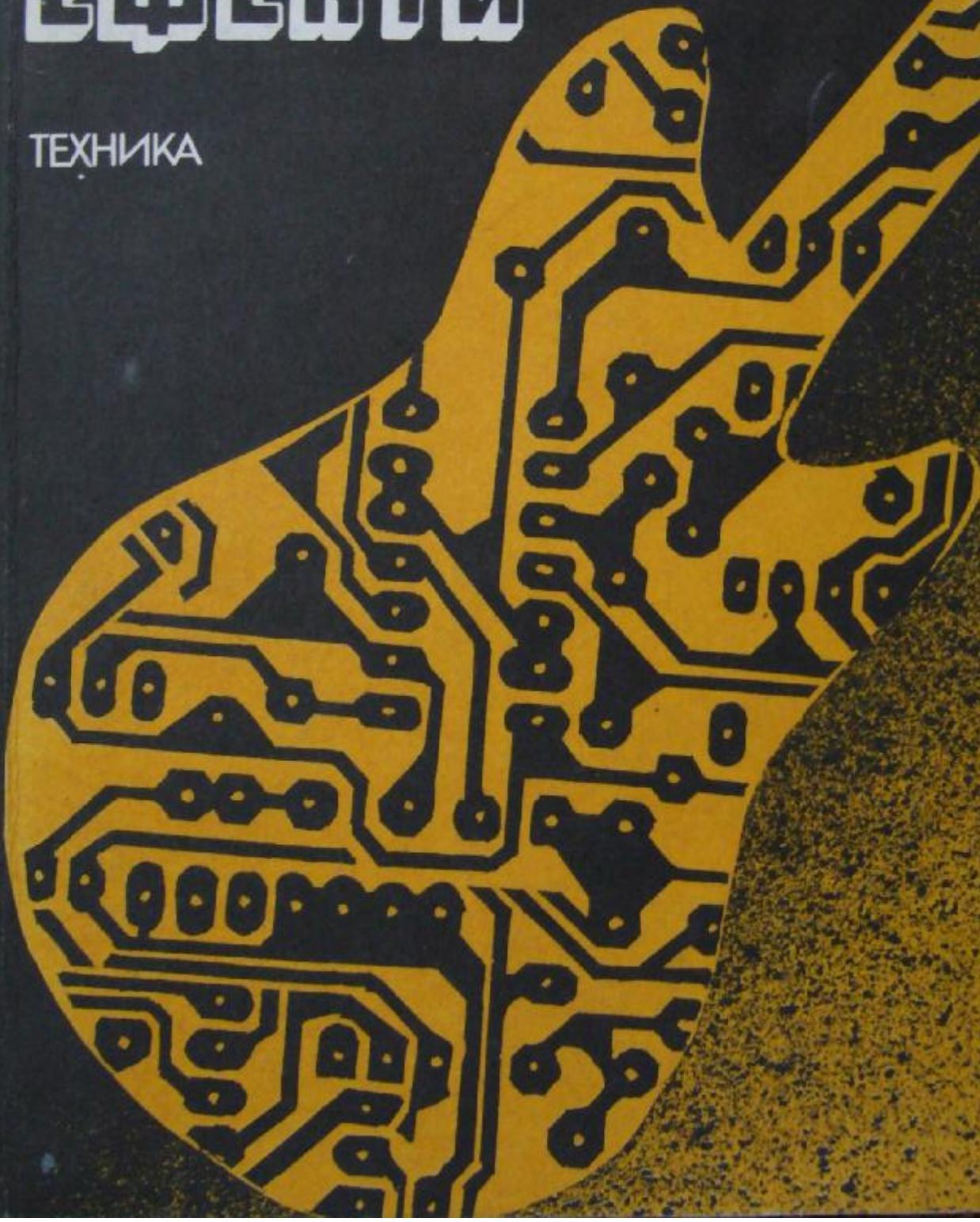


СЛАВАРОВ

# ЕЩЕ ТРОИНИ МУЗЫКАЦИИ ЕФЕКТИ

ТЕХНИКА



Инж. Симо Л. Лазаров

# ЕЛЕКТРОНИИ МУЗИКАЛНИ ЕФЕКТИ

ДЪРЖАВНО ИЗДАТЕЛСТВО „ТЕХНИКА“  
СОФИЯ • 1984

Развитието на електрониката и високото ѝ съвременно ниво позволява тя да навлезе и в сферата на музиката. Като плод на дългогодишния труд на инженери, музиканти и тонрежими съоръжения се появиха много и различни музикални инструменти и устройства за създаване на електронни музикални ефекти.

Обект на книгата са устройства за управление на звука, с които се постигат различни звукови ефекти, допълващи звуковата картина при музикални изпълнения. Разгледани са основните проблеми, излизящи при конструирането им, техният принцип на действие и начинът на работа с тях.

Тази книга е предназначена както за радиолюбители с отношение към съвременната музика, така и за музиканти с технически наклонности. Представени са елементарни и сложни схемни решения — един от най-добрите в тази област, повечето от които експериментирани и функционирали в различни поп-и рокгрупи.

© Съл. о Леопол Лазаров, 1984 г.  
с/о Лазаров

## 1. ПРЕДГОВОР

Обект на разглеждане в тази книга са електронните музикални ефекти, създавани за окраска на звука, получен от електронен или адапторен музикален инструмент. Апаратурата за синтезиране на звук — синтезаторите, поради качествено различият принцип на извличане на звука, въпреки че са инструменти с неограничени възможности за създаване на ефекти, няма да бъдат описани. Също така не се описват и допълнителните средства за обработка на звука — ревербератори, закъснители и др. под., както и цифровите средства за ефекти, описание на които само за себе си би изисквало обем, почти два пъти по-голям от обема на тази книга.

В тази книга са застъпени както елементарни, така и по-сложни схемни решения на устройства за създаване на електронни ефекти. След като конструкторът знае принципа на действие на дадено устройство, той може сам да пристъпи към усъвършенствуването на схемното решение. При конструирането и експериментирането на устройствата радиолюбителят-музикант и музикантът-радиолюбител ще се сблъскат с немалко трудности; основната цел ще бъде търсенето и откриването на желания звук. Понякога ще се получават ефекти, несъвместими с техническите изисквания, както е например при дисторшън, при който се цели искривяването на сигнала; или при фейзера, при който се получава дефазиране на сигнала, като някои компоненти изчезват; или при фийдбека (микрофонията е известна в литературата като нежелан ефект). Но въпреки това тези и подобни ефекти звучат приятно. В крайна сметка звученето на инструмента е факторът, който определя дали този или онзи ефект ще се използува или не. Но нека все пак не разчитаме на това, че всеки дефект в схемата води до ефект в звученето.

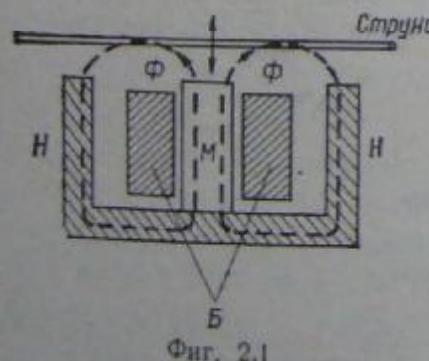
## 2. МУЗИКАЛНИ ИНСТРУМЕНТИ И ВИДОВЕ ЕФЕКТИ

Адапторните и електронните музикални инструменти са основните източници на звук, който в определени моменти от музикалното изпълнение подлежи да бъде обработен от устройства за създаване на ефекти. Ето защо ще разгледаме и начините на зареждане на звука при тези инструменти.

### 2.1. АДАПТОРНИ ИНСТРУМЕНТИ

При традиционните музикални инструменти получаването на звуковите трептения става по различни начини: чрез разтрептяване на струна (цигулка, китара, арфа, пиано, мандолина и др.), чрез пропускане на въздушна струя през процепи и резонатори (флейта, тромпет, кларинет, саксофон, орган и др.), чрез въздействие с удар върху различни материали (ксилофон, вибрафон, барабани, звънчета и др.).

Принципът на адапторните традиционни инструменти се състои в превръщане на механичните или акустичните трептения, произвеждани от тях, в електрически с помощта на преобразуватели, наречени адаптори. Адапторите се разделят на две групи в зависимост от това, в каква среда реагират. Инструментите с метални, магнитни трептящи тела се комплектуват с електромагнитни адаптори, а при тези с неметални се използват пиезоелектрични адаптори, при които трептенията се снемат от корпуса на инструмента. В практиката са се наложили електромагнитните адаптори като по-лесни за реализация, по-евтини и поради обстоятелството, че са по-нечувствителни към външни влияния.



Фиг. 2.1

Електромагнитният адаптор (фиг. 2.1) се състои от постоянен магнит  $M$  с полюсни накрайници  $H$  и бобина  $B$  с голям брой на-

вивки. Електрическите трептения възникват при промяна на магнитния поток  $\Phi$  на постоянния магнит. Големината на потока зависи от разстоянието между полюсните накрайници и струната. Когато струната е в покой, магнитният поток е постоянен, но при промяна на положението на струната спрямо магнита се изменя и магнитният поток, а в бобината се индуцира променливо напрежение, пропорционално на честотата на трептене и на големината на магнитния поток. Различните струни са с различна магнитна проводимост, което води до различно звучене, а това налага и поставянето на различни компенсиращи елементи в схемите на свързване на адапторите. За да бъде един адаптор чувствителен, трябва полето, създадено от постоянния магнит, да бъде с достатъчна големина, а бобината да има възможност най-голям брой навивки. Изискванията към един адаптор са: да създава достатъчно голямо изходно напрежение (около 5—15 mV) и да не се влияе от външни въздействия.

Тъй като повечето от ефектите, описани в тази книга, се проявяват най-добре при китарата, като основен източник на звук разгледахме принципа на действие на адаптора за китара. А самата китара с един от първите музикални инструменти, които стават обект на адаптиране. Патентът на електрическата китара е още от 1927 г., но популярността нараства към средата на 50-те години заедно с рокенд-рола и тя става основен инструмент във всички състави. Незабравими остават инструменталните изпълнения на състава „Шедоус“, виртуозното свирене на „Бийтълс“, „Ролинг Стоунс“, „Дийп Пърпъл“ и много други, при които китарният съпровод и соловите партии са на еднакво ниво с безупречните вокални изпълнения. Звукът на електрическата и усилената китара е основен компонент даже и за създаването на стилове на свирене на китара. А оттук изниква и необходимостта от усъвършенствуване на този звук, от обогатяването му с нови звукови нюанси и цветове. Това е основната предпоставка и за конструкторите на устройства за електронни ефекти, които през 60-те години предлагат и първите видове ефекти, предназначени за електрическа китара.

### 2.2. ЕЛЕКТРОННИ МУЗИКАЛНИ ИНСТРУМЕНТИ

Списъкът на електронните музикални инструменти постоянно нараства. Конструкторите на клавишни инструменти увеличават възможностите им в съответствие с най-новите достижения на техниката. Въпреки обстоятелството, че различните клавишни ин-

струменти по едини показатели се различават, а по други си приличат, оихме могли да ги класифицираме в няколко основни групи:

1. В зависимост от същността си — на електронни органи, електронни пиана, електронни шрайхове, клавинети и други инструменти, построени на базата на комбиниране между изброението по горе.

2. В зависимост от принципа на генериране на звука — на електромеханични („Hammond“ — орган, „Fender“ — пиано, „Yamaha“ — гранд пиано) и изцяло електронни (органи, пиана, шрайхове).

3. В зависимост от метода на тембробразузване — на такива чрез адитивен синтез, чрез субтрактивен синтез и чрез директен метод за получаване на комплексни сигнали с определена форма.

4. В зависимост от възможния брой едновременно звучащи тонове — на единогласни и многогласни.

Възможно е комплектуването на електронните музикални инструменти с всички описани в тази книга устройства за ефекти, но най-удачно е ползването на ефектите, изградени на базата на фазова модулация, която придава на звученето обемен характер и интересни звукови нюанси.

### 2.3. СИНТЕЗATORИ И КОМПЮТРИ

Едно съвременно съоръжение, изпълняващо както ролята на музикален инструмент, така и на устройство за създаване на ефекти, е синтезаторът. Принципът за управление чрез напрежение на отворената система от устройства дава възможност за създаването на неограничен брой звукови тембри и ефекти. Това е най-съвършеният електронен инструмент, който може да имитира инструменти и звуци, съществуващи в природата, и да създава качествено нови звуци, непознати за човешкото ухо.

Към тази група инструменти спадат и устройства, при които основният източник на звук е човешкият глас, наречени вокодери. Ефектите, получени вследствие управление на човешкия глас, са интересни и не могат да се пресъздават от други устройства.

Най-съвременната тенденция за създаване и управление на звука е чрез използването на компютри, програмирани на съответния машинен език и изпълняващи функциите на композиране и изпълнение на музиката, включително синтезирането на звука и ефекти с предварително зададени параметри. Усъвършенствуване-

то на компютрите и миниатюризацията им позволява тяхното съчетаване с клавиатури и видеодисплеи. На тях музикантът даже и на концертно изпълнение може да програмира звука, който, запомнен от запомнящите устройства, се възпроизвежда в определен момент от музикалното изпълнение.

Синтезаторите и компютрите няма да бъдат обект на внимание в тази книга въпреки тяхното съвършенство при създаването на ефекти поради обстоятелството, че принципът на тяхното действие е качествено нов и изиска голяма предварителна подготовка.

### 2.4. ВИДОВЕ ЗВУКОВИ ЕФЕКТИ

Звуковият ефект спомага за обогатяването, за „оживяването“ на цялостното звучене по време на музикалното изпълнение. Същността на всички ефекти се състои в преобразуване на спектъра на основния сигнал, идващ от музикалния инструмент. Ефектите може да се разделят на пет основни вида:

1. Ефекти, възникнали вследствие амплитудно модулиране на основния сигнал — треколо-ефекти.

2. Ефекти, възникнали вследствие честотно модулиране на основния сигнал — вибраторо-ефекти.

3. Ефекти, възникнали вследствие фазово модулиране на основния сигнал — фейз-ефекти, Лесли-ефекти.

4. Ефекти, възникнали вследствие спектрална модулация на основния сигнал — уа-уа ефект, фъз-ефекти, бустер-ефекти, дисторшъни и др.

5. Ефекти, възникнали вследствие комбиниране на по-горе описаните модулации или допълнителна обработка на основния сигнал.

Следвайки известна хронология в историята на създаване на ефектите, а също така съобразно степента на сложност на устройствата в тази книга няма да се спазва дадената по-горе последователност. Освен това читателят трябва да има предвид, че точно покритие между установената терминология и същността на ефекта все още не съществува. Понякога различни по своята същност устройства създават единакъв ефект, а много често звученето, характеризиращо определен ефект, може да се получи чрез различни по принцип методи. Оттук следва, че ефектът е описан вероятно в различни глави на книгата под различни наименования.

## 3. ТЕМБЪР НА ЗВУКА

### 3.1. СЪЩНОСТ НА ТЕМБЪРА

Тембър наричаме онова качество, по което звукове, еднакви по височина, сила и трайност, се различават един от друг. По тембъра различаваме акустичните и електронните музикални инструменти, както и човешките гласове. Тембърът не може да се опишне достатъчно точно с думи. Той се изразява чрез характеристики, заимствувани от областта на други усещания. Така говорим за светъл, тъмен, блестищ, матов тембър (светлинни усещания), за мек, остър, сух, сочен тембър (осезателни и вкусови усещания), за пълен, широк, масивен тембър (пространствено-обемни възприятия).

Тембърът на звука може да се възприеме само чрез непосредствено чуване. Затова не сме в състояние да си представим тембър на неизвестен инструмент или на съчетание от няколко познати инструмента, ако не сме ги чули. Тембровият слух е изключително необходим за всеки музикант и техник, работещ в областта на музиката, а предпоставка за развитието му е натрупването на голямо количество слухови представи.

Тембърът е специфичен белег на всеки музикален инструмент и за да го характеризираме, е достатъчно да назовем името на този инструмент. Така говорим за цигулков тембър, тембър на флейта, пиано и др. независимо от това, че отделните инструменти могат да променят тембъра си, макар и в тесни граници, в зависимост от начина на звукоизвлечането. Не стои така въпросът за тембъра при електронните музикални инструменти и ефекти. Два електронни инструмента или ефекта с едно и също наименование могат да имат различен тембър в зависимост и в съответствие с основните методи за генериране на звука, честотните корекции и други фактори, с които ще се запознаем в тази книга.

Тази важна характеристика на звука — тембърът — се определя главно от спектралния състав на звука. Спектралната характеристика на даден звук отразява както наличието на определени хармонични съставки, така и съотношението на амплитудите им. Ако в спектъра на даден звук доминират първите няколко хармонични, тембърът на този звук е мек и сочен. Звънящият тембър притежават звуковете с повдигнати обертонове в областта обертонове с пореден номер над пет. По принцип определен тембър се получава при определени съотношения на амплитудите на отделните хармонични в отделните участъци от звуковия диапазон на инструмента. Отслабени или липсващи хармонични в

спектъра на звука на инструмента придават особен характерен тембър. Липсващите четни хармонични придават кларинетно зучене на тона.

Поради разликите в амплитудите и броя на хармоничните съставки всеки звукоизточник има свой определен, характерен тембър във всичките си регистри. Това се дължи на съществуването на т. нар. форманти. Формантите са определени честотни области с усилени обертонове. Тембърът на звука не е единствено определен от спектралния състав. Съществено значение за определяне на тембъра оказва и характерът на атаката (възникването) и затихването на звука. Модулирането на звука по време на преходните процеси и стационарните режими на работа също оказва влияние върху формирането на тембъра.

Ние възприемаме тембъра като просто качество на слуховите усещания, макар че той въобще е сложно физическо явление. Понякога изменянето на един физически фактор — честотата или силата на звука, води до изменение на два психологически фактора — височината, съответно силата, и тембъра. С тези особености на създаването и възприемането трябва да се съобразяваме при синтезирането на определен звуков ефект.

### 3.2. МЕТОДИ ЗА ГЕНЕРИРАНЕ НА ЗВУК

При електронните и адапторните музикални инструменти, представляващи първоизточник на звук, различаваме три метода за генериране на звуков спектър: адитивен (хармоничен), субтрактивен (аналогов) и директен метод за получаване на комплексни сигнали с определена форма.

#### 3.2.1. Адитивен синтез

Посредством адитивния синтез може да се произведат произволни крайни хармонични спекtri чрез пряко определяне на амплитудата на хармоничните компоненти и основната честота. Желаният спектър се получава чрез независимо прибавяне на амплитудата на всяка хармонична съставка. Качеството на звука, получен по този метод, зависи от броя налични хармонични съставки, конто при усъвършенстванието електронни инструменти (органи „Hammond“) достигат до единадесет.

### 3.2.2. Субтрактивен синтез

Тъй като този метод лежи в основата и на създаването на звука и звуковите ефекти, на него ще се спрем подробно, като разгледаме и теоретичната постановка за синтеза на сигнали с различна форма.

Същността на субтрактивния синтез е, че генерираните трептения, съдържащи голям брой хармонични съставки, се подават на някоако вида филтри и спектралното разпределение на изходния хармоничен тон се ограничава от предавателните характеристики на филтрите. За даден филтър спектралната обвивка е фиксирана от определени честотни граници, независими от основната честота на дадения тон. С други думи, филтърът изпълнява аналогична функция на акустичния резонатор при традиционните музикални инструменти.

Хармоничният начин на синтез на сигнал от общ вид е основан на анализа с помощта на редовете на Фурье.

Всеки периодичен сигнал с произволна форма може да се представи като сбор от безкраен брой елементарни хармонични трептения. Ако периодичният сигнал е описан като функция  $f(t)$ ,

$$\text{то } f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin(k\omega t + \varphi_k),$$

където  $A_0$  е постоянна съставка;

$A_k$  — амплитуда на  $k$ -тата хармонична;

$k$  — номер на хармоничната;

$\omega$  — ъглова честота на първата хармонична;

$t$  — време;

$\varphi_k$  — фазово изместване на  $k$ -тата хармонична.

Хармоничният състав на всеки комплексен периодичен сигнал е определен единствено с неговата форма. Постоянната съставка на комплексния сигнал ( $A_0$ ) и фазовите измествания на отделните хармонични ( $\varphi_k$ ) не влияят на резултатния звук. Звуковият июанс е определен от амплитудите на хармоничните съставки ( $A_k$ ) и представлява спектърът на сигнала.

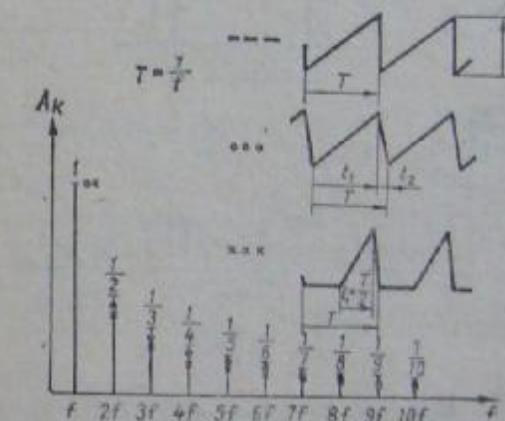
Формата на сигнала може да е различна. Най-голямо значение за електронните музикални инструменти и устройства за ефекти имат комплексните периодични сигнали с трионообразна, правоъгълна и триъгълна форма.

Сигнал с трионообразна форма

Функцията  $f(t)$ , описваща трионообразните трептения, се изразява с реда

$$f(t) = \frac{A}{\pi} \left( \sin \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t - \dots + (-1)^{k+1} \frac{1}{k} \sin k\omega t + \dots \right)$$

Както се вижда, редът притежава четни и нечетни хармонични, чиито амплитуди постепенно намаляват с увеличаване на номера. Амплитудата на първата хармонична съставка е определена с  $\frac{A}{\pi}$ . На фиг. 3.1 е даден спектърът на трионообразните трептения.



Фиг. 3.1

Сигнал с правоъгълна форма в съотношение  $\delta:(T-\delta)$

Функцията  $f(t)$  на правоъгълното трептене се изразява с реда

$$f(t) = (A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + \dots + A_k \cos k\omega t + \dots).$$

$$\text{Амплитудата на хармоничните } A_k = \frac{2A}{\pi} \cdot \frac{1}{k} |\sin k\pi f \delta|,$$

където  $A$  е амплитуда на правоъгълното трептене;

$k$  — номер на хармоничната ( $k=1, 2, 3, 4, \dots$ );

$\delta$  — широчина на правоъгълния импулс.

Спектърът на правоъгълните трептения е даден на фиг. 3.2. Амплитудите на хармонични съставки са пропорционални на  $|\sin k\pi f \delta|$  и намаляват във времето пропорционално на коефициента  $\frac{1}{k}$ .

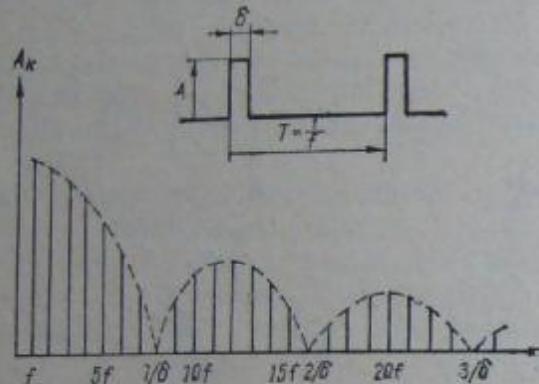
В точките  $\frac{1}{\delta}, \frac{2}{\delta}, \frac{3}{\delta}, \dots$  амплитудата е равна на nulla.

С промяна на широчината на импулса се менят и спектралният състав на хармоничните. Колкото импулсът е по-тесен, толкова повече хармонични съдържа всяка от областите, заключени между две нулеви точки. Броят на хармоничните може да се изчисли от израза  $n = \frac{1}{\delta f}$ ,

където  $n$  е броят на хармоничните съставки в една област;

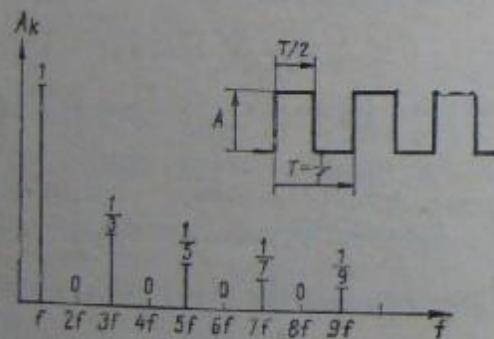
$\delta$  — широчина на импулса;

$f$  — честота.



Фиг. 3.2

Сигнал с правоъгълна форма в съотношение  $\delta : (T - \delta) = 1 : 1$



Фиг. 3.3

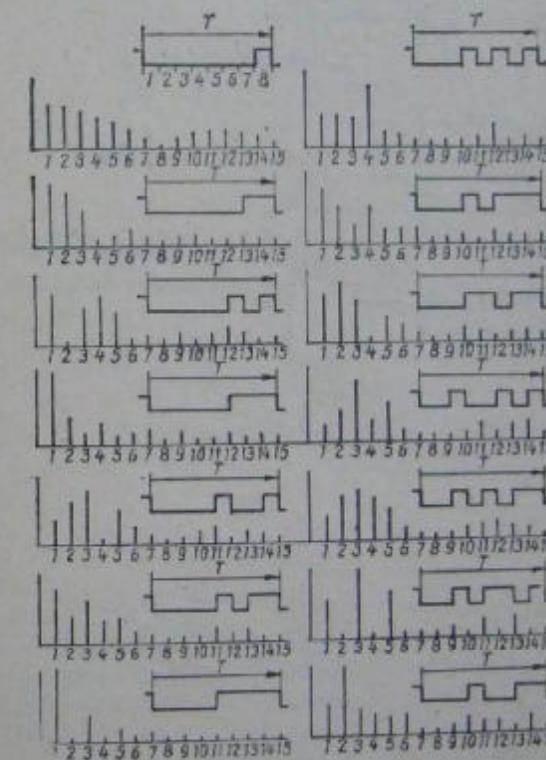
Тези трептения се изразяват с реда

$$f(t) = \frac{2A}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots + \right. \\ \left. + \frac{1}{2k-1} \sin (2k-1)\omega t + \dots \right).$$

Редът съдържа само нечетни хармонични, чито амплитуди намаляват пропорционално с коефициент  $\frac{1}{k}$ . Спектърът е даден на фиг. 3.3. С дробните стойности са означени амплитудите на висшите хармонични.

#### Серии правоъгълни импулси

На фиг. 3.4 са дадени примери на различни серии правоъгълни импулси и техните хармонични спектри. При хармоничния ана-

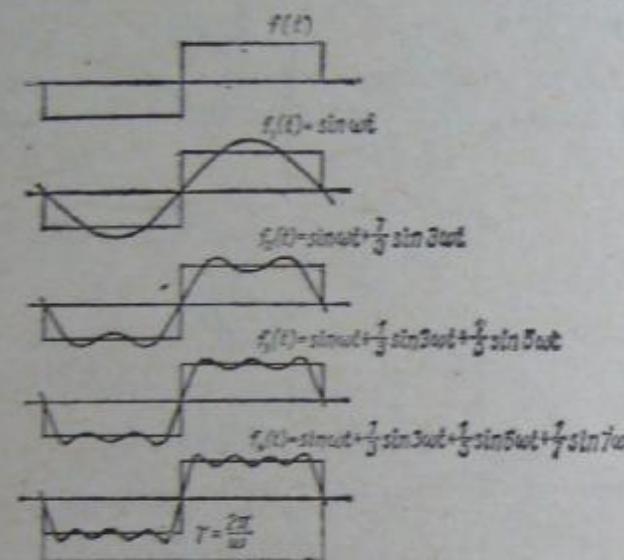


Фиг. 3.4

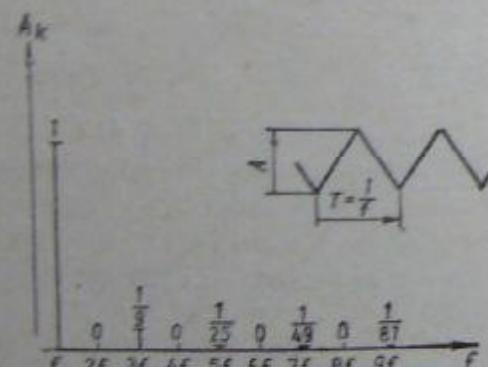
лиз на формата на сигналите обикновено се определят само първите членове от реда на Фурье, а останалите поради пренебрежимо малкото им влияние върху спектъра пренебрегваме. На фиг. 3.5 е показана апроксимация на правоъгълни трептения с различни сборове от членове на реда. За сравнение е представена и функцията  $f(t)$ , която е сбор от всички членове на реда на Фурье.

Функцията  $f(t)$ , описваща триъгълното трептение, се изразява с реда:

$$f(t) = \frac{4A}{\pi^2} \left( \sin \omega t - \frac{1}{3^2} \sin 3\omega t + \frac{1}{5^2} \sin 5\omega t - \dots \right).$$



Фиг. 3.5

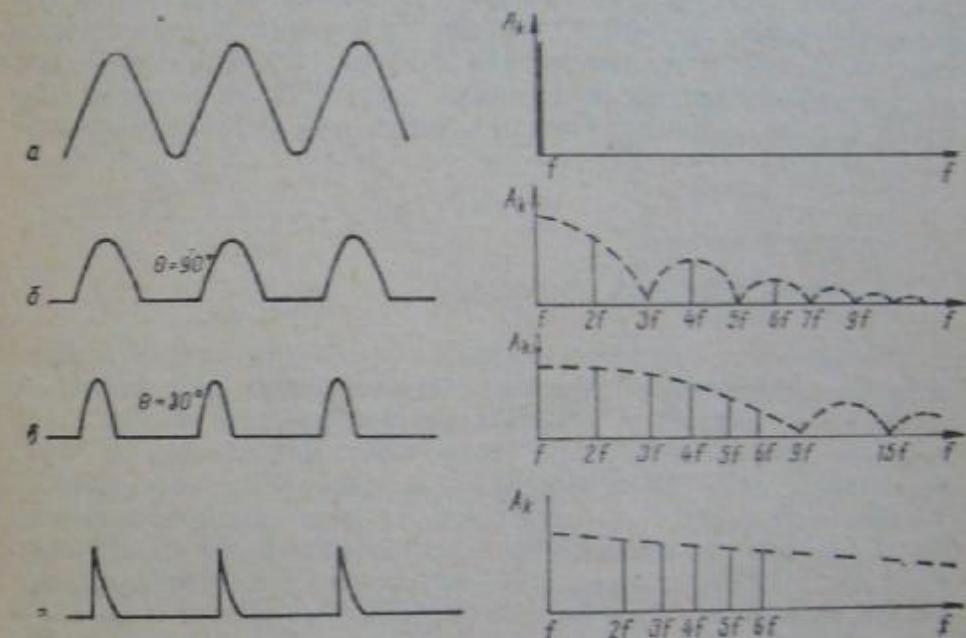


Фиг. 3.6

Редът съдържа само нечетни хармонични, чиято амплитуда намалява с коефициент  $\frac{1}{n^2}$ . Хармоничният спектър на функцията е даден на фиг. 3.6.

### Различни форми на генериирани напрежения

Важно значение при електронните музикални инструменти и устройства за ефекти има спектралният състав на сигнала на изхода на инструмента, който се подава към устройството за създаване на ефект. Понякога е необходимо на изхода на устройст-



Фиг. 3.7

вото за ефекти да се появи сигнал с точно определена форма. За да има възможност конструкторът на схеми да сравнява различните форми на сигнала и присъствието на хармонични съставки във всяка една от тях, на фиг. 3.7 са дадени най-често срещаните форми на генерираните напрежения заедно със спектралното им разпределение. При възпроизвеждане синусоидалният сигнал звучи глухо, постно. При синусоидални отрезъци със на отсечката  $90^\circ$  (фиг. 3.7 б) липсват нечетните хармонични съставки. Такъв сигнал има тромпетен оттенък на звученето. Още по-звънко звуци сигналът, показан на фиг. 3.7 в. А най-богат спектър притежават сигналите, имащи формата на периодични островърхи импулси, които се получават чрез диференциране на единополярни правоъгълни импулси (фиг. 3.7 г).

### 3.2.3. Директен метод за получаване на команда с определена форма

Периодичен сигнал със специфична форма може да бъде генериран чрез електронно сканиране на напрежението, като основната честота е равна на скоростта на сканиране. Основните трептения се изграждат на основата на няколко дискретни точки. В най-съвременната си модификация този метод използва цифрови генератори и памети от типа ROM или RAM, в които е заложена информация за цялостната структура на сигнала. Този метод намира приложение при създаването на цифрови устройства за ефекти.

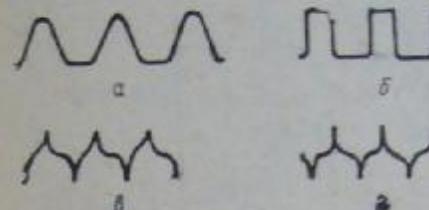
## 4. ФЪЗ-БУСТЕР ЗА КИТАРА

Тембърът на китарата е сравнително беден поради отсъствието на хармонични съставки на сигнала. всяка деформация на сигнала е от значение за окончателния тембър, тъй като води до промяна на спектралното разпределение. Деформация на звука на китарата може да се получи по най-различни начини, като се въздействува върху честотните и амплитудните характеристики на звука. Общото наименование на ефектите, които по своята същност могат да бъдат създадени посредством тонкоректори, усилватели, активни или пасивни филтри, нелинейни вериги и други, е фъз-ефекти или бустер-ефекти. Понякога се използват и комбинирани наименования за съответните устройства, например фъз-бустер, фъз-бокс, топ-бустер, бустер-приставка и др. Обикновено тези устройства се включват между китарата и усилвателя, като е осигурена възможност за команда с крачен превключвател. На фиг. 4.1 е дадено изменението на един синусоидален сигнал, преминал през фъз-бустери.

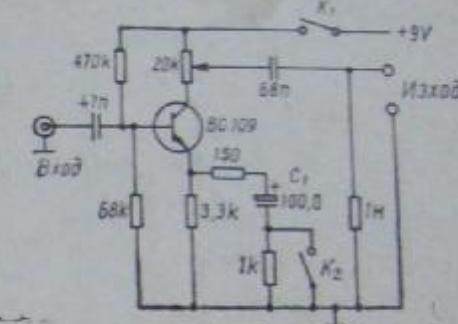
4.1. На фиг. 4.2 е показана схема на прост превключвател, посредством който може да се изменя гръмкостта при солови и акомпаниращи функции на китарата. Използвани са силициеви транзистори BC109. През входния кондензатор сигналът от китарата достига до базата на транзистора и докато крачният превключвател е в положение „ритмус“, сигналът се усилва сравнително малко. При затваряне на ключа  $K_1$  „соло“ резисторът със съпротивление  $1k\Omega$  се дава накъсо, от което следва паралелното включване на кондензатора с капацитет  $100 \mu F$  към резистора със съпротивление  $3.3 k\Omega$ , намаляване на отрицателната обратна връз-

ка, съответно повишаване на усилването. Гръмкостта може да се регулира чрез колекторното съпротивление.

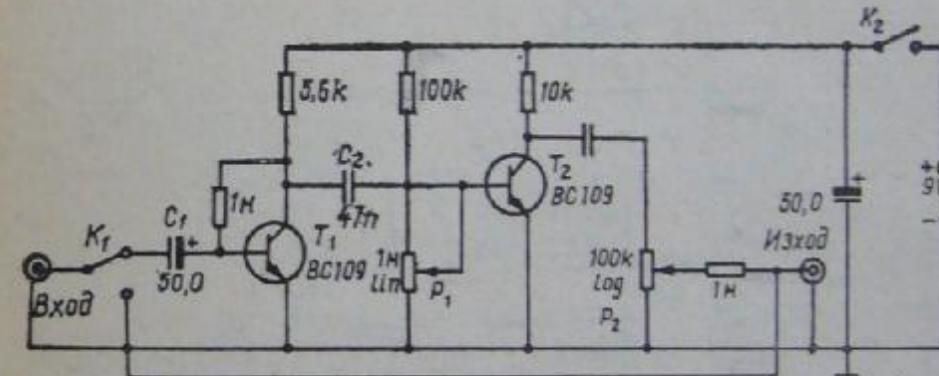
4.2. С два транзистора може да се построи един елементарен, но добре функциониращ фъз-бустер (фиг. 4.3). През входния кон-



Фиг. 4.1



Фиг. 4.2



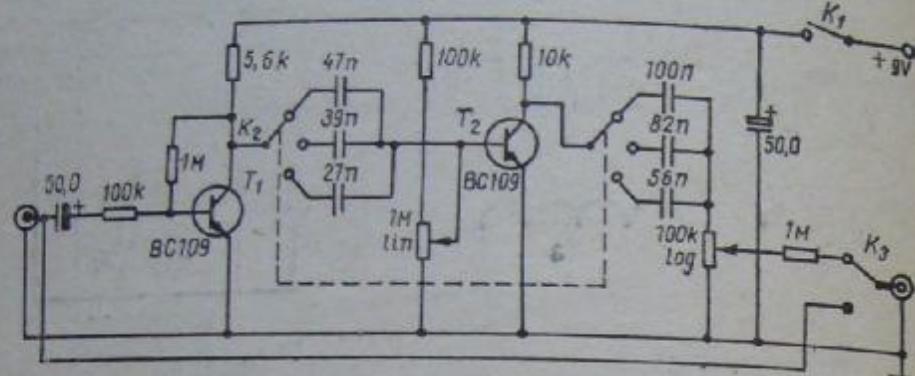
Фиг. 4.3

дензатор  $C_1$  сигналът от китарата се подава на базата на първия транзистор BC109. Усиленият вече сигнал през кондензатора  $C_2$  постъпва на базата на втория транзистор, който е в такъв режим, че се претоварва и деформира сигналът. Изменението на формата на входния сигнал води до появата на допълнителни обертонове. Чрез изменение на преднапрежението на базата на  $T_2$  може да се регулира степента на деформацията (с потенциометъра  $P_1$ ). Гръмкостта се регулира с потенциометъра  $P_2$ .

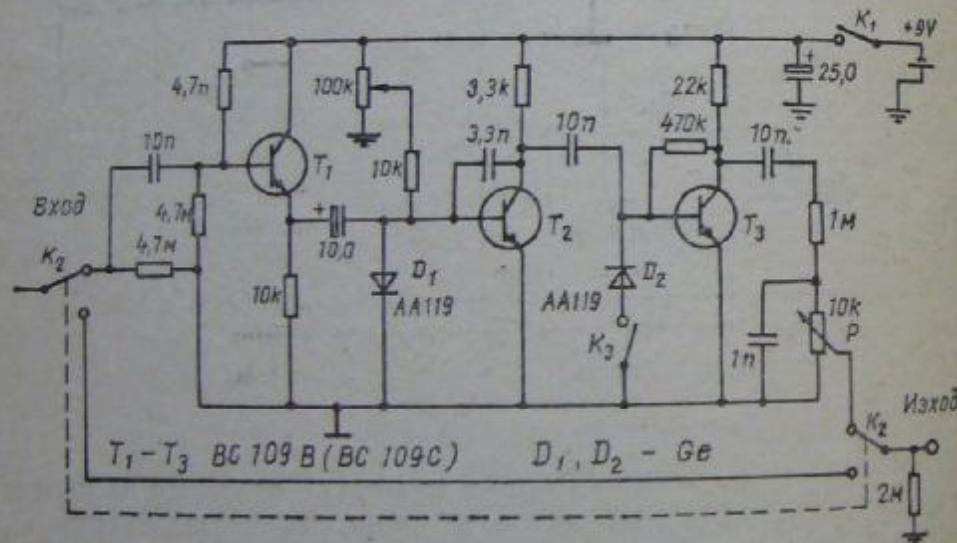
4.3. По-разширен вариант на предишната схема е даден на фиг. 4.4. Посредством  $K_1$  може да се избира различно звучене. Чрез  $K_2$  схемата може да даде накъсо и сигналът преми-

нава директно към изхода. За захранване се използва батерия 9 V.

4.4 На фиг. 4.5 е дадена схема, която има повече възможности. Входният импеданс е висок, тъй като повечето китари



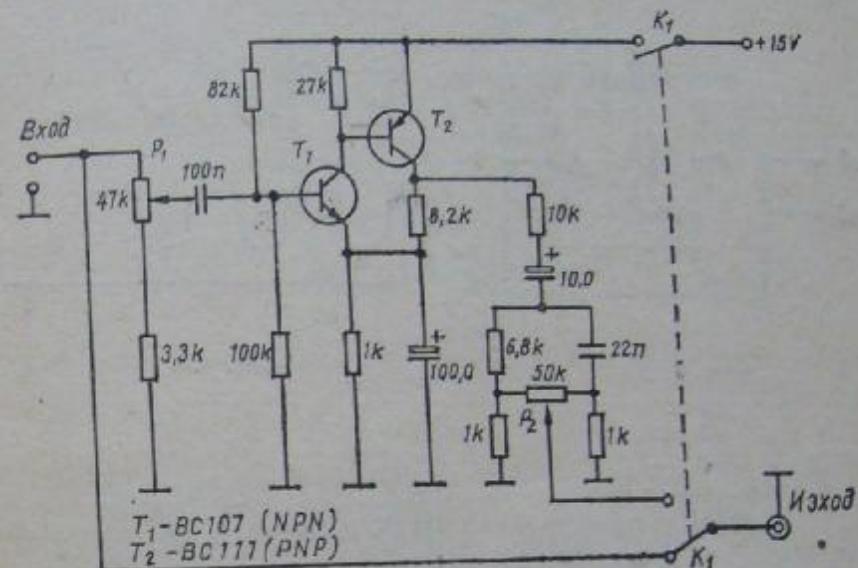
Фиг. 4.4



Фиг. 4.5

имат високо изходно съпротивление.  $T_1$  е свързан като смитерен повторител, вследствие на което неговото изходно съпротивление е малко.  $T_2$  работи като усилвателно стъпало; степента на усиливане може да се променя посредством  $P$ .  $T_3$  е изходният транзистор. Големината на кондензатора на обратната връзка между

базата и колектора на  $T_2$  е избрана така, че да се създадат условия за възникване на ефекта „treble-boost“ (деформация на звука в областта на високите честоти). Чрез потенциометъра също може да се предизвика промяна на звука.

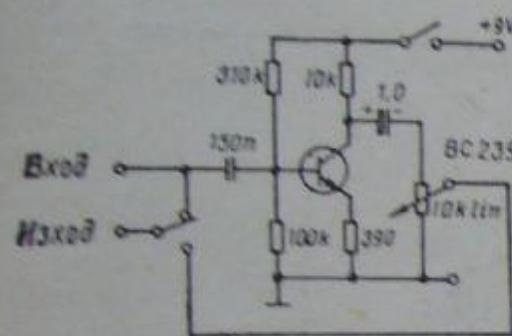


Фиг. 4.6

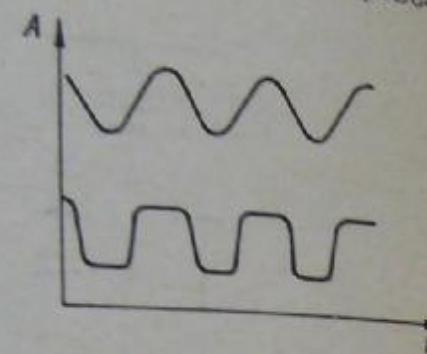
Интересен ефект се постига и чрез включването на ключа  $K_3$ . Ефектът се състои в ритмично прекъсване на звука в областта на ниските честоти. Ритъмът може да се променя чрез промяна на стойността на кондензатора, включен между колектора на  $T_3$  и базата на  $T_3$ . Възможно е и свързването на още един кондензатор паралелно на първия.

4.5. Фъз-буster с възможност за регулиране степента на деформация на сигнала е даден на фиг. 4.6. Това става чрез потенциометъра  $P_1$ . Усилияният от транзистора  $T_1$  сигнал се подава директно на базата на  $T_2$ , който се претоварва и изкривява подадения му сигнал. Възможността за допълнителна корекция на сигнала се осъществява чрез включения след  $T_2$  делител и RC-звено. Допълнителна честотна корекция е възможна чрез промяна на потенциометъра  $P_2$ . В нормално положение (без включен ефект) схемата не се нуждае от захранване. При осъществяването на тази схема да не се забравя, че  $T_1$  е от типа NPN, а  $T_2$  — PNP.

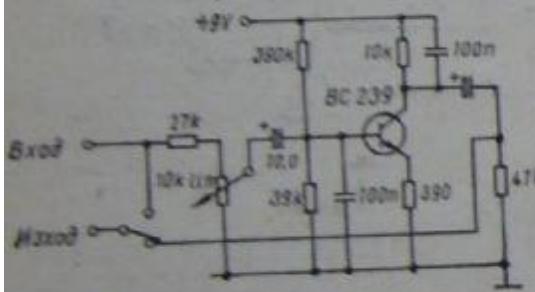
"Lineарен пънкопих" е дадено на фиг. 4.7. Това е "Linear Power Booster", който съдържа само един транзистор и се захранва от серия 9 V. Входният сигнал се подава на базата на транзистора BC239



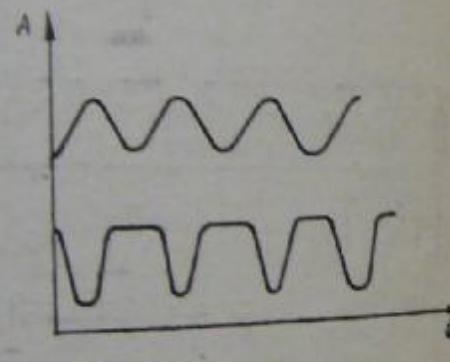
Фиг. 4.7



Фиг. 4.8



Фиг. 4.9



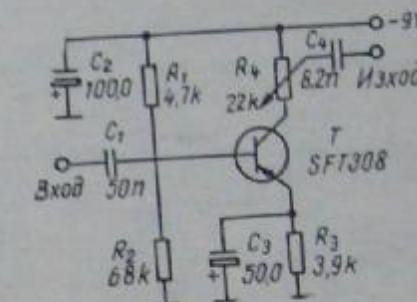
Фиг. 4.10

(или подобен). Посредством потенциометъра в колекторната верига може да се регулира степента на деформация на звука. Усиливателното стъпало е настроено така, че резултатният сигнал да има формата, дадена на фиг. 4.8.

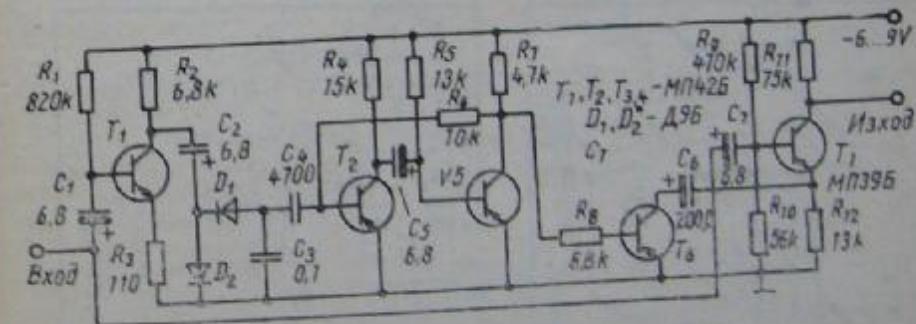
4.7. Друга форма на изходната крива на сигнала се постига със схемата, дадена на фиг. 4.9, която е вариант на по-горе описаната. Захранването е 9 V. Формата на изходната крива е дадена на фиг. 4.10.

4.8. Схемата, показана на фиг. 4.11, пропуска само високочестотната съставка на сигнала, извън от китарата. Приставката представлява едностъпален транзисторен усилвател. Кондензаторът  $C_1$  на входа на устройството пропуска само високочестот-

ните компоненти на сигнала. Делителят на напрежение определя работната точка на транзистора. За стабилизация на работата на транзистора при промяна на температурата в емитера е включена групата  $R_3C_2$ . Потенциометърът  $R_4$ , включен в колектора на



Фиг. 4.11



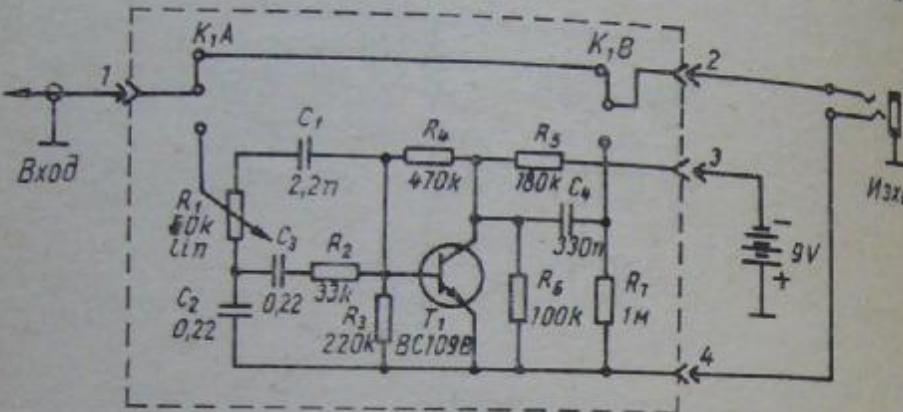
Фиг. 4.12

транзистора, служи за регулиране на изходното ниво на сигнала. Кондензаторът  $C_3$  неутрализира по променлив ток отрицателната обратна връзка, създадена от  $R_3$ .

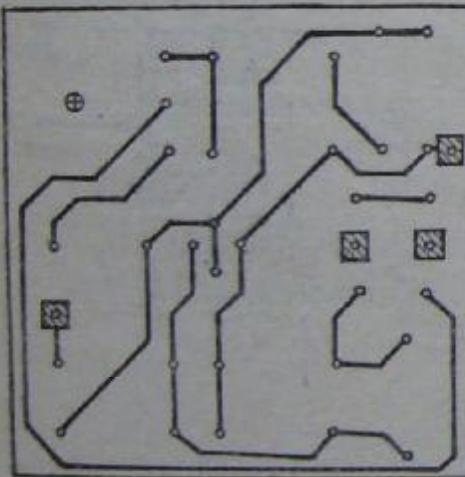
4.9. На фиг. 4.12 е дадена приставка, построена на базата на моновибратор, изпълнен с транзисторите  $T_2$  и  $T_3$ . Постъпващият сигнал се изправя чрез диодите  $D_1$  и  $D_2$  и се подава на моновибратора. Транзисторът  $T_4$  играе ролята на електронен ключ във веригата за обратна връзка на изходния усилвател, изпълнен с транзистора  $T_5$ .

В изходно състояние при отсъствие на входен сигнал транзисторът  $T_2$  е запущен, а  $T_3$  — отпущен, следователно  $T_4$  е съ-

що запущен, коефициентът на предаване на изходния усилвател е близък до 1. При появява на сигнал моновибраторът превключва и транзисторът  $T_4$  се отпуска, а коефициентът на предаване рязко се увеличава (5 до 15 пъти) практически за всички чу-



Фиг. 4.13

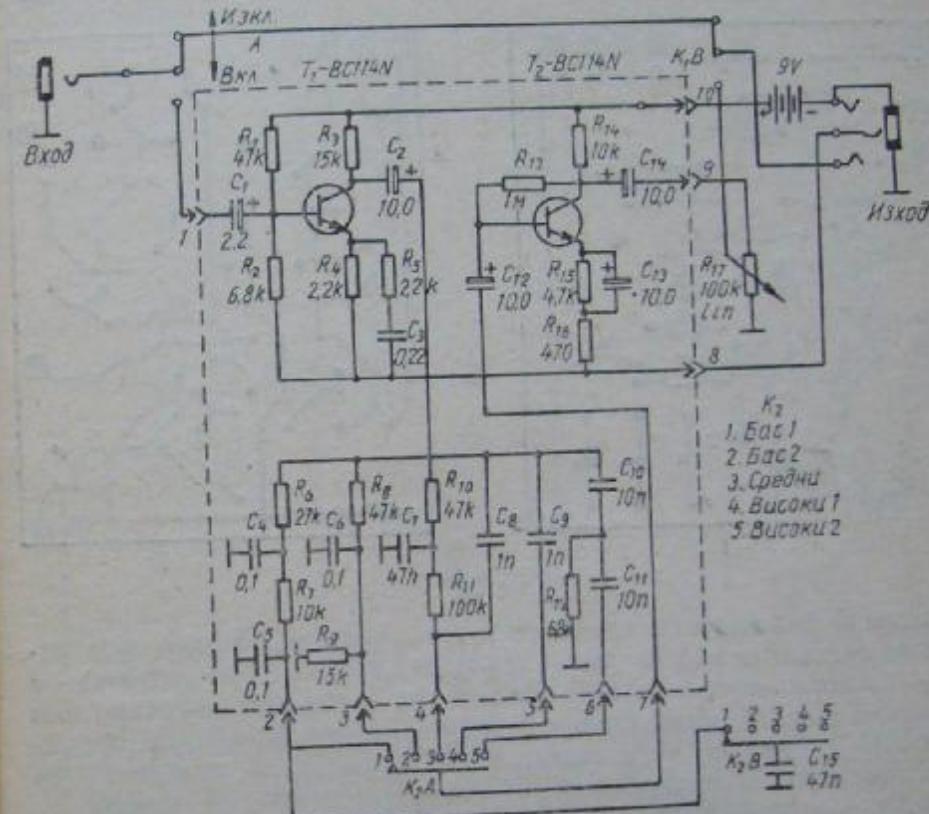


Фиг. 4.14

стоти, защото капацитетът на кондензатора  $C_6$  е сравнително голям. След 0,1 до 0,5s в зависимост от капацитета на кондензатора  $C_5$ , моновибраторът се връща в изходно положение и коефициентът на предаване на изходния усилвател намалява до първоначалната си стойност.

Резисторите  $R_1$  и  $R_2$  се подбират съобразно с изискването за минимални искривявания на сигнала. Транзисторът  $T_4$  трябва да има статичен коефициент на предаване по ток около 80, а останалите транзистори - около 50.

4.10. „Treble bass booster“ е наименованието на тонкоректора, производство на фирмата „Vox“. С негова помощ звукът на китарата може да се регулира плавно – от остро мегалически до глух, контрабасов. Устройството е подходящо за подобря-

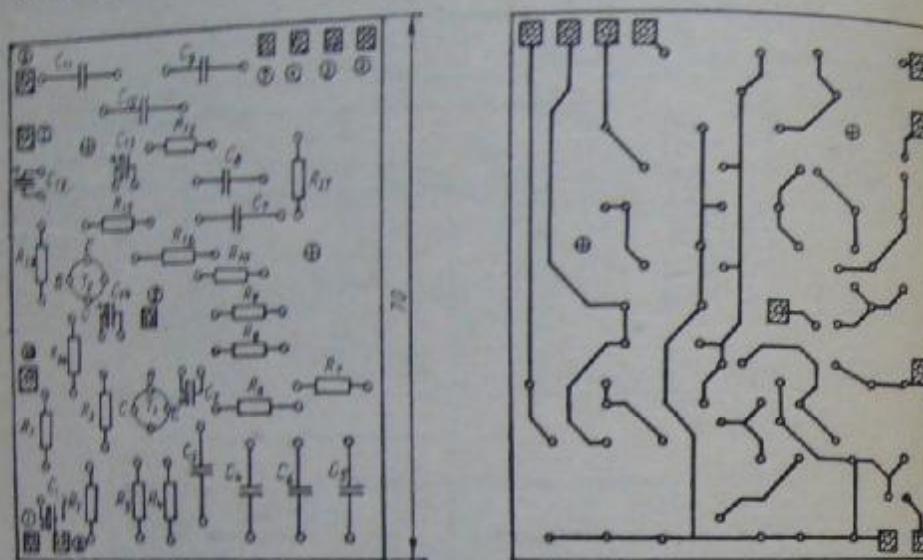


Фиг. 4.15

ване спектъра на бас-китарата (фиг. 4.13). Състои се от едностапен усилвател  $T_1$ , коригиращ загубите на сигнала в един пасивен тонкоректор. При горно положение на плъзача на потенциометъра  $R_1$  към базата на  $T_1$  преминават предимно високочестотните съставки на входния сигнал. В долно положение, обратно, се повдигат ниските честоти. Консумацията от батерията (9 V) е от порядъка на няколкостотин мА. Платката на тази тонкоригираща приставка е показана на фиг. 4.14.

4.11. Друг тонкоректор със стъпално избиране на честотната характеристика и със значително разширени възможности е

разработен от фирмата "Shaller" (фиг. 4.15). След усилване на входния сигнал от  $T_1$  той преминава през една от петте пасивни RC-групи. Комутацията на всяка от тях се извършва през превключвателя  $K_2$ . Петте позиции последователно осигурват пов-

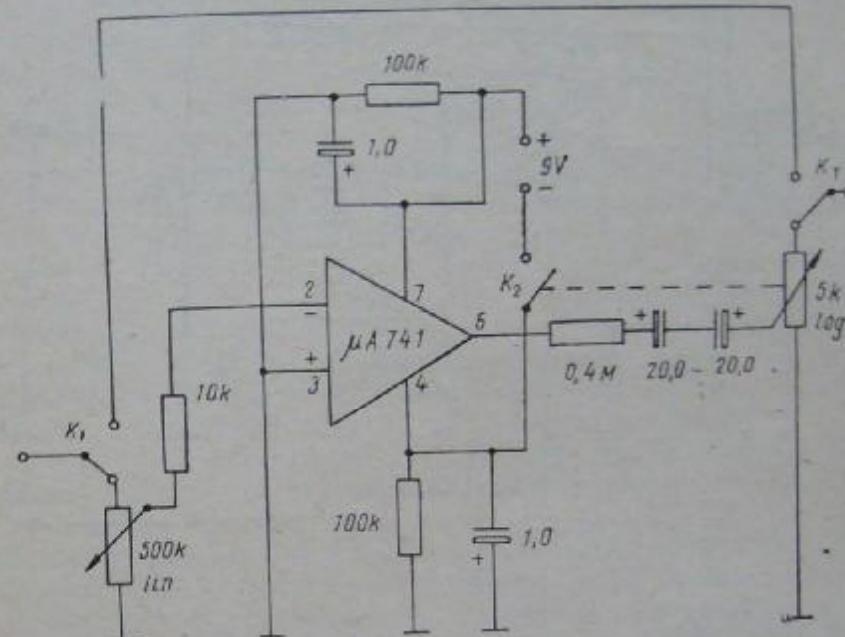


Фиг. 4.16

дигане на най-ниските, средните и т.н. честоти. Поради затихване на сигнала се налага ново усилване, което се осъществява от  $T_1$ . Точното изравняване на силата на звука при включено или изключено устройство става с потенциометъра  $R_{17}$ . Конструктивно той е оформен като педал, който служи и за включване на устройството, и се управлява с крак. В центъра на горната му част е поставен превключвателят  $K_1$ . На челната част са изведени потенциометърът  $R_{17}$  и превключвателят  $K_2$ . Платката (фиг. 4.16) и батерията (9 V) са разположени във вътрешността, а двете гнезда с жакове са монтирани симетрично отстрани на педала.

4.12. Елементарната схема на фъз-бустер, показана на фиг. 4.17, е синтезирана на базата на операционен усилвател с вътрешна компенсация от типа μA 741. Операционният усилвател работи като компаратор, който изкарва на изхода сигнал с правоъгълна форма, и то тогава, когато на инвертиращия вход има сигнал от инструмента. При отзучаването на струните намалява и напрежението на входа по експоненциална крива. Ако това напрежение спадне под нагласеното с потенциометъра ниво, сигналът на изхода също изчезва. Посредством ключа  $K$  (двоен ключ)

устройството може да се включва, като при изключено положение сигналът преминава направо към изхода. Общото регулиране на нивото на инструмента с фъз-бустера трябва да става след устройството, за да не се влияе входното ниво, необходимо за за-



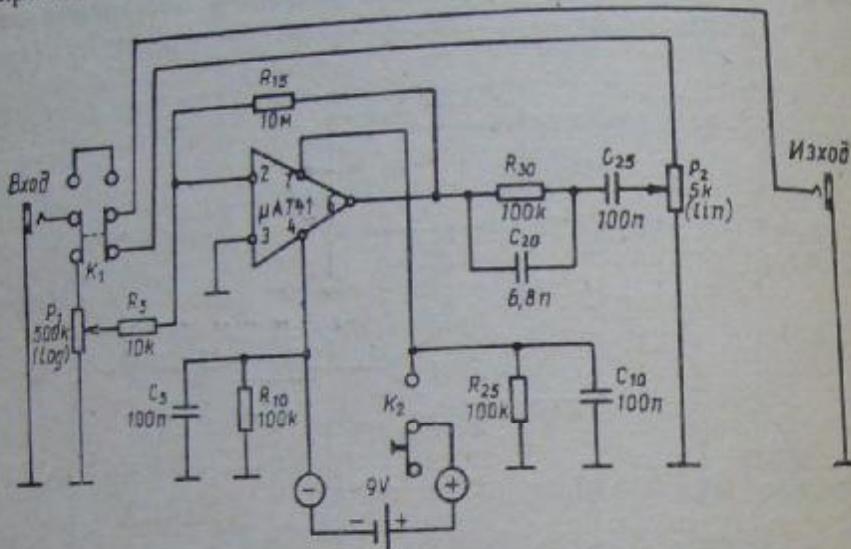
Фиг. 4.17

действуване на компаратора. Въпреки елементарната схема при това устройство са избегнати влиянието на акустичната обратна връзка, както и проникването на брум и шумове.

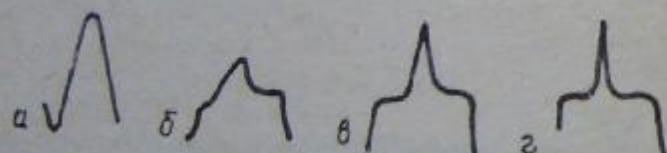
4.13. Схемата на фиг. 4.18 показва фъз-бустер с интегралната схема μA 741. Степента на деформация на входния сигнал се определя от  $P_1$ , а силата на звука — от  $P_2$ . Различните форми на изходните напрежения, получени с този бустер, са дадени на фиг. 4.19. Входният сигнал е синусоидален, с честота 1000 Hz.

4.14. На фиг. 4.20 е дадена сложна схема на бустер, в която се използува интегрална схема MAA 504. За подтискане на брума (50 Hz) на входа се използува двоен T-фильтър. Праговото напрежение  $U_n$ , при което транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  започват да се отпускат, е дадено с израза  $U_n = U_{be} R_2$  и нивото му е около 0.2 mV. За ограничаване на усилването на операционния усилвател след достигане на граничната стойност на входното напрежение

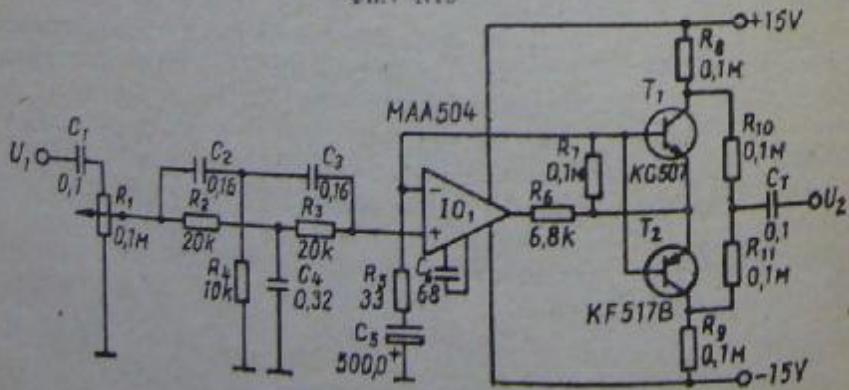
жение е необходимо използването на коригиращи елементи. Изходното напрежение се получава след събиране на колекторните напрежения на двета транзистора и има правоъгълна форма.



Фиг. 4.18



Фиг. 4.19



Фиг. 4.20

## 5. УСТРОЙСТВА ЗА ИЗКРИВЯВАНЕ (ДИСТОРШЪН)

Фъз бустерите и дисторшън-устройствата са единствените схеми в усилвателната техника, при които умножено се внасят големи нелинейни изкривявания. Създаденият тембър е твърде необичаен, непрекъснат и агресивен. Основно изискване към този вид устройства е продължителността на звука да е голяма.

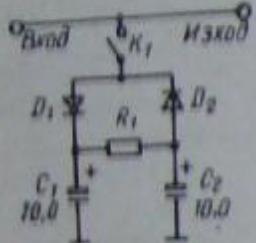
Въщност устройството за изкривяване е един преобразувател на формата на предавания сигнал. Най-често формата на изходния сигнал е правоъгълна, затова се получава ефект, разнообразяващ тембъра на електрическите китари, тъй като техният сигнал има почти синусоидална форма, която обуславя беден честотен спектър. Чрез ефекта на изкривяване този спектър се разширява, като звукът става по светъл и по-звънлив. Освен твърдия режещ звук, богат на хармонични честоти, с форма, близка до правоъгълната, е възможно получаването на мек, гайдов тембър, при който формата на сигнала е ограничена синусоида.

Ефектът на изкривяване се използва преди всичко при словни изпълнения, когато звукът е еднотонален. Използването на този ефект при акорди не се препоръчва, тъй като се получават комбинационни честоти, които са нехармонични и са с големи амплитуди — обстоятелство, което пречи на изразителността на акорда. Устройството за изкривяване се включва между адаптора на китарата и крайното стъпало. От това следва, че то трябва да има колкото е възможно по-нисък шум. В противен случай този шум ще изпъква много силно при отзвучаването на основния сигнал. Една от мерките за намаляването на шума е използването на минимум усилвателни стъпала. За изпълнение на изискването за голяма нелинейност на получения сигнал се използват усилватели със силна нелинейност, която постепенно изчезва при много ниски нива.

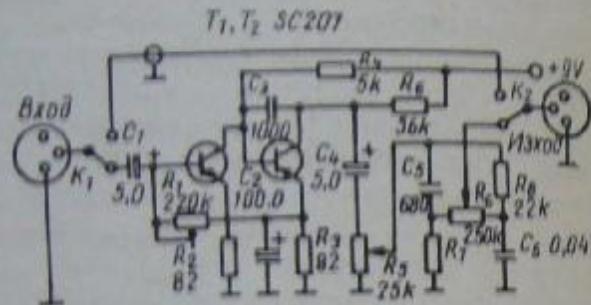
5.1. Най-елементарната схема за дисторшън-ефект, която може да съществува, е дадена на фиг. 5.1. Видоизменянето на сигнала става посредством веригата на паралелно включени диоди  $D_1$  и  $D_2$ , чрез която сигналът се ограничава по амплитуда и добива форма, близка до правоъгълната.

5.2. Схема, изпълнена като тригер на Шмит с NPN транзистори, е показана на фиг. 5.2. Изкривеният сигнал от колектора на  $T_2$  се подава на регулатора на силата — потенциометъра  $R_6$ , и през регулиращия RC филтър постъпва на изхода на устройството. С помощта на потенциометъра  $R_8$  се регулира тембърът на зучене на електрическата китара.

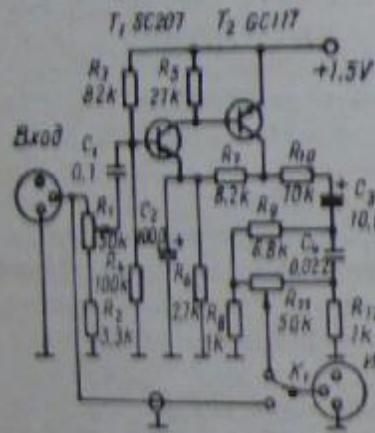
5.3. Една елементарна схема "чупка-изкривник" е показана на фиг. 5.3. Тя работи на същия принцип, както и предишната, но съдържа един силициев и един германиев транзистор. Степента на изкривяване на сигнала се регулира с потенциометъра  $R_{11}$ , а тембърът се променя с потенциометъра  $R_1$ .



Фиг. 5.1



Фиг. 5.2



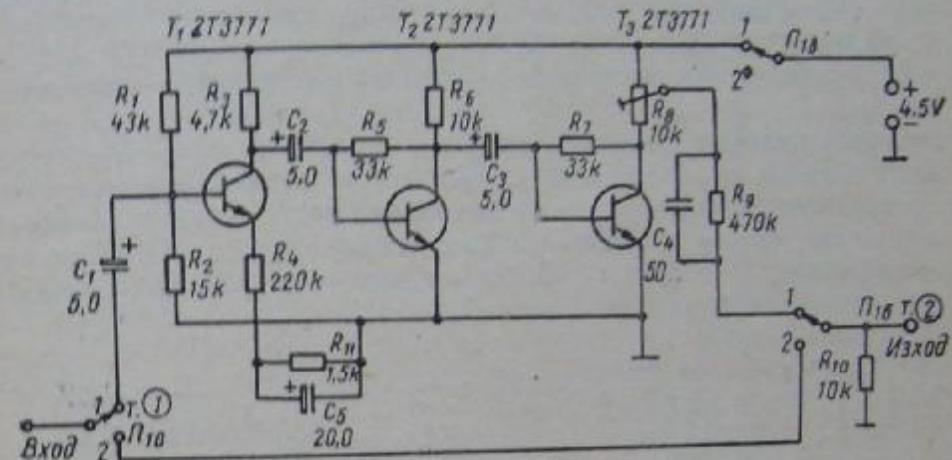
Фиг. 5.3

5.4. Схемата, показана на фиг. 5.4, по своята същност е вариант на схемата от фиг. 5.2, но е предназначена за работа с германниеви транзистори. Изкривяване на сигнала се получава при включването на  $D_1$  и  $T_3$  във веригата на сигнала.

Тези схеми правят необходимото ограничаване на сигнала, което са несъвършени по отношение на универсалност в приложението им. Въпреки това те биха могли да се експериментират от начинаещите конструктори на електронни устройства за музикални ефекти за изясняване на основната постановка при създаването на ефекта на изкривяване.

5.5. Една оптимална схема съобразно по-горе изброените

изисквания е дадена на фиг. 5.5. Първото стъпало е необходимо, за да повдигне нивото на входния сигнал и да разшири динамичния диапазон на изкривявания входен сигнал. Второто и третото стъпало са еднотипни и осигуряват двустранното ограничаване на сигнала.



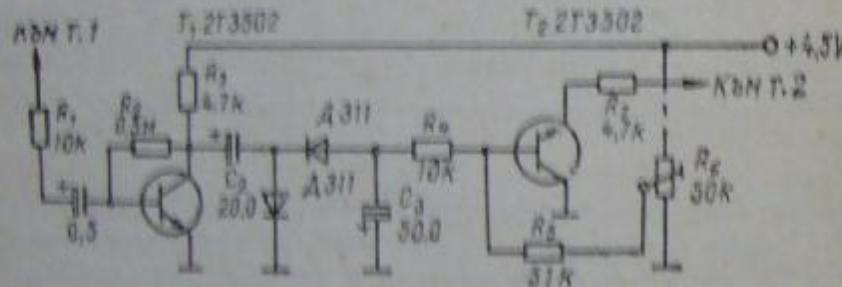
Фиг. 5.5

За да има нисък шум, предусилвателното стъпало с транзистор  $T_1$  работи в режим с ниско напрежение и малък колекторен ток 2 V и 0,5 mA. Този режим е температурно стабилизиран чрез делителя в базата ( $R_1$ ,  $R_2$ ) и местната обратна връзка по постоянен ток, въвеждана от  $R_4$ ,  $R_{11}$ . Усиливането на това стъпало е около 10 пъти.

Второто стъпало с транзистора  $T_2$  при сигнали под 10–15 mV работи като усилвател, а над това ниво – като ограничител на подавания му сигнал отдолу. Режимът на стъпалото се установява автоматично чрез резисторите  $R_5$  и  $R_6$  и е 0,4 mA и 0,7 V. Този режим се отнася и за третото стъпало, понеже то не се различава от второто. Вижда се, че и двата транзистора като усилвател работят с напрежение  $U_{cb} \approx 0$ . Режимът е възможен само при използването на силициеви планарни транзистори. По отношение на отрицателните полупериоди  $T_2$  работи като усилвател. Положителните полупериоди предизвикват отпушване и насищане на транзистора. По тази причина изходното напрежение на  $T_2$  наподобява формата на еднополупериодно изправено напрежение. Третото стъпало, работещо също в режим на ограничаване отдолу, формира този полупериод на полезната сигнал, който не е бил ограничен от  $T_2$ , а е бил само усилен. Това се

дължи на инвертиращото действие на  $T_1$  и  $T_2$ . Накрая изходното напрежение, взето от колектора на  $T_2$ , има правоъгълна форма и много по голяма амплитуда от тази на входния сигнал. За да се изравнят входното и изходното ниво, са въведени тримерът  $R_b$  и резисторът  $R_6$ . Изравняването се извършва на слух, тъй като при измерване с волтметър може да се получи грешка, дължаща се на различната форма на входното и изходното напрежение. Кондензаторът  $C_1$  повдига нивото на гармоничните с по-големи номер, благодарение на което се подсилва звънтящият тембър.

Включването и изключването на устройството се извършват чрез бутонен превключвател с три вериги на превключване — две за полемия сигнал и една за захранването. Тъй като входното съпротивление на стъпалото с  $T_1$  е около  $10 \text{ k}\Omega$ , за да не се променя то при включено и изключено положение на превключвателя, в схемата е въведен резисторът  $R_{10}$ .



Фиг. 5.6

Недостатък на тази схема е липсата на динамика на изходния сигнал — той е постоянен. Би било добре амплитудата на изходните правоъгълни импулси да се промени в зависимост от промяната на входния сигнал, макар и в нешироки граници. На фиг. 5.6 е показана схемата за допълнение към описаната по-горе схема, осигуряваща постоянна зависимост между входното и изходното напрежение. Първият транзистор играе ролята на усилвател и буфер, който отделя изпълнителя от основната схема. Така усиливаният входен сигнал, след като се изправи чрез германовите диоди  $D_1$  и  $D_2$ , се подава като запушващо напрежение на транзистора  $T_2$ . При липса на сигнал или при малък сигнал, когато системата не е задействувана, чрез  $R_b$  и  $R_a$  транзисторът  $T_2$  е напълно отпущен и изходният сигнал се дели от резисторите  $R_b$ ,  $R_a$  (от схемата на фиг. 5.6) и  $R_2$  от тази схема.  $R_{10}$  се заменя със  $100 \text{ k}\Omega$  и играе ролята само на ограничител на динамична регулация. Шом входният сигнал премине прата на за-

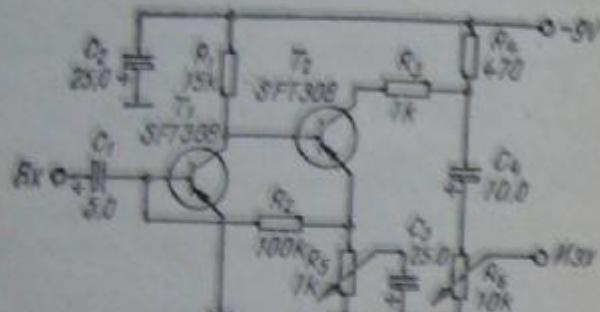
действуващо, запушващото напрежение от изпълнителя се увеличава и транзисторът  $T_2$  започва да се запушва. Неговото съпротивление се увеличава, от което следва увеличаване на изходното напрежение. По този начин изходното напрежение става пропорционално на входното в известни граници. Диапазонът на регулиране се установява опитно чрез тримера  $R_b$ . Транзисторът  $T_2$  е свързан инверсно, тъй като в това свързване планарният транзистор има по-добри качества на изменящо се съпротивление.

Цялото устройство може да бъде монтирано в кутия с размери  $100 \times 100 \times 60$  mm, направена от отделни парчета фолиран стъклотестолит. Свързването на отделните части се осъществява чрез запояване в ъглите. Цялата кутия може да се боядиса с хамершлак, с което се скриват недостатъците на този начин на свързване. При спояването фолираната страна трябва да се остави откъм вътрешната страна на кутията, която се свърза към общата маса. Така се получава отлично електростатично екраниране на електронната схема. За захранване се използва плоска батерия 4,5 V, която се захваща чрез ухо от плосък широк ластик. Към изведенния на горната страна бутон се захваща плоска пружина  $10 \times 30 \times 0,5$  mm с единни си край. Другият ѝ край се допира до бутона на бутонния превключвател. С това се избегва директното управяване с крак на превключвателя, който при по-силно натискане се поврежда. Плоската пружина играе предпазна роля. В четирите долни ъгъла се захващат гумени тампони, които придават на кутията по голяма устойчивост.

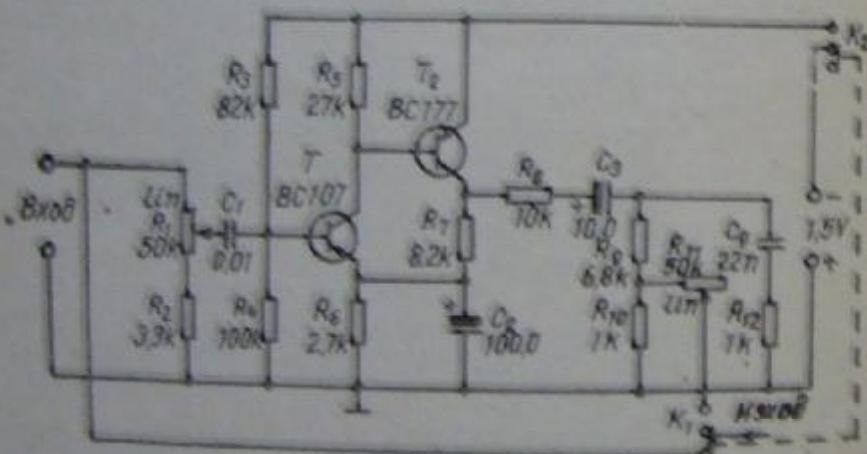
Оформено по подходящ начин, устройството може да бъде монтирано в кутията на усилвателя на мощност, в смесителна машина или в специална кутия заедно с устройства за други ефекти. Трябва да се избере най-удачен начин за включване и изключване на въпросната схема за дисторшън, за да не се ангажират ръцете с тази манипулация.

5.6. На фиг. 5.7 е дадена схема за дисторшън, осъществена с двустъпален транзисторен усилвател. Отрицателната обратна връзка по ток осигурява автоматично преднапрежение на транзистора  $T_1$ , чиято стабилна работа осигурява стабидна работа и на транзистора  $T_2$ . Потенциометърът  $R_b$  регулира обратната връзка по променлив ток ( $R_bR_s$ ), с която се регулира и чувствителността на устройството и се изменя темброто заучене на ефекта. Изходният сигнал се взема от делителя на напрежение, включен в колектора на  $T_2$ . Плавното регулиране на изходното ниво се осигурява от  $R_6$ . Кондензаторът  $C_1$  служи за блокиране на елементална положителна обратна връзка, възникната в резултат на повишаване на вътрешното съпротивление на захранващия източник.

5.7. Схемата на фиг. 5.8 използва комплементарната двойка BC107—BC177. Входът е свързан към източника чрез превключвател, командуван от педал, който позволява входният сигнал да се подава или към схемата, или директно към изхода. Когато  $K_1$



Фиг. 5.7

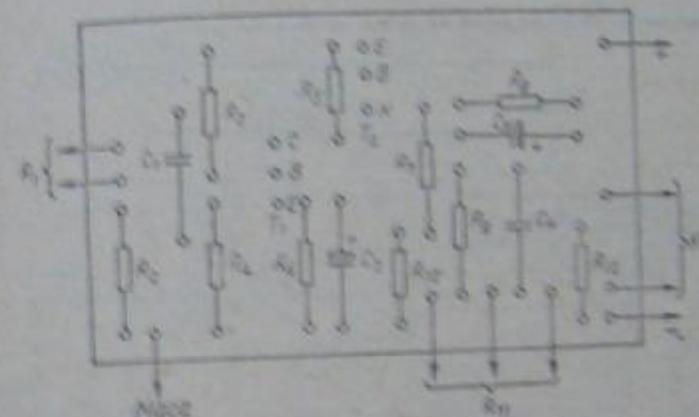


Фиг. 5.8

е в показаното на схемата положение, входният сигнал постъпва напрямо на изхода, а захранването е изключено чрез секцията  $K_1$ . Другото положение на  $K$  осигурява преминаването на входния сигнал през схемата, която вече е получила и захранването си чрез  $K$ . Входният сигнал се дозира чрез потенциометъра  $R_1$ , та да се получи единакво изходно ниво при двете положения на ключи  $K$ .

Комплементарната двойка  $T_1-T_2$  работи в режим на насищане, поради което в колекторния товар на  $T_2$  се получава дефор-

мирал сигнал. През  $R_5C_3$  този сигнал се подава на прост тонокоректор, регулиран с потенциометъра  $R_{11}$ . Захранващото напрежение е само 1.5 V, което облекчава конструкцията и дава възможност за получаването на твърде малки габарити на устройството.



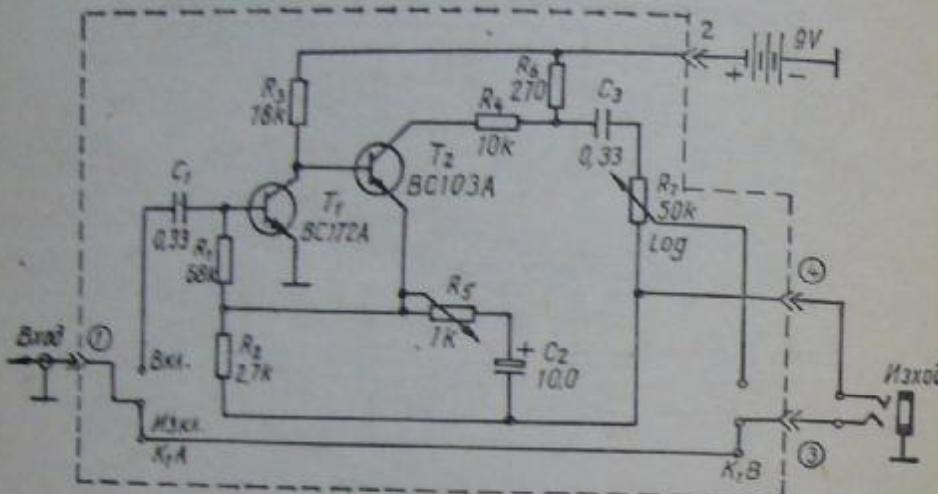
Фиг. 5.9

Монтажът е извършен върху печатна платка с размери 90×55 mm, чкето опроводяване е дадено на фиг. 5.9. На същата фигура е показвано и разположението на елементите.

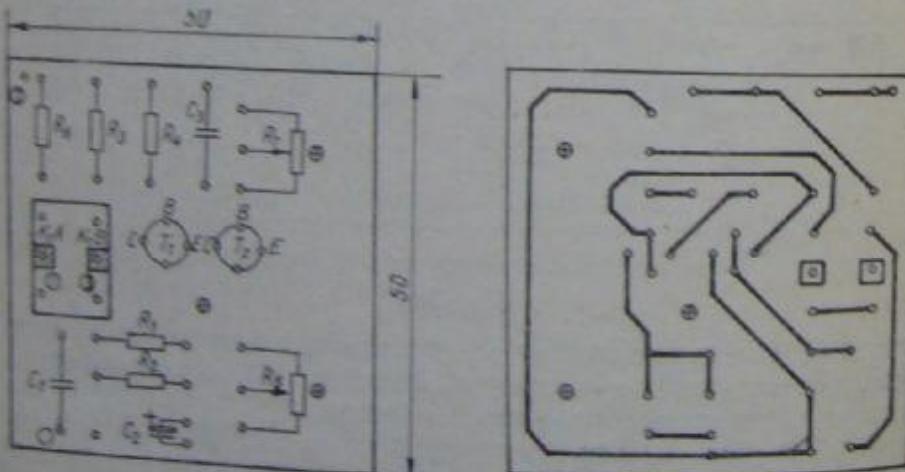
5.8. На фиг. 5.10 се вижда схемата на дисторшън-бустер на фирмата "Vox". Това е един двустъпален усилвател с голямо усиливане, което води до симетрично ограничаване на сигнала. По-усиливано, когато води до симетрично ограничаване на сигнала. По-усиливане, когато води до симетрично ограничаване на сигнала. Колекторен товар на  $T_1$  са двата резистора  $R_4$  и  $R_6$ . Чрез тях се компенсира голямото усиливане, като изходният сигнал се намали-

ва над 30 пъти. Плавното регулиране се осъществява с потенциометъра  $R_5$ .

Двета потенциометъра са монтирани директно на платката (фиг. 5.11). Устройството е оформено като правоъгълна пластма-



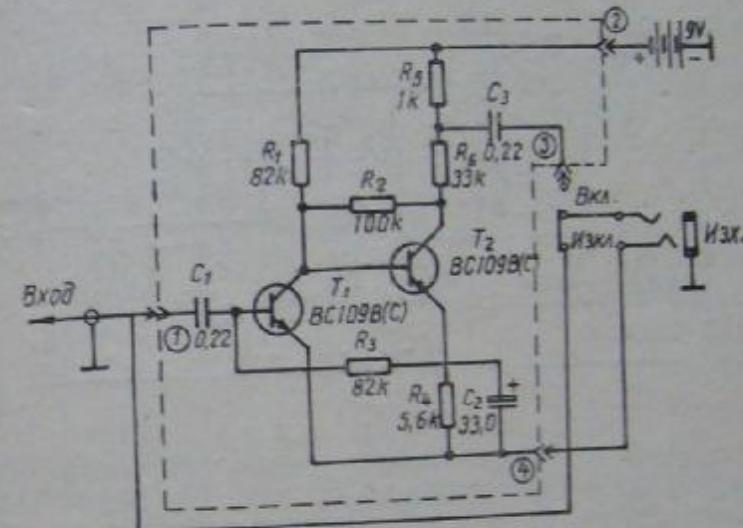
Фиг. 5.10



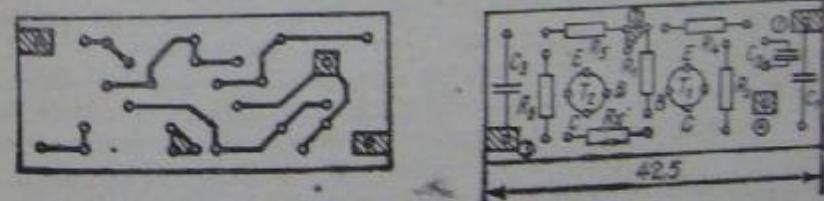
Фиг. 5.11

сова кутия, в която са поместени 9-волтова батерия и самата платка с изходен жак, закрепен към по-късата ѝ страна. Входният жак, който се включва директно към инструмента, е монтиран асиметрично на дъното.

5.9. Друг модел на същата фирма, който има по-твърдо зучение, е показан на фиг. 5.12. Схемата е идентична с предишната, но стойностите на елементите са различни. Силата на звука при включен и изключен ефект е изравнена, поради което и потенцио-



Фиг. 5.12



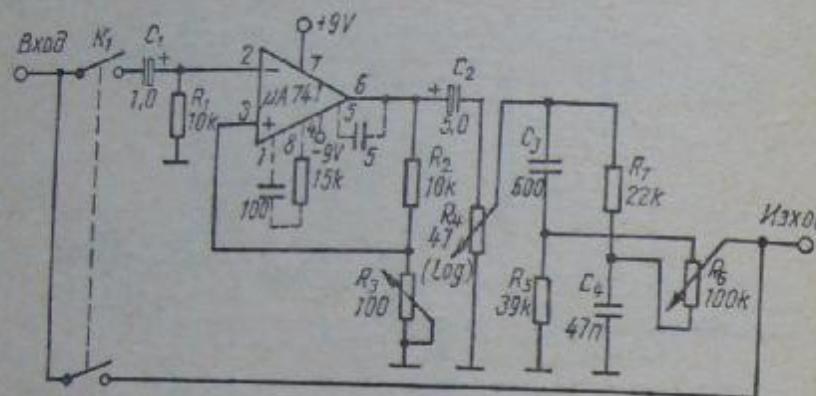
Фиг. 5.13

метрите отпадат. Конструктивно устройството е оформено като паралелепипед с размери  $118 \times 31 \times 19$  mm. Платката е показана на фиг. 5.13.

5.10. Предлаганата схема за дисторшън (фиг. 5.14) е един тригър на Шмит, изпълнен с интегрален операционен усилвател. Голямото му усилване позволява да се свали прагът на задействуване на тригера до няколко миливолта. Този праг може да променя в малки граници с потенциометъра  $R_6$ . Силата на сигнала, подаден към усилвателя, се регулира с  $R_4$ . Тембърът на извука се променя чрез  $R_5$ .

Изкривяването се запазва, докато нивото на сигнала от инструмента спадне под прага на задействуване на тригера.<sup>35</sup>

Шмит. Когато няма сигнал на входа, на изхода на схемата няма шум, защото тригърът се намира в устойчиво състояние. Това е предимството пред схемите с дискретни елементи, при които винаги се получава шум.



Фиг. 5.14

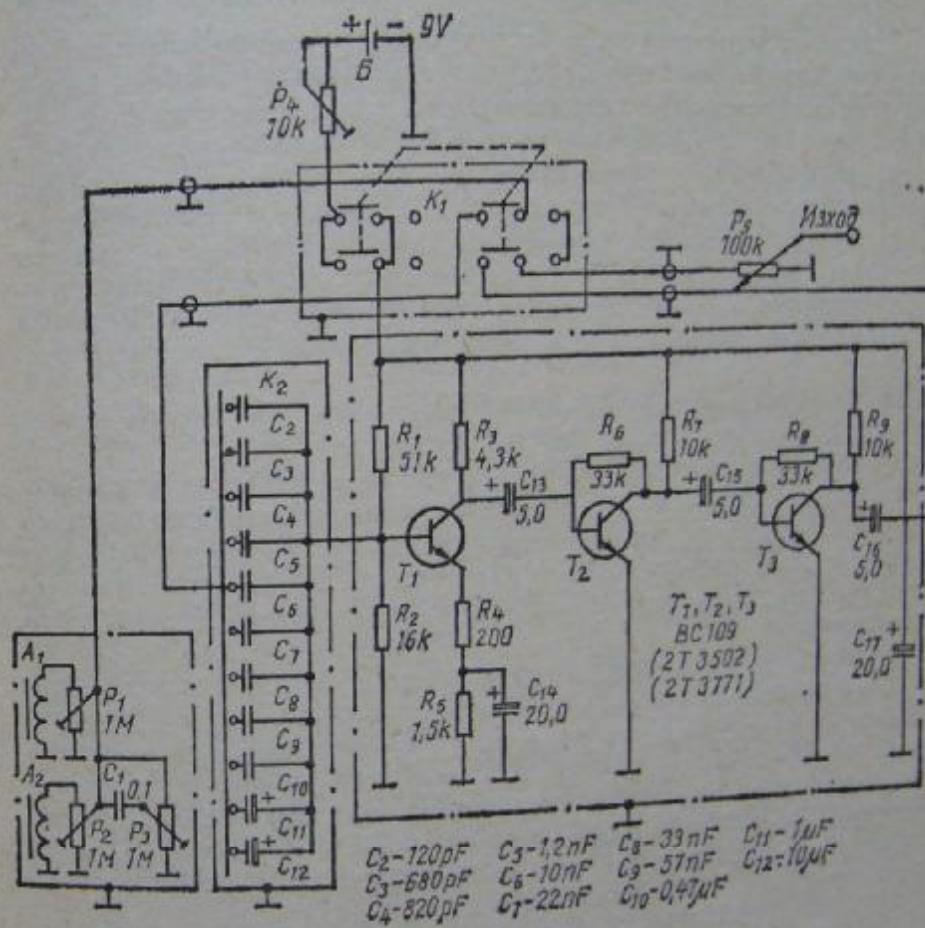
При работа с операционните усилватели К1УТ401А, Б, К1УТ402А, Б и К1УТ531 трябва да се знае, че разположението на изводите е друго. Елементите, означени с пунктир на схемата, са корекциите за операционен усилвател  $\mu$ A709; при  $\mu$ A741 те не се поставят. Захранването е 9 V.

Ефектът, създаван от това устройство, може да се използува комбинирано и с други ефекти поради обстоятелството, че шумът му е намален до минимум. Въпреки че ефектът дисторшън е предназначен специално за соло-китари, в този случай може да се свирят и акорди. С оглед избягването на дисонансните тонове, които е възможно да се получат, е желателно акордите да се построяват по елементарно, например с квартов или квинтов интервал. От голямо значение е също и стойността на нотните трайности. Трябва да се внимава да не се получава застъпване на акордите и отзучаването на един акорд в друг. Пълноценното използване на ефекта се свежда пак до дълги експерименти и репетиции с китарата.

5.11. Приставката за соло-китара на фиг. 5.15 по своето схемно решение представлява съчетание между схема за дисторшън и бустер. Тя включва адаптори, монтирани на китарата, схема за дисторшън, превключвател  $K_2$  на входните кондензатори  $C_1 \div C_{12}$  за плавно преминаване от бустер към дисторшън и ключ  $K_1$  за включване на устройството.

Устройството за изкривяване е изпълнено с три транзистора от типа BC109. Изборът е направен с оглед получаването на ми-

нimalen шум. Могат да се използват и BC107 или BC149С. Ка-то най-близък еквивалент на BC109 от българското производство са 2T3109 със собствен шум  $F_w \leq 2,8$  dB. Желателно е коефициентът на усилване  $\beta$  на  $T_1$  да бъде по-голям от 350. Пър-



Фиг. 5.15

вото стъпало е температурно стабилизирано с помощта на делителя  $R_1R_2$  и местната обратна връзка  $R_4R_5$ . Второто стъпало при сигнал под 10–15 mV работи като обикновен предусилвател. Над това прагово ниво сигналът се изкривява и амплитудата му остава почти постоянна, т. е. независимо от входното ниво на сигнала. Това изкривяване всъщност създава и ефект на допълнително отзучаване на сигнала (от порядъка 4–10 s). Недостатък е липсата на динамика на изходния сигнал – той е константен.

Чрез ключа  $K_2$  и кондензаторите  $C_2 \div C_{19}$  се подава различна част от честотния спектър на китарата към схемата за изкривяване, при което се получават много и оригинални тембri. Колкото капацитетът на входния кондензатор е по-малък, толкова по-голям е спадът на ниските честоти. Сигналът на изхода придобива звънтящ, метален оттенък.

Чрез потенциометъра  $R_1$  се регулира плавното изменение на захранващото напрежение от 2,8 до 9 V. При по-високо напрежение се получава и по силен сигнал на изхода на схемата. Номиналното захранващо напрежение е 4,5 V. Тогава първото стъпало усилва 10 пъти. При повишаване на захранващото напрежение нараства и коефициентът на усилване, а оттам и продължителността на звученето, която може да стане безкрайно голяма при захранващо напрежение 9 V и положителна обратна връзка между акустичните боксове на усилвателя и адапторите на китарата (при обръщане и доближаване на китарата към акустичните боксове).

Потенциометърът  $P_3$  служи за регулиране на силата както при изключен, така и при включен дисторшън.

Потенциометрите  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  служат за регулиране в областта на ниските, средните и високите честоти от честотния спектър. Потенциометърът  $P_1$  ще регулира сигналите с ниски честоти, ако адапторът  $A_1$  е поставен непосредствено до грифа, а потенциометърът  $P_2$  — със средни честоти, ако  $A_2$  е поставен до магарето на китарата.

Въпреки че в основата на тази схема е залегнато устройството за изкривяване на звука, ефектите, типични за бустер устройствата, се получават по пътя на смесенето на различните честотни компоненти. Смесеният звук има нови нюанси и се различава от типичния звук след дисторшъна. Все пак необходими са много експерименти за получаване на нови темброви окраски. Интересни са експериментите с дозираната положителна обратна връзка, за която стана дума по-горе.

Цялото устройство се помещава в корпуса на китарата, като се вземат специални мерки за неговото скраниране. На предната плоча се извеждат осите на петте потенциометъра, ключетата  $K_1$  и  $K_2$  и изходният съединител или жак. От долната страна на китарата се прави отвор за батерията  $B$ . Друг вариант за цялостното оформление е помещаването на устройството в специална кутия, при което е възможно и използването на линейни потенциометри с оглед по-добрия визуален контрол на смесените компоненти от сигнала.

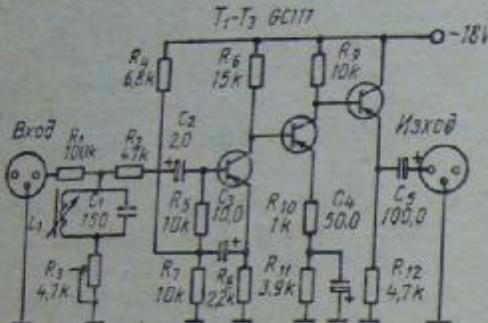
## 6. УА-УА ЕФЕКТ

Един от първите ефекти, намерили приложение за разнообразяване на тембъра на електрическата китара, е и уа-уа ефектът. Към края на 60-те години фирмата „Vox“ предлага първите модификации на този ефект, а обстоятелството, че по звучене той прилича на типичните за човешкото гласообразуване формантни звуци У и А, дава неговото название. Умелото му използване в музикалното изпълнение разнообразява аранжимента на музикалната пиеса.

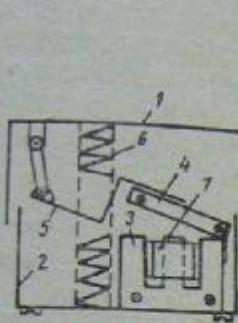
Този ефект се постига чрез преместване на резонансната честота на едно селективно устройство в честотния обхват 300—1800 Hz, което е включено във веригата на сигнала. За добрата интонационна изразеност е необходимо качественият фактор на селективното устройство да бъде  $Q=5-8$ . При по-нисък качествен фактор ефектът се чувствува слабо, а при по-висок се получава леко свистене с честота, равна на резонансната. Преместването на резонансната честота се осъществява с педал, управляващ регулируемия елемент — последният обикновено се монтира в самия педал. Съществуват схеми, при които преместването на резонансната честота се управлява периодично от генератор, работещ на инфралиски честоти. Схемата за този ефект трябва да бъде изпълнена така, че при ненатиснат педал (ако сме избрали този вариант) предавателната честотна характеристика да бъде равномерна в целия звуков обхват и да не се внасят нелинейни изкривявания, т. е. устройството трябва да се изключва при отпускане на педала, при това без да се получават „пуканки“ във високоговорителя в момента на изключване. Двата начина за манипулация с педала са следните: при първия малко след натискане на педала резонансната честота е ниска и при по-нататъшното натискане тя се повишава. При втория начин, щом педалът не е натиснат, характеристиката е равномерна, но при натискане на педала резонансната честота се понижава. В техническо отношение двата начина са равностойни по сложност, а успешната манипулация с педала е въпрос на дълги и търпеливи упражнения.

6.1. Една от най-разпространените схеми е тази с използване на LC-трептящ кръг с изменяема честота. Практически ролята на изменяем елемент изпълнява една бобина с желязно ядро от Ш-образни ламели, на която пакетът на затварящите пластини при движение на педала се премества спрямо Ш-образния пакет. По този начин се променя индуктивността на бобината, от-

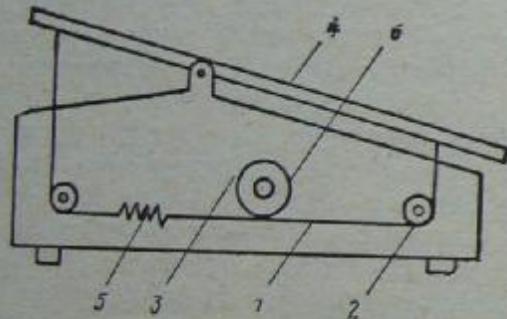
където се мени и резонансната честота на кръга, в който тя се включва. На фиг. 6.1 е дадена принципната схема на устройството за създаване на ефекта, а конструктивното изпълнение на педала е показано на фиг. 6.2. Бобината 7 съдържа около 1000 на-



Фиг. 6.1



Фиг. 6.2



Фиг. 6.3

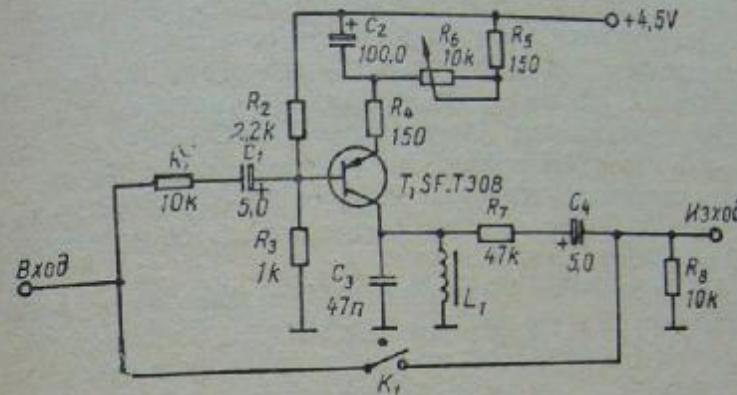
вивки от проводник ПЕЛ 0,2. При натискане на горната част на педала 1 посредством лоста 5 се задвижва сърцевината 4, която затваря магнитната верига на бобината и индуктивността нараства. След отпускане пружината 6 връща педала в изходно положение.

Конструктивното изпълнение на универсален педал, намиращ приложение и при описаните схеми за уа-уа ефект, е даден на фиг. 6.3. При натискане на стъпката 4 кордата 1, минаваща през ролката 2, задвижва оста на потенциометъра 3. Посредством пружината 5 може да се променя натягането на кордата.

Конструктивното оформление на всички елементи за манипулация, като педали, превключватели, управляващи потенциометри и елементи, зависи от творческата фантазия на конструктора-ра-

диолюбител и за него в тази книга не се дават специални указания.

6.2. На фиг. 6.4 е дадена принципната схема на устройство за уа-уа ефект, в което също се използва промяната на индуктив-



Фиг. 6.4

ността на бобина, участвуваща в трептящ кръг. Тук се използува промяната на магнитната проницаемост на феромагнитните материали при промяна на магнетизиращия ток. Удачно е използването на магнитно меки материали с висока проницаемост от рода на пермалой. В описаното устройство е употребен пръстен, навит на пермалоена лента 10 шт., с вътрешен диаметър 12 mm и външен диаметър 19 mm. Бобината с проводник Ø 0,18 и с брой на навивките 650 е свързана в колекторната верига на транзистора  $T_1$ , чийто колекторен ток се променя чрез потенциометъра  $R_8$ . За задвижването на потенциометъра е направен механизъм с корда, който превръща праволинейно възвратното движение на педала във въртеливо движение на оста на потенциометъра. Преди да се монтира  $R_8$ , неговата ос трябва да се почисти добре, за да се осъществи леко въртене. Чрез делителя  $R_2, R_3$  на базата на  $T_1$  се фиксира постоянен потенциал 3,2 V, а чрез променяне на емитерния ток с помощта на потенциометъра  $R_8$  се постига изменение на подмагнитването. Максималната стойност на този ток се ограничава от  $R_4$  и  $R_5$ , а минималната — от сумата на  $R_4$ ,  $R_5$  и потенциометъра  $R_8$ . По отношение на променливотоковата съставка  $R_6$  и  $R_7$  не оказват влияние благодарение на шунтиращия кондензатор  $C_2$ . Резисторът  $R_4$  умножено е оставил нешунтиран, за да въведе отрицателна обратна връзка по ток. Тази обратна

връзка повишава изходното съпротивление на транзистора  $T_1$ , което фактически не оказва влияние върху кръга. От друга страна, местната обратна връзка по ток стабилизира усилването и намалява нелинейните изкривявания.

При промяна на магнетизиращия ток в гранищите 0,3—10 mA индуктивността на бобината се променя около 15 пъти, което води до четирикратно изменение на резонансната честота. Диапазонът на изменение е 300—1200 Hz. Чрез резистора  $R_7$  се установява (практически чрез подбор) коефициент на предаване единица на цялото устройство. За постигане на  $Q$ -фактор в гранищите  $Q = 5-8$  е необходимо да се свърже паралелно на трептящия кръг едно съпротивление, чиято стойност се определя също опитно. На практика  $Q$ -факторът на самата бобина се получава в гранищите  $Q = 15-20$ .

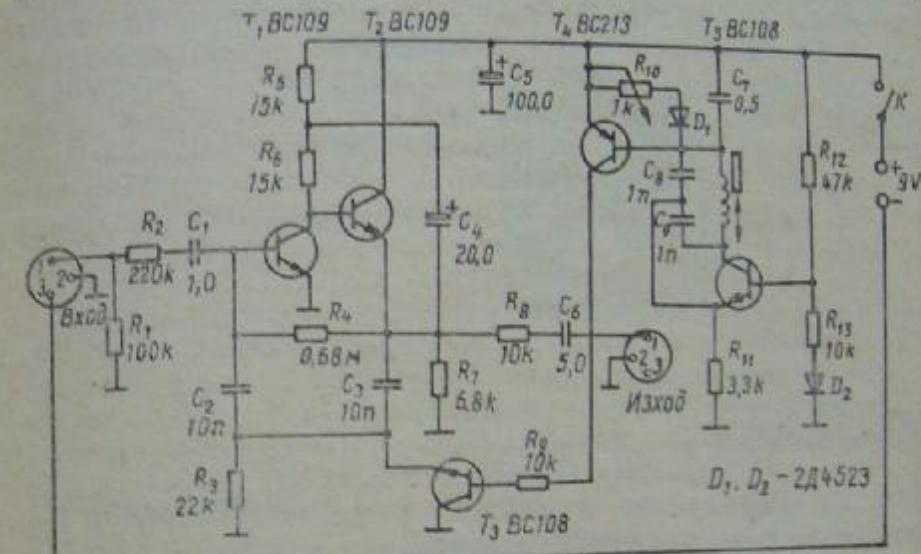
При ненатиснат педал контактът  $K_1$  е затворен и влиянието на устройството се анулира. При най-малкото натискане на педала  $K_1$  се отваря и устройството може да функционира. За премахване на пукането при комутацията са въведени разделителни кондензатори  $C_1$  и  $C_4$ , които спират правотоковата съставка — основната причина за появата на този нежелан преходен процес.

За да бъдат малки нелинейните изкривявания на цялото устройство, необходимо е подаваният сигнал да не надвишава 15—20 mV. Това се налага поради преместването на работната точка в много широки граници и по-специално поради малките колекторни токове. От друга страна, при по-големи амплитуди бобината с пермалоена сърцевина проявява нелинейни свойства.

По описан път трябва да се търси най-оптималното решение. Силата на подавания сигнал може да се променя още от схемата на свързване на адапторите, така че границата 15—20 mV да не бъде превишавана. Понякога недостатъкът на схемата с индуктивност се явява склонността към възприемане на смущаващи магнитни полета — най-вече брум, с честота 50 Hz. В зависимост от конкретно появилния се дефект опитно трябва да се екранира обемът, в който е затворена схемата, или да се филтрира сигналът с нискочестотен филтър, настроен за работа в областта на 50 Hz.

6.3. Една по-съвършена конструкция за уа-уа ефект е устройството с активен RC-филтър, чиято схема е дадена на фиг. 6.5. Тя представлява активен лентов филтър със замостен четириполюсник, въведен във веригата на паралелна обратна връзка по напрежение на един двустъпален инвертиращ усилвател. За да е възможно действието на тази паралелна обратна връзка, във входа на усилвателя е въведено голямо съпротивление ( $R_2$ ),

с което се избягва влиянието на вътрешното съпротивление на сигналния източник. Квазирезонансната честота зависи от елементите  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  и изменяемото съпротивление на преода колектор—емитер на транзистора  $T_3$ , а качественият фактор — от

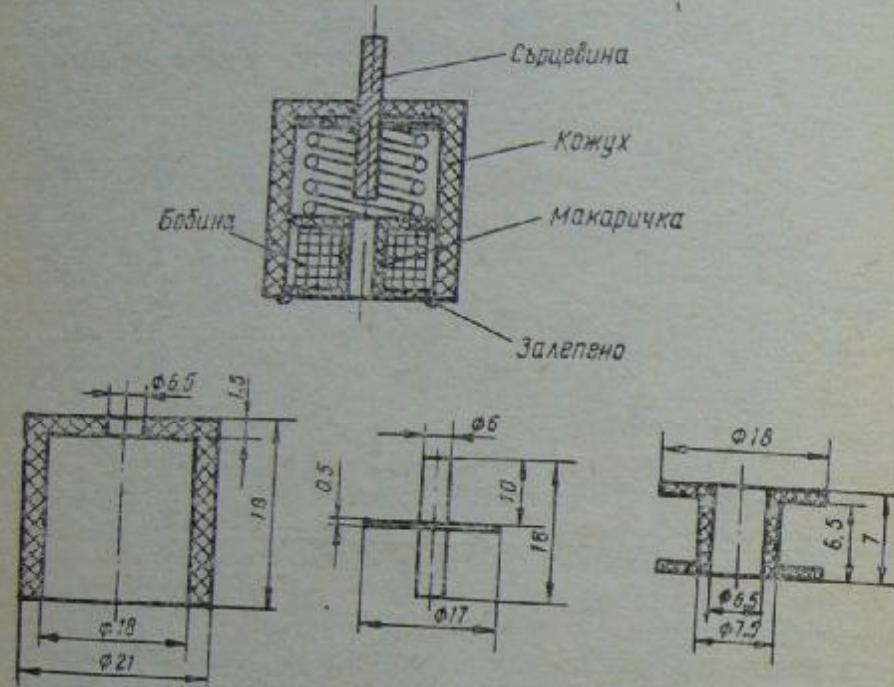


Фиг. 6.5

усилването на усилвателя. За повишаване на това усилване се използват елементите  $R_5$ ,  $R_6$  и  $C_4$ . Кондензаторът  $C_1$  свързва резистора  $R_2$  паралелно на емитерното съпротивление  $R_1$ , а резисторът  $R_6$  — паралелно на преода база—емитер на транзистора  $T_2$ , като го шунтира незначително. По такъв начин товар на  $T_1$  се явява входното съпротивление на  $T_2$ , което е приблизително 8 пъти по-голямо от паралелната комбинация на  $R_1$  и  $R_2$ . Необходимо е да се наблюде, че без тази особена връзка (при липса на  $C_4$ ) ефектът уа-уа е много слабо изразен. На мястото на  $T_3$  може да се свърже потенциометър, който да се задвижва чрез корда, превръщаща праволинейно-възвратното движение на педала във въртеливо движение на оста на потенциометъра. При това останалите транзистори  $T_3$ ,  $T_4$  и  $T_5$  ще бъдат излишни, но устройството придобива недостатъка на всички механични системи — износването. А известно е, че живогът на обикновените потенциометри не е особено дълъг поради абразивното действие на плъзгача върху съпротивителния слой. Именно за премахване на този недостатък е добавена схемата с транзисторите  $T_3$ ,  $T_4$

и  $T_3$ , осигуряваща немеханично регулиране при практически неограничен живот.

Използваният принцип на действие е елементарен. Консумираният ток от един ВЧ генератор ( $T_4$ ), променян в известни



Фиг. 6.6

граници чрез внасяне на загуби в трептящия му кръг, се усилва от друг транзистор ( $T_4$ ) и управлява трети транзистор ( $T_3$ ). Последният играе ролята на изменяемо съпротивление и участва в определянето на квазирезонансната честота на активния филтър. Генераторът работи по триточкова капацитивна схема на около 400 kHz. Постояннотоковият режим е стабилизиран чрез резисторите  $R_{11}$ ,  $R_{13}$  и  $R_{15}$ . За подобряване на температурната стабилност е въведен силициевият диод  $D_2$ , който, макар че не компенсира напълно влиянието на изменението на напрежението  $U_{be}$  на  $T_3$ , играе твърде положителна роля. Бобината на генератора е навита на макаричка, чиито размери са дадени на фиг. 6.6. Бобината се навива с проводник  $\varnothing 0,15$ . Кожухът и макаричката се изработват от ебонит или твърд поливинилхлорид, а сърцевината — от стомана. Бръшателната пружинка се навива от стоманен тел 0,5 mm на тяло с диаметър 15 mm.

Когато сърцевината е извън макаричката, генераторът работи нормално и неговият колекторен ток, протичайки през  $D_1$ ,  $R_{10}$  и базата на  $T_4$ , като ги отпушва, чрез  $R_9$  поддържа  $T_3$  също отпушен. Това означава, че  $C_2$  и  $C_3$  са дадени на маса. При това положение цялото устройство придобива почти линейна амплитудно-частотна характеристика, тъй като частотно зависимият четириполюсник се разпада. Благодарение на това обстоятелство в устройството липсват каквито и да са специални контакти, които да елиминират влиянието на селективната верига — тя просто загубва селективните си свойства.

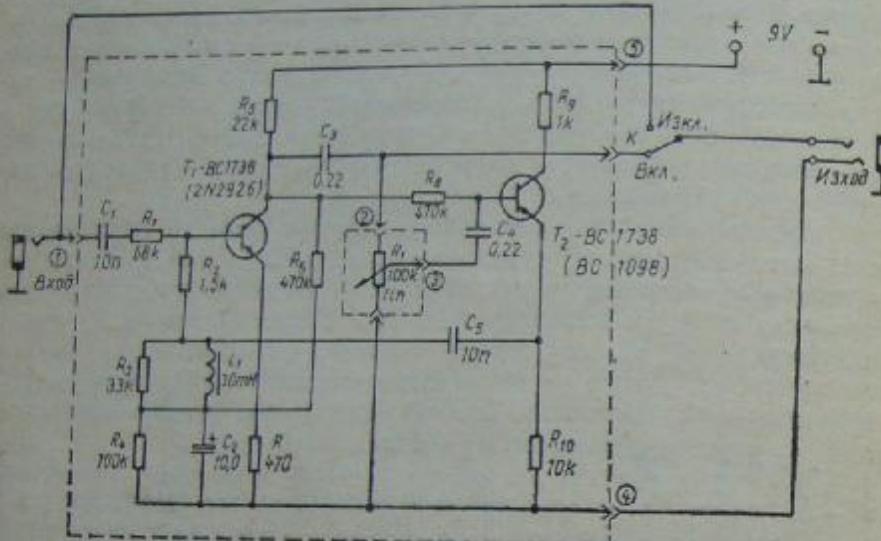
При постепенното вкаране на сърцевината в макаричката относително масивното стоманено тяло внася загуби в кръга на генератора, намалява се амплитудата на генерираното напрежение, намалява се и колекторният ток. Токът през базата на  $T_3$  също намалява, а той от своя страна намалява управляващия ток на транзистора  $T_3$ , така че последният постоянно увеличава съпротивлението си. Активният филтър започва да функционира като такъв и квазирезонансната му честота намалява.

Работният участък на преобразувателя механично преместване — ток се регулира чрез тримера  $R_{10}$ . Входната характеристика на силициевия транзистор  $T_4$  със своята извънта част се използва за праг, от който започва действието на този преобразувател. Диодът  $D_1$  е германиев от типа D311 и служи за температурна компенсация на преместването на входната характеристика на  $T_4$  под влиянието на температурата. Доколкото  $T_3$  се управлява от ток, такава температурна компенсация при него не е нужна. Резисторът ограничава действието на транзистора  $T_3$  и определя долната граница на преместващата се квазирезонансна честота.

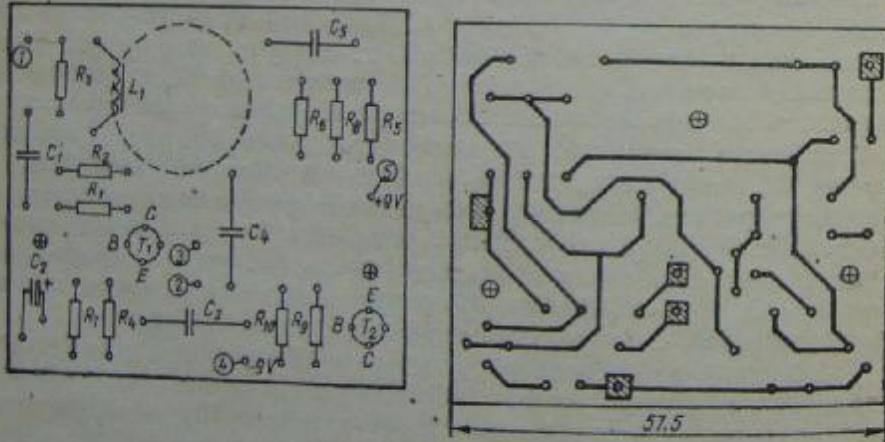
Цялото устройство има консумация около 1,5 mA, благодарение на което една батерия от 9 V осигурява 50 часа непрекъсната работа. Използваният педал трябва да бъде метален с оглед на неговата стабилност и устойчивост на удари. На предния панел е удобно да се монтират двата куплунга — за входа и за изхода на устройството. В случай че за тези връзки се използват жакове, е необходимо пера 2 и 3 да се свържат накъсо.

6.4. Една разработка на устройство за уа-уа ефект на фирма „Vox“ е дадена на фиг. 6.7. Ефектът е най-изразителен, когато заедно с дърпането на струните, в момента на най-голямата атака, посредством педала се задействува и устройството. Вследствие изместването на резонансната честота във възходяща посока (от ниски към високи честоти) в усилвателното стъпало

се получава честотно зависима отрицателна обратна връзка. Пружина поддържа педала винаги в горно положение, а специалната конструкция позволява той да се използува и като тонрегулатор. Ос та на потенциометъра се задвижва посредством зъбчато колел



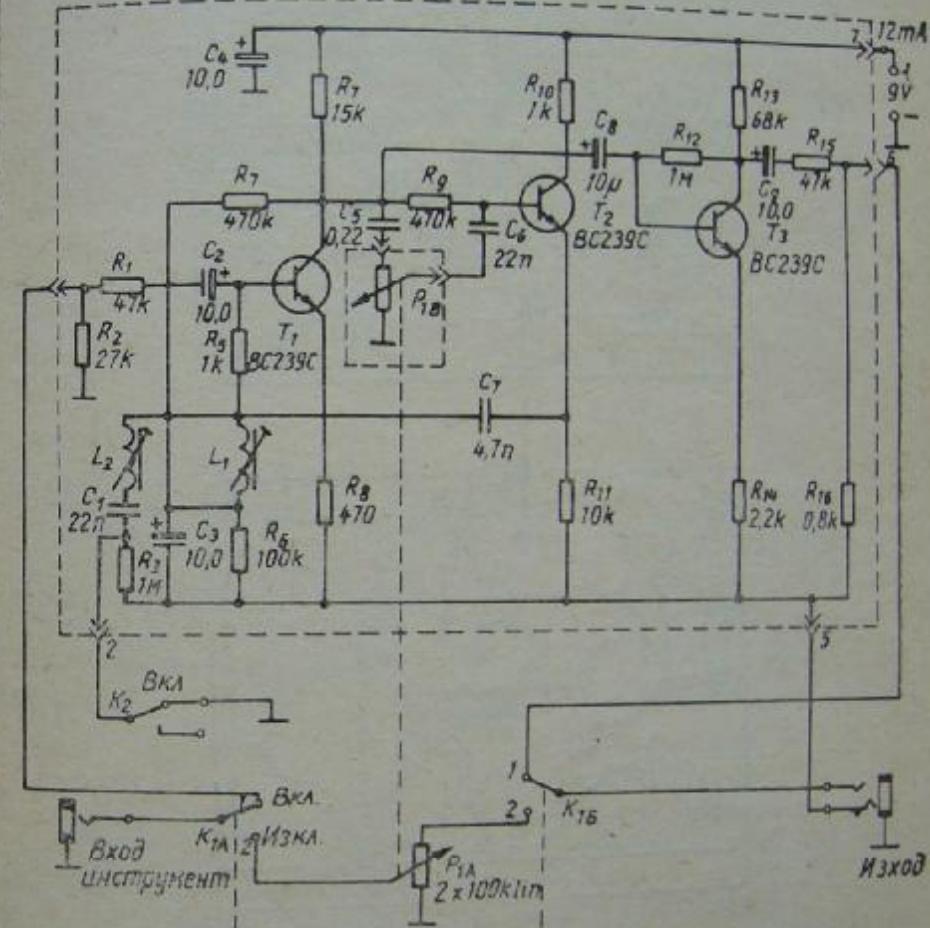
Фиг. 6.7



Фиг. 6.8

це и зъбчата рейка, свързана с педала. Включването и изключването на устройството се извършва чрез бутонен превключвател, който се задействува след силно натискане на педала.

Схемата е съставена от две стъпала, като първото е усилвателно, а второто е емитерен повторител. С индуктивността  $L_1$  е осъществена честотна зависима отрицателна обратна връзка, при която резонансната честота се изменя в зависимост от ампли-

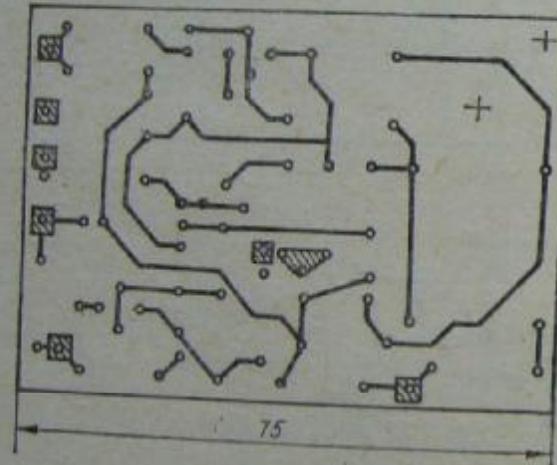
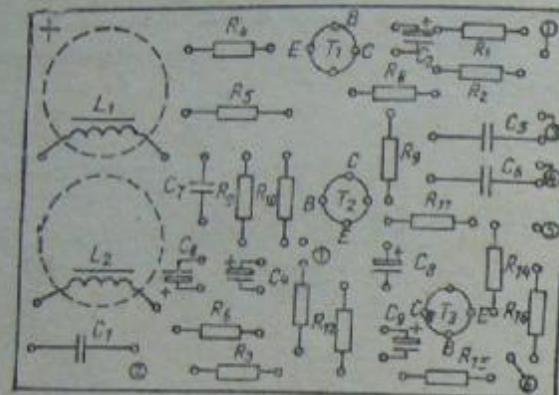


Фиг. 6.9.

тудата на усиления вече сигнал. Потенциометърът  $R_1$  се регулира така, че при натиснат педал да бъде напълно отворен, т. е. резонансният връх да се измества в посока към високите честоти. Общото усилване е около единица. Платката и разположението на елементите върху нея са дадени на фиг. 6.8.

6.5. На фиг. 6.9 е показана схема на уа-уа ефект с двойно звучене, производство на фирмата „Schaller“. Поради загубите на

входния сигнал в делителя  $R_1R_2$ , чрез който се избягват нелинейни искривявания при претоварване на входа, е въведено усилвателно стъпало с транзистора  $T_3$ . Двойният звук се получава чрез допълнителния резонансен кръг  $L_2C_2$ , включван с ключа  $K_2(R_3)$ .

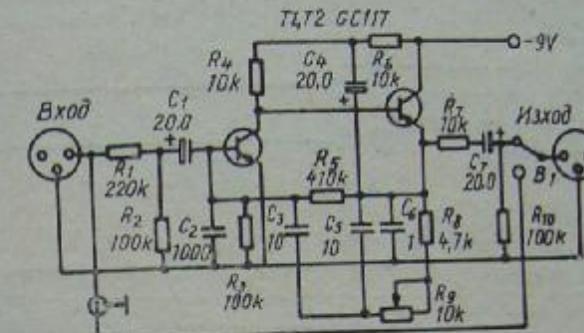


Фиг. 6.10

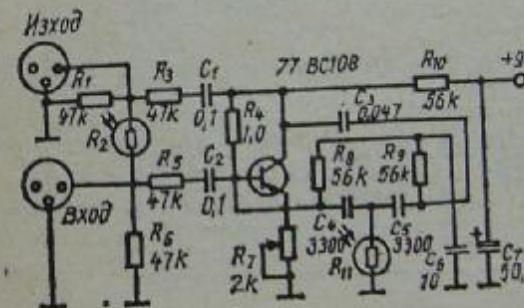
се дава накъсо). Потенциометърът  $R_{1A}$  позволява при изключено положение на  $K_1$  педалът да се използува като регулатор на силата.

6.6. Аналогичен на уа-уа ефект може да се получи чрез схемата, показана на фиг. 6.11. В нея се използува регулируема обратна връзка между входа и изхода на транзисторния усилвател.

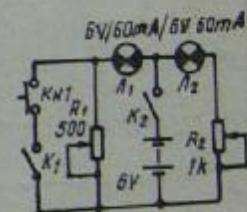
Честотно зависимият RC-фильтър е включен между базата на първия транзистор  $T_1$  и емитера на втория транзистор  $T_2$ . Резонансната честота може да се променя посредством потенциометъра  $R_9$ , монтиран в педала.



Фиг. 6.11



Фиг. 6.12

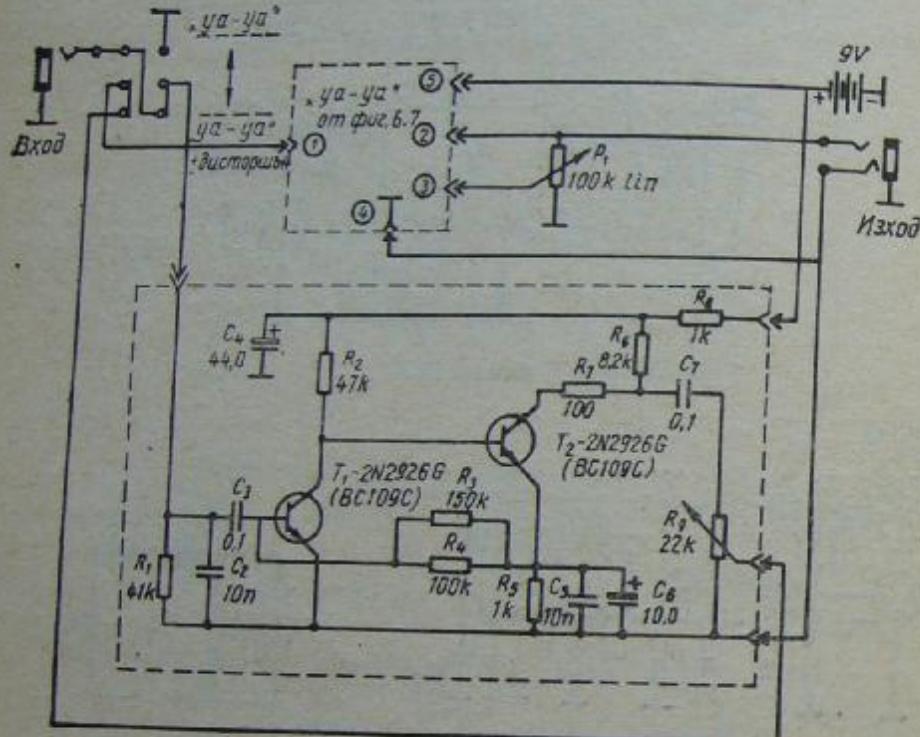


Фиг. 6.13

6.7. В схемата на фиг. 6.12 регуляторът на силата и потенциометърът на RC-фильтъра са изпълнени с променливи фоторезистори. При изменение силата на светене на лампата (фиг. 6.13) се променя съпротивлението на фоторезисторите. Силата на светене на лампите се променя посредством потенциометрите  $R_1$  и  $R_2$ . Потенциометърът  $R_9$  е монтиран в крачния педал, а лампата и фоторезисторите са в отделен корпус.

6.8. Често се използува комбинацията на дисторшън с уа-уа ефект. Обратната последователност не дава резултат. Двете устройства са свързани последователно. За да се отстрани възможна микрофония, схемата за искривявания е с допълнителни елементи. Цялото устройство, което се произвежда от „Sola“

Sound", е показано на фиг. 6.14. Названието на този комбиниран ефект е „Wow-Fuzz" (уа-фъз). Чрез тример-потенциометъра  $R_9$  се уеднаквява силата на звука при включен и изключен дисторшън. Схемата за уа-уа ефект е идентична на тази от фиг. 6.7.

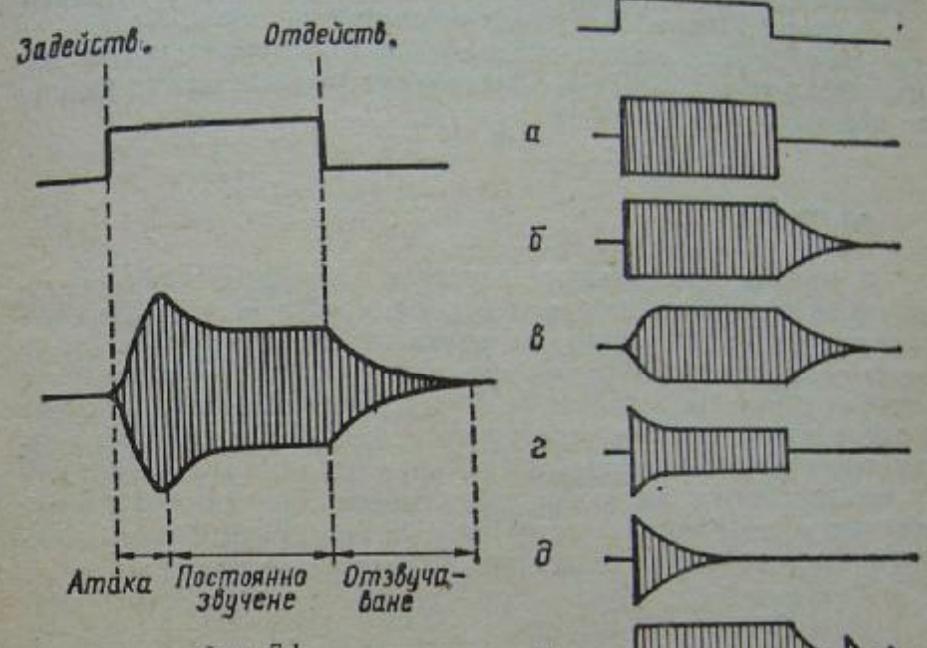


Фиг. 6.14

## 7. ПЕРКУШЪН И СЪСТЕЙН

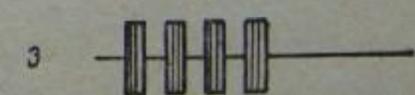
Всеки сигнал има определена крива на обвивката (фиг. 7.1) и се характеризира с преходните процеси на възникване (атака) и затихване. Стационарният режим е определен от времето, през което един тон звучи. Преходните процеси заедно със спектралното разпределение формират и тембъра на звука. Правени са експерименти за определяне значението на атаката и затихването. При просвирването на записи на обикновени инструменти, на които записи са премахнати атаката и отзучаването на инструмента, става трудно определянето на първоизточника на звука.

Атаката и затихването на звука придават допълнителна окраска и създават впечатление за обемност и дълбочина на звученето. Анализът на даден звук през цялото времетраене на неговото съществуване показва, че той притежава само през една част



Фиг. 7.1

от звученето си установения състав обертонове (хармонични съставки). Отначало, в стадия на нарастването, хармоничните се явяват в една или друга последователност и с други интензивности, след това се стабилизират (тук тембърът е най-определен) и накрая, в стадия на отзучаването, хармоничните съставки постепенно утихват и изчезват. Разбира се, не всички звукове преминават през тези три стадия. Тоновете на пианото например имат кратко нарастване и дълго отзучаване. Обратното се наимат при акордеона — след дълго нарастване следва кратко блюдава.



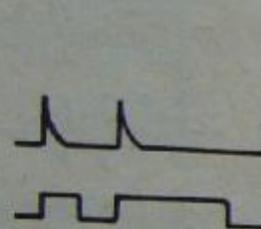
Фиг. 7.2

отзвучаване. Затова, ако тонове от пиано, записани на магнитофонна лента, се просвирват в обратна посока, те наподобяват тонове от акордеон.

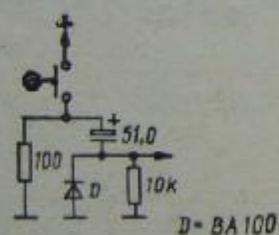
Значението на атаката и затихването е наложило конструирането на схеми на ефектите „перкушън“ и „състейн“, чрез които се оказва влияние върху тези параметри на звука. На фиг. 7.2 са дадени няколко амплитудно-временни характеристики на звуци, създадени от електронни музикални инструменти или устройства за перкушън и състейн.

### 7.1. ПЕРКУШЪН

С термина „перкушън“ се определя обикновено ударният характер на звука, получен чрез съответните устройства. При китарата начинът на възникване на звука се определя от силата, с която се въздействува върху струните. Съчетаването на рязка атака от страна на изпълнителя и устройство за перкушън-ефект прави звука още по интересен и дава добри резултати. Много често този ефект се използва и при конструирането на електронни органи и други клавишни инструменти, тъй като от голямо значение за качеството на звука на тези инструменти е възможността за програмиране на атаката на сигнала.



Фиг. 7.3



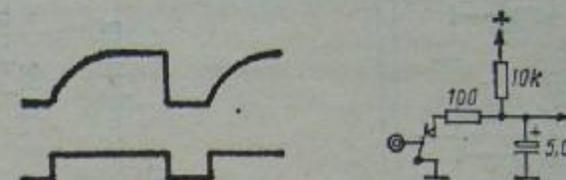
Фиг. 7.3

7.1.1. На фиг. 7.3 е дадена принципна постановка за получаване на перкушън-ефект. Чрез тази схема се създава импулс, който бързо намалява до нула, независимо от това, дали бутоят е отпуснат или не. Долната графика показва минималното време за задържане на бутона.

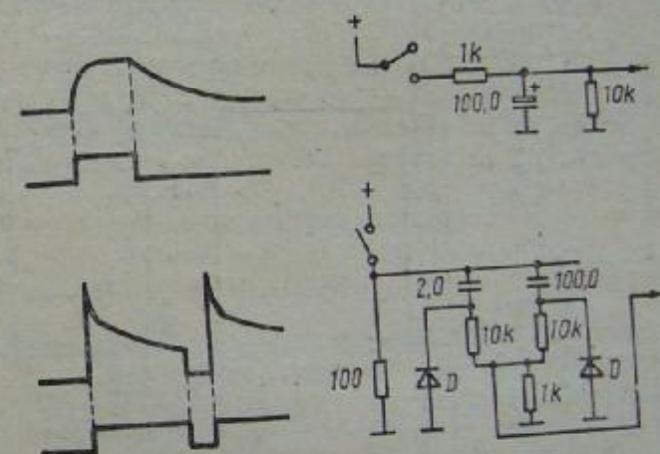
7.1.2. Рязкото включване на един тон понякога е нежелателно явление. Схемата, представена на фиг. 7.4, е предназначена за създаване на плавна атака на звука. В състояние на покой кон-

дензаторът с даден накъсо, а при задействуване на бутона контактът се отваря, при което кондензаторът бавно се зарежда; при отпускане на бутона напрежението става 0 V.

7.1.3. При синтезирането на схеми за перкушън-ефект е възможно да се изчислят стойностите на elementите така, че да се



Фиг. 7.4

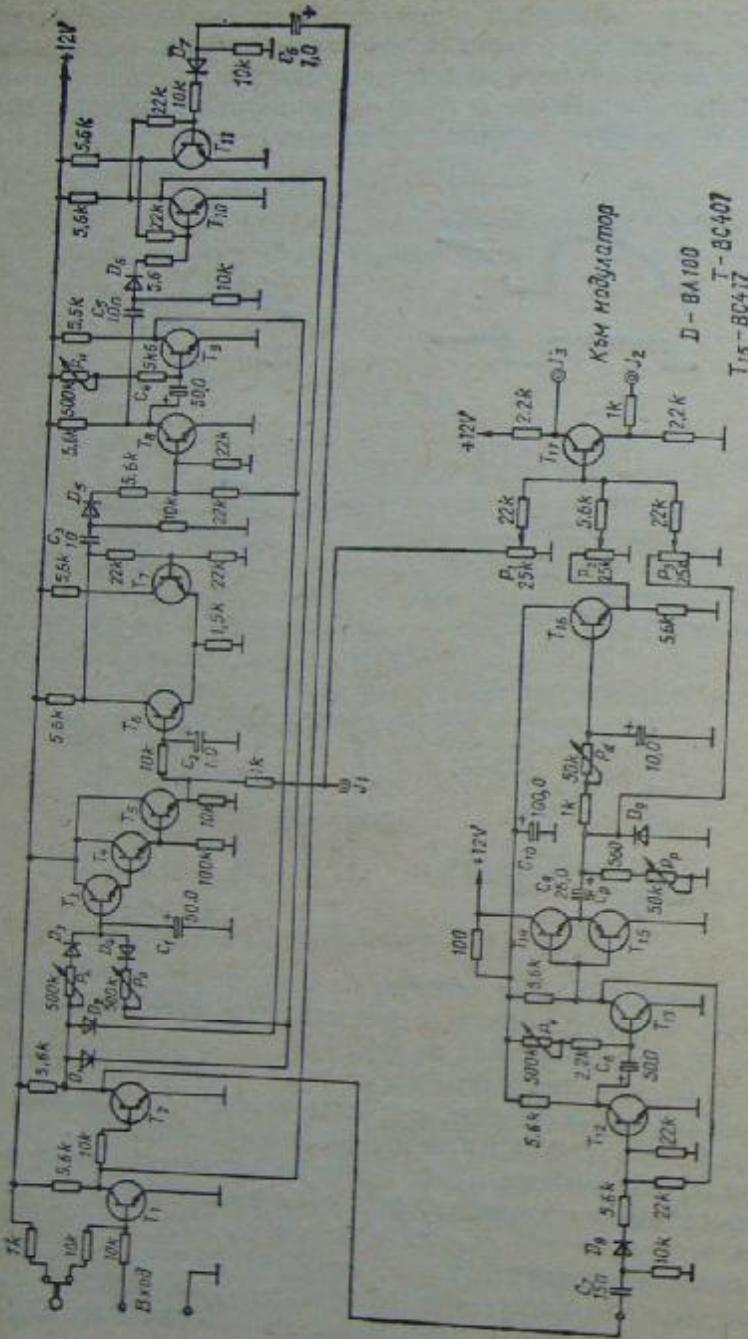


Фиг. 7.5

получат различни видове обвивки на сигнала. При комбинирането на кратък перкушън-ефект с дълъг става наслагване на двете обвивки, дадени поотделно на фиг. 7.5.

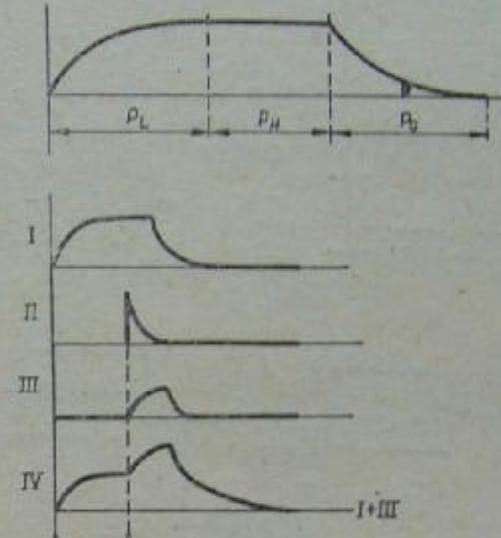
7.1.4. Схема, чрез която могат да се създават различни форми на обвивката на сигнала, е дадена на фиг. 7.6. При нея всички напрежения, resp. времена на различните фронтове, са регулируеми. Инвертирането на изходния сигнал се постига с противофазно отнемане на изходното напрежение. Функциите на различните потенциометри се обясняват с фиг. 7.7.

С потенциометрите  $P_L$ ,  $P_H$  и  $P_0$  се регулират различните времена. При задействуване на бутона  $C_1$  се зарежда от 0 V. Времето на зареждане се регулира с  $P_L$ . Диодите  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  и



Фиг. 7.6

$D_4$  са запушени. След трите емитерни повторителя напрежението се покачва, докато  $C_1$  се зареди. Емитерните повторители са изпълнени с транзисторите  $T_2$ ,  $T_4$  и  $T_6$ . Чрез действието на тригера ( $T_6$  и  $T_7$ ) се включва моновибраторът ( $T_8$  и  $T_9$ ). Вход-

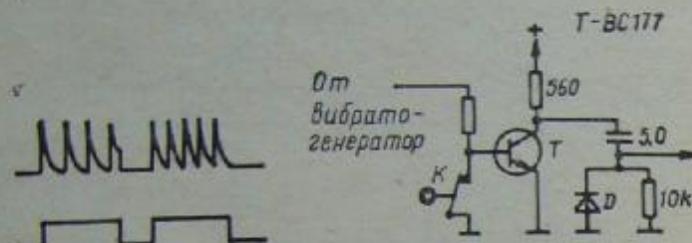


Фиг. 7.7

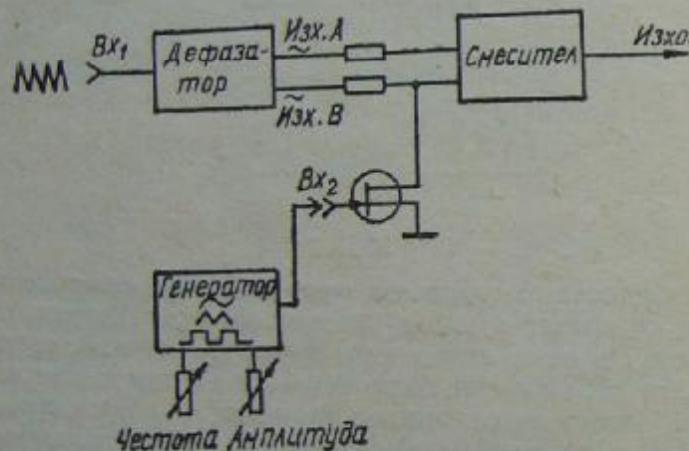
ното напрежение се изключва чрез  $D_2$ , така че процесът на зареждане се прекъсва. След определеното регулируемо време на задържане  $P_H$  на напрежението върху  $C_1$ , транзисторният ключ  $T_{10}$ ,  $T_{11}$  се обръща, при което веригата за зареждане остава изключена. След това се включва веригата за разреждане през  $D_4$ . Времето за разреждане на кондензатора се регулира чрез  $P_B$ . На края на този цикъл ключът се връща в изходно положение, при което схемата е готова за повторно пускане. Изходното напрежение може да се вземе от точката  $J_1$ .

Долната част на схемата осъществява захранването за различните времена на перкушъни, които могат да се наслагват с изходния сигнал. На входа на схемата е разположена закъснителна линия, чрез която перкушън-импулсите могат да се преместват спрямо тези от другата част на схемата. С потенциометъра  $P_Y$  се регулира времето за закъснение, а с  $P_P$  — дължината на перкушъна. С  $P_d$  се изравнява перкушън-импулсът; вместо един перкушън-импулс се получава бързо нарастващ и спадащ сигнал. Тази възможност е твърде желана в случаите, когато неизравненият перкушън-импулс звучи твърде рязко.

С потенциометрите  $P_1$ ,  $P_2$  и  $P_3$  се смесват всички напрежения. Точката  $J_5$  е инвертиращият изход, а  $J_2$  — нормалният. Ако потенциометрите за регулиране на различните времена се настроят за кратки стойности, ще се получи т. нар. „риплйт перкушън“, който ще бъде описан по-долу.



Фиг. 7.8

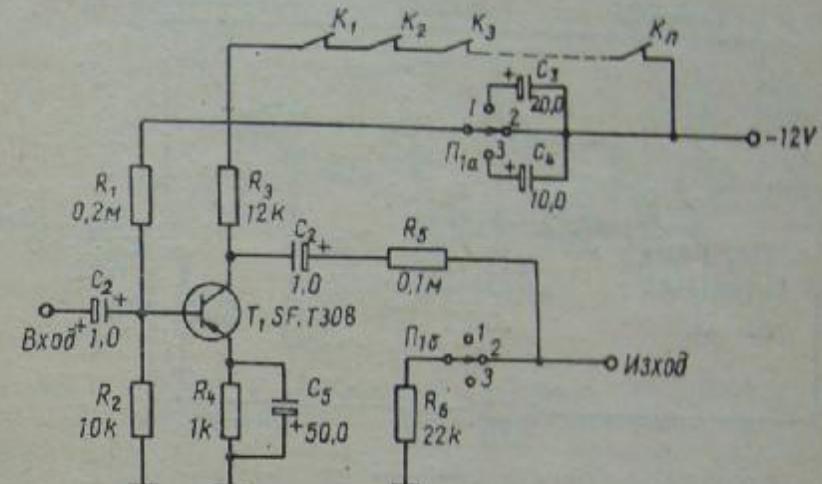


Фиг. 7.9

7.1.5. Ефектът „Repeat Percussion“ се изразява в периодично повторяне на звука (фиг. 7.2 ж, з). Схема на устройство, създаващо този ефект, е дадена на фиг. 7.8. При включване на схемата се подава управляващо напрежение от генератор, произвеждащ сигнал с инфралиска честота (вж. глава 9.3). Времето, през което звучи рипийт-сигналът, зависи от времето, през което е включена схемата посредством ключа К. Ритмично прекъсваният сигнал наподобява звученето на молотът.

7.1.6. Блокова схема на устройство за създаване на перкушън-ефект е дадена на фиг. 7.9. В зависимост от степента на отпушване на полевия транзистор изходният сигнал може да до-

стигне определено ниво, което е максимално при пълното отпусване. Когато транзисторът е запущен, нивото е нула, защото двете съставки на входния сигнал (с противоположни фази и еднакви амплитуди) постъпват в смесителя. Налице е пряка зависимост между формата на управляващото напрежение, приложено



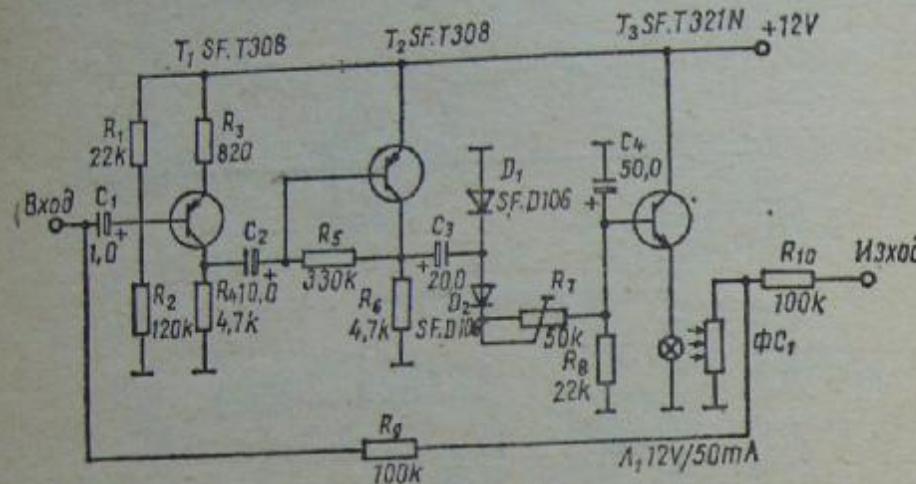
Фиг. 7.10

на гейта и получено от функционален генератор, и амплитудната характеристика на изходния сигнал. Функционалният генератор може да работи постоянно или да се задействува от всеки отделен пакет входни сигнали.

7.1.7. За читателите, които конструират електронни органи, ще бъде интересна схемата, при която се използват допълнителни контакти под всеки клавиши на клавиатурата за създаването на перкушън. Тези контакти трябва да бъдат нормално затворени и свързани последователно (фиг. 7.10). Когато няма натиснат клавиши, чрез контактите  $K_1 \dots K_n$  захранващото напрежение се подава на усилвателното стъпало на транзистора  $T_1$ . След натискане на клавиши захранването на стъпалото става чрез  $C_3$  или  $C_4$  и вследствие постепенното разреждане напрежението на захранване на транзистора  $T_1$  ще намалява по експоненциален закон. По този закон ще намалява и коефициентът на предаване на стъпалото. След разреждането на кондензатора стъпалото ще затихва напълно подавания му нискочестотен сигнал. Чрез превключвателя  $P_1$  може стъпалото да се промения времето на за-

тихване. С изключване на резистора  $R_8$  при работа със затихване не се подчертава ударният ефект на звука.

7.1.8. В схемата на фиг. 7.11 не се използват никакви допълнителни контакти. Въведен е предусилвател с транзисторите

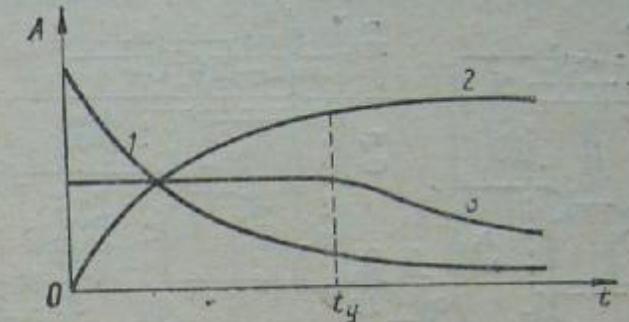


Фиг. 7.11

$T_1$  и  $T_2$ , изправител  $D_1$  и  $D_2$  и постояннотоков усилвател  $T_3$ . Коефициентът на предаване тук се изменя също по експоненциален закон благодарение на Т-образния четириполюсник и фотосъпротивлението. При липса на сигнал на входа липсва и изпълнено напрежение и лампата  $L_1$  не свети — фоторезисторът  $\Phi C_1$  има голямо съпротивление (затихване липсва). Когато на входа се приложи стационарен сигнал, започва постепенно зареждане на кондензатора  $C_4$ , лампичката постепенно повишава яркостта си на светене и фотосъпротивлението започва да намалява предаването на сигнала. Ако сигналът е продължителен, след време, определено от времеконстантата  $R_8C_4$ , фоторезисторът намалява стойността си до такава степен, че сигналът на изхода се анулира. При прекъсване на входния сигнал кондензаторът  $C_4$  се разрежда през резистора  $R_8$  и устройството е готово да възприеме ново входно напрежение. Желателно е да се употреби по-чувствителен фоторезистор, за да се подобри предавателната характеристика на устройството. Небходимо е усилвателят, към който ще се включва устройството, да бъде с голямо входно съпротивление, за да не се получи спадане на нивото.

## 7.2. СЪСТЕИН

Устройството за удължаване на звука се използва при китарите за получаване на звук с постоянна сила. По същество то-



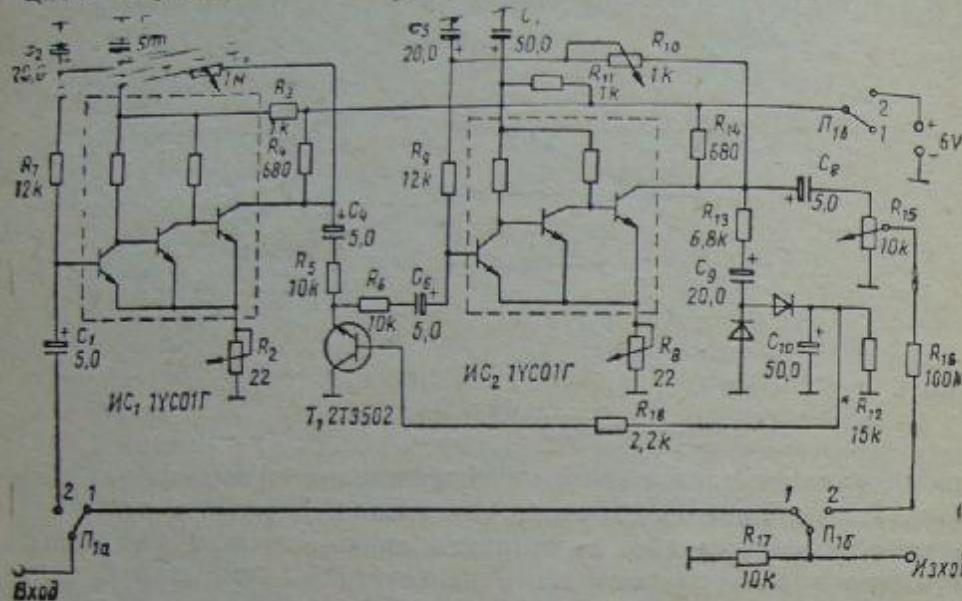
Фиг. 7.12

ва е предусилвател с автоматично регулиране на усилването. На фиг. 7.12 са дадени графики, поясняващи действието на устройството за удължаване на затихващ звук. Кривата 1 дава амплитудната характеристика на колебанията на струната, т. е. на входния сигнал, подаван към устройството. Кривата 2 показва изменението на коефициента на усилване на устройството с течение на времето  $t$ . Той зависи от големината на входното напрежение, което от своя страна също е функция на времето. Изходното напрежение, изразено чрез кривата 3, е сумарната характеристика на 1 и 2 във функция от времето. Ог графиката се вижда, че до момента  $t_y$  изходното напрежение е константно. На практика това време достига до 2—3 с и зависи от продължителността на входния сигнал, както и от параметрите на усилвателя с автоматично регулиране на усилването.

Съществуват два принципа за построяване на усилвател с АРУ. Разликата между тях е в мястото, откъдето се снема сигналът за управление на регулиращия елемент — от входа или от изхода. При първия принцип може да се получи пълна независимост на изходния сигнал спрямо входния, но е възможна и прекомпенсация — изходният сигнал да спада при увеличаване на входния. Това увеличение е толкова по-малко, колкото е по-стръмна характеристиката на регулиращия елемент.

7.2.1. Схемата на фиг. 7.13 е реализирана по втория принцип. Усилвателните интегрални схеми, чието съдържание е ограждено с

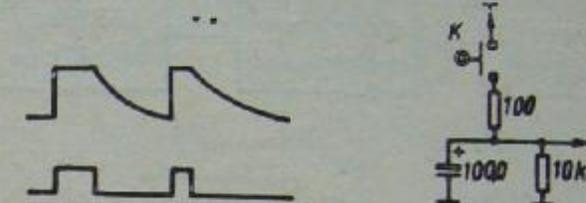
пунктир, са от най-проста и ефективна конструкция. Всяката интегрална схема има за задача да повдигне входното ниво, за да се разшири обхватът на регулиране. Необходимият коефициент на усилване се установява чрез тримера  $R_2$  и е около 100.



Фиг. 7.13

Постоянностоковият режим се настройва чрез тримера  $R_1$ . Необходимо е при настройката първо да се установи коефициентът на усилване, а след това режимът чрез  $R_1$ . Коефициентът на усилване се измерва при слаб входен сигнал 0,5 – 1 mV, а за подбиране на режима е необходимо той да се увеличи до такава степен, че изходният сигнал да започне да се ограничава. Тогава с помощта на  $R_1$  се установява симетрично ограничаване на изходния сигнал отгоре и отдолу. Така усилен, сигналът се подава на самия регулиращ елемент. Избран е също силициев планарен транзистор в инверсно свързване поради стръмната му регулационна характеристика. Самият транзистор като регулируемо съпротивление и резисторът  $R_5$  образуват един делител с управляем коефициент на деление. След този делител е включен вторият усилвател, реализиран със същата интегрална схема. Резисторът  $R_8$  е поставен също за установяване на необходимото усилване, в случая 80. Настройката на този усилвател се извършва, както и на първия. Изходният сигнал се изправя чрез удвояване

на напрежението и се подава като управляващо напрежение па регулираща транзистор  $T_1$ . Благодарение на факта, че напрежението върху  $T_1$  е ниско и се запазва винаги около 10 mV, нелинейните искривявания са малки (около 1%). Чрез резистора  $R_{12}$ ,



Фиг. 7.14

който се установява опитно, се постига подходяща времеконстанта на действуване на автоматичното регулиране. Ако най-ниската входна честота е над 100 Hz, времеконстантата се избира около 0,1 s. Чрез тримера  $R_{15}$  се установява коефициентът на предаване 1 на цялото устройство. Регуляционната характеристика е следната: при изменение на входното напрежение от 0,2 до 20 mV изходното се изменя с около 3 dB. Подходящи интегрални схеми са 1УСО1Г, ТАА121А и МАА125.

7.2.2. Преди да преминем към разглеждането на най-съвременните тенденции в техниката за удължаване на звука, ще се запознаем с една крайно елементарна схема на състейн, дадена на фиг. 7.14.

При включване на схемата напрежението се покачва бързо, а при отпускане на бутона спада на нула. При повторно нагискане напрежението отново нараства до пълната си стойност.

### 7.3. ДИНАМИЧНИ КОМПРЕСОРИ

За удължаване звука на електрическите китари напоследък се предпочитат динамичните компресори. За разлика от устройствата, които удължават и искривяват звука (дисторшън-устройствата), компресорите удължават звука, без да променят формата на сигнала. Това позволява да се използват всички струни едновременно, свирейки с тях акорди, което е недопустимо при искривявящите устройства. Използвайки компресор, китарата може да запази характерното „чисто звучене“.

7.3.1. Блокова схема на компресор с универсално приложение е показана на фиг. 7.15. Входният сигнал се подава на предусил-

вател. Между изхода на последния и входа на крайния усилвател е включен електронен потенциометър, подобен на този на фиг. 10.10, управляван с напрежение от прагов детектор. Детекторът се захранва от изхода на крайния усилвател, който е с



Фиг. 7.15

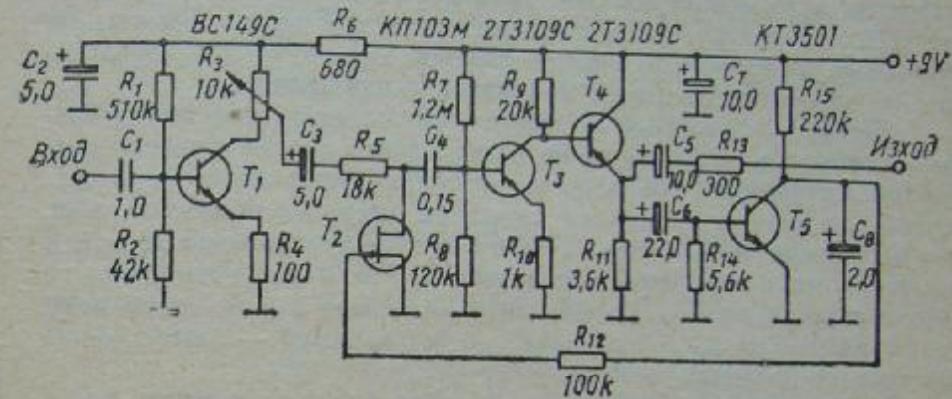
малък изходен импеданс. С оглед получаването на добра динамика, от една страна, и малък клирфактор, от друга, схемата се оразмерява така, че по време на компенсиране върху регулиращия полеви транзистор да има променливо напрежение около  $50 - 100 \text{ mV}$ .

Компресорите от този тип поддържат изходния сигнал практически на определено ниво, което зависи от параметрите на крайния усилвател и праговия детектор. Времеконстантата на задължението, с което схемата реагира на изменението на амплитудата на входния сигнал, се подбира опитно съобразно с конкретния случай на приложение.

7.3.2. На фиг. 7.16 е показана схема на компресорно устройство за китара. Първото малкощумящо стъпало има усиливане  $30 - 45$  пъти и входно съпротивление около  $20 \text{ k}\Omega$ . Електронният атенюатор с полеви транзистори представлява делител на напрежение — резисторът  $R_6$  и съпротивлението на канала на транзистора. Особеността, която подобрява работата на компресора, се състои в това, че товарното съпротивление на първото стъпало по променлив ток зависи от съпротивлението на  $T_2$ . Когато полевият транзистор е отлушен (при силни сигнали), общото товарно съпротивление на транзистора  $T_1$  е малко и усиливането му спада до около  $30$  пъти. При слаби сигнали транзисторът  $T_2$  е запущен и усиливането на стъпалото е  $45$  пъти.

Главното регулиране се осъществява от делителя  $R_6 T_2$ , който е натоварен със сравнително високото входно съпротивление

на следващото стъпало (около  $100 \text{ k}\Omega$ ). Чрез праговия амплитуден детектор с транзистора  $T_5$ , който управлява полевия транзистор, се постига ограничаване на нивото на изходния сигнал до  $0,4 \text{ V}_{\text{eff}}$ . Максималното променливо напрежение върху  $T_3$  не надви-



Фиг. 7.16

шава  $25 \text{ mV}$ , което е необходимо входно напрежение на усилвателя, съставен от  $T_3$  и  $T_4$ , за да се задействува праговият детектор на изхода му. Поради малкото променливо напрежение върху полевия транзистор клирфакторът на атенюатора е много малък, но той не би бил голям и при ниво дори  $100 \text{ mV}$ .

Компресията започва при входно напрежение  $0,7 \text{ mV}$ . При увеличаване на входното напрежение до около  $40 \text{ mV}$  изходното напрежение се задържа постоянно, около  $0,4 \text{ V}$ , в зависимост от детектора и типа на полевия транзистор. Удължаването на звука при работа с китарен адаптор зависи от неговите параметри, както и от амплитудата на струните и се регулира плавно чрез потенциометъра  $R_3$ . Общата динамика на компресора (по вход) се ограничава от динамиката на първото стъпало и е над  $60 \text{ dB}$ . Консумацията на ток е само  $1,5 \text{ mA}$ . Всички транзистори са с усиливане  $300 - 400$ . Ако се използва друг полеви транзистор, той трябва да е Р-канален, тъй като в случая се управлява с положително напрежение.

## 8. УМНОЖИТЕЛИ И ДЕЛИТЕЛИ НА ЧЕСТОТА

Чрез удвояване на честотата се постига известна плътност на звука. Различни видове удвоители се използват за повдигане на строя на духови инструменти (тромпет, саксофон), чрез което се постига изпълнение в недостижими иначе височини. Ефектът на удвояване на честотата е добре изразен, когато се използва само на определени места от музикалното изпълнение.

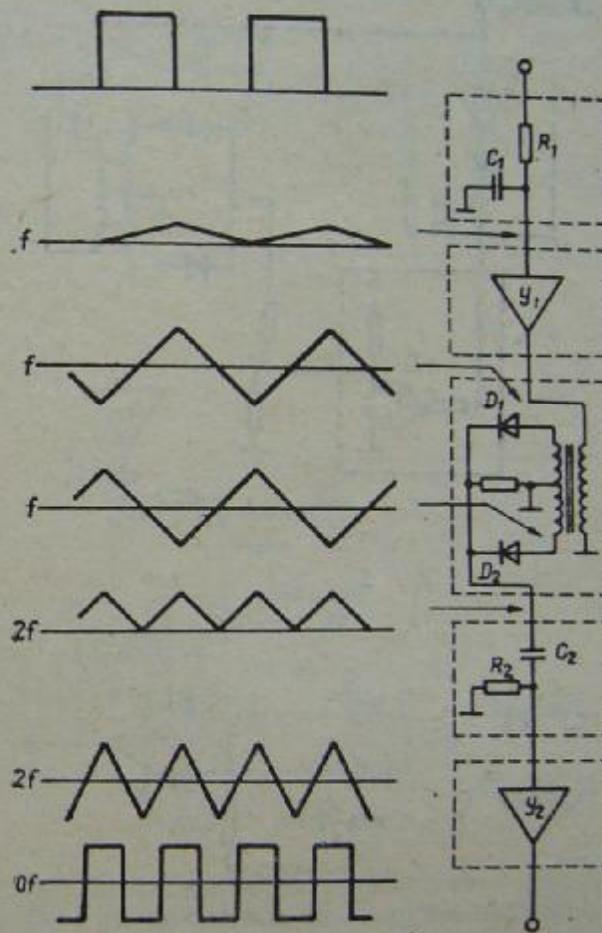
Деленето на честотата — това е основен метод при построяване на генераторната основа на електронните органи и някои клавишни инструменти. Обратно на удвоителя, чрез делител на честотата се постига свирене в по-нисък честотен обхват от този, в който свири изпълнителят. Най-често се употребяват делители на честотата с коефициент на делене 2. При някои устройства се използват делители с коефициенти на делене 3 и 5, което води до създаването на обертонове с нечетен номер — благодарение на това се получава по-богато звучене.

В зависимост от начина на действие делителите могат да се разделят на две основни групи — активни и пасивни. Активните делители представляват автогенератори, изпълнени по известните в електрониката схеми на импулсни генератори — мултивибратори, блокинг-генератори и др. Пасивните делители на честотата имат на изхода си напрежение само когато на входа им се подава някакъв сигнал за делене. Към този тип двигатели се числят почти всички активни двигатели, работещи в чакащ режим, а така също и основният елемент на двоичната логика — тригерът (в броячно свързване). Основно изискване към всички делители на честотата е да имат стабилен коефициент на делене с оглед на темперирания строй, в който се свири.

### 8.1. УМНОЖИТЕЛИ НА ЧЕСТОТА

8.1.1. На фиг. 8.1 е дадена блокова схема показваща принцип на умножение на честотата. Входното правоъгълно напрежение се подава на интегратор, който го пренебрегва в напрежение със симетрична триъгълна форма. След усилването от усилвател  $U_1$  сигналът се подава на трансформатор.  $D_1$  пропуска положителния полупериод, а  $D_2$  — отрицателния, така че сигналът с положителна стойност се подава към усилвателя  $U_2$  през  $C_2$ ,  $R_2$ . При голямо усилване се получава ограничаване на сигнала и той се превръща в правоъгълен. Разбира се, даденият пример е съвсем идеализиран, но радиолюбителят може да синтезира на тази база нови схеми за умножение на честотата.

Трудностите в тази схема се предизвикват от интегрирането на сигнала. При увеличаване честотата на входа амплитудата намалява с  $6 \text{ dB/oct}$ . При обхват от  $3^{1/2}$  октави входното напрежение ще варира около 12 пъти. Ако напрежението за ниския тон

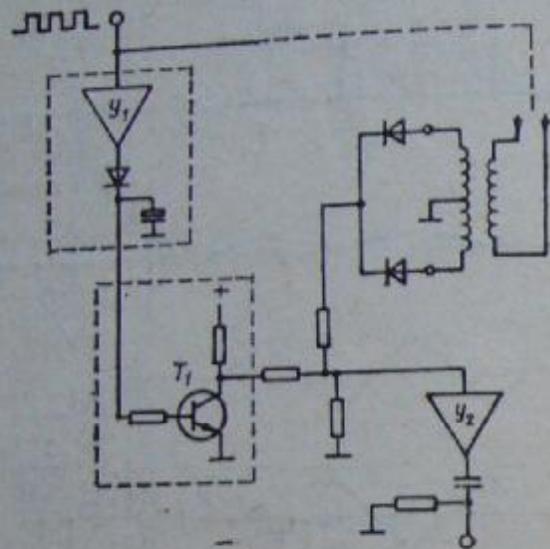


Фиг. 8.1

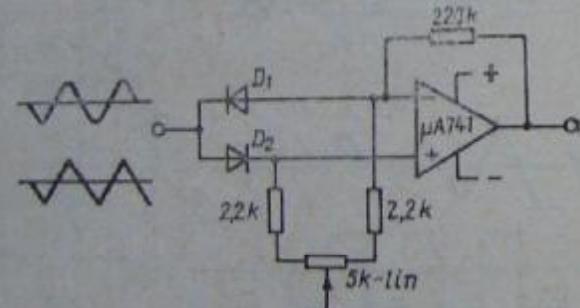
е  $2 \text{ V}$ , за най-високия тон напрежението ще бъде  $24 \text{ V}$ . Това изисква точна настройка на големината на сигнала, за да не се получава претоварване. Стойностите на  $C_2$  и  $R_2$  също са критични, тъй като диодите осигуряват високо постоянно напрежение.

8.1.2. По-усложнена схема със същия принцип на действие е дадена на фиг. 8.2.

8.1.3. Ако е необходим малък токов обхват, в схемата може да отпадне трансформаторът; изправянето на напрежението се осъществява от диодите и операционния усилвател (фиг. 8.3).



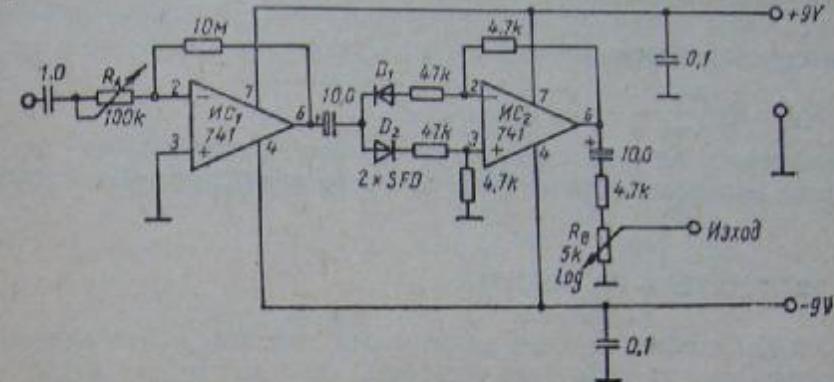
Фиг. 8.2



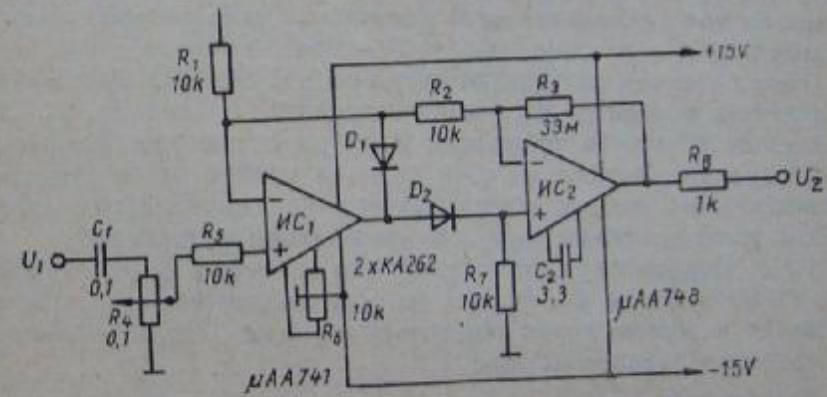
Фиг. 8.3

8.1.4. Една добре функционираща схема с професионални качества е дадена на фиг. 8.4. Тя е изградена с два операционни усилвателя. Операционният усилвател  $IC_1$  усилва сигнала от адаптора на китара, като усилването се регулира с тример потенциометъра  $R_A$ , така че при входен сигнал 50 mV напрежението на изхода да е около 4 V. С помощта на двата диода и втория

операционен усилвател се постига удвояване на честотата на входния сигнал. Всеки положителен полупериод се пропуска от диода  $D_1$  и излиза на изхода с непроменена фаза, т.е. положителен.



Фиг. 8.4



Фиг. 8.5

Отрицателните полупериоди постъпват на инвертиращия вход пред диода  $D_2$  и се получават на изхода в противофаза, т.е. също положителни. По този начин за един период на входния сигнал на изхода на устройството се получават два положителни импулса. Изходният сигнал съдържа много гармонични съставки, за намаляването на които паралелно на потенциометъра  $R_B$  може да се включи кондензатор с капацитет около 22 nF.

Вместо интегралните схеми от типа 741 може да се използват такива от типа 709, като се добавят елементите за честотна компенсация. Устройството се захранва от две батерии по 9 V.

8.1.5. Подобна на предходната схема на честотен удвоител е дадена на фиг. 8.5. За тази схема важи изразът

$$U_3 = \frac{R_3}{R_1} |U_1| = A |U_1|.$$

како се предполага, че

$$R_1 = R_1 \frac{A-1}{A-1}.$$

Предимството на тази схема е, че при нея е невъзможно да се създаде акустична обратна връзка, което следва от първия израз.

## 8.2. ДЕЛИТЕЛИ НА ЧЕСТОТА

8.2.1. Схемата на един универсален делител, който осигурява коефициент на деление на честотата от 1 до 16, е даден на фиг. 8.6. Делението на 1, 2, 4, 8, 16 дава последователните октави; делението на 3 дава квинтов ток ( $1 \frac{1}{2}$  октави под задействувания тон); с деление на 6 получаваме една октава по-ниско квинтов тон, а с деление на 5 и 10—терцови тонове.

Използванието на интегрални схеми SN7493, SN7400 и SN7420. Контактните изводи са показани на схемата, а чрез  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_4$  и  $S_8$ , като се използва таблицата, може да се избере коефициентът на деление. Входът на този делител трябва да се управлява с правоъгълен сигнал; използването на синусоидален сигнал изисква включването на импулсно формиращо устройство.

8.2.2. Описаният преобразувател на спектъра не е сложен и дава възможност за получаване на органно звучене на китарата, удвояване и много други интересни ефекти. Преобразувателят има следните характеристики:

Чувствителност	$7,5 \pm 2,5$ мВ
Максимално изходно напрежение	300 мВ
Входно съпротивление	$1000 \pm 2$ к $\Omega$
Изходно съпротивление	4 к $\Omega$
Относително ниво на шума	-70 dB
Продължителност на звучене—не по-малко от	$9 \pm 1$ с
Брой регистри (звукови комбинации)	4

Схемата на преобразувателя е дадена на фиг. 8.7. Сигналът след адаптора се преобразува в правоъгълен, удвоява се честотата му, а след това се дели на две и на четири. Тембрите се формират посредством смесване на сигналите, получени след всички преобразуватели.

Входният сигнал се подава на предусилвател, изпълнен с по-  
левия транзистор  $T_1$ . Усиленният сигнал се подава от входовете  
на операционния усилвател, включен като тригер на Шмит. На из-  
хода на операционния усилвател се формира правоъгълно напре-

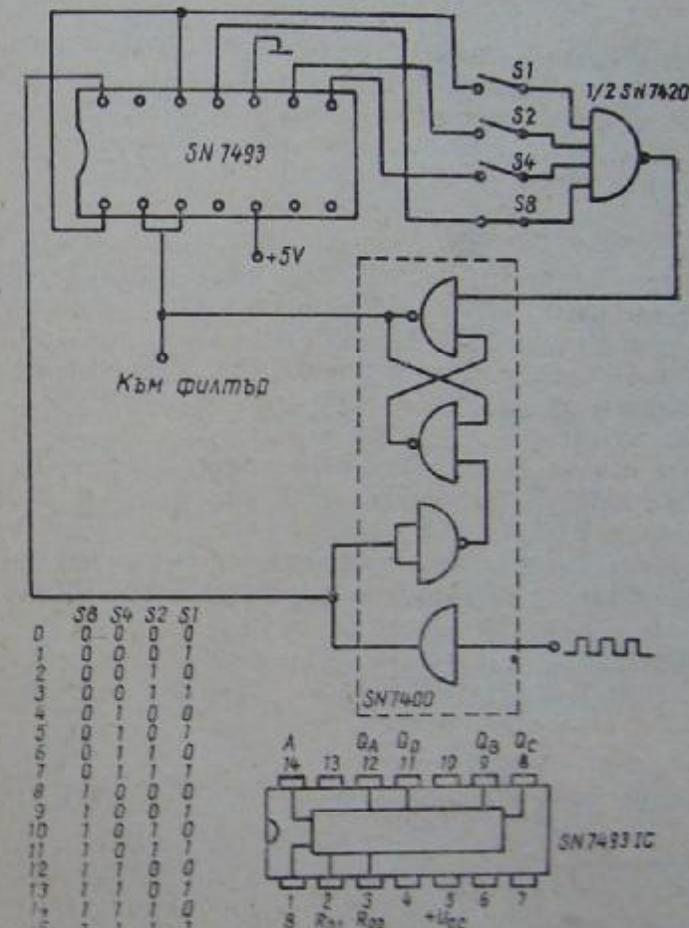
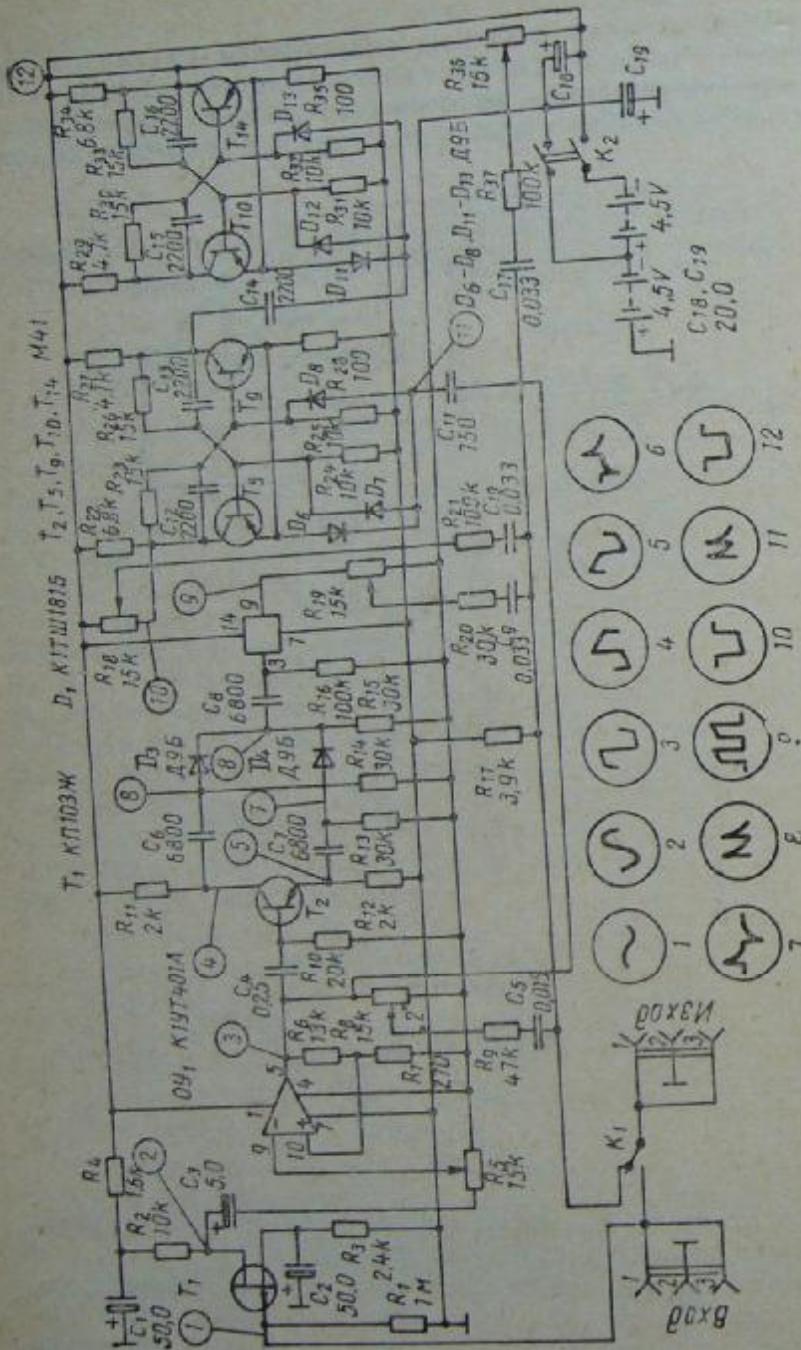


FIG. 8.

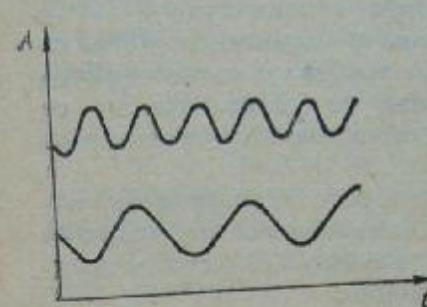
жение. Прагът на сработване на тригера лесно може да се регулира в широк диапазон с правилния подбор на  $R_2$ .

Сигналът след тригера на Шмит постъпва във фазоинвертора (транзистора  $T_2$ ). Дефазираните сигнали се подават през диференциращите групи  $C_6 R_{14}$  и  $C_7 R_{13}$  към детектора, образуван



Фиг. 8.7

от диодите  $D_3$  и  $D_4$ . Получените импулси с удвоена честота за-  
действуват втория тригер на Шмит (интегралната схема  $D_1$ ). Кон-  
дензаторът  $C_8$  не пропуска постояннотоковата съставка на сиг-  
нала, получена вследствие изправянето. Изходното напрежение от  
интегралната схема  $D_1$  е с импулсна форма с удвоена честота.



Фиг. 8.8



Фиг. 8.9

Делителят на честотата представлява тригер (транзисторите  $T_5, T_9$  и  $T_{10}T_{14}$ ). Първият тригер се задействува от импулсите, получени от изхода на операционния усилвател, а вторият — от импулсите, получени след първия тригер. По този начин се по-  
лучава двойно деление на честотата. Сигналите от тригера на  
Шмит, удвоителят на честота и делителят на честота постъпват  
към превключвателя  $K_2$ . Тембърът може да се коригира с под-  
бор на кондензаторите  $C_8, C_9, C_{10}$  и  $C_{17}$ . Кондензаторите  $C_{10}$  и  $C_{17}$   
са подбрани със сравнително малък капацитет, за да се подтисне  
неприятното възприятие от ниските честоти.

Вместо операционния усилвател К1УТ401А в първия тригер  
на Шмит може да се използува интегралната схема К1Ш181Б

(или К1ТШ181В, К1ТШ221Б, К1Ш221В). Вместо транзистора КП103Ж може да се използува какъвто и да е от серията КП1103, но това налага подмяна и на резистора  $R_3$ . Транзисторите  $T_5, T_9$  и  $T_{10}, T_{14}$  трябва да са подбрани като чифтове с еднакви параметри.

Настройката на преобразувателя става с тонгенератор и осцилоскоп. На входа се подава напрежение с амплитуда 30 мV и честота 1 kHz. На екрана на осцилоскопа в означените точки се наблюдава формата на сигналите, която трябва да съответствува на указанията на схемата. Ако тригерите от делителите не се задействуват, следва да се промени стойността на кондензатора  $C_{11}$  в границите  $300 \div 1000$  pF.

Трябва да се обрне внимание на доброто екраниране на цялото устройство. От гледна точка на изпълнителските прийоми при свирене с помощта на преобразувателя трябва да се има предвид, че не е желателно да се свирят акорди.

8.2.3. Процесите на деление на честотата на устройството „Mu Tron Octave Divider“ са показани на фиг. 8.8. Синусоидалният тон е с честота около 700 Hz. Под него е сигналът с два пъти по-ниска честота, изместен фазово спрямо основния. Фазовото изменение е честотно зависимо. При това устройство е възможно смесването на основния с допълнително получения сигнал.

8.2.4. Друг вид честотен делител е представен на фиг. 8.9. Това е „Octave Multiplexer“ на фирмата „Electro Harmonic“. При това устройство почти не може да се разпознае основният инструмент, тъй като звукът подражава напълно звученето на бас-китарата.

## 9. МОДУЛИРАНЕ НА ТОНОВИ СИГНАЛИ

### 9.1. ВИБРАТО-ЕФЕКТИ

В разглежданите дотук случаи на създаване на ефекти изменението на спектъра на сигнала се извършваше посредством схеми, които имат постоянно действие или посредством промяната на стойността на някой елемент от схемата. Звученето, постигнато чрез използване на тези схеми, се базираше на спектралното преобразуване на сигнала. В тази и в следващите глави ще разглеждаме вече схеми за ефекти, които се получават чрез модулация на основния тонов сигнал.

Най-общата форма на модулация при конвенционалната музика са леките флуктуации на амплитудата или честотата на един

тон. Двета вида модулации се осъществяват от устройството, което има функциите на управляващ елемент, наречен модулатор. По своята същност това е генератор, генериращ инфранискочестотен сигнал. Генерираната честота се движи в границите от 1 до 16 Hz, а начинът за регулиране на честотата е различен в зависимост от схемата, която се използува, като командуването се осъществява най-често с потенциометър за плавна промяна или посредством стъпално набиране на необходимата честота за модулация.

Модулаторът се използува като управляващ елемент и в схемите с фазова модулация на сигнала, подробно разгледани в глави 13 и 15. Също като управляващ елемент модулаторът се използува и в схемите за спектрална модулация на сигнала. Тук трябва да разгледаме значението на термина „вибратор“ — термин, който много често ще срещаме в схемите, свързани с модулирането на сигнал.

Амплитудната и честотната модулация се използват при всички видове електроакустични инструменти. При класическите инструменти тези изменения на звука имат други названия. Музикалният термин „вибратор“ е еквивалентен на техническия термин „честотна модулация“, а „тремоло“ — на „амплитудна модулация“ на сигнала. Тембровото вибратор пък в по общ смисъл се покрива с ритмичната промяна на уа-уа ефекта под въздействие на модулиращия генератор, а фазовото вибратор се създава с устройствата за фазово въртене на сигнала.

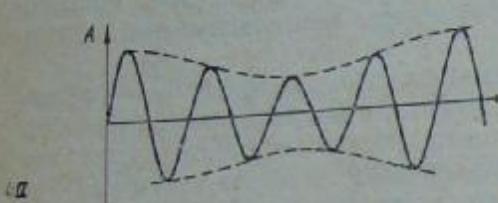
Първият ефект, разработен специално за електрическа китара, е вибратор-ефектът. Обстоятелството, че за китаристите изпълнението с вибратор е основен прийом на свирене, наложи конструирането на такъв ефект като най-близък до същността на китарното изпълнение. На първо време вибраторът се осъществява по механичен път посредством лостче, изменяющо в много малки граници дължината на струните, а оттам и височината на тона. По-късно този ефект се постигна с електронни схеми, притежаващи доста предимства — крачно включване вместо ръчно движение на лостчето, модулиране на различни параметри на основния звук и др.

Много често в литературата се среща наименованието „вибратор-генератори“, с което се обозначават генераторите на сигнал с инфраниска честота. Както разбираме, разностранно е значението на термина „вибратор“. В тази книга под условното наименование „вибратор“ ще разбираме процеса, при който ритмично се променя някой от параметрите на звука и който води до някакъв вид модулация на основния сигнал.

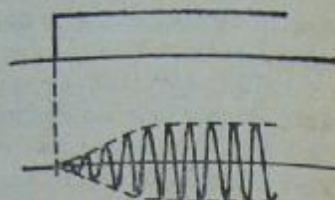
## 9.2. АМПЛИТУДНА И ЧЕСТОТНА МОДУЛАЦИЯ

Математическият вид на един амплитудно модулиран сигнал е следният:

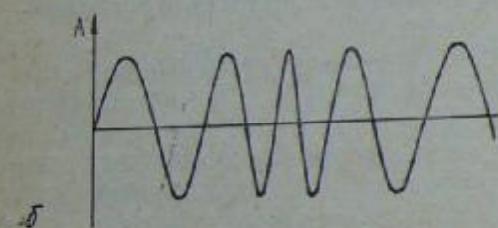
$$A' = a \sin 2\pi f t + \frac{1}{2} b \cos 2\pi (f - F) t + \frac{1}{2} b \cos 2\pi (f + F) t,$$



а



Фиг. 9.2



б

Фиг. 9.1

където  $A = a \sin 2\pi f t$  е синусоидален сигнал с амплитуда  $a$  и честота  $f$ ;

$B = b \sin 2\pi F t$  — модулиращ сигнал с амплитуда  $b$  и честота  $F$ ;

$A'$  — модулиран сигнал.

В повечето случаи амплитудата на модулиращия сигнал  $b$  е по-малка от тази на модулирания сигнал  $a$ , а  $F$  е по-малка от  $f$ , така че компонентите на модулирания сигнал се анализират като една основна (носеща) компонента и две странични честоти.

Изразът на сигнала  $A'$ , честотно модулиран от  $B$ , е

$$A' = a \sin 2\pi (f + b \sin 2\pi F t) t.$$

На фиг. 9.1 са дадени един амплитудно модулиран (а) и един честотно модулиран (б) сигнал.

Честотната модулация на звука се осъществява чрез директно въздействие върху генераторите на звук в електронните музикални инструменти. При това е необходимо да се въздействува с една и съща модулираща честота, за да не се стигне до „разстройване“ на инструмента. Вibriрането на основния тон може да достигне до 1% от процента. Вибрато-ефект може да се получи и посредством фазово модулиране на сигнала (фазовата

модулация е разгледана в глава 13). Фазова модулация се използва за получаване на выбрано и в специални случаи, когато само определена регистрова група е подложена на модулация.

За съвършеното наподобяване на класическите инструменти при някои електронни музикални инструменти се практикува съчетанието на честотно модулиран тон и първоначално амплитудно модулиране; пример е даден на фиг. 9.2. Промяната на параметрите на двата вида модулация от музиканта по време на изпълнение създава допълнителна окраска на звученето.

Амплитудната модулация на практика се изразява в ритмичната промяна на нивото на изходния сигнал, преди да е постъпил в усилвателя. Модулаторите се изчисляват за работа или като амплитудни, или като фазови, но има някои схемни решения, чрез които с един модулатор може да се осъществи едновременно и амплитудно, и фазово модулиране на сигнала.

## 10. ВИБРАТО-ГЕНЕРАТОРИ И АМПЛИТУДНИ МОДУЛАТОРИ

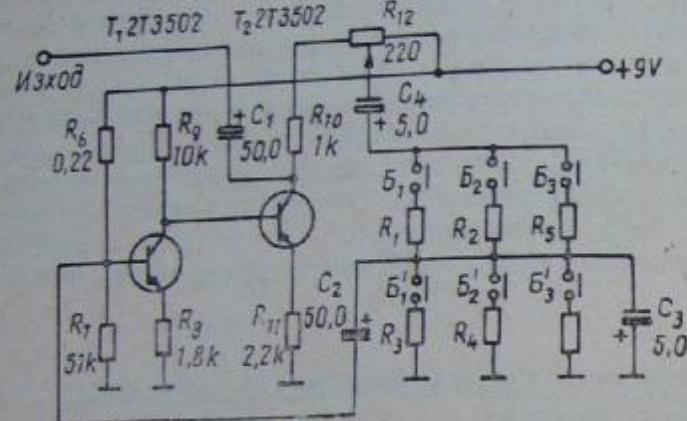
### 10.1. ВИБРАТО-ГЕНЕРАТОРИ

Съществува голямо разнообразие от схемни решения на вибрато-генератори. Дадените схеми са пример за това, в каква насока трябва да се полагат усилията за намаляването на подходящ генератор за инфралини честоти, който да задоволява изискванията на различните схеми за модулиране на сигнала. Един такъв генератор е универсален за всички видове вибрато-ефекти.

10.1.1. Схемата на фиг. 10.1 представлява вибрато-генератор, който произвежда синусоидални трептения и е осъществен с мост на Вин. Генерираната честота се променя чрез бутоните  $B_1$ ,  $B_2$  и  $B_3$  стъпално. При включване на бутона  $B_1$  честотата е 14 Hz, на бутона  $B_2$  — 8 Hz, а на  $B_3$  — 4 Hz. Тези честоти съответствуваат на бързо, средно и бавно вибрато.

За да се получат генерации, е необходимо да се изпълнят две условия — фазово и амплитудно. Фазовото условие означава, че сумата от дефазирането на RC-веригата и усилвателя трябва да е равна на нула. Тъй като мостът на Вин за резонансната честота има нулево дефазиране, задължително е усилвателят да внесе също нулево дефазиране. За тази цел усилвателят е двустъпален и двата транзистора са по схема „общ емитер“, така че общото дефазиране е  $360^\circ$ , т. е. равно на нула. Амплитудното

условие изисква усилвателят да има усилване, равно или по-голямо от затихването на RC-веригата. Мостът на Вин има затихване около 10 dB, което е 3 пъти, а усилвателят има коефициент на усилване около 10. За да се получи синусоидална форма на



Фиг. 10.1

сигнала, е въведен тримерът  $R_{12}$ , с помощта на който се оформя генерираното напрежение.

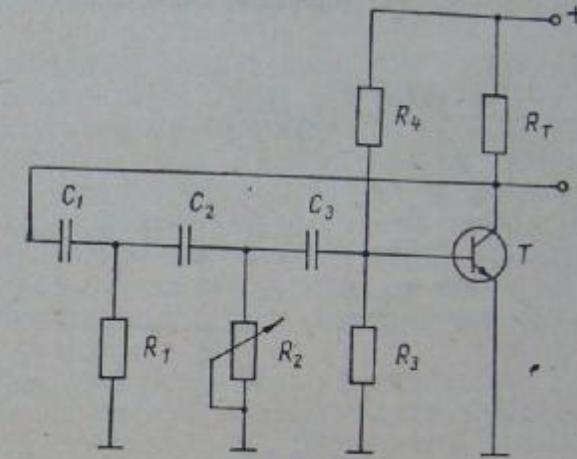
Изходното напрежение е около  $1.5 V_{eff}$  и е без постояннотокова съставна. Този генератор работи стабилно и с германиеви транзистори SFT 308 — необходимо е само да се смени полярността на захранващия източник и на електролитните кондензатори.

**10.1.2.** Типичното за схемата от фиг. 10.2 е използването на обратна връзка чрез RC-группата. Генераторът се настройва посредством  $R_2$  в работния обхват. Изискване за тези генератори е те да са стабилни.

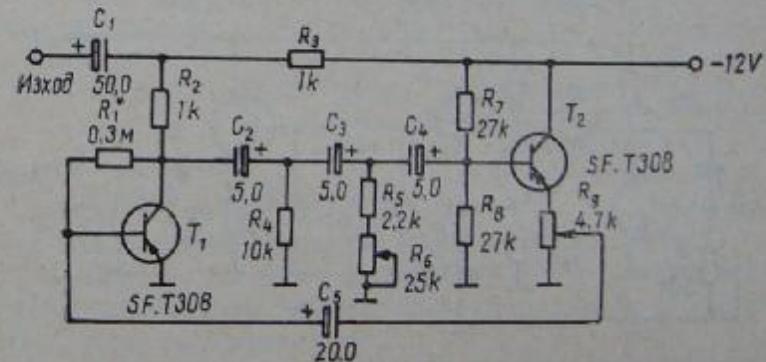
**10.1.3.** На фиг. 10.3 е дадена схемата на прост вибратор-генератор, който дава изходно напрежение със синусоидална форма. Това е схема на автогенератор с три фазовъртящи групи. Всяка група дефазира на  $+60^\circ$ , така че общото дефазиране става  $180^\circ$ . При така разпределено дефазиране между групите затихването от тях е около 27 пъти. За да възникнат генерации, е необходим усилвател, който да дефазира на  $-180^\circ$  и да има усилване, по-голямо от 27 пъти. Тази роля изпълняват транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  (вторият е само емитерен повторител).

Режимът на  $T_1$  е стабилизиран с ОOB по напрежение, въвеждано от резистора  $R_5$ , а режимът на  $T_2$  — чрез схемата за

стабилизация с резисторите  $R_7$ ,  $R_8$  и  $R_9$ . Усилвателят има коефициент на усилване, доста по-голям от 27, поради което е поставен тримерът  $R_9$ , чрез който се регулира усилването така, че генерираното напрежение да добие синусоидална форма. Генератор-



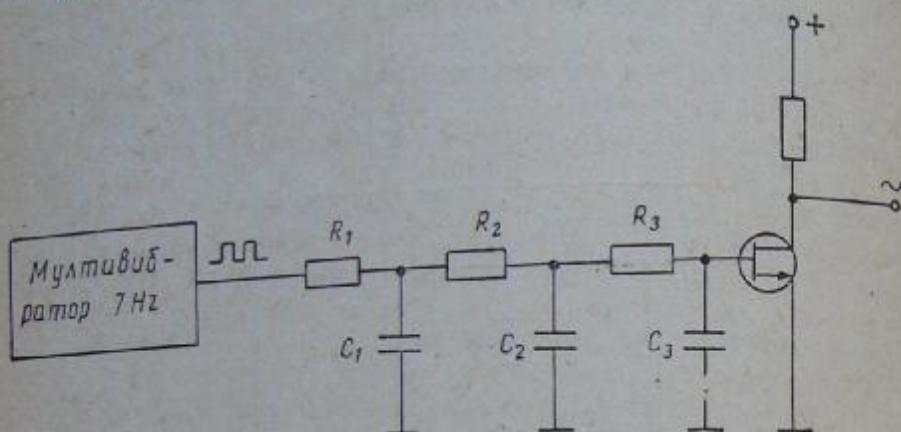
Фиг. 10.2



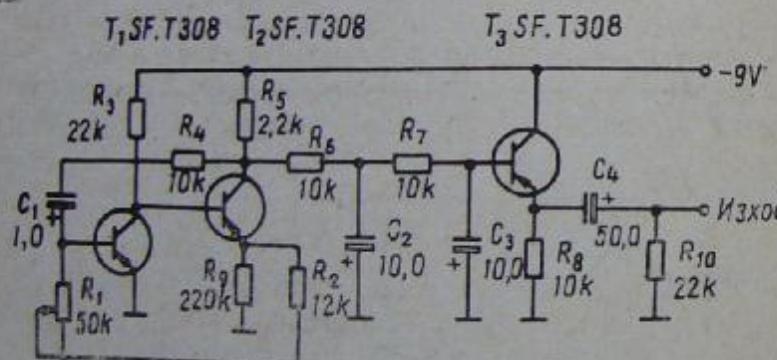
Фиг. 10.3

рът работи добре, ако транзисторът  $T_1$  е напълно задействуван, т. е. ако напрежението е около  $4 V_{eff}$ . Изходното напрежение за модулатора се съмнява от разделеното на две равни части товарно съпротивление на  $T_1$  —  $R_2$  и  $R_3$ . С това се намалява влиянието на товара върху генератора. От друга страна, чрез изменение стойността на  $R_3$  може да се променя изходното напрежение, а с това и дълбочината на модулацията. Чрез потенциометъра  $R_6$  се регулира честотата на вибратора в границите 6–12 Hz.

10.1.4. На фиг. 10.4 е дадена принципната схема на генератор за инфраинфрачестотни сигнали, изпълнен с мултивибратор. Полученият на изхода сигнал е със синусоидална форма.



Фиг. 10.4



Фиг. 10.5

10.1.5. Схемата на фиг. 10.5 представлява несиметричен мултивибратор с един хрониращ кондензатор —  $C_1$ . Честотата се променя чрез потенциометъра  $R_1$ . Изходните правоъгълни импулси се интегрират от групите  $R_6-C_2$  и  $R_7-C_3$  и чрез буферното стъпало  $T_3$  се подават към модулатора. Буферното стъпало е необходимо при схеми за честотно вибратор. Ако вибратор-сигналът трябва да бъде без правотокова съставка, е нужно да се въведе групата  $C_4 R_{10}$ . При 9 V захранване генерираното от  $T_1$  и  $T_2$  напрежение има размах около 8 V, а след двойното интегриране

спада на около 1 V, което е достатъчно за задействуване на различни модулатори.

## 10.2. АМПЛИТУДНИ МОДУЛАТОРИ

Важно изискване за един модулатор е той да не внесе големи изкривявания и шум. Освен това модулаторът не трябва да пропуска модулиращото напрежение към изхода, което ще има смущаващ характер — за ниските нива на модулирания тонов сигнал ще се чува неприятно боботене. Стремежът при синтезирането на схеми на модулатори е постигането на възможно най-голяма линейност на модуляционната характеристика. Схемите на амплитудни модулатори са съставени на базата на:

— токовата зависимост на диференциалното съпротивление на диоден преход;

— зависимостта на входното съпротивление  $h_{11e}$  на транзистора от тока на емитера, което при дадено работно колекторно съпротивление се изразява в усилвателната способност на транзистора;

— фоторезистори, осветявани от източник на светлина с модулирана интензивност (лампа, глимлампа, диод и др.);

— зависимост на съпротивлението  $r_{ce}$  на канала на полеви транзистор от напрежението  $U_{GE}$ . Зависимостта е дадена с израза

$$r_{ce} = \frac{1}{g(U_{GE} - U_p)} ,$$

където  $g$  е константа, зависеща от типа на транзистора;

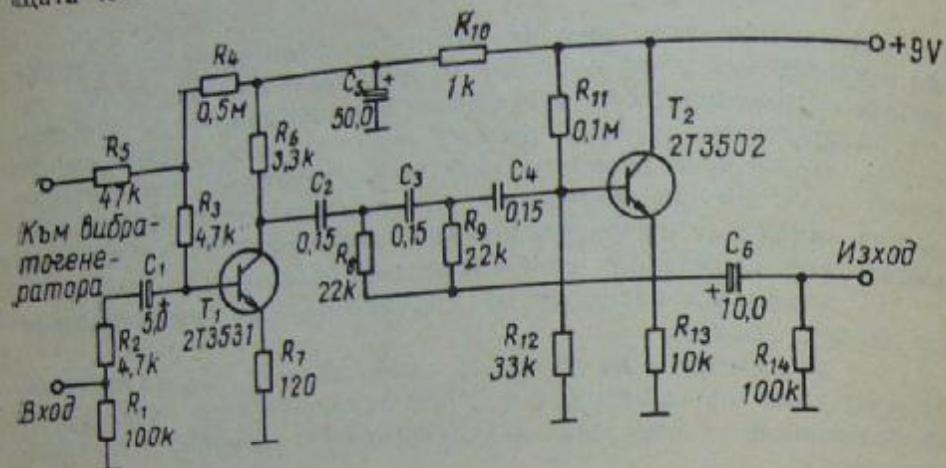
$U_p$  — прагова стойност на управляващото напрежение  $U_{GE}$ , при което транзисторът се отпушва (големината и полярността зависят от типа на транзистора).

Ще разгледаме схеми на модулатори, чийто принцип на действие се основава на четирите основни изброени зависимости.

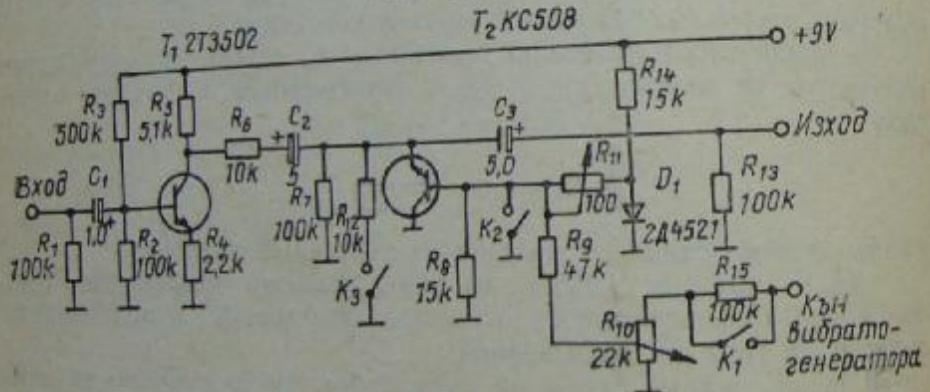
10.2.1. На фиг. 10.6 е показана схемата на модулатор с нископумящи силициеви транзистори. Модулатор по същество е транзисторът  $T_1$ , чийто режим се променя ритмично с честотата на вибратора. Промяната на колекторния ток на  $T_1$  води до промяна на неговото усиливане. Транзисторът 2T3531 има съвместна зависимост на коефициента  $\beta$  от колекторния ток. Подходящи за тази цел са и някои дрейфови транзистори — SF.T317, P416B и др.

Съвместната зависимост на  $\beta$  от  $I_k$  води до по-слабо проникване на модулиращата честота на изхода, с което се облекчават

възискванията към филтъра, също се използва. В схемата филтър е нискочестотен активен филтър, с помощта на който се постига подтискане на сигнала с модулиращата честота. Границната му честота е 40 Hz, а спадането при



Фиг. 10.6



Фиг. 10.7

10 Hz е по-голямо от 40 dB. Общо целият модулатор има подтискане на сигнала с модулираща честота около 45 dB, поради което използването му трябва да е съобразено с другите схеми за ефекти, включени в общия тракт.

**10.2.2.** Един елементарен, но с много добри показатели модулатор е показан на фиг. 10.7. Всъщност модулаторът се образува от резистора  $R_6$  и транзистора  $T_2$ , които представляват един регулируем делител. Регулирането се постига чрез управление на транзистора  $T_1$  от вибратор-генератора. Първият транзи-

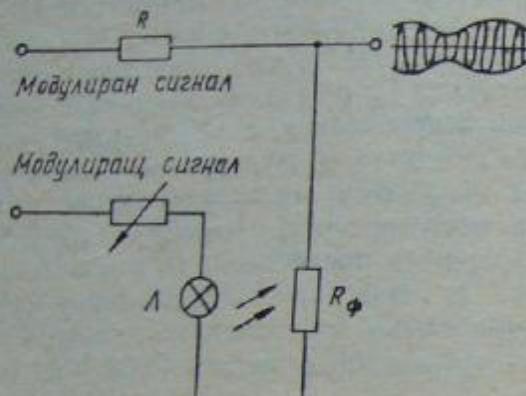
стор играе буферна роля и служи да отдели модулатора от източника на сигнала, а от друга страна — да компенсира затихването му.

Особеност на модулатора е обстоятелството, че се използва инверсно включване на модулиращия транзистор, с което се намаляват изкривяванията както за положителните, така и за отрицателните полувълни на полезния сигнал. Друга особеност е липсата на поляризиращо колекторно напрежение (за целта се въвеждат кондензаторите  $C_2$  и  $C_3$ ), което също благоприятствува работата с малки изкривявания, а същевременно е и определяща предпоставка за силно подтискане на модулиращата честота. При употреба на качествени кондензатори с малки утечки подтискането на модулиращата честота е по-добро от 60 dB, затова не е необходимо поставянето на какъвто и да е филтър след модулатора. В качеството на модулиращ транзистор трябва да се употреби такъв от силициево планарен тип. Употребата на германиев транзистор е недопустима поради големите обратни токове.

Подходящ за това схемно решение е транзисторът KC508, с който се получава 100 % модулация само с около 0,1 V модулиращо напрежение и чиято модулационна характеристика е сравнително линейна. За да се осигури модулация без изкривявания (по отношение на вибратор-честотата), на модулиращия транзистор трябва да се подаде поляризиращо напрежение за установяване на работната точка в средата на линейната част от модулационната характеристика. За KC508 това напрежение е около +0,45 V и се установява чрез тримера  $R_{11}$ . Чрез силициевия диод  $D_1$  се получава температурна компенсация и се стабилизира температурно работната точка на  $T_2$ . Дълбочината на модулацията се регулира чрез потенциометъра  $R_{10}$  на около 30 % при отворен контакт  $K_1$ .

Превключвателят се извежда на лицевата плоча като команден орган и има три положения: 1 — изключено вибратор, 2 — 30% вибратор, и 3 — 100% вибратор. При положение 1 се затварят контактите  $K_2$  и  $K_3$ , транзисторът  $T_2$  е запущен и се включва резисторът  $R_{12}$ , за да се получи ниво, равно на нивото при включено вибратор. При положение 2 контактите  $K_2$  и  $K_3$  се отварят, контактът  $K_1$  е също отворен — това съответствува на вибратор с 30% модулация. При положение 3 контактът  $K_3$  се затваря, при което се получава 100 % модулация. 100 % модулация се възприема като низъкъсан звук и този ефект може сполучливо да се използува в отделни моменти на музикалното изпълнение.

Описаният модулатор има следните данни: честотен обхват 20 Hz – 20 kHz при неравномерност  $\pm$  3dB, клирфактор  $K \leq 1\%$ , поддържане на сигнала на ниската честота, по-добро от 70 dB, консумация, по-малка от 1,0 mA при 9 V, максимално входно ниво 10 mV<sub>pp</sub>.



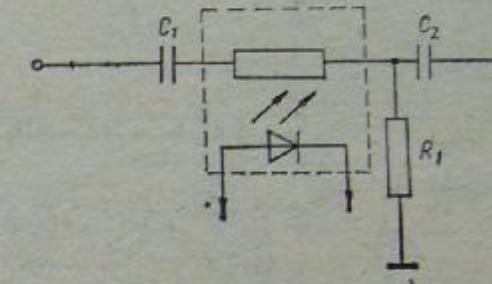
Фиг. 10-8

Практически настройката на модулатора се състои в установяване работната точка на модулатора. Настройването на 30 % модулация се извършва на слух с тримера  $R_{10}$ . Работната точка се установява с помощта на тонгенератор и волтметър. От генератора се подава такова ниво, че на изхода на модулатора да се получат 30 mV. Преди това базата на  $T_2$  се дава на ма-са и пълзгачът на тримера  $R_{10}$  се завърта до свързания към ма-са край. След това се освобождава базата на  $T_2$  и чрез тримера  $R_{11}$  се установява ниво 10 mV на изхода. С това работната точка е подбрана.

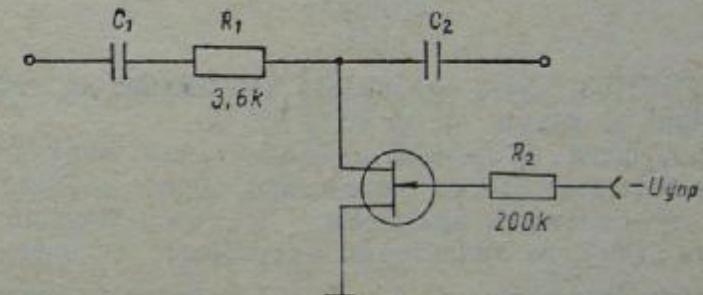
10.2.3. Много разпространени са схемите за вибратор или тримоло с използване на фоторезистори (фиг. 10.8). Като светлинен датчик се използва лампа с малка мощност. Промяната на силата на светене изменя и фотосъпротивлението. Инертността на фоторезистора в сравнение с тази на лампата е много малка. Спрямо входния сигнал можем да смятаме съпротивлението за линеен и честотно независим елемент. С промяната на интензитета на светене на лампата под влиянието на модулирация сигнал на генератора се променя и предавателното отношение на делителя, чийто елемент е фоторезисторът — това води до амплитудно модулиране на сигнала.

10.2.4. На фиг. 10.9 е дадена схемата на делител на напрежение с фоторезистор. Той се осветява от светещ диод или лам-

па с наежежаема жичка, захранвани от подходящ нискочестотен генератор на триъгълно или синусоидално напрежение. Честотата на генератора се регулира в границите от 6 до 12 Hz. Предимствата на тази прости схема са големата динамика и линейността ѝ, а недостатъкът — необходимостта от по-голяма управля-



Фиг. 10.9



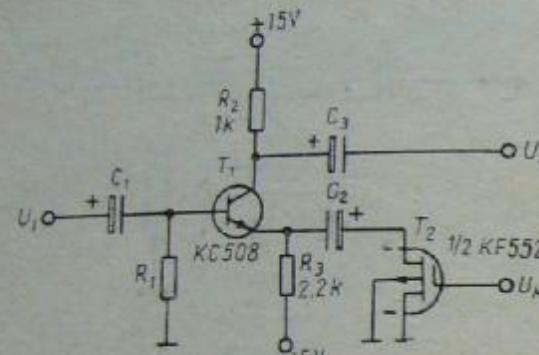
Фиг. 10.10

ваша мощност, особено в случая, когато се използва лампа. Стойностите на елементите на тази и показаната на фиг. 10.8 схема могат да се подберат опитно.

10.2.5. Ако вместо фоторезистор се употреби полеви транзистор, се получава икономичен атеноюатор, управляем с напрежение. Недостатък на схемата от фиг. 10.10 е ограничена динамика по отношение на входния сигнал, тъй като полевите транзистори работят добре като управляемо съпротивление само когато променливото напрежение между дрейна и сурса е под 100—150 mV. При по-голямо напрежение линейността на транзистора намалява и клирфакторът съответно се увеличава. Транзисторът може да бъде от типа на КП302Б или BF245. Управляващото напрежение е отрицателно и границите на изменението

му зависят от транзистора и необходимата дълбочина на модулация.

Ако се използува транзистор с Р-канал, управляващото напрежение е положително. Подходящи за целта са транзисторите



Фиг. 10.11

от серията КП103, които при нулево напрежение на гейта имат съпротивление на канала около  $300 \div 500 \Omega$ .

Най-съвършени са схемите на амплитудни модулатори, изградени на базата на полеви транзистори, поради добрите качества, които тези елементи притежават. Ще разгледаме по-подробно няколко схеми на амплитудни модулатори с полеви транзистори. Според формулата  $r_{ce} = \frac{1}{g(U_{GE} - U_p)}$  съпротивлението  $r_{ce}$  на тези транзистори е обратно пропорционално на управляващото напрежение  $U_{CE}$ . За постигане на линейност на модулационната характеристика е необходимо да се избере подходящо свързвание, което да задоволява условията, произтичащи от горната формула.

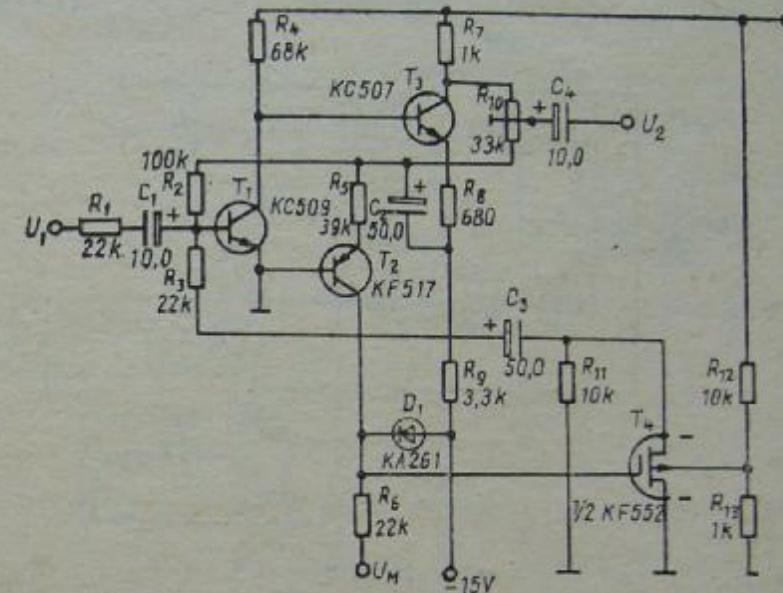
10.2.6. На фиг. 10.11 е дадена схема на амплитуден модулатор, на който полевият транзистор  $T_2$  е включен в емитерната верига на  $T_1$ , така че усилването

$$A = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{\frac{R_3 r_{ce}}{R_3 + r_{ce}}} = R_2 \left[ \frac{1}{R_3} + g(U_m - U_p) \right]$$

е линейно зависимо от модулиращото напрежение. Ако на  $T_2$  е подадено достатъчно голямо напрежение  $U_{CE}$ , ще се намали зависимостта на  $r_{ce}$  от това напрежение, пораждайки нелинейни

изкривявания. Оптималната стойност на компенсиращото напрежение трябва да бъде  $\frac{1}{2} U_{CE}$ .

10.2.7. По-сложна схема на амплитуден модулатор е дадена на фиг. 10.12. При нея също се използува компенсиращо на-



Фиг. 10.12

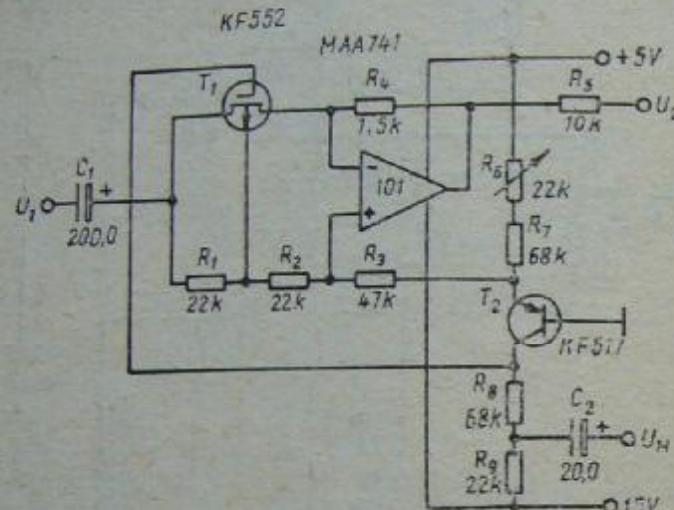
прежение, което се подава на полевия транзистор  $T_4$  посредством  $T_3$ , свързан по схема с обща база. Чрез  $T_4$  се спира проникването на модулиращото напрежение във веригата на модулатора. С тример-потенциометъра  $R_{10}$  може да се нагласи запушването на  $T_4$ . Модулиращото напрежение  $U_m$ , подобно на това при модулатора от фиг. 10.2.6 е в границите от  $-5$  до  $-15V$ .

10.2.8. Друга схема на модулатор е дадена на фиг. 10.13. Полевият транзистор е включен в делител, съставен от съпротивления и свързан към операционен усилвател.  $T_2$  подава компенсиращо напрежение на  $T_1$ ; неговото входно съпротивление се пренебрегва в сравнение с  $R_3$ . Усилването  $A$  се изчислява по формулата

$$A = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{R_1 + R_2 + R_3} [R_3 - (R_1 + R_2) R_4 g(U_{GE} - U_p)]$$

То е линейно зависимо от модулиращото напрежение. Предимството на тази схема е, че  $A=0$  за

$$U_{GE_0} = U_p + \frac{R_3}{R_4(R_1+R_2)g},$$



Фиг. 10.13

при което за  $U_{GE} > U_{GE_0}$ ,  $A < 0$  (модулаторът обръща фазата на модулираното напрежение на  $180^\circ$ ), а за  $U_{GE} < U_{GE_0}$ ,  $A > 0$  (модулираното напрежение е със същата фаза).

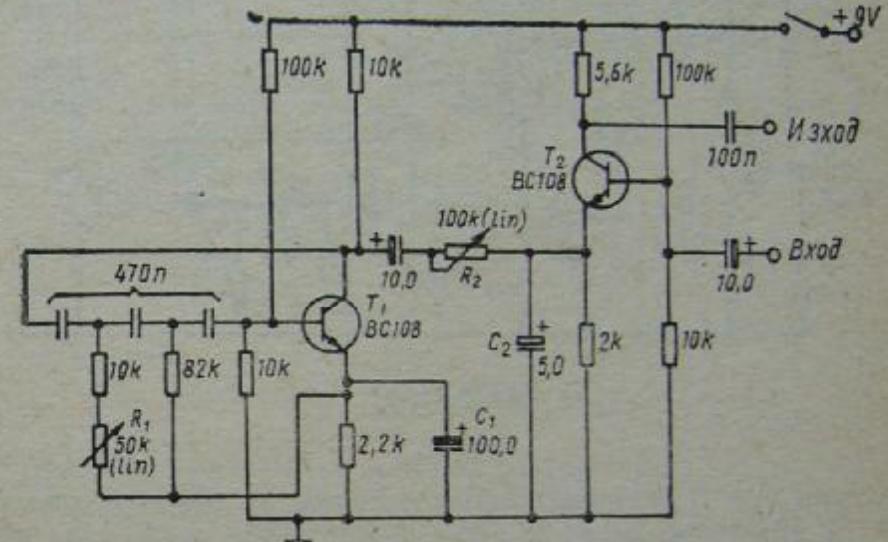
Чрез промяна на стойността на  $R_6$  може да се нагласи постоянно управляващо напрежение на  $T_1$  и според условието за  $U_{GE_0}$  тази схема може да се използува като т. нар. амплитуден модулатор с подтисната честота на модулирания сигнал, тъй като усилването  $A$  е дадено с израза

$$A = -\frac{R_4(R_1+R_2)}{R_1+R_2+R_5} g U_m \sin \Omega t,$$

където  $\Omega$  е ъгловата честота. В този случай дълбочината на модуляцията зависи от амплитудата на модулиращото напрежение. Ако входното напрежение  $U_1$  е с ъглова честота  $\omega$ , изходното напрежение  $U_2$  е съставено от две хармонични съставки с ъглови честоти  $\omega + \Omega$  и  $\omega - \Omega$ ; съставка с ъглова честота  $\omega$  не съществува.

### 10.3. КОМБИНИРАНИ СХЕМИ НА ВИБРАТО-ГЕНЕРАТОРИ И МОДУЛАТОРИ

Разнообразието от електронни елементи позволява изграждането на много и различни схеми на генератори за сигнали с инфралиска честота и модулатори — устройства, които служат за

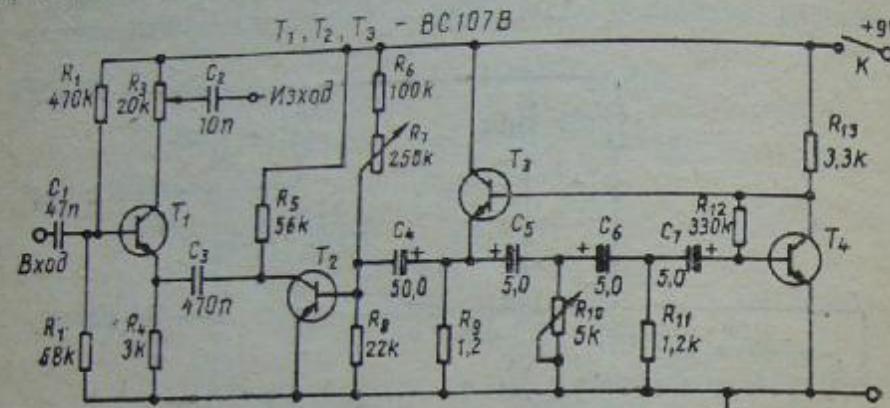


Фиг. 10.14

създаване на вибратори и трепето-ефекти. Читателят радиолюбител би могъл да експериментира и синтезира подобни на показаните схеми в зависимост от елементите, с които разполага. Поддолу са дадени няколко примерни схеми.

10.3.1. Между базата и колектора на транзистора  $T_1$  на схемата на фиг. 10.14 са включени три RC-группи, чрез които се постига дефазиране на  $180^\circ$ , и чрез обратната връзка схемата генерира сигнал с инфралиска честота. Честотата на генерираното напрежение може да се регулира с потенциометъра  $R_1$ . Генерираният инфралискочестотен сигнал се подава чрез  $R_2$  и  $C_2$  към емитера на  $T_2$ . Коефициентът на усилване на транзистора се изменя ритмично със сигнала от генератора. Сигналът от китара, който се подава на базата на  $T_2$ , също е подложен на амплитудна промяна в такт с честотата на генератора. Дълбочината на трепетолото се управлява с потенциометъра  $R_2$ . Изходният сигнал се взима от колектора на  $T_2$  и се подава към входа на усилвателя.

10.3.2. Схемата за тремоло-ефект на фиг. 10.15 е разширена и е подобрен вариант на предходната. Тази схема се характеризира с по-голяма стабилност. Генераторът и тук работи на принципа на изместване по фазата и е съставен от двата транзистора  $T_1$  и  $T_2$ .



Фиг. 10.15

Фиг. 10.15

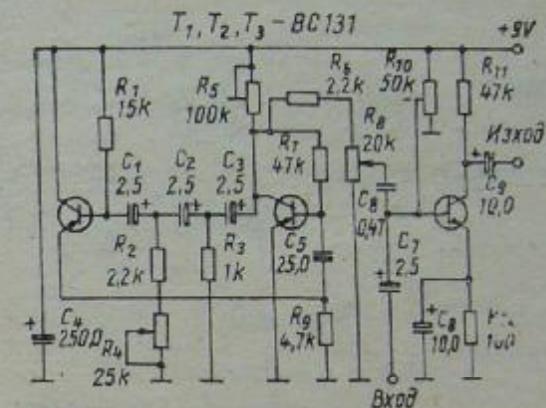
тистора  $T_1$  и  $T_2$ . Сигналът от инструмента се подава на базата на  $T_1$ . Усиливият сигнал се взема от колектора на  $T_1$  след кондензатора  $C_2$ . Работната точка на  $T_1$  се регулира с двете съпротивления  $R_1$  и  $R_2$  и съпротивлението  $R_3$  и  $R_4$ . Сигналът с инфра-ниска честота се взима от емитера на  $T_2$  и се подава през  $C_4$  към базата на  $T_1$ . Този буферен транзистор подава сигнала към емитера на  $T_1$ . Нискочестотният сигнал е причина коефициентът на усиливане на  $T_1$  да се променя в такт с него, а входният сигнал е подложен на амплитудно модулиране.

При настройката на схемата  $R_7$  трябва да е с най-голяма стойност, след което стойността се намалява (при включен вече инструмент), докато сигналът се получи без изкривявания. Честотата на генерираните трептения се регулира от  $R_{10}$ .

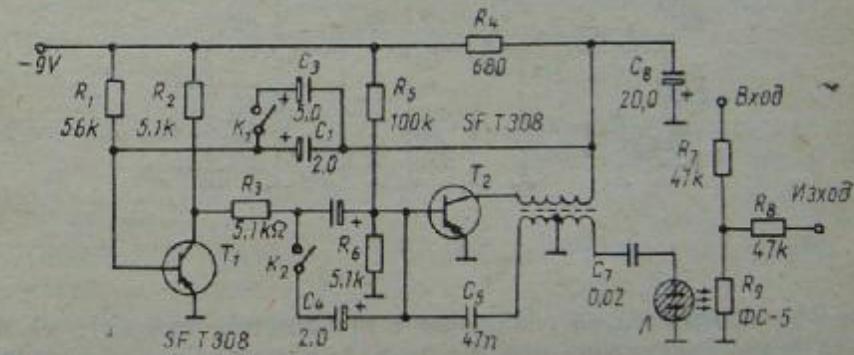
10.3.3. В устройството за създаване на тремоло-ефект, показано на фиг. 10.16, сигналът постъпва на базата на транзистора  $T_3$  през кондензатора  $C_7$ . На базата постъпва и напрежението на генератора за инфра-ниска честота, изпълнен с транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  по схема на RC-генератор. Потенциометърът  $R_4$  регулира честотата на тремоло-ефекта, а  $R_8$  — неговата дълбочина. С помощта на регулируемото съпротивление на резистора  $R_6$  се установява синусоидална форма на трептенията на генератора. Усили-

ването се подбира със регулируемото съпротивление на резистора  $R_{10}$ .

10.3.4. Ролята на управляемо съпротивление в модулатора от фиг. 10.17 се изпълнява от фоторезистор от типа ФС-5 с негово-



Фиг. 10.16

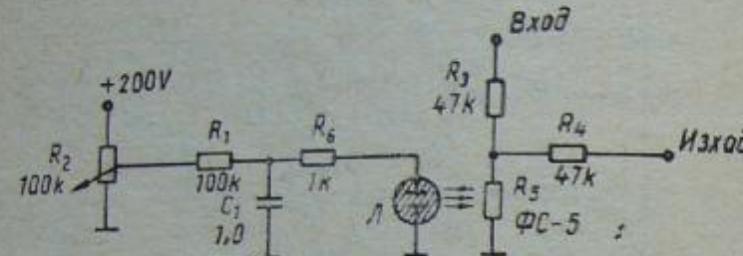


Фиг. 10.17

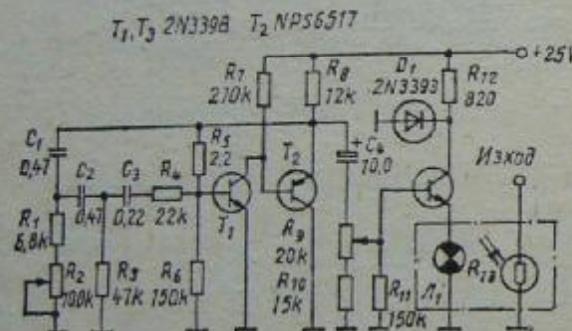
лямо бързодействие, което в случая е благоприятно. Осветяването на ФС-5 става с глимлампата  $L$ , като и двата элемента са затворени в светонепроницаем корпус. Високо напрежение за глимлампата се получава чрез блокинг-генератор ( $T_2$ ), който произвежда правоъгълни импулси с честота около 200 kHz и амплитуда 150 V (в ненатоварено състояние).

Вибратор-генераторът се образува от транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ , като  $T_2$  изпълнява рефлексна функция — с това се постига сък-

ращаване броя на елементите. Вибратор-генераторът има две положения: 12 Hz — при отворени  $K_1$  и  $K_2$ , което е „бързо“ вибратор, и 6 Hz — при затворени  $K_1$  и  $K_2$ , съответствуващо на „бавно“ вибратор. Консумацията на цялото устройство е около 10 mA.



Фиг. 10.18



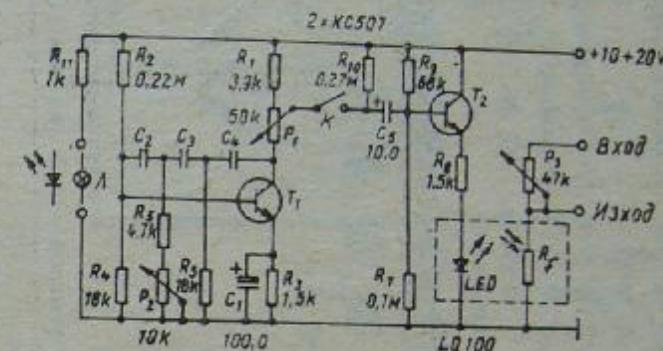
Фиг. 10.19

при 9 V. Употребата на глимлампа е предимство, тъй като се постига ниска консумация при висока надеждност. На тези условия не отговарят лампите с нажежаема жичка.

**10.3.5.** Един елементарен вибратор-генератор и амплитуден модулатор е показан на фиг. 10.18. Той представлява релаксационен генератор, образуван от резисторите  $R_1$  и  $R_2$ , кондензатора  $C_1$  и глимлампата  $L$ . Резисторът  $R_6$  се въвежда за увеличаване на времето на светене на лампата. Регулиране на честотата в границите 4–16 Hz се осъществява чрез потенциометъра  $R_2$ .

**10.3.6.** Двата транзистора  $T_1$  и  $T_2$  от схемата на фиг. 10.19 образуват генератор за амплитудна модулация. Потенциометърът  $R_2$  регулира честотата в границите 3–10 Hz. Сигналът от генератора постъпва в стъпалото, изпълнено с транзистора  $T_3$ , в чия-

то емитерна верига е включена лампичка, светеща в такт с честотата на генератора. Яркостта на светене на лампичката, а оттук и дълбочината на трептенията се регулира с потенциометъра  $R_9$ . От яркостта на светене на лампичката зависи промяната на

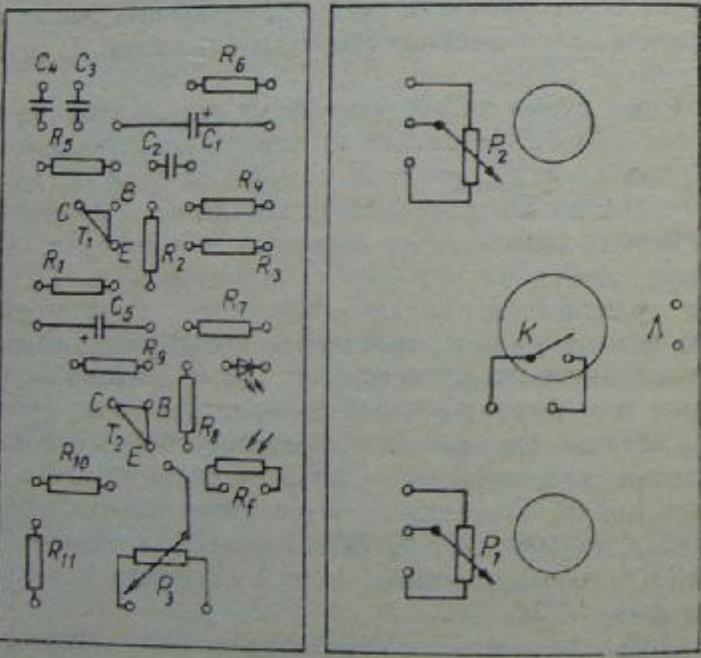


Фиг. 10.20

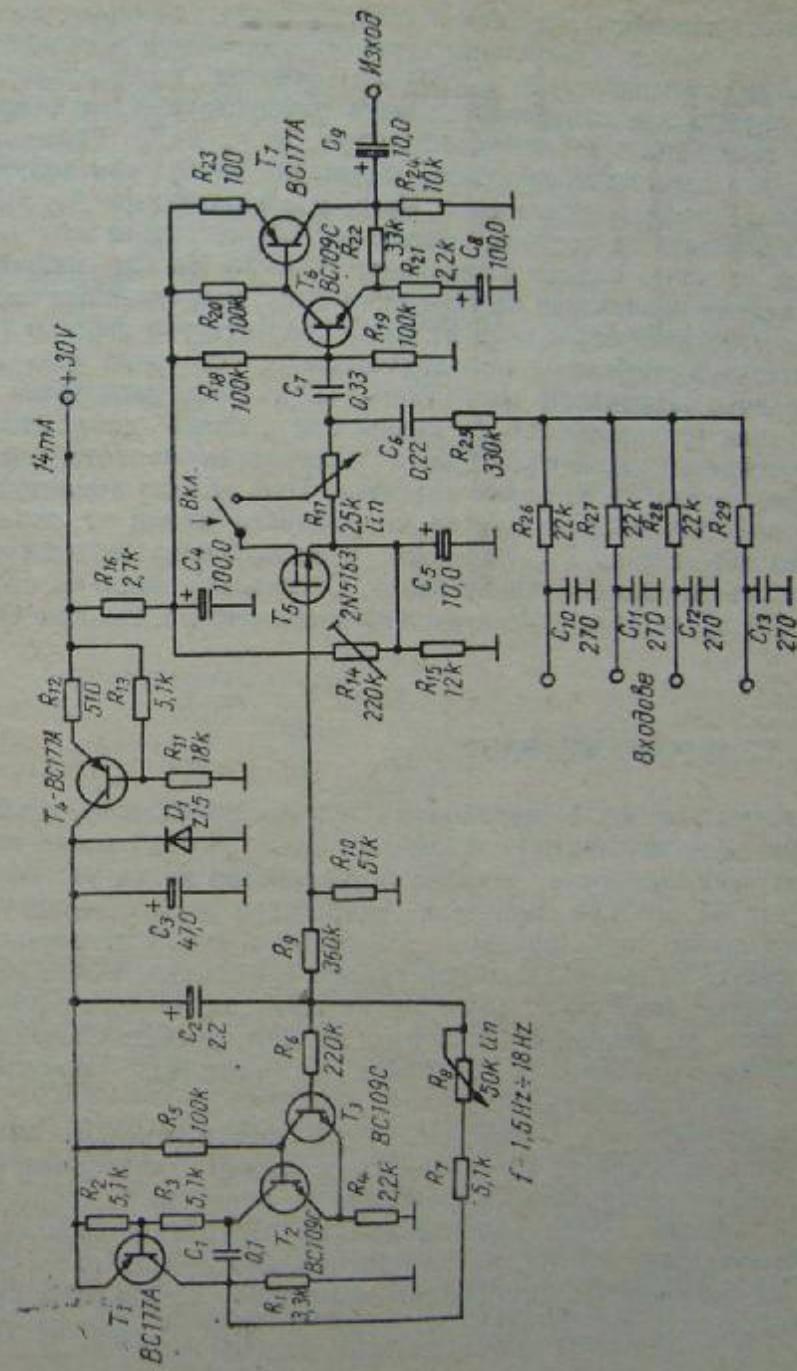
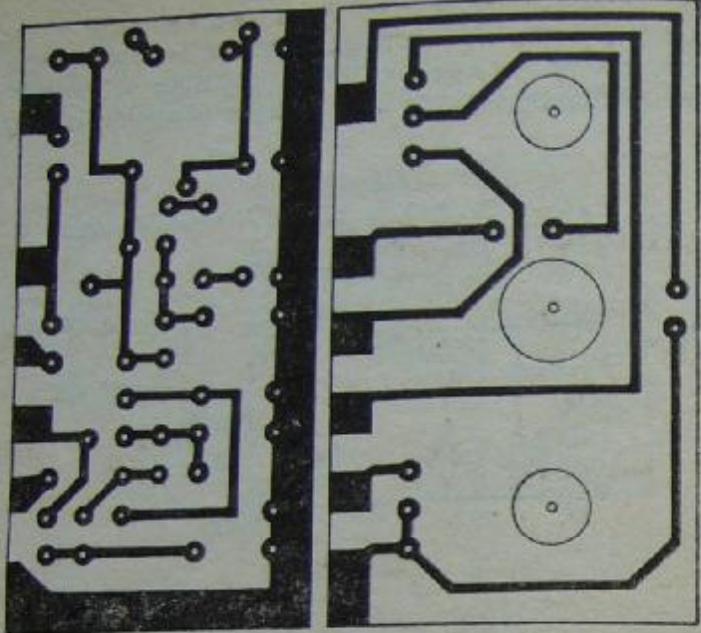
съпротивлението на фоторезистора  $R_{13}$ , включен на входа на усилвателя. Колекторното напрежение на транзистора  $T_3$  се стабилизира чрез диода  $D_1$ .

**10.3.7.** Една схема за трептено-ефект със светодиод (LED) е дадена на фиг. 10.20. Честотата на генератора, изпълнен с транзистора  $T_1$ , може да се промени в границите от 2 до 9 Hz с  $P_2$ . Дълбочината на модулацията се регулира с потенциометъра  $P_1$ , а посредством ключа  $K$  се изключва генераторът. Сигналът от генератора постъпва на базата на транзистора  $T_2$ . При отпушване на транзистора протича ток през  $R_8$  и диодът LED светва, като изменението на светлината предизвиква изменение на фотосъпротивлението на резистора  $R_1$ . За индикация може да се свърже лампа или друг светлинен диод посредством съпротивлението  $R_{11}$ . Светлинният диод и фоторезисторът се помещават в обща кутийка, защитена от външна светлина. Вместо транзистори от типа KC507 може да се използват транзистори KC508, KC509, BC107, BC108, BC109, BC237 и др. Захранването е с напрежение 18 V, консумацията е 6–7 mA. Платката и монтажът са показани на фиг. 10.21.

**10.3.8.** Още една схема с амплитудна модулация е дадена на фиг. 10.22 (устройство на фирмата „PIM“). Съставните ѝ блокове са следните: генератор на инфрачервена честота, изпълнен с  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$ , електронен потенциометър  $T_5$ , пасивен смесител и



Фиг. 10.21



Фиг. 10.22

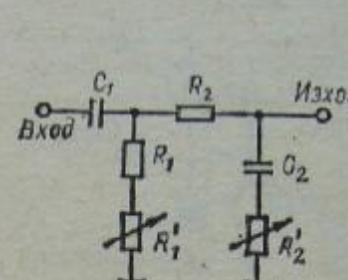
усилвател, компенсиращ затихването. Общото усилване е от порядъка на единица. Дълбочината на модулацията се регулира посредством потенциометъра  $R_{17}$ . Генераторът на инфраниска честота обхваща две стъпала — това с транзистора  $T_1$  и второто с NPN съставния транзистор, образуван от  $T_2$  и  $T_3$ . Генерациите започват след първоначалното зареждане на  $C_2$  при включване на захранващото напрежение. Чрез потенциометъра  $R_8$ , включен във веригата на честотно зависима ПОВ, честотата на генерациите се регулира плавно в границите 1,5–18 Hz. За избягване на нежелано проникване на генерации през захранващата верига в нискочестотните стъпала се въвежда транзисторен филтър ( $T_4$ ). Относителната стабилност на генерациите се осигурява чрез стабилизираното захранващо напрежение ( $D_1$ ). Работната точка на електронния потенциометър се задава с  $K_{14}$ , който дава накъсо, по синусоидален закон с избраната инфраниска честота, нискочестотния сигнал от пасивния смесител. Това изменя амплитудата на сигнала, като дълбочината на модулацията зависи от положението на плъзгача на  $R_{17}$ . Възможно е включването на предусилвателни стъпала към четирите входа. Останалата част на схемата ( $T_6$ ,  $T_7$ ) представлява усилвател на напрежение с дълбока ОOB.

## 11. ТЕМБРОВО ВИБРАТО

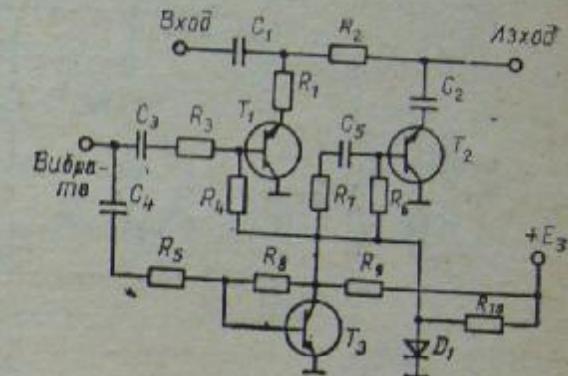
В много случаи е необходима плавна промяна на тембъра по време на музикалното изпълнение. Тази промяна може да се постигне чрез описаните в глава 6 устройства за уа-уа ефект. Промяната на тембъра при тези устройства става посредством команден орган, който променя стойността на всякой от елементите в схемата. За китаристите най-удобен е педалът, а при електронния орган тембърът може да се променя посредством специален лост, задвижван от коляното на изпълнителя. Същността на тембровото вибратор се състои в автоматичната промяна на тембъра на инструмента.

При устройствата за получаване на ефекта темброво вибра-  
то целта е постигането на ритмично и плавно, последователно подтискане на съставките на сигнала в областта на ниските и високите честоти. Плавното променяне на честотната характеристика на предаване звучи особено красиво, ако полезният сигнал е богат на хармонични. Тембровият модулатор се свързва, както и амплитудният, между генераторите на звук и крайния усилвател.

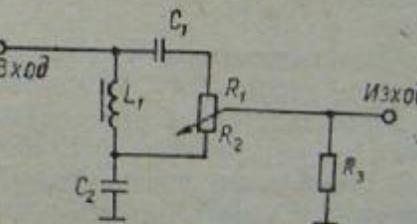
11.1. На фиг. 11.1 е даден вариант на тембров модулатор. Схемата съдържа две RC-звена:  $R_1C_1$ , която представлява високоочестотен филтър, и  $R_2C_2$  — нискоочестотен филтър. Чрез съпротивленията  $R'_1$  и  $R'_2$  става плавно включване и изключване на



Фиг. 11.1



Фиг. 11.2

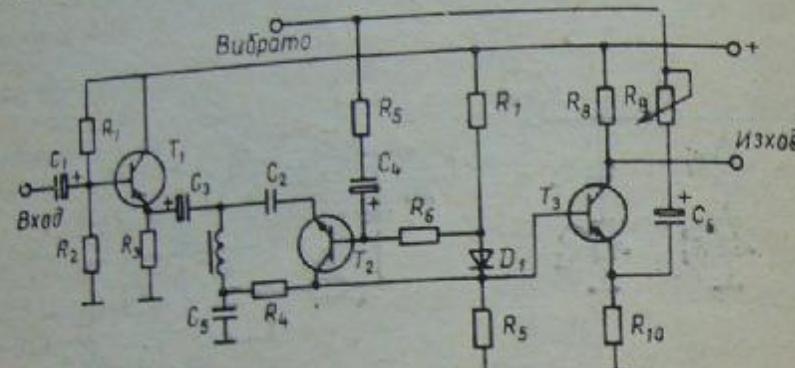


Фиг. 11.3

двета филтъра, и то противофазно. За тази цел е въведено инверторното стъпало с транзистора  $T_3$  (фиг. 11.2). С резистора  $R_5$  се установява еднакво ниво на колектора на  $T_3$  с нивото от вибраторен генератора. Върху силициевия диод  $D_1$  чрез резистора  $R_{10}$  се установява напрежение, необходимо за стабилизиране на работната точка на регулаторните транзистори  $T_1$  и  $T_2$ . Честотата на срязване на RC-группите се избира съответно 300 и 3000 Hz.

11.2. На базата на тембровия регулатор от фиг. 11.3 може да се построи също тембров модулатор с добри показатели. Източникът на сигнала за този регулатор трябва да бъде с ниско изходно съпротивление, за да подтисне резонансните явления в кръга  $L_1C_2$ . В горно положение на потенциометъра, т. е. при  $R_1=0$ , сигналът се предава чрез неголемия кондензатор  $C_1$ . С ре-

тистора  $R_3$  този кондензатор образува високочестотен филтър, който срязва нискочестотните съставки, а пропуска високочестотните. В долно положение на потенциометъра ( $R_2=0$ ) сигналът се снема от LC-филтъра  $L_1C_2$ , който срязва високочестотните



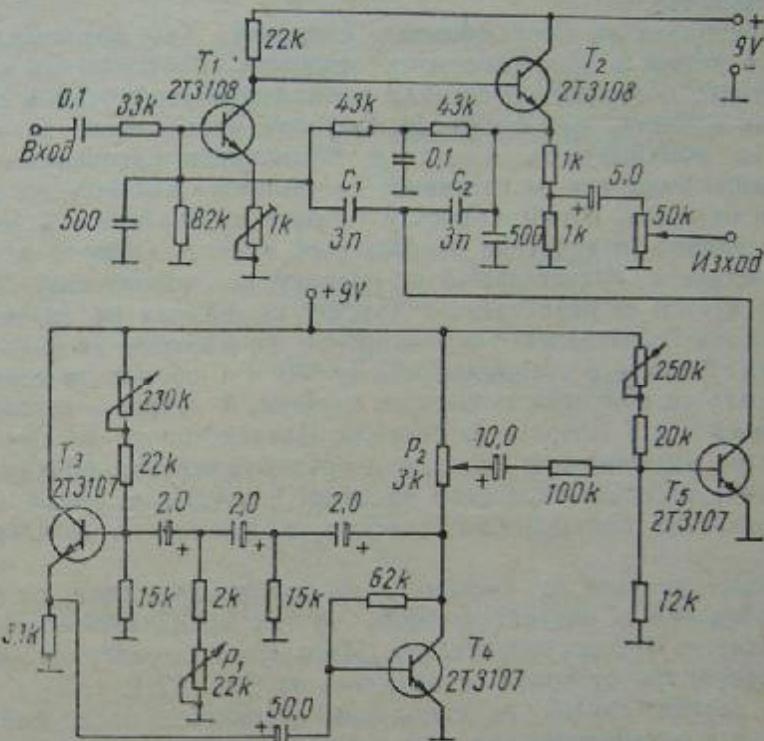
Фиг. 11.4

съставки и има резонанс за ниските честоти около 100 Hz. В едно междинно положение на плъзгача на потенциометъра честотната предавателна характеристика е равномерна.

11.3. Една схема за автоматично регулиране на тембъра е дадена на фиг. 11.4. Емитерният повторител  $T_1$  елиминира резонансното повдигане на честотната характеристика на входа на регулатора. Частта  $R_1$  на потенциометъра от фиг. 11.3 е заменена с транзистора  $T_2$ , който играе ролята на регулируемо съпротивление. Вибратор-генераторът се свързва чрез кондензатора  $C_4$  и резистора  $R_5$ . Работната точка на  $T_2$  се определя от пада върху  $D_1$ , предизвикан от тока на делителя в базовата верига на транзистора  $T_3$ . За да се елиминира амплитудната модулация, на емитера на  $T_3$  се подава сигнал от вибратор-генератора. Пълна компенсация се постига чрез тримера  $R_{11}$ . Недостатък на този тип тембров модулатор е наличието на индуктивност, която може да внесе паразитни шумове. Стойностите на елементите от фиг. 11.2 и 11.4 могат да се подберат опитно.

11.4. Схема на устройство за темброво вибратор е дадена на фиг. 11.5. С транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  е реализиран избирателен нискочестотен усилвател с двоен Т-мост в обратната връзка. На мястото на резистора в единото Т-рамо на моста (между кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$ ) е включен транзисторът  $T_3$ . В случая той

представлява променлив резистор, чието съпротивление се изменя от нискочестотния синусов генератор, изпълнен с транзисторите  $T_3$  и  $T_4$ . Честотата на генератора се регулира с тример-потенциометъра  $P_1$ . Амплитудата на изходното напрежение, а оттам и



Фиг. 11.5

дълбочината на ефекта се променя чрез  $R_2$ . Захранването на схемата е 9 V. Упо ребените транзистори може да се заменят и с други подобни силициеви транзистори.

## 12. МЕХАНИЧЕН ЛЕСЛИ-ЕФЕКТ

Лесли-ефектът е първият ефект, намерил приложение при електронните музикални инструменти. Постигнат с механични средства преди няколко десетилетия от Доналд Лесли, той се

използува в същото време и до днес специфичното звучение на „Hammond“ орган с Лесли-акустични боксове е запазено същото, каквото е било и преди почти половин век, говори красноречиво за качествата на тези устройства.

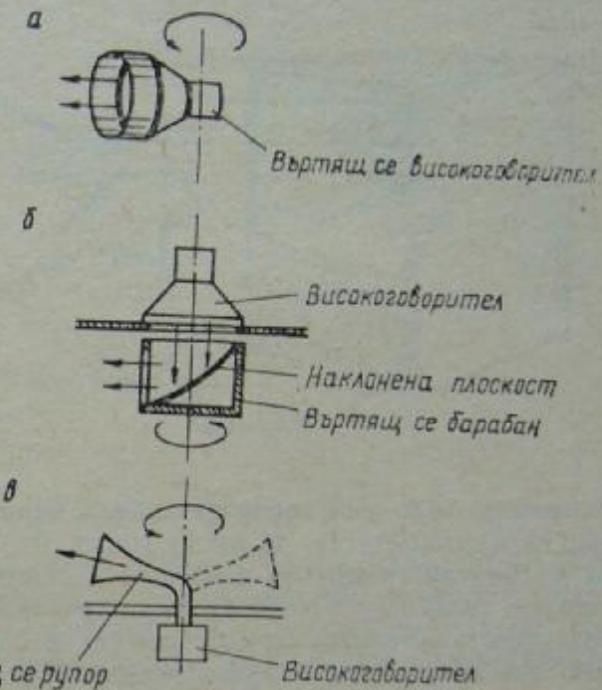
Принципът на Лесли-ефекта е следният. Ако източникът на звук се движи в пространството, фазовите съотношения между директните и отразените сигнали и тяхната интерференция се менят във времето, при което се получава впечатление за голям обем на помещението, в което е разположен източникът. При въртеливо движение на източника се получава амплитудно модулиране на звука, а при по-висока скорост на въртене — и честотна модулация (следствие Доплеровия ефект). Общото звуково въздействие е впечатляващо и инструмент, използващ Лесли-ефект, винаги се различава от другите по начина на звучене. В практиката се използват две скорости на въртене на източника на звук: бавна — в границите между 0,5 и 1 оборот за секунда, при която се получава катедрално звучене, и бърза — в граници между 5 и 7 оборота за секунда. Въздействието на ефекта е най-силно изразено при високите и средните честоти, поради особеностите на разпространение на звука в акустична среда и възможността за постигане на дълбока модулация от Доплеровия ефект.

Конструкциите на системите за възпроизвеждане на звука са съобразени с обстоятелството, че трябва да има въртеливо движение на високоговорителите. Използват се различни методи за въртене, три от които са показани на фиг. 12.1.

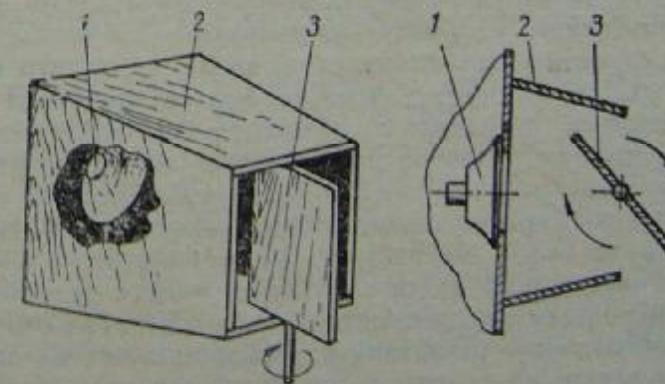
В първия случай се използва високоговорител, който се върти, а в останалите два високоговорителят е закрепен неподвижно. На фиг. 12.1 б е дадена система, при която въртящата се част е барабан с наклонена плоскост, отразяваща звука — системата се използва за ниски честоти. На фиг. 12.1 в е дадена система за високи честоти — звукът от неподвижно закрепения високоговорител се изльчва в пространството посредством въртящите се рупори. Последните два примера се използват и в класическите акустични боксове на фирмата „Leslie“.

Описаните системи са сравнително сложни за изработка, затова ще се ограничим с една система, по-елементарна и по-достъпна за всеки конструктор. Конструкцията е показана на фиг. 12.2. Високоговорителят 1 е закрепен на долната основа на пресечената пирамида 2, а горната ѝ основа представлява въртища се плоскост (3). В дадено положение тя напълно запушва отвора

на изльчвателя. На четвърт оборот завъртане плоскостта застава перпендикулярно на равнината на отвора, така че звукът минава безпрепятствено през отвора.



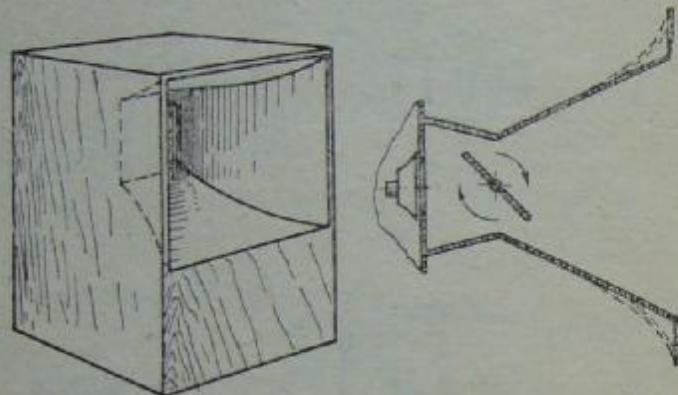
Фиг. 12.1



Фиг. 12.2

Лесли-ефект може да се получи и без да се използва пресечена пирамида, монтирана пред високоговорителя, а само чрез въртене на плоскостта пред него. В такъв случай обаче ефектът

е слабо изразен. По принцип високоговорителят трябва да бъде в затворен бокс, но това само би увеличило размерите и усложнило изработването на кутията. Ето защо би могло задната страна на високоговорителя да се облицова със звукопоглащащ ма-

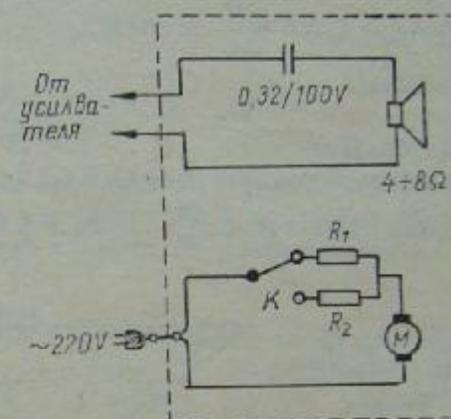


Фиг. 12.3

териал (например филц или парче от дебела материя). При големи размери на въртящата се плоскост могат да се получат нежелателни механични трептения, затова се препоръчва ширината ѝ да се намали. Много добър ефект се получава, ако стените на пирамидата през въртящата се плоскост са с форма, близка до експонента (показано с прекъсната линия на фиг. 12.3). По този начин се увеличава усилването на бокса за сметка на неговата маса, която също се увеличава. Електрическата схема на включване на устройството е съвсем елементарна и е показана на фиг. 12.4. Кондензаторът със стойност  $0,32 \mu F$  не пропуска нискочестотните съставки. Опитно, чрез подбор на различни по стойност резистори се регулират и оборотите на електродвигателя. При използване на различни по мощност електродвигатели ще бъдат необходими различни по стойност резистори. Не трябва да се забравя да се изчисли мощността им, защото в противен случай резисторите бързо ще изгорят. За регулиране оборотите на двигателя е подходящо да се използват вместо резистори обикновени електрически крушки, които да са с достатъчна мощност – те заместват напълно резисторите. При свързване на няколко в паралел оборотите на двигателя ще се увеличават, а при последователно свързване – ще намаляват.

Електродвигателят, който трябва да бъде безшумен, се регулира за нормална работа при скорост на въртене в границите

от 1 до 3 — 4 оборота за секунда. Едва след това се измерват двете стойности на настройващите резистори, при които се получава най-добре изразен ефект. Чрез ключа  $K$  се избират двете предварително настроени скорости на въртене на електродвигателя. Въртящата се



Фиг. 12.4

плоскост трябва да бъде добре балансирана, за да се избегнат механичните вибрации. Ако се получи биене, под устройството не трябва да се поставят гумени тампони или други подобни пружиниращи части, защото те ще увеличават вибрациите.

### 13. ФАЗОВА МОДУЛАЦИЯ И ФАЗОВИ МОДУЛATORI

Изложената по-долу теоретична постановка ще помогне на читателя да си изясни принципа на действие и да достигне сам до синтезирането на схемни решения на намерилите голямо приложение устройства за ефекти, изградени на базата на фазовата модулация (електронен Лесли-ефект, хоров ефект, фейз-ефект, фленджър и др.).

Тоновите сигнали се модулират фазово по два начина: чрез използването на няколко свързани дефазиращи RC-групи, чието фазови отклонения се събират и чрез използването на закъснителни линии.

13.1. Закъснението на закъснителните линии трябва да бъде променливо и да зависи от модулиращия сигнал. Времезакъснението на модулиращия сигнал с честота  $f_0$ , променящо се с  $\Delta t M(t)$ , отговаря на фазовата модулация. Ако  $\Phi(t)$  е фазовото изменение при модулация:

където  $M(m)$  е функция на периодичния модулиращ сигнал  $m = \sin \Omega t$  с честота  $F = \frac{\Omega}{2\pi}$ , като  $|M(m)| \leq 1$ . Тази функция характеризира фазовия модулатор (неговите изкривявания). Моментната стойност на честотата е

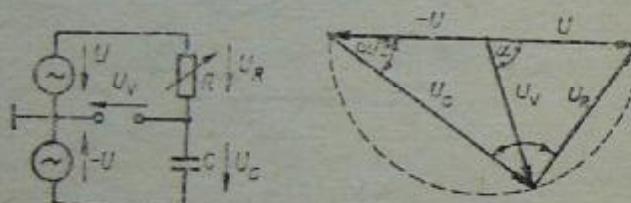
$$f = f_0 + \frac{1}{2\pi} \Phi' (t) = f_0 + f_0 \Delta t \frac{dM}{dm} \Omega \cos \Omega t,$$

което за  $M(m) = m = \sin \Omega t$

ще приеме вида

$$f = f_0 (1 + 2\pi F \Delta t \cos \Omega t).$$

Честотното изместване е дадено с израза  $\Delta f = 2\pi f_0 F \Delta t$ , а неговата относителна стойност е  $\frac{\Delta f}{f_0} = 2\pi F \Delta t$ .



Фиг. 13.1

**13.2.** Най-често използваният начин за фазово модулиране на сигнала е посредством RC-група с променливо съпротивление, управляемо от модулиращия сигнал. На фиг. 13.1 е дадена принципната схема и векторната диаграмма на тази верига. За фазовия ъгъл на изходното напрежение важи изразът  $\alpha = 2\arg \left( \frac{U}{U_1} \right) = 2\arg \left( \frac{R}{R_0} \right) \sin \Omega t$ . Амплитудата на изходното напрежение остава константна. Ако се промени големината на съпротивлението според израза

$$R = R_0 + \Delta R \sin \Omega t = R_0 \left( 1 + \frac{\Delta R}{R_0} \sin \Omega t \right) = R_0 (1 + a \sin \Omega t),$$

при което  $\Omega \ll \omega_0$ , за промяната на фазовия ъгъл на изходното напрежение получаваме

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{2\omega_0 \Omega a R_0 C}{1 + \omega_0^2 R_0^2 (1 + a \sin \Omega t)^2 C^2} \cos \Omega t.$$

Ако е изпълнено някое от условията

$$\omega_0 R_{\max} C < 1; a \ll 1,$$

фазовият ъгъл се променя периодично. При относителни промени на съпротивлението на диференциращата група честотата на тоновия сигнал е дадена с израза

$$f = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{dx}{dt} = f_0 + \frac{2f_0 \Omega a R_0 C}{1 + \omega_0^2 R_0^2 C^2} \cos \Omega t.$$

Честотното изместване ще бъде

$$\Delta f = \frac{2f_0 \Omega a R_0 C}{1 + \omega_0^2 R_0^2 C^2}$$

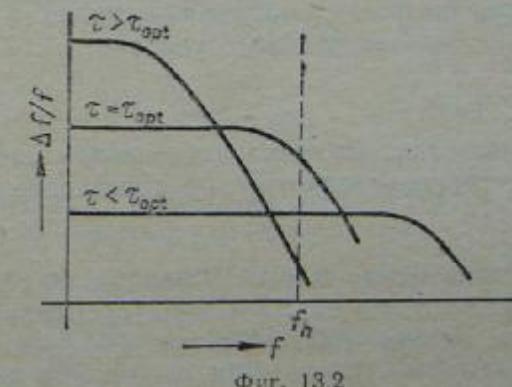
или

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{R_0 C}{1 + \omega_0^2 R_0^2 C^2} 2a \Omega,$$

което не зависи от честотата на тоновия сигнал, ако  $\omega_0 R_0 C < 1$ . Относителното честотно изместване ще се намали наполовина за горната гранична честота на дефазиращата група, за която важи изразът  $\omega_r = \frac{1}{R_0 C}$ .

Лесно може да се покаже, че за дадена горна гранична честота  $\omega_r$  и за постигане на максимално относително изместване на честотата  $\omega < \omega_r$  трябва да се избере временна константа  $\tau = R_0 C$  на диференциращата група в съответствие с изискването  $\tau_{opt} = \frac{1}{\omega_r}$ .

Това се вижда и от фиг. 13.2.

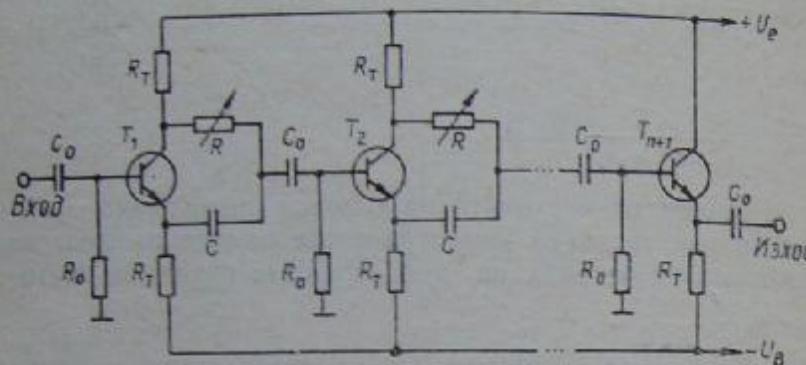


Фиг. 13.2

За постигане на най-голямо честотно отклонение в практиката се избират големи промени на съпротивлението на дефазиращата група. Ако е изпълнено условието  $\omega_0 R_{\max} C < 1$ , се постига и периодична честотна модулация  $f = f_0 + 2f_0 \Omega a R_0 C \cos \Omega t$ , с относително честотно изместване  $\frac{\Delta f}{f_0} = 2a R_0 C \Omega$ .

независещо от честотата на тоновия сигнал (за честоти на тона сигнала, по-виски от  $\omega_r$ ).

Една примерна схема на фазов модулатор с дефазиращи групи е дадена на фиг. 13.3. Транзисторите  $T_1$  до  $T_n$  работят като



Фиг. 13.3

усилватели с разделен товар в емитерната и колекторната верига. Дефазиращата група с променливо съпротивление се свързва чрез  $R$  и  $C$  към базата на следващия транзистор. Така се свързват  $n$  на брой звена, като последното се свързва към емитерния повторител  $T_{n+1}$ . За правилно функциониране на различните дефазиращи групи трябва да се спазват следните условия:

$$- R_1 \ll |R + \frac{1}{j\omega C}|;$$

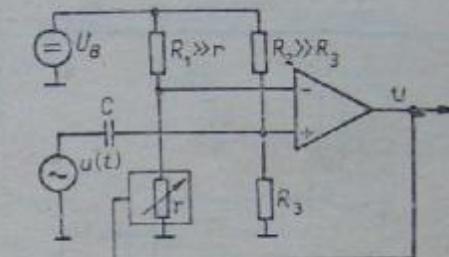
— входният импеданс на всяко усилвателно стъпало трябва да бъде много по-голям, отколкото съпротивлението на паралелно свързаните  $R$  и  $\frac{1}{j\omega C}$ .

При тези условия важат всички изведени по-горе формули. Във всяко фазонъртящо стъпало като променливо съпротивление се използва полеви транзистор или фоторезистор, осветяван от диод или лампичка. Във всички случаи при избора на елемент, чието съпротивление ще изменяме периодично, трябва да се съобразяваме с формулата

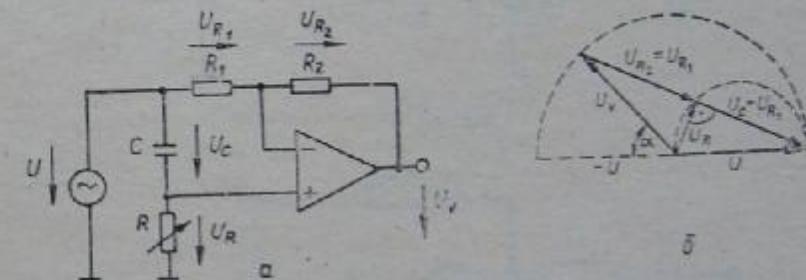
$$R = R_0(1 + a \sin \Omega t).$$

И тъй като в повечето случаи ще срещнем доста трудности при изпълнението на това условие (а от друга страна, и фоторезисторите и източниците на светлина притежават известна нелинейност), проблемът за осигуряване на периодично управляващо

напрежение се решава с допълнително променливо съпротивление, компенсиращо непериодичността на модулиращото напрежение. Веригата на обратната връзка е така изчислена, че изходното модулиращо напрежение на схемата от фиг. 13.4 да има мо-



Фиг. 13.4



Фиг. 13.5

ментна стойност, която да може да определи моментната стойност и на променливите резистори в цялата схема.

От отношението  $r \frac{U_B}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} U_u + u(t)$

следва, че  $r = \frac{R_1 R_3}{R_2} + R_1 \frac{u(t)}{U_u}$ .

За  $u(t) = U \sin \Omega t$

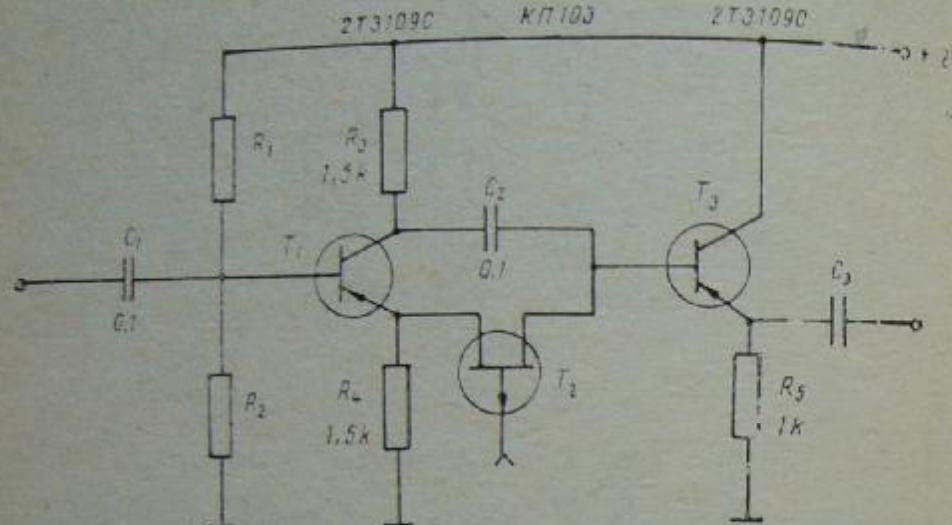
$$r = \frac{R_1 R_3}{R_2} + \frac{U}{U_u} R_1 \sin \Omega t.$$

От сравнението с израза за  $R$

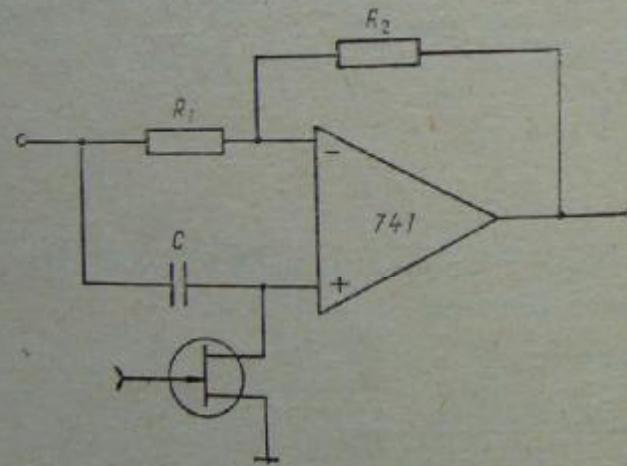
$$R = R_0(1 + a \sin \Omega t)$$

следва, че  $R_0 = \frac{R_1 R_3}{U_u}$  и  $\Delta R = \frac{U}{U_u} R_1$ .

При проектирането на веригата за обратна връзка трябва да изберем големината на съпротивленията и захранващите напрежения такива, че схемата да се стабилизира за дадена работна област на операционния усилвател.



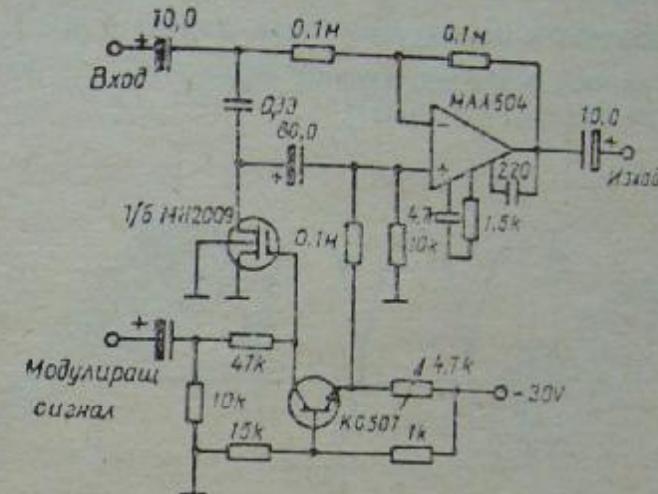
Фиг. 13.6



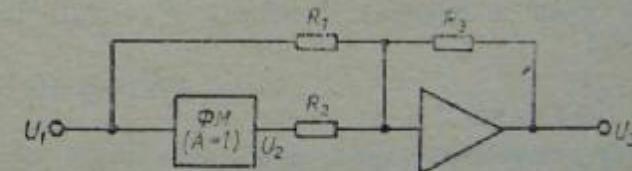
Фиг. 13,7

На фиг. 13.5 е дадена класическа схема на свързване на де-  
фазираща верига с операционен усилвател. Сравнявайки вектор-  
ната диаграма (за случая  $R_1 = R_2$ ) с диаграмата от фиг. 13.1, уста-  
новяваме, че и в двата случая за тъгъла и неговите промени, пре-  
дизвикани от промяната на  $R$ , са в сила същите зависимости.  
Така че изведените формули важат и за този случай.

Примери на фазови модулатори с използването на полеви транзистори в качеството на променливи съпротивления са дадени на фиг. 13.6, 13.7 и 13.8.



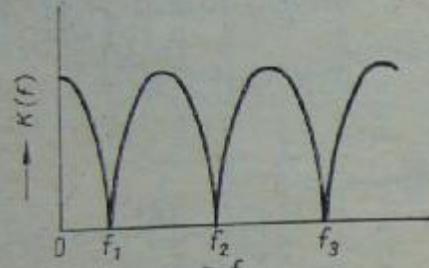
Фиг. 13.8



Фиг. 13.9

13.3. Дотук разгледахме фазовата модулация и нейните свойства отделно и сама за себе си като ефект, който в някои случаи води и до честотно модулиране на сигнала. Много устройства за ефекти са конструирани на базата на събирането на фазово модулирани сигнали. Блоковата схема на подобно устройство е дадена на фиг. 13.9. Периодично входно напрежение  $U_1$  с честота  $f$ . Изходното напрежение  $U_2$  на фазовия модулатор има същата амплитуда, но фазово изменение  $\phi$ . Тези две напрежения се събират и изходното напрежение, получено след операционния усилвател, е  $U_3$ . Коефициентът на предаване по честота  $k(f) = \frac{|U_3|}{|U_1|}$  е определен от честотната зависимост на фазовото

изместване  $\varphi$ . Ако закъснението на фазовия модулатор е  $\tau = \tau_0 (1 + a \sin \Omega t)$  за  $t \ll \frac{2\pi}{\Omega}$ , където  $\tau_0$  е средна стойност на хармоничното трептене с честота  $\frac{\Omega}{2\pi}$ , а дълбочината на модулацията е дадена с  $a < 1$ , фазовото изместване на изходното напрежение  $U_2$  е  $\varphi = 2\pi f \tau = 2\pi f \tau_0 (1 + a \sin \Omega t)$ .



Фиг. 13.10

За честотата  $f_n$ , която отговаря на фазовото изместване

$$\varphi = \pi + 2n\pi, n = 0, \pm 1, \pm 2,$$

$K(f) = 0$  (входното и изходно напрежение на фазовия модулатор имат обратна фаза и еднаква големина,  $R_1 = R_2$ ). Честотите се дават от израза

$$f_n = \frac{1+2n}{2\tau_0 (1+a \sin \Omega t)},$$

а разликата на две съседни честоти е

$$\Delta f = \frac{1}{\tau_0 (1+a \sin \Omega t)}.$$

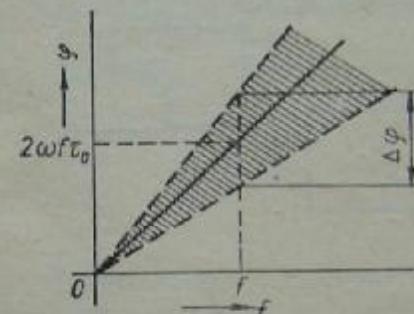
На фиг. 13.10 е дадена амплитудно-честотната характеристика на гореприведените функции. При модулация на големината на закъснението  $\tau$  се стига до изместване на честотите  $f_n$  и до промяна на техните разлики, което се проявява с типичен звуков ефект, наречен „phasing“ (фейзинг). Честотата на модулиращия сигнал е в границите от 0,5 до 10 Hz.

Един добре функциониращ фазов модулатор се реализира с каскада от дефазиращи RC-групи. Тяхното фазово изместване се определя от честотата на тоновия сигнал и от израза  $1 + a \sin \Omega t$ . Графичните зависимости на фазовото изместване от честотата на сигнала при фазов модулатор, конструиран на базата на закъснителни линии, и при фазов модулатор, конструиран на базата на дефазиращи RC-групи, са дадени на фиг. 13.11 и 13.12. Шрихованата

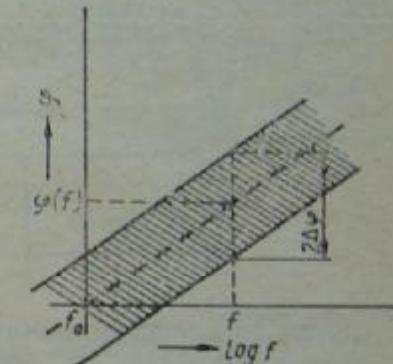
част изобразява промяната на фазовото изместване при модулация.

За изображението на фиг. 13.11 важи изразът  $\varphi = 2\pi f \tau_0 (1 + a \sin \Omega t)$ , а за фиг. 13.12:

$$\varphi = k \log \frac{f}{f_0} + \Delta \varphi \cdot \sin \Omega t.$$



Фиг. 13.11



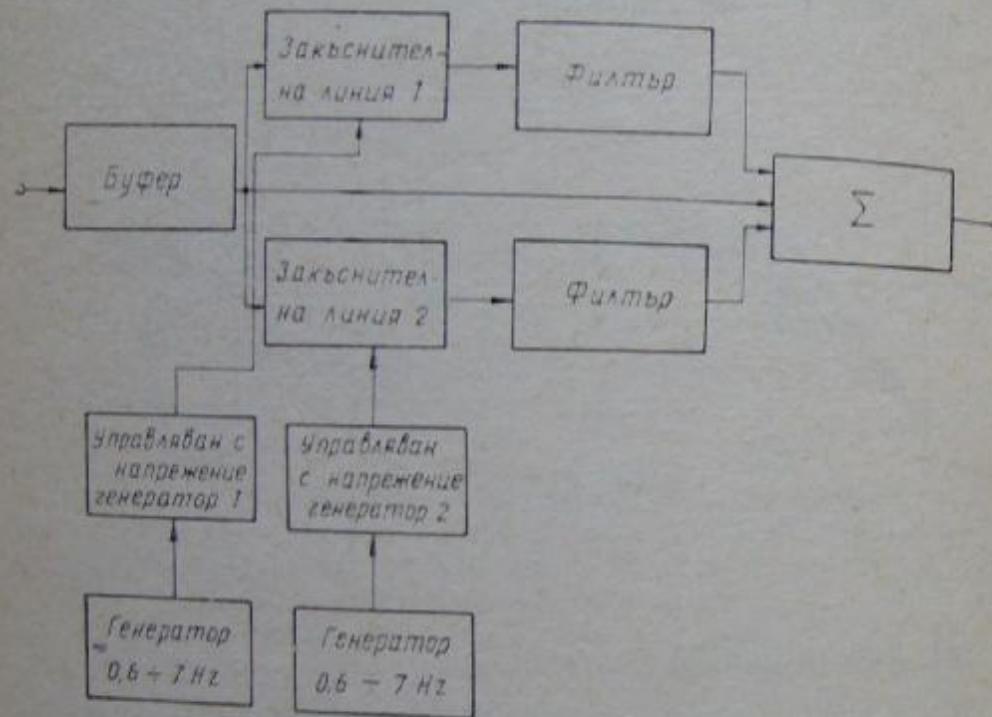
Фиг. 13.12

#### 14. ХОРОВ ЕФЕКТ

Интересен музикален ефект с класическият „унисон“, който днес се постига с електронни средства за обработване на ниско-честотния сигнал. Това е т. нар. „хоров ефект“ или „хорус“. Унисон се получава при едновременно звучене на два или повече гласове (или музикални тонове) с еднаква честота. Ако честотата на двата тона е напълно една и съща, унисонното звучене се получава без биене. Биенето между двата тона се появява при незначително отличаващи се честоти – това е своеобразен ефект, а звученето е красиво и меко. Честотата на биене е от порядъка на няколко Hz и е еднаква за различните тонове. С други думи, относителната разстройка на двата тона за целия музикален диапазон ще бъде различна.

Имитирането на хоровия ефект при произволен нискочестотен сигнал е много трудно. Хорус-ефектът се постига само с помощта на закъснителни линии за аналогови сигнали или с различни видове модулатори.

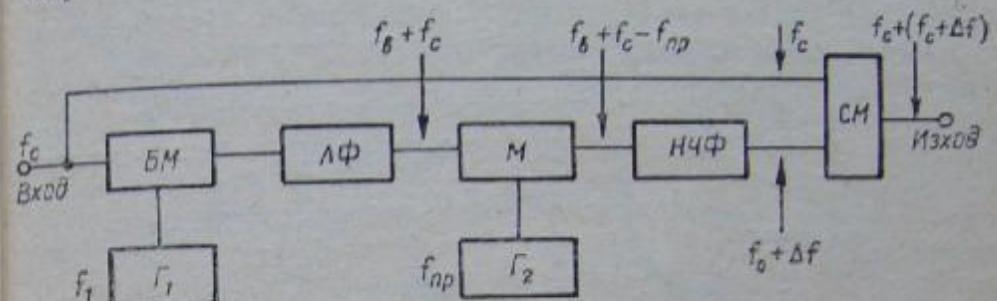
14.1. За постигането на ефекта посредством закъснителни линии са разработени няколко интегрални схеми, при които закъснението на сигнала, минаващ през тях, зависи от честотата на правоъгълните тактови импулси, подавани от един генератор.



Фиг. 14.1

Този генератор се управлява с напрежение и в устройството е свързан с инфранискочестотен генератор на триъгълно или синусоидално напрежение. По този начин се получава изменение на закъснението на сигнала в зависимост от амплитудата и честотата на управляващите импулси на инфранискочестотния генератор. Честотата, с която закъсненият сигнал вибрира, зависи от честотата на този генератор, а степента на закъснението — от амплитудата му. Както беше споменато по-горе, закъснението на аналоговия сигнал в тези линии не зависи от честотата му, а само от честотата на управляващите правоъгълни импулси. Например при интегралната схема TDA1022 закъснението може да се изменя от 0,512 до 51,2 ms при изменение на тактовата честота от 500 Hz до 5 kHz. Блокова схема на устройството за хоров ефект, което може

фиг. 14.1. След всяка от двете закъснителни линии е включен НЧ филтър с честота на срязване 15 kHz. Необходимостта от филтри се обуславя от специфичното действие на този тип интегрални схеми.



Фиг. 14.2

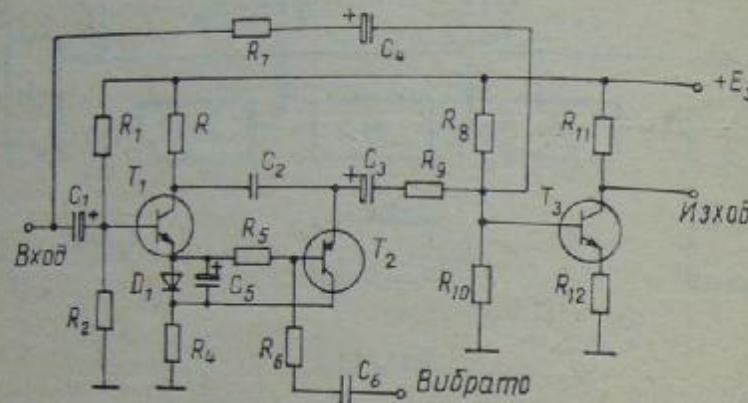
В смесителя се събират необработеният сигнал от изхода на буферния усилвател и двета закъснели сигнала от изходите на филтрите. При взаимодействието на тези три сигнала се получават амплитудни, честотни, фазови, темброподобни и други изменения на входния сигнал, които се възприемат акустически като хоров ефект. Преди смесването има възможност за дозиране на всяка една от трите съставки. Честотата на модулиращите генератори се регулира по желание в границите от 0,6 до 7 Hz, при което се променя изразителността на ефекта при входни сигнали от различен произход — вокал, китара, електронен инструмент и т. н.

В по-сложните устройства от този тип се използват повече канали и по-голямо закъснение, което се постига чрез последовательно свързване на няколко закъснителни линии. Освен това управляващото напрежение на тактовите генератори се получава след комбиниране на фазово изместени инфранискочестотни импулси от отделни генератори.

Трябва да се отбележи, че цената на подобни електронни устройства е сравнително голяма, тъй като необходимите за целта интегрални схеми засега са дефицитни. Пред конструкторите на устройства, включващи в схемното решение подобни елементи, винаги стои открит въпросът за евентуална подмяна с подходящи еквиваленти. Само дългото експериментиране може да доведе до добри резултати.

14.2. На фиг. 14.2 е дадена блокова схема на сложно устройство за имитиране на унисон (хоров ефект). Полезният сигнал

сигнал с висока честота ( $f_u$ ) от отделен генератор ( $\Gamma_1$ ). В резултат на двойно балансното модулиране на изхода на балансния модулатор се получават само двете странични ленти. Лентовият



Фиг. 14.3

филър е настроен да пропуска само едната странична лента (примерно  $f_u - f_c$ ), така че след него се получава  $f = f_u + f_c$ . На друг, обикновен модулатор ( $M$ ) се подава напрежение от втори генератор ( $\Gamma_2$ ), чиято честота е близка до честотата на  $\Gamma_1$  и се различава с толкова, с колкото трябва да се транслира диапазонът на полезния сигнал. На същия модулатор  $M$  се подава и сигналът от лентовия филър  $L\Phi$ . На изхода на модулатора  $M$  се явяват много и различни продукти, които се отсейват от ниско-честотния филър  $H\Phi$ . След него се получава само нискочестотният продукт  $(f_u - f_{up}) + f_c$ , т. е.  $f_c + \Delta f$ . Ако на входа е подаден сигнал с честота  $f_c = 1$  kHz и разликата е  $f_u - f_{up} = \Delta f = 10$  Hz, получената след филъра  $H\Phi$  честота ще бъде  $f = f_c + \Delta f = 1000 + 10 = 1010$  Hz. Така полученият сигнал с нова честота се смесва линейно с входния сигнал и на изхода на смесителя се получава сигнал с унисонно звучене.

Този метод за получаване на унисон е доста сложен и маркер че ефектът е сполучлив, има някои недостатъци. Генераторите  $\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$  имат честоти 100—150 kHz и малката разлика между тях (това е въщност честотата на вибриране на унисона) е от порядъка на нестабилностите на генераторите. В резултат ще се получи нестабилност на унисонното вибриране. Този недостатък може да се премахне при използване на два кварцови генератора, но с това се осъществява устройството. Друг недостатък е фактът, че честотата на унисонното вибриране не ще се меня при

различните входни честоти, което произлиза от принципа на действие на устройството. Освен това изискванията към лентовия филър са толкова високи, че той може да се реализира само с кварцови резонатори.

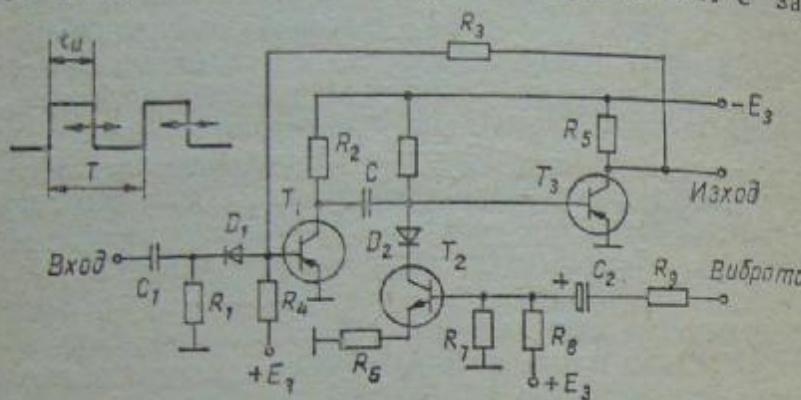
14.3. Друго устройство за имитация на унисон използва т. нар. фазово вибратор (фиг. 14.3). Полезният сигнал се пропуска през един дефазатор, чието дефазиране се управлява от вибратор-генератора, и двета сигнала — полезният и дефазираният, се смесват линейно. Първият транзистор ( $T_1$ ) заедно с кондензатора  $C_2$  и транзистора  $T_2$ , който е регулируемо съпротивление, образуват фазовия модулатор. Когато транзисторът  $T_2$  е запущен, сигналът се взема чрез  $C_2$  от колектора на  $T_1$ , където дефазирането е  $180^\circ$ . При отпущен транзистор  $T_2$  сигналът се взема от емитера на  $T_1$ , където дефазирането е нула. В този случай кондензаторът  $C_3$  почти не оказва влияние, тъй като емитерният изход е нискоомен. По такъв начин, като преминава между тези две крайни състояния, транзисторът  $T_2$  променя дефазирането на сигнала от 0 до  $180^\circ$ . Разбира се, на практика обхватът на дефазиране е по-малък. Така дефазираният сигнал се подава през разделителния резистор  $R_6$  на едно усилвателно стъпало  $T_3$ , на което се подава и слаб недефазиран сигнал. Сигналите се смесват линейно. Характерно за този метод за получаване на унисонно звучене е сравнително тесният честотен диапазон, което ограничение идва от естеството на дефазатора. По принцип е необходим дефазатор, който да има еднакво дефазиране в широк честотен диапазон и възможност за вибриране около една средна стойност.

Имитация на унисонно звучене се получава и при изменение продължителността на правоъгълни импулси около една средна стойност. Приведените на фиг. 14.4, 14.5, 14.6 и 14.7 схеми представляват различни варианти на един и същ принцип, при който се използва чакащ мултивибратор ( $ЧМ$ ). Ако входната честота има период  $T$ , продължителността на импулса на прехода на  $ЧМ$  трябва да бъде максимално  $t_u \leq \frac{3}{4} T$ , което условие важи за най-високата честота от диапазона на входния сигнал. За всички честоти, по-ниски от най-високата, това условие се изпълнява автоматически.

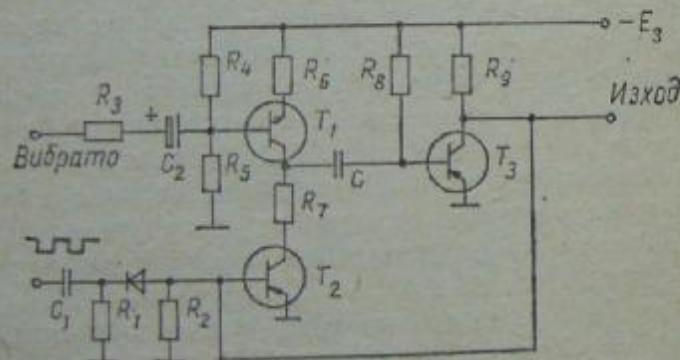
14.4. Модулиращият транзистор  $T_2$  в схемата на фиг. 14.4 е от NPN тип и влияе върху продължителността на импулса  $t_u$ , като променя времето за разреждане на кондензатора  $C$ . Тази схема изисква отделен източник  $+E_3$ , с който се установява работната точка на  $T_2$ . Задействуването на  $ЧМ$  става от отрицателния фронт на входните правоъгълни импулси чрез диференци-

ращата група  $N_{123}$  и диодът  $D_1$ . Диодът  $D_2$  служи да изключи транзистора  $T_2$ , при отрицателни напрежения на колектора му (когато  $T_3$  е отпущен).

14.5. При схемата на фиг. 14.5 колекторното съпротивление на  $T_1$  е разделено на две части, като горната част е заменена с



Фиг. 14.4



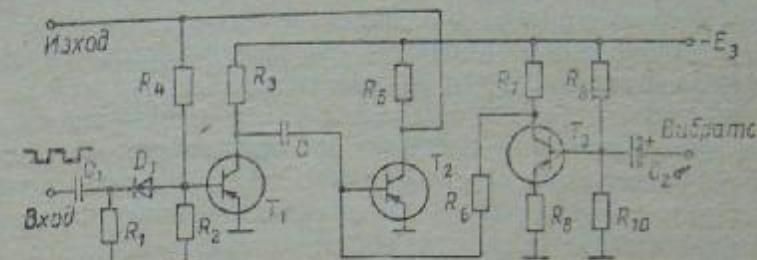
Фиг. 14.5

транзистора  $T_2$ , играещ ролята на променливо съпротивление, управлявано от вибратор-генератора. Модулиране на продължителността на импулса се получава благодарение на промяната на напрежението, до което се зарежда кондензаторът  $C$  при постоянно разрядна верига. Предимството на тази схема е, че не изисква отделен източник за установяване на режима на  $T_2$ .

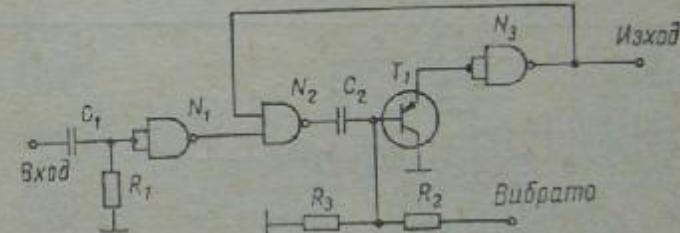
14.6. Един вариант, при който се използват еднотипни транзистори, е даден на фиг. 14.6. Той се базира на влиянието върху скоростта на изменяне на потенциала в точката, към която е

свързано разрядното съпротивление  $R_6$ .

14.7. Вариантът от фиг. 14.7 включва приложение на интегрална схема от типа TTL—MH7400. Входните импулси се формират в краткотрайни импулси ( $1 \mu s$ ) чрез  $C_1$ ,  $R_1$  и  $N_1$ , които пък управляват чакащия мултивибратор, изпълнен с NAND-овете  $N_2$



Фиг. 14.6

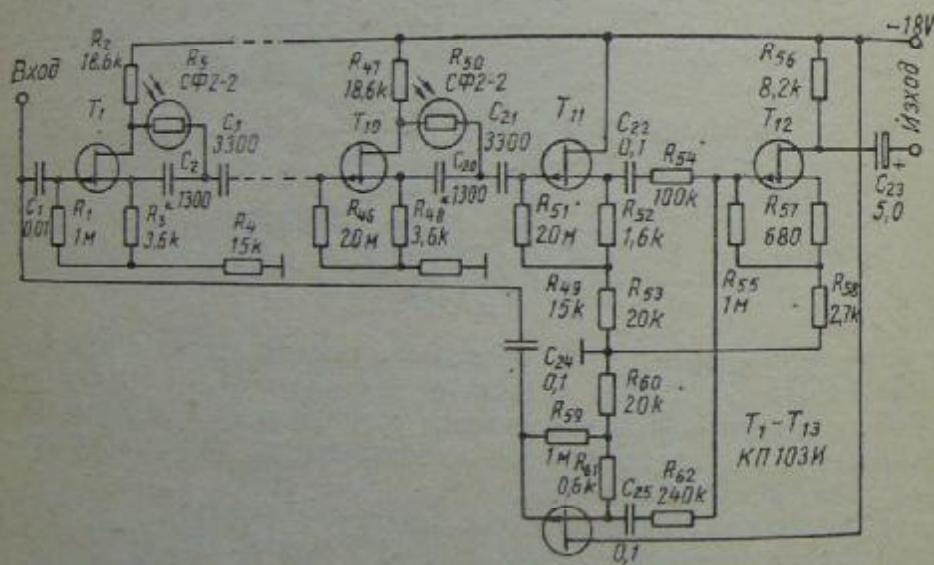


Фиг. 14.7

и  $N_3$  и транзистора  $T_1$ . Положителната обратна връзка е въведена от изхода на  $N_3$  към единия от входовете на  $N_2$ . Транзисторът  $T_1$  се използва за увеличаване стойността на зарядното съпротивление  $R_6$ , което позволява използването на по-малък неелектролитен кондензатор  $C_2$ .

Недостатъкът на принципа с чакащ мултивибратор е сравнително тесният честотен диапазон (1—1,5 октави). При по-ниските честоти (в сравнение с избраната най-висока честота) унисонното звучене се изгубва поради голямото съотношение между паузата и импулса. Вибрирането не се чувствува. Премахване на този недостатък трябва да се търси в създаването на устройство, което да променя средната продължителност на импулсите на ЧМ в зависимост от входната честота.

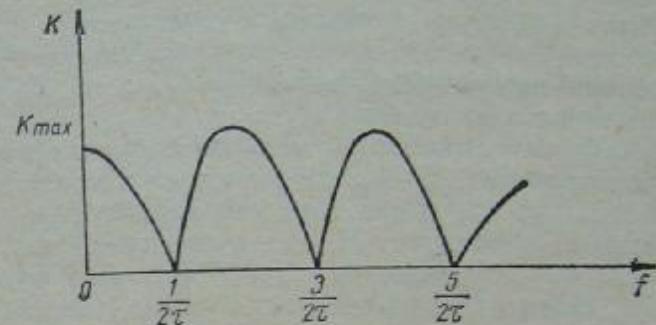
При триканално възпроизвеждане на звука на музикалния инструмент, модулиран с еднакви фазови модулатори във всеки канал, чито модулиращи напрежения са взаимноизместени на  $120^\circ$ , се осъществява фазово изместване и в пространството, при което може да се имитира описаните в глава 12 механичен Лесли-ефект. Електронната имитация на Лесли-ефекта се постига чрез използването на схеми за закъснение на сигнала и дефа-зиращи RC-групи и фазови модулатори. За получаването на автентично Лесли-звучене е необходимо присъствие на Доплеров ефект — обстоятелство, което е много трудно да се осъществи при електронната реализация на ефекта. Известна компенсация при електронните схеми за получаване на Лесли-ефект се осъществява посредством амплитудното и честотното модулиране на сигнала.



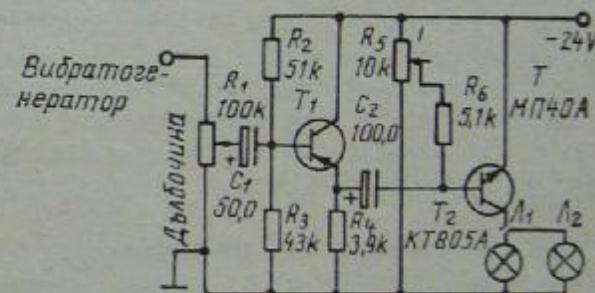
Фиг. 15.1

15.1. Една схема със закъснителна линия за получаване на Лесли-ефект, конструирана с полеви транзистори и RC-групи, е представена на 15.1. Времето на закъснение зависи от честотата на сигнала и е в границите 0,1—3 ms. Условието за добро закъснение на сигнала налага използването на 10 еднакви RC-групи. Амплитудно-честотната характеристика на устройството е дадена на фиг. 15.2. Минимумите, които в идеалния случай са нули, са

разположени при честоти  $1/2\tau$ ,  $3/2\tau$ ,  $5/2\tau$  и т. н., където  $\tau$  е времето на закъснение. На тези честоти съответно се получава фазово изместване  $180^\circ$ ,  $3.180^\circ$ ,  $5.180^\circ$  и т. н. При изменение на времето на закъснение тези минимуми се преместват по хоризон-



Фиг. 15.2



Фиг. 15.3

тналата ос на честотата, а честотните интервали между минимумите се променят. Това предизвиква и промяна на спектъра на сигнала, подобна на промяната, която настъпва при унисонно зучене с минимална разлика в честотите на двата сигнала. Когато амплитудата на съответната хармонична е нула, фазата на тази хармонична се измества със  $180^\circ$ . Като се използва закъснителна линия, се избягват изкривяванията на формата на амплитудно-честотната характеристика при изменение на времената на закъснение.

Чрез използването на полеви транзистори се постига голямо входно съпротивление при малко ниво на шум. Номиналното напрежение на входния сигнал на устройството е 250 mV, максималният коефициент на предаване е равен на 1. За осветяване

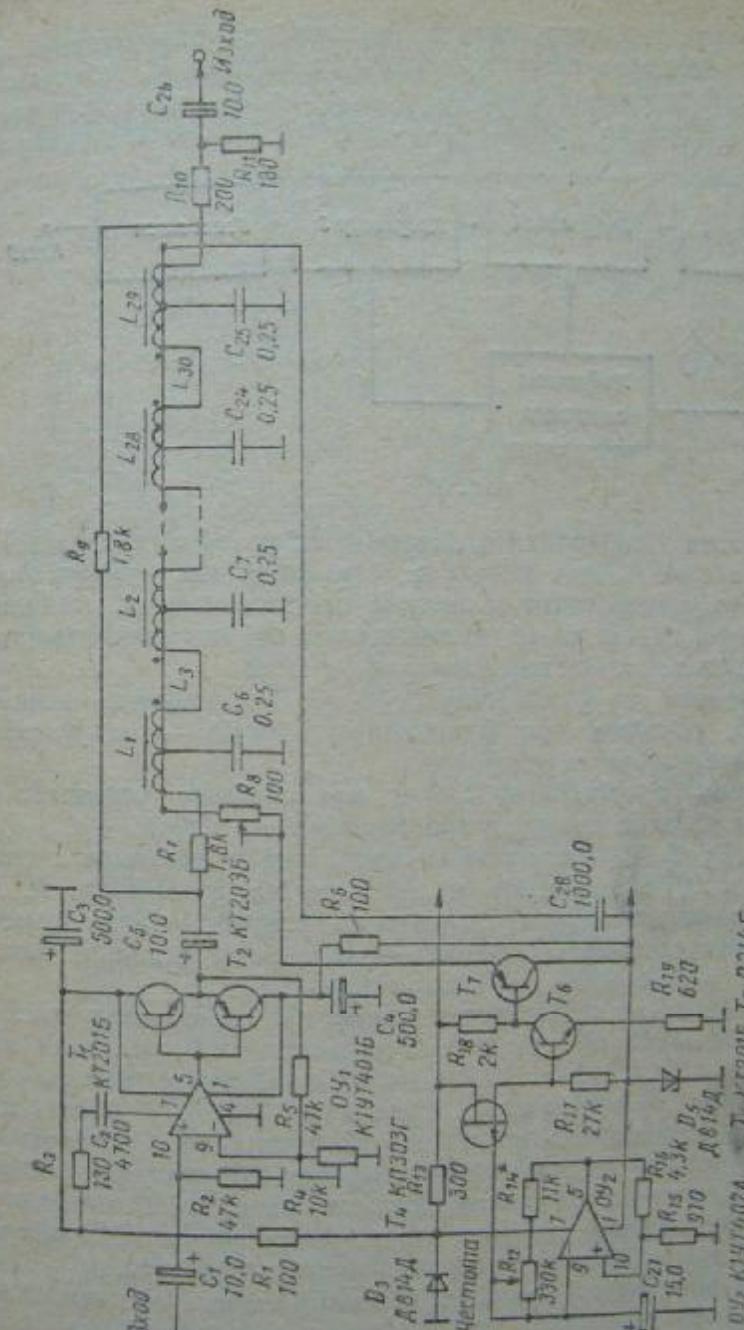
на фоторезисторите се използват лампи, монтирани на 60—80 mm от платката, на която са монтирани закъснителните линии. Лампите се захранват от усилвател на мощност (фиг. 15.3), управляем от генератора за вибратор. Лампата може да се управлява с крачен педал, с което се дава възможност творчески да се управлява тембърът в процеса на свирене с инструмента. За получаване на качествено звучене е необходимо плавно да се променя силата на светене на лампите. С резистора  $R_5$  се подбира началният ток, протичащ през лампите  $L_1$  и  $L_2$ .

Настройката на устройството започва с настройване на режима на транзисторите  $T_{11} \div T_{13}$  по постоянен ток (с подбор на резисторите  $R_{52}, R_{57}, R_{61}$ ). След това във веригата на транзистора  $T_1$  се включва резисторът  $R_2$  със съпротивление 18–20 к $\Omega$  и с подбор на  $R_3$  се установява  $U_{max}$ . После този резистор се сменя с друг, чието съпротивление с точност, не по-малка от 3 %, е равно на сумата от  $R_3$  и  $R_4$ . По този начин се настройват и останалите девет звена от закъснителната линия. Най-на края се разделят кондензаторите  $C_{24}$  и  $C_1$  и като подаваме на всеки поотделно сигнал с честота 1 kHz и подбираме  $R_{29}$ , целим полу-чаването на еднакво ниво на сигнала и в двата случая.

15.2. Закъснителната линия на схемата от фиг. 15.4 е образувана от LC-вериги с променлива индуктивност, с които се постига закъснение от порядъка от 0,5 до 2 ms и работен честотен диапазон от 20 Hz до 15 kHz при коефициент на предаване 1.

Входният сигнал се усилва от операционния усилвател  $OY_1$  и транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ , свързани по схема на емитерен повторител. Закъснителната линия се състои от 20 звена тип  $m$  (на схемата са изобразени първите и последните —  $L_1C_6$ ,  $L_2C_7$  и  $L_{28}C_{24}$ ,  $L_{29}C_{25}$ ). Индуктивността им се регулира чрез изменение подмагнитването на магнитопровода на бобините, които се захранват от усилвателя на мощност ( $T_4$ ,  $T_6$ ,  $T_7$ ). На входа на усилвателя на мощност се подава напрежение с триъгълна форма от генератора  $OY_2$ . Честотата на генератора може плавно да се променя от 0,5 до 10 Hz. Устройството се захранва от изправител. Общата консумация е 1 W.

Всяка от бобините за индуктивност е навита на ферит с размери  $14 \times 10 \times 4,5$  mm. Брой на навивките 140. Бобините се свързват по чифтове с обща намотка за подмагнитване, состояща от 100 навивки. Трябва да се обърне внимание на посоката на навивките. Техният брой във всяка бобина трябва да е еднакъв. Транзисторът T<sub>1</sub> да се подбере с начален ток на колектора, не по-голям от 1,5 mA.



中華

Настройката на устройството започва с установяване на максимална амплитуда на сигнала върху резистора  $R_8$  чрез подбор на  $R_{15}$ . След това се подбира резисторът  $R_{14}$ , така че честотата на генератора да е 9–10 Hz. С  $R_4$  се установява усиливане-



Фиг. 15.5

то на стъпалото. Необходимата „дълбочина“ на ефекта се постига чрез променяне на  $R_8$  при работа с музикалния инструмент. Ако при работа на устройството се получи прослушване на модулиращата честота, трябва да се шунтира една от подмагнитващите намотки с резистор със съпротивление  $6 \div 20 \Omega$ .

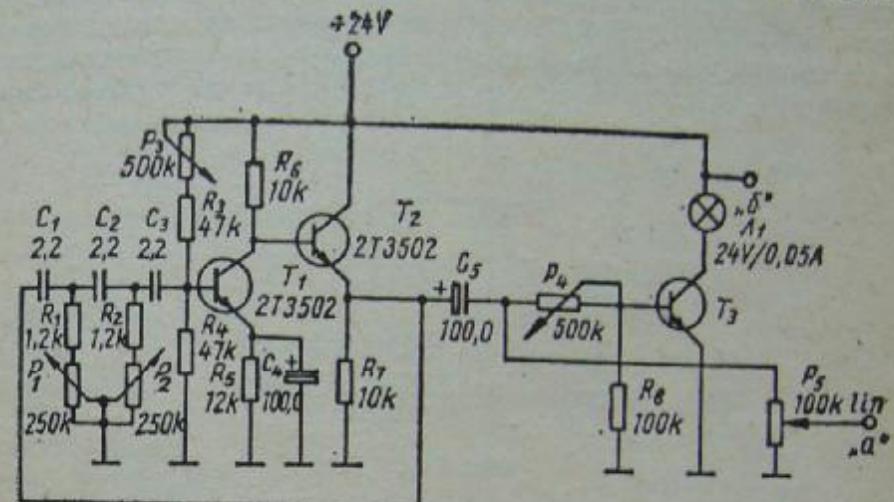
15.3. Схемата на фазов модулатор за Лесли-ефект, показан на фиг. 15.5, съдържа три функционални блока — модулиращ генератор, модулатори и усилвател.

Генераторът е показан на 15.6 и представлява усилвател с положителна обратна връзка и три дефазиращи групи —  $C_1, R_1, P_1; C_2, R_2, P_2; C_3, R_4$ . Честотата на генератора се регулира с тримерите  $P_1$  и  $P_2$  в границите на няколко Hz, а тримерът  $P_3$  е предназначен за коригиране формата на синусоидалното напрежение. Генераторът има два изхода — за вариант с полеви транзистор —  $a$ , и за вариант с фоторезистор —  $b$ .

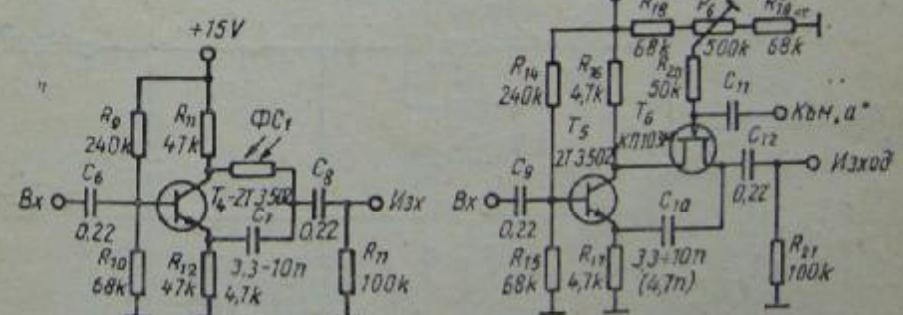
За получаване на Лесли-ефект трябва да се свържат последователно най-малко по три модулатора като тези, показани на фиг. 15.7 или 15.8. На фиг. 15.7 е показан вариант с фотосъпротивление, което се осветява от лампа, а на фиг. 15.8 ролята на променливо съпротивление играе полеви транзистор, управляем от напрежението на модулиращия генератор. Модулиращото напрежение се взема от изход  $a$  и се подава през  $C_{11}$ . С потенциометъра  $P_6$  се регулира дълбочината на модулацията. С тримера  $P_8$  се нагласява работната точка на полевия транзистор.

Третият елемент от схемата, показан на фиг. 15.9, представлява обикновен усилвател с регулируема обратна връзка, осъществена с  $P_7$ .

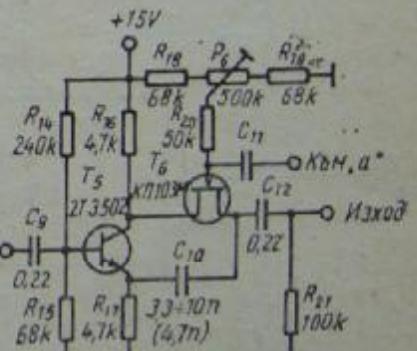
При последователното свързване на модулаторите отпадат  $R_{12}$  и  $C_8$ , като те остават в схемата само на последния модулатор. Лесли-ефектът дава добри резултати при използване за китари и електронни органи. Честотата на „въртенето“ на фазата за



Фиг. 15.6



Фиг. 15.7

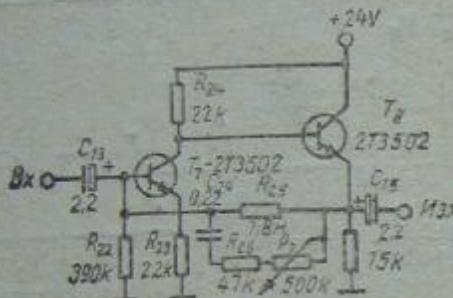


Фиг. 15.8

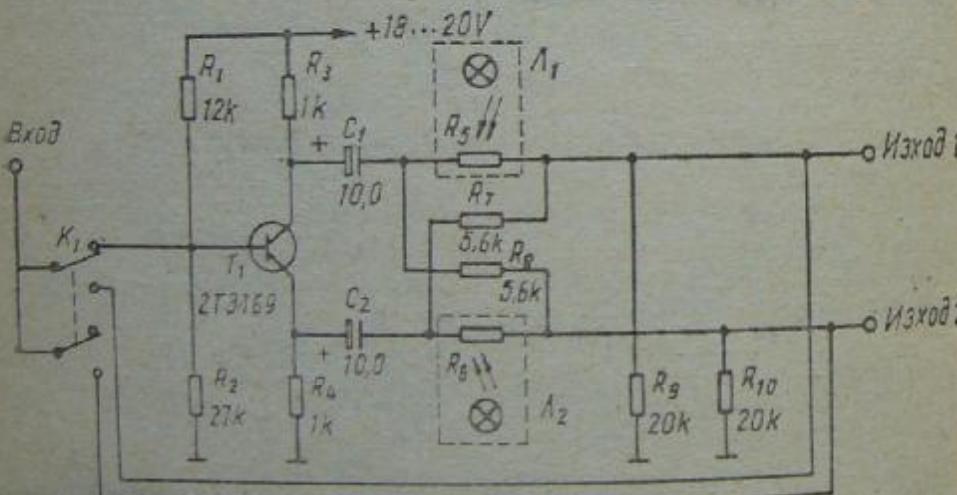
различните видове изпълнение трябва да се регулира в зависимост от аранжимента на музикалната писса.

15.4. Електронен Лесли-ефект може да се получи чрез модулирането на два еднакви сигнала, фазово отместени на  $180^\circ$  един спрямо друг. Това се осъществява сравнително лесно. Известно е, че сигналът на колектора и емитерът на един транзистор са фазово изместени на  $180^\circ$ . Ето защо входното транзисторно стъпало се конструира така, че при подаване на ниско-

честотен сигнал на базата на транзистора  $T_1$  на колектора и емитера му да се получат два напълно симетрични сигнала (фиг. 15.10). След това те преминават през една мостова схема, съставена от фоторезисторите  $R_5$  и  $R_6$  и резисторите  $R_7$  и  $R_8$ . Когато един от фоторезисторите се освети, съпротивлението му ще се намали. Ако двата резистора последовательно се осветяват от пулсиращ светлинен източник, мостът ще се разбалансира,



Фиг. 15.9



ФИРМЫ

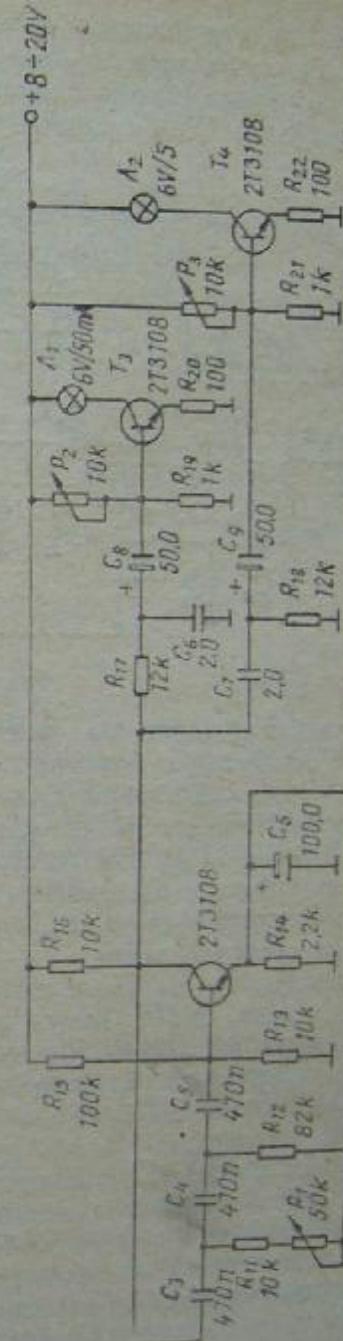
което ще доведе до последователна промяна на амплитудата стойност на сигналите в двете канала на устройството.

Използваните лампички  $L_1$  и  $L_2$  — 6V/50 mA, се управляват от синусоидален генератор, който на изхода си дава напрежение, фазовът отстъпки на  $90^\circ$  едно спрямо друго. По такъв начин, когато в единия канал сигналът е максимален, в другия той е минимален. Получената фазова и амплитудна промяна на сигнала създава условия за съществуващите на звука.

Управляващият генератор (фиг. 15.11) е съставен по позната схема — генератор с фазовъртища RC-група. Двета отместени на  $90^\circ$  сигнала се получават посредством RC-группите на изхода му ( $R_1$ , и  $C_6$  и  $R_{18}$ ,  $C_7$ ). Препоръчва се резисторите и кондензаторите да бъдат с клас на точност до 5%, защото в противен случай фазовата разлика на управляващите сигнали ще бъде различна от  $90^\circ$ . Посредством потенциометрите  $P_2$  и  $P_3$  се регулира дълбочината на модулация, а чрез  $P_1$  — скоростта на управляващия сигнал (частотата на мигане на лампичките). Генераторът има честотен обхват от 0,5 до 6 Hz.

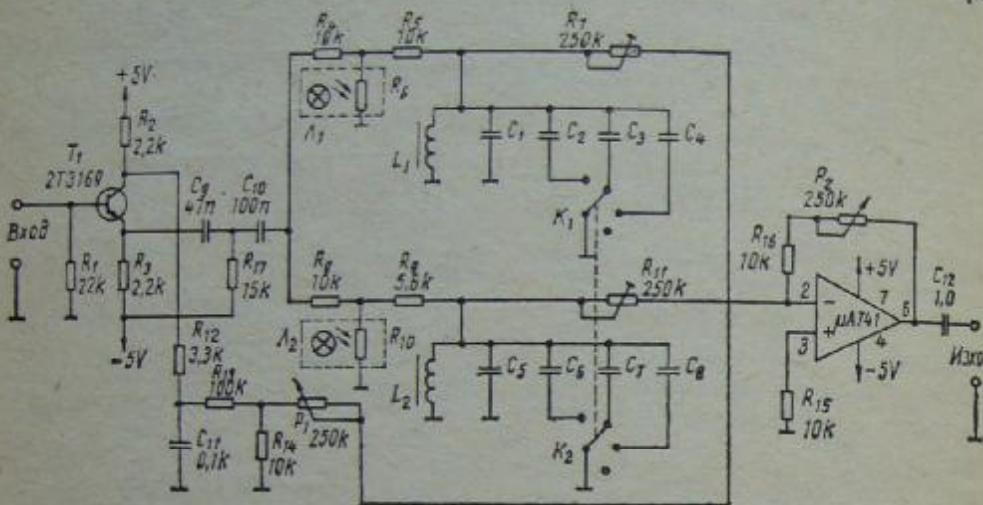
Чрез ключа  $K_1$  (фиг. 15.10) сигналът от входа се превключва директно към изхода. Двете лампички и фоторезисторите трябва да се затворят в две отделни кутийки, за да бъдат независими от друга външна светлина. Двата сигнала от *Изход 1* и *Изход 2* на устройството могат при желание да се смесят, но Лесли-ефектът е по-добре изразен, ако те се включват към двата входа на един стереоусилвател.

15.5. Друго устройство за Лесли-ефект с темброво регулиране е дадено на фиг. 15.12. Нискочестотните сигнали, подадени на входа на транзисторното стъпало, се разделят на два нови сигнала, фазово отместени на  $180^\circ$ . В тази схема се моду-



卷之三

транзистора  $T_1$ , се разделя по нови два канала, които дават различен честотен спектър. Затова стойностите на кондензаторите от  $C_1$  до  $C_8$  трябва да бъдат подбрани експериментално, така че при



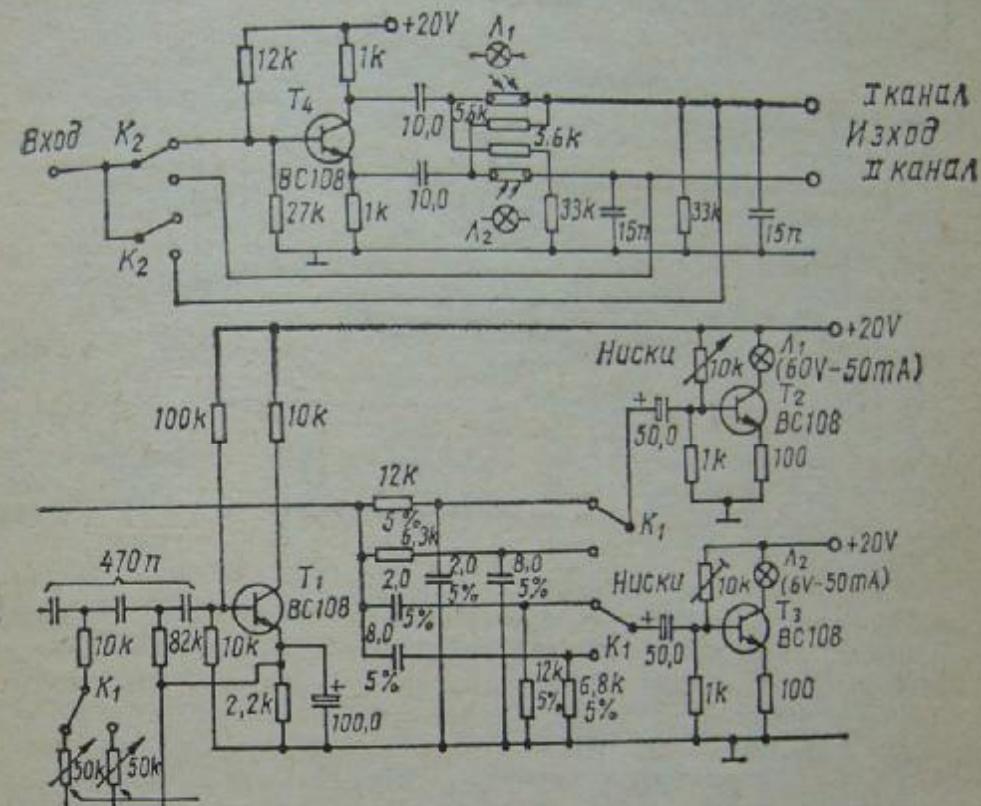
Фиг. 15.12

определен положение на галетния превключвател  $K_1$  в двата клона те да бъдат с различни стойности —  $C_3$  да бъде различен от  $C_7$  и т. н. Бобините  $L_1$  и  $L_2$  също се избират експериментално за настройката на две различни резонансни честоти на LC-кърга. Стойността на кондензаторите варира от 50 pF до 1  $\mu$ F. Чрез превключване на галетния превключвател всъщност се променя резонансната честота на LC-кърга, с което се изменя и пропусканата честотна лента.

Управлението на лампичките  $L_1$  и  $L_2$  е същото както на схемата от фиг. 15.10. Силата на сигнала се регулира чрез потенциометъра  $P_2$ , а чрез  $P_1$  се регулира дълбочината на ефекта. Вместо операционния усилвател  $\mu$ A741 може да се използува MAA72741 или друг подобен, а чрез  $R_7$  и  $R_{11}$  се настройва усиливането на каналите.

15.6. На фиг. 15.13 е дадено устройство, при което със сравнително малко средства може да се получи добър Лесли-ефект. Входният сигнал се подава на базата на  $T_1$ . Сигналите, взети от емитера и колектора на този транзистор, са дефазирани на  $180^\circ$ . Те се подават на мостова схема, състояща се от два фоторезистора и две съпротивления. Осветяването на двата фоторезистора от пулсиращ светлинен източник води до промяна на техните съ-

противления. Сигналът на I канал променя стойността си от максимум до минимум, като изменя и фазата със  $180^\circ$ . Сигналът от II канал се променя по същия начин, само че е изместен по време.

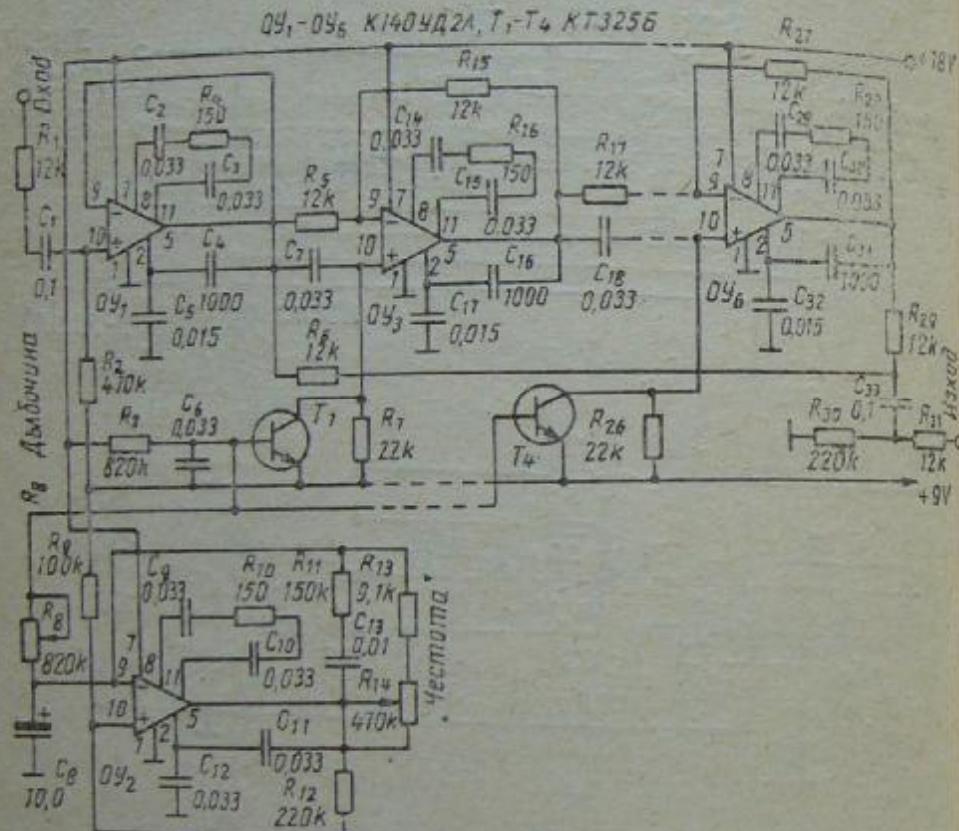


Фиг. 15.13

Двете лампи, които осветяват фоторезисторите, са управляеми от синусоидални сигнали, изместени по фаза на  $90^\circ$ . С това се постига изместването на екстремните стойности в двата канала. Получените по този начин фазови и амплитудни изменения придават впечатлението на въртящ се в пространството звуков източник, но все пак без наличието на доплеров ефект.

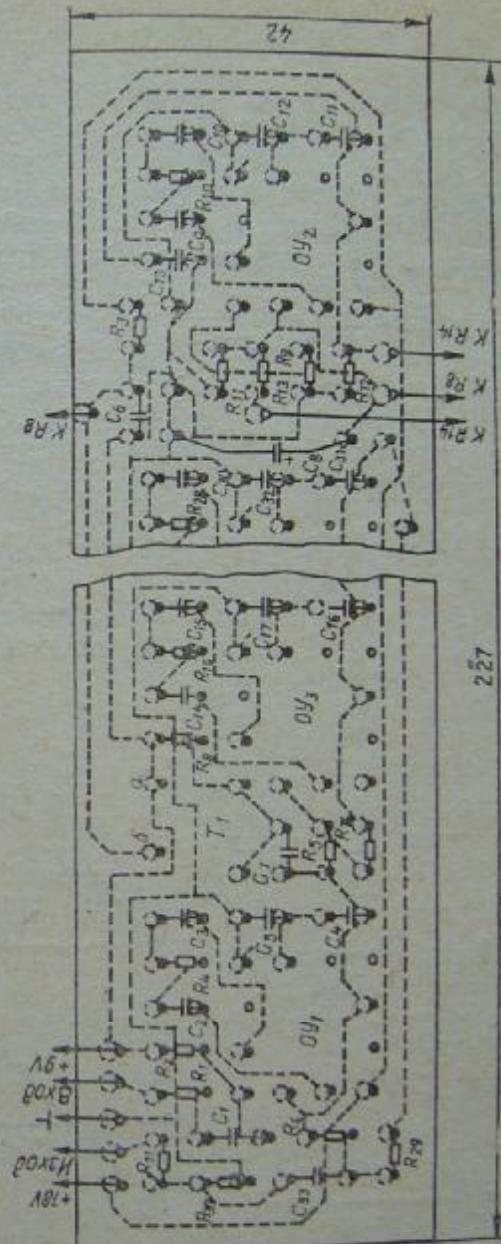
Елементите, създаващи дефазирането на  $180^\circ$  (кондензатори и съпротивления) трябва да са с максимум 5 % отклонение от изчислените стойности, за да е възможно създаването на ефекта. В тази схема има възможност за регулиране скоростта на „вър-

генератор — 0,7 Hz за получаване на „chorus“ и 6,25 Hz за получаване на „tremolo“. С  $K_2$  устройството се изключва. Двете системи с фоторезисторите трябва да бъдат поместени в различни светонепроницаеми кутии.



Фиг. 15.14

15.7. На фиг. 15.14 е дадена схема на Лесли-приставка, изградена с операционни усилватели. Обхватът на действие е от 16 Hz до 30 kHz, максимално изместяване на фазата при 400 Hz — не по-малко от  $90^\circ$ . Коефициентът на предаване е 1. Интегралната схема  $OY_1$  е буферно стъпало, отделните звена са изпълнени със схемите  $OY_3$  до  $OY_6$ . Всяко едно от фазовъртящите звена изменя фазата с  $22^\circ$ , а всички заедно — с  $90^\circ$ . RC-групата е включена на входа на звеното ( $C_1, R_1$  в първото звено). Резисторите на фазовъртящите групи са шунтирани от транзисторите  $T_1$



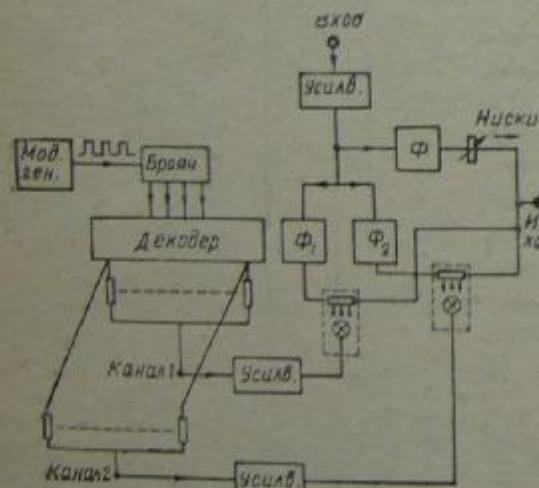
Фиг. 15.1

инфранска честота.

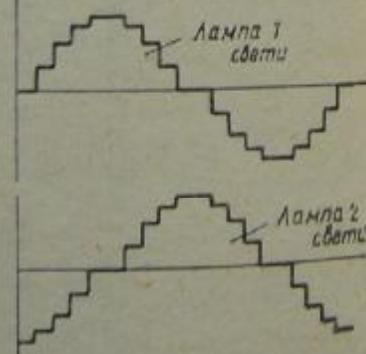
Генераторът за инфранска честота изработка триъгълно напрежение с прежение и представлява интегралната схема  $OY_2$ . Честотата му може плавно да се промени от 0,1 до 8 Hz. С промяна на амплитудата на управляващото напрежение посредством резистора  $R_4$  може да се промени дълбочината на ефекта. Веригите за честотни корекции на операционните усилватели (за  $OY_1$  това са  $C_2R_4C_3$  и  $C_4C_5$ ) определят устойчивостта на работа на устройството за работната честотна област.

Обработеният сигнал се смесва с дефазирания на изхода на устройството. Захранването е 18 V. Конструктивно устройството е монтирано на печатна платка с размери  $227 \times 42$  mm (фиг. 15.15). Вместо транзисторите KT325Б може да се използват всякакви NPN транзистори със статичен коефициент на усилване по ток повече от 100.

При настройката на цялото устройство е необходимо да се подбере резисторът  $R_2$  с такава стойност, която ще осигури плавно промяна на сигнала на изхода. За настройване се използва сигнал с честота 400 Hz, който се подава на входа на устройството.

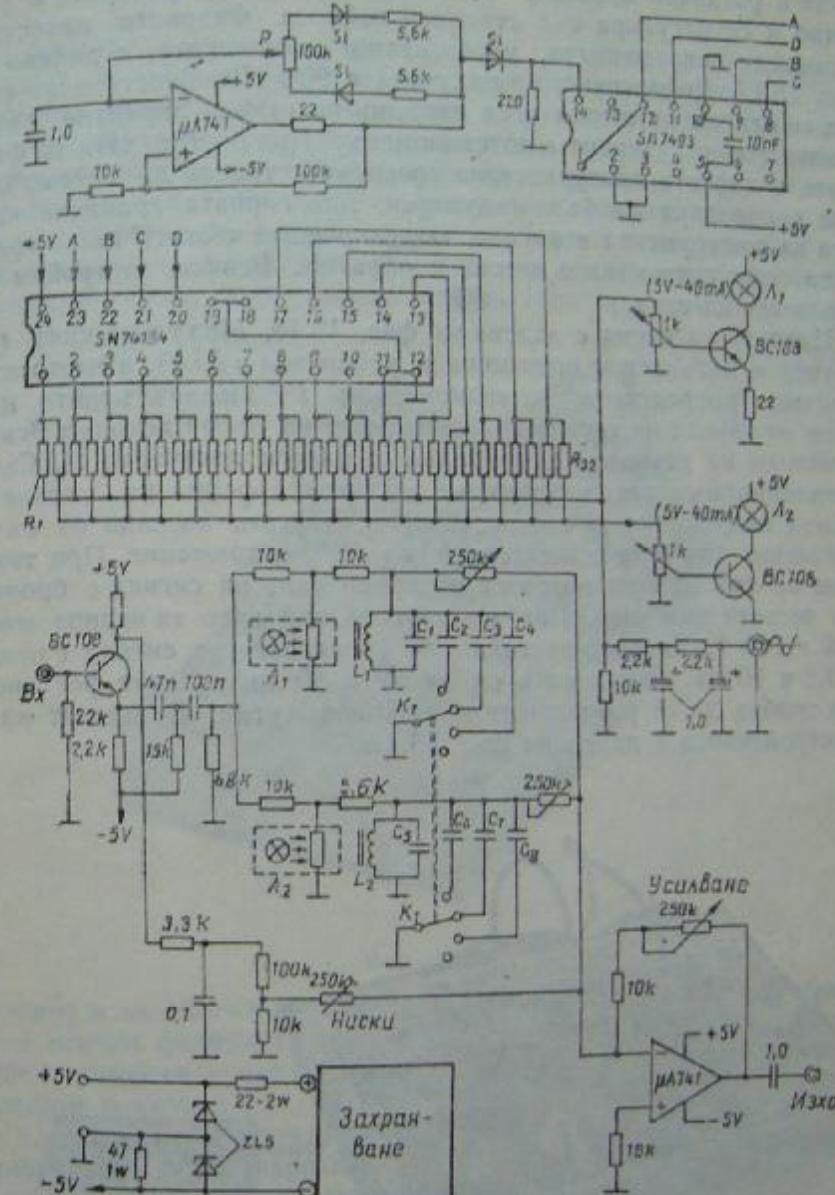


Фиг. 15.16



Фиг. 15.17

15.8. Използването на повече елементи в схемата води до по-доброто звучене на Лесли-ефекта. Характерни за схемата на фиг. 15.16 са възможността за промяна на честотата на модули-



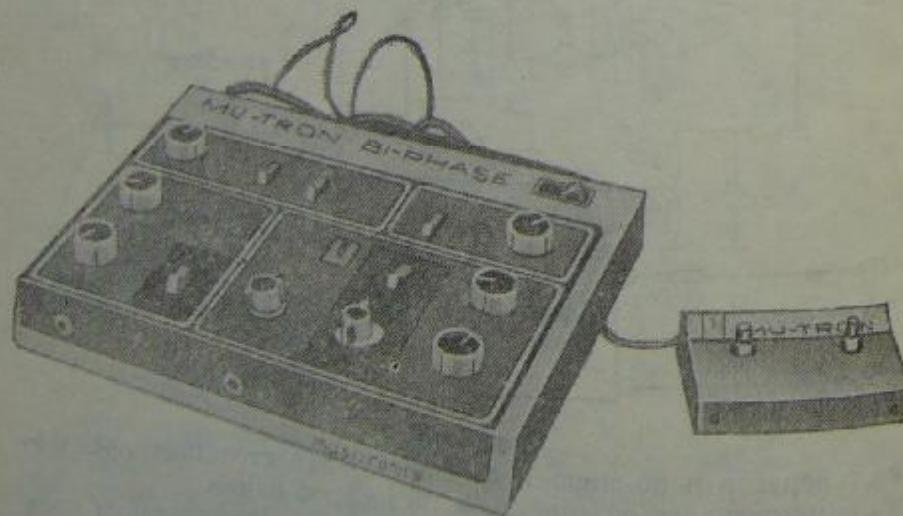
Фиг. 15.18

рация генератор в по-широки граници и обстоятелството, че фазовото изменение се осъществява по цифров начин.

Входният сигнал се разделя в два канала. Преминавайки през два LC-фильтъра и два фоторезистора, сигналите достигат до из-

хода в различни времена. Също така филтърите е различно и се регулира със стъпален избирач. Фазовото изместване между напреженията, управляващи лампичките, е дадено на фиг. 15.17. Дефазирането между тях е  $90^\circ$ . Нискочестотният сигнал се отделя от общия и се изпраща на изхода директно, създавайки можност за регулиране с потенциометър. При настройката на филтърите и тяхната пропускателна способност трябва да се съобразява какъв звук ще бъде модулиран. Ако горната гранична честота на инструмента е висока, модулиращата честота също трябва да бъде сравнително висока и обратно. Всички настройки се извършват на слух.

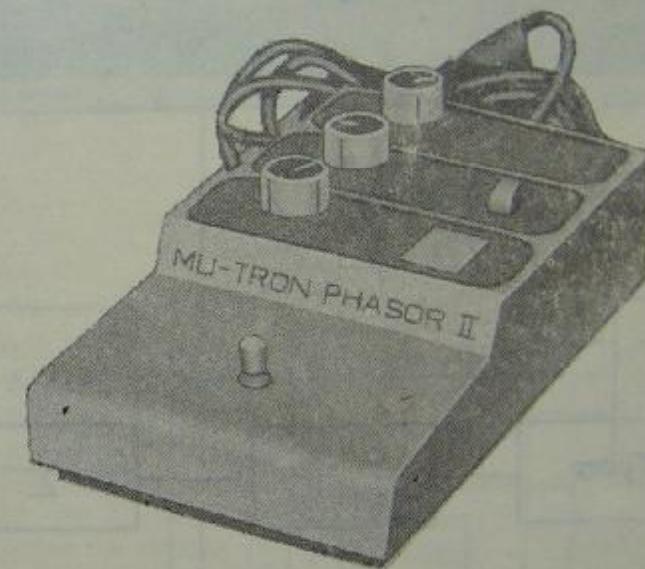
Цялостната схема е дадена на фиг. 15.18. Модулиращият генератор е изпълнен с операционен усилвател  $\mu A745$ , а честотата се изменя посредством потенциометъра  $P$ . Правоъгълните импулси от изхода на генератора се подават на брояч-декодер. Всички изходи на декодера освен един са винаги логически 1. Съпротивленията са така избрани, че получената форма на управлящото напрежение да е синусоидална. Другата каскада от съпротивления формира изместването на  $90^\circ$  напрежение. При тази схема не съществува опасност от проникване на сигнал с броячната честота към изхода на модулатора, тъй като тя варира между 8 и 160 Hz, докато честотата на управляващия сигнал е между 0,5 и 10 Hz. Лампичките са за 6V и 40 mA. Двете фотосистеми трябва да се разположат в различни кутии. Външният вид на устройството е даден на фиг. 15.19.



Фиг. 15.19

## 16. ФЕЙЗЕР

Ефектите, получавани чрез фазово модулиране на сигнала, са важни за съвременното звучене на естрадната музика. Разглеждайки теоретичната постановка и практическите изпълнения на устройствата, конструирани на базата на фазовата модулация, стигаме до извода, че големи принципни разлики в различните устройства няма. По-скоро разликата е в звуковите нюанси, типични за различните видове ефекти — обстоятелство, което е от голямо значение за музикантите. За едно устройство е важно то да създава ефект, който „да звуци“, да дава пространствено впе-

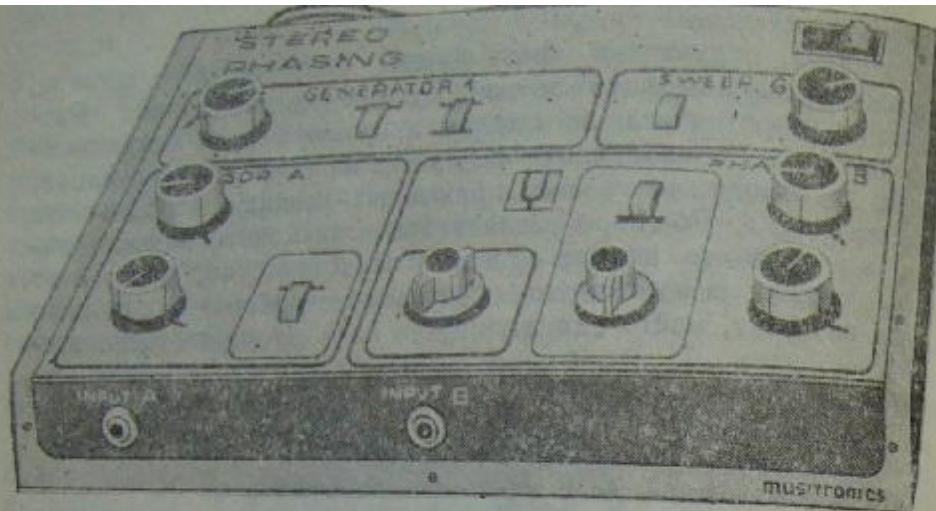


Фиг. 16.1

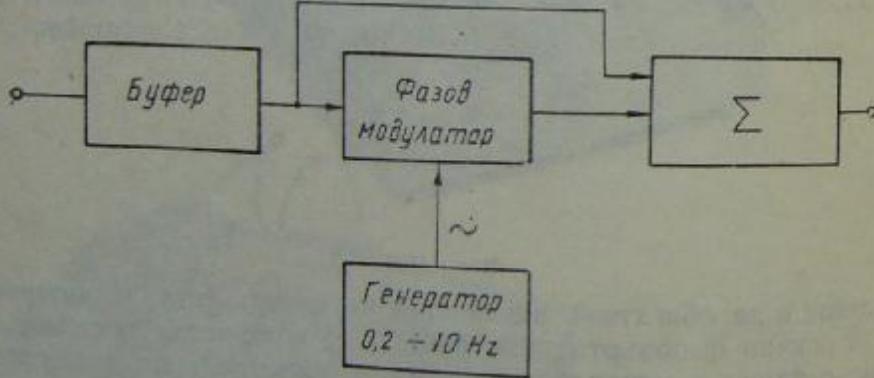
чатление и да обогатява звучността на инструмента. Характерното за всички фазовъртящи устройства е, че те могат да се използват с еднакъв успех с всички видове електронни клавишни инструменти и китари.

След като читателят — конструктор и музикант, се запознае с описаните схемни варианти за фазово изместване, той може сам да синтезира схема по свои вкус и възможности.

На фиг. 16.1 и 16.2 са показани фейзери, производство на фирмата „Musitronics“. При изработката на кутията и при оформянето на външния вид радиолюбителят трябва да се съобразява със съвременните изисквания за дизайна на устройствата за музикални ефекти.

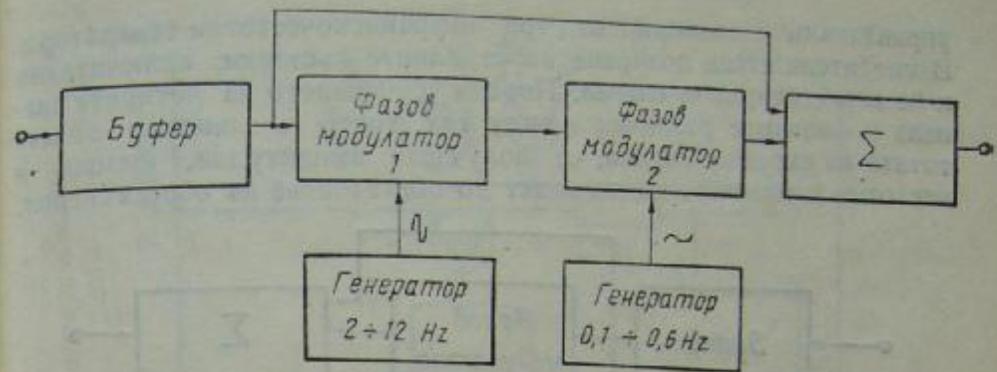


Фиг. 16.2

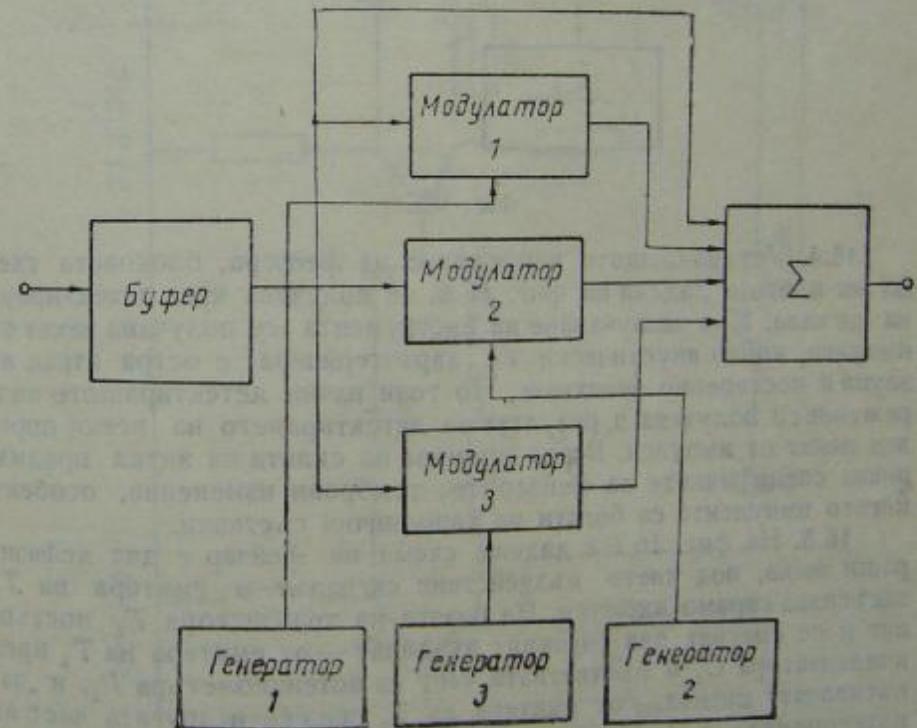


Фиг. 16.3

16.1. На фиг. 16.3 е дадена блокова схема на елементарен фейзер. Вследствие смесването на двата различаващи се по фаза сигнали на изхода се получава сигнал, чийто звуков еквивалент има специфичен променящ се тембър. Фазовото изместване е максимално за определена честотна лента.



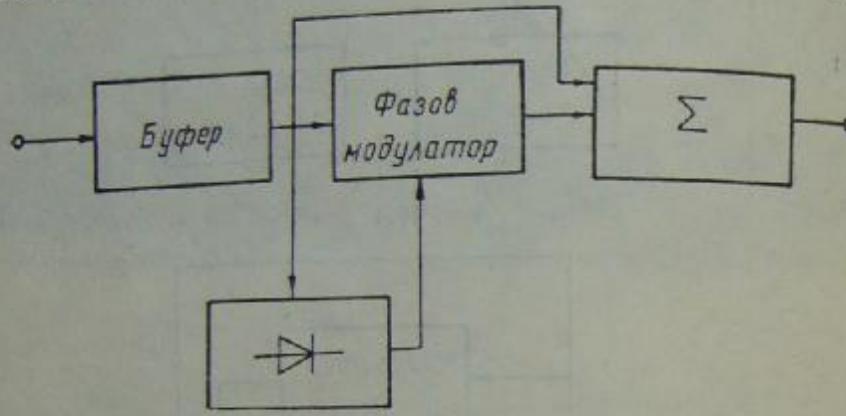
Фиг. 16.4



Фиг. 16.5

16.2. На фиг. 16.4 е дадена схема на фейзер с два управляващи генератора, всеки от които е свързан с отделна фазовъртяща линия, изградена от 4 до 6 последователно свързани звена.  
16.3. Друг, по-сложен вариант на фейзер, е показан на фиг. 16.5. Тук входният сигнал се подава на три фазовъртящи линии,

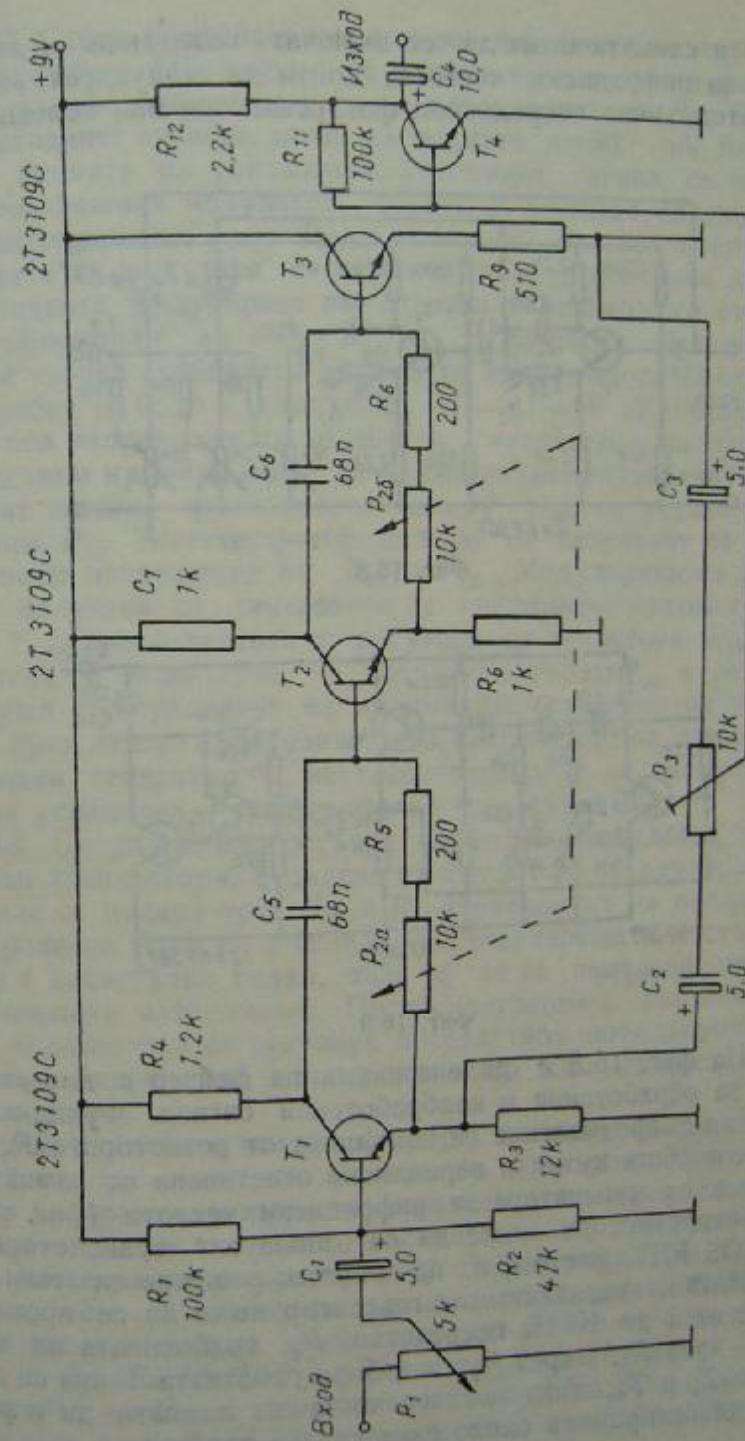
управляван и независимо от три инфранискочестотни генератора. В смесителя става дозиране на отделните съставки, включително и на немодулирания сигнал. Поради смесването на четирите сигнала и фазовите различия между тях, които са зависимости от честотата на входния сигнал, се получават амплитудни, фазови и честотни изменения, които водят до обогатяване на общия сигнал.



Фиг. 16.6

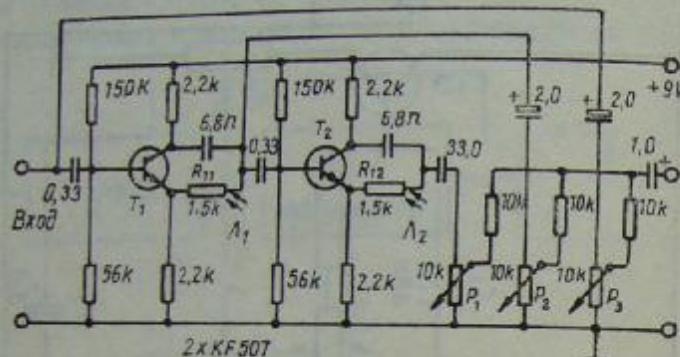
16.4. Управляващото напрежение на фейзера, блоковата схема на който е дадена на фиг. 16.6, се получава чрез детектиране на сигнала. При зазвучаване на инструмента се получава пакет от импулси, който акустически се характеризира с остра атака на звука и постепенно затихване. По този начин детектиращото напрежение се получава в резултат на детектирането на всеки пореден пакет от импулси. Всяка промяна на силата на звука предизвиква специфичните за фейзерите темброви изменения, особено когато импулсите са богати на хармонични съставки.

16.5. На фиг. 16.7 е дадена схема на фейзер с две дефазиращи звена, под чието въздействие сигналът в еmitterа на  $T_1$  закъснява спрямо входния. На базата на транзистора  $T_4$  постъпват и се смесват два сигнала: входният — от еmitterа на  $T_1$  през кондензатора  $C_2$  и съответната част на потенциометъра  $P_3$ , и „зъкънелият“ сигнал — от еmitterа на  $T_3$  през  $C_3$  и другата част на потенциометъра  $P_3$ . Изходният сигнал в колектора на  $T_4$  се получава в резултат на смесването на входния сигнал със сигнала, измествен във времето, като закъснението е зависимо от честотата на входния сигнал. Честотата, при която дефазирането е максимално, зависи от стойностите на  $C_5$ ,  $C_6$ ,  $P_{2a}$  и  $P_{2b}$ , без да се имат предвид стойностите на  $R_5$  и  $R_8$ . Ефектът на дефазиране се получава при

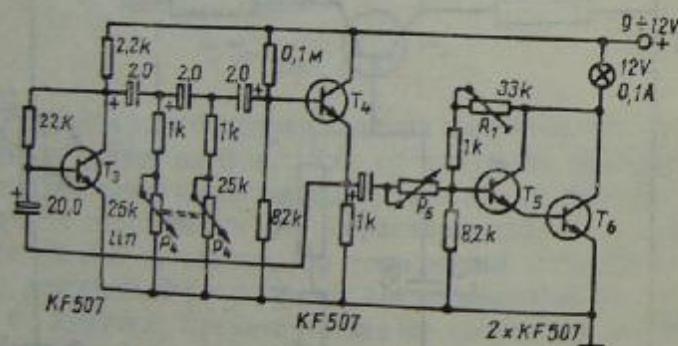


Фиг. 16.7

циометър в схемата може да се включат познатите ни вече генератори за инфрачервена честота, които да модулират входния сигнал автоматично посредством фоторезистори или полеви транзистори.



Фиг. 16.8



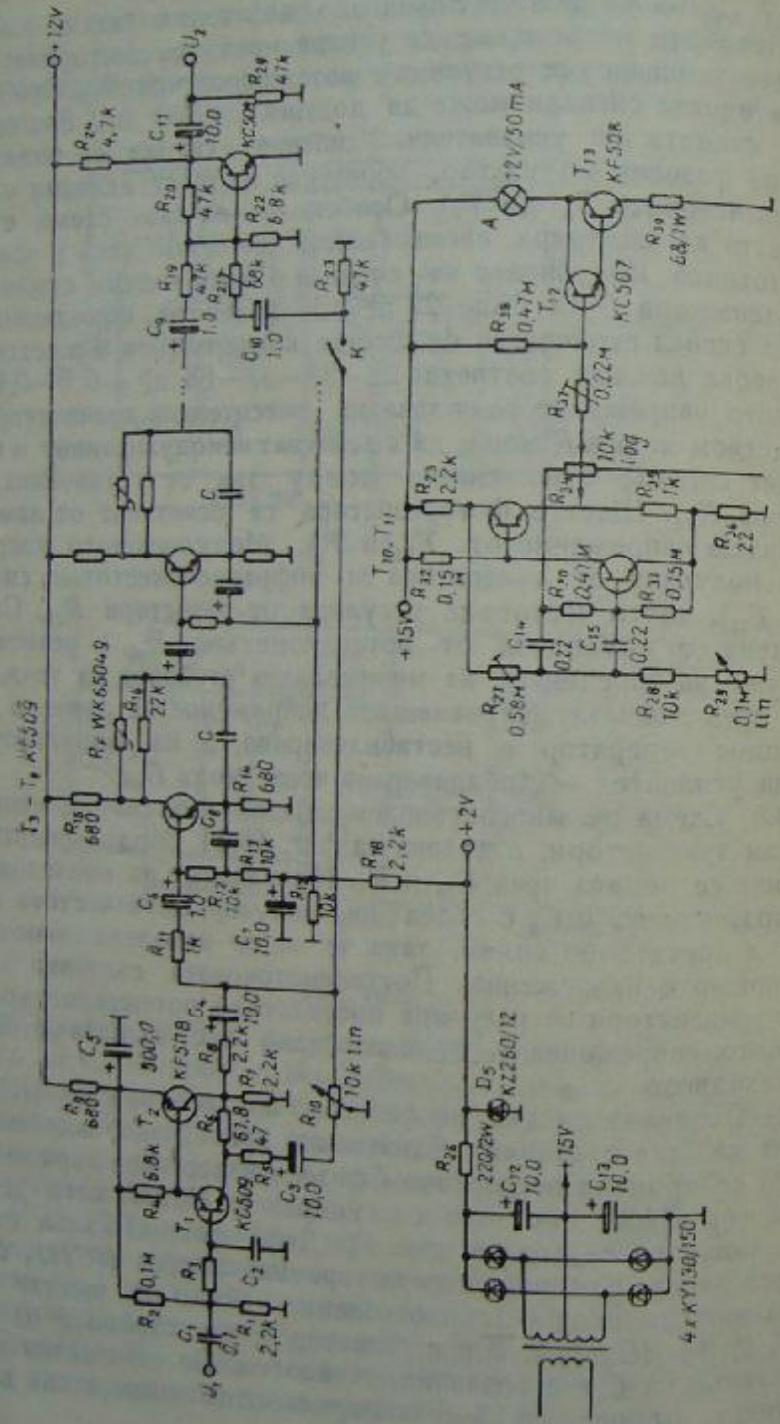
Фиг. 16.9

16.6. На фиг. 16.8 е дадена схема на фейзер с две звена и смесител за обработения и необработения сигнал. Функцията на регулируемо съпротивление се изпълнява от резисторите  $R_1$  и  $R_2$ , поместени в общ кутия и периодично осветявани от лампата  $L$ , управлявани от генератора за инфрачервени честоти (фиг. 16.9). Вместо фоторезистори може да се използват транзистори тип FET и MOS FET, което е и по-скъпото решение за тази схема. Честотата на управляващия генератор може да се променя в границите от 1 до 10 Hz посредством  $P_4$ . Дълбочината на модулацията — чрез  $P_5$ , а чрез  $R_1$  се избира работната точка на транзисторите  $T_5$  и  $T_6$ , така че светлината на лампата да е равномерна и да се променя около една средна стойност.

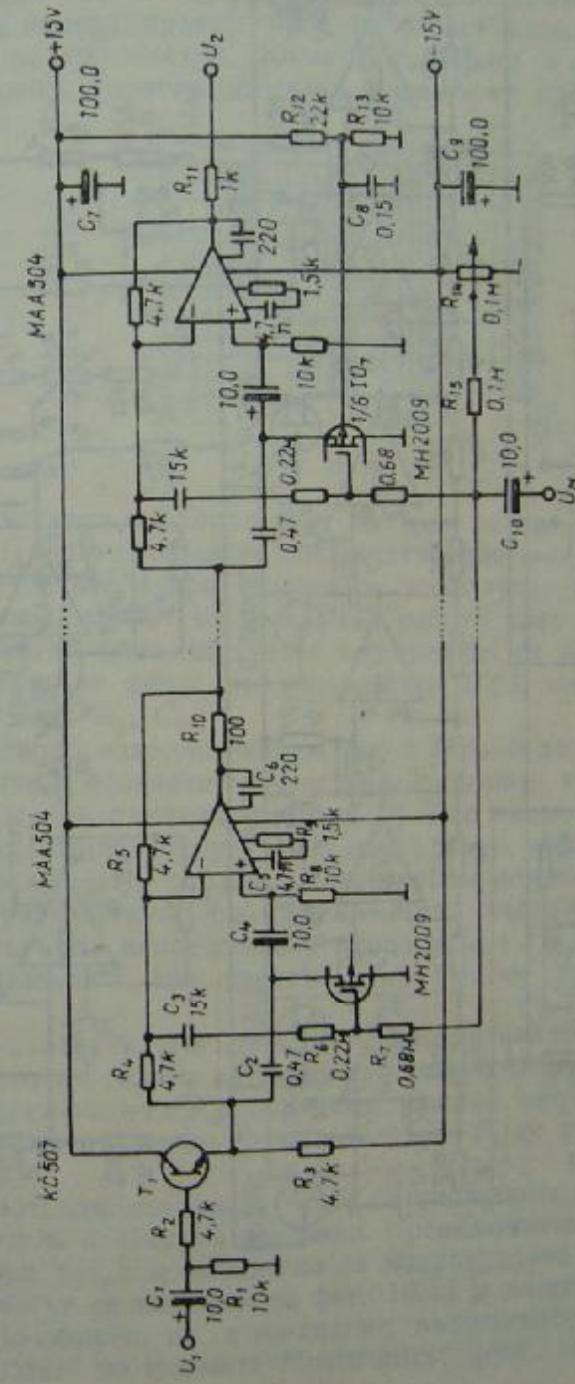
16.7. Схема на фейзер с прецизно действие е дадена на фиг. 16.10. Входното напрежение се усилва чрез транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ , чието усилване се регулира с потенциометъра  $R_{10}$ . Стойността на входните сигнали може да достига до 300 mV благодарение на схемата на усилвателя. Усиленият сигнал се подава на входа на фазовия модулатор, образуван от шест еднакви стъпала (транзисторите  $T_3$  до  $T_8$ ). Особеност на тази схема е възможността да модулира сигнала както честотно, така и фазово. За честотното модулиране на сигнала е необходимо стойността на кондензатора  $C$  да бъде 22 pF. За фазовото модулиране на входния сигнал стойността на шестте кондензатора в шестте стъпала трябва да бъде съответно 22 – 33 – 47 – 68 pF – 0,1 – 0,15 μF. Изходното напрежение се подава на смесителяния транзистор  $T_9$ . Посредством ключа  $K$  може да се смесват немодулираният и модулираният сигнал; отношението между тях се установява чрез резистора  $R_{21}$ . Шестте фоторезистора се осветяват от лампата, получаваша напрежение от  $T_{12}$  и  $T_{13}$ . Модулиращото напрежение се получава от генератора за инфрачервено-честотни сигнали ( $T_{10}$  и  $T_{11}$ ), чиято честота се регулира от резистора  $R_{29}$ . Силата на светене се командува от потенциометъра  $R_{34}$ , а резисторът  $R_{37}$  служи за определяне на минималната стойност на тока, протичащ през лампата. Захранващото напрежение за лампата и модулиращия генератор е нестабилизирано, а на модулатора и входния усилвател — стабилизирано чрез диода  $D_5$ .

16.8. Схема на многостъпален фазов модулатор, изпълнен с полеви транзистори, е дадена на фиг. 16.11. Модулиращото напрежение се подава чрез  $C_{10}$  и  $R_7$ . Импедансът на последователно свързаните  $R_6$  и  $C_3$  с оглед на модулиращата честота (1 до 10 Hz) е достатъчно голям, така че не се намалява нивото на модулиращото напрежение. Постояннотоковата съставка за полевите транзистори се регулира посредством потенциометъра  $R_{14}$ . Изходното напрежение е приблизително със същата стойност както входното.

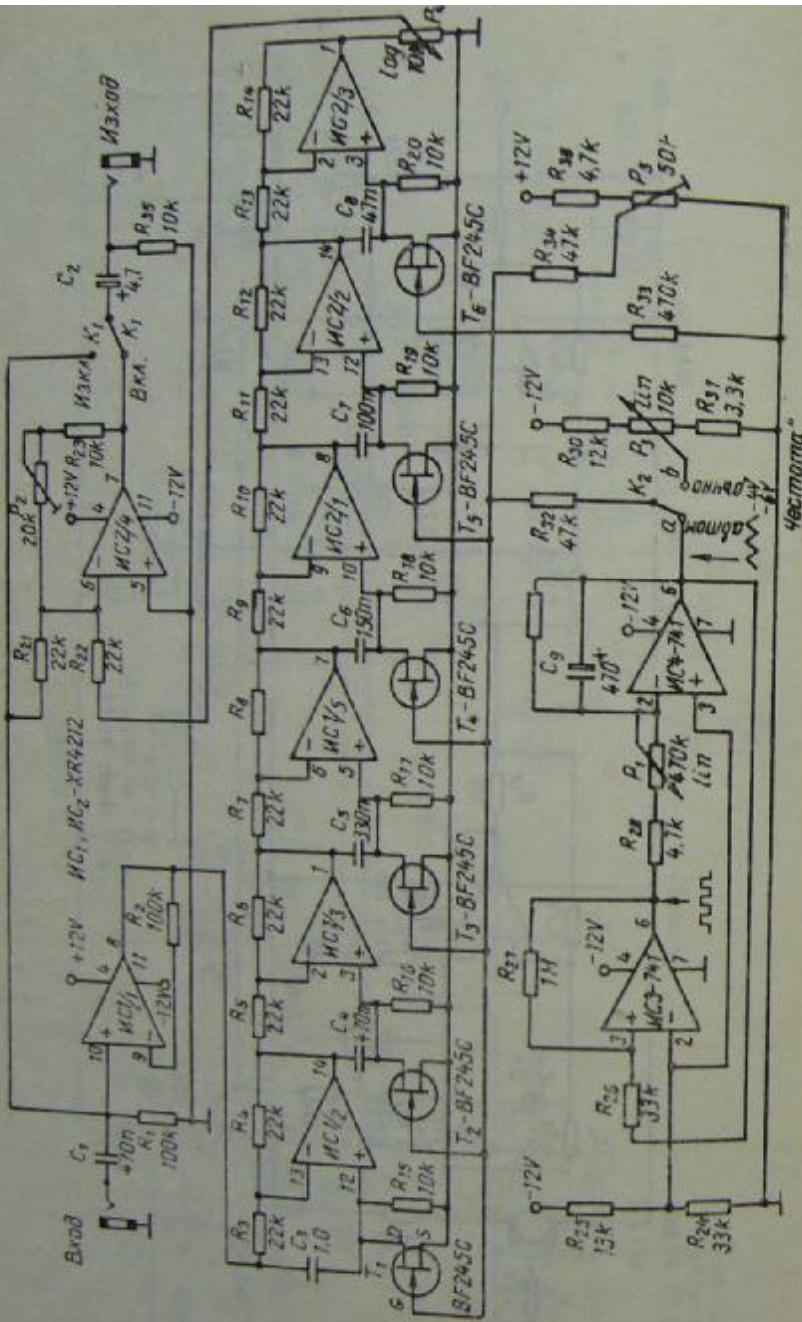
16.9. Входният сигнал на фейзера, показан на фиг. 16.12, се разделя на две съставки. Едната не претърпява изменение, а другата се променя посредством фазово изменение спрямо входния сигнал. Двете съставки се сумират в  $IC2/4$ , като дефазираната може да се дозира чрез  $P_4$ . Дефазиращият канал съдържаната може да се дозира чрез  $P_5$ . Дефазиращият канал съдържа шест звена. Входният сигнал преминава през  $IC3/1$ , осигуряващ високо входно съпротивление. Всяко от шестте звена  $IC3/1, 2, 3 - IC2/1, 2, 3$  е с резистор  $R$  със стойност 10 kΩ, а капацитетът на  $C$  с различни стойности. По този начин характеристиката от фиг. 16.13 се повтаря шест пъти изменена в звукоизточника.



Фиг. 16.10

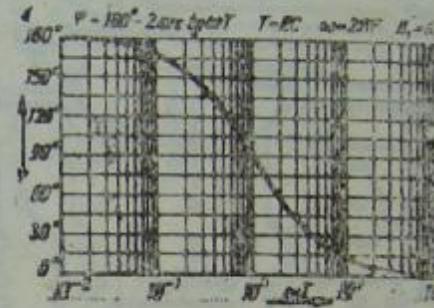


Фиг. 16.11



Фиг. 16.12

ковия честотен обхват. Паралелно на резисторите  $R(R_{15}-R_{20})$  са включени полеви транзистори, работещи като управлявани с напрежение потенциометри. Колкото по-голямо е съпротивлението сорс — дрейн, толкова по-малко е фазовото преместване. По-



Фиг. 16.13

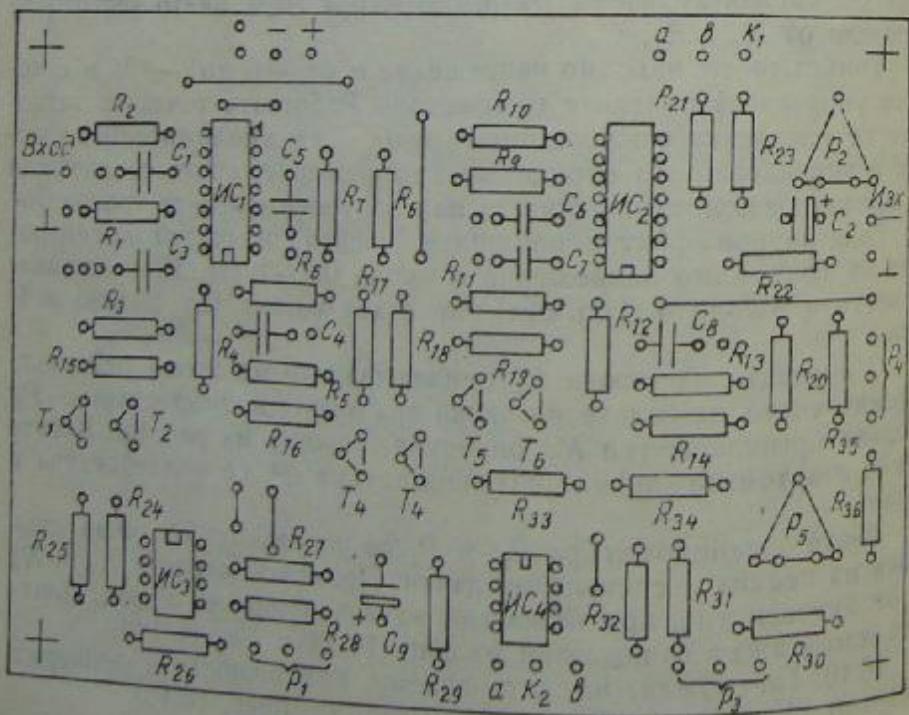
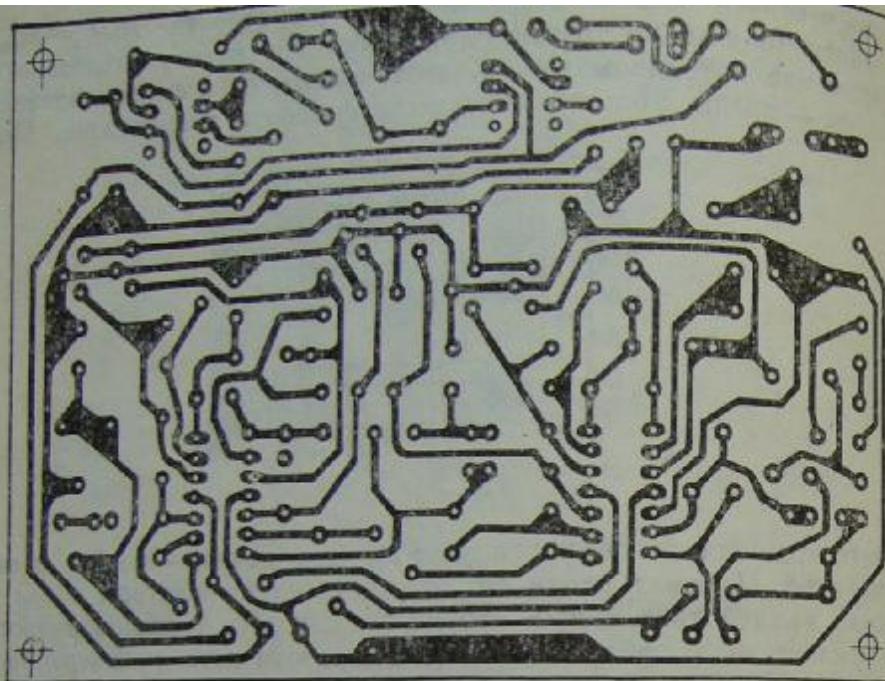
левите транзистори се управляват по два начина — ръчно и автоматично. Първият начин се осъществява посредством педал и крачно въздействие, а при втория се използват два операционни усилвателя. Единият от тях (IC3) работи като неинвертиращ тригер на Шмит, чийто хистерезис се определя от  $R_{23}$  и  $R_{27}$ . Входният му сигнал се взема от интегратора IC4, чиято честота се определя от  $R_{25}$ ,  $R_1$ ,  $C_9$ .

Триъгълното изходно напрежение е от  $-6$  до  $-4$  V и с него се управляват полевите транзистори. Работната точка на затворите се нагласява с потенциометъра  $P_5$ . Тя е в положителния участък и управляващото отрицателно напрежение, което се изважда от преднапрежението, отпушва или запушва полевите транзистори. Този звуков ефект е най-силен, когато честотата на генератора за триъгълно напрежение е около  $0.5-1$  Hz. При по-висока честота (около  $4$  Hz) ефектът става близък до фазово вибрато.

С помощта на ключа  $K_1$  се включва или изключва фейзерът. Изравняването на силата на звука при включен ефект става с  $P_2$ . Вторият превключвател  $K_2$  определя режима на работа. Когато той не е автоматичен, на потенциометъра  $P_3$  се въздействува с педал.

Двета потенциометъра  $P_3$  и  $P_1$  се управляват от общ стъпка на педала и система предавки. Превключвателите  $K_1$  и  $K_2$  са от бутонен тип, предназначени за манипулиране с крак. Платката и монтажът са показани на фиг. 16.14 в мащаб 1:1.

16.10. По-сложен, но с по-големи възможности е фейзерът "Mu-tron phazor" на фирмата Musitronics" (фиг. 16.15).



Фиг. 16.14

Структурата му е същата както на по-горния модел. Особеностите на това устройство са следните:

- входното стъпало ( $IC_1$ ) е общо за двата сигнала — нормалния и дефазирания;
- шестте звена са усложнени в схемно отношение;
- полевите транзистори са заменени с операционен усилвател, чието усилване се изменя с помощта на напрежението, подадено на краче 5 ( $IC_4$ — $IC_{10}$ , тип САЗ080);
- има възможност за получаване на три вида дълбочина на фазовия ефект (чрез  $K_2$ ).

Пункта и монтажът са показани на фиг. 16.16 в масив

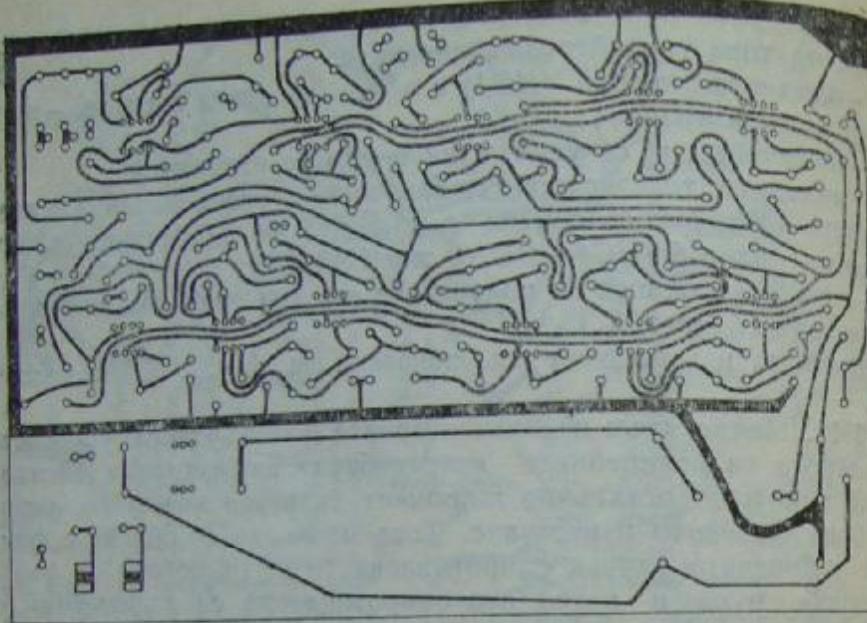
Платката и монтажът са показани на фиг. 16.16 в мащаб 1:2.

16.11. Недостатък на елементарните фазовъртящи устройства понякога са нелинейните изкривявания на изходния сигнал, а също така и недостатъчно широкият диапазон за плавно регулиране на фазовото изменение. Това може да се обясни с факта, че в повечето случаи съпротивлението на резистора от фазовъртящата група и изходното съпротивление са съизмерими с входното съпротивление на следващото звено. Фазовъртящото устройство, показано на фиг. 16.17, не притежава тези недостатъци. Изменението на фазата е от 0 до  $180^\circ$  за честоти до 100 kHz при коефициент на нелинейни изкривявания не повече от 0,1% и входно напрежение 1V. Честотата, за която изменението на фазата е  $90^\circ$ , се определя от известната формула  $f = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$ .

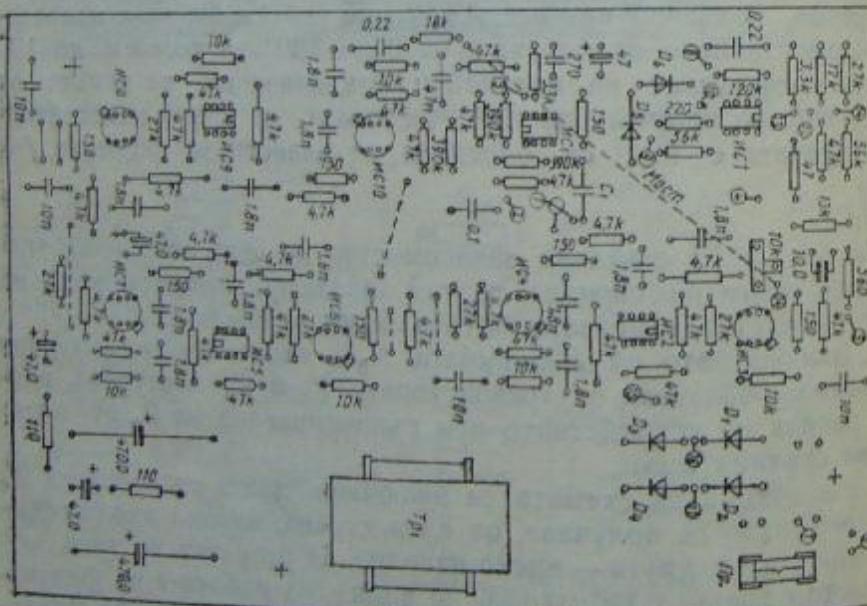
На фиг. 16.18 е дадена зависимостта на фазовото изместване от честотата на сигнала за три различни съпротивления на резистора  $R_o$ . Предимствата на тази схема са следните:

1. Включването на  $RC$ -групата  $R_9C_4$  посредством емитерния повторител, образуван от транзисторите  $T_2$  и  $T_3$ , осигурява нормална работа на устройството при съпротивление на  $R_9$  от порядъка на стотици ома.

2. На изхода на схемата са включени двата транзистора  $T_4$  и  $T_5$ , чрез които се получава, от една страна, високо входно съпротивление, а от друга — ниско изходно. В резултат на това обстоятелство товарът на изхода не влияе на работата на фазоизместващата група даже при максимално съпротивление на резистора  $R_9$ , равно на  $10\text{ k}\Omega$ . По този начин фазовъртящата група може да работи в нормален режим и при изменение на съпротивлението на  $R_9$  повече от 100 пъти. Именно с това се обяснява и широкият честотен диапазон с плавно фазоизместване. Малкият коефициент на нелинейни изкривявания в цялото ус-

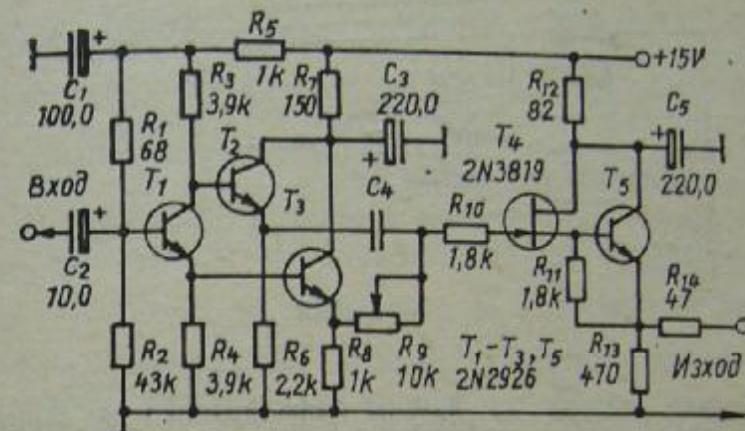


Фиг. 16.16

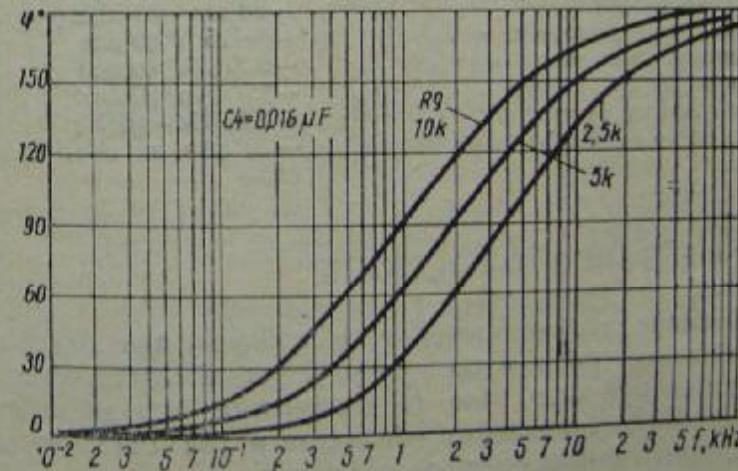


трайство е обусловен от дълбоките обратни връзки, действуващи в устройството и осигуряващи усилване, равно на 1.

16.12. Професионалният фейзер „203“ на фирмата „Synton“ има възможност за голямо фазоизместване ( $2100^\circ$ ) и прецизна регулираща система. С помощта на регулатора за обратна връз-

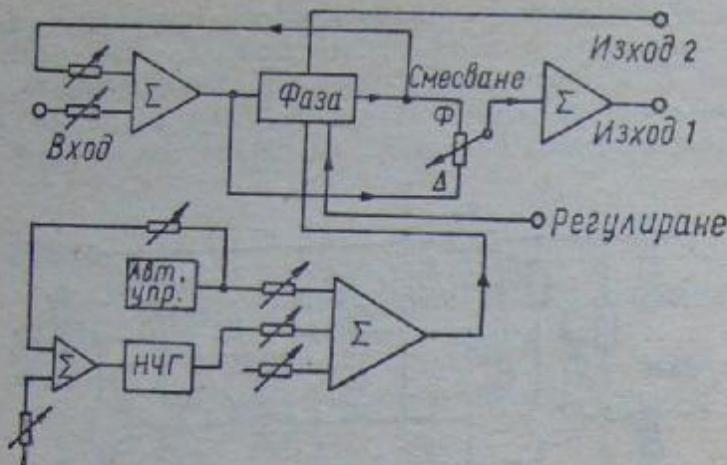


Фиг. 16.17



Фиг. 16.18

ка фейзерът може да работи и като лентов филтър. Неговото управление се осъществява по два начина: чрез вградения нискочестотен генератор (фиг. 16.19) или чрез вградения „Envelope Follower“ (устройство за следене обвивката на сигнала). Вторият вид управление се осъществява от самия инструмент,



Фиг. 16.19

командуваш фейзера да изменя дефазирането в зависимост от параметрите на входния сигнал. Възможно е и използването на двета вида управление. Ето и някои данни на „Phaser 203“.

Максимално фазоизместване	$-2100^\circ$
Честотен обхват	20 Hz – 18 kHz ( $-1 \text{ dB}$ )
Входна чувствителност	0,775 V (0 dB)
Номинално изходно ниво	0,775 V (0 dB)
Отиношение сигнал/шум	80 dBm (DIN)
Нискочестотен генератор	0,05 Hz – 10 Hz
Устройство за следене на обвивката	–20 dBm за максимално изходно ниво

## 17. ФЕЙЗИНГ И ФЛЕНДЖИНГ

Фейзингът и фленджингът са процеси, при които сигналът се обработва по фаза и по време. С устройствата, конструирани на базата на фейзинга, вече се запознахме. В тази глава ще направим сравнение, описвайки приликите и разликите между двета процеса, които много често се объркват.

Двета ефекти не са принципно нови; те се използват в качеството на „концертни“ ефекти от няколко години, докато преди тяхното приложение се ограничаваше в рамките на студийния звукозапис.

Както вече знаем, фейзерът представлява последователно свързване на фазоизместващи групи, като фазоизместването става чрез промяна на съпротивлението на резистори или полеви транзистори

под въздействие на фленджинг се състои в използването на истинско времезакъснение във втория канал чрез прилагането на аналогова или цифрова времезакъснителна линия. Бързото че и при двета ефекта целта е закъснението на сигнала, звученето им се различава и резултатите са различни.

Студийният принцип за получаване на фленджинг се състои в следното. Записва се един и същи сигнал на два магнитофона и се сумират изходните сигнали от възпроизвеждащите глави в самия процес на записа. Ако в движението на втория магнитофон изкуствено се предизвика временно намаляване на скоростта, с която се движи лентата, тъй като разстоянието между записващите и възпроизвеждащите глави е еднакво, сигналът от втория магнитофон временно ще закъснява спрямо този от първия. Това закъснение е  $T = \frac{d_2}{s_2} - \frac{d_1}{s_1}$ , където  $d_n$  е разстоянието от записващата до възпроизвеждащата глава на магнитофон  $n$ , а  $s_n$  — скорост на магнитофон  $n$ .

Закъсненият и оригиналният сигнал се сумират в пулта. Да предположим, че  $d_1 = d_2 = 76 \text{ mm}$  и че  $s_1 = s_2 = 38,1 \text{ cm/s}$ . Ако  $s_2$  се намали с 0,95% от първоначалната скорост,  $s_2 = 0,9905 s_1$ . Тогава закъснението е 1,91 ms, което е половината период на тон с честота 261 Hz. Когато закъсненият и оригиналният сигнал се сумират, компонентите с честота 261 Hz ще се анулират поради това, че са в противофаза. Компонентите с три пъти по-висока честота също се анулират, а компонентите, които са една октава по-високо, остават и т. н. Сумирането на директния и закъснения сигнал води до получаването на амплитудно-честотна характеристика с „гребенчат“ характер, чиято предавателна функция е

$$H(f) = 1 + e^{j2\pi f T}$$

Първият член на тази функция е оригиналният сигнал, а экспоненциалният член е предавателната функция на закъснения сигнал със закъснение  $T$ . Спектърът на мощностите се дава от

$$|H|^2 = 2(1 + \cos^2 \pi f T)$$

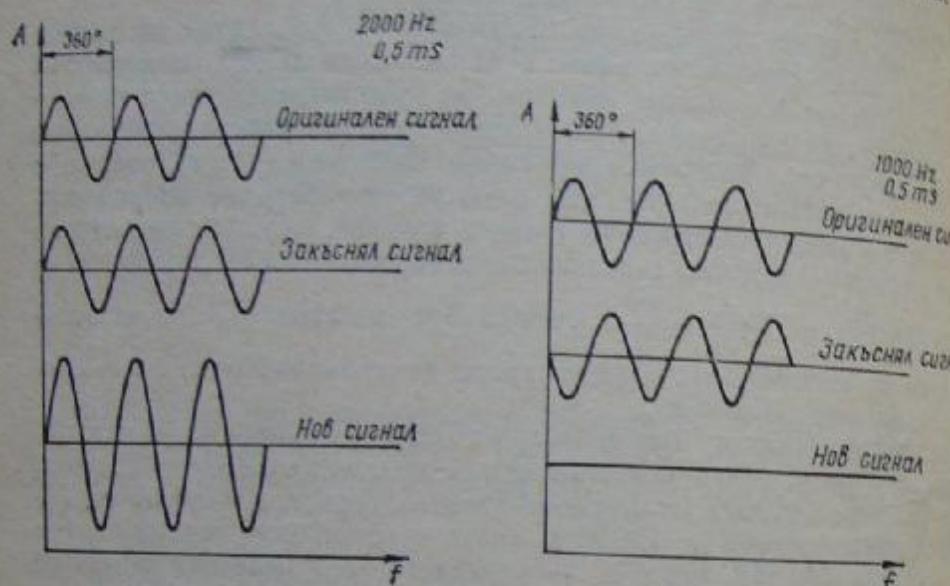
Това е функция с екстремуми за честоти, които са цяло число пъти кратни на  $T^{-1}$ . По-горе описаният ефект е добре познат във физиологичната акустика. Той е открит от Хюйгенс през 1693 г. Този ефект е причината за звуковото оцветяване в реверберационна среда. В този случай честотната характеристика има също „гребенчат“ характер.

Правейки сравнение с процеса на фейзинг, забелязваме следните разлики: 1. При фейзерите нулевите стойности се получават на дробни стойности от честотата. 2. Докато при фейзера из-

честотно независимо. 3. Закъснението, получено при фленджера е много по-голямо, отколкото при фейзера. 4. И двата ефекта притежават амплитудно-честотна характеристика с „гребенчат

възниква двойна амплитуда, докато при честоти 1000 Hz, 3000 Hz и т. н. амплитудата ще бъде нула.

Тези примери са така подбрани, че винаги възниква фазово изместване 360 или 180° и ефектът е винаги максимално изразен.



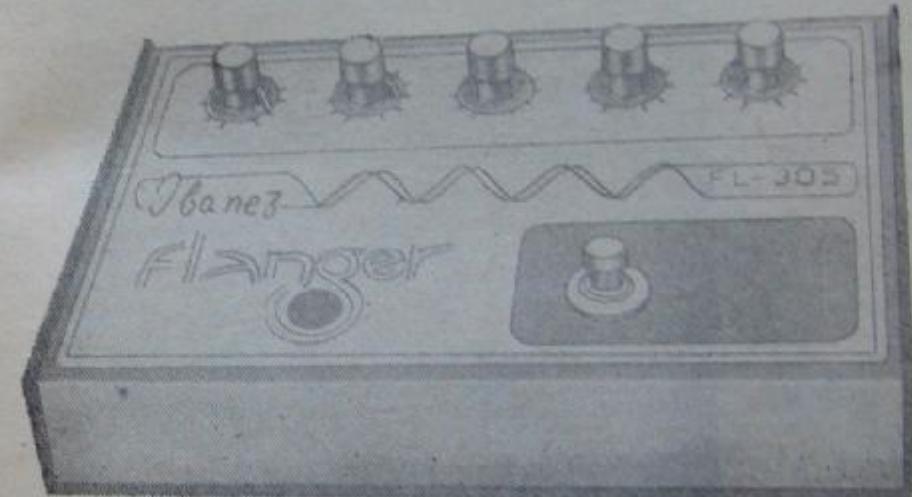
Фиг. 17.1

Фиг. 17.2

характер. 5. В сравнение с фейзера фленджерът има по-малко отношение сигнал /шум и по-малка динамика. 6. Колкото повече фазоизместващи звена притежава един фейзер, толкова ефекти от него се приближава до ефекта фленджинг.

Въпреки че при реверберацията и ехото също има закъснели сигнали, процесите фейзинг и фленджинг не бива да се смесват и сравняват с процесите реверберация и ехо. Докато при последните времезакъснението е еднакво, при фейзинга и фленджинга има постоянна промяна на времезакъснението, управявано от модулиращ генератор.

На фиг. 17.1 и 17.2 са дадени примери за фленджинг с два синусоидални сигнала. Ако входният сигнал е с честота 2000 Hz и времезакъснението е 0,5 ms, закъсненият сигнал поради фазоизместване 360° получава времезакъснение с 1 Hz. Новополученият сигнал е с двойна амплитуда. Фиг. 17.2 изобразява случая с входен сигнал с честота 1000 Hz. Ако времезакъснението е 0,5 ms, фазовото изместване е 180°—сигналите се училишават. При умножаване на честотата, напр. 4000 Hz, 6000 Hz и т. н.



Фиг. 17.3

Разбира се, един музикален сигнал има множество различни честоти, което води до различни резултати за всяка от тях.

Конструирането на фленджер е свързано с трудности по отношение на професионалните изисквания, предявявани към схемите. Но всеки радиолюбител би могъл да постигне задоволяващ ефект, ако използува за основа някоя от схемите на фейзери, представени в глава 16, като вместо шест фазоизместващи групи постави например 12 или 18. Вярно е, че това изисква повече работа, но от друга страна, то дава възможност за получаване на фленджинг с елементарни средства.

На фиг. 17.3 е представена снимка на фленджер на фирмата "Ibanez". "Ibanez Flanger 305" е с големи възможности. Регулира-

нето се осъществява с пет потенциометъра. С тях се регулира скоростта на изместване на фазата, широчината на честотната лента, дълбочината на обратната връзка, времето на закъснение



Фиг. 17.4

гребенчати характеристики. За смесването на разлика има на разположение един „blend-on“-ключ. Уредът е снабден с LED-индикация.



Фиг. 17.5

## 18. ДРУГИ ВИДОВЕ УСТРОЙСТВА ЗА ПРЕОБРАЗУВАНЕ НА СПЕКТЪРА НА СИГНАЛА

### 18.1. РИНГМОДУЛATOR

Трудно е да се намери аналогия на звученето, получено с рингмодулатор. Изходният сигнал може да бъде с хармонични честоти и да звучи приятно, но може да се получи и дисонансно звучене, ако новополучените хармонични съставки не са пряко свързани хармонично една с друга. Понякога звученето е с нюанс на камбанен звън, прилича на гонг или е типично свистящо.

Модулиращата честота на рингмодулатора може да се намира и в звуковия диапазон и да е близка до честотата на инструмента. Двета сигнала се умножават, а резултатът е звук, много

и нивото на закъснения сигнал. За включване и изключване е предвиден крачен превключвател.

Фирмата „Electro Harmonix“ предлага два вида фленджери. „Electric Mistress Flanger“ (фиг. 17.4) е с ограничена област на приложение. Успешна е имитацията на Лесли ефект и хоров ефект. Показаният на фиг. 17.5 „EchoFlanger“ съдържа аналогова закъснителна линия и устройство „noise gate“ за почистване на шума. Честотната област е от 50 Hz до 10 kHz. Времето на закъснение може да се променя от 20 до 75 ms. Тук е възможно получаването на хоров ефект „chorus“ (комбинация от фазоизместване и echo), фленджинг и „filtermatrix“ — положение, при което се получават

по-богат на хармонични съставки, отколкото всеки от входните сигнали. Ако двата сигнала  $A$  и  $B$  са дадени като

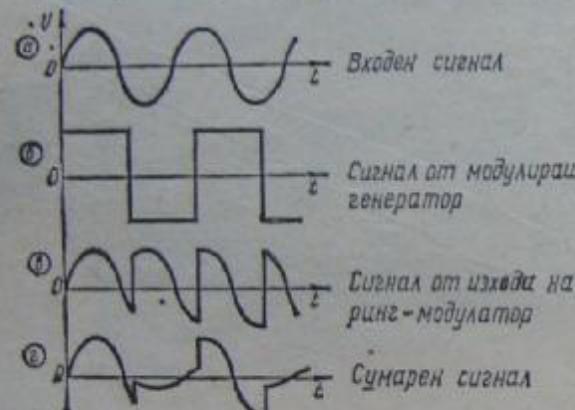
$A = a \sin 2\pi f t$  — основен сигнал, и

$B = b \sin 2\pi F t$  — модулиращ сигнал, резултатният сигнал ще има вида

$$C = AB = ab \sin(2\pi f t) \sin(2\pi F t) = \frac{1}{2} ab \cos 2\pi (f - F) t +$$

$$+ \frac{1}{2} ab \cos 2\pi (f + F) t.$$

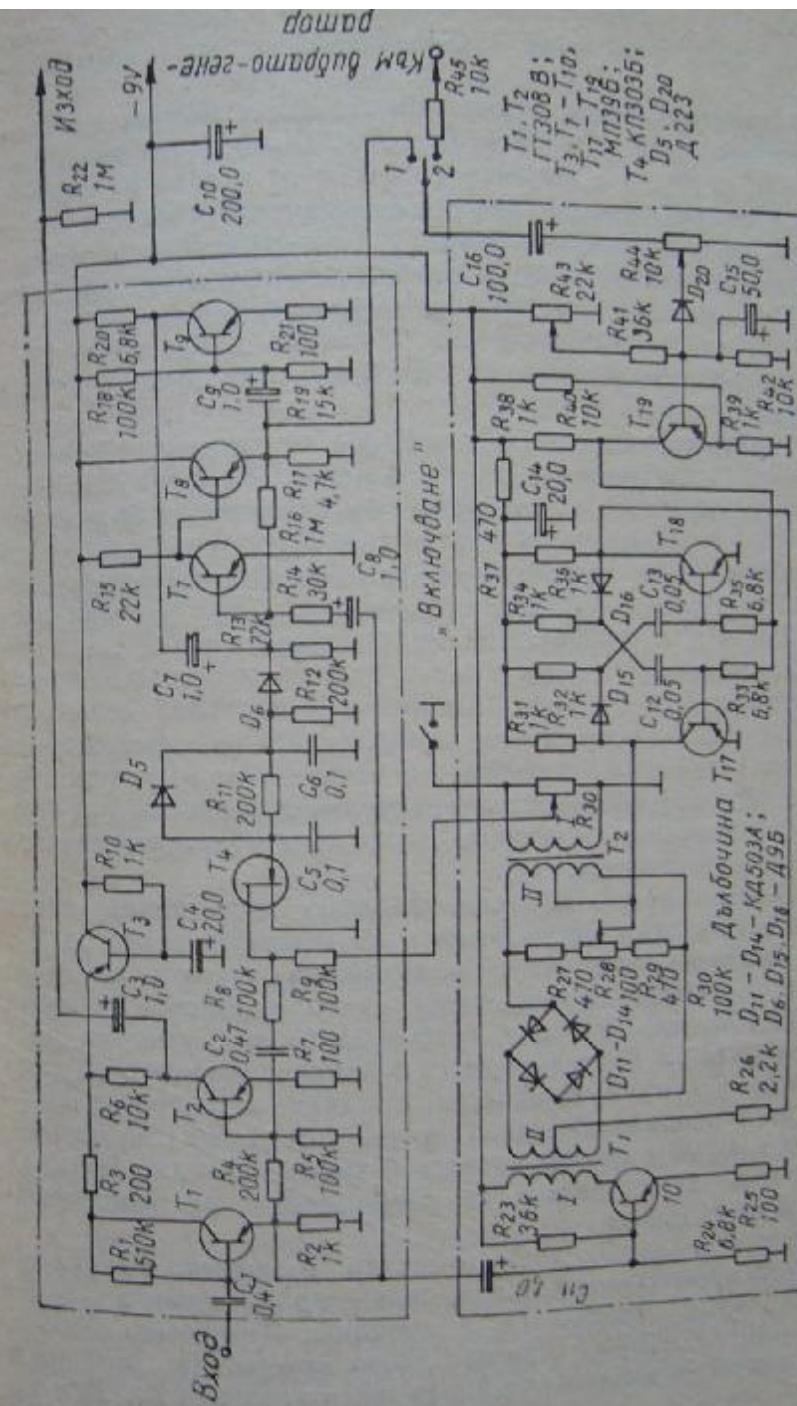
Полученият сигнал е звук с две честотни компоненти, които са сумата и разликата на основната и модулиращата честота и с еднаква амплитуда. Особеност на рингмодулатора е, че той не променя амплитудните характеристики на музикалния сигнал, но има тенденция за „разстройване“ на темперираното звучене, което изисква и умело боравене с ефекта.



Фиг. 18.1

На фиг. 18.1 са дадени входният сигнал  $a$ , който се модулира със сигнала  $b$  от модулиращия генератор. Спектърът на резултатния сигнал на изхода на рингмодулатора ( $c$ ) е с честотни компоненти, равни на сумата и разликата на входния и модулиращия сигнал. Сумарният сигнал е показан на фиг. 18.2.

Принципната схема на рингмодулатор е дадена на фиг. 18.2. Транзисторът  $T_1$  изпълнява ролята на емитерен повторител, от чийто изход сигналът постъпва в суматора, изпълнен с транзистора  $T_2$ , и в предусилвателя на рингмодулатора  $T_{10}$ , както и на входа на шумоподавителя — схемата за подтискане на шума, изпълнена с транзисторите  $T_7$ ,  $T_8$ ,  $T_9$  и  $T_4$ . Шумоподавителят на-



Фиг. 18.2

малява изходния сигнал от рингмодулатора в паузите, с което се намалява проникването на модулиращия сигнал със звукова честота.

Модулиращият сигнал с ниво 40—50 dB се подава на рингмодулатора, изпълнен с диодите  $D_{11}$ ,  $D_{12}$ ,  $D_{13}$  и  $D_{14}$  и трансформаторите  $Tp_1$  и  $Tp_2$ , а в паузите сигналът от изхода на рингмодулатора допълнително се затихва с делителя, състоящ се от резистора  $R_9$  и полевия транзистор  $T_4$ . При отсъствие на полезен сигнал на входа транзисторът е отпущен, а при появяването на сигнал той се запушва и сигналът, преминаващ през рингмодулатора, безпрепятствено постъпва на базата на транзистора  $T_5$  и се смесва със сигнала, преминаващ от емитера на транзистора  $T_1$  през резистора  $R_4$ .

Модулиращият генератор ( $T_{17}$  и  $T_{18}$ ) е изпълнен по схема на симетричен мултивибратор и работи в интервала 1÷5 kHz. Честотата на генератора се изменя чрез изменение на напрежението на колектора на управляващия транзистор  $T_{19}$ , режимът на който от своя страна зависи от съпротивлението на променливия резистор  $R_{44}$  и напрежението от детектора  $D_{20}$ ,  $C_{15}$ ,  $R_{42}$ . При положение 1 на ключа  $K$  с честотата на модулиращия сигнал се управлява усиленият входен сигнал, постъпващ на детектора от емитера на транзистора  $T_8$ . При положение 2 постъпва сигнал от генератор за инфраелектроника честота. Амплитудата на управляващия сигнал и съответното девиацията на честотата на модулиращия генератор се регулира посредством променливия резистор  $R_{44}$ . Степента на преобразуване на сигнала се променя чрез променливото съпротивление на резистора  $R_{30}$ .

Устройството може да бъде оформено като педал, чиято платформа е свързана механически с променливия резистор  $R_4$ . За да не прониква сигналът с модулираща честота, е удачно схемата да се изпълни на две платки, както условно е показано на фиг. 18.2. Мултивибраторът трябва да бъде екраниран. Диодите  $D_{11}$ ,  $D_{12}$ ,  $D_{13}$  и  $D_{14}$  трябва да са с еднакви параметри. Трансформаторите  $Tp_1$  и  $Tp_2$  са еднакви, а техните магнитопроводи — с възможно най-голямо сечение. Намотка I съдържа 800 навивки, намотки II и III са с по 400 навивки с проводник 0,08. Броят на навивките може да се увеличи, но коефициентът на трансформация трябва да се запази.

Диодите  $D_{11}$ ,  $D_{12}$ ,  $D_{13}$  и  $D_{14}$  могат да се заменят с други видове импулсни или точкови диоди, например от серията D2, D9 или D220, D310. Диодът  $D_5$  е силициев — например D219A, KД503А, D101, KД103А. Другите диоди можем да заменим с различни импулсни или точкови диоди. Транзисторите  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_10$

са нискошумящи. Освен указаните видове се използват също транзистори от серийте KT104, P416, GT309, GT310 (с изключение на  $T_{10}$ ), KT326, KT361. Полевият транзистор може да бъде от серийте КП302, КП303. Точката на запушване се установява чрез резистора  $R_{14}$ . Останалите се заменят с МП39 — МП42, GT108, KT104.

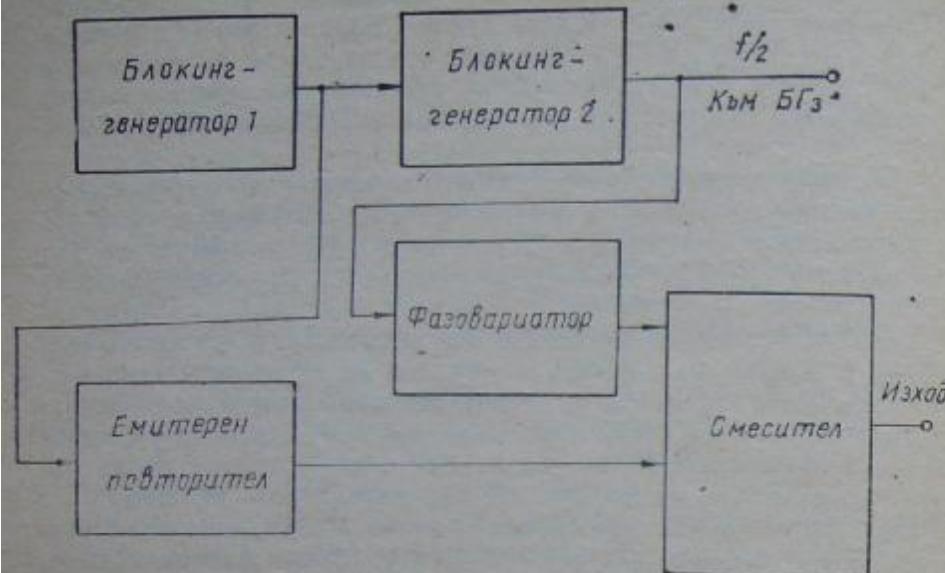
Настройването на устройството започва с проверка на режима на транзисторите по постоянен ток. На емитера на  $T_1$  се установява напрежение  $4,5 \pm 1$  V чрез подбор на резистора  $R_1$ ; на колектора на  $T_2$  — чрез  $R_5$ , на емитера на  $T_8$  — чрез  $R_{19}$  и на колектора на  $T_9$  — чрез  $R_{21}$ .

Коефициентът на предаване на устройството от входа към изхода е близък до единица и може да се промени чрез промяна на  $R_7$ . Чрез  $R_{41}$  и  $R_{43}$  се установява дълбочината на регулиране на честотата на генератора. Максималната девиация на честотата при положение  $K_2$  се установява чрез  $R_{45}$ . Входното съпротивление е не по-малко от  $100 \text{ k}\Omega$ , изходното — не повече от  $10 \text{ k}\Omega$ , нивото на входния сигнал — около  $50 \text{ mV}$ , прагът на сработване на шумоподавателя —  $3 \div 5 \text{ mV}$ . Този праг се подбира чрез  $R_{14}$  и  $R_{21}$ . Консумацията е  $20 \text{ mA}$ .

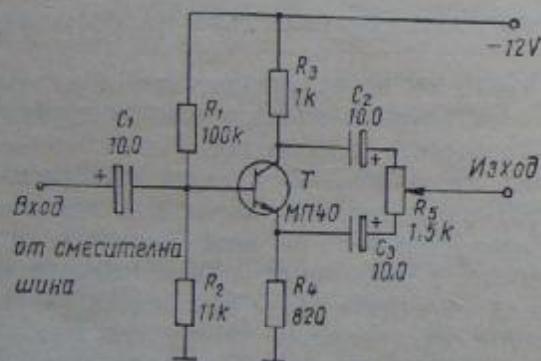
## 18.2. ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ НА СПЕКТЪРА НА СИГНАЛА

Една схема, която ще представява интерес за конструкторите на клавишини електронни музикални инструменти, е дадена на фиг. 18.3. В многогласните електронни музикални инструменти с хармоничен синтез хармоничните съставни честоти постъпват на събирателни шини — съответно за първата, втората и т. н. хармонични, и след предусилвателя за всяка шина се смесват в определено съотношение в зависимост от изискванията на изпълнителя. Смесването на сигналите обаче при всички случаи става без промяна на фазовите съотношения между тях. Предимството на описаната схема е, че дава възможност по желание на изпълнителя да се променя вече не само амплитудата, но и фазата на сигналите, взети от различните събирателни шини, при което се получават нови своеобразни темби.

Блоковата схема е съставена от два блокинг-генератора  $BG$ , емитерен повторител  $EP$ , смесител  $Cm$  и фазовариатор  $\Phi$ . Сигналът с честота  $f$  от блокинг-генератора  $BG_1$  през емитерния повторител постъпва на входа на линейния смесител. На втория вход на смесителя постъпва сигнал с честота  $f/2$  от втория блокинг-генератор през фазовариатора.



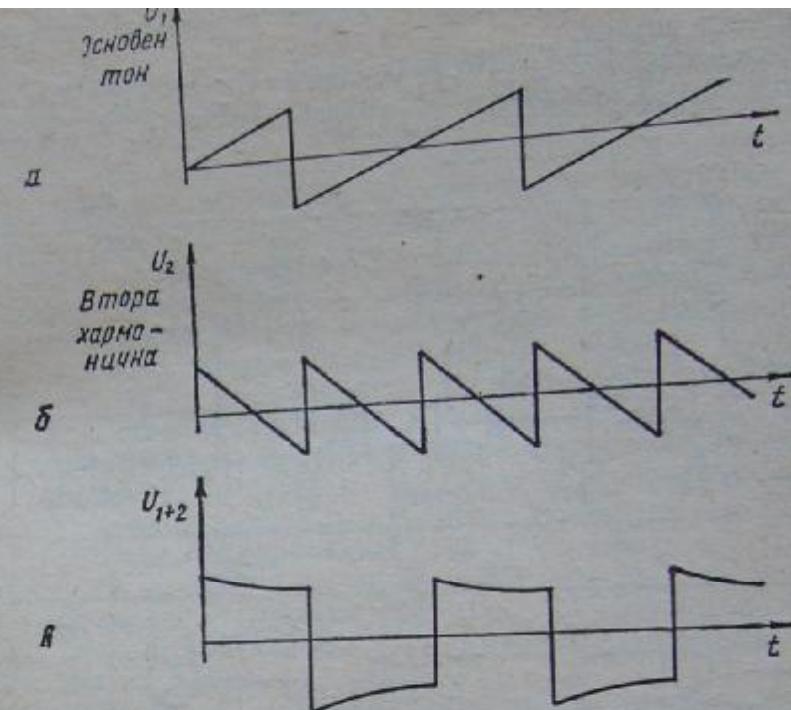
Фиг. 18.3



Фиг. 18.4

Принципната схема на фазовариатора е дадена на фиг. 18.4. Инвертирането на сигнала става посредством плъзгача на потенциометъра  $R_4$ . В единия случай амплитудата на съответния хармоник се увеличава, а в другия се намалява. При определено положение на потенциометъра дадената хармонична честота може да присъствува в спектъра на сигнала.

Ако основната форма на произвежданото от генератора напрежение е трионообразна (фиг. 18.5 a), а втората дефазирана



Фиг. 18.5

хармонична е например показаната на фиг. 18.5 б, тогава резултатният сигнал ще бъде с формата, показана на фиг. 18.5 в. При това тембърът ще бъде с кларинетен оттенък.

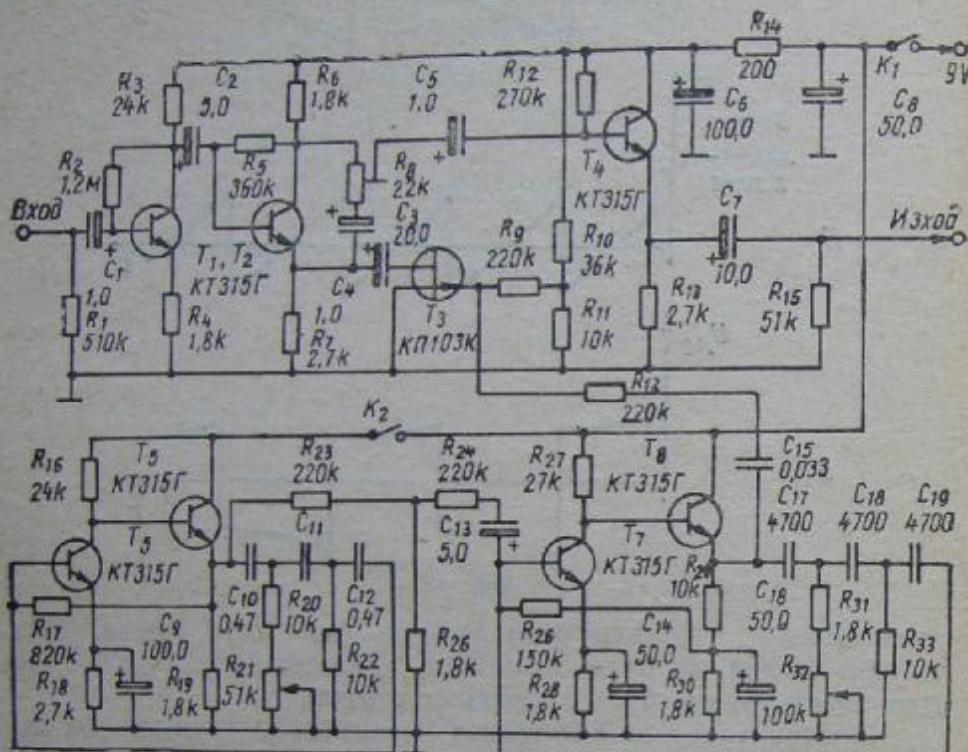
Конструкторът на електронни музикални инструменти би могъл да експериментира и с други форми на сигнала, произвеждан от генератор.

### 18.3. МОДУЛATOR НА ЗВУКА

Друг вид преобразувател на спектърна сигнала е даден на фиг. 18.6. Описаното устройство дава възможност да се модулира по амплитуда и фаза сигналът от електронните музикални инструменти. Това става чрез допълнителен генератор, чиято честота може да се променя по време на изпълнение. Полученият тембър е с нови нюанси, в резултат на вградения в схемата генератор за вибратор, допълнително модулиращ амплитудно сигнала от генератора, което пък води до темброво вибратор на изходния сигнал. Освен като приставка към клавишните електронни музикални ин-

струменти устройството дава и добри резултати при работа с електрическа китара.

Входният сигнал ( $50 \text{ mV}$ ) се усилва от транзистора  $T_1$  и постъпва в модулатора, образуван от транзисторите  $T_2$  и  $T_3$ . Емитерната



Фиг. 18.6

ният повторител ( $T_4$ ) служи за намаляване влиянието на товара. Генераторът на звукова честота е образуван от транзисторите  $T_7$  и  $T_8$ . Той генерира напрежение с честота от 250 до 1200 Hz (в зависимост от положението на потенциометъра  $P_{32}$ ). Генераторът за вибратор, работещ на честота 2 до 10 Hz, е изпълнен с транзисторите  $T_6$  и  $T_8$ . Той се включва с  $K_2$ .

Модулаторът може да се оформи като педал, като регулирането на  $R_{32}$  може да се изпълни по познатите вече начини — чрез зъбчати предавки или посредством механизъм с корда. Транзисторите трябва да бъдат с добри показатели, което ще гарантира правилната работа на устройството.

18.4.

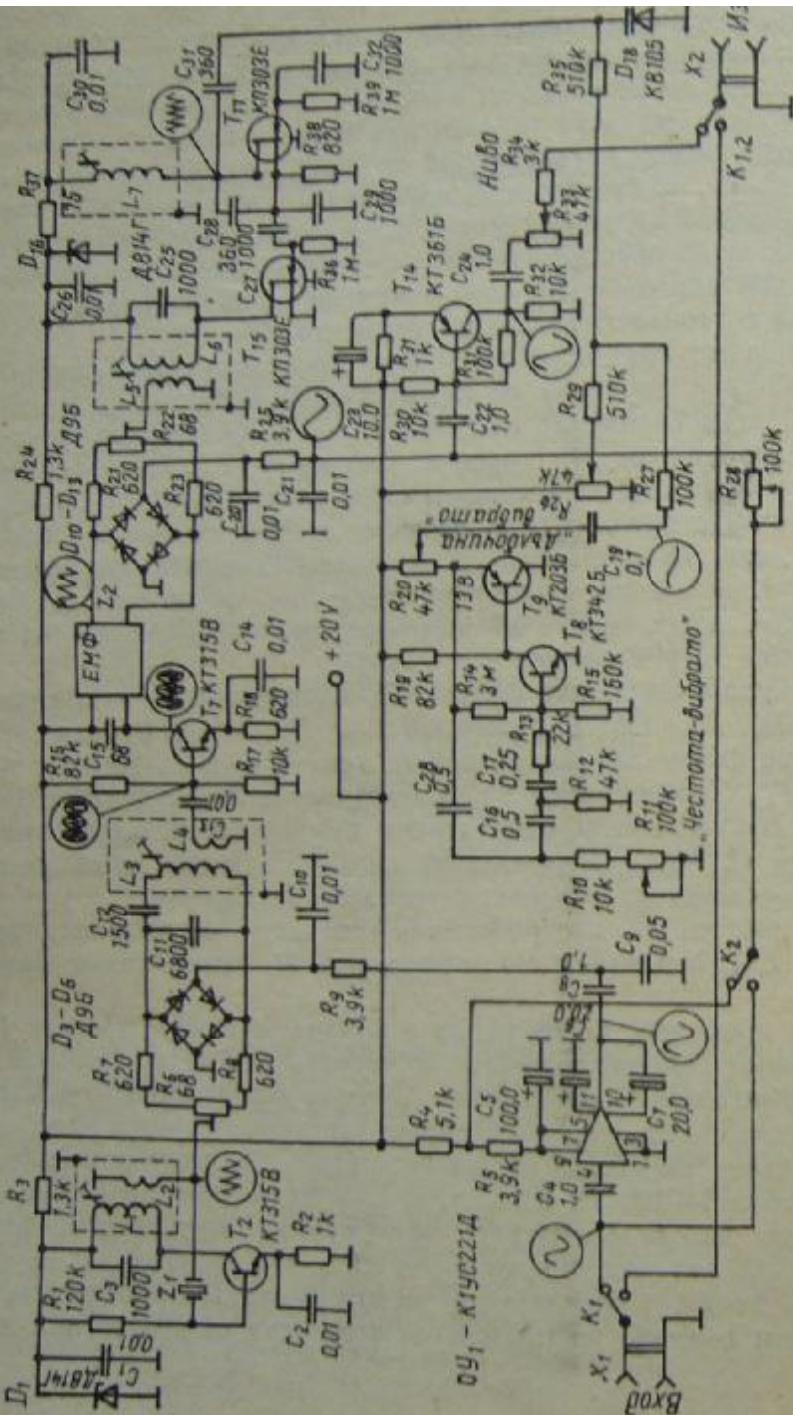
Това устройство (фиг. 18.7) позволява изместването на спектъра на звуковия сигнал към високите или ниските честоти, при което може да се постигне имитация на детски глас при нормален източник на звук (мъжки или женски глас) и обратно. При съвместна работа с генератора за инфралини честоти се създава ехоэффект, който е доста изразителен и наподобява този при използването на ревербератор. Интересни звучения се получават при работа на преобразувателя с китара или други електронни музикални инструменти, като изменението на честотата води и до промяна на тоналността на инструмента.

Входният НЧ сигнал се усилва от усилвателя (интегралната схема  $OY_1$ ) и постъпва в балансния модулатор  $D_3, D_4, D_5, D_6$ . На входа на балансния модулатор също е подадено синусондально ВЧ напрежение от кварцов генератор ( $T_2$ ). При отсъствие на входен НЧ-сигнал на изхода на смесителя (обедината  $L_4$ ) напрежение не съществува. При появяване на НЧ сигнал на базата на транзистора  $T_7$  на изхода се появява ВЧ сигнал, съдържащ две съставки — едната с честота  $F_{\text{ВЧ}} + F_{\text{НЧ}}$ , а другата с честота  $F_{\text{ВЧ}} - F_{\text{НЧ}}$ , амплитудите на които са право пропорционални на амплитудата на НЧ сигнал.

Електромеханичният филтър  $Z_2$  пропуска към балансния смесител  $D_{10}, D_{11}, D_{12}, D_{13}$  само сигнала  $F_{\text{ВЧ}} + F_{\text{НЧ}}$ . В този смесител постъпва също напрежението от генератора, изпълнен с транзистора  $T_{17}$ . Транзисторът  $T_{15}$  представлява буферен усилвател. На изхода на смесителя се подава сумарният сигнал посредством филтра  $C_{20}R_{25}C_{21}$ . Различният сигнал се подава на входа на линиен усилвател, изпълнен с транзистора  $T_{14}$ .

Честотата на настройвания генератор се променя чрез варикапа  $D_{18}$ , подавайки му напрежение от променливия резистор  $R_{26}$ .

Да допуснем, че на входа е подаден сигнал с честота 1 kHz. Кварцовият генератор работи с честота 500 kHz. На изхода на електромеханичния филтър ще получим сигнал с честота 501 kHz. Да предположим, че настройваният генератор е с честота 499 kHz. Тогава на изхода на филтра  $C_{20}R_{25}C_{21}$  честотата на сигнала ще бъде  $501 - 499 = 2$  kHz, т. е. два пъти по-голяма, отколкото на входа. Ако генераторът е настроен на честота 500,5 kHz, на изхода ще получим сигнал с честота, два пъти по-малка, отколкото на входа. Управлявайки честотата на ВЧ генератора, може в широки граници да променяме честотата на НЧ сигнал на изхода.



Фиг. 18.7



Фиг. 18.8



Фиг. 18.9

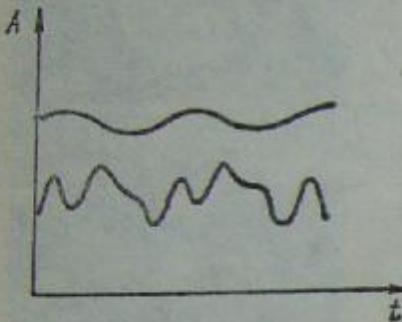
Преобразувателят съдържа също синусоидален генератор за вибратор, изпълнен с транзисторите  $T_8$  и  $T_9$ . Подавайки сигнала от вибратора на вариакапа  $D_{18}$  към настройваемия генератор, получаваме честотна модулация на изходния НЧ сигнал.

Захранването трябва да бъде добре стабилизирано, а напрежението — филтрирано.

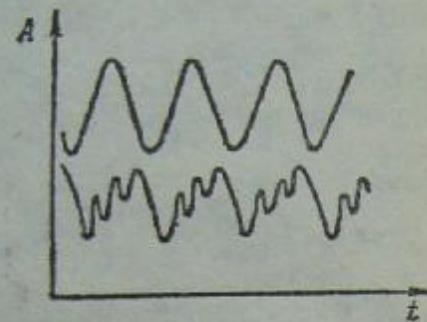
За качествената работа на преобразувателя е необходимо да се настроят отделните блокове. Това става с НЧ и ВЧ генератори, осцилоскопи, ВЧ волтметър. Отначало се настройва кръгът  $L_5C_3$  на максимум на сигнала. Кръгът  $L_9C_{11}C_{12}$  се настройва на максимум на ВЧ сигнала, получен на базата и колектора на транзистора  $T_7$  при подаване на НЧ сигнал на входа. С подбор на кондензатора  $C_{15}$  се получава максимум на сигнала на изхода на електромеханичния филтър. Изходният сигнал на генератора се намалява до нула чрез потенциометъра  $R_{16}$  и се настройва бобината  $L_6$  по максимума на сигнала на  $L_5$ . При това честотата на настройваемия генератор трябва да е такава, че да може да има практическо приложение. Чрез подбор на резисторите  $R_{14}$  и  $R_{15}$  се получава симетрично ограничаване на сигнала на изхода на генератора за вибратор (на резистора  $R_{20}$ ). Честотата на този генератор се установява чрез  $R_{11}$ .

18.5. Две модификации на устройство за следене обхватката на сигнала (Envelope Follower) са показани съответно на фиг. 18.8.

и 18.9. Интересното в конструкцията на тези устройства е комбинираната възможност за управяване на сигнала — от една страна, посредством управявания чрез напрежение филтър, чието действие е аналогично на схемите за темброво vibrato и схеми-



Фиг. 18.10



Фиг. 18.11

за получаване на уа-уа ефект. В зависимост от амплитудата на входния сигнал се променя и качественияят фактор на трептящия кръг, което води до интересно звучене. От друга страна, съществува възможност за умножаване на входния сигнал и промяна на параметрите на обвивната крива на сигнала. Възможността за получаване на състейн-ефект посредством автоматично регулиране на усилването води до увеличаване на времето, през което се развива процесът на промяна на качествения фактор. В устройствата от този тип са заложени основните принципи на конструиране и на синтезаторите — управлението на много модули посредством напрежение.

На фиг. 18.10 и 18.11 са дадени някои времени на входния сигнал.

## 19. КОМБИНИРАНИ УСТРОЙСТВА ЗА СЪЗДАВАНЕ НА ЕФЕКТИ И СМЕСИТЕЛИ ЗА ЕФЕКТИ

В тази глава са описани комбинирани устройства за ефекти, които включват в една общая конструкция няколко схеми за създаване на ефекти. Предимствата на подобни устройства са тяхната компактност и точното съгласуване на входовете и изходите на различните схеми. Елементите за управление на отделните схеми трябва да са изведени на удобно място с цел лесна смяна на ефекта.

Много често се налага отделните схеми да са екранирани помежду си, заземени или занулены — изисквания, с които трябва да се съобразяваме при окончателното разполагане на платките в общата кутия. Надписването и точното означаване на потенциометрите и бутоните ще ни улесни при работа с комбинираното устройство.

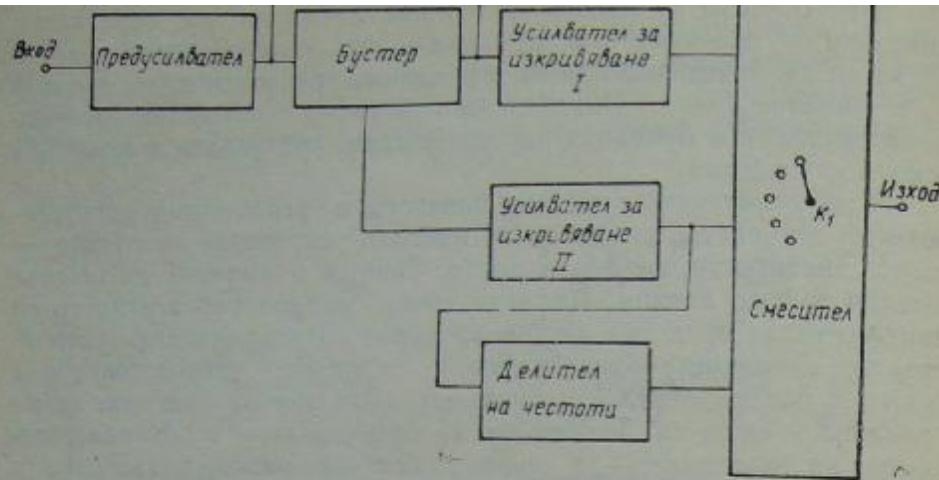
В музикантската практика понякога е необходимо съчетаването на звученето, получено от няколко устройства за ефекти — уа-уа, дисторшън, фейзер и други. Това е възможно да се осъществи по два начина. Първият начин не изиска влагането на допълнителни средства за конструиране на допълнителни устройства за смесване — достатъчно е отделните устройства да се свържат последователно и сигналът, преминаващ през тях, да не намалява нивото си. Трябва да се съобразяваме с последователността на свързване — в никакъв случай някои устройства с филтриращо действие не трябва да се поставят преди такива, които формират сигнала. Вторият начин за съчетаване на звученето е чрез използването на смесители, някои примери за каквито се дават в тази глава. При тях сигналът от инструмента трябва да се подава паралелно към всички устройства за ефекти и после да се смесва.

### 19.1. КОМБИНИРАНО УСТРОЙСТВО ЗА ЕФЕКТИ И СМЕСИТЕЛ

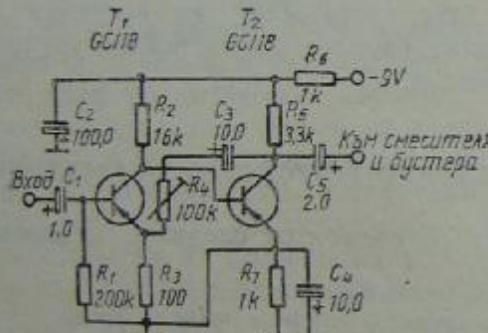
Устройството се състои от следните основни стъпала:

1. Предусилвател
2. Бустер (устройство за орган-ефект)
3. Усилвател за изкривяване (дисторшън) — I
4. Усилвател за изкривяване (удвоител на честота) — II
5. Делител на честота
6. Смесител

На фиг. 19.1 е показвана блоковата схема на цялото устройство. Идващият от китарата сигнал постъпва в предусилвателя. От изхода на предусилвателя сигналът се подава едновременно през превключвателя  $K_1$  в смесителя ( положение „предусилвател“) и във входа на бустера. Изходящият сигнал на последния постъпва в смесителя и в усилвателя за изкривяване II. Входният сигнал за усилвателя за изкривяване I се взема от усилвателя за регулиращото напрежение на бустерното стъпало. От изхода на усилвателя за изкривяване I сигналът се подава пак към смесителя и към входа на делителя на честота. От смесителя петте сигнала (които могат да се включат и поотделно) преминават през различни филtri към изхода на устройството.



Фиг. 19.1



Фиг. 19.2

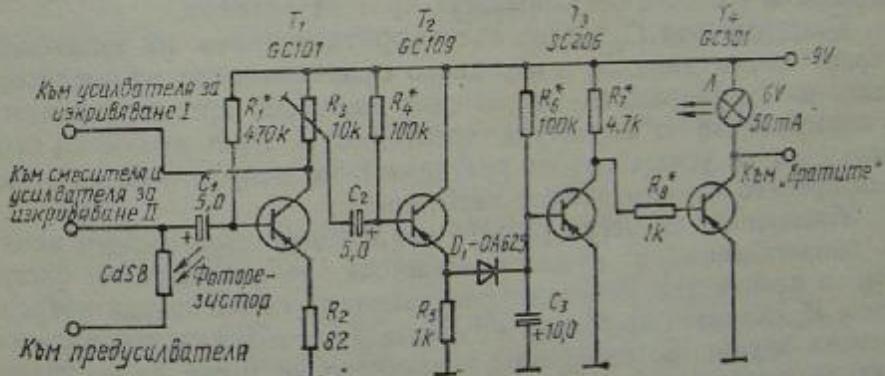
### 19.1.1. Предусилвател (фиг. 19.2)

Както знаем, адапторите на китарите дават изходно напрежение от около 5–20 мВ, но те притежават сравнително голямо вътрешно съпротивление, така че при включване на един обикновен транзисторен усилвател напрежението спада до няколко миливолта. Трябва да се отбележи обаче, че високите входни съпротивления също имат някои недостатъци (голяма чувствителност към брум, по-голям шум), така че трябва да се търсят компромисни решения. Затова е конструиран безшумен двустъпален транзисторен предусилвател, чието входно съпротивление и усиливател се настройват в зависимост от особеностите на адапторите. Транзисторите GC118 може да се заменят с SFT353. Чрез тример-потенциометъра  $R_4$  се нагласява желаното входно съпротивление. На изхода на предусилвателя нивото е с 20 dB по-голямо, отколкото на входа (в зависимост от  $R_4$ ).

### 19.1.2. Бустер

Стъпалото „бустер“ по принцип представлява автоматичен регулатор на амплитудата. Разделя се на няколко звена:

- звено за регулиране на обхвата;
- предусилвател на регулиращото напрежение;
- усилвател на регулиращото напрежение;
- генератор на регулиращото напрежение.



Фиг. 19.3

За да може да се регулират и по-високи нива с възможност за малки изкривявания, за регулиращ елемент е употребен фотодиод от типа CdS8. Схемата на бустерното стъпало е дадена на фиг. 19.3. Фоторезисторът заедно с потенциометъра  $R_2$  (намира се в смесителя), с входните съпротивления на предусилвателя на регулиращото напрежение и на усилвателя за изкривяване II образува амплитудно зависещ делител на напрежение, който действува като регулираща зона. В момента на докосването на струните мощното усилвател се премодулира, което звучи като много твърд удар на струните. Следва бавно отзукаващ звук с тембър на орган. За разлика от другите стъпала на комбинираното устройство (с изключение на предусилвателя) бустерът може да се използува и за хармонично свирене.

Особено важно за сигурното действие на това стъпало е правилното оразмеряване на генератора за регулиращото напрежение, т. е. на двете времеконстанти — на периодите на нарастване и затихване на трептенията. Обикновено изискването за времето на нарастване е от порядъка на няколко милисекунди, докато за затихванията най-често се използват времена от 0,1 до 1 s. И двете изисквания се достигат при оптимално решение.

Относително слабият по ниво сигнал, който се получава след регулирането, се усилва от предусилителя на регулиращото напрежение до необходимата амплитуда, за да се осигури необходимото регулиращо напрежение. През положителните полупериоди на падащото на емитерния резистор на  $T_2$  сигнално напрежение се отпуска диодът  $D_1$  и разрежда кондензатора  $C_3$ . Транзисторът  $T_3$  бива повече или по-малко управляван, а  $T_4$ , който е в състояние на покой — съответно по-слабо управляван. Лампичката  $L$  намалява силата на светенето си, фоторезисторът става високоомен и с това регулиращият кръг се затваря.

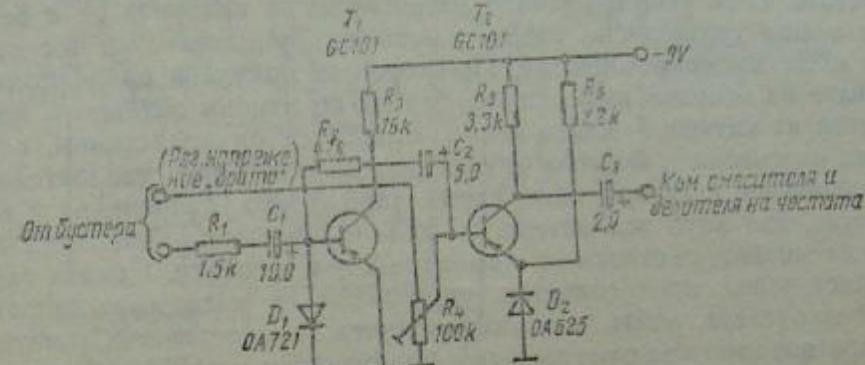
Кондензаторът  $C_5$  заедно със съпротивлението на включението в права посока диод  $D_1$  и изходното съпротивление на предусилителя на регулиращото напрежение определя времеконстантата на нарастващите по амплитуда трептения. С  $R_6$  и входното съпротивление на усилителя на регулиращото напрежение се определя времето на затихващите трептения.

Усилвателят на регулиращото напрежение има високо входно съпротивление и нужната мощност за регулиране светенето на лампичката. Регулиращото усилване се нагласява посредством  $R_8$ . Колкото по-голямо е усилването, толкова по-дълго се задържа звукът. За съжаление усилването не може да се увеличава произволно, понеже ще се наруши съотношението между времетраенето на нарастването и затихването на трептенията, така че трябва да се вземе компромисно решение. От колектора на първия транзистор се взема сигналното напрежение за усилвателя за изкривяване  $I$ .

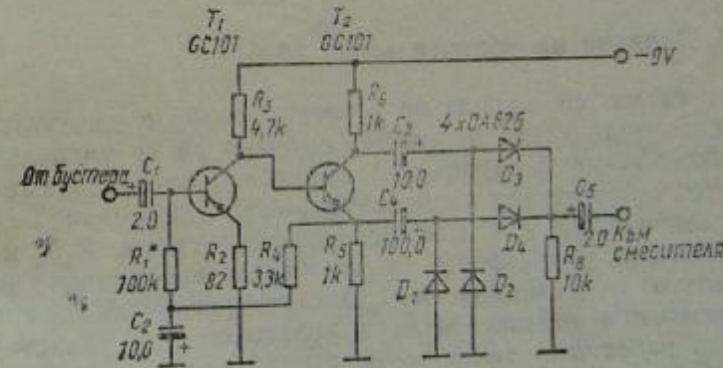
### 19.1.3. Усилвател за изкривяване $I$ (дисторшън)

Както се вижда от фиг. 19.4, за усилвателя за изкривяване  $I$  е избрана комбинирана схема от премодулиран усилвател и диоден ограничител. Докато диодът  $D_1$  и преходът база — емитер образуват диодния ограничител, високата стойност на  $R_3$  осигурява бързо премодулиране на същия транзистор. Тъй като поради голямото общо усилване въпреки всички мерки за екраниране без входен сигнал (при включена китара) би се чувало неприят-

но смущение — бърмче, към усилвателя за изкривяване е включена амплитудно зависима „врата“. Без входен сигнал транзисторът  $T_2$  се запушва, понеже чрез включението в права посока диод  $D_2$  емитерният потенциал е по-висок от потенциала на базата.



Фиг. 19.4



Фиг. 19.5

Едва когато постъпи сигнал, произведеното от стъпалото „бустер“ амплитуднозависимо право напрежение (регулируемо с  $R_4$ ) отваря „вратата“, така че полезните сигнали да могат да достигнат до изхода.

За  $T_1$  и  $T_2$  се препоръчват безшумни типове транзистори GC101, GC117, SFT351, SFT353.

### 19.1.4. Усилвател за изкривяване $II$ (удвоител на честота)

При усилвателя за изкривяване  $II$  се получават само нечетни хармонични. Фиг. 19.5 изобразява схемата на усилвател за изкривяване  $II$ .

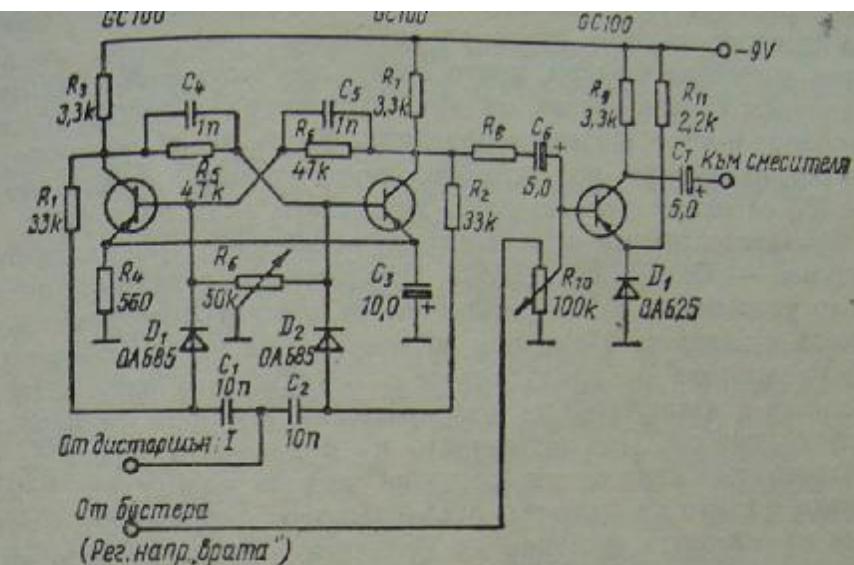
се проявява интересната втора хармонична. Ако тази схема се задействува с бедно на висши хармонични синусоидално напрежение, става възможно почти пълно подтискане на основната честота. Сега вече изходното напрежение на китарата не е бедно на висши хармонични, така че истинско удвояване на честотата не може да се осъществи. По-скоро се получава силно подчертаване на втората хармонична, без да се изменя октавното положение на китарата. Както лесно можем да си представим, получава се съвсем различно звучене, отколкото при усилвателя за изкривяване I. И при тази схема хармонично свирене не е възможно, тъй като вследствие на иелинейността на диодната схема възникват съставки с комбинационни честоти. Самата схема представлява предусилвател, управляван от изходното напрежение на бустера, който захранва фазониверсното стъпало. Схемата за изпражнение пропуска само през двата дефазирани на  $180^\circ$  положителни полупериода. На  $R_8$  възниква едно приближващо се до синусоида напрежение с двойна честота заедно с част от правото напрежение.

### 19.1.5. Делител на честота (фиг. 19.6)

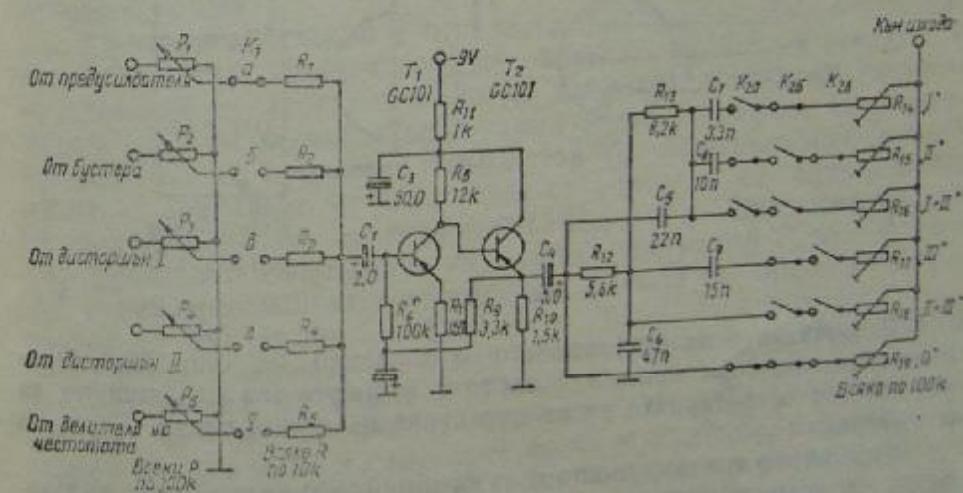
В тази схема се използва мултивибратор с две устойчиви състояния. За правилната му работа е нужно да се управлява със стръмни иглообразни (островърхи) импулси. Употребяват се сравнително стръмните страни на правоъгълното напрежение от усилвателя за изкривяване I. С диференциращите групи  $R_1C_1$  и  $R_2C_2$  от правоъгълното напрежение се получават игловидните импулси. Действието и функциите на „амплитудозависимата врата“ е същото както при усилвателя за изкривяване I. С резистора  $R_6$  се определя работната точка на мултивибратора, а с  $R_{10}$  — работната точка на „вратата“. За стабилната работа на мултивибратора трябва да се употребят транзистори с прилизително еднакво усиливане по ток. Използванието в случая GC100 може да се заменият със SFT323, а диодите OA685 — със SFD108.

### 19.1.6. Смесител с филтри

Петте сигнала на основните стъпала на устройството може по-нататък да се преработят отделно или смесено (фиг. 19.7). Избирателният ключ вместо клавишен може да бъде галетен превключвател. Тогава потенциометрите  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ ,  $P_4$  и  $P_5$  се заме-



Фиг. 19.6



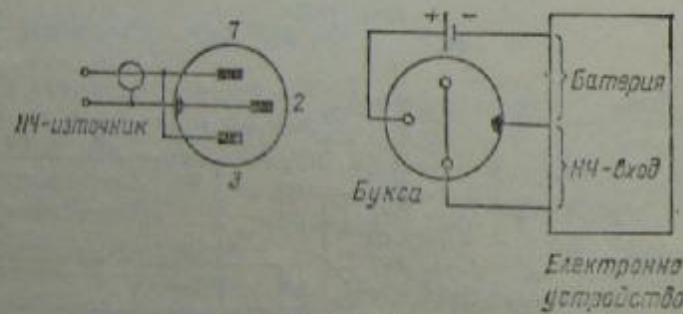
Фиг. 19.7

нят с тример-потенциометри, при които бързото смесване на ефектите вече е невъзможно.

Двустъпалият усилвател се използва, за да се изразят затихванията, получавани от смесителя и филтрите. Второто усил-

зателно стъпало е по схема с общ колектор, която има подходящо за филърната схема ниско изходно съпротивление. Филърната схема се състои от поредица  $RC$ -нискочестотни, високочестотни и лентови филтри, които поотделно притежават характерно звучене. С комбинация от три независими клавиша  $K_2$  лесно се избират шестте филърни функции. За да не се получават изменения на нивото при преключване, тример-потенциометрите  $R_{14} \div R_{18}$  се наглисяват (на слух) на еднаква сила на звучене.

Транзисторите на усилвателя на всяка цена трябва да бъдат безшумни — GC101 или SFT351. По-практично е захранването на цялото устройство да се осъществява чрез трансформатор, отколкото с батерия. Обаче при вграждане на устройството в тялото на китарата за предпочтение е батерийното захранване. За включване и изключване на напрежението може да се използува куплунг „тройка“. При поставянето му в диодната букса на устройството чрез едно мостче се прави връзка между две точки в буксата, с което се включва захранващото напрежение. Това не пречи на основната функция на куплунга — провеждането на нискочестотни сигнали.



Фиг. 19.8

Включването на захранването е показано на фиг. 19.8. Преимуществата на този начин се състоят в сигурното изключване на устройството, батерията не се изтоварва излишно, пести се място и материал.

Основното предимство на това комбинирано устройство, включващо основните ефекти — дисторшън, удвояване, делене на честота и бустер-ефект е в неговата компактност и лесна и удобна манипулация. Смесването и дозирането на отделните ефекти пък дава възможност за творческа изява на изпълнителите-китаристи и разнообразяване аранжментите на музикалните песни.

## 19.2. КОМБИНИРАНО УСТРОЙСТВО ЗА ЕФЕКТИ

Това комбинирано устройство е съставено от следните стъпала:

1. Усилвател със схема за фазов ефект; коригиращ филър

2. Устройство за уа-уа ефект
3. Балансен модулатор и електронен регулатор на ниво
4. Шумопонижаващо устройство
5. Генератори за амплитудно и темброво вибратор
6. Устройство за промяна на тембъра
7. Захранващ блок

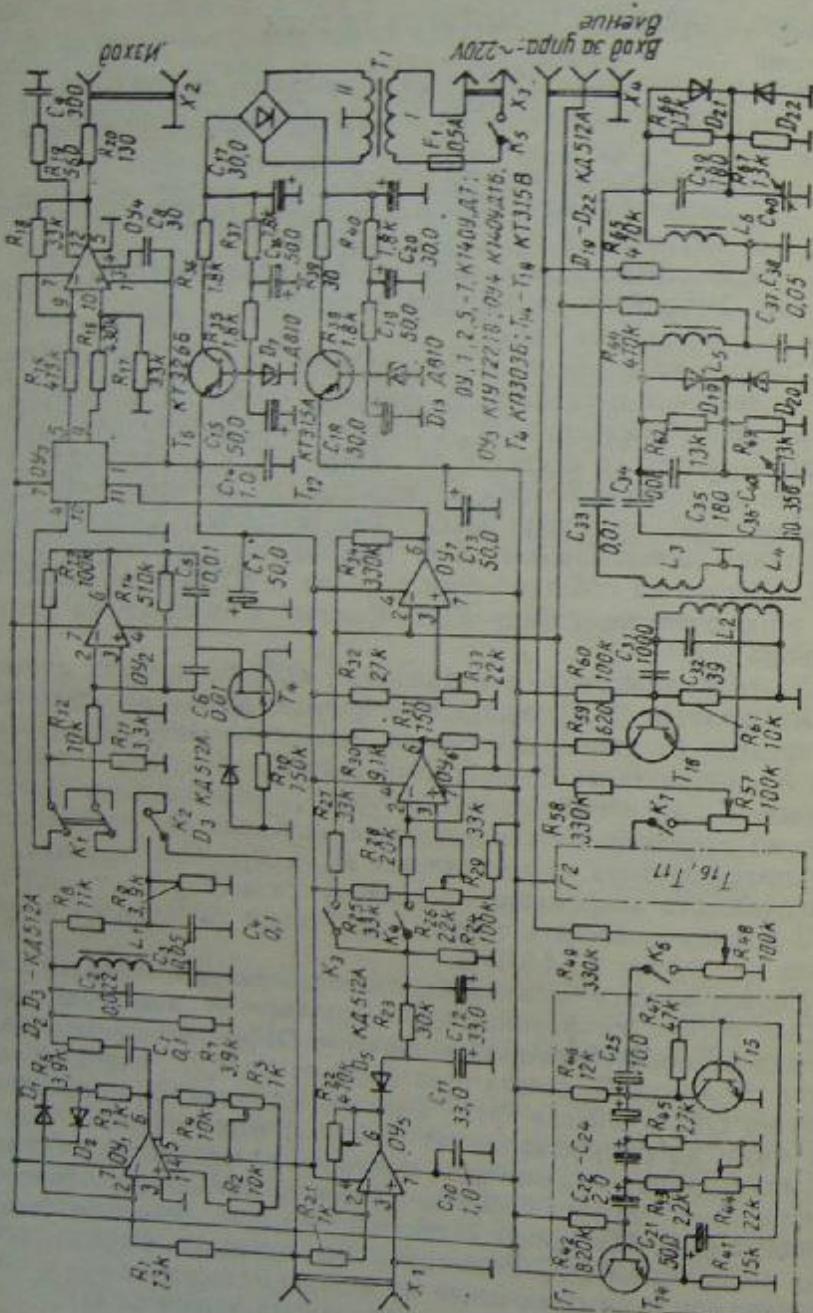
Схемата на комбинираното устройство е дадена на фиг. 19.9.

Усилвателят и схемата за фазовия ефект са изпълнени с операционния усилвател  $OY_1$ , с логаритмична амплитудна характеристика, която се формира от диодите  $D_1$  и  $D_2$ , включени във веригата за обратна връзка. С резистора  $R_5$  се установява нулево напрежение на изхода на  $OY_1$  при настройка. Ограничението на входния сигнал започва да се появява при амплитуда около 1 mV. Нивото на собствен шум е около  $-60$  dB. Към изхода на  $OY_1$  е включен коригиращ  $RLC$ -фильтър с честота на срезване около 4 kHz.

Уа-уа устройството е изпълнено с  $OY_2$  по схемата с активен  $RC$ -фильтър. Дълбочината на обратната връзка на усилвателя се определя от съотношението на съпротивлението на резисторите  $R_{12}$ ,  $R_{14}$  и характеристиките на Т-моста, образуван от кондензаторите  $C_5$ ,  $C_6$  и полевия транзистор  $T_4$ . Максималният коефициент на предаване на усилвателя се определя от отношението на съпротивленията на резисторите  $R_{12}$  и  $R_{14}$ . При промяна на управляващото напрежение на полевия транзистор  $T_4$  от  $-0,5$  до  $+7$  V квазирезонансната честота на Т-моста се променя в границите от 200 Hz до 4,5 kHz.

Управляващото напрежение, пропорционално на обвивката на входния сигнал, се формира чрез изправление на изходното напрежение от предусилвателя, изпълнен с  $OY_3$ . След това изправеният от диода  $D_3$  сигнал през филътра  $C_{11}R_{23}C_{12}$  постъпва на входа на  $OY_6$  и минава през Т-моста. На входа на предусилвателя може да се подава сигнал от 5 до 100 mV.

Амплитудният модулатор и електронният регулатор на ниво са изпълнени с диференциален усилвател  $OY_3$  и операционния усилвател  $OY_4$ . Изходният сигнал от  $OY_3$  през резисторите  $R_{15}$  и  $R_{16}$  постъпва на  $OY_4$ . Резисторът  $R_{20}$  предпазва  $OY_4$  от претоварване при късо съединение на изхода. Резисторът  $R_{19}$  и кондензаторите  $C_8$ ,  $C_9$  образуват коригиращата верига на  $OY_4$ .



Фиг. 19.9

На извод 11 на интегралната схема  $OY_3$  се подава управляващо напрежение, което изменя коефициента на усилване. Това обстоятелство позволява използването на  $OY_3$  в качеството на усилвател за амплитудна модулация на изходния сигнал и за регулиране на нивото. При максимално ниво дълбочината на модулацията може да се променя до 90%. Регулирането на нивото е около 36 dB.

Генераторът за темброво вибратор е изпълнен с транзисторите  $T_{14}$ ,  $T_{15}$ , кондензаторите  $C_{22}$ ,  $C_{23}$ ,  $C_{24}$  и резисторите  $R_{43}$ ,  $R_{44}$ ,  $R_{45}$ . За подобряване формата на изходния сигнал на генератора е въведена отрицателна обратна връзка чрез кондензатора  $C_{21}$ . Честотата на трептенията на генератора  $\Gamma_1$  може да се регулира посредством резистора  $R_{44}$  в границите от 3 до 15 Hz. Дълбочината на тембровото вибратор (до 90%) се регулира с резистора  $R_{48}$ .

Генераторът за амплитудно вибратор е съставен от транзисторите  $T_{16}$  и  $T_{17}$ . Неговата схема е аналогична на схемата на генератора  $\Gamma_1$ . Дълбочината на амплитудната модулация (до 90%) се регулира посредством резистора  $R_{57}$ .

Управлението на амплитудния модулатор и електронния регулатор на нивото се осъществява чрез  $OY_7$ . Сигналите от схемата за формиране обвивката на входния сигнал от генератора за амплитудно вибратор се подават на извод 2 на  $OY_7$ . Съществува възможност за подаване и на други управляващи сигнали от външен източник.

Управлението на уа-уа ефекта се осъществява посредством  $OY_6$ . На входа на  $OY_6$  (извод 2) става сумиране на сигналите за управление: от генератора за темброво вибратор, от схемата за формиране на обвивката на входния сигнал и от изхода на диодно-капацитивния мост, свързан с механизма за крачно управление — педала.

За да се обедини управлението на различните ефекти с един педал, в описаната конструкция се използува движение на платформата на педала с две степени на свобода, т. е. движение нагоре-надолу във вертикална плоскост и движение в хоризонтална плоскост. Блокът за управление посредством педала се състои от високочестотен генератор, изпълнен с транзистора  $T_{18}$ , и два диодно-капацитивни моста, образувани от кондензаторите  $C_{35}$ ,  $C_{36}$  и  $C_{38}$ ,  $C_{40}$  и диодите  $D_{19}$ ,  $D_{20}$  и  $D_{21}$ ,  $D_{22}$ . Противофазните сигнали от индуктивностите  $L_3$  и  $L_4$  се подават през разделителните кондензатори  $C_{33}$  и  $C_{34}$  на диодно-капацитивните мостове. При случай на еднакъв капацитет на кондензаторите на моста на изхода на филтъра  $L_6 C_{37}$  ( $L_6 C_{38}$ ) липсва управляващо напрежение. При разбалансиране на моста се появява постоянно управля-

ващо напрежение. Променливите кондензатори  $C_{30}$  и  $C_{40}$  се свързват механично с оста на педала.

Захранването се осъществява от стабилизатор, изпълнен с транзисторите  $T_8$  и  $T_{12}$ , и е  $2 \times 10$  V. За изглеждане на изправеното напрежение са използвани двузвеници  $RC$ -фильтри. Резисторите  $R_{26}$  и  $R_{29}$  предпазват транзисторите от претоварване и разрядни токове от кондензаторите при включване на мрежовото напрежение.

Конструктивно всички детайли на комбинираното устройство са монтирани на четири платки: на едната — захранващият блок, а на останалите три — другите стъпала на устройството. Мрежовият трансформатор е изработен с Ш-образен магнитопровод Ш 12×17. Първичната намотка е с 5660 навивки, а вторичната — с 950.

Индуктивността на бобината  $L_1$  е 0,25 H, навивките са 150 с проводник с  $\varnothing$  0,12. Бобината  $L_2$ ,  $L_3$  и  $L_4$  съдържат съответно 30, 20 и 20 навивки с проводник 0,15. Дроселите  $L_5$  и  $L_6$  могат да бъдат с индуктивност 50—100  $\mu$ H.

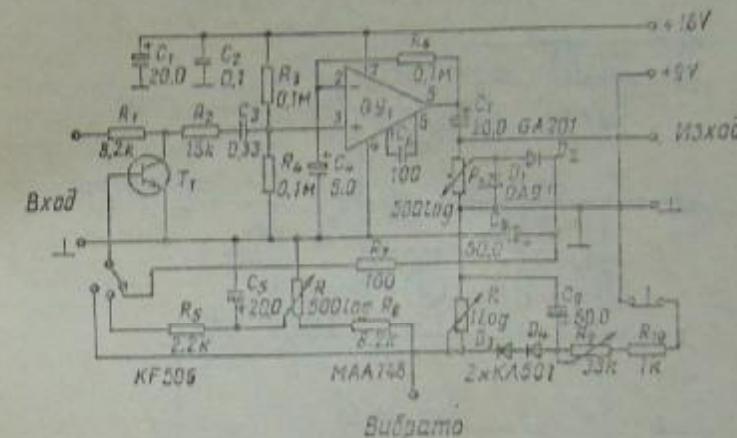
Вместо КП303Б може да се използват и други полеви транзистори от серията КП303, КП302, а вместо диодите КД512А — такива от серията КД512, Д311, Д18 и др. Стабилитроните Д810 могат да бъдат заменени с Д814Г.

За настройването на комбинираното устройство са необходими тонгенератор, осцилоскоп и миливолтметър. Отначало проверяваме дали работи ВЧ генератор. След това включваме миливолтметъра в точката на съединяване на  $L_8$  и  $C_{32}$  и въртейки оста на  $C_{46}$ , нагласяваме оста спрямо платформата на педала при минимално показване на миливолтметъра. По същия начин нагласяваме и  $C_{48}$ .

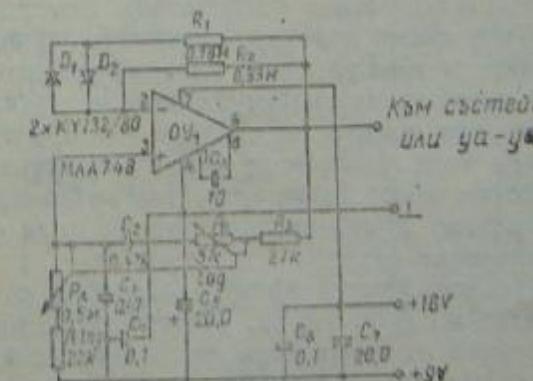
Установяваме нулево напрежение на изхода на операционните усилватели  $OY_1$ ,  $OY_2$  и  $OY_3$  посредством съответните резистори. Подавайки сигнал от тонгенератора на входа на устройството, проверяваме за изменението на сигнала на изхода. Изходният сигнал може да се контролира и слухово. При паразитни смущения в някой от блоковете трябва да се провери за качественото изпълнение на монтажа и да се подберат коригиращите елементи на операционните усилватели. Ако генераторът за vibrato не се възбуджа, трябва да се вземе кондензаторът  $C_{51}$  с по-малък капацитет.

### 19.3. КОМБИНИРАНО УСТРОЙСТВО ЗА ЕФЕКТИ С ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

На фиг. 19.10 е дадена схема на динамичен компресор с операционен усилвател. Характеризира се с добри качества при едногласно и многогласно свирене на китара — константна амплитуда



Фиг. 19.10

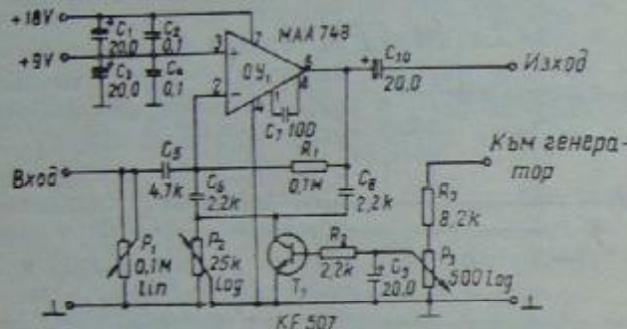


Фиг. 19.11

и максимално изкривяване 8% за 1 kHz (при възбуддане). В положение I на превключвателя схемата работи като компресор без допълнителни ефекти. В положение II компресорът може да се свърже към генератор за амплитудна модулация (фиг. 19.11). Честотата на модулация може да се променя в границите от 0,7

до 13 Hz със сдвоения потенциометър  $P_{A,B}$ , а дълбочината на модулацията се променя с потенциометъра  $P_1$  от фиг. 19.10.

В положение III устройството създава ефект, наподобяващ свирене на цигулка, т. е. с намалена атака на възникване на звука. Това става чрез включване на бутонния крачен превключвател



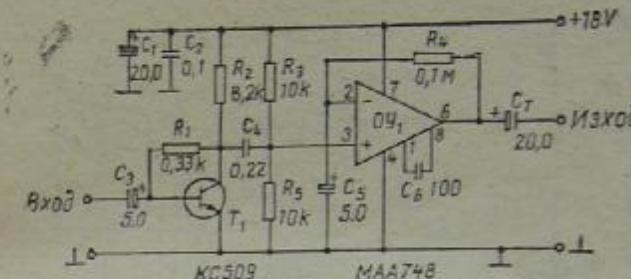
Фиг. 19,12

$K_2$ , който трябва да се включи в момента на натискане на струните на китарата. Програмирането на този звук в зависимост от желанието на изпълнителя става посредством потенциометъра  $P_2$  и резистора  $R_8$ . Тази схема действува автоматично винаги при натискане на струните и това улеснява китаристите, които постигат подобен ефект с промяна на силата на звучене на китарата. Някои музиканти постигат ефекта по следния начин: с перцето дръпват струната и след това увеличават нивото на звука. Чрез горе-писаното устройство може да се получи стъпаловидна атака на звука — обстоятелство, което води до нови изразни средства при свирене на електрическа китара.

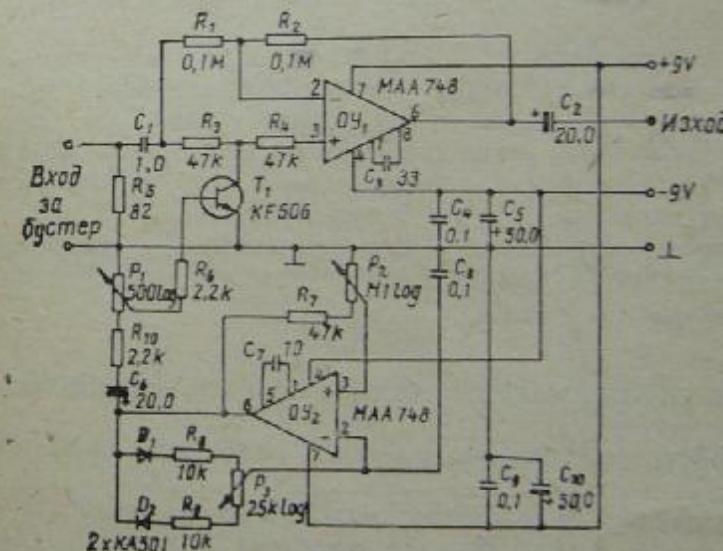
Схема на класически уа-уа ефект, изградена с операционен усилвател, е дадена на фиг. 19.12. Интересното в случая е управлението на схемата от генератора за амплитудна модулация, при което се получава познатият ефект — темброво vibrato. Долната граница на резонансната честота се определя от  $P_a$ , а дълъгата граница на модулациите.

След бустера, изпълнен също с операционен усилвател (фиг. 19.13), се свързва модулатор (фиг. 19.14). Посредством потенциометъра  $P_1$  се регулира дълбочината на модулацията, а чрез  $P_2$  командуван с педал, се определя носещата честота в границите от 10 Hz до 18 kHz. Посредством потенциометъра  $P_3$  се променя коефициентът на запълване на правоъгълните импулси на носеща

та честота. Недостатък на схемата е, че няма заземен минус на захранващия източник. Получените ефекти с този модулатор по звучене се доближават до ефектите, получавани с ринг-модулатор.



Фиг. 19.1

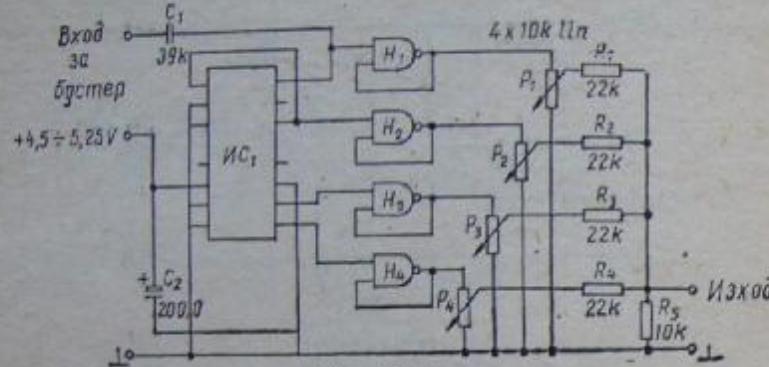


Фиг. 19.1.

Делителят на честота (фиг. 19.15) може да се свърже след бустера. Смесването на звука се получава посредством потенциометрите  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  и  $P_4$ . Коефициентът на деление може да се променя с използване на нулевия вход на брояча. С голям успех този ефект намира приложение при пеене или говор. За целта е необходимо да се свърже микрофон към входа на бустера.

и се смеси основният сигнал със сигналът, получен след делителя на честота.

Описаните схеми са отделните части на комбинираното устройство за ефекти, изградено с операционни усилватели. В зави-



Фиг. 19.15

симост от желанието на музиканта те могат да се използват поотделно или комбинирано. Приложението не е ограничено в рамките на струнните инструменти. Използването на електронни органи, тромpetи, устни хармоники или други инструменти в качеството на основни източници на звук дава нови възможности за получаване на интересни звукови нюанси.

Конструкторът-радиолюбител сам трябва да прецени как да изпълни дизайна на комбинираното устройство с оглед на удобствата при работа с него.

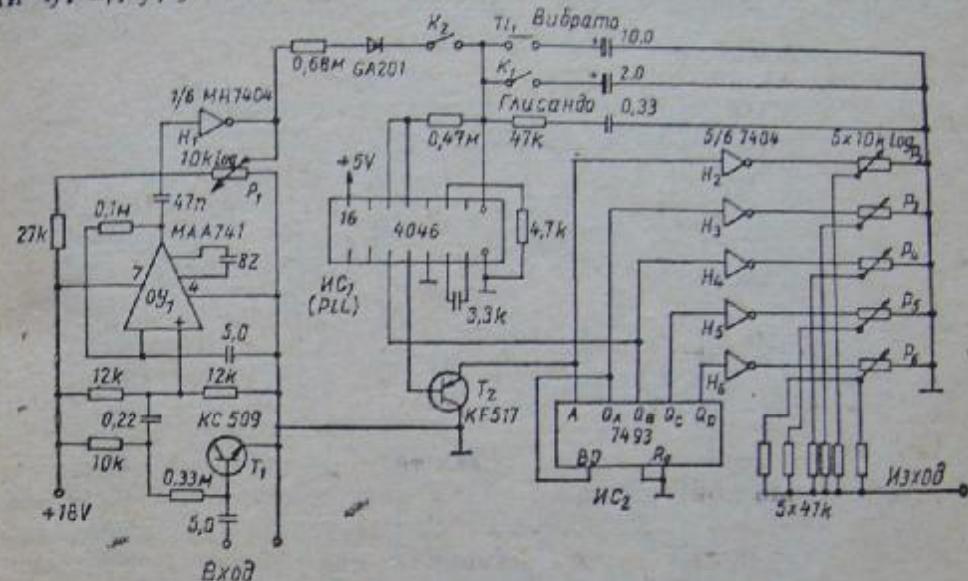
#### 19.4. КОМБИНИРАНО УСТРОЙСТВО ЗА ЕЛЕКТРОННИ ЕФЕКТИ

Устройството, показано на фиг. 19.16, изпълнява следните функции:

1. Експандер на акустическия спектър на китарата — обогатяване с правоъгълни сигнали с честота  $f/4$ ,  $f/2$ ,  $f$ ,  $2f$ ,  $4f$ .
2. Електронно глисандо — постепенна промяна на честотата на звука, наподобяваща звука от „хавайска китара“.
3. Честотна модулация — получаване на vibrato-ефект.
4. Хармонизатор — честотна транслация на изпълнението на китарата в друга тоналност.
5. Отзвучаване на базата на хармоничния синтез.

Сигналът от китарата след обработка в буферното стъпало ( $T_1$ ,  $OY_1$ ) и след буфера  $H_1$  постъпва на входа на компаратора на фазоизместваща схема. Към втория вход на компаратора се

подава сигналът от управление генератор (VCO), разделена от брояча на четири. Посредством потенциометрите  $P_2$ ,  $P_3$ ,  $P_4$ ,  $P_5$  и  $P_6$  е възможно смесването на сигналите с честоти  $4f$ ,  $2f$ ,  $f$ ,  $f/2$ ,  $f/4$ .



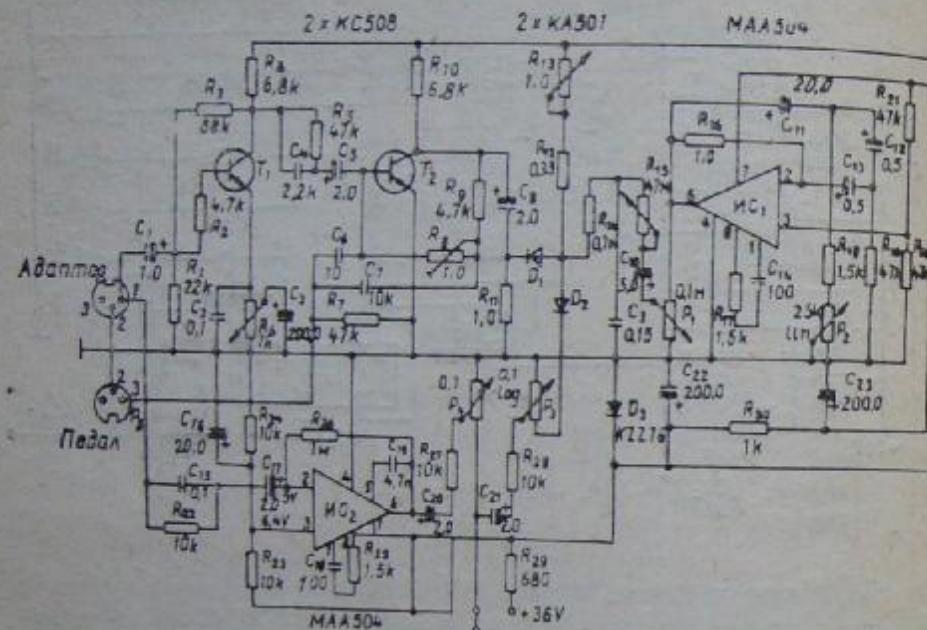
Фиг. 19.16

При включване на ключа  $K_1$  се увеличава времеконстантата на филтъра във веригата PLL и генераторът VCO може да се настрои на честотата на сигнала от китарата, с което се получава ефектът „глисандо“. След смесването на сигнала от VCO с входния сигнал от китарата благодарение на получния хармоничен синтез се усеща ефект на отзучаване. При включване на  $K_3$  се изменя времеконстантата на филтъра и веригата PLL започва да произвежда инфраструктурни трептения. Полученият ефект наподобява „вибратор“. При включване на  $K_1$  и  $K_2$  към управляемото напрежение за VCO се прибавя и напрежението от  $P_1$ , при което в границите на една октава може да се транспонира тонът на китарата.

#### 19.5. УСИЛВАТЕЛ И КОМБИНИРАНО УСТРОЙСТВО ЗА ЕФЕКТИ

Качествата на усилвателя, даден на фиг. 19.17, отговарят на всички изисквания, предявявани към усилването на звука, а схемата съчетава в себе си и вериги за няколко известни ефекти.

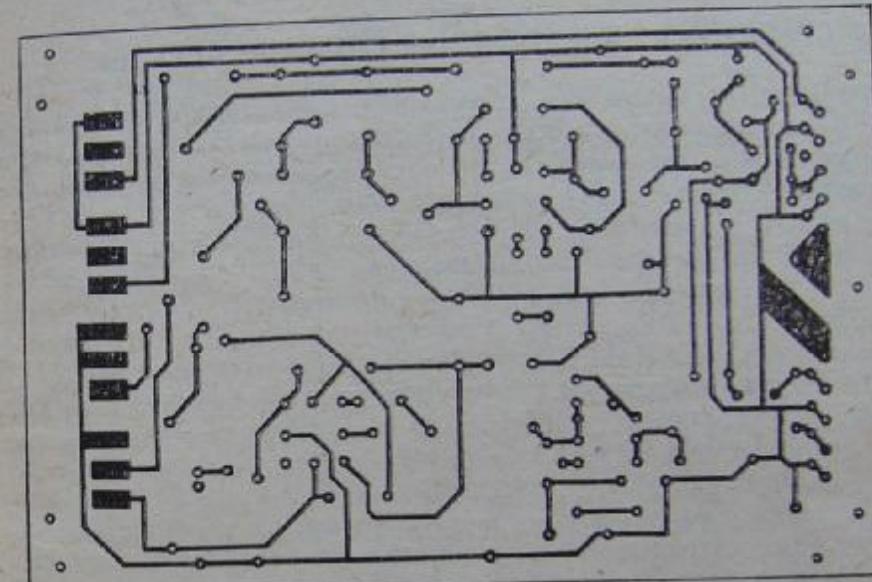
През кондензатора  $C_1$  и резистора  $R_2$  сигналът постъпва в транзистора  $T_1$ . Усиликането на стъпалото се регулира с потенциометъра  $R_6$ . Последното е изчислено за работа в широк честотен обхват. Стъпалото с транзистора  $T_2$  работи като активен лентов филтър в обхвата 180 Hz — 3 kHz. Регулирането се осъществява



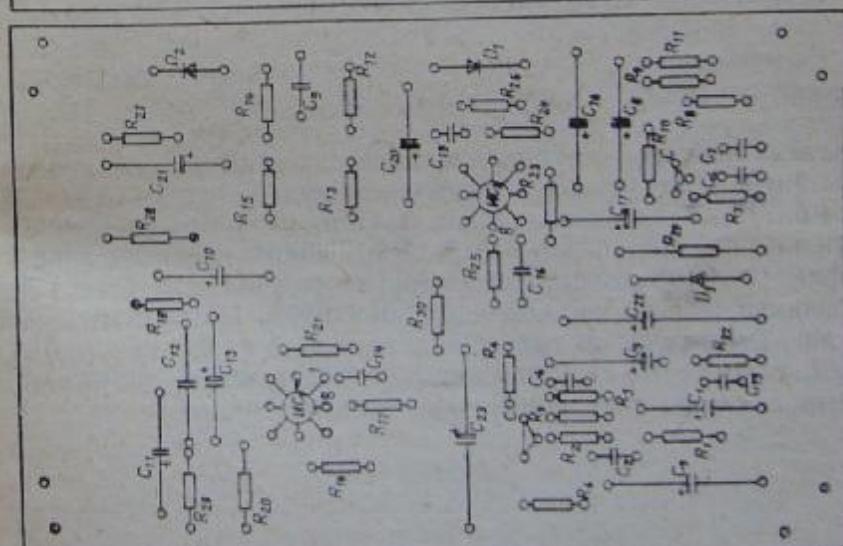
Фиг. 19.17

с потенциометъра  $P_5$ , поместен в педала. Огрицателната обратна връзка става посредством кондензаторите  $C_8$  и  $C_7$ , а резисторите  $R_7$ ,  $R_8$  и  $R_9$  образуват Т-мост. За регулиране на критичната честота служи потенциометърът  $P_6$ , свързан паралелно към  $R_7$ . Резисторите  $R_9$  и  $R_{10}$  се използват за настройване на работната точка на  $T_2$ . Ако трябва стъпалото да изпълнява ограничаващи функции и да работи като схема за дисторшън, колекторният ток на  $T_2$  трябва да бъде 2,6 mA. Ограничаващото действие се проявява за честоти над 1 kHz при напрежение на входния сигнал 30 mV, което води до обогатяване на сигнала с хармонични съставки. Линейна характеристика на сигнала се получава при  $U_u = 2$  V и  $I_c = 2,6$  mA. Това се постига с потенциометъра  $P_3$ , който в определена степен може да служи за получаване на ефект (ако се помести в педал).

През кондензатора  $C_8$  сигналът се полава на диоден модулатор, съставен от диодите  $D_1$  и  $D_2$  (KA501, 502, K130/80 и други за ниско напрежение). Необходимото положително предизнадражение в зависимост от използваните диоди се избира от 0,5 до 1 V. То се регулира посредством резисторите  $R_{12}$  и  $R_{13}$ .



Фиг. 19.18



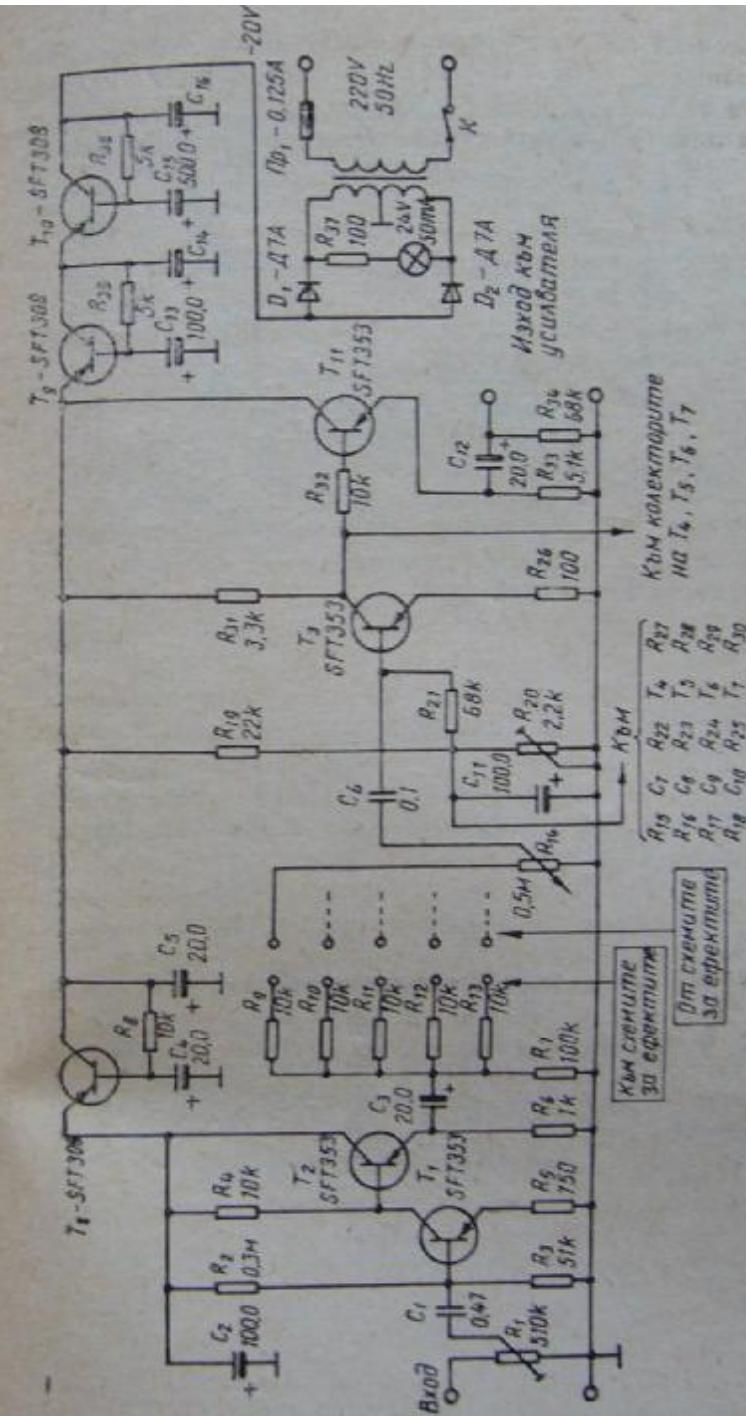
Активният елемент на генератора за инфрачервена честота (снимка 19.18) е операционен усилвател. Дълбината на модулацията се изменя чрез потенциометър  $P_1$ . Печатната платка и монтажната схема на устройството са дадени на фиг. 19.18.

### 19.6. СМЕСИТЕЛ ЗА ЕЛЕКТРОННИ МУЗИКАЛНИ ЕФЕКТИ

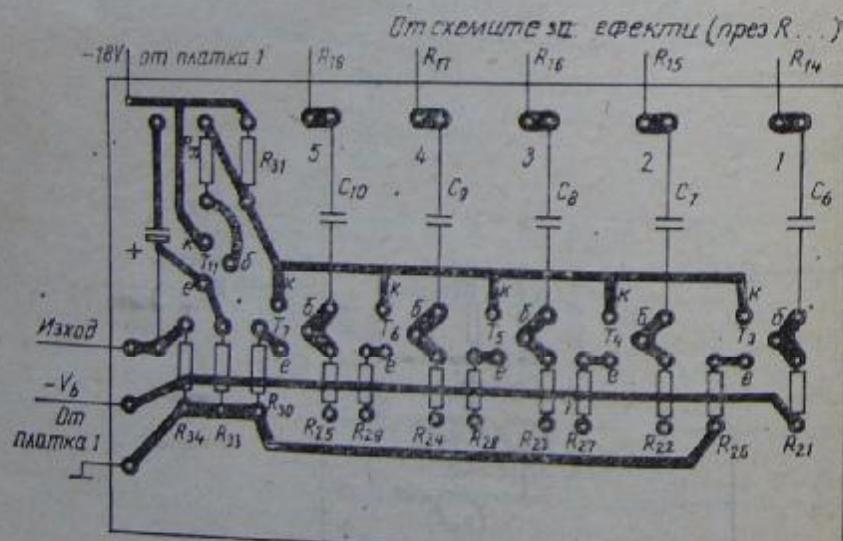
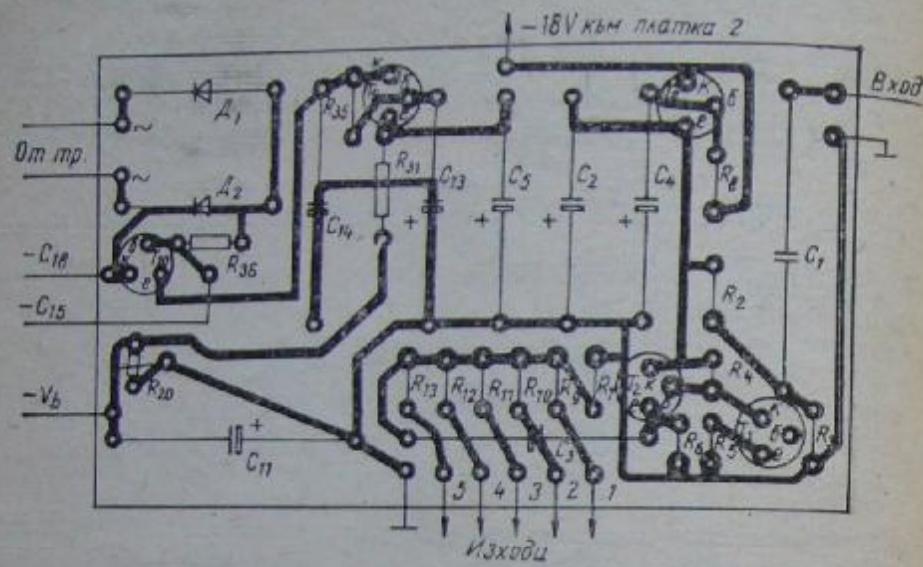
Ефектите, за които е предназначен описаният смесител, могат да бъдат от различен тип, но най-добри показатели се получават при схеми с входно съпротивление, по-голямо от  $50 \text{ k}\Omega$ , входна чувствителност  $10 \div 100 \text{ mV}$ , изходно напрежение  $100 \text{ mV} \div 10 \text{ V}$  и когато всеки изход се регулира с отделен потенциометър.

Схемата на смесителя е показана на фиг. 19.19. За повишаване нивото на сигнала от електронните музикални инструменти до необходимото ниво за задействуване на схемите за ефекти е поставено предусилвателно стъпало, изпълнено с транзисторите  $T_1$  и  $T_2$ . От неговия изход сигналът се подава на краче 3 на всеки куплунг, предназначен за свързване със схемата за определен ефект. На краче 1 на същите куплунги е свързан изходът на педала за съответния ефект. Така свързването на схемите за ефектите със смесителя става само с по един кабел вместо с два, което е не само икономично, но и намалява вероятността от грешки при свързването. След обработката сигналите постъпват в отделни усилватели ( $T_3 \div T_7$ ) и се сумират в колекторните им вериги. Всеки сигнал се регулира по ниво, за да се оптимизира отношението сигнал/шум и се изравнят различните нива.

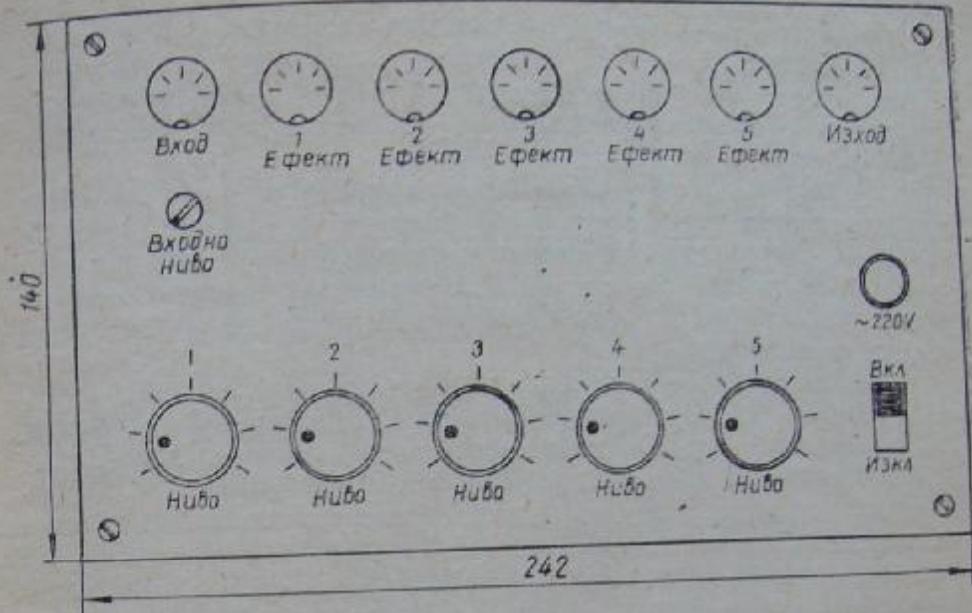
За монтажа са употребени две платки, на които са поместени почти всички елементи (фиг. 19.20.). Лицевата плоча е показана на фиг. 19.21. Основната регулировка се състои в поставянето в правилен режим на активните смесители. Потенциометърът  $R_{20}$  се нагласява така, че напрежението в т. А да бъде  $\approx -10 \text{ V}$ . С потенциометъра  $R_1$  се нагласява входната чувствителност съобразно използвания електронен музикален инструмент.



Фиг. 19.19.



Фиг. 19.20



Фиг. 19.21

## 20. В ЗАКЛЮЧЕНИЕ...

... читателят вече е запознат с около 130 устройства за ефекти. Сега трябва да се пристъпи към реализирането на някои от тях. Но кои устройства ще удовлетворят неговите представи за звученето на даден ефект? Всеки от нас има различни предпочитания за звучението на своята китара или клавищен инструмент. Разбира се, в избора на схемно решение голяма роля ще изиграват обективните и субективните предпоставки за конкретния случай. Например веднага ще се замислим кон от посочените в схемата градивни елементи притежаваме или можем да набдим от магазините. Ако намирането им е невъзможно, ще насочим вниманието си към справочниците за евентуална подмяна на тези градивни елементи, като естествено внимаваме за възможните промени в действието на схемата! А това, което не може да се набави от никъде, конструкторът трябва да си направи сам. В схемите се срещат доста елементи, при направата на които любителят-конструктор може да даде воля на своите технически способности. И да се изяви като добър дизайнер — ето още ед-

на връзка с изкуството! Дизайнът на устройството също не е за пренебрегване — всички регулиращи елементи трябва да бъдат на мястото си — така подредени, че да има възможност и в най-трудния момент от музикалното изпълнение музикантът да съумее да включи, превключи или изключи вериги, променящи някой параметър на звука.

Познавам доста радиолюбители-музиканти, които са имали немалко неприятни моменти при концертно изпълнение, когато е трябало, свирейки, да променят действието на ефекта, и когато се е налагало друг да се рови в паяжината от проводници и части, за да търси регулиращия елемент. А той за беда се оказва отдолу на платката!

Трябва да призная, че като изпълвач на клавишни инструменти винаги съм имал афинитет към устройствата за ефекти предназначени именно за клавишните инструменти. Изучавайки ги, основно с цената на много време и търпение, стигах до заключението, че понякога и самите конструктори не познават пълните възможности на конструираното от тях устройство за ефект. Да вземем например един елементарен фейзер и един какъвто и да е електронен орган. Използвайки звук с по-малко хармонични честоти и настройка на фейзера за бърза промяна на модулиращото напрежение, като същевременно се променя и нивото на изходния сигнал, може да получим абсолютна имитация на пеещ във висок регистър женски глас. Или обратното — нисък тон от органа, динамично променян от педала за усилване, прекаран през фейзер, на който ръчно се променя дълбочината на модулацията, ще ни осигури ефекта на сърдит и понякога ревяш мъжки глас, който е поразяващ. Дори ако решите да правите „show“ на сцената, може да влезете в „разговор“ с вашия електронен партньор.

Стана дума за търпението — още един фактор, който до известна степен определя и успеха на начинанието. Всеки конструктор трябва да е въоръжен с доста търпение, защото редки са случаите, когато една схема „тръгва“ от първия или втория път. А след това, когато схемата вече функционира, трябва дълго и прецизно да търсим точно този вариант на ефекта, който за всички видове аранжименти и стилове ще бъде оптимално добре звучаш. И тук се проявява субективният фактор — за нас може да звучи, но на китариста от група X той не се харесва в даден регистър. И тогава — всичко отначало: настройка, експерименти, проби с различни китари, различни усилватели и т. н.

Важното е да знаем предварително какво звучене търсим. А който търси — намира! И така — успех!

## ЛИТЕРАТУРА

1. Абрашев, Е. Приставка за електронна китара. — Радио, телевизия, електроника, 1979, бр. 7, стр. 10.
2. Аврамов, Д. Фазов модулатор за „Лесли“ ефект. — Радио, телевизия, електроника, 1978, кн. 3, стр. 7—8.
3. Барт, П. Звукови ефекти. — Радио телевизия, електроника, 1978, кн. 8, 9, 10, 11, 12, стр. 3—5; 12—13; 14—16; 6—10.
4. Боянов, Б. Механично устройство за Лесли-ефект. Млад конструктор, 1978, бр. 9, стр. 4—5.
5. Боянов, Б. Електронно устройство за Лесли-ефект. — Млад конструктор, 1979, бр. 2, стр. 7—8.
6. Володин, А. Электромузикальные инструменты. М., Музика, 1979.
7. Георгиев, В. Музикална акустика. С., Наука и изкуство, 1975.
8. Досев, К. Електромузикални инструменти. С., Техника, 1974.
9. Занднер, В., Т. Кайлф, Х. Фойрах. Рок-музиката. С., Музика, 1980.
10. Кетнерс, В. ВЧ преобразователь сигнала. — Радио, 1981, бр. 3, стр. 39—40.
11. Клейменов, В., А. Пронин. Блок эффектов для ЭИМ. — Радио, 1981, бр. 10, стр. 47—48.
12. Клопов, В., А. Червонский. Узлы и приставки для ЭИМ. — Радио, 1980, бр. 4, стр. 56—57.
13. Колектив. Лесли-приставки. — Радио, 1979, бр. 11, стр. 42—45.
14. Кузнецов, А. Преобразователь спектра на колцевом модуляторе. — Радио, 1982, бр. 2, стр. 42—43.
15. Лазаров, С. Синтезатор на звуки музикален инструмент. — Радио телевизия, електроника, 1976, кн. 9, стр. 25, кн. 10, стр. 21.
16. Маяков, Сл. Обща звукотехника. С., Музика, 1976.
17. Маяков, Сл. Електроакустични преобразуватели. Музика, 1977.
18. Маяков, Сл. Студийна акустика. С., Музика, 1979.
19. Манов, Т. Смесител за електромузикални ефекти. — Радио телевизия, електроника, 1979, бр. 7, стр. 9—12.
20. Минчев, Д. Схема на „фаз“-ефект. — Радио, телевизия, електроника, 1977, кн. 10, стр. 18.
21. Мисников, В. Преобразователь спектра для электрогитары. — Радио, 1980, бр. 8, стр. 3—38.
22. Рачев, Д. Дисторшън с тонкоректор. — Радио, телевизия, електроника, 1975, кн. 6, стр. 176.
23. Савеков, С. Темброво вибратор за музикални инструменти. — Радио, телевизия, електроника, 1977, кн. 5, стр. 20.
24. Цаков, М. Приставка „Фейзинг“ за Лесли-ефект. — Радио, телевизия, електроника, 1979, бр. 4, стр. 9.
25. Цаков, М. Компресор за китара. — Радио, телевизия, електроника, 1980, бр. 7, стр. 28.

26. Цаков, М. Схемно изграждане на някои устройства за музикални ефекти.—Радио, телевизия, електроника, 1981, бр. 10, стр. 12—15.
27. Цоневски, Н. Приставка към соло-китара. Радио, телевизия, електроника, 1977, кн. 9, стр. 6.
28. Ясинский, М. Бустер-приставка для ЭИМ.—Радио, 1981, бр. 9, стр. 58.
29. Amaterske radio pro konstruktry, 1978, vol. 4.
30. Bartlett, B. A scientific Expanation of Phasing.—JAES, 1975, vol. 18, p. 648—675.
31. Funkamateur, 1971, vol. 11.
32. Funkamateur, 1972, vol. 5.
33. Godijn, H. Elektronik in der Popmuzik. Munchen. Franzis, Verlag, 1980.
34. Dreksler, J. Vibrato pro hudebniky.—Amaterske radio, 1980, vol. 4, p. 135.
35. Dreksler, J. Dopinky hudebnich nastroju, s. 10.—Amaterske radio, 1980, vol. 11, p. 424—425.
36. Dreksler, J. Multitrikove zarizeni k hudebnemu nastroju.—Sde lovaci technika, 1980, vol. 11, p. 44.
37. Elektur, 1975, vol. 143.
38. Hartmann, W. Flanging and phasers.—JAES, 1978, vol. 6, p. 439—443.
39. Kotlisa, Z. Optimalni fuzz.—Amaterske radio, 1976, vol. 4, p. 248.
40. Kyrs, F. Elektronické hudební nastroje.—Amaterske radio, 1977, vol. 3, p. 81—119.
41. Moorer, J. The Use of the Phase Vocoder in Computer Muzic Application.—JAES, 1978, vol. 1, 2, p. 42—45.
42. Studio Sound, 1978, vol. 4, 6, 1979, vol. 2, 3, 9.
43. Sykora, R., F. Krutilek, J. Vcelar. Elektrické hudební nastroje a jejich obvody. Praha, SNTL, 1981.
44. Vaclik, V. Eiectový zesilovac.—Amaterske radio, 1980, vol. 2, p. 57—58.

## СЪДЪРЖАНИЕ

1. Предговор . . . . .	3
2. Музикални инструменти и видове ефекти . . . . .	4
3. Тембър на звука . . . . .	8
4. Фъз-бустер за китара . . . . .	16
5. Дисторшън . . . . .	27
6. Уа-уа ефект . . . . .	39
7. Перкушън и състейн . . . . .	50
8. Умножители и делители на честота . . . . .	64
9. Модулчране на тонови сигнали . . . . .	72
10. Вибратори-генератори и амплитудни модулатори . . . . .	75
11. Темброво вибратор . . . . .	94
12. Механичен Лесли-ефект . . . . .	97
13. Фазова модулация и фазови модулатори . . . . .	101
14. Хороз ефект . . . . .	109
15. Електронен Л сли-ефект . . . . .	116
16. Фейзер . . . . .	131
17. Фейзинг и фленджинг . . . . .	146
18. Други видове устройства за преобразуване спектъра на сигнала . . . . .	151
19. Комбинирани устройства за създаване на ефекти и смесители за ефекти . . . . .	162
20. В заключение . . . . .	185
Литература . . . . .	187

