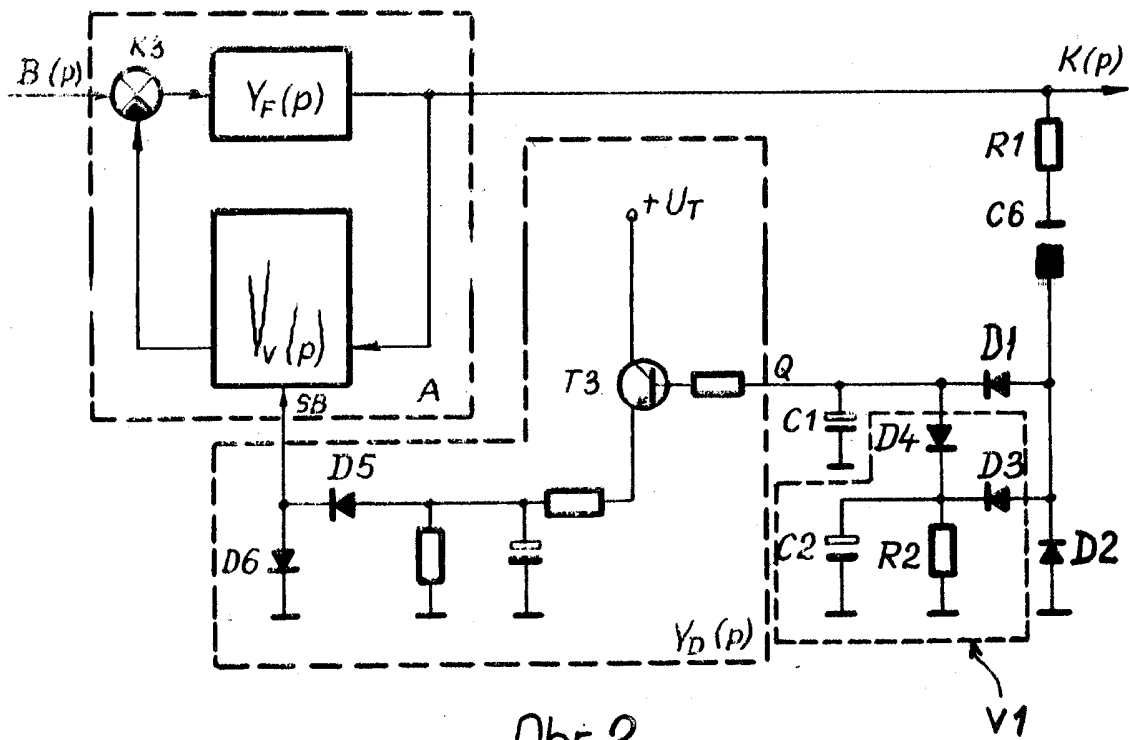
1. Zapojení pro automatické řízení úrovně u zařízení tónových kmitočtů s automatickou změnou časové konstanty zpětné regulace, se zesilovačem s automaticky řízenou úrovní, zapojeným mezi vstup a výstup, jehož regulační vstup je spojen s výstupem stejnosměrného zesilovače a vstup stejnosměrného zesilovače je buď přímo, nebo přes odpor napojen na tlumicí kondenzátor, jehož druhá svorka je spojena se zemí a mezi výstupem zapojení a vstupem stejnosměrného zesilovače je zapojen usměrňovač z diod, vyznačující se tím, že tlumicí kondenzátor C_1 je spojen s na úrovni závislým, časově zpožděným vybíjecím proudovým okruhem V_1, V_2 , jehož regulační vstup je napojen na výstup zapojení.

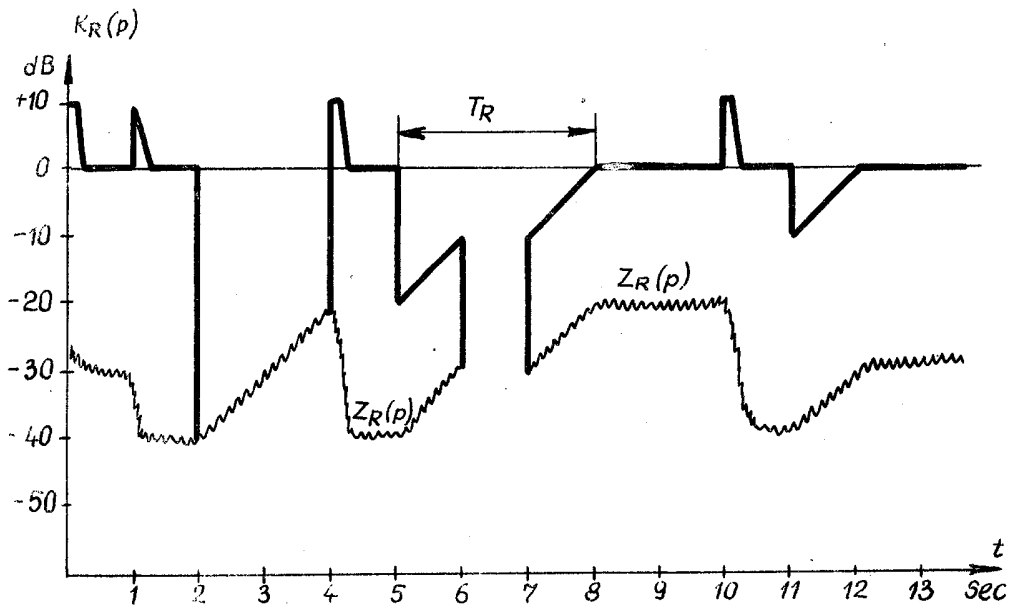
2. Zapojení podle bodu 1, vyznačující se tím, že první na úrovni závislý, časově zpožděný vybíjecí proudový okruh /V1/ zahrnuje další diodu /D3/, napojenou na společnou svorku diod /D1, D2/ usměrňovače, RC člen, spojený s druhým koncem další diody /D3/ a sestávající z paralelní kombinace kondenzátoru /C2/ a odporu /R2/, jejíž druhý konec je uzemněn, čtvrtou diodu /D4/, která je jednak napojena na tlumicí kondenzátor /C1/, jednak na druhý konec další diody /D3/.

3. Zapojení podle bodu 1, vyznačující se tím, že druhý na úrovni závislý, časově zpožděný vybíjecí proudový okruh /V2/ sestává z děliče /R3, R4/ napětí, zapojeného mezi výstup a zem, ze zesilovacího tranzistoru /T1/ a z dalšího tlumicího kondenzátoru /C3/, z druhého tranzistoru /T2/ a z třetího tlumicího kondenzátoru /C5/, přičemž báze zesilovacího tranzistoru /T1/ je spojena se středem děliče /R3, R4/ napětí a kolektor zesilovacího tranzistoru /T1/ je napojen jednak na bázi druhého tranzistoru /T2/ a jednak na druhý tlumicí kondenzátor /C2/, jehož druhý vývod je uzemněn, zatímco kolektor druhého tranzistoru /T2/ je spojen jednak s uzemněným třetím tlumicím kondenzátorem /C5/ a jednak přes odpor /R2/ se vstupem /Q/ stejnosměrného zesilovače.

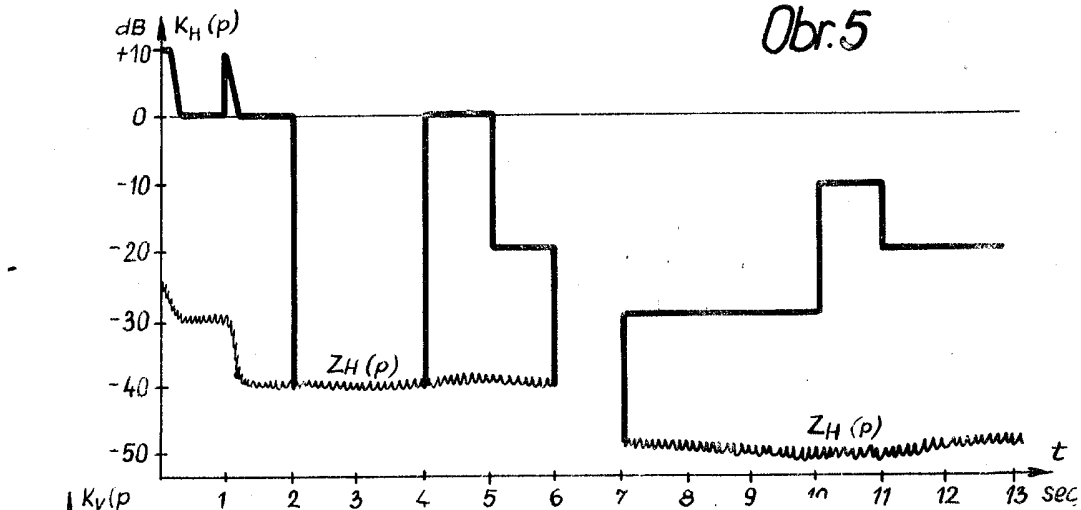
3 listy výkresů



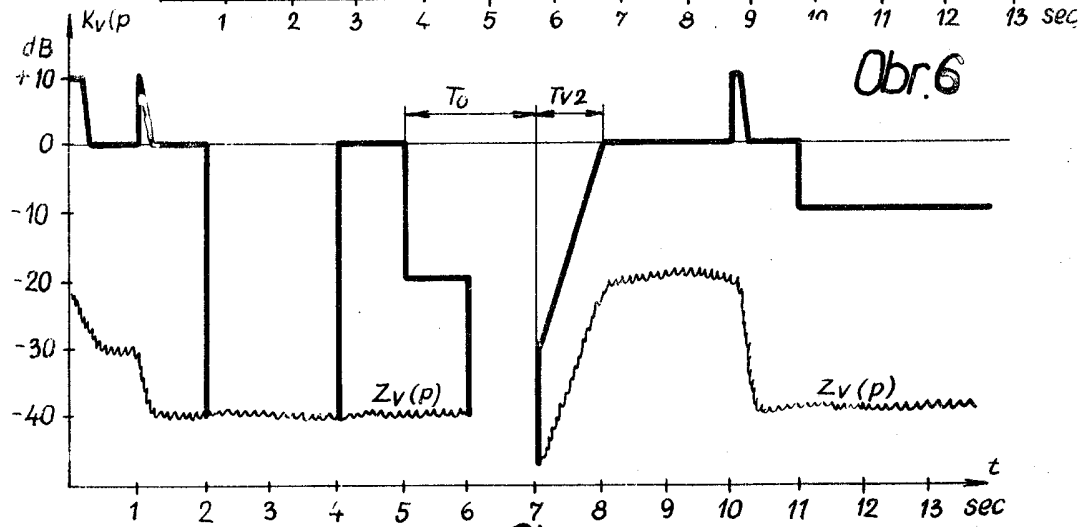




Obr. 5



Obr. 6



Obr. 7