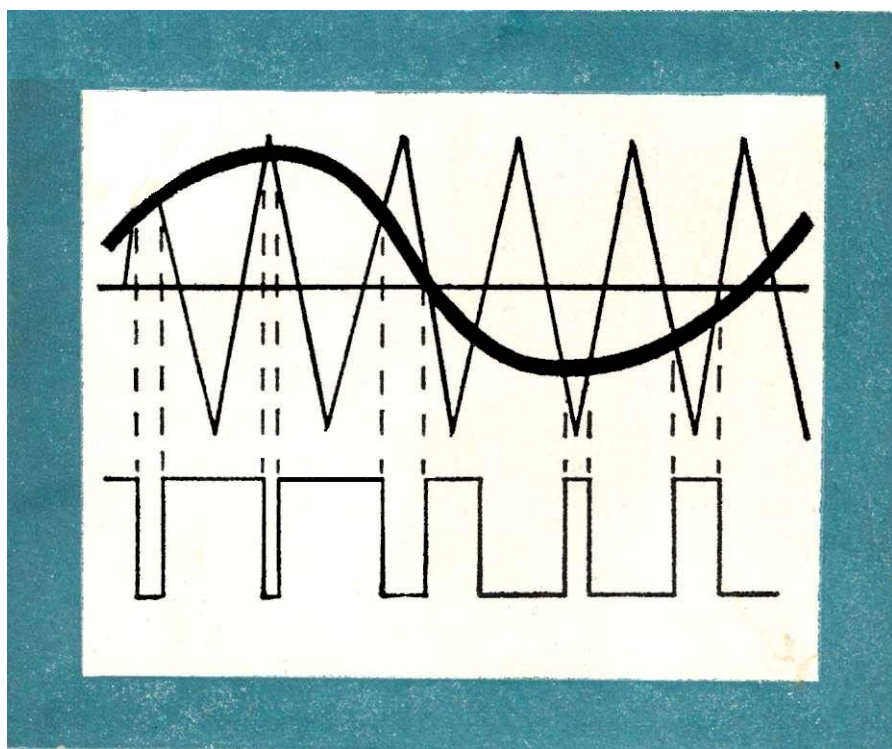


ХРИСТО БАНКОВ

УСИЛВАТЕЛИ

клас •Д•



ТЕХНИКА

Инж. ХРИСТО БАНКОВ ЦАНОВ

УСИЛВАТЕЛИ

клас "Д"

ДЪРЖАВНО - ИЗДАТЕЛСТВО „ТЕХНИКА“
СОФИЯ, 1978

УДК 621.375

В книгата се разглежда принципът на работа на усилвателите клас Б и се проследява развитието на схемотехниката им в исторически аспект.

След уводните материали в първа глава са резюмирани редица статии и книги от съветски и други автори с цел да се поднесе на читателя по-цялостна информация за развитието на теоретично-експерименталните изследвания на тези устройства.

Почти цялата публикувана литература за усилвателите клас Б е синтезирана в първа глава.

За разграничение между отделните видове устройства, работещи в ключов режим, е създадена от автора пълна класификация на същите. За някои ключови устройства е разгледан най-важният параметър—к. п. д.

В трета глава се предлага методика за изчисление на отделните стъпала на усилвател клас В при избрана схема.

В четвърта глава са дадени някои сведения за проведени експерименти от автора. Дават се някои полезни изводи, получени при изследване на широчинно-импулсната модулация, а също графични зависимости на изходящата мощност и к. п. д. от различни параметри на усилвателите и транзисторите.

Книгата е предназначена за специалисти по радиоелектроника, студенти и радиолюбители.

(С) Христо Банков Цанов, 1978
с/о Jusautor, Sofia

621.3

ОСНОВНИ ОЗНАЧЕНИЯ

T	— период на повторение на импулсите
τ_u	— широчина (продължителност) на импулсите
τ_2	— допълващо време на периода
$\tau_{\phi 1}$	— преден фронт на импулса
$\tau_{\phi 2}$	— заден фронт на импулса
T_T, T_S	— период на превключващо (тактово) трептение
f_T	— превключваща (тактова) честота
E_{sat}	— напрежение при пълно отпусване или запущване на интегрална схема
E_o	— запазващо напрежение
E_{on}, E_r	— опорно (прагово) напрежение
E_{CESat}	— напрежение на насищане на транзистора
U_{Tm}	— амплитудна стойност на изходящо (товарно) напрежение
$U_{д, ул}$	— ЛИИ с триъгълна или трионообразна форма
U_c, e_c	— входен сигнал
I_0	— запазващ ток
I_{Csat}	— колекторен ток при насищане
I_{CE0}	— обратен колекторен ток
I_{BEsat}	— базов ток на насищане
I_T	— изходен товарен ток
R_T	— товарно съпротивление
R_{CESat}	— вътрешно съпротивление при насищане
P_3	— загубна мощност
$P_{з\phi 1}$	— загубна мощност от преден фронт
$P_{з\phi 2}$	— загубна мощност от заден фронт
$P_{изкл}$	— загуби при изключено състояние
$P_{вкл}$	— загуби при включено състояние
P_T	— изходяща товарна мощност
P_o	— консумирана мощност
m	— коефициент на модулация
ШИМ	— широчинно-импулсна модулация (PWM)
ЛИИ	— линейно изменящо се напрежение

Глава първа

1.1. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА УСИЛВАТЕЛИ КЛАС D

Развитието на електрониката е неразривно свързано с използването на усилвателна техника във всичките и честотни и мощностни обхвати. Разновидностите на приложенията изискват по голямо акцентувано върху едни или други параметри, но най актуалната проблема в усилвателните устройства остава още нерешена. Тази проблема е повишаването на к. п. д. и увеличаването на полезната изходна мощност в масовата електронна апаратура, която е главен консуматор на електроенергия. Например повишаването на к. п. д. само на радиопредавателите в СССР с 10-20 % е равносилно на въвеждането на много нови мощни електроцентрали в действие. Радиопредавателят на фирмата „Вестникгауз електрик“, разработен с тиристорни с к. п. д. 86% (мощност 150 kW) в ключов режим, дава годишна икономия 300 000 kWh електроенергия в сравнение с ламповото си изпълнение при десет пъти по-малък обем.

Повишаването на к. п. д. и намаляването на размерите за единица мощност е особено важно за преносимите усилвателни устройства в летателните и подвижните обекти, още повече че все още се конструират усилватели в лампово изпълнение за големи мощности, които работят с к. п. д. 7,5 % поради значителни загуби за отопление, за принудително охлаждане и анодни загуби.

Голям недостатък на класическите усилватели, работещи в режим клас А, АВ и В, е и този, че к. п. д. зависи от амплитудата на входния сигнал.

Ако се усреднят статистически стойностите на усилваните входни сигнали на действащия усилвател и се определи к. п. д., той ще бъде по-малък от един процент. Този въпрос става вече тревожен при наличието на масово използване на усилвателна апаратура във всички електронни съоръжения за автоматика, контрол, в измервателна апаратура, радиопредаватели, в телевизията, битовата електронна апаратура и мн. др. Така че всеки процент от повишаването на к. п. д. ще допринася за огромни икономии

на електроенергия. Това положение на нещата определя необходимостта да се изследват теоретично и експериментално режимите на работа, осигуряващи повишен к. п. д. на усилвателите.

Усилвателите клас А, АВ и В при класическите изпълнения работят в режими, които изискват наличието на ток и напрежение (едновременно) в активния елемент. Това е причина за получаване на големи загубни мощности, които понижават к. п. д. на усилвателите от тези типове.

При усилвателите клас А се използва линейният участък от характеристиката на активния елемент, при което теоретически к. п. д. е 50% (практически 30-40 %) за максимален сигнал.

В режим клас В крайните транзистори са отпушени за половин период, а теоретически к. п. д. е 78,5 % (практически 60 %) за максимален сигнал. К. п. д. при този режим зависи от началния ток.

В режим клас С активният елемент е отпушен за малка част от единия полупериод на сигнала, така че се получават по-големи нелинейни изкривявания от наличието на висши хармонични съставки. Това налага включване на трептящи кръгове и прави невъзможно усилването на произволни по форма сигнали.

Както се подчерта по-горе, за един нормален статистически усреднен сигнал к. п. д. ще бъде нищожен. При усилвателите клас D за някои от схемните решения без наличието на входен сигнал крайното стъпало не се задействува и няма консумация на мощност, което показва, че к. п. д. може да бъде повишен.

Усилвателите клас D работят в ключов режим с две състояния на активния елемент-отпушено (наситено) състояние, когато протича максимален ток през нищожно малкото съпротивление на отпушения транзистор с минимални загуби вътре в транзистора, и запушено състояние, когато токът е почти нула, а напрежителният пад е почти равен на захранващото напрежение с нулеви загуби върху транзистора. Основните загуби върху активния елемент (транзистор, тиристор и др.) се получават главно за времето на формиране на импулсите, т. е. за превключване от едното в другото състояние. Ако дължините на фронтите се сведат до нула, к. п. д. ще се приближи до 100 %. Такъв е случаят, когато активният електронен елемент може да се замени с идеален ключ. Тогава изходният сигнал няма да зависи от неговата характеристика и ключът не ще влияе върху формата на сигнала и няма да внася загуби. Естествено е, че на практика такъв идеализиран режим не е достижим поради наличието на минимално напрежение върху отпушените транзистори (U_{CESat} - при пълно отпушено състояние), на обратен ток при запушено състояние и невъзмож-

жността времето за превключване да се направи безкрайно малко. Това време е от порядъка на една (или по-малко) до десетки микросекунди. Въпреки това на практика са конструирани усилватели клас D с к. п. д. до 95-98 % при нищожни нелинейни изкривявания.

Усилвателите клас D могат да се изработят за мощност от 10^{-9} до 10^7 W при минимално изразходване на запазваща енергия за единица мощност, но те изискват наличието на ключови транзистори с малко U_{CEsat} и малко време за превключване.

Тези усилватели намират приложение в системите за автоматично управление, изчислителна техника, системите за връзки с импулсна модулация, в телефонията, телеграфията, радиопредавателите, промишлената електроника, преобразувателите на енергия и в други области.

Патент за ключов усилвател е бил регистриран в 1931 г. и забравен до 1956 г., след което се появяват няколко статии по въпроса. След 1963 г. отново се правят единични опити за постигане на висок к. п. д. с този вид усилватели, но и до днес тази схематехника не е получила широко разпространение. Засега има само единични случаи на приложение в няколко страни.

За да бъде възможно използването на най-ефективния начин на работа на транзисторите, а именно ключовият, е необходимо да се използва някаква модулация. От възможните начини за модулиране при този режим на работа на устройствата най-удобна е широчинно-импулсната модулация (модулация по продължителност на импулсите, ШИМ, PWM), при която продължителността на импулсите се изменя в такт с модулиращото напрежение.

Приложението на този вид модулация има също своите неудобства. Превключващата (тактова, носеща, ключова) честота трябва да бъде от 3 до 10 пъти по-висока от звуковата или в най-общия случай от полезната сигнална честота. Това условие и почти правоъгълните тактови импулси, съдържащи висши хармонични, ограничават приложението на усилвателите клас D при много високи честоти. От друга страна, ключовият режим на работа способствува за появяване на много хармонични, включително и такива близо до работната честотна лента. Също така необходимо е да се работи с ключови активни елементи с малко напрежение на насищане U_{CEsat} . Естествено е, че при наличието на бързо превключващи транзистори, тиристоры и други активни елементи могат да се конструират усилватели и за много високи честоти.

Поради загубите от транзитните състояния на превключване, т. е. за преминаване от състояние на насищане (отпушено) в

състояние, на изключено (запушено), и обратно е явно, че за получаване на по-висок к. п. д. се налага избирането на по-ниска тактова честота, която да не е много по-висока от работната.

Транзитните състояния довеждат ключовите елементи-транзистори, тиристори и други до две низа на тока или напрежението. Тези нива се запазват постоянни, а се изменя само продължителността на импулсите.

Превключващата честота и висшите й хармонични се елиминират при демодулацията чрез филтър, включен на изхода на крайното стъпало. Експериментални образци на усилватели клас D са създадени за честоти от звуковия обхват до десетки мегагерца. Мощността на тези усилватели може да бъде от порядъка на микровати до над 100 kW.

От литературата се знае, че к. п. д. на усилвателите клас А, В, С и D се изменя в следните граници:

клас А	$\eta = 0 \div 0,50;$
клас АВ	$\eta = 0 \div 0,70;$
клас В	$\eta = 0 \div 0,78;$
клас С	$\eta = 0 \div 0,85;$
клас D	$\eta = 0 \div 1,00.$

Коефициентът на полезно действие при усилватели клас D расте с увеличаване на изходната мощност.

Теоретическият к. п. д. (100 %) на усилвателите клас D се получава при допускането, че ключовите елементи са идеални и стъпалото се управлява с правоъгълно напрежение или ток (или едновременно и с двете). Идеалният превключвател има съпротивление нула и напрежителен спад нула в състояние на насищане ($U_{CEsat} = 0$), а при изключително състояние (запушен транзистор) вътрешното съпротивление е безкрайно голямо и обратният ток е нула. В този случай не се получават загуби върху ключовия активен елемент, цялата мощност от токозахранващото устройство ще се поема от товарното съпротивление, $P_r = I_{Csat} \cdot E_o$ и теоретическият к. п. д. ще бъде равен на 100 % . При реалните „ключови“ транзистори $U_{CEsat} \neq 0$, $I_{CE0} \neq 0$ и освен това преходните режими не са мигновени, което увеличава загубите и понижава к. п. д. Независимо от това на практика се получава к. п. д. от порядъка на 70 ÷ 99 % . Например за едно крайно стъпало, работещо в режим клас D с мощност 1000 W и к. п. д. 95 % , е явно, че върху мощните ключови транзистори ще се губи 50 W мощност, докато при използването на обикновен усилвател загубната мощност ще бъде от порядъка на 500 и повече

вата, а ако това е предавател с мощност 100 kW загубите ще бъдат 50 kW.

Като се има пред вид възможността за употребата на усилватели клас D в най-различни устройства, ясно е, че икономите на енергия ще бъдат огромни.

1.2. ПРИНЦИП НА РАБОТА НА УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС D

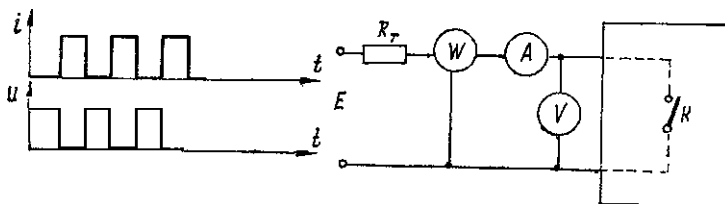
Материалът в тази точка е изложен по начин, възприет от Питър А. Старк (Peter A. Stark) в книгата Glass D for Efficiency „Audio”, July, August 1964.

1. КЛЮЧОВ (ПРЕВКЛЮЧВАЩ) РЕЖИМ

Електронните лампи са непригодни за конструиране на усилватели, работещи в ключов режим, поради голямото им вътрешно съпротивление, което ще създава значителна загубна мощност. Полупроводниковите елементи са много подходящи за работа в ключов режим или „работа в две състояния”—пълно отпуснато и пълно запушено, който е характерен за усилвателите клас D. Поради малкото си вътрешно съпротивление при наситено състояние и много голямото съпротивление при запушено състояние те са почти идеални ключове.

За пръв път този режим на работа е бил патентован в САЩ от В.Д. Bedford (патент №389855,25. IX. 1931 г. под друго име). Но едва около 1960 г. са направени някои по-съществени публикации. Напоследък се работи по-активно в това направление.

За обяснение на високия коефициент на полезно действие, който се получава при усилватели клас D, ще приведем един



Фиг. 1-1

пример, появил се на страниците на много списания и книги за „черната кутия” като радиотехнически ребус (фиг. 1-1).

„Черната кутия” съдържа някакво електронно устройство, което създава привидно противоречие. През товарното съпротив-

ление ще протича ток, който преминава и през „кутията“ и ще се измерва от амперметъра, а волтметърът ще измерва напрежението. Какво ще бъде съдържанието на кутията, ако ватметърът показва нула мощност?

Мощността е равна на произведението от тока и напрежението. Ако токът или напрежението посменно стават нула при реална стойност на другата компонента, ще се получават произведения съответно $P = 0 \cdot I$ или $P = U \cdot 0$, равни на нула. Ватметърът ще показва нула, ток ще тече, напрежение също ще има.

Само ако „черната кутия“ представлява някакъв ключ, например електронен, може да се получи горната ситуация. При отворен ключ ще има напрежение, но не и ток, а при затворен ключ ще има ток, без да има пад на напрежение. Мощността и в двата случая ще бъде нула. В „черната кутия“ няма да има загуби. Това е простата, но и основна идея за работа в ключов режим, т.е. режим клас D. Така к.п.д. ще бъде 100%.

Нека ключът да бъде например транзисторен. При затворен ключ ще тече ток (отпушен до насищане транзистор) и мощността върху R_T ще бъде $EI = E^2/R_T$. Когато ключът е отворен, няма да протича ток през R_T и мощността ще бъде нула (запушен транзистор).

При непрекъснато отпушване и запушване на транзистора мощността ще се изменя от $P = E^2/R_T$ до нула и обратно.

Ако изменяме съотношението на времето за отпушено и запушено състояние, ще се изменя и мощността между максималната си стойност и нула. Това е другата идея за получаване на висок к.п.д. чрез използване на ключов режим на работа, идея за модулация по продължителност на импулсите. Необходимостта от усредняване на импулсната продължителност води до демодулация-интегриране.

За да се получи приемливо възпроизвеждане например на звуков съпровод, трябва честотата на превключване да бъде ултразвукова, така че най-малко пет броя усреднени импулси да създават един период при най-високата честота на усилваната честотна лента. Но това не е достатъчно. Тази ултразвукова носеща честота, нека да я наречем превключваща (тактова)/ f_T , трябва да се управлява в такт с желаното звуково или друг вид трептене.

Отварянето и затварянето на ключа може да се имитира с импулсно управление на полупроводников прибор. Управляваните импулси трябва да се модулират по най-подходящия начин.

2. МОДУЛАЦИЯ

При ключовия режим на работа входният сигнал трябва да управлява някакъв ключ-транзистор. Това подсказва, че модулацията трябва да бъде импулсна. Съществуват няколко типа импулсна модулация. От посочените по-долу трябва да се избере най-подходящата.

- 1) амплитудно-импулсна с изменяща се височина на импулса;
- 2) честотно-импулсна с променлив брой на импулсите за единица време;
- 3) фазово-импулсна с изменяща се фаза на импулсите по отношение на стандартен импулсен сигнал;
- 4) пакетно-импулсна с изменящ се брой на импулсите в даден пакет;
- 5) широчинно-импулсна, при която се изменя импулсната продължителност за определен период на повторение;
- 6) комбинирана импулсна модулация от някои от горните типове.

Модулацията трябва да бъде, доколкото това е възможно, по-лесно осъществима и да отговаря на ключовия режим на работа на транзисторите. От друга страна, импулсно модулираният сигнал трябва да заема по-тясна честотна лента и да позволява демодулацията (на импулсите) да става по най-опростения начин.

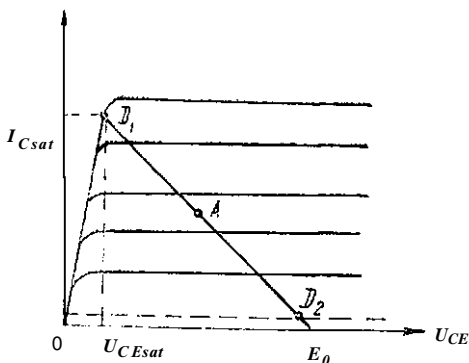
Поставените изисквания елиминират по-голямата част от посочените по-горе типове модулации.

Ключовият режим на работа изисква транзисторите (или другите полупроводникови прибори) да работят с две нива на сигнала, максимално и минимално, без междинна стойност и без бавене в транзитните състояния.

От характеристиката на транзистора (фиг. 1-2) се вижда, че той може да изпълнява добре ролята на ключово устройство. При отпушено състояние до насищането (точка D_1 върху товарната права) през транзистора ще тече голям ток, а вътрешното му съпротивление и U_{CEsat} ще бъдат малки. Транзисторът ще бъде еквивалентен на късо съединение. При запушено състояние (точка D_2 от фиг. 1-2) транзисторът ще има голямо вътрешно съпротивление, ще протича много малък ток I_{CE0} , а напрежението ще бъде почти равно на захранващото E_0 . В този случай той ще бъде еквивалентен на прекъсната верига. За всяка друга работна точка, характерна например за режим клас А (от фиг. 1-2) или друг режим, транзисторът ще има едновременно голям ток и високо напрежение, следователно големи загуби. Поради тази причина не е възможно да се използва амплитудната модулация на импулсите.

Фазовата модулация също отпада поради необходимостта от сложно демодулиране.

Честотно-импулсната, пакетно-импулсната и широчинно-импулсната модулация позволяват лесно демодулиране чрез усредняване на импулсите. Това



фиг I-2

може да стане, като се използва някакъв интегратор. Най-простият интегратор за импулси с ултразвукова честота е един нискочестотен филтър, който пропуска ниските звукови честоти. Тези три вида импулсни модулации се разглеждат поради явните предимства, които имат пред останалите.

На фиг. I-3 са показани трите вида импулсни модулации: честотна (фиг.

I-3 б), пакетна (фиг. I-3 в) и широчинно-импулсна (фиг. I-3 г).

При първите два вида модулации импулсите са с постоянно времетраене, като се изменя само разстоянието между тях (за честотната) или броя на импулсите в пакета и разстоянието между пакетите (при пакетно-импулсната модулация.) Броят на импулсите за даден период от време зависи от моментната стойност на входния сигнал.

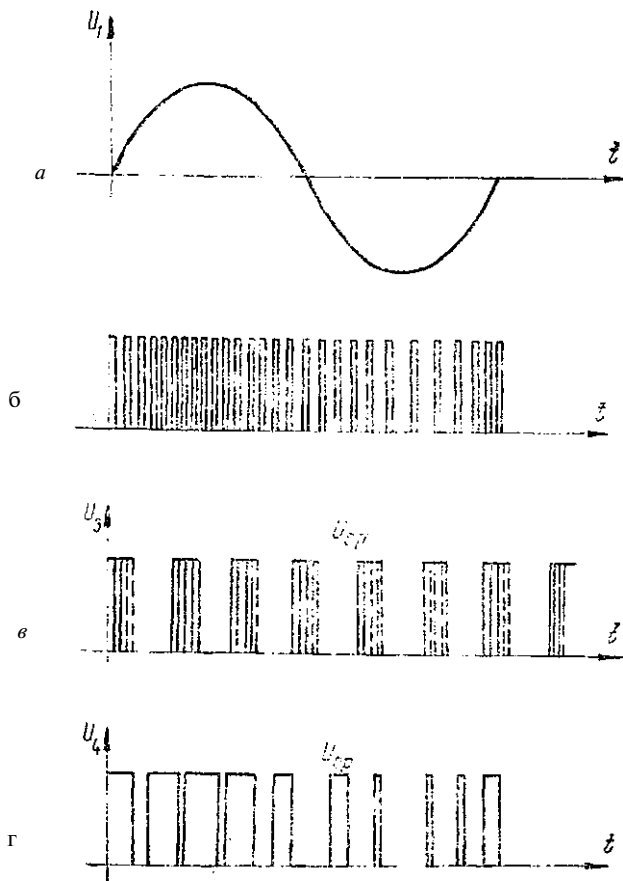
Но създаването на импулсни пакети ще усложнява схемата и също трябва да се пренебрегне като начин за модулация.

При честотно-импулсната модулация, както и при пакетната, броят на импулсите за единица време е по-голям в сравнение с ШИМ (широчинно-импулсната модулация). Това означава, от една страна, по-голям брой превключвания и по-големи загуби в транзисторите, а от друга, по-широка честотна лепта, заемана от хармоничните. В заключение може да се каже, че според горните пояснения широчинно-импулсната модулация е най-подходяща.

Модулацията по продължителност на импулсите може да се осъществява по преден фронт (фиг. I-4г), по заден фронт (фиг. I-4б) и двустранно, т. е. по преден и заден фронт едновременно (фиг. I-4д).

Най-големи предимства има двустранната широчинно-импулсна модулация. Тя се осъществява с помощта на линейно изменящо се триъгълно напрежение с два наклонени склона (фиг. I-5а).

Модулацията по преден фронт може да се осъществи с трионообразно напрежение с наклонен преден склон и стръмен заден фронт (фиг. 1-5б).

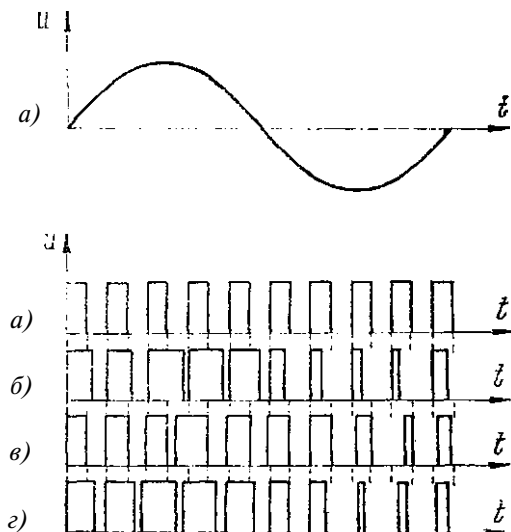


Фиг. 1-3

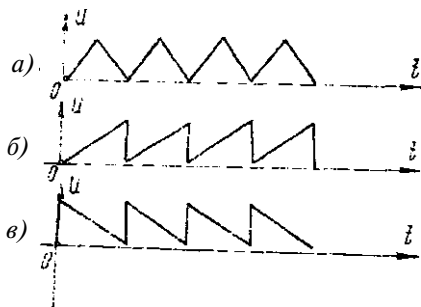
За модулацията по заден фронт ще се използва показаното трионообразно напрежение на фиг. 1-5в.

Нека да видим какви са възможните схемни решения и методи за осъществяване на ШИМ. Съществуват няколко метода за

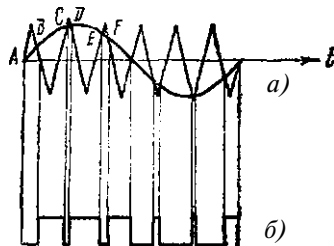
модулирате на импулсите по продължителност, най-основните от които използват сравняването на линейно изменящото се напреже-



Фиг. 1-4



Фиг I-5



Фиг I-6

ние (ЛИН) с триъгълна или трионообразна форма, и входното напрежение, което в случая, илюстрирам с фиг. I-6, е синусоидално.

При сравняването има две основни положения.

Първото е моментът на изравняването на ЛИН с тактова честота и на входния сигнал със звукова честота според моментната стойност на сигнала. Този момент може да се използва при схема, която работи с две устойчиви състояния и се превключва в едно от тях при всяко изравняване на напреженията.

Второто основно положение е, че във всеки момент, с изключение, на моментите на изравняването, едно от двете напрежения е по-високо. Необходимата схема при това сравняване трябва да преминава в едно от устойчивите си състояния всеки път, когато едно от напреженията надвиши другото след изравняването (фиг. I-6б)

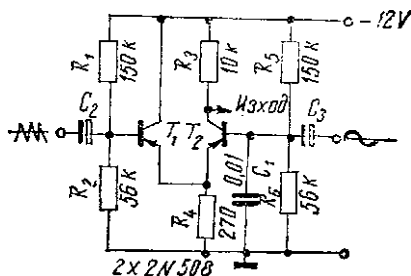
От фигурата се вижда, че нискочестотният сигнал може да създаде различни по продължителност импулси. Ако този сигнал е нула, пресичането ще става с осовата линия на времето и импулсите ще имат времетраене, равно на половин период, така че средната стойност на сигнала след демодулирането ще бъде нула.

3. МОДУЛАТОРИ

Ще се разгледат някои схемни решения на модулатори, с което ще се подпомогнат теоретичните обяснения. На фиг. I-7 е дадена схема с емитерна връзка. Схемата има два входа.

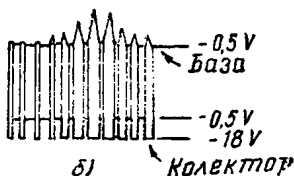
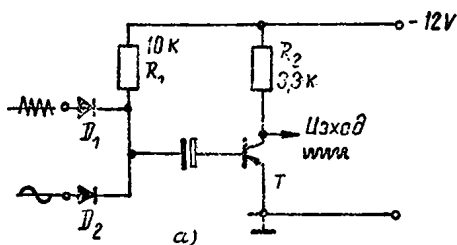
На първия вход на стъпалото, което представлява емитерен повторител T_1 , се подава трионообразно напрежение. На втория вход се подава нискочестотният сигнал, който ще отпушва T_2 в моментите, когато е по-отрицателен от повтореното напрежение на първия вход поне с 0,5V. В случаите, когато нискочестотният сигнал е положителен, транзисторът T_2 ще се запушва.

Схемата работи инертно, защото има голям интервал между отпушено и запушено състояние. Това състояние ще създава забавено включване или изключване на схемата и на практика ще се получават импулси с широчина, различна от истинската. Това ще създава така наречения хистерезис (фиг. I-10), който ще внася значителни изкривявания. Поради това, че фронтите на импулсите не са стръмни, схемата няма приложение.



Фиг. I-7

Друга схема за диодно сравняване е показана на фиг. I-8а. Двете трептения се подават към един и същи вход през двадио-



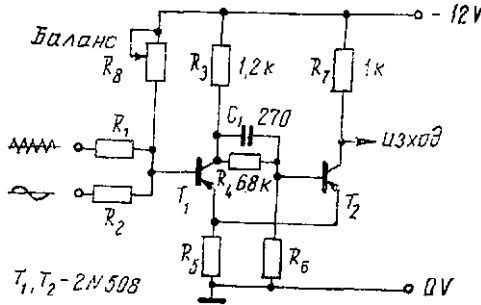
Фиг. I-8

да. Осцилограмите на входното напрежение на транзистора и на изходните импулси, модулирани по продължителност, се виждат от фиг. I-8б.

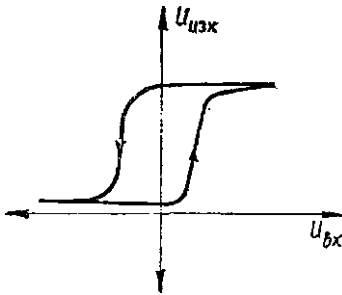
При тази схема не може да се достигне максимална дълбочина на модулация.

На фиг. I-9 е даден модулатор, изпълнен като тригер на Шмид. Неговата схема е подобна на първата и може да се смята като вариант на тригера. В тригера на Шмид е налице силна положителна обратна връзка, с което се повишават значително чувствителността и бързодействието на превключване. Работата на тригера се определя от изходното му състояние при отпушен втори транзистор с помощта на делителя R_3, R_1, R_6 . Първият транзистор T_1 е запущен от създадения пад на напрежение върху R_5 . Само входни напрежения с моментна стойност, по-висока от напрежението върху могат да отпушат T_1 . Това ще бъде едно опорно напрежение, база за сравняване на две напрежения — линейно изменящото се тактово и синусоидалното на входния сигнал. Без наличието на входен сигнал, трдонообразното или триъгълното

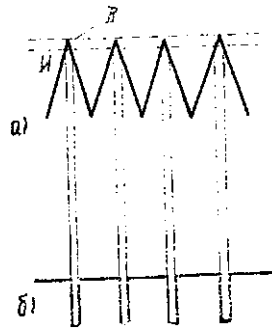
напрежение с тактова честота ще отпушва T_1 (и запушва T_2) с положителния си полупериод. Така ще се създадат симетрични импулси с $\tau_u = 0,57T$. Когато това линейно изменящо се напреже-



Фиг. 1-9



Фиг. 1-10

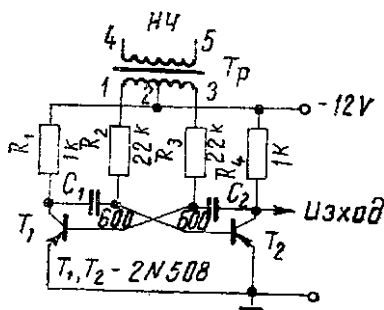


Фиг. 1-11

ние се сумира с друг сигнал, ще се изменят и моментите за отпушване и запушване. Така на изхода ще се появят импулси, модулирани по продължителност. Но и чрез тази схема се получават забавени моментите за включване и изключване и тя има хистерезисен цикъл (фиг. 1-10).

Схемата работи, като се управлява от разликата на двете напрежения, независимо че същите се подават па един вход. R_8

служи за балансиране на схемата, така че при наличието само на трионообразното напрежение на изхода на тригера да се получават симетрични импулси. Наличието на хистерезисен цикъл води до невъзможност да се получи дълбочина на модуляцията 100%. Това е онагледено на фиг. 1-11, където с *I* е отбелязано нивото за изключване, а с *B* — нивото на включване.



Фиг. 1-12

тивибратор (фиг.1-12). Входният нискочестотен сигнал се подава посредством трансформатор, както е посочено на фигурата. Когато не е приложен входен сигнал, изходното напрежение ще бъде правоъгълно със симетрични импулси с продължителност равна на полупериода. Ако се приложи някакъв сигнал на първичната намотка, той ще изменя преднапреженията в базовите вериги и кондензаторите ще се зареждат и разреждат по-бързо или по-бавно. Така ще се изменят времената за превключване на мултивибратора, а оттам и импулсната продължителност.

Недостатъците на това модулиране са необходимостта от голям по амплитудна стойност входен сигнал за управление и нестабилността на честотата за превключване на мултивибратора. Така че тактовата честота се влияе от входната.

В следващото изложение са дадени и други схеми на модулатори, включително и интегрални.

4. КРАЙНИ СЪПАЛА

След като бяха разгледани някои основни положения относно модуляцията и модулаторите, би било уместно да се зададе въпросът как от импулсите, които имат еднакви амплитуди и при това малки, ще се получават сигнали с големи мощности, съответстващи по амплитуда например на звуков съпровод.

Наистина импулсите, модулирани по продължителност, са с равни амплитуди, но тяхната усреднена интегрирана компонента е копие на входния звуков сигнал. Така че усилването след модулатора е улеснено от възможността да се използват ключови елементи, създаващи мощни токови импулси при допустими напрежения със същата импулсна последователност. Засега най-универсалният ключ остава транзисторът. Това не изключва възможността да се използват схемни решения с интегрални елементи, тиристоры и пр. с едни или други удобства или предимства.

В най-общите изпълнения на ключови стъпала се използват безтрансформаторни схеми, често с галзанична връзка.

Поради наличието на много схеми на крайни и предкрайни стъпала в следващите глави тук не са посочени такива.

5. УСИЛВАТЕЛИ КЛАС D С ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ

Като подходящо продължение на гореизложения материал ще се използва статията за усилватели с импулсна модулация с интегрални схеми на H.R.Gamenzind от 1966 г.

Монолитните силициевы схеми са подходящи за приложение с малки загуби на мощност. При използването на модулация по продължителност на импулсите е възможна ефективност, близка до 100%. Тази модулация има и няколко други предимства пред другите импулсни модулации.

Въпреки големите предимства на интегралната техника засега е трудно тя да се приложи в нискочестотните мощни усилватели за озвучаване. Възможно е да се използват интегрални схеми за частни схемни решения на мощни усилватели, но все пак има и сериозни ограничения за традиционните видове усилватели.

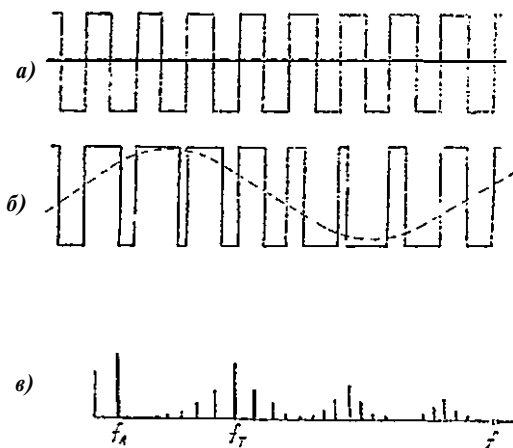
Най-главното ограничение идва поради невъзможността да се получи голяма ефективност. Максималният теоретичен к.п.д. за усилватели клас В е 78%. На практика обаче трудно се постига к.п.д. над 60%. Например, ако се работи с интегрална схема с мощност 5W, 3,5W от тази мощност се отделят като топлина навън. Тази загубна мощност намалява надеждността, от една страна, а от друга, ограничава минималните размери на чипа. С намаляване на размерите на интегралните схеми несъответствието между мощността, която трябва да се отдели, и площта за охлаждане ще бъде все по-голямо и по-голямо. Следователно стремежът за намаляване на костуемата цена на интегралните схеми за клас А и В усилватели ще изостава.

Второто ограничение за обикновените усилватели идва от необходимостта от преднапрежение за стабилна работна точка. Тази

проблема се решава лесно, когато се работи със свързващи кондензатори, но тъй като големите кондензатори и трансформатори не са приложими в интегралната техника, както и други елементи с големи размери, трудно е да се подаде такова преднапрежение на мощен усилвател, съставен от няколко стъпала, без да се използват външни свързвания или балансиращи елементи.

От казаното следва, че за да бъде възможно използването на интегралната техника за мощни усилватели, много е необходимо същите да работят в такъв режим, който да позволява к.п.д. да се приближава до 100%. Така в интегралните схеми ще се получават малки загуби и малко загряване. От друга страна, е необходимо същите да нямат критични преднапрежения. Такава възможност се създава чрез използването на специален режим на работа, който се нарича с различни имена -- „широчинно-импулсна модулация“, „импулсна модулация по продължителност“ и „усилване с две състояния“ или „клас D“.

По какво се различават тези усилватели от обикновените?



Фиг. 1-13

Усилвателите с две състояния осъществяват усилването на сигнала чрез бързото превключване на един индуктивен товар между положително и отрицателно напрежение (фиг. 1-13а). Времето, за което товарът е свързан към всяко от напреженията, е 50%.

от периода и средната стойност на импулсната поредица в този случай с нула. Ако се подаде входен сигнал, ще се променя широчината на импулсите и средната им стойност ще се изменя пропорционално на него. Индуктивността изпълнява ролята на нискочестотен филтър, преобразува високочестотните съставни на импулсите и пропуска нискочестотната съставна, която има формата на входния сигнал.

Ако си представим, че превключването става например с честота 100kHz, това трептение ще се предава чрез индуктивността върху товара като пулсираща постояннотокова съставна, която ще създаде необходимия сигнал. Следователно възможно е да се създаде синусоидален сигнал чрез просто превключване на индуктивен тозар с висока скорост между две почти крайни стойности на захранващо напрежение — фиг. I-136. Превключването има само две състояния: пълно включено и пълно изключено. Така ще се получава малка загуба на мощност за тези състояния и за превключване.

Графично хармоничният спектър е представен на фиг. I-13в. От анализа на Фурие при симетрична ШИМ за правоъгълно трептение се получава

$$f(t) = A \left\{ \frac{1}{2} (1 + k \cos 2\pi f_A t) + \left[\frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{n} T m \left(\frac{n\pi k}{2} \right) \sin \left(\frac{n\pi}{2} + \frac{\pi |m|}{2} \right) \right] \cos 2\pi (n f_T + m f_A) t \right\},$$

където

- A — е амплитудата на импулсите ;
- k — модулационен индекс, дълбочина на модулацията;
- f_A — звуковата честота;
- f_T — тактовата честота.

Изразът $\frac{A}{2} (1 + k \cos 2\pi f_A t)$ представява постояннотоковата съставна и звуковият сигнал.

Анализът е направен за идеални правоъгълни импулси. На практика винаги се наблюдават малки изкривявания, дължащи се на крайните времена за превключване, които внасят допълнителни грешки.

Останалата част от израза представлява правоъгълното трептение с тактова честота (на графиката е означена с f_T) и нейните

хармонични и големият брой интермодуляционни съставни. Колкото по-високочестотни са тези съставни, толкова по-лесно се отрязват от индуктивния филтър. Голяма част от хармоничните на тактовата честота са разположени откъм страната на звуковия сигнал, така че ако се избере тази честота доста ниска, страничните ленти ще се смесят с по-високите звукови честоти и ще се получат значителни интермодуляционни изкривявания. При тактова честота, около 10 пъти по-висока от най-високата звукова честота, интермодуляционните изкривявания ще бъдат не повече от 0,1%.

Обобщените изводи за предимствата на усилвателите клас D пред клас B за интегрални изпълнения са следните:

1. По-голям к.п.д. поради малките загуби на разсейване на крайните транзистори, което способствува да се получават по-малки размери на чиповете (интегралното оформление).

2. Възможност да се използват елементи с по-голям толеранс на параметрите поради работата им в двете крайни състояния — пълно насищане и пълно запусване. Това изключва необходимостта от допълнителни грижи за осигуряване на преднапрежения за работните точки.

3. При усилватели клас B линейността на транзисторните характеристики определя линейността на самите усилватели, докато при клас D линейността на усилвателя не зависи от характеристиките.

4. Стъпалата и товарът могат да се свържат директно с галванична връзка, което разширява честотния обхват.

5. Възможност да се включат различни по стойност товарни импеданси, без да се намалява к.п.д., следователно възможно е да се използват различни по стойност захранващи напрежения

Недостатъците на клас D са следните:

1. Създават се трептения с радиочестоти от 100 kHz до няколко мегагерца в честотния диапазон.

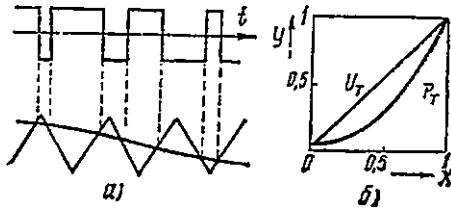
2. Високата честота от честотната лента на усилвания сигнал се ограничава от тактовата честота.

3. Необходима е употребата на демодулиращ филтър.

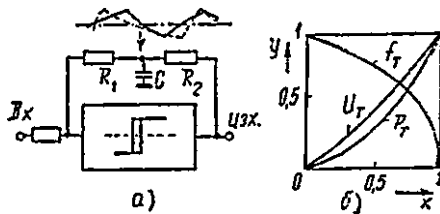
Тези недостатъци могат да се сведат до минимум. С помощта на бързо превключващи компоненти, вложени в интегралните схеми, честотната лента може да достигне от нула до над 15 kHz. Малките размери на интегралните схеми опростяват проблема за защитата им поради възможността схемите да се поставят във високоговорител, серводвигател или на други места.

6. КОМПАРАТОРИ ЗА ШИМ

В повечето случаи напрежението с триъгълна или трионообразна форма и входният сигнал се подават отделно на двата входа на компаратора. Компараторът променя поляритета си всеки път, когато двата сигнала се изравняват — фиг. I-14 а. При това, ако



Фиг. I-14



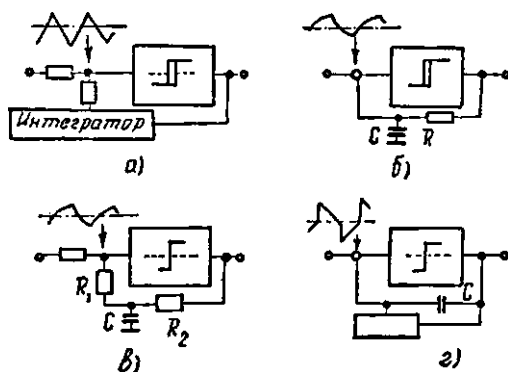
Фиг. I-15

моментната стойност на звуковия сигнал е по-голяма, положителните импулси са с по-голяма продължителност, а когато е по-малка, отрицателните импулси са по-продължителни. На същата фигура (фиг. I-14б) са дадени нормализираните характеристики по X за входния сигнал, по Y за изходния сигнал U_T и изходната мощност P_T . Тактовата честота е постоянна за всички мощности. Това е идеализиран случай за идеални форми на сигналите. В реалните схеми се получават малки изкривявания, дължащи се на крайните времена за превключване в импулсната серия.

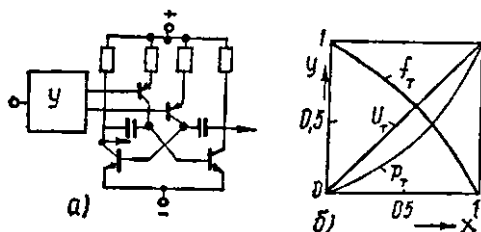
На фиг. I-15 е показана блокова схема на компаратор, който изработва линейно изменящо се напрежение с помощта на веригата за обратна връзка RC . Това напрежение създава симетрични импулси. Когато на входа се подаде и друг сигнал, той ще изменя

импулсната продължителност. Нормализираните характеристики за тази схема са с известна нелинейност, която се дължи на експоненциалността на ЛИН и хистерезиса. Тактовата честота се изменя.

На фиг. I-16 са показани четири варианта на горната схема.



Фиг. I-16

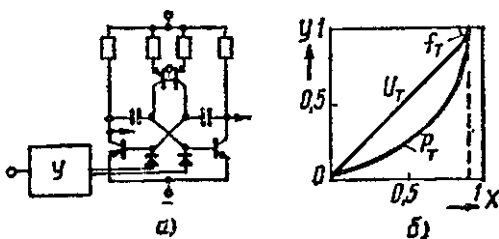


Фиг. I-17

На фиг. I-16а е показано как един активен интегратор замества една RC-група, в резултат на което се получават по-малки изкривявания и по-стабилна носеща тактова честота. Схемата от фиг. I-16б е суматор на напрежение вместо суматор на ток. Двете схеми имат хистерезис.

Ключовото стъпало на фиг. I-16в е без хистерезис и честотата на генериране се определя от времеконстантата на RC-групата и ключовите стъпала. Този начин на работа се използва в някои усилватели клас D, където обратната връзка създава тактовата честота.

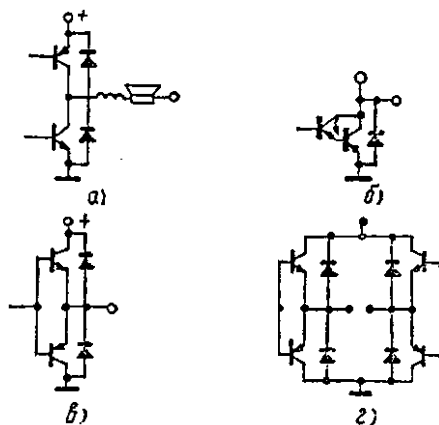
На фиг. I-16г е дадена схема, при която кондензаторът, включен между входа и изхода, се зарежда и разрежда от източник с ток, чиято посока се изменя в такт с изменението на поляритета на изходното напрежение.



Фиг. I-18

Веригите за обратна връзка във всичките тези схеми намаляват изкривяванията.

Друга група от схеми, която се използва за ШИМ, представ-

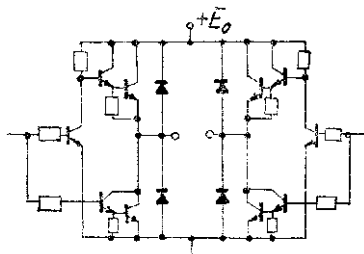


Фиг. I-19

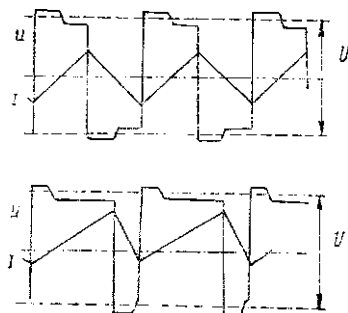
лява модификация на мултивибратор (фиг. I-17). Управлението става чрез диференциален усилвател У. Схемата има голяма линейност, но тактовата честота се изменя значително.

Ако зарядните токове се поддържат постоянни, както е показано на фиг. I-18a, тактовата честота остава постоянна. Това е показано и на нормализираните графики.

На фиг. I-19 са показани няколко схеми на крайни стъпала. Фиг. I-20 представлява един подобрен вариант на мостова схема.



Фиг. I-20



Фиг. I-21

Показани са и графиките на тока и напрежението (фиг. I-21). Експериментален образец, построен по тази схема, осигурява 1 W мощност с честотна лента до 15 kHz с неравномерност ± 3 dB при 1% изкривявания.

7. ГЕНЕРАТОРИ НА ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЩО СЕ НАПРЕЖЕНИЕ (ЛИН)

Генератор на триъгълно ЛИН с постоянен наклон

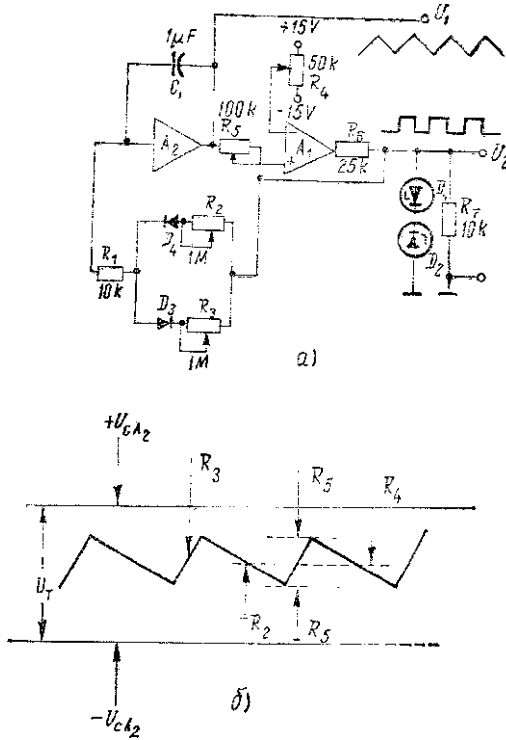
Генераторът поддържа константна положителна и отрицателна стръмност на нарастване (наклон) на триъгълното трептене на изхода при амплитудните си изменения. Наклонът може да бъде регулиран. Два операционни усилвателя генерират напрежение с правоъгълна форма (фиг. I-22), а интеграторът създава триъгълно ЛИН. Двете напрежения са с еднаква честота и амплитудите им са симетрични спрямо маса.

Операционният усилвател A_2 работи като интегратор и се възбужда от правоъгълните импулси на A_1 . Амплитудата е ограничена от ценовите диоди D_1 и D_2 на ± 5 V.

Потенциометърът R_3 определя положителния наклон на триъгълното напрежение, а R_2 — отрицателния. Амплитудата на ЛИН

се определя от R_5 но този потенциометър не влияе на стръмността.

Операционният усилвател A_2 работи и като компаратор. Опорното напрежение на компаратора се определя чрез R_4 , то има отношение към постоянната съставна, осовата линия на триъгълното

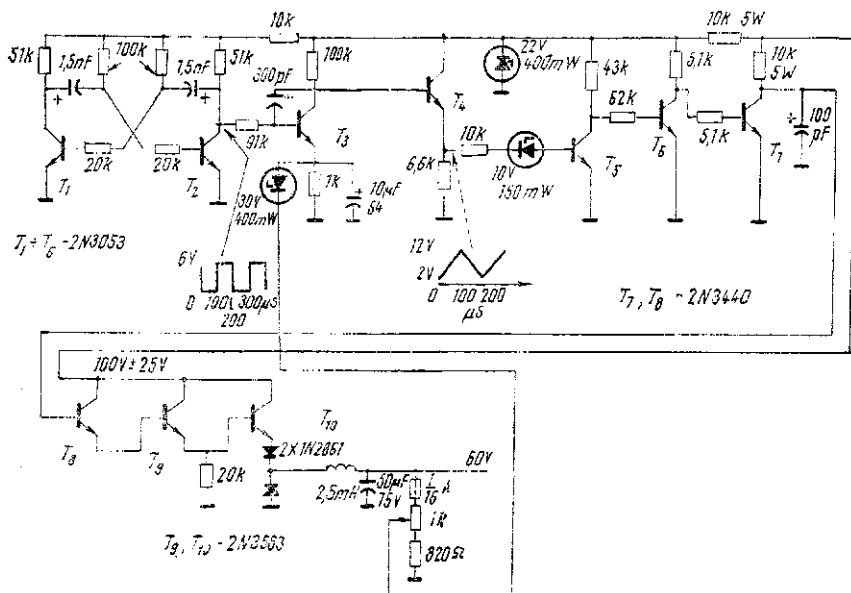


Фиг. 1-22

трептение, но не влияе върху амплитудата или стръмността. Потенциометърът R_5 регулира амплитудата и действа като делител на напрежение между изхода на компаратора и изменяемия изход на интегратора.

Схемата на генератор за линейно изменящо се (триъгълно) напрежение с мултивибратор и интегратор е показана на фиг. 1-23.

Транзисторите от T_4 до T_{10} изпълняват функциите на ключов регулатор, който преобразува променливо напрежение от $100 + 25V$ на постоянно напрежение $60V$ и ток от нула до един ампер.



Фиг. 1-23

1.3. УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС D В СЪВЕТСКАТА ЛИТЕРАТУРА

Непосредствено след петдесетте години се появяват първите литературни източници за първоначалните скромни и семпли изпълнения на усилватели клас D. Това са били усилватели с две устойчиви състояния, „усилватели с включено — изключено“ и пр. Така с първите статии в западния печат се появява и съветската книга „Усилватели класа D“ (Госэнергоиздат, 1956г.) от В. К. Лабутин. Регистрират се и първите съветски авторски свидетелства (Поюровский, 1961 г. и т. н.). След 1970г. в СССР усилено се работи по тези въпроси, правят се много публикации.

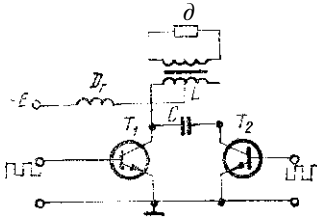
Не е възможно да се направи цялостен преглед на литературните източници, а това не е и необходимо тук, но ще се разгледат някои схемни решения, които най-добре ще дадат представа за развитието на тези усилватели.

1. УСИЛВАТЕЛИ КЛАС D (АРТЫШ, А. Д., 1971 г.)

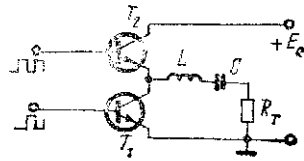
В брошурата на проф. Артим са разгледани енергетичните критерии на работа на усилвателите клас D, някои физически процеси при високочестотните и нискочестотните усилватели от този клас, както и някои помощни стъпала.

а. Високочестотни усилватели

Най-простите схеми на в. ч. усилвател клас D са дадени на фиг. I-24 и I-25. Резонансният кръг е настроен на носещата честота. Той изпълнява ролята на лентов филтър и служи за подтискане на висшите хармонични на носещата честота. В по-сло-



Фиг. 1-24



Фиг. 1-25

жните схеми вместо активно товарно съпротивление R_T може да се използва паралелен резонансен кръг или система трептящи кръгове, натоварени с R_T . Включването на допълнителни кръгове е необходимо за съгласуване, подтискане на хармоничните и коригиране на честотната характеристика. Входните напрежения имат правоъгълна форма и се подават в противофаза.

От анализа на фиг. I-25 за напрежението върху тозара в стационарен режим се получава

$$U_T'(t) = E_0 \frac{2\alpha}{\omega_0} \cdot \frac{e^{-\alpha \frac{T}{2}} \sin \omega_0 t - \sin \omega_0 \left(\frac{T}{2} - t \right)}{\cos \alpha \frac{T}{2} + \cos \omega_0 \frac{T}{2}} e^{-\alpha t} \approx$$

$$\approx \frac{4E_0}{\pi} \left[\sin \omega_0 t + \frac{\omega_0}{\alpha} \left(-\frac{\omega_0}{\omega_0} \right) \cos \omega_0 t \right] \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_0}{\alpha} \right)^2 \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \right)^2},$$

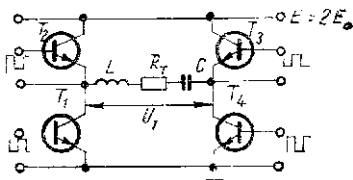
където ω е носещата честота на трептението, α — коефициентът на затихването и ω_0 — честотата на свободните трептения на трептящия кръг $L C R_T$:

$$\alpha = \frac{R_T}{2L}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_T^2}{4L^2}} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2}.$$

Времето t може да взема стойности в интервала $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$. Когато честотата на свободните трептения на кръга е равна на носещата честота, за напрежението върху товара се получава

$$U_T(t) = E_0 \frac{2z}{\omega} e^{\alpha \frac{T}{4}} \cos \frac{zT}{4} e^{-\alpha t} \sin \omega t \approx \frac{4}{\pi} E_0 \sin \omega t.$$

За протичащия ток в транзисторите в моментите на превключването се получава нулева стойност, което облекчава превключването. Следователно трептящият кръг на фиг. 1-25 трябва да се настройва на честотата на свободните трептения ω_0 , а не на честотата на последователния резонанс $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.



Фиг. 1-26

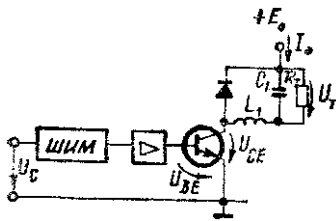
За два пъти по-голяма мощност може да се използва схемата от мостов тип от фиг. 1-26. Товарното съпротивление може да се включва и чрез в. ч. трансформатор самостоятелно или с част от елементите на кръга. За мостовата схема отпусването на T_1 и T_3 или на T_2 и T_4 става едновременно. Товарното съпротивление се определя при допускане, че качественият фактор е голям и кръгът е настроен на честотата на трептенията:

$$R_T = \frac{U_{T \max}}{i_{C \max \text{ ном}}} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E_0}{i_{C \max \text{ ном}}},$$

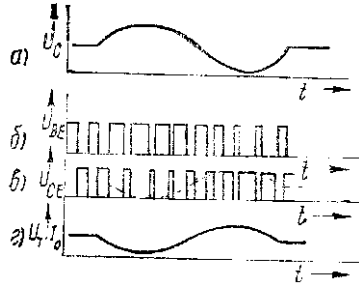
където $i_{C \max \text{ мин}}$ е максималният колекторен ток. От израза за $Q = \omega L / R_T$ и честотата $\omega = \omega_0$ може да се определят стойности-те на L и C за трептящия кръг.

б. Нискочестотни усилватели

Според проф. Артъм съществуват три основни разновидности на схеми за усилватели клас D. Първата е с еднополярни импулси и може да служи като икономичен регулатор на постоянно напрежение или амплитуден модулатор (фиг. I-27). Широчинно-импул-



Фиг. I-27



Фиг. I-28

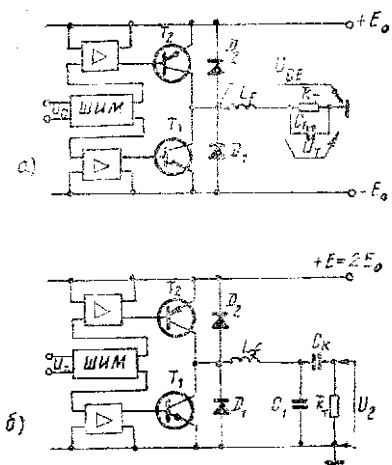
сния модулатор създава поредица от еднополярни импулси, модулирани по продължителност (фиг. I-28).

Другата разновидност са безтрансформаторните крайни стъпала, които усилват променливи напрежения (фиг. I-29 а, б и фиг. I-30). Наличието на два крайни транзистора позволява да се усилват сигнали с различна полярност без създаване на постоянна съставна. Широчинно-импулсно модулираните сигнали за базите на тези транзистори имат различна полярност и са с различни продължителности, взаимно допълващи се. Благодарение на демодулатора усредненият сигнал на изхода е със същата конфигурация, както входният. Дадената схема може да бъде запазена и с еднополярно напрежение, но тогава е необходим разделителен кондензатор.

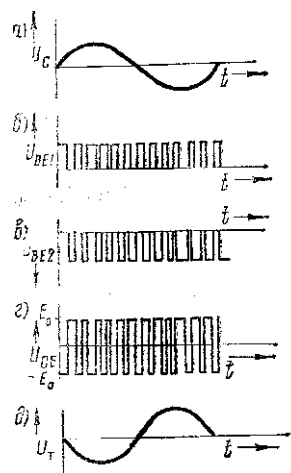
Третата разновидност, показана на фиг. I-31, има включен изходен трансформатор и захранващото напрежение се подава към паралелно свързаните крайни транзистори. Схемите на фиг. I-25, I-26 и I-31 позволяват използването на еднотипни транзистори. Идуктивната връзка между намотките на филгровата bobина е

силна, което позволява да се получи една и съща индуктивност от всяка страна на изхода.

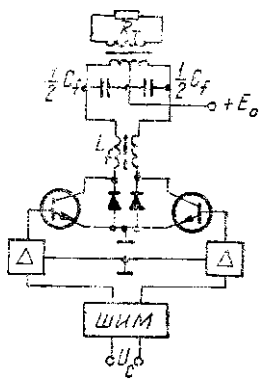
За възбуждане на крайните стъпала са необходими високочестотни импулси с правоъгълна форма, модулирани по продължи-



Фиг. 1-29



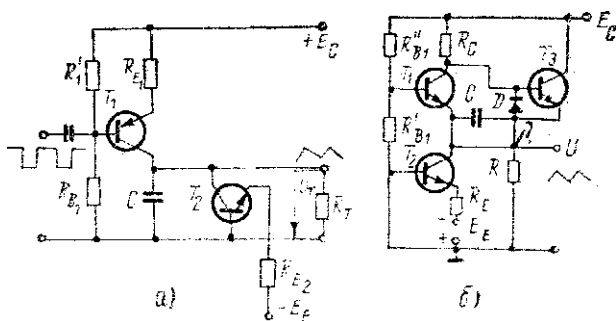
Фиг. 1-30



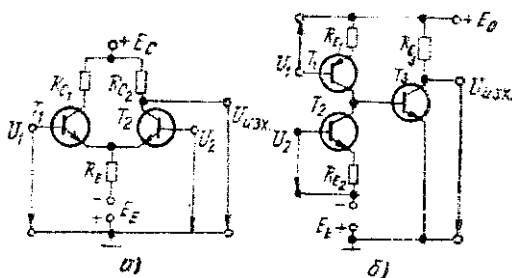
Фиг. 1-31

телност в такт с нискочестотен полезен сигнал. Широчинно-импулсната модулация се осъществява чрез сравняване на линейно-изменящо се (трионообразно или триъгълно) напрежение с нискочестотния сигнал. Възможни са два варианта за осъществяване на ШИМ. В първия вариант трионообразното напрежение и полезният сигнал се подават на двата входа на един компаратор. При втория случай двете напрежения се подават в сумиращ компаратор (прагово устройство). На фиг. 1-32 са дадени два генератора за ЛИН, а на фиг. 1-33 — две схемни решения (на диференциален усилвател и схема с отрицателна обратна връзка), които изпълняват ролята на прагови устройства за сравняване на трионообразно напрежение с полезен сигнал. Илюстрация на цялостно схемно ре-

нение за усилвател клас D е фиг. I-34. Схемата може да изпълнява ролята на икономичен регулатор на постоянно напрежение или мощност. Може да се използва и като амплитуден модулатор за високочестотните крайни стъпала на радиопредавателите.



Фиг. I-32

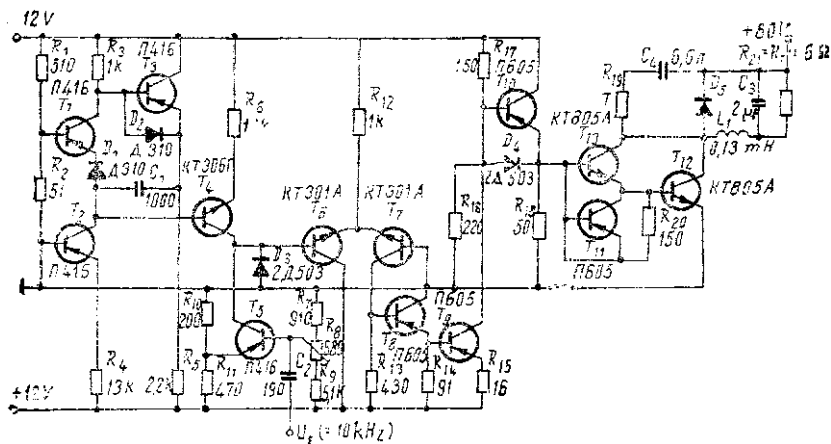


Фиг. I-33

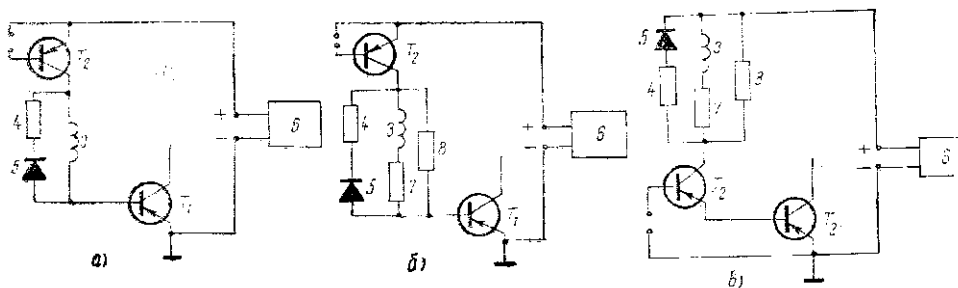
Крайното стъпало на показаня усилвател е изпълнено с транзисторите КТ 805 А. Транзисторът П 605 изпълнява ролята на „обратен“ диод. Максималната изходна мощност е в рамките на 400—1000 W.

Като допълнение към схемните решения на проф. Артъш се предлага и едно авторско свидетелство за усилвател клас D. Схемата, която е предмет на авторските претенции, е дадена на фиг. I-35. Тя представлява усилвател клас D с транзистори, включени по схема с общ емитер или обща база. Отличава се с това, че за да се повиши к. п. д., колекторът на предкрайния транзи-

стор се съединява посредством резистор, шунтиран с две вериги, всяка от които съдържа резистори, свързани последователно съответно с диод, включен обратно, и високочестотен дросел. На фигурата са дадени три варианта. Емитерът на T_2 е съединен с



Фиг. I-34



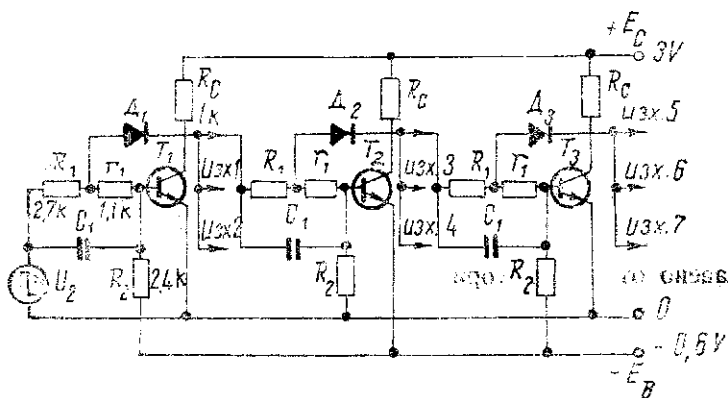
Фиг. I-35

токоизточника. На базата му се подава правоъгълно напрежение с висока честота и постоянна амплитуда, модулирано по продължителност от усилвания полезен сигнал. С цел да се линеаризира

входното съпротивление на транзистора T_1 и да се ограничи базовият му ток последователно с дросела 3 и включен нискоомен резистор 7 (фиг. I-356). За увеличение на тока при малка продължителност на импулсите се включва паралелно високоомен резистор 8 (фиг. I-356, θ). Транзисторът T_2 работи в ключов режим. Когато продължителността на импулсите е много по-малка от периода на повторение, токът в дросела 3 достига до относително малка стойност, а с удължаване на импулсите той нараства. Ако съпротивлението на резистора 4 (като се вземе пред вид и вътрешното съпротивление на диода 5) е равно на сумата от входното съпротивление на транзистора T_1 и изходното съпротивление на транзистора T_2 (в ключов режим), токът в дросела 3 и в базовата верига на T_1 е право пропорционален на продължителността на импулсите. Напрежението за захранване от токоизточника 6 се избира така, че при максимална продължителност на импулсите (равна на периода на повторение), когато напрежението върху дросела е равно на нула, базовият ток на транзистора T_1 да е равен на изчислената стойност за получаване на максимален колекторен ток.

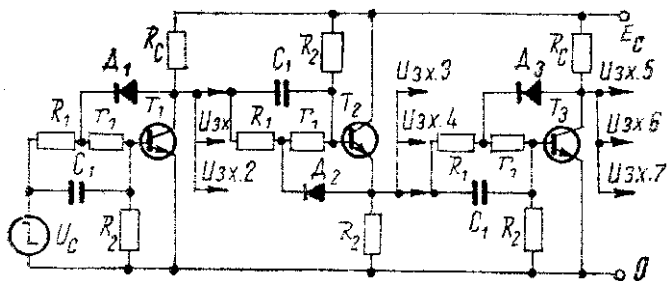
2. ТРАНЗИСТОРЕН УСИЛВАТЕЛ В РЕЖИМ-ГКЛАС D (И. И. Лившиц, 1974 г.)

Книгата беше разпространена в нашата страна, така че няма да се разглежда, но за пълнота ще се дадат някои от схемните решения, публикувани в нея. На фиг. I-36 е дадена схемата на

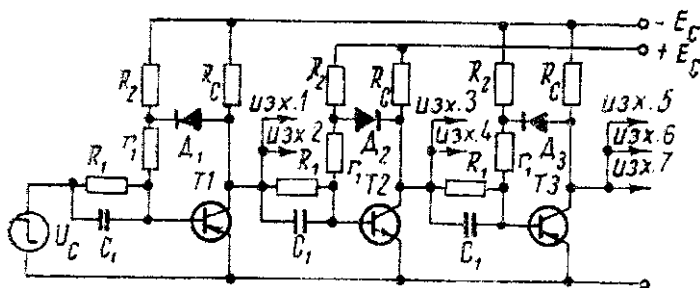


Фиг. I-36

усилвател с малка мощност със съпротивително-капацитивна връзка, удобен за нуждите на автоматиката и телемеханиката. Допълнителните изходи са за евентуални разклонени връзки. Твърди се,



Фиг. I-37



Фиг. I-38

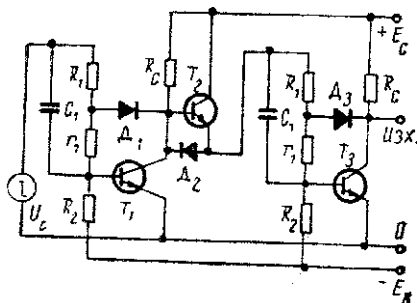
че показаният усилвател работи безотказно за ниски честоти и температури от -60° до $+70^{\circ}\text{C}$ при $\beta_{\min}=21$.

На следващата схема (фиг. I-37) се предлага RC-съпало, съставено от транзистори с еднаква проводимост. Комбинациите от германиеви и силициеви транзистори не са за предпочитане, защото е необходим допълнителен източник, за преднапрежение. Дадената схема е съставена от силициеви транзистори и е удобна за режим клас D.

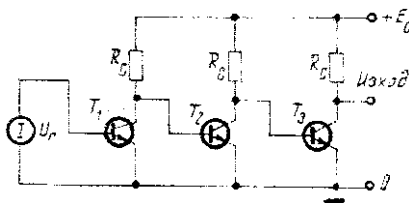
Двете посочени схеми не позволяват да се съчетават сложни схеми, чиито активни елементи са с различни проводимости и схеми с транзистори с еднаква проводимост. В това отношение по-

удобни са схемните решения от фиг. I-38, където усилвателят е съставен от транзистори с различна проводимост.

В случаите, когато повишаването на к. п. д. за маломощните стъпала не е по-важно от повишаването на работната честота, за



Фиг. I-39



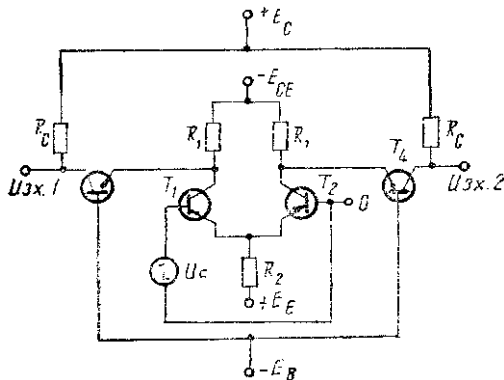
Фиг. I-40

предпочитане са усилвателите с галванична връзка. Една схема с галванична връзка е дадена на фиг. I-39. При нея се избягват прехвърлящите кондензатори, а включването на емитерен повторител повишава работната честота още повече за сметка на увеличаване на активното входно съпротивление и намаляване на капацитивното. Емитерните резистори са премахнати. На фиг. I-40 е показана опростена схема с галванично свързани еднотипни транзистори. Подобни схемни разновидности се пускат в интегрално изпълнение (например съветските интегрални схеми от сериите 113, 114, 155 и 201).

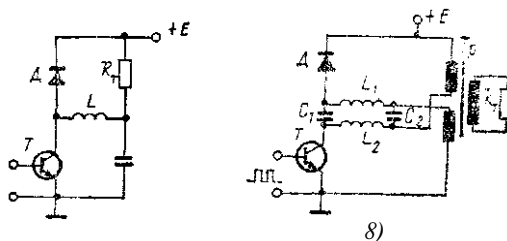
Интересна схема на токопревключване се дава на фиг. I-41 която също се среща в интегрално изпълнение (сериите 137, 223- и 229). За посочената схема работната честота е

$$f_{p \max} = \frac{1}{14,1 R_2 C_{\text{пар}}}$$

За $C_{\text{пар}} = 10\text{pF}$ и $R_2 = 1,2\text{k}$ се получава $f_{\text{рmax}} = 5\text{ MHz}$. За посочената схема сигналът се подава между базите на T_1 и T_2 , а изходът е между колекторите на T_3 и T_4 . Могат да се извлекат и два противотактни сигнала.



Фиг. 1-41

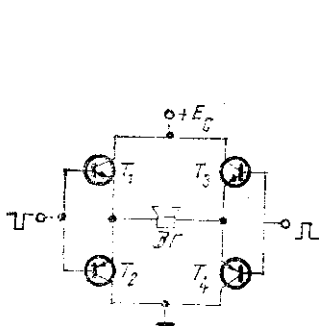


Фиг. 1-42

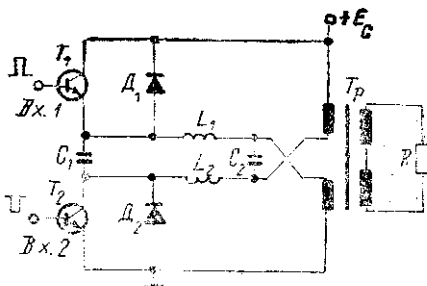
Приложението на усилвателни стъпала, работещи в режим клас D, като крайни винаги е било съпроводено с повишаване на ефективността на цялото устройство, но това не винаги е възможно. Освен това липсата на бързо превключващи мощни транзистори и тиристори забавя непростимо приложението на този режим. В книгата на Лившиц са дадени четири схеми на крайни стъпала в транзисторно изпълнение. Тук на фиг. 1-42 са дадени две еднотактни схеми, чрез които според Лившиц може да се постигне к. п. д. 80—90 %. Първата схема има недостатъка, че постоянна-

та съставяща на тока протича през товара и ще се получат топлинни загуби.

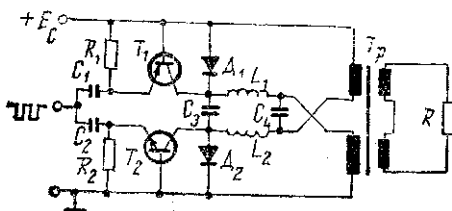
Втората схема е по-сложна и по-съвършена. За постоянния ток, от транзистора и диода каналите са разделени така, че постоянна-



Фиг. 1-43



Фиг. 1-44



Фиг. 1-45

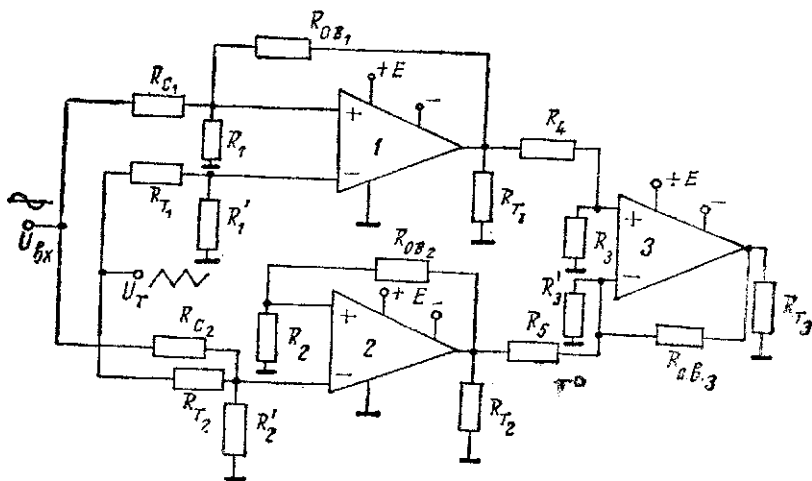
та съставяща на компенсация диоден ток възвръща енергията в токоизточника. Променливата съставяща през диодната верига повишава полезния информационен сигнал върху товарното съпротивление. Кондензаторите C_1 и C_2 , които са свързани паралелно, дават накъсо L_1 и L_2 за променливия ток, така че между двете бобини, не е необходимо да има индуктивна връзка. Магнитната енергия се запазва в тези индуктивности. Токът от самоиндукцията отпуска диода и част от енергията на постоянната съставяща се възвръща към токоизточника.

Ако се използват транзистори с различна проводимост, може да се получи схемата от фиг. 1-43. Тя е двутактна схема от първи род (мостова), може да работи и в тиристорно изпълнение и да се получат значителни мощности. Схемата от фиг. 1-44 може

да даде по-голям к. п. д., но необходимостта от импулсен трансформатор на входа създава допълнителни трудности. По-опростена по отношение на входа е схемата от фиг. I-45 — при нея се използва комплементарна двойка.

3 ШИРОЧИННО-ИМПУЛСЕН МОДУЛАТОР, РЕАЛИЗИРАН С ПОСТОЯННОТОКОВИ УСИЛВАТЕЛИ С ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ (В. М. Бемяков, 1972 г.)

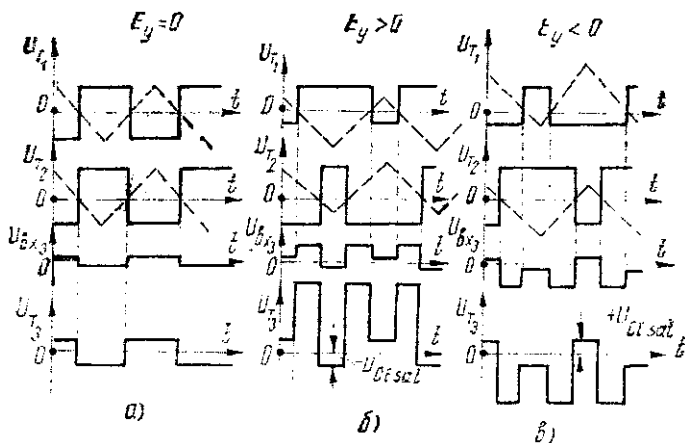
Предложеният широчинно-импулсен модулатор е реализиран с интегрални схеми на постояннотокови усилватели с диференциални входове (фиг. I-46). Възбуждането става със симетрично трионообразно напрежение. Модулаторът работи, както следва. При отсъствие



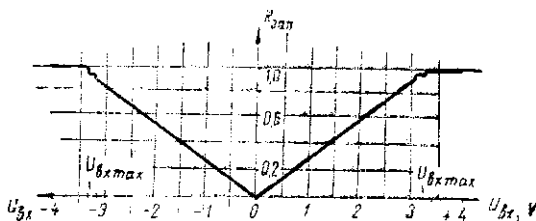
Фиг. I-46

на входен сигнал ($U_{вх}=0$) постъпващото триъгълно напрежение към инвертиращите входове на усилвателите 1 и 2 ги заставя да работят в ключов режим (в режим на насищане) при еднаква полярност на изходните напрежения. Изходите на двата усилвателя 1 и 2 са съединени посредством резисторите R_4 и R_5 с входовете на третия усилвател. За равни по амплитуда напрежения, постъпващи на инвертиращия и неинвертиращия вход, напрежението на изхода на усилвателя 3 е близко до нуля — фиг. I-47 а. Ако се прилагат положителни и отрицателни сигнали на входовете (ин-

вертираш и неинвертираш), усилвателите 1 и 2 ще се превключват от състояние на насищане до състояние на запушване с променлива полярност на изходното напрежение. Нагледна представа за тези превключвания дават диаграмите на фиг. I-47 а, б, в. U_{T1} , U_{T2} , и U_{T3}



Фиг. I-47

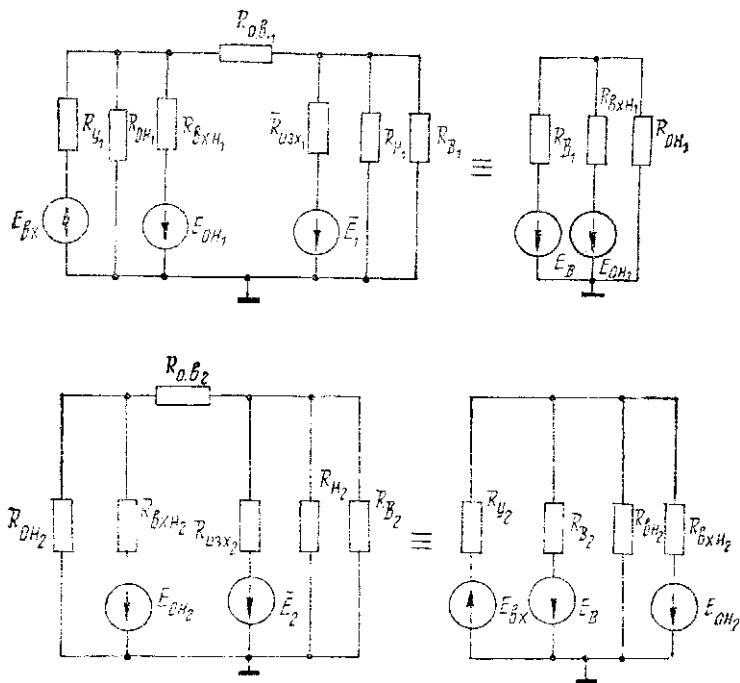


Фиг. I-48

са напреженията върху товарните съпротивления, $U_{вх3}$ е входното напрежение на третия интегрален усилвател, U_{CEsat} — напрежението на насищане на схемата. Вижда се, че при пресичане на триъгълното напрежение с правоъгълното става задействуване и съответно превключване на усилвателя 3.

Разбалансирането на модулатора поради различieto на параметрите на резистори, интегрални схеми и пр. може да се намали с

резисторите на входовете на трите интегрални схеми. На фиг. 1-48 е дадена зависимостта на входното напрежение от коефициентите на запълване. Схемата е експериментирана с интегрален усилвател 1УТ401А. Изчислените и експерименталните резултати се различават



Фиг. 1-49

със 7%. На фиг. 1-49 са показани заместителните схеми за режим на насищане при отрицателна полярност на изходното напрежение (*a* — за усилвател 1 и *b* — за усилвател 2). Чрез заместителните схеми авторът е получил аналитични зависимости

**4. ИЗСЛЕДВАНЕ НА КОМБИНАЦИОННИТЕ ИЗКРИВЯВАНИЯ
НА ЕДНОТАКТЕН УСИЛВАТЕЛ НА МОЩНОСТ КЛАС D
(Н. А. Батурич, В. Н. Плюсин, М. А. Сиверс, 1973 г.)**

За изследването авторите са използвали усилвател клас D с блокова схема от най-традиционен тип. Усилваното входно напрежение и трионообразното тактово напрежение се подават на модулатор за широчинно-импулсна модулация. Получените правоъгълни импулси след модулатора, модулирани по продължителност с еднотактна едностранна ШИМ (ЕЕШИМ-1), се усилват от импулсен усилвател и се модулират, за да се получи усилен ниско-честотният сигнал. Модулацията се осъществява по преден фронт. За анализ на честотния спектър, като е избран най-типичният начин за изменение на продължителността на импулсите ($\omega_t = \pi + \pi \cdot m \sin \Omega t$), е използван методът на двойните Фуриерови редове. За спектъра е получен изразът

$$F(t) = \frac{H}{2} (1 - m \sin \Omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{H}{\pi k} \sin k \omega t +$$

$$+ \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{H(-1)^k (-1)^{n+1}}{\pi k} J_n(m\pi k) \sin(k\omega + n\Omega)t,$$

където

H — амплитудата на правоъгълните импулси;

m — дълбочината на модулацията;

Ω — честотата на модулиращото трептене;

ω — кръговата честота на модулираното трептене;

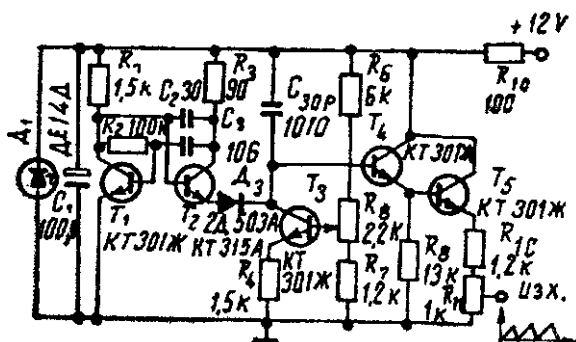
$J_n(z)$ — Беселова-функция от първи род n -ти. порядък с дискретно изменящ се аргумент $k = 1, 2, 3, \dots$; $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Както се вижда, спектърът на изходния сигнал на ключовия усилвател съдържа ниската честота, на полезния сигнал, висшите хармонични на превключващата (тактовата) честота и комбинационни честоти. Ако се приеме, че филтрирането е линейно и хармоничните на тактовата честота се отстраняват, може да се пренебрегне първата сума от израза. Тогава за сумарния коефициент на нелинейните (комбинационните) изкривявания може да се напише

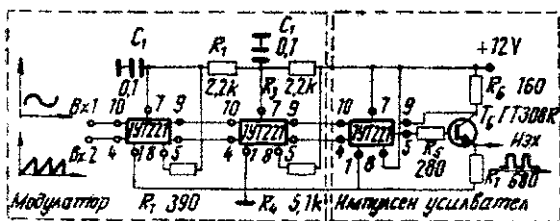
$$K_{\text{изкр}\Sigma} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{2 J_n(m\pi k)}{m\pi k} \right]^2}$$

Чиеята k и n се определят от условието за пропускането на трептения с комбинационни честоти $(k\omega + n\Omega) < \omega_c$, където n е отрицателно цяло число, доколкото $f_C > f_T > a f_C > 1$.

Изкривяванията растат с увеличение на f_C или с увеличение на $g = f_C / f_T$. С нарастването на m коефициентът на интермодуляционните изкривявания също нараства.



Фиг. I-50



Фиг. I-51

На фиг. I-50 е дадена схемата на генератор на линейно изменящо се напрежение с параметрична стабилизация на тока с регулируема честота в границите 40 - 165 kHz. Коефициентът на нелинейност на триообразното напрежение не надвишава 0,1% Използвана е превключваща тактова честота 100 kHz.

На фиг. I-51 е дадена схема на модулатор и импулсен усилвател, реализирани с интегралните схеми 1УТ221. Крайното съ-

пало е емитерен повторител с транзистора ГТ308А. Чувствителността на компаратора е 0,5 mV.

Като заключение може да се каже, че при приложение на еднотактна едностранна ШИМ е необходимо тактовата честота да бъде най-малко 61kHz за усилватели от първи клас и 104kHz за усилватели от висш клас.

5. ПОВИШАВАНЕ НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА ЕДНОЛЕНТОВИТЕ ТРАНСФОРМАТОРНИ ПРЕДАВАТЕЛИ (А. А. Алексанян, В. Н. Плюснин, М. А. Сиверс)

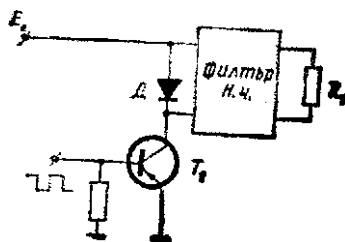
Чрез използването на усилвател, работещ в режим клас D като модулатор за крайното стъпало на даден предавател, к. п. д на предавателя може да се увеличи значително.

Крайните стъпала на еднолентовите предаватели обикновено работят в режимите клас А, В с к.п.д. , не по-голям от 45-55% даже при максималната им мощност. При някои конструкции, за да се повиши к.п.д., се усилват отделно в.ч. и н.ч. съставна, като след това двата сигнала се синтезират в крайното стъпало.

На фиг. I-52 е дадено стъпало, работещо в режим клас D. Същата конфигурация е използвана в схемата от фиг. I-53, където чрез един ключов усилвател, използван като колекторен модулатор, се изключва захранващото напрежение и се осъществява модуляцията. На базата на T_1 се подава правоъгълно напрежение с достатъчна амплитуда за привеждане на транзистора от запушено в наситено състояние. При отпушването на транзистора към филтъра или мостовата схе-

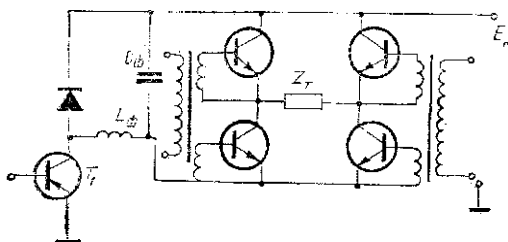
ма ще се подаде почти цялото напрежение на токоизточника. Ако граничната честота на нискочестотния филтър е значително по-ниска от честотата на повторение на импулсите на входа на транзистора, напрежението върху товара ще бъде с формата на постоянната съставна на входа на филтъра. Като се изменя продължителността на времетраенето на отпушеното състояние на транзистора, може да се изменя напрежението върху товара в широки граници.

За получаване на висок к.п.д. на предавателя усилвателят клас D трябва да се изпълни във вид на колекторен модулатор в крайното стъпало, работещ в ключов режим и усилващ треп-



Фиг. I-52

тения с високочестотно запълване. Експеримент е направен с макет на едноканален еднолентов предавател с върхова мощност $P_{\sim \max} = 300 \text{ W}$, модулираща честотна лента $\Delta F = 3 \text{ kHz}$, честота на повторение на импулсите на модулатора $f_T = 20 \text{ kHz}$, лента на про-



Фиг. 1-53.

пускане на нискочестотния филтър $L_{\phi} C_{\phi}$ (в режим клас D) $0 \div 4,5 \text{ kHz}$

Крайното-стъпало на предавателя е конструирано по мостова схема с четири транзистора КТ-805, работещи в ключов режим. Модулаторът се състои от еднотранзисторно стъпало. За тази схема общият к. п. д. е 85% за максимална мощност. За половината от максималната мощност к. п. д. е над 70% . При мощност, равна на $0,1 P_{\sim \max}$, к. п. д. е $55 \div 60\%$. Разбираемостта на речта, определена по стандартни акустически показатели, е била не по-лоша от $96 \div 98\%$.

6. ВЪПРОСИ ОТ ПРАКТИЧЕСКОТО КОНСТРУИРАНЕ НА УСИЛВАТЕЛИ КЛАС BD^1 (В. М. Кибакин, А. А. Киселев)

Конструктивното съчетание на усилватели клас В и управляем ключ създава режим на пулсиращо напрежение за захранване на усилвателя. Така се повишава к. п. д. на усилвателя, без да се влошават забележимо останалите параметри. Тук се дават Някои експериментални данни и практически указания за конструиране.

За да се избегне влиянието на изменящото се напрежение на токозахранващия източник върху клирфактора на усилвателя, е необходимо да бъдат изпълнени условията:

Забележка. Наименованието BD , дадено от авторите, не отговаря на възприетите определения и класификации в останалите литературни източници. По-скоро това е усилвател клас ED .

1) средната стойност на захранващото напрежение във всеки момент трябва да бъде равна или по-голяма от тази на изходното напрежение;

2) коефициентът на усилване по напрежение трябва да бъде постоянен и да не зависи от напрежението на токоизточника.

Изпълнението на тези условия не представлява особена трудност при усилвателите клас ВД, като се върви по пътя на усложняване на схемата със запазване на основната конфигурация.

Като най-подходящ вариант в конструктивно отношение за минимални нелинейни изкривявания се оказва схемата с общ колектор (емитерен повторител). Ако се усили входното напрежение малко над стойността на изходното, то може да се използва и за управление на преобразувателя на напрежение (ПН), който от своя страна има коефициент на предаване на напрежението около единица. За да се спази първото условие за по-голямо напрежение на преобразувателя от изходното, се поставят добавъчни резистори с не много големи съпротивления в базовите вериги.

Този режим на пулсиращото напрежение на захранване на усилвателя може да се изпълни както по колекторно, така и по емитерно захранване.

Ако усилвателят работи в режим клас АВ с преднапрежение за определяне на работната точка с някакъв начален ток, тогава с цел да се запази преднапрежението схемата може да работи (в режим ABD) чрез пулсиращо захранване само в колекторната верига.

Ако транзисторът, който изпълнява ролята на ключ, има същата проводимост, както транзисторите в крайното стъпало, той трябва да работи по схема с общ колектор. Ако този транзистор е с обратна проводимост, той може да бъде включен и по схема с общ емитер.

За сравнителна оценка на резултатите в режими В и ВД се дават данни от експеримента при изходяща мощност 0,8W за напрежение на захранване 12V и напрежение на захранване 24V при 25W.

На фиг. I-54 е дадена принципната схема при 0,8W. Преобразувателят на напрежение работи при максимална честота на генерация 80kHz, средна стойност на к.п.д. 86% при товар 100Ω.

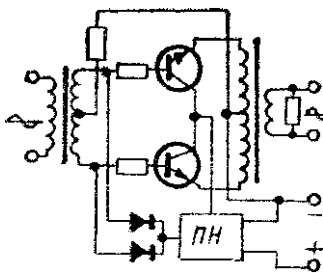
Усилвателят в режим клас АВ при 0,8W има честотна лента 150÷10000Hz при ниво 0,7 от това при 1kHz. Коефициентът на нелинейни изкривявания при 1000 Hz е 1,8%.

Графиките за зависимостта на к.п.д. за клас ВД във функция от изходното напрежение се дават на фиг. I-55 (крива 1 е за клас АВ, а крива 2— за клас ВД) при 0,8W. Честотната лента се

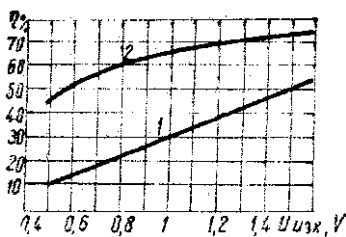
е запазила същата при малко увеличение на нелинейните изкривявания (1,9%).

Резултатите от експеримента при мощност 25W са дадени на фиг. I-56.

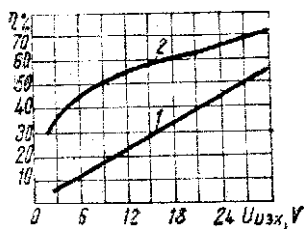
Значителното увеличение на к.п.д. на усилвателя дава основа-



Фиг. I-54



Фиг. I-55



Фиг. I-56

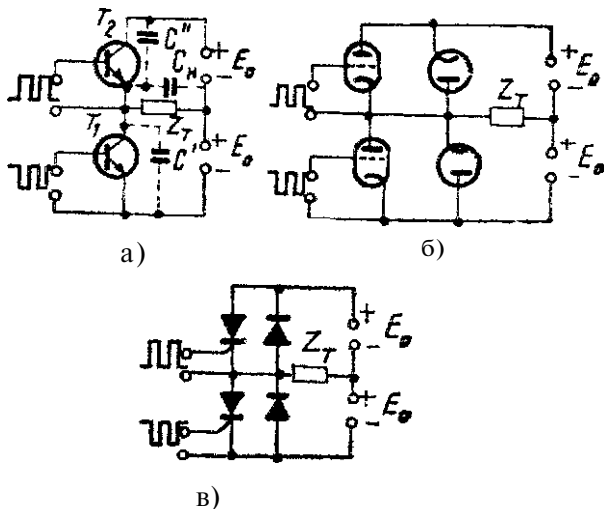
ние за приложение на този тип усилвател с пулсиращо захранване в тези радиоустройства, където на първо място е поставено изискването за икономичност.

7. КЛЮЧОВИ ГЕНЕРАТОРИ НА ПРАВОЪГЪЛНИ ТРЕПТЕНИЯ И В. Ч. УСИЛВАТЕЛИ (А. Д. Артъш)

Генераторите, които работят в ключов режим клас D, имат идентични в схемно отношение и по начин на работа крайни стъпала като тези на усилвателите или модулаторите, работещи в същия режим. Като се използват тези генератори и предимствата от широчинно-импулсната модулация, може да се предава инфор-

мация при големи мощности с к.п.д., близък до 100%, и малък коефициент на изкривявания.

Като пример може да се вземе нискочестотен усилвател клас D, при който усреднената съставна на широчинно-импулсно мо-



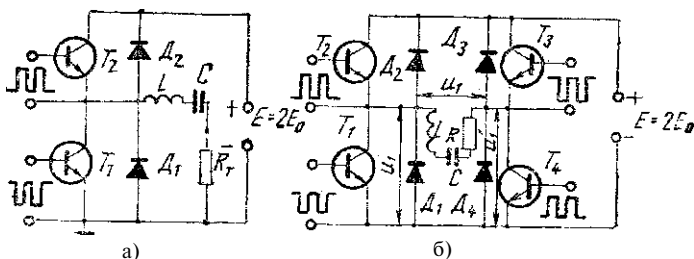
Фиг. 1-57

дулираното трептене с тактова честота носи информацията. Тактовата честота може да бъде носеща при предавателите при условие, че трептящият кръг на крайното стъпало е настроен на f_T . По този начин може да се отдели първата хармонична на трептението върху товара, да се получи синусоидален сигнал с висока честота, чиито амплитуди са резултат от подложените на ШИМ правоъгълни импулси. По принцип могат да се отделят и по-висши хармонични съставни, като по този начин се получава ефект на умножение на честотата иа трептението.

Транзисторите са най-подходящи за „ключове“ при генераторите. Чрез тях могат да се получават сигнални напрежения с правоъгълна форма при условие, че в схемата няма шунтиращи или паразитни кондензатори с големи капацитети (фиг.1-57а), защото при бързото им зареждане и разреждане ще се получават големи токове и енергията от зареждането ще се разсейва вътре в транзисторите. По тези съображения към товара не трябва да се включва паралелно кондензатор а да се свързва последовате-

дно малка индуктивност. Паразитните капацитети са малки и за ниски честоти не оказват съществено влияние.

Вместо транзистори могат да се използват и електронни лампи при ниски честоти. Поради това, че те нямат обратна проводимост



Фиг. 1-58

а при транзисторите същата е малка, за избягване на пренапреженията се използват диоди, включени обратно (фиг. 1-57б). Употребата на тиристоры (фиг.1-57в) или други вентили също е възможна. Тиристорите имат добри ключови свойства (но засега все още предимно за ниски честоти). Шунтиращият диод трябва да бъде с подходяща мощност. Генераторите от този тип имат ограничени възможности по отношение изменението на режимите, което би се получило при ШИМ или промяна на товарното съпротивление в широки граници, поради нарушаването на условията за изключване и загубването на устойчивостта на управлявания вентил. Нарушение на режима може да се получи и когато през работния интервал от време за тиристора токът в товарното съпротивление си измени два пъти посоката. При първото изменение на посоката се включва диодът и се изключва тиристорът, а при второто — диодът се изключва и тиристорът също остава изключен. Включването на тиристора отново в необходимия момент е възможно, но е свързано с трудности. Например при ШИМ този момент варира с времето и се създават допълнителни трудности.

При малки мощности като източници на правоъгълни трептения могат да се използват мултивибраторы, тригери, ограничители и др.

Усилвателите за високи честоти, работещи в режим клас D, могат да бъдат използвани като стъпала на предаватели, генераторы за индукционно нагриване или за други цели. В тези случаи

се отделя първата хармонична съставна на правоъгълното високочестотно трептение. Схемите на в. ч. усилватели- са почти същите, както на н. ч. усилватели, но вместо високочестотен филтър тук се поставя лентов, резонансен (фиг. I-58). В най-семплите решения това е паралелен или последователен LC-трептящ кръг, настроен на основната (тактовата) честота. Използването на мостова схема (фиг. I-58 б) позволява да се получи два пъти по-голяма мощност. Товарът или някой от елементите на филтъра могат да се включват с помощта на високочестотен трансформатор; така се създава възможността за заземяване на единия му край.

Ако честотата на свободните трептения е равна на тактовата, за напрехението върху товара може да се напише

$$U_{\tau} = \frac{4}{\pi} E_0 \sin \omega t. \text{ Най-подходяща модуляция за ключовите генера-}$$

тори е колекторната (или анодната). Като модулатори е целесъобразно да се използват нискочестотни усилватели клас D, при които мощността се използва до пределна степен.

8. НЯКОИ ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА УВЕЛИЧЕНИЕ НА МОЩНОСТТА И КОЕФИЦИЕНТА НА УСИЛВАНЕ НА КРАЙНИТЕ СТЬПАЛА (ИЗВЛЕЧЕНИЯ)— О. А. КОССОВ

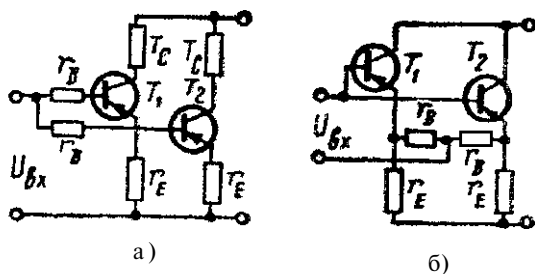
а. Паралелно свързване на транзистори

За управляване на мощни обекти се налага да се използват ключови транзистори за големи токове, за високи напрежения или и за двете. Но това не винаги е възможно поради липсата на, такива транзистори. Една от възможностите за компенсиране е да се свързват паралелно два или повече транзистори—фиг. I-59. Това се налага в случаите, когато токът през товара трябва да бъде по-голям от този на -транзистора, когато радиаторите за охлаждане са недостатъчно големи или се желае по-голям коефициент на усилване, а също и в случаите, когато се налага повишаване на надеждността.

За ефективна работа-на двата транзистора е необходимо да се изравнят загубните мощности. Равенството на мощностите се осъществява чрез изравняване на колекторните токове. Това се постига с подбиране на еднаква стръмност $S=\beta/g_{\text{в}}$ на преходната характеристика $I_{\text{с}}=f(U_{\text{ЕВ}})$ и с включване на емитерни резистори за осъществяване на обратна връзка.

При работа на паралелно свързани транзистори (без включване на допълнителни резистори) разликата между колекторните токо-

ве на границата на областта на насищане е равна на разликата, между стръмностите и не зависи от коефициентите на усилване по ток. Относителното отклонение на колекторния ток на всеки транзистор е равно на относителното отклонение на стръмността му.



Фиг. 1-59

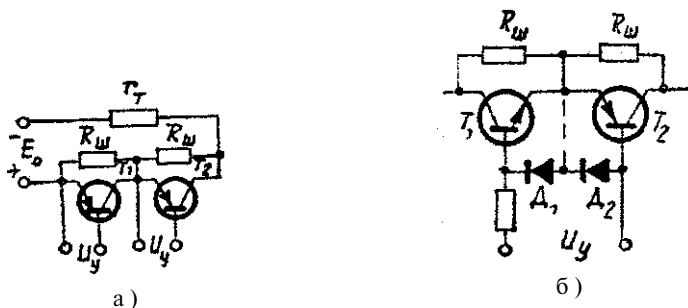
Схемата от фиг. 1-59 а има два недостатъка. Колекторните резистори не позволяват да бъдат включени транзисторите към общ радиатор без изолация, а без r_E ще липсва отрицателна обратна връзка, която намалява отклонението на колекторния ток от средната му стойност. Схемата от фиг. 1-59 б е без тези недостатъци. Резисторите r_E не пречат да се използва общ радиатор за топлообмен. Базовите резистори осъществяват отрицателна обратна връзка за намаляване на отклоненията на колекторния ток. Например, ако се увеличи токът на един от транзисторите, ще се увеличи падението на напрежение върху емитерния резистор и ще се създаде допълнителен ток през базовите резистори. Това ще създаде условие за изменение на базовите напрежения и изравняване на токовете в колекторните вериги и на разсейвателните мощности.

В практиката се срещат случаи на паралелно включване на няколко десетки транзистори при натоварване по ток до 50 — 60%. Възможно е всички да бъдат включени към общ радиатор за топлообмен. Това улеснява изравняването на токовете и не позволява отклонения от номиналните им стойности. Възможно е част от транзисторите да работят с 90%, а други с 20% от номиналния ток.

В някои случаи от практиката товарът може да бъде разделен на няколко паралелни клона или вериги, като например възбудителна намотка на електрическа машина, първична намотка на силов трансформатор и пр. В тези случаи всяка верига може да се включи към отделна група транзистори.

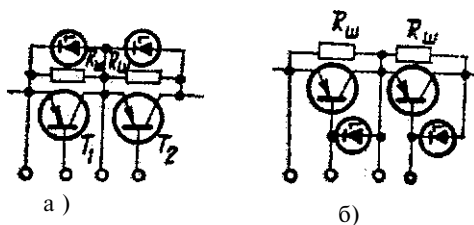
б. Последователно свързване на транзистори

За надеждната работа на последователно свързаните транзистори (фиг. I-60 а) трябва те да получават едновременно управляващ сигнал. В противен случай при един отпушен транзистор вторият ще бъде подложен на цялото захранващо напрежение.



Фиг. I-60

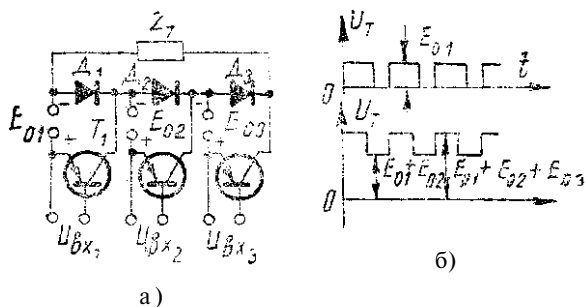
При разделените галванически и включвани към отделни вторични намотки входове на транзисторите тези условия се спазват автоматически. При ШИМ поради изменение на импулсите в широки граници трансформаторната връзка не е удобна. На фиг. I-60 е представена схема, която позволява да се управляват два пос-



Фиг. I-61

ледователно свързани транзистора от общ източник. Различната проводимост дава възможност да бъдат свързани последователно както входовете, така и изходите. Диодите служат за подобряване на условията на запусването и трябва да издържат високо напрежение в права посока. Шунтиращите резистори изпълняват

ролята на разпределители на напрежението от токоизточника. Те трябва да имат два-три пъти по-малко съпротивление от съпротивлението на запушените транзистори, определено от общия ток на утечката.

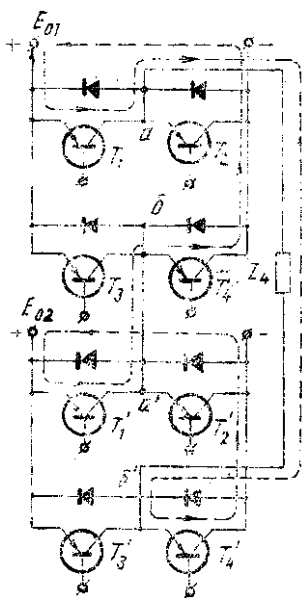


Фиг. 1-62

На фиг. 1-61 *a, б* са дадени схеми, защитени от пробив с ценови диоди.

На фиг. 1-62 *a* е дадена схема на три последователно, свързани транзистора с отделни изолирани източници на захранване. На фиг. 1-62 *б* са дадени и диаграмите на напреженията. Захранването е осъществено през диоди. Товарът е свързан паралелно на диодите. Транзисторите от тази схема могат да работят едновременно или поотделно, така че може да бъде включен само един или няколко броя от транзисторите, в това време другите са изключени или обратно. Отделните токоизточници могат да се осъществят като отделни вторични намотки на един трансформатор с отделни изправителни групи.

Независимо токозахранване може да се използва и в мостови схеми. На фиг. 1-63 са дадени две мостови схеми (с отделни токоизточници),



Фиг. 1-63

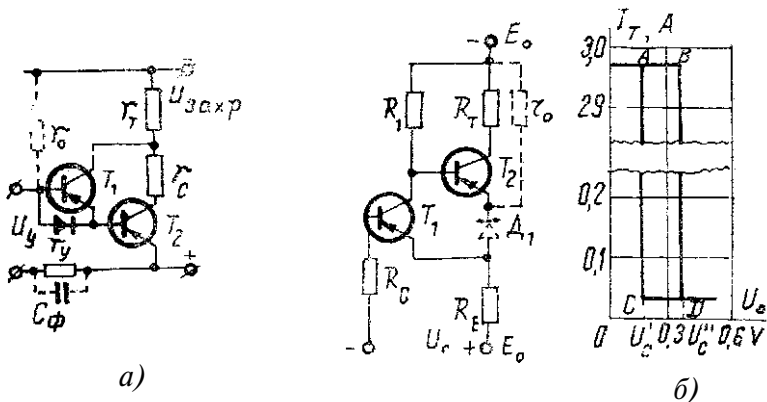
свързани последователно с общ товар във веригата на изходните клеми a, b, a', b' . Превключването на транзисторите трябва да става симетрично и за двата моста, например T_1, T_4, T'_1, T'_4 . За този случай в схемата е посочен пътят на тока от токоизточниците през посочените транзистори.

в. Съставен транзистор

Много голям ефект на повишаване на коефициента на усилване по ток се постига при схемата със съставен транзистор. В импулсните усилватели на мощност се използва схемата, дадена на фиг. I-64, за която коефициентът на усилване по ток е

$$\beta_{\text{екв}} = (I_{c1} + I_{c2}) / I_{\text{вх}}$$

Като пример за реално действие на съставен двустъпален транзистор може да се посочи схемата от фиг. I-65 *a*, известна като



Фиг. I-64

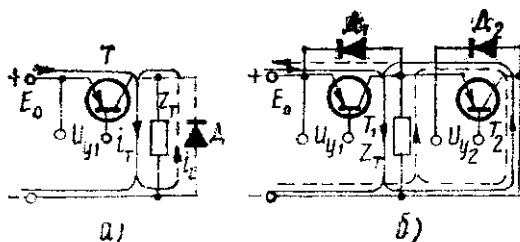
Фиг. I-65

транзисторно реле. Резисторът R_E , включен като общо емитерно съпротивление, създава положителна обратна връзка. Схемата работи по следния начин. Без входен сигнал T_1 е включен чрез R_1 към $-E_0$, като T_2 е запущен от падението на напрежението върху R_E . Условието за насищане на T_2 е $I_{b2} \geq I_T / \beta_2$. Ако коефициентът на обратна връзка $k_{об}$ е по-голям от единица, характеристиката изход-вход (I_T / U_C) ще има релеев характер. Диаграмата за зависимостта на товарния ток от входното напрежение е показана на същата фигура за транзисторите П217В и П201. Участъците AB и CD (където $k_{об} < 1$) отговарят на устойчиво състояние. В точките B и

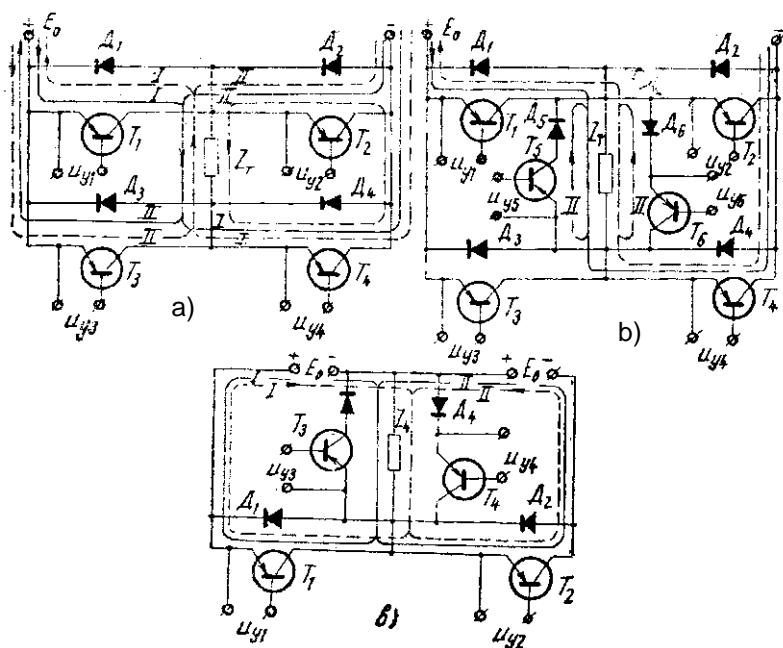
С (където $ков=1$) става отпушването и запушването на релето, а участъкът BC ($ков>1$) съответствува на динамичния релееен режим. Диодът в емнерната верига служи за предпазване на T^2 .

9. КРАЙНИ УСИЛВАТЕЛИ НА МОЩНОСТ

Усилвателите, работещи в ключов режим и използващи широкоимпулсна модулация, се захранват с постоянен ток, а тези



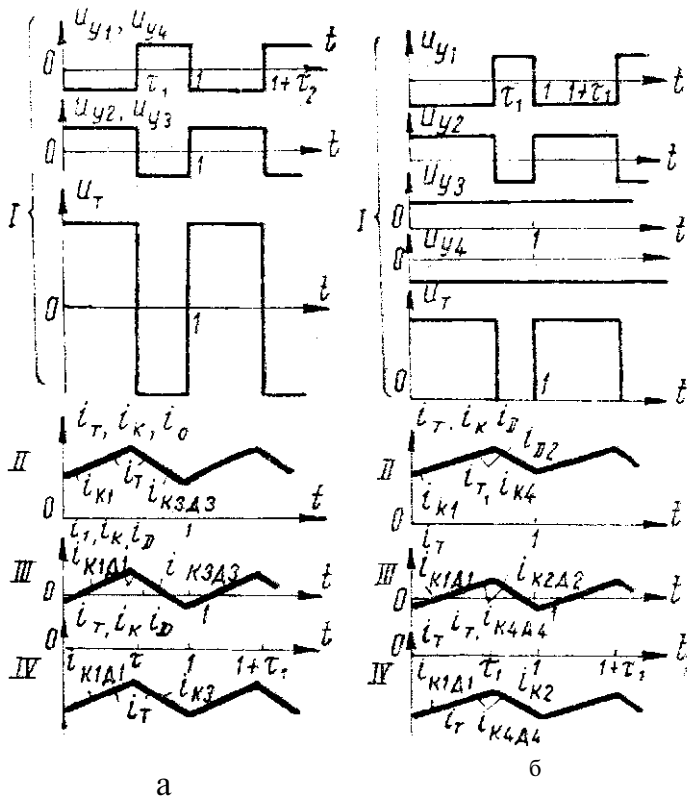
Фиг. 1-66



Фиг. 1-67

които имат фазово управление, се захранват с променлив ток.

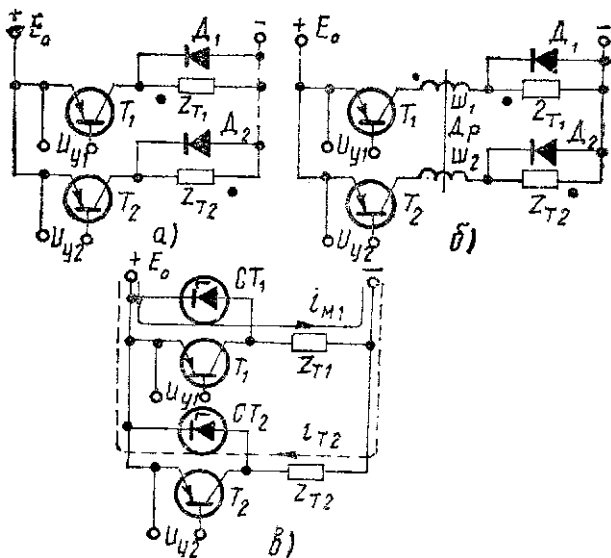
На фиг. I-66 се предлага проста схема на усилвател за ШИМ с регулиране на напрежението върху товара. Ако товарът е ак-



Фиг. I-68

тивен, диодът не е необходим и токът и напрежението са еднакви по форма. При активно-индуктивен товар (r_T, L_T) напрежението не се изменя, но токът тече непрекъснато през време на импулса през транзистора, а през паузата е д.н. от самоиндукцията $e = L \frac{di_T}{dt}$ предизвиква ток, който тече през диода.

Когато освен средната стойност на напрежението трябва да се измени и полярността му, в повечето случаи се използват мостови схеми (фиг. 1-67 а, б, в). Товарният импеданс е включен в диаго-



Фиг. 1-69

нала. При индуктивно-активен товар са необходими шунтиращи диоди. Управлението на трите схеми може да се осъществи по два начина:

а) всички транзистори се превключват едновременно и диагонално по двойки T_1 с T_4 и T_2 с T_3 (фиг. 1-68 а) ;

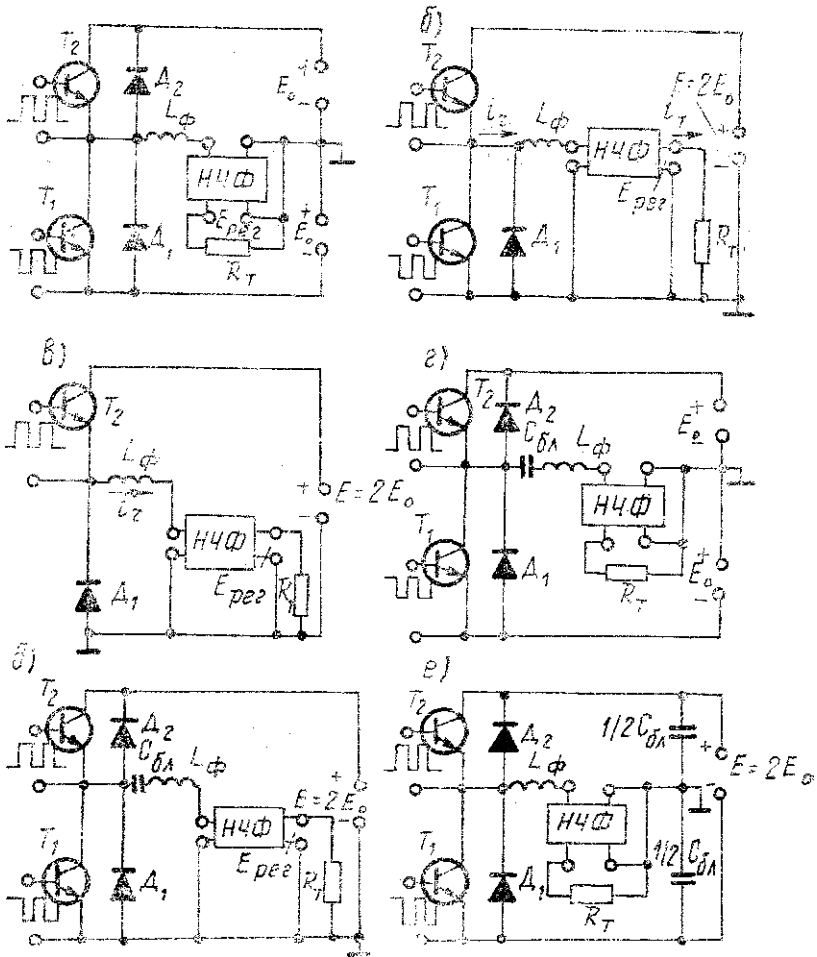
$$U_{y1} = U_{y4} = -U_{y2} = -U_{y3}.$$

б) ШИМ - сигнал се подава само на два транзистора, например T_1 и T_2 , T_3 остава постоянно запушен, а T_4 — постоянно отпушен. Формите на входното и изходното напрежение и на товарния ток са показани на фиг. 1-68б.

Съществуват още два метода, но те нямат голямо приложение. Всеки транзистор от мостовата схема трябва да бъде изчислен за пълното напрежение на токоизточника и максималния товарен ток.

Когато се налага товарът да бъде разделен на два индуктивно-активни товара, може да се използват схемите от фиг. 1-68а,б,в. Ако товарите са без индуктивна връзка, може да се използва схе-

ма (а) с два независими усилвателя. Втората схема (б) е с включени намотки от дросел-с правоъгълен, хистерезисен цикъл, за да не протича ток при нулев сигнал. За по-голяма линейност на ха-



Фиг. 1-70

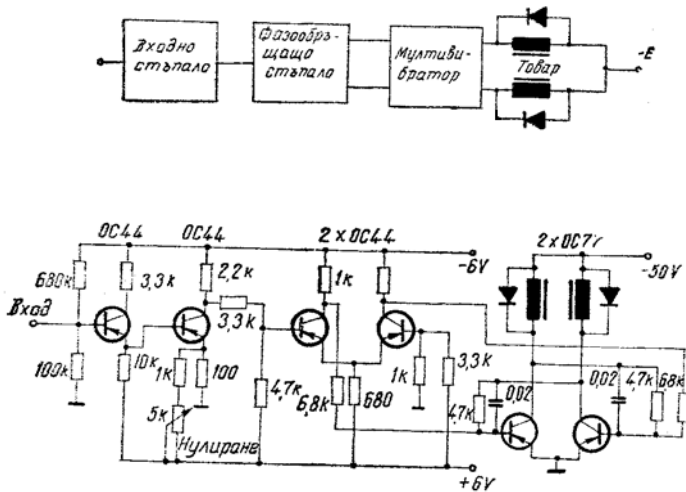
рактеристиката изход — вход (I_T/U^c) се използва третата схема с транзистори, шунтирани с ценови диоди.

Горните схеми са дадени от Коссов. За допълване на схемотехниката на нискочестотните усилватели на мощност клас D на фиг.1-70 се дават шест конфигурации на усилвателни схеми, които могат да бъдат управлявани чрез ШИМ. Схемите са дадени от Артыш.

1.4. ИСТОРИЧЕСКОТО РАЗВИТИЕ НА СХЕМОТЕХНИКАТА НА УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС D В ДРУГИТЕ СТРАНИ

1. ПРОЕКТ НА МОЩНИ КЛЮЧОВИ ТРАНЗИСТОРНИ УСИЛВАТЕЛИ 2 W И 1000W (Ettinger, G. M. and V. I. Cooper, 23. 06. 59г.)

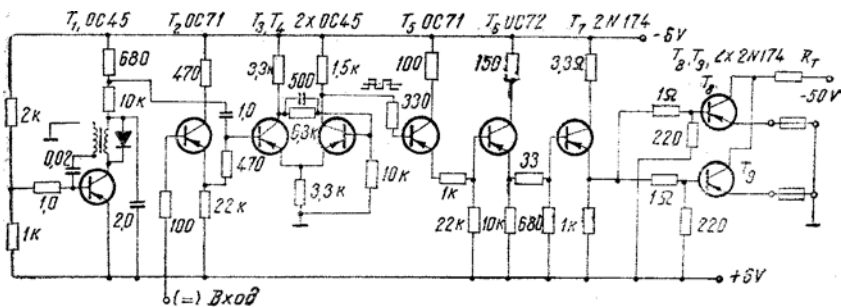
В статията с горното заглавие се предлагат две схеми на ключови усилватели — за 2W с к. п. д. 92 % и за 1kW с к. п. д. 99 % . Големият к. п. д. се дължи на ключовата работа на край-



Фиг. 1-72

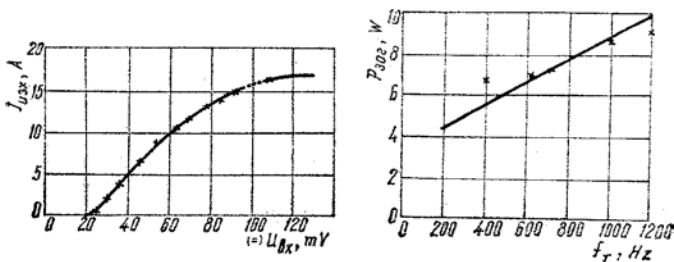
ните стъпала, като при тактова честота 400Hz се посочват загуби само 10 W. Управлението на усилвателите до пълно отпушено и запушено състояние става чрез генератор или мулти vibrator, като продължителността на импулсите и тактовата честота могат да се изменят.

На фиг. I-71 и I-72 са дадени блокова и принципна схема на усилвател с мощност 2W. За повишаване на входното съпротивление резисторите от делителя са с по-големи съпротивления, а като първо стъпало се използва емитерен повторител. Фазообръща-



Фиг. I-73

нето се осъществява с емитерна връзка. Крайното стъпало е управляем мултивибратор откъм входа с диференциален товар от намотки на серводвигател. Всяка намотка има съпротивление $1,2\text{k}\Omega$. При 50V захранващо напрежение върху всяка намотка се прилага мощност 2W . Усилването по напрежение е 1000 пъти, а по мощност 2×10^7 пъти при входно напрежение около 100 mV . Консумацията от



Фиг. I-74

токоизточниците за +6V е 13mA и за -6V - 10 mA. Общите загуби са около 150 mW (тук са включени загубите от превключване и насищане на крайните транзистори). К.п.д. е 92%.

На фиг. I-73 е дадена принципната схема на постояннотоков усилвател с мощност 1000 W, работещ в ключов режим. За тактова честота 400 Hz загубите са около 10W, а при тактова честота 1000 Hz загубите са под 15W. Товарното съпротивление е свързано към общия колекторен изход на паралелно свързаните крайни транзистори, чиито бази са съединени чрез резистори (около 1Ω) към емитера на предния транзистор с цел за изравняване на режимите. Крайните ключови транзистори се управляват също с ключов усилвател, съставен от транзисторите T_5 , T_6 , и T_7 . Блокинггенераторът T^3 работи с бобина с феритно ядро и създава трионообразни импулси, които управляват превключването на тригера на Шмид, съставен от T_3 и T_4 .

За по-голяма линейност вместо блокинггенератор може да се използва друг тип генератор с повече транзистори и по-сложна схема.

На фиг. I-74 *a, б* са дадени зависимостите на изходния товарен ток от постояннотоковия входен сигнал и на загубите във функция от тактовата честота.

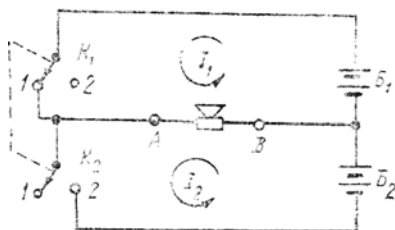
Усилвателят може да усилва и променлив сигнал, но в този случай е необходимо тактовата честота да бъде по-висока няколко пъти от най-високата честота от честотната лента на усилваното напрежение. Усилвателят може да се използва за контрол и управление на двигатели, на температури и за други цели.

2. ЗВУКОВИ УСИЛВАТЕЛИ С ИМПУЛСНА МОДУЛАЦИЯ

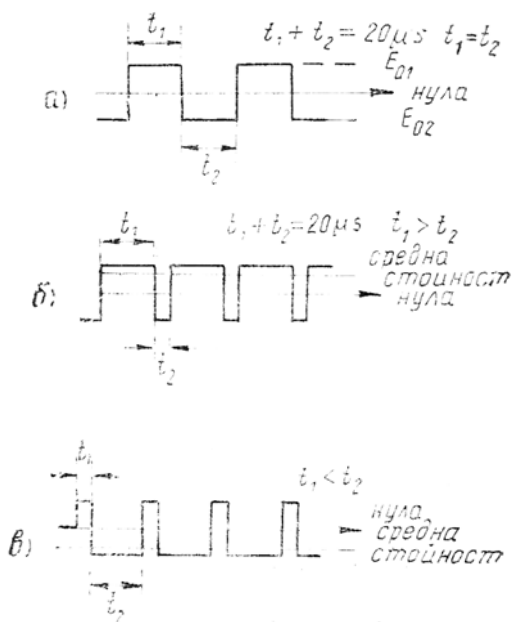
D. R. Birt, февруари 1963 г.)

След като разглежда работата на усилвателите в режими клас А, АВ и В, авторът описва и неизгодата от работата в режим клас В. На фиг. I-75 се илюстрира по нагледен начин ключов режим на работа. При условие, че „ключовете“ се включват последователно един след друг, товарът ще бъде включван ту към единия, ту към другия токоизточник. Ако това включване се управлява, ще се получат импулси с различна продължителност, чието усредняване чрез нискочестотен филтър (демодулатор) ще възпроизведе звуковата информация (фиг. I-76). Например при входен сигнал с честота 5 kHz и тактова честота 50 kHz нискочестотният филтър ще пропуска само усреднения сигнал, който образува изходния сигнал, т. е. 5 kHz. Високочестотният тактов сигнал няма да се предаде към високоговорителя. Чрез използване на Фуриеров анализ и Беселови функции за разлагане на правоъгълните импулси, модулирани по продължителност, се получава спектърът, показан на фиг. I-77. Ако загубите във филтъра са нулеви, теоретичният к. п. д. е 100% при

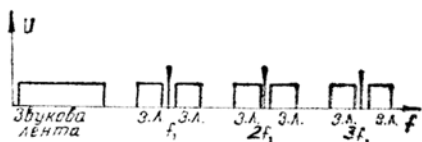
условие, че и загубите в транзисторите са нулеви. Като импулсен модулатор е употребен един диференциален усилвател с емитерна връзка (фиг. I-78). На двата входа са подадени съответно трионообразно напрежение с ултразвукова честота и звуковият сигнал.



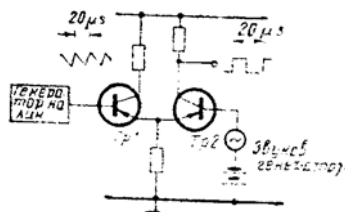
Фиг. I-75



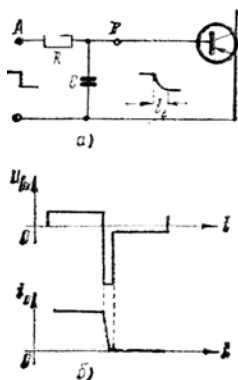
Модуляторът преобразува амплитудните разлики в различие по време, т. е. изменя се продължителността на правоъгълните изходни импулси. При липса на звуков сигнал ще се отпушват и запущват последователно двата транзистора на модулятора, така че двата



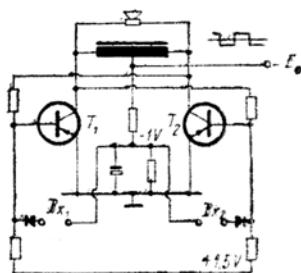
Фиг. 1-77



Фиг. 1-78



Фиг. 1-79



Фиг. 1-80

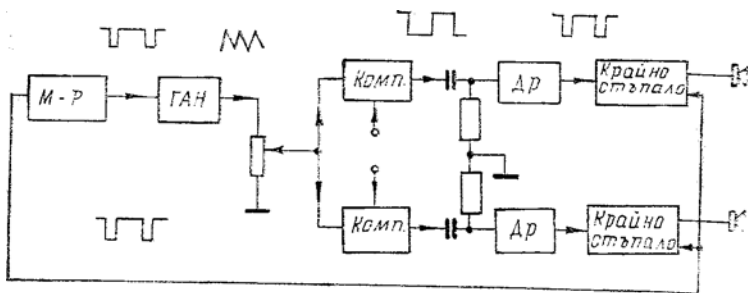
импулса ще бъдат равни. При наличие на звуков сигнал ще се измества работната точка така, че ще следват неравномерни отпушвания, пропорционални на този сигнал. На фиг. 1-79а е дадена еквивалентна схема на транзистора и оптималната форма на входния сигнал (фиг. 1-79б), който се изменя по заден фронт. Реалният транзистор е заменен с интегрираща група и идеален транзистор. RC-групата оказва същото въздействие на правоъгълния импулс, каквото би оказал реалният транзистор. Изводите от заместителната схема са, че за получаване на малки загуби в транзистора и малък

задан и преден фронт е необходимо да се избират транзистори с малки стойности на R и C и че оптималните управляващи импулси за ключовия режим на работа трябва да се доставят от нискоомни източници.

Регенеративното изходно стъпало, което намира приложение в тази разработка, е показано на фиг. I-80. За да се осигури нормално управление на стъпалото, е необходимо двата транзистора да не остават отпушени едновременно, защото това ще доведе до големи загуби. За избягване на това състояние авторът Бърт е избрал регенеративно крайно стъпало, при което единият транзистор се изключва, когато другият се включва. Честотата на свободните трептения на схемата е няколко херца, което се постига чрез голяма индуктивност. За тактовата честота 50 kHz схемата работи като бистабилен мултивибратор. При отпушването на единия транзистор се подава понижено напрежение към базата на другия транзистор, която става по-положителна и той се запущва. Необходимите управляващи импулси за тригерните V_{x1} и V_{x2} се доставят от широчинно-импулсен модулатор и от опорен генератор.

Като крайно стъпало може да се използва и нерегенеративно ключово стъпало. За целта към базовата верига се включва резистор паралелно с кондензатор. За същата цел може да се използва и диод.

Комплектният усилвател може да се представи чрез предложе



Фиг. I-81

ната от автора блокова схема за стереоусилвател с цел да се илюстрира, че не всички стъпала са дублирани. Интересно е да се знае, че е възможно да се контролира усилването на моно-и стереоусилвател, а също и всякакъв брой канали при изменение на

амплитудата на трионообразното напрежение. От фиг. I-81 се подразбира как може да се управлява усилването чрез изменение на амплитудата на трионообразното напрежение от генератора на Милер. Това създава ефект за вариация на дълбочината на модулацията. Без употребата на стереопотенциометри се получават еднакви коефициенти на усилване на усилвателите. За експеримента в крайното стъпало са използвани транзисторите OC23. По данни от експеримента загубите в колектора са 50 mV за транзистор. Получената изходна мощност е няколко вата, но има възможност за подобрене на крайното стъпало (според автора на статията). Тази схема има недостатък, породен от наличието на дросел с голям реактанс, който ще причинява изкривяване за ниските честоти. Двутактните схеми не се нуждаят от такъв компонент. С комплементарна двойка от *PNP* и *NPN* транзистори ще се получат известни предимства (според автора на статията).

Начин на работа. В случая, когато не се използва електрически нискочестотен филтър, върху товара се получават високочестотни загуби. При 100% модулация за к. п. д. ще се получи само 50% аналогично на работа при режим клас А. При наличието на нискочестотен филтър к. п. д. се повишава, тъй като филтърът спира в ч. съставни и намалява непрекъснатите загуби във високоволтителя.

Наличието на импулси при този вид работа може да предизвика появяването на нелинейни изкривявания от наличието на хармоничните съставни и интермодулационни (комбинационни) изкривявания от смесване на сигналите с различни честоти в звуковия тракт, независимо че теорията разглежда модулацията по продължителност на импулсите и демодулацията като линеен процес (авторът). Когато крайното стъпало изработва неточно импулсите, коефициентът на запълване ще варира заедно с вариациите на задния фронт. Тази грешка ще повиши изкривяванията. Отделно от временните грешки амплитудните грешки създават също нарастване на изкривяванията. Ако устройството произвежда константни по амплитуда импулси, тогава амплитудните грешки от този вид ще липсват. За да се избягнат изкривяванията, получени от наличието на пренапрежения и токови отскоци (също и за предпазване на транзисторите), е необходимо да се свържат диоди паралелно на крайните транзистори между колектор и маса (емитер).

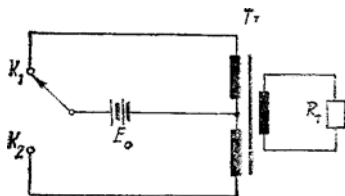
В схемата механизъмът на обратната връзка е особен, сигналът се явява от време на време с пропорционалността на появата на подвижните импулси. Цялата схема не е дадена в принципен вид, освен това особени се явяват обратната връзка, крайното стъпало

и др. Поради ранния период на публикацията не всичко е било отъпкано, но въпреки това тя е ценна. В статията се дава идея за ползване на тиристри при този вид усилватели.

3. КЛЮЧОВ РЕЖИМ НА РАБОТА НА ТРАНЗИСТОРНИТЕ УСИЛВАТЕЛИ (Stephens, M. L. и J. P. Wittman, септември 1933 г.)

Авторите на статията изясняват, че с ключовия режим на работа се получава по-голяма ефективност. Схемните решения на ключовите стъпала могат да намерят приложение при регулаторите на ток или напрежение, стабилизирането на напрежение и др. Ключовият режим на работа позволява да се работи с к. п. д. над 80 о/о и да се получи нисък изходен импеданс. В статията се сравняват коефициентите на полезно действие на два усилвателя с изходна мощност от по 1W. Първият усилвател има обикновен трансформаторен изход и работи в режим клас А. Максималната колекторна ефективност (к. п. д.) за случая е 50 %, а на практика—33%. Вторият усилвател е ключов и има колекторна ефективност (к. п. д.) 95%. От сравнението се вижда, че колекторните загуби на усилвателя, работещ в режим клас А, са 2W, а за ключовия усилвател са едва 0,05 W, тъй като консумираната мощност за клас А е 3W, а за ключовия усилвател—1,05 W.

Теоретичното разглеждане може да стане въз основа на фиг. I-82. На нея е дадена схема, състояща се от един ключ, батерия, трансформатор и товар. При превключванията в положения K_1 и K_2 на ключа към трансформатора ще се подаде правоъгълен импулс, който ще се включва към товара. При симетрия на схемата формата на импулсите е правоъгълна. Фуриеровият израз за правоъгълен импулс има вида



Фиг. I-82

$$e = \frac{4E_0}{\pi} (\sin \omega_T t) + \frac{\sin 3\omega_T t}{3} + \frac{\sin 5\omega_T t}{5} + \dots + \frac{\sin n\omega_T t}{n},$$

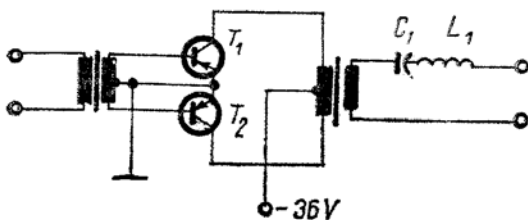
където

e — непрекъснатият сигнал, протичащ през товара;
 E_0 — захранващото напрежение;

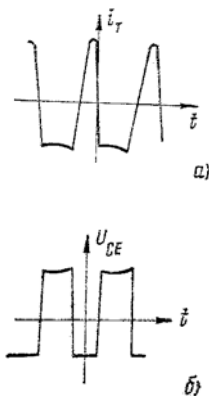
ω_T — тактовата честота;

I_0 — захранващият ток.

В повечето случаи общата мощност е приблизително равна на



Фиг. I-83



Фиг. I-84

мощността на първата хармонична (основното трептение). Основното трептение се определя от изразите

$$E_{eff} = \frac{4E_o}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_o; \quad I_{eff} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_o.$$

При условие, че няма загуби в ключа и трансформатора, изходната мощност ще бъде

$$P_T = I_{eff} E_{eff} = \frac{8}{\pi^2} E_o I_o = 0,81 E_o I_o.$$

К. п. д. за този случай се получава 81%. Смята се, че причината за по-малката стойност от 100% са загубите върху товара, дължащи се на третата и по-висшите хармонични.

Нека се предположи, че C_1 и L_1 от фиг. I-83 са свързани последователно между товарното съпротивление и трансформатора. Поради наличието на капацитет и индуктивност напрежението на трансформаторния изход ще бъде правоъгълно, но товарният ток ще има косинусоидална форма. Това се вижда от осцилограмата, дадена на фиг. I-84. Тази форма се дължи на безкрайно голяма-

та стойност на качествения фактор на вторичната (изходната) верига. Графиката на тока ще бъде серия от полусинусоиди, както при детектиране. Изразът, получен при Фуриеровия анализ, е

$$i = \frac{2}{\pi} I_{m_0} \left(1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega_T t - \frac{2}{15} \cos 4\omega_T t + \frac{2}{35} \cos 6\omega_T t - \dots \right),$$

където

i е моментната стойност на тока през товара;

I_{m_0} — амплитудната стойност на тока от токоизправителя.

Консумираната мощност е

$$P_0 = \frac{2}{\pi} E_0 I_{m_0}.$$

Токът през товара е косинусоидален и има същата амплитудна стойност, както токът от токоизточника:

$$I_{T\text{efj}} = I_T = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{m_0}.$$

Изразът за изходната мощност при наличие на LC-филтър и поради това, че товарното напрежение остава същото:

$$\left(E_{\text{efj}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_0 \right), \text{ е}$$

$$P_T = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I_{m_0} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_0 = \frac{2}{\pi} \cdot E_0 I_{m_0}.$$

Но това е същата стойност, каквато има консумираната мощност P_0 , т. е. теоретичният к. п. д. сега е 100%. Серийният резонансен кръг играе ролята на преобразувател на импулсия ток, съставен от първа и по-висши хармонични.

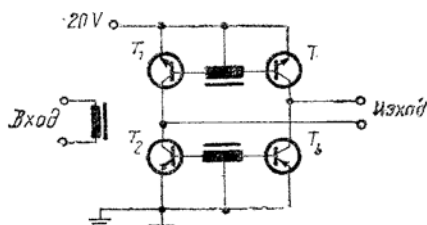
Интересно е да се знае, че постояннотоковата консумирана мощност и изходната мощност са равни, но импедансът на съпалото е различен за постоянен и променлив ток:

$$Z_{(=)} = \frac{E_0}{I_0} = \frac{E_0}{\frac{2}{\pi} \cdot I_{m_0}} = \frac{\pi E_0}{2 I_{m_0}};$$

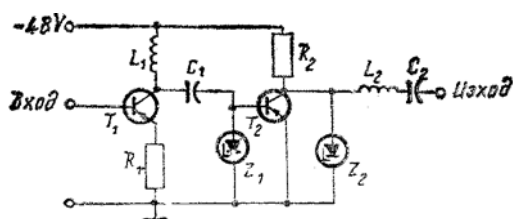
$$Z_{(\sim)} = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_0}{\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I_{m_0}} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E_0}{I_{m_0}};$$

$$\frac{Z_{(=)}}{Z_{(\sim)}} = \frac{\frac{\pi}{2}}{\frac{4}{\pi}} = \frac{\pi^2}{8} = 1,235.$$

Двата транзистора от схемата на фиг. I-83 с LC-кръг (демодулатор) се привеждат в състояние на насищане и запусване по-сменно един след друг през трансформатор. Полезната мощност се предава на резонанския кръг. Консумираната мощност е



Фиг. I-85



Фиг. I-86

4,1 W, а к. п. д. е 95 %, като са взети пред вид загубите в трансформатора и колекторите. Около 1 W се губи в резонанския кръг, така че общият к. п. д. става 71 %. Загубите в транзисторите са малки, дължащи се на транзитните превключвания.

На фиг. I-85 се предлага мостова схема на стъпало с комплементарна симетрия в ключов режим, но с трансформатор на входа. Тя се различава от схемата, дадена на фиг. I-83 с мостовия си характер и с безтрансформаторния си изход. През единия полупериод на входния сигнал се отпушват едновременно транзисторите T_1 и T_4 , а T_2 и T_3 остават запушени. През време на втория полупериод ролите им се разменят. Получава се изходно напрежение с амплитуда 20 V при колекторен к. п. д. 95 %. Включването на филтъра намалява к. п. д. на 80 %. На транзистор се получава по 6 mW загубна мощност.

Поради малкото колекторно съпротивление в отпушено състояние и голямата му стойност в запушено състояние схемата е удобна за регулиране на товарното съпротивление.

Следващата схема, дадена на фиг. I-86, е на регулатор, работещ по ключов принцип за 92 kHz. Използва се и като стабилизатор на пилотно напрежение. Получава се к. п. д. от 70 до 80 % в сравнение с обикновените усилватели с к. п. д. 33%. В същото време транзисторните загуби се намаляват от 67 на 5%.

4.ЗВУКОВ УСИЛВАТЕЛ С ОБРАТНА ВРЪЗКА И ШИРОЧИННО-ИМПУЛСНА МОДУЛАЦИЯ

(Turnbull, G. F. и J. M. Townsend — април 1965 г.)

В индустриалната практика отдавна е била позната ползата от употребата на контролни системи, при които са били контролирани големи мощности само чрез две състояния на един ключ—изключено и включено. Но едва неотдавна бяха направени сериозни разглеждания на възможността да се използва тази техника в звуковите усилватели. Най-главният проблем беше да се намери подходящ ключ, който да работи при достатъчно висока честота.

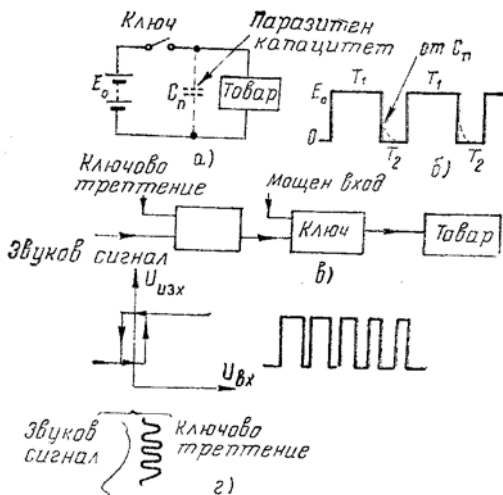
Голямото предимство на тези системи се изразява във възможността, която те създават, за контрол на мощни устройства. Чрез ключовия режим на работа се постигат малки загуби на мощност, при което к. п. д. на усилвателите нараства в сравнение с този при обикновените усилватели. Това води до намаляване на обема на тези устройства.

Превключващата (тактовата) честота трябва да бъде няколко пъти по-висока от най-високата честота на усилвания сигнал. За усилване на звуков сигнал, чиято горна гранична честота е 20 kHz, механичните ключове явно са неподходящи.

Неотдавна бе създадена възможността да се използват два транзистора (или лампи) като ключове при тези ултразвукови честоти. При употребата на лампи за работа в ключов режим изходящите напрежения и токове са неподходящи за директно захранване на високоговорител, който има малък импеданс, освен ако същият се навие специално със съпротивителен проводник за 1 kΩ. Това изпълнение ще бъде наистина скъпо. Транзисторите по начало имат голям ток и ниско напрежение, което ги прави идеални за включване към товар с малък импеданс или високоговорител.

Тук се описва развитието на ключовите усилватели за звукови цели в транзисторно изпълнение, които използват „двете състояния“ за контрол върху високоговорителя. Тези усилватели

имат семпли, некритични към толеранса на компонентите схеми и се управляват лесно. На фиг. I-87 а е дадена заместителната схема на ключов звук усилвател с един транзистор, имитиращ включено — изключено („on-off“), товар и токоизточник. Напре-



Фиг. I-87

жението върху високоговорителя (товара) ще има вида, показан на фиг. I-87 б, където T_1 е времето на включено състояние, а T_2 — на изключено. Изходният сигнал се получава чрез усредняване на импулсите — резултат на вариациите на превключванията (фиг. I-87 г). На фигурата е дадена и блоковата схема на усилвателя (фиг. I-87 в).

При условие, че времето T_1 е равно на времето T_2 , правоъгълното импулсно напрежение върху товарното съпротивление ще има средна стойност, равна на нула. Товарът може да се свърже чрез кондензатор. Честотата на превключване трябва да бъде по-голяма от 20 kHz, ако системата е предназначена за звукови цели. Загубната мощност в ключовите транзистори нараства пропорционално с увеличаване на времетраенето на фронтите на импулсите. Очевидно много е важно да се осигури такъв режим, че фронтите на правоъгълните импулси да имат много по-малка продължителност от тази на импулсите, за да се получат много малки загуби и изкривявания за малките нива на полезния сигнал.

Схема на усилвателя и генератора

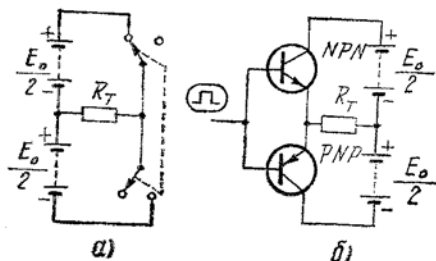
За да се докажат възможностите на стъпалата, работещи с „включено — изключено“ състояние, авторите са конструирали звуков усилвател със следните данни:

- 1) изходна мощност 2W (ефективна) за високоговорител 15Ω;
- 2) честотна лента от 50 Hz до 20 kHz при неравномерност ± 3 dB;
- 3) чувствителност на входа 100 mV (еф. ст.) за пълна изходна мощност;
- 4) входно съпротивление около 10 kΩ.

За схемното решение са използвани транзистори, подобни на употребяваните в обикновените усилватели. Изходящата мощност върху товара, както се вижда от фиг. 1-88, може да се определи от израза (не се взема пред вид U_{CEsat}):

$$P_{T \max} = \frac{E_0^2}{8R_T}$$

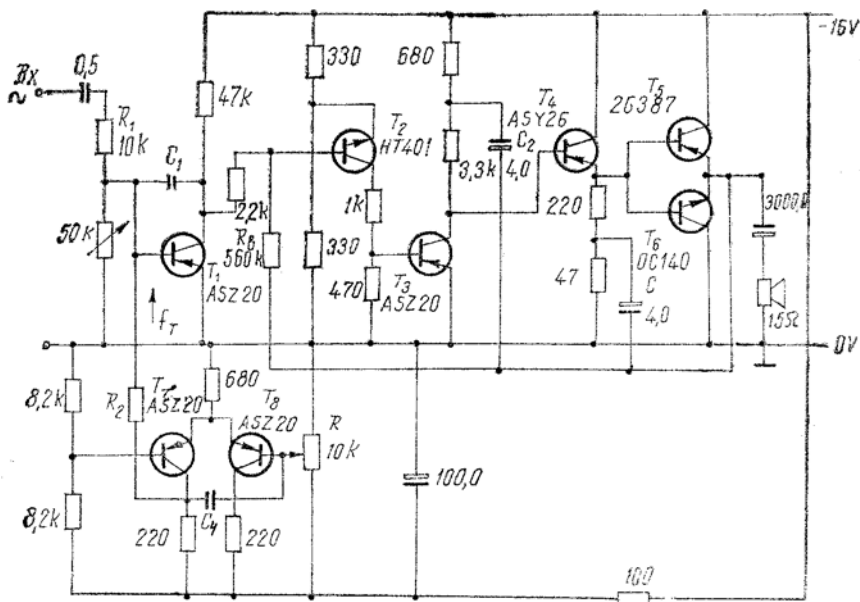
Амплитудата на правоъгълните импулси от връх до връх е 16 V. Захранващото напрежение е 16 V при максимален ток около 0,5 A. Базовият ток трябва да осигурява пълно насищане на транзисторите. На фиг. 1-89 е дадена принципната схема на звуковия усилвател. Той е съставен от няколко стъпала. Транзисторът T_4 и тези на крайното стъпало работят като усилватели на ток.



Фиг. 1-88

за да не се товари генераторът на трионообразно напрежение, а T_3 е усилвател на напрежение. Положителната обратна връзка (ПОВ) е използвана с цел да привежда транзисторите само в двете състояния на работа. Положителната обратна връзка през емитерното

съпротивление и C_3 поддържа транзистора T_0 в напълно отпуснено (включено) състояние за положителните импулси на правоъгълно трептение. C_3 трябва да бъде достатъчно голям за поддържане на константен потенциал, а емитерният резистор се избира от



Фиг. 189

съображения за достатъчно голям базов ток на T_6 , който има колекторен ток 500 mA. Положителната обратна връзка през C_2 спомага да се отпусне T_5 през време на отрицателните импулси. ПОВ продължава през R_B към базата на T_2 .

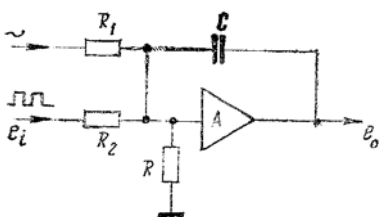
Триообразното напрежение се получава в първото стъпало, което е сумиращ интегратор с обратна връзка и се управлява от мултивибратора T_7 , T_8 с работна честота 100 kHz. Регулирането на честотата става чрез C_4 и потенциометъра 10 kΩ.

На фиг. I-90 е дадена схема на усилвател, работещ като сумиращ интегратор с коефициент на усилване A и входно съпротивление R_{in} , чиято предавателна функция е

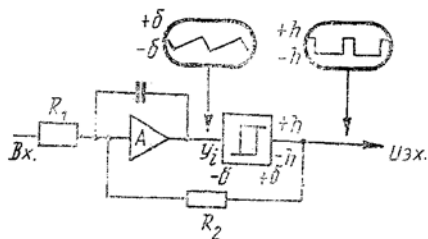
$$\frac{e_0}{e_i} = \frac{R_C A}{R_2} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C R_c (1 + A)}$$

където R_c е еквивалентното съпротивление на R_1 , R_2 и R_{in} .

Това уравнение може да се използва за проектиране на интегратор. Интеграторът изпълнява две роли—генерира трионообразно напрежение и приема звуковия сигнал. При $= 10 \text{ k}\Omega$ и колекто-



Фиг. I-90



Фиг. I-91

рен ток около $200 \mu\text{A}$ на T_1 , входното съпротивление към базата на T_1 ще бъде около $10 \text{ k}\Omega$ ($R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, а $R_2 > 5 \text{ k}\Omega$).

Измерената стойност за A е около 40. Честотата на трионообразното напрежение се определя от

$$f = \frac{1}{2\pi R_c C_1 (1+A)}$$

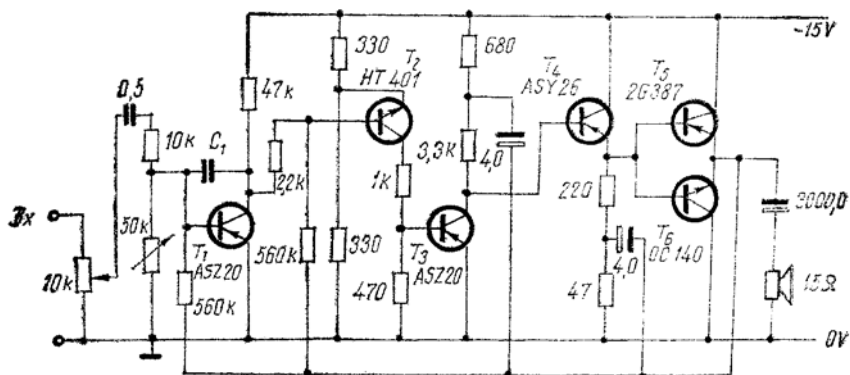
Тази честота трябва да е по-висока от 20 kHz . Капацитетът на C_1 е 25 pF , а съпротивлението на R_2 е $27 \text{ k}\Omega$. За да се получи амплитуда 5 V (от връх до връх) на трионообразното напрежение, е необходимо правоъгълното напрежение да има амплитуда $0,7 \text{ V}$ (от връх до връх).

В статията се дават амплитудно-честотната характеристика на усилвателя, която е добра, и осцилограмата на почти линейната зависимост $u_{изх} = f(u_{вх})$.

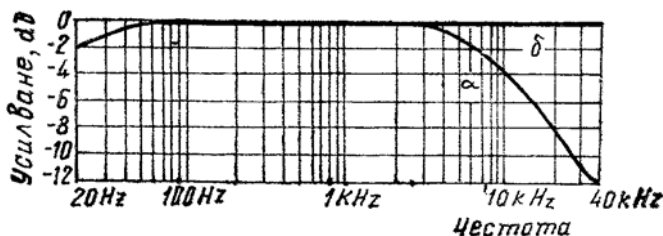
За да се подобри работата на устройството, могат да се приложат най-различни способности. С подобрене на работата на интегратора се намаляват изкривяванията. Подобрието на формата на трионообразното напрежение ще повиши линейността на ключовата характеристика, но за целта са нужни допълнителни транзистори.

Генераторът за правоъгълно напрежение може да се елиминира, ако системата се самовъзбужда на съответната честота чрез въвеждане на обратна връзка, като се знае, че върху високоговорителя (на изхода) напрежението е правоъгълно. С въвеждане на отрицателна обратна връзка чрез R_2 (фиг. I-91) става

възможно да се елиминира мултивибраторът и в същото време да се намалят дисторзиите и да се подобри честотната характеристика. Принципната схема на усилвател от този вид е дадена на фиг. 1-92. Схемното детайлирано на обратната връзка (за-



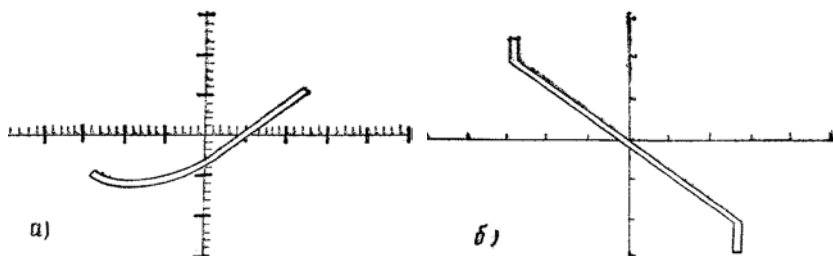
Фиг. 1-92



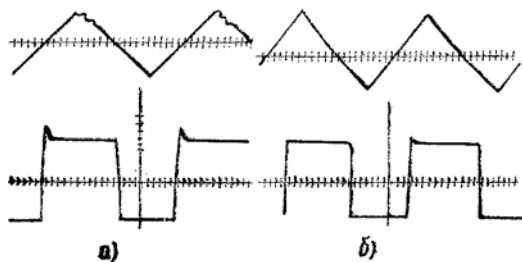
Фиг. 1-93

творената верига чрез резистора със съпротивление, 560 kΩ) става по подобие на фиг. 1-89. Така се елиминира мултивибраторът. Усилването за звуковия сигнал е $560/10=56$. Кондензаторът C_1 , (за обратна връзка в интегратора) се избира така, че да се получава генериране (когато $T_1 = T_2$) на около 100 kHz. За нулев входен сигнал правоъгълните трептения трябва да са симетрични. Това се регулира чрез потенциометъра (50 kΩ) между базата и емитера на интегратора.

На фиг. I-93 е дадена честотна характеристика (б) за схемата от фиг. I-92, която е значително по-широка (пет пъти) от честотната лента (а) за схемата от фиг. I-89, при изходно напрежение 2V (еф. ст.) върху високоговорителя, получено за входното на-



Фиг. I-94



Фиг. I-95

прежение 40 mV. Изкривяванията в честотната лента от 1 до 10 kHz са идентични:

вход: 40 mV (0 dB), 2f (-52 dB), 3f (-54 dB), 4f (> -60 dB);
изход: 2V (0 dB), 2f (-40 dB), 3f (-52 dB), 4f (> -50 dB).

Изкривяванията за първата схема са по-големи. На фиг. I-94 са показани зависимостите на входното и изходното напрежение: а за релейна и б за обща характеристика.

На фиг. I-95 а са показани осцилограми на триънообразното и правоъгълното трептене за схемата от фиг. I-92, на фиг. I-95 б — за схемата без отрицателна обратна връзка, а на фиг. I-95 в — широчинно-импулсно модулирани импулси при синусоидален звуков сигнал с честота 6 kHz.

В заключението на статията се казва, че са изпитани два типа „on-off“ звукови усилватели, дава се снимка на конструкцията и схема на захравването.

За увеличаване на изходната мощност може да се използват по-мощни транзистори в крайното стъпало, паралелно свързване или мостова схема. Към статията се дават две приложения за изчисление на характеристиката на превключването и загубата в крайните транзистори. Загубите са изчислени за тактова честота 50 kHz, при която коефициентът на полезно действие е равен на 90%. При 100 kHz к.п.д. намалява на 80% поради ниската работна честота на транзисторите.

**5. ОТНОСНО К. П. Д. НА УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС D
УСИЛВАТЕЛ 5 W С ПОДОБРЕНИ ПАРАМЕТРИ
(Turnhull, G. F. и J. M. Townsend, април 1967 г.).**

Независимо от оскъдното количество материали за звуковите усилватели с импулсна модулация, изглежда, няма съмнение, че този тип усилватели ще стане сериозен конкурент на обикновените усилватели.

Значителен интерес и дискусии са били предизвикани от статията [II. 14] за звуков усилвател клас D с импулсна модулация от април 1965 г. Поради опасността съобщението за този усилвател да бъде третирано като едно обикновено текущо съобщение, авторите в новата статия дават развитие на проекта, при което се повишават мощността и к.п.д. и се намаляват изкривяванията. Статията третира главно изкривяванията и к.п.д. на усилвател с мощност 5 W в сравнение с усилвател клас B. Разглежда се значителното повишение на к.п.д. в сравнение с к.п.д. на усилватели клас B при еднакви честотни ленти и изкривявания. Дефинират се два вида к.п.д. — на крайното стъпало ($\eta_{кр.ст.}$) и на целия усилвател (η):

$$\eta = \frac{\text{изх. мощност}}{\text{захр. мощност}} = \frac{\text{изх. мощност}}{\text{изх. м.} + \text{загуби в усилвателя}};$$

$$\eta_{кр.ст.} = \frac{\text{изх. мощност}}{\text{изх. м.} + \text{загуби в кр. стъпало}}.$$

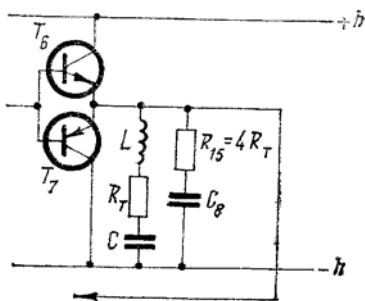
Авторите дават изрази за к.п.д. и таблица за коефициентите, изчислени по тези изрази при усилватели клас B и D.

Простото крайно стъпало, показано на фиг. I-96, е приложено в схемата на петвтовия усилвател клас D. Резисторът R_{15} е поставен с цел осигуряване на истинска работа в режим клас D; съпротивлението му се определя в широки граници от индуктивността L и R_T на високоговорителя. Импедансът на високоговорителя има отношение към ефективността и участва в серийния кръг C, L, R_T . Индуктивността се избира в зависимост от честот-

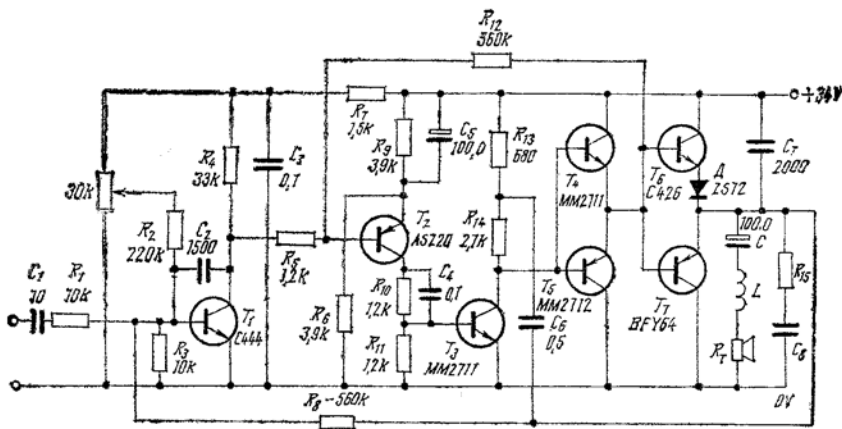
ната лента, но така че да се получи оптимално съотношение между стойностите на R_{15} и C_8 .

Разглежда се случаят, когато R_{15} е много голямо и $\omega_T L < R_T$ (ω_T е честота на тактовите импулси). За този случай осцилограмите на тока и напрежението са идентични. Но к. п. д. е нисък — под 50%. Ако се избере $\omega_T L < R_T$, тогава се получава едно усредняване на токовите импулси. При вариации на стойностите на елементите са получени изрази за тока и графики за к.п.д.

На фиг. I-97 е показана схемата на усилвател с мощност 5 W при товар 15Ω . Амплитудата на правоъгълните импулси е 17V. За к.п.д. се получава стойност 0,72. Схемата е симетрична относно крайното стъпало чрез диода ZS 72, свързан последователно с транзистора $T_6 - C 426$. Двата крайни транзистора имат напрежение на насищане около 1V и съпротивление при отпушено



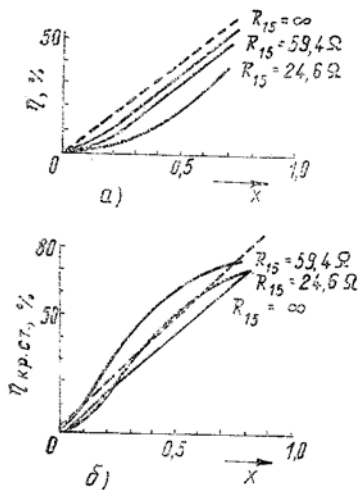
Фиг. I-96



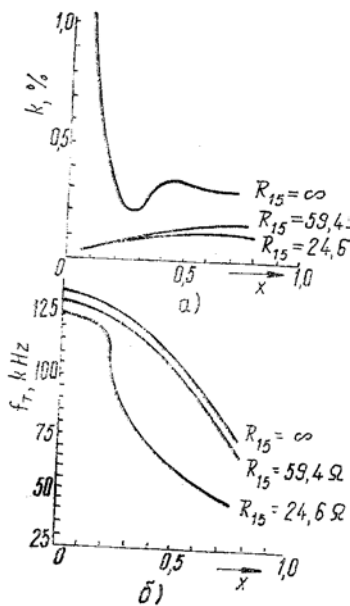
Фиг. I-97

състояние около 1Ω . Изборът на индуктивността е от голямо значение. За получаване на голяма стойност на к. п. д. е избрана индук-

тивност 0,5 мН. За честотна лента 20 kHz с неравномерност 3dB е избрана друга по-малка стойност $L = 100\mu\text{H}$ при работна тактова честота 125 kHz. В статията се дават таблици, формули и графики за теоретичната ефективност (к. п. д.), мощността и изкрив-



Фиг. 1-98



Фиг. 1-99

вяванията във функция от входния сигнал при R_{15} като параметър.

На фиг. 1-98 а са дадени графиките на к. п. д. във функция от синусоидален входен сигнал $u = U_m \sin \omega t$ при параметър R_{15} за целия усилвател, а на фиг. 1-98 б за к. п. д. на крайното стъпало. (Означението x по абсцисите на фиг. 1-98 и 1-99 се въвежда за отношението на $U_{вх}$ към $U_{вх\max}$) Следващата фигура 1-99 а дава зависимостта на дисторзиите (изкривяванията) от входния сигнал, а на фиг. 1-99 б е изобразена графично зависимостта между входния сигнал и тактовата честота на осцилатора при същия параметър

Фронтовете на импулсите са: преден около $0,48\mu\text{s}$ и заден— $0,08\mu\text{s}$. Те определят до голяма степен загубите. Загуби се получават и в R_{15} и R_{14} . При $R_{15} = 1,64 R_T$ се получава правилна работа за сигнал до

0,8 от максималния, така че е използвано $R_{15}=2,6\Omega$. Капацитетът на C_8 е определен от израза $\omega C_8 R_{15}=1$ за честота 5 kHz. Изходният правоъгълен импулс е с амплитуда около $\pm 15V$ (благодарение на големия ток през R_{15}) за входен сигнал нула, а също и при големи стойности на входния сигнал. За върховите стойности се получава 4V измерено и 4,5V изчислено напрежение. При товар 15Ω е бил използван вълнов анализатор за измерване на мощностите.

Оптимални съотношения се получават при $R_{15}=4R_T$. При това съпротивление на R_{15} общите криви за к. п. д. са малко по-лоши, отколкото за $R_{15}=\infty$ и по-добри от тези за $R_{15}=1,64R_T$. Честотните характеристики и изкривяванията са приемливи.

От методите за повишаване на общия к.п.д. са известни най-малко два (според авторите). При единия крайното стъпало се изменя така, че да протича значителен обратен ток. Това е трудно с асиметрични транзистори, а също и с транзистори, изработени по планарно-епитаксиална технология, чието усилване по ток е много по-малко в обратна посока. Другият метод, предложен от Johnson, е да се използват паралелно свързани диоди за пропускане на обратния ток. Това е идеята, която ще се разглежда в следващата статия.

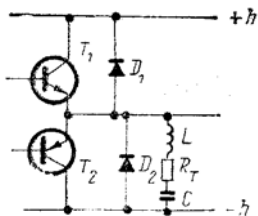
6. РАЗГЛЕЖДАНЕ НА К. П. Д. НА УСИЛВАТЕЛИ КЛАС D. ПОДОБРЕНИЕ НА СХЕМАТА ЗА 5W (Turnbull, G. F. и J. M. Townsend, май 1967 г.)

В тази статия е описано подобрието на схемата, предложена в предишната статия. То се състои в използването на по-ефективно крайно стъпало, което е съпоставено с усилвател клас В. Схемата на подобреното крайно стъпало е дадена на фиг. I-100. Проблемата за осигуряване на нормална работа не е така проста, както се е считало първоначално.

От фиг. I-101 може да стане ясно как работи схемата. Управлението на крайното стъпало става с правоъгълно напрежение с размах $2h$. Съответно базите се подлагат на напрежение със стойност $\pm h$. Приема се, че диодите и транзисторите са бързо превключващи. Графиките от фиг. I-101 могат да се използват за определяне на токовете на транзистора и диода. Така $I_T=I_D+I_{Tp}$ и $U_D=U_{Tp}$. Транзисторът T_2 пропуска в серия с D_1 , така че, когато цялото напрежение ($2h$) се отделя върху транзистора, D_1 трябва да поема целия ток. Това води до две неудобства. Първо, ефективното насищашо напрежение е по-голямо и второ, изкривяванията нарастват.

Модифицирана схема на оригиналния усилвател се дава на фиг. I-102. Използва се същата стойност на интегриращия кондензатор за запазване на идентична осцилаторна (тактова) честота.

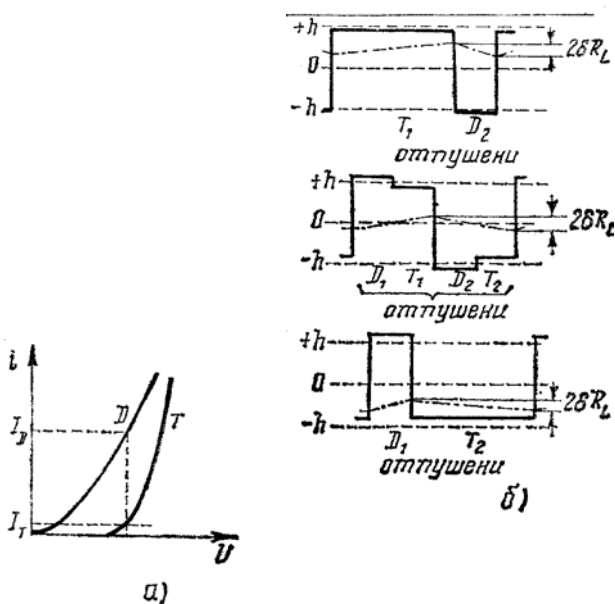
Загубите в транзисторите и диодите се определят с дадените изрази в статията. Резултатите от направените теоретични и експериментални изследвания за загубите се



Фиг. I-100

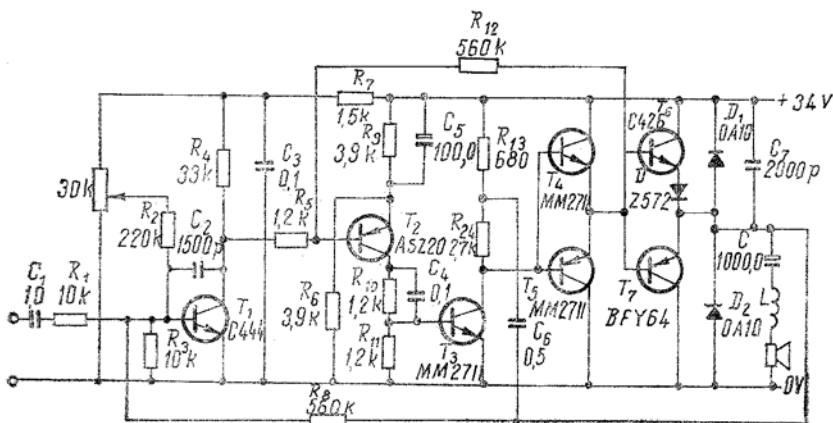
различават с по-малко от 10%. На фиг. I-103 са дадени графиките на к. п. д. на крайното стъпало и на общия к. п. д. в зависимост от входния сигнал, разделен на максималната си стойност (нормализиран сигнал), а на фиг. I-104 — графиките на клирфактора и на тактовата честота като функция на нормализирания входен сигнал. Нелинейните изкривявания са измерени при активен товар за сигнал 0,5% ($k=1\%$

за 5kHz). Мощност 5W се получава за $\frac{u_{\text{вх}}}{u_{\text{вх max}}} = x=0,85$ (нормализиран входен сигнал). На фигурите с цифра 1 са отбелязани

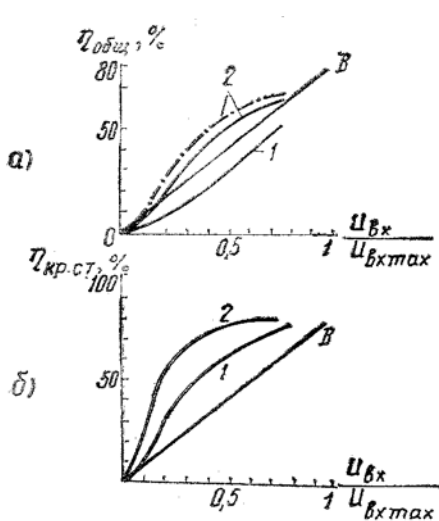


Фиг. I-101

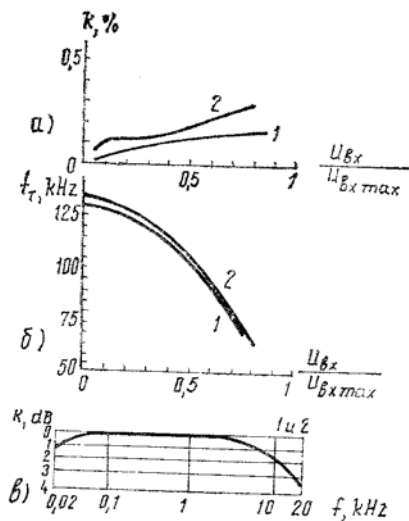
графиките за схемата от фиг. I-97. а с цифра 2— графиките за усилвателя от фиг. I-102, с буква В са отбелязани графиките за усилвател клас В. Вижда се, че с новата схема се получава известно увеличение на к. п. д. Честотната лента се запазва еднаква при двата случая.



Фиг. I-102



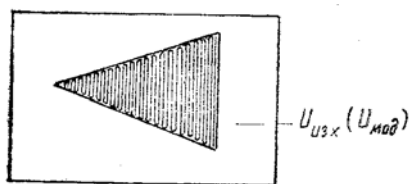
Фиг. I-103



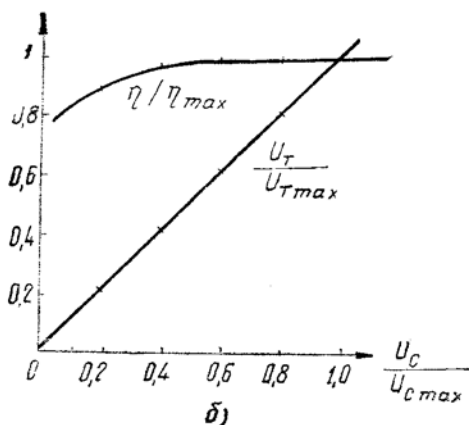
Фиг. I-104

7. КЛЮЧОВ РЕЗОНАНСЕН УСИЛВАТЕЛ С АМПЛИТУДНА МОДУЛАЦИЯ (Senak, P. IR., 1965 г.)

Статията се отнася за ключов резонансен усилвател, работещ с к.п.д. 95% за радиочестоти. Представят се експериментални данни за нов тип мощен в. ч. усилвател, чиято осцилограма показва линейна зависимост на изходното от модулиращото напрежение



а



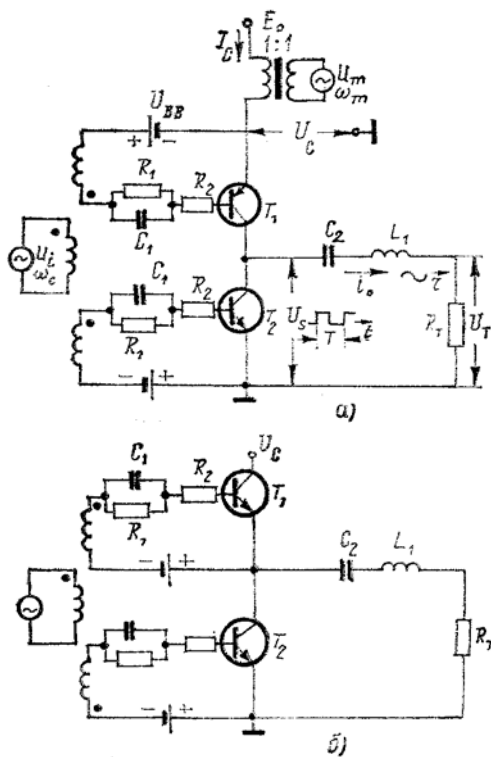
Фиг. I-105

(фиг. I-105 а). Модулацията се постига чрез серийно включване на модулиращото стъпало към колекторното захранващо напрежение (фиг. I-106 а).

Главните предимства на ключовото стъпало с амплитудна модулация пред обикновеното транзисторно усилвателно стъпало клас С с амплитудна модулация са по-високият к. п. д., по-голямата модулационна линейност и по-малките изкривявания на носещо-

то трептене. Ефективността се постига при подходящ подбор на елементите R_1 и C_1 , в базовите вериги и на преднапреженията U_{BB} за T_1 и съответно за T_2 .

На фиг. I-105 б са показани нормализираните характеристики за



Фиг. I-106

к.п.д. (η/η_{max}) и за изходното напрежение (U_T/U_{Tmax}) във функция от колекторното напрежение (U_C/U_{Cmax}), където

$$\eta = P_{изх}/P_0; \eta_{max} = 0,92;$$

$$P_{изх} = U_T^2 / 2R_T; P_0 = E_0 I_C.$$

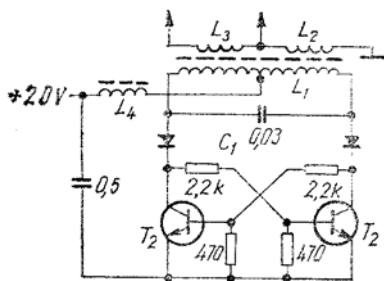
Нормализираните експериментални характеристики, модулационната характеристика и к.п.д. 95% са получени за честота 1MHz от схемата на фиг. I-106 а. На фиг. I-106 б се дава стъпало с еднотипни транзистори от по-общ вид, но също работещо в ключов

режим. Двете стъпала имат едни и същи основни токове и напрежения. За комплементарната схема са необходими еднакви в електрическо отношение транзистори от *PNP* и *NPN* тип с възможност за високочестотни превключвания.

8. УНИВЕРСАЛЕН ГЕНЕРАТОР КЛАС D ЗА МАГНИТОФОН (*Wireless World*, август 1967 г.)

След публикуването на подобни статии, описващи магнитофонни генератори със силициевии транзистори от юли и август 1965 г., от Ferranti беше дадена схема на генератор, който може да се използва като разновидност за създаване на изтриващ ток. Генераторът работи в режим клас D. Има възможност да се управлява токът и да се променя ключовата честота с цел да се постигне по-добър к. п. д., добра стабилност и малко съдържание на хармонични.

Наименованието „режим клас D“ е било предложено от P.J. Vahdall в 1959 г. за описване на работата на генераторите, в които транзисторите работят като ключове. Напрежението върху транзистора е нула, когато токът достигне стойността на насищане, а токът е незначителен, когато напрежението е с максимална стойност. Токотпревключващите генератори от този тип имат к.п.д. над 97% (бележка на автора на статията).



Фиг. I-107

Показаната схема на фиг. I-107 е проектирана да бъде използвана за захранване на изтриващи глави с мощност до 3W.

Трансформаторът заедно с кондензатора C_1 първоначално се настройва за 55 kHz. При постигане на подходящ качествен фактор нелинейните изкривявания могат да се сведат до незначителна стойност (формата на трептението на този тип генератори зависи от стойността на качествения фактор).

Двата диода в колекторните вериги предпазват транзисторите от отрицателни напрежения. Дроселът L_4 с индуктивност около 2,5mH е поставен с цел да изглажда постоянния ток. Той е навикна феритно ядро LA2Mulard с около 100 навивки. Броят на

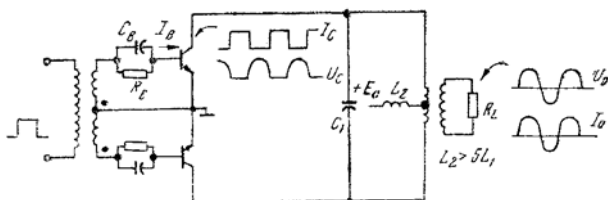
навивките на бобините, използвани за преднамагнитване (L_2+L_3), също зависи от типа на главата. Включването към дадена оригинална схема може да стане чрез потенциометър, свързан последователно с кондензатор.

**9. ЧЕСТОТНИ И МОЩНОСТИ И ОГРАНИЧЕНИЯ В ТРАНЗИСТОРНИТЕ
УСИЛВАТЕЛИ КЛАС D (Chudobiak, W. I.
и D. F. Page 01. 02. 1962 г.)**

Транзисторите в противотактните усилватели клас D се превключват посменно, като всеки остава в наситеното си състояние и пропуска ток през половината от периода на тактовото си напрежение (180°). Това позволява да се получи малка загубна мощност върху транзистора поради ниското му напрежение на насищане. Този факт е интересен за мощните крайни стъпала.

Резонансните стъпала клас D имат няколко важни предимства пред стъпала клас C, особено за мощните усилватели, работещи при честоти, много по-ниски от граничната честота на транзисторите. Първо, те имат по-малки изкривявания, второ — по-широка честотна лента, трето и при това много важно — много голям к.п.д. (над 90%).

На фиг. I-108 и фиг. I-109 са дадени два основни типа резонансни усилвателни стъпала клас D — токопревключващо (с превключване на тока) стъпало и напрежително превключващо стъпало. На фиг. I-108 двата транзистора са включени паралелно и захранващият ток протича последователно през всеки от тях в такт с управляващите импулси на входния сигнал. На схемата от фиг. I-109 двойката транзистори е свързана последователно към



Фиг. I-108

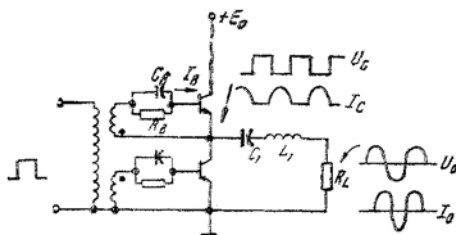
захранването, което се включва към всеки от тях в такт също с управляващите импулси на входния сигнал.

Авторът дава следните зависимости за двата типа резонансни стъпала:

а) токопревключващо стъпало:

$$\begin{aligned}
 U_{\tau \text{ eff}} &= \frac{\pi}{\sqrt{2}} (E_0 - U_{CEsat}); \\
 P_{\tau} &= \frac{\pi^2 (E_0 - U_{CEsat})^2}{2R_{\tau}}; \\
 P_{\text{вх}} &= \frac{\pi^2 E_0 (E_0 - U_{CEsat})}{2R_{\tau}}; \\
 I_{\text{вх}} &= \frac{\pi^2 (E_0 - U_{CEsat})}{2R_{\tau}}; \\
 \eta_C &= \frac{E_0 - U_{CEsat}}{E_0};
 \end{aligned}$$

б) напрежително превключващо стъпало:



Фиг. 1-109

$$\begin{aligned}
 U_{\tau \text{ eff}} &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} (E_0 - 2 U_{CEsat}); \\
 P_{\tau} &= \frac{2(E_0 - 2U_{CEsat})^2}{\pi^2 R_{\tau}}; \\
 P_{\text{вх}} &= \frac{2E_0 (E_0 - 2 U_{CEsat})}{\pi^2 R_{\tau}}; \\
 I_{\text{вх}} &= \frac{2(E_0 - 2 U_{CEsat})}{\pi^2 R_{\tau}}; \\
 \eta_C &= \frac{E_0 - 2U_{CEsat}}{E_0},
 \end{aligned}$$

където $P_{\text{вх}}$ и $I_{\text{вх}}$ се отнасят за постоянен ток, а η_C за к. п. д. на транзистора (колекторна ефективност).

Зависимостите, съотношенията на мощностите и к. п. д. при двата вида усилватели са получени при допусканията, че загуби-

те от утечния ток при запущен транзистор от реалния резонанс и от превключване са незначителни.

Тези допускания са верни за работа при ниски превключващи честоти, при което се получават значителни загуби в транзистора най-вече през тази част от периода, когато транзисторът е отпушен до наситеното си състояние, но когато U_{cesat} не е нула. Последното допускане не е валидно за високи сигнални честоти, където транзитното време заема значителна част от периода на сигнала и загубите през времето на превключване са доминиращи. По тази причина при високи тактови честоти колекторният к. п. д. намалява с нарастване на честотата поради увеличаване на броя на превключванията. От практиката е установено, че висок к. п. д. за усилватели клас D може да се поддържа за честоти, не по-високи от $0,1 f_T$ при маломощни транзистори (под 10W) и от $0,01 f_T$ за усилватели с мощни транзистори (над 10 W).

Загубите в усилватели клас D попадат в две категории:

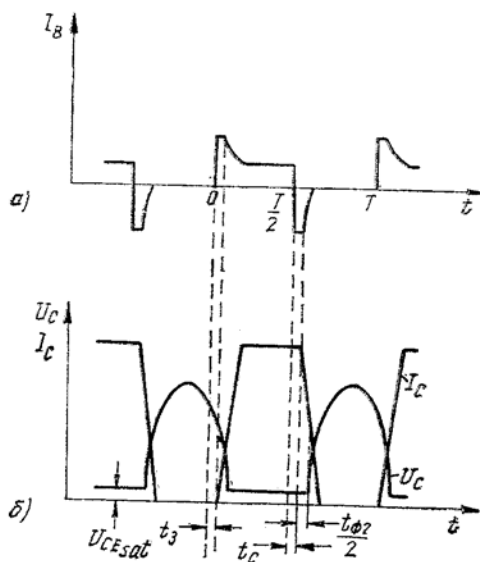
а) загуби от транзитните състояния на превключващите транзистори;

б) загуби при насищане.

Тези загуби могат да се разгледат на базата на двата типа усилватели. Загубите от транзитните състояния при превключванията се определят от продължителността на времето за предния и задния фронт, от базовите и колекторните натрупвания на неосновни носители. Загубите са най-големи през времето на предния и задния фронт, когато транзисторът е в активно състояние и ще има голям протичащ ток и високо напрежение между колектор и емитер и изразходва значителна мощност. При двутакните двойки е допустимо да се приеме, че времето за натоварване на импулса през единия транзистор е равно на времето за спадане на импулса през другия транзистор. Трябва да се добави, че транзитните загуби се дължат много на зарядните и разрядните времена, на закъснението на включването и отпушването на транзистора t_3 (определено от времето за зареждане на входните, базовите и другите схемни капацитети) и на закъснението на запущването, определено от времето на съхранение на импулса t_c , през което става комбинацията на извънредните неосновни носители. Тези времена на задръжка и съхранение усложняват и удължават транзитния процес, увеличават загубите и създават условия за възникване на пробив и други вторични явления.

За всички транзистори времето на съхранение на зарядите нараства с увеличаването на колекторния ток на насищане. За определен колекторен ток то нараства с увеличаването на базовия ток (т. е. със степента на насищане). При подходяща форма на

базовия импулс е възможно да се намалят транзитните времена. Формата на управляващия импулс за усилватели клас D е важна за определяне на загубите. В тази статия са разгледани два вида атакуване (импулсно управление) на транзистора.



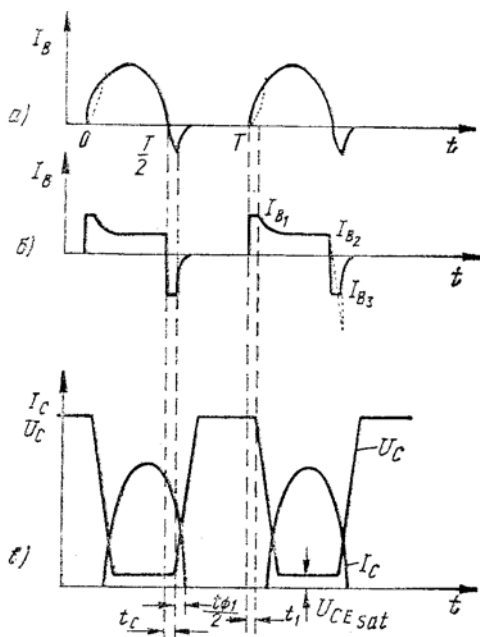
Фиг. I-110

1. Квазинапреженово управление (фиг. I-110 а и I-111 б), при което източникът на напрежение възбужда транзисторите през паралелна RC група, като създава напрежение и ток на изхода на транзистора, показани на фиг. I-110 б и I-111 а.

2. Синусоидално управление. То е от значение само за напрежително ключово стъпало, където колекторният ток е синусоидален (фиг. I-111а).

При квазинапреженово (импулсно) управление колекторните загуби са по-малки през време на фронтите за нарастване и спадане. Естествено е, че за да се получат стръмни предни и задни фронтове на колекторния ток, е необходимо и управляващият базов ток да има стръмни предни и задни фронтове. В този смисъл могат да се направят някои изводи относно изискванията за импеданса и индуктивността на разсейване на драйверния трансформатор.

На фиг. I-112 са дадени диаграмите на базовите токове с форма за квазинапреженова атака (а) и осцилограмите на колекторните токове и напрежения (б) за двата транзистора на токопреключващото стъпало при условие, че времето за съхранение на



Фиг. I-111

импулса t_c е много по-голямо от времето за закъснение на импулса t_3 ($t_c \gg t_3$)

Идеалната форма на базов ток, за да се получи синусоидален колекторен ток при превключване, е показана на фиг. I-113a. Тя е подходяща за напрежително превключващо стъпало. Явно е, че такава форма на управляващия ток е трудноосъществима. За предпочитане е формата за квазинапреженово управление.

За управление на превключването на усилвателя трябва да се избере подходяща форма на базовия ток, така че времената за транзитните превключвания от едно състояние в друго да се сведат до най-малката възможна величина.

Направени са теоретико-експериментални изследвания за т. нар. квазинапреженова атака (фиг. I-110). Тя има удовлетворителна форма

на базовия ток и изследванията на стъпалото са правени при за-
действуваме с такава атака (импулсно управление).

За времето на нарастване на колекторния ток се получава следната зависимост:

$$t_{\phi_1} = \frac{I_{Cm}}{\omega_{\text{тр}} \left(I_{Bm} - \frac{C_{BC} U_{Cm} \omega_{\text{т}}}{2} \right)},$$

където

I_{Cm} е амплитудата на колекторния ток;

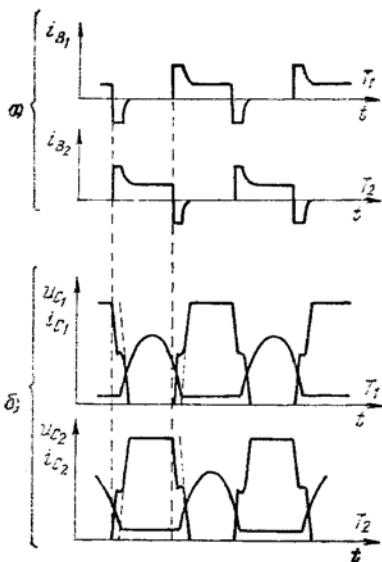
I_{Bm} — амплитудата на базовия ток;

C_{ac} — усреднен капацитет за преход колектор — база;

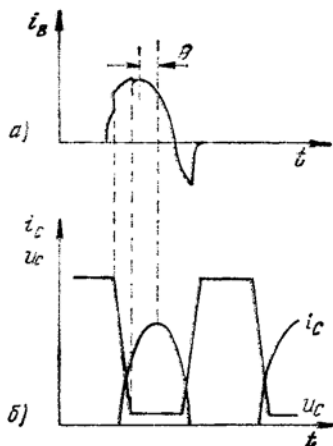
U_{Cm} — върхова стойност на колекторното напрежение;

$\omega_{\text{т}}$ — ъглова тактова честота;

$\omega_{\text{тр}}$ — гранична честота на транзистора.



Фиг. I-112

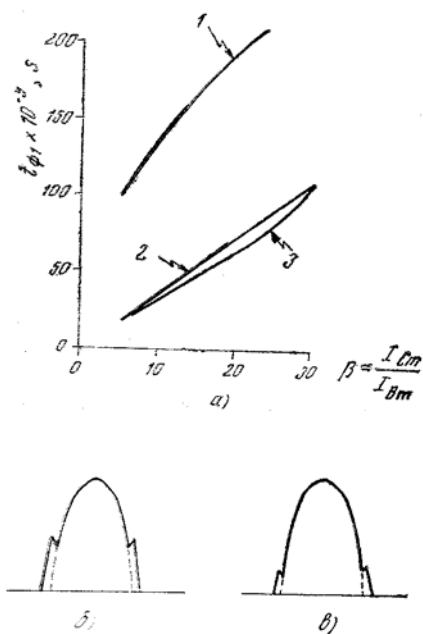


Фиг. I-113

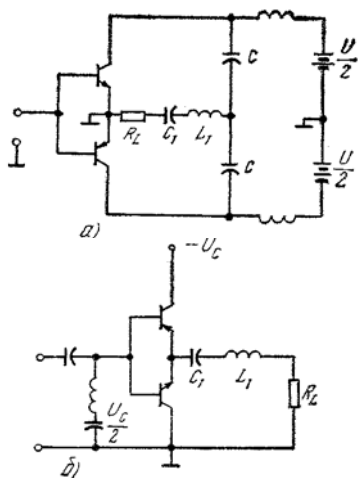
От изчисленията за продължителността на предния фронт са построени графично зависимостите от фиг. I-114a за отношението на върховете стойности на колекторния към базовия ток. Фактически се има пред вид коефициентът на усилване по ток β . За

отбелязване е, че с квазинапрежена атака се получава винаги по-малко време за нарастване на тока на предния фронт, отколкото при синусоидална атака. На фигурата изчисленията са за едни и същи транзистори с гранична честота 50 MHz, тактова честота $f_T = 500 \text{ kHz}$, $E_0 = 50 \text{ V}$, $C_{св} = 100 \text{ pF}$ и $U_{CEsat} = 0$. Кривата 1 е за синусоидална атака, 2—за квазиатака на токопревключващо и 3—за квазиатака на напрежително ключово стъпало.

На фиг. I-1146 е показана формата на колекторния ток при напрежително ключово стъпало в случая, когато $t_c > t_3$, а на фиг. I-1146 в случая за $t_c \approx t_3$ с прибавен капацитет емитер-база. Това подобрява к. п. д. и предпазва транзисторите от вторични пробиви, а също скъсява времето за нарастване на тока (предния фронт)



Фиг. I-114

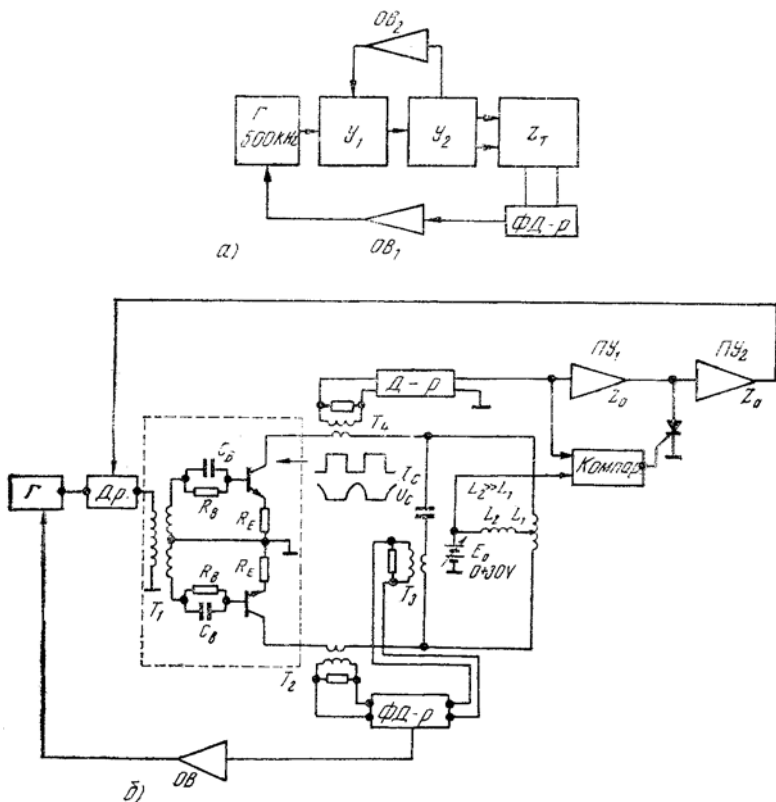


Фиг. I-115

Наличието на изходен трансформатор в схемата на токопревключващото стъпало ще внесе допълнителни загуби.

В случаите, когато това стъпало се настройва на тактовата си честота, се получава резонансен усилвател, работещ в ключов

режим (фиг. I-118). Напрежително превключващото стъпало може също да се настройва на тактовата си честота. При добра настройка в колекторната верига фазовият ъгъл между колекторния ток и напрежението е нула. Когато съществува разстройка, фазо-



Фиг. I-116

вият ъгъл взема стойности, различни от нула, и не се получават идеални ключови характеристики на транзисторите. Разстройката повишава загубите от превключванията изводи до пробив в транзисторите.

Комплементарните двойки транзистори водят до възможността за получаване на схемни вариации (фиг. I-108 и I-109). Избягва се употребата на драйверен трансформатор и се получават подходя-

щя схеми за ниски честоти. За високи честоти могат да се получат значителни загуби от неедновременните задействувания на двойката транзистори. На фиг. I-115 са дадени подходящи схеми с комплементарни транзистори.

Едно приложение, за което ключовите усилватели са особено пригодни, поради това, че самият товар изпълнява ролята и на демодулятор (настроен на тактовата си честота), са генераторите за големи мощности. Такъв пример може да се посочи с генератор за индукционно нагряване, работещ на радиочестоти.

На фиг. I-116 е дадена схема на генератор за 1000 W с тактова честота 500 kHz. Интересно е това, че товарът е променлива величина, поради което е въведена обратна връзка с цел да поддържа оптимално управлението на базите за подобряване формата на трептението на усилвателя-генератор. Устройството се състои от мощно усилвателно стъпало (оградено с пунктир), като голямата мощност се получава от включването на три двойки транзистори в паралел. Драйверното стъпало създава волтажно-ключово управление. В крайното стъпало се използват шест броя транзистори 2N3265. Товарът е индуктивен, а бобината има форма на соленоид. Фазово-усилвателният детектор служи за контрол на вариациите на честотата на сигналния източник чрез фазовия ъгъл на товара. За предпочитане е да се работи на фиксирана честота. За случая поддържането на фиксираната честота не е критично. Поддържа се една приблизителна стойност.

Оптималната базова атака се поддържа и от втора верига за обратна връзка, която съдържа детектор, постояннотокови усилватели и компаратор. В случаите на късо съединение на изхода е необходимо драйверният сигнал да бъде изключван.

Индукционният нагревател за радиочестоти може да служи за широк спектър от товари и има мощност над 1000 W с общ.к. п. д. над 90 %; независимо от това той има малки размери.

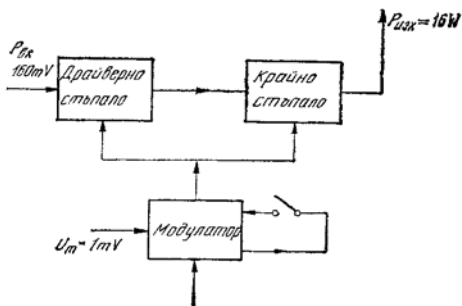
10. ПРЕДАВАТЕЛ ЗА 28 MHz С МОДУЛАТОР КЛАС D (Dz.A. Gschwindt, 10.1971г.)

На блоковата схема от фиг. I-117 са дадени драйверното и крайното стъпало на предавателя за 28 MHz, към които се подава модулиращ сигнал от нискочестотен усилвател-модулятор. Постояннотоковата съставна на в. ч. стъпало минава през модулятора.

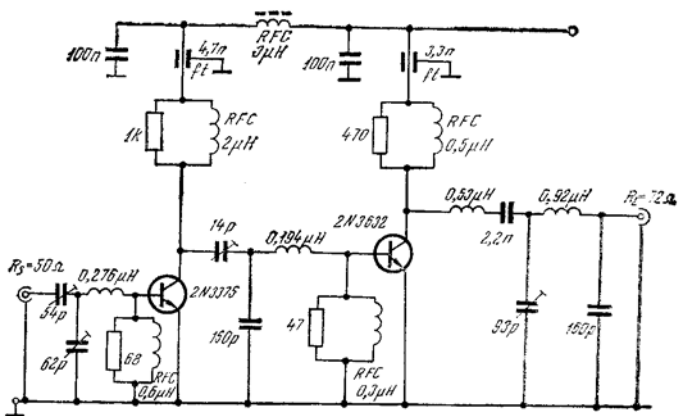
На фиг. I-118 е показана схемата на в. ч. усилвател. Модуляторът, който по схемно изпълнение и принцип на работа

е усилвател клас D, има изходяща мощност 33W при напрежение на захранване 20 V.

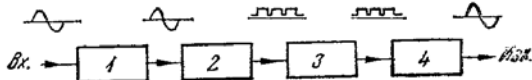
Опростена блокова схема на звуковия усилвател е дадена на фиг. I-119. Стъпалата са подредени, както следва: 1- предусилвател



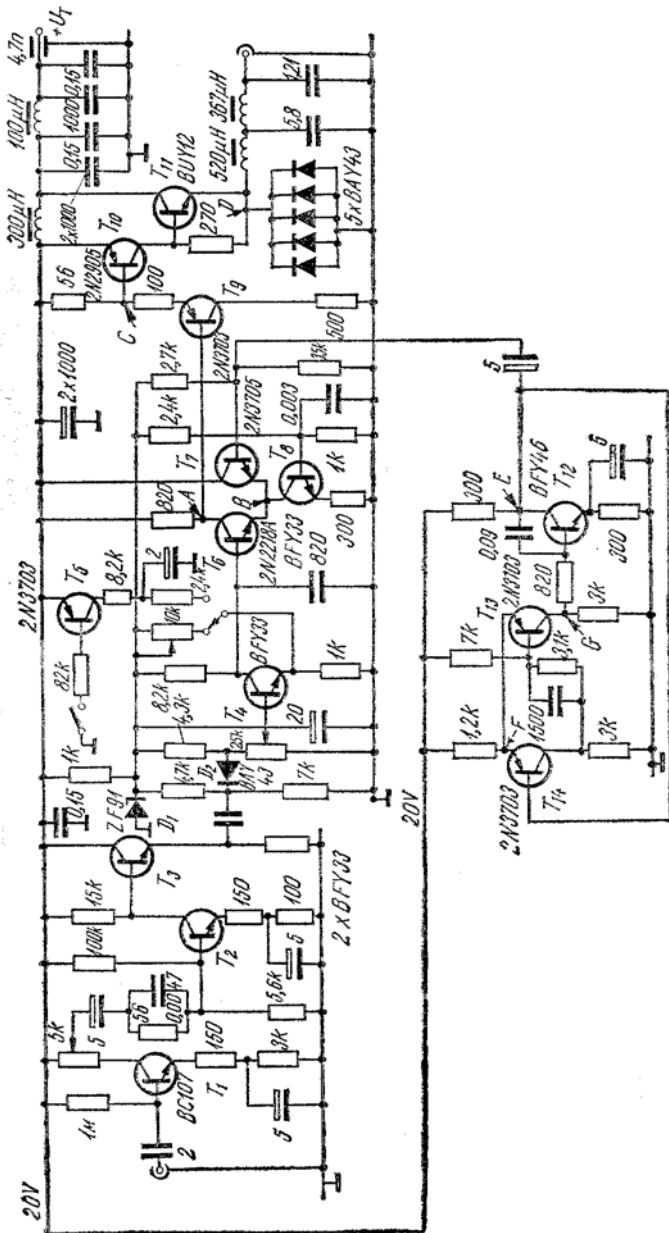
Фиг. I-117



Фиг. I-118

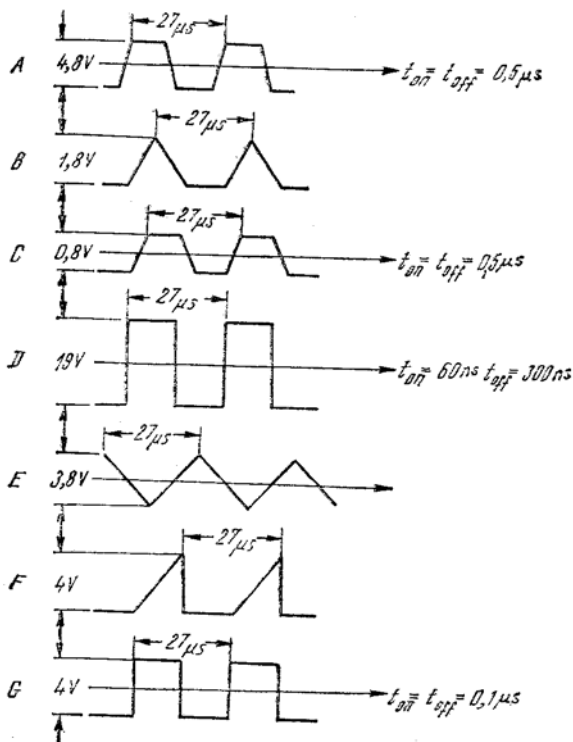


Фиг. I-119



фиг. 1-120

тел, 2 — широчинно-импулсен модулатор, 3 — ключов усилвател, 4 — модулатор. На схемата са отбелязани съответните напрежения. Предусилвателното стъпало трябва да осигурява симетричен звуков сигнал. Широчинно-импулсният модулатор с честотна лента



Фиг. 1-121

5 — 6 kHz трябва да има генератор на трионообразно напрежение с тактова честота, 6 — 7 пъти по-висока от най-високата звукова честота, т. е. около 37 kHz. Усилвателното крайно стъпало работи в ключов режим, а неговият к. п. д. зависи от три фактора:

- 1) от напрежението на насищане на активните елементи;
- 2) от времента за включване и изключване;
- 3) от напрежението на насищане (дъмпинг, автора на статията) на диодите и времето за превключването им.

Не е трудно да се постигне к. п. д. над 0,9.

Нелинейните изкривявания зависят до голяма степен от транзитните времена на транзисторите. Те се увеличават за по-големите изходящи сигнали. Демодулирането е просто и се осъществява с нискочестотен филтър. Граничната честота за схемата е 4,5 kHz.

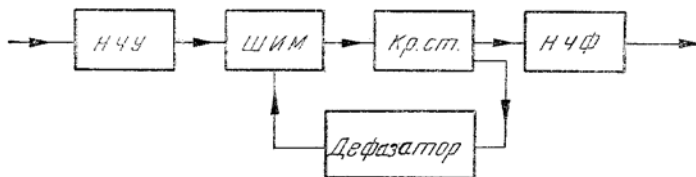
На фиг. I-120 е дадена принципната схема на модулационния звук усилвател. След микрофонния вход следва предусилвател с T_1 , T_2 и T_3 . D_2 е ограничител, T_4 — звук усилвател. Транзисторът T_5 работи като ключ чрез заземяване на базата му. T_4 изпълнява и стабилизираща роля за определяне на работната точка на модулатора. T_8 е генератор на ток, а заедно с T_8 и T_7 изпълнява ролята на модулатор. Широчината на импулсите зависи от сигнала, подаван към емитера на T_8 .

Генераторът на триъгълно напрежение има тактова честота 35 kHz и е съставен от един тригер на Шмид от T_{13} и T_{14} и интегратора T_{12} .

На фиг. I-121 са дадени стойностите и формите на напреженията в посочените точки на принципната схема.

Самоосцилиращ модулатор клас D

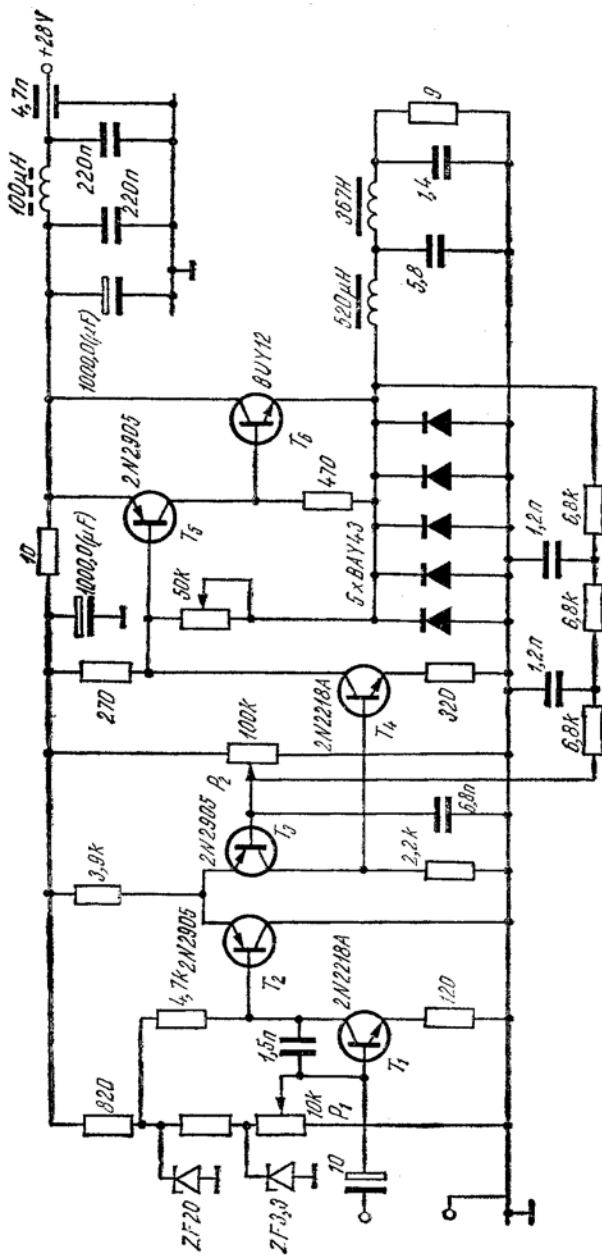
Такъв модулатор за тактова честота около 35 kHz има блокова схема, дадена на фиг. I-122, от която се вижда, че при дълбока обратна връзка драйверното и крайното стъпало ще работят в ключов режим. Дефазиранията обратна връзка е положителна за импулсното превключване и отрицателна за звуковия сигнал-



Фиг. I-122

Принципната схема е представена на фиг. I-123. T_1 е интегратор и задействува T_2 и T_3 , които изпълняват функциите на модулатор по продължителност на импулсите (ШИМ). Чрез P_2 се регулира работната точка.

Изходящата мощност е 80W. Модулаторът е предназначен за предавател с мощност 20W. К. п. д. е 82% при изходяща мощност на усилвателя 20W. Товарното съпротивление е 9Ω. При изходяща ключова мощност 80 W цялата загубна мощност

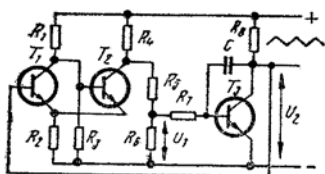


Фиг. 1-123

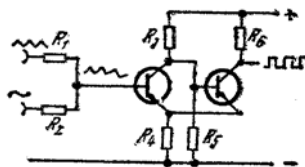
е 3 W. Качествените показатели на схемата са по-лоши от тези на схемата от фиг. I-120, но за любителски предаватели са задоволителни.

11. Н. Ч. УСИЛВАТЕЛ С ШИРОЧИННО-ИМПУЛСНА МОДУЛАЦИЯ (Н. Heinsen, 1966 г.)

На фиг. I-124 е показана принципната схема на генератор за трионообразно напрежение. По принцип такава схема може да се състави от астабилен мултивибратор или тригер на Шмид и едно



Фиг. I-124

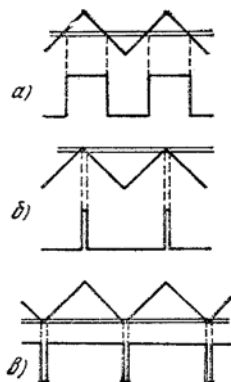


Фиг. I-125

интегриращо стъпало, например интегратор на Милер. Съставните части на показаната схема на генератора са тригер на Шмид ($T_1 > T_2$) и интегратор на Милер (T_3). В това включване изходният импеданс на интегратора на Милер е голям и не шунтира входа на тригера.

Модулаторът е сумиращ и е построен по същата схема на тригер на Шмид. Нискочестотният и трионообразният сигнал се сумират през два ограничителни резистора (фиг. I-125).

Следващата фигура I-126 илюстрира влиянието на хистерезиса (забавянето на включването и изключването) върху немодулиран сигнал. На фиг. I-126a е даден случай, когато хистерезисът е без значение. В случай б при минимална дълбочина на модулацията и в случай в при максимална дълбочина влиянието на хистерезиса не е без значение. Вижда се, че той не позволява да се постигне стопроцентова модулация, защото задействването на компаратора от фиг. I-125 ще закъснява при смяна на посоката на изменението на ЛИН. Случаите се илюстрират с фиг. I-126 б и в.

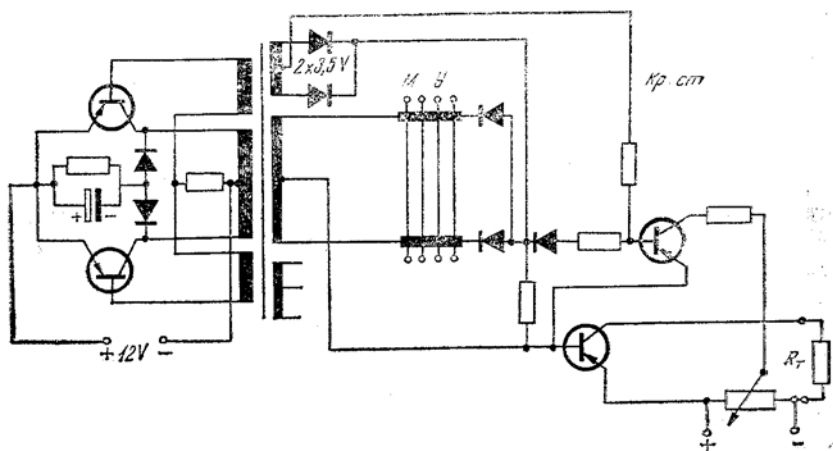


Фиг. I-126

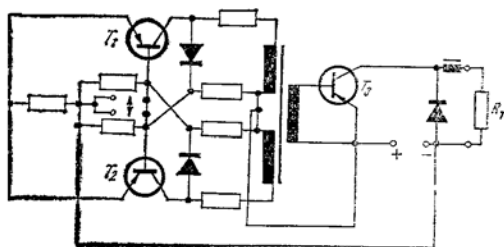
За крайно стъпало може да се използва комплементарна или квазикомплементарна схема. Ако е необходимо, могат да бъдат включени предусилвател и драйвер.

12. ТАКА НАРЕЧЕНИЯТ D-УСИЛВАТЕЛ (И. G. Meitde, 1966 г.)

Преминаване от транзистори към тристори—това е новото при ключовите усилватели с полупроводници или на усилватели клас D. Принципът е известен от много години, но по известни причини, било то технологични или други, е останал дълго време неприложен.



Фиг. I-127



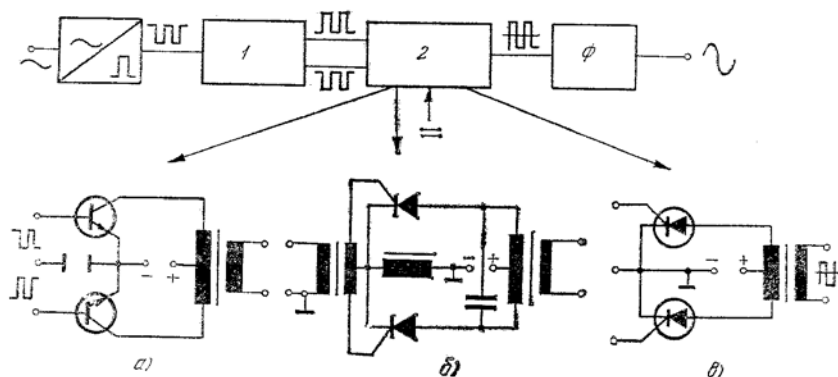
Фиг. I-128

Първите сведения за работа на транзисторите, като ключове за рентабилно, ефективно усилване на мощност за управление на двигатели, са публикувани през 1959 г. На фиг. I-127 е дадена една примерна схема от това време на ключов магнитен усилвател (*МУ*) с широчинно-импулсна модулация за регулиране на напрежението на тактовия генератор (*Г*) за 400 Hz. Крайното стъпало (*Кр.ст.*) е съставено от два транзистора.

Следваща проява в това направление е конструирането на ключов усилвател с опростена транзисторна схема (фиг. I-128), също предназначен за двигател. Първото стъпало има бистабилна ключова схема (с T^1 и T^2). Напрежението се предава чрез трансформатор, усилва се от транзистора T^3 и се подава към товара през изправител и филтър.

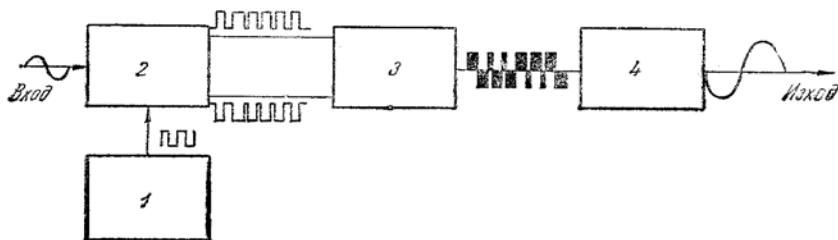
Блокова схема на усилвател клас D е дадена на фиг. I-129, за която са показани три примерни схемни решения на крайното стъпало — с транзистори (*а*), с тиристори (*б* и *в*). На фигурата с / е означено бистабилно ключово стъпало, с 2—мощен инвертор а Φ е филтърът.

Входящото синусоидално напрежение се усилва и ограничава, за да стане правоъгълно. Бистабилното ключово стъпало създава две противофазни (дефазирани на 180°) напрежения, които управляват двата входа на инвертора. Възможностите на този усилвател са да усилва честотна лента от 10 до 500 kHz при мощност до 1200-W и к. п. д. над 95%. Той може да намери приложение като нискочестотен мощен усилвател, мощен амплитуден ограничител, честотен регулатор и пр.



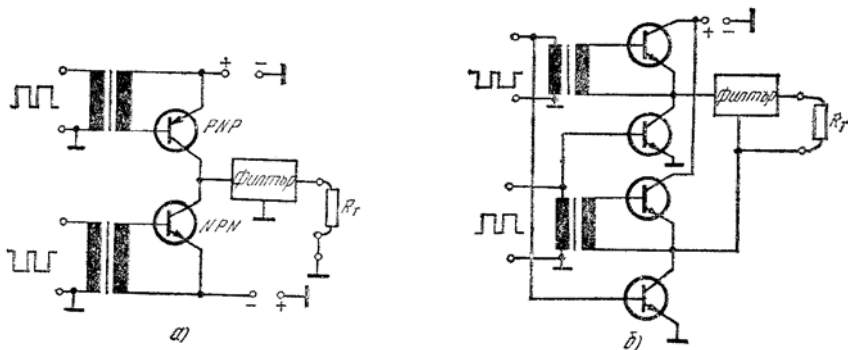
Фиг. I-129

На фиг. I-130 е дадена блоковата схема на линеен усилвател клас D. В нея е включен тактов генератор за правоъгълно напрежение 1. След модулятора за широчинно-импулсна модулация 2 се получават импулси, чиито широчини са пропорционални на входния сигнал. Те се подават на крайното стъпало 3 и филтъра 4. Две възможни ключови схеми на крайни стъпала са показани на фиг. I-131: схема с комплементарна двойка и несиметричен изход (а) и схема с практически симетричен изход (б).



Фиг. I-130

С помощта на два тиристора може да се получи мощност 1200 W при захранващо напрежение 400V и ток $2 \times 1,5$ A при използване на схема на усилвател клас D. Вече е възможно да се изработват



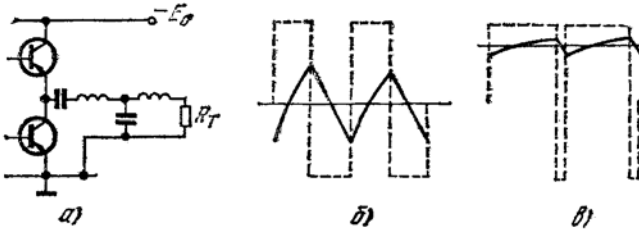
Фиг. I-131

усилватели клас D за честоти до 600 MHz, разбира се, за малки мощности и с малко усилване.

Клирфакторът се получава от 1 до 20 % (по данни на автора) при тактови честоти от 150 до 200 kHz за сигнална честота 20 kHz.

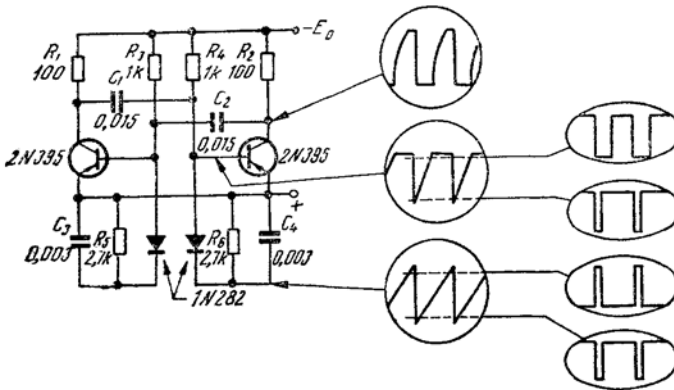
13. РАЗВИТИЕ НА ЗВУКОВИТЕ УСИЛВАТЕЛИ С ИМПУЛСНА МОДУЛАЦИЯ (Norman H. Growhurst, 1965 г.)

Развитието на най-мощната усилвателна техника, както се внушава от публикуваните до 1956 г. няколко статии, се очертава да бъде насочено към клас D.



Фиг. 1-132

В основата си всеки процес, при който става превключване между пълна проводимост и непроходимост без бавене в междинните състояния, като метод на работа с транзистори може да

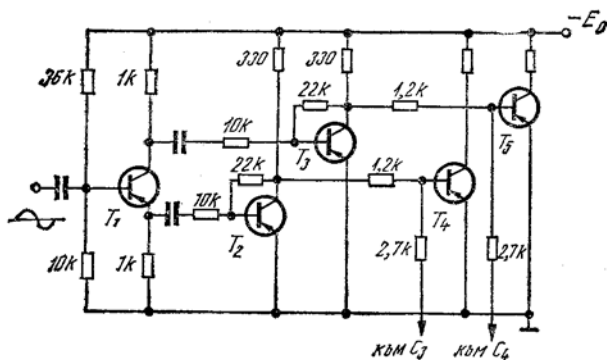


ФИГ. 1-133

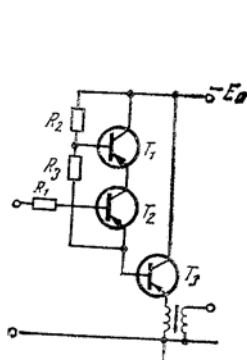
бъде наречен модулация на двете състояния и не би било нелогично да се нарече клас D, след като са известни класовете А В и С. В този дух продължава статията с обяснение за усредняването на импулсите, т.е. демодулацията, за големия к.п.д. благо-

дарение на ниските загуби в двете състояния и с илюстрации на схеми за крайни стъпала, свързани заедно с филтъра, например фиг. I-132.

С помощта на показания на фиг. I-133 мултивибратор може да се осъществи широчинно-импулсна модулация. Както се вижда от



Фиг. I-134



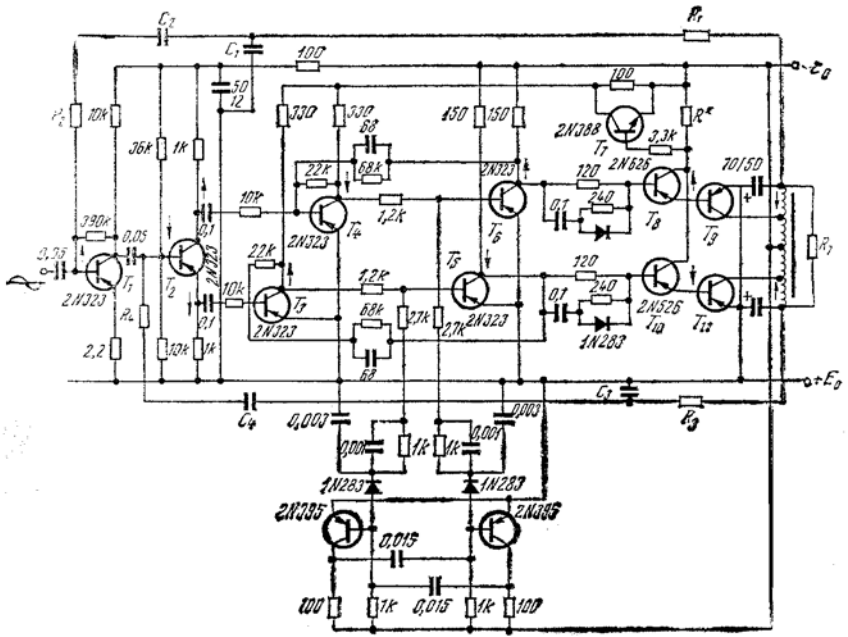
Фиг. I-135

показаните осцилограми, ако към напреженията от C_3 и C_4 се подаде някакво опорно напрежение (посочено с пунктир в осцилограмите), ще се получат модулирани по продължителност импулси. Продължителността им ще зависи от стойността на опорното напрежение. Входният сигнал би могъл да изпълнява ролята на опорно напрежение. Така се стига до следващата схема от фиг. I-134, чрез която може да се получат две противофазни напрежения за подаване към C_3 и C_4 за управление на схемата на мултивибратора от фиг. I-133.

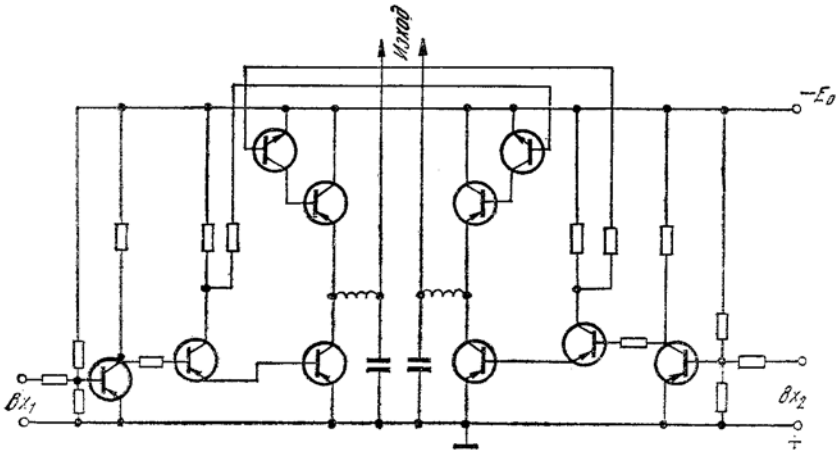
От изменението на входния сигнал ще зависи стойността на двете опорни напрежения. Стъпалото трябва да работи в режим клас А и като схемно решение е много добър конвертор. Към тази комбинация може да се прибави едно противотактно крайно стъпало.

На фиг. I-135 е дадена схема на драйверно стъпало, при което се използват два нисковолтови транзистора, свързани последователно с цел да заместят един високоволтов. Те работят като емитерен повторител и заедно с крайния транзистор образуват съставен транзистор.

Като резултат от своите търсения авторът дава една комплектка на схема на усилвател клас D, показана на фиг. I-136. Усил-



Фиг. 1-136



Фиг. 1-137

вателят се състои от входно устройство, фазов инвертор с подобрена стабилност и две следващи усилвателни стъпала. От мултивибратора, даден в долната част на схемата, се подават триообразни напрежения към базите на T_5 и T_6 , които се смесват с входния сигнал, вследствие на което се получава широчинно-импулсна модулация. Интересно е решението на крайното стъпало. Усилвателят е обхванат от две обратни връзки, осъществени чрез

R_1, R_2, C_1, C_2 и чрез R_3, R_4, C_3, C_4 .

Като завършек на схемните решения на автора в статията е дадена фиг. I-137, която представлява скелет на схема с мостово решение с цел получаване на голяма мощност. В тази схема четири транзистора се превключват на 50 V и 10 A и могат да доставят максимална мощност 500 W.

Ако се използват силициевы транзистори, може да се постигне изходяща звукова мощност 1 kW при много висок к.п.д. и ниска себестойност.

14. Н. Ч. УСИЛВАТЕЛИ С ИМПУЛСНА МОДУЛАЦИЯ

(К. С. Johnson, 1963 г.)

Авторът създава схема на ключов усилвател, използвайки принцип, предложен от сп. „Wireless World“ от февруари 1963 г.

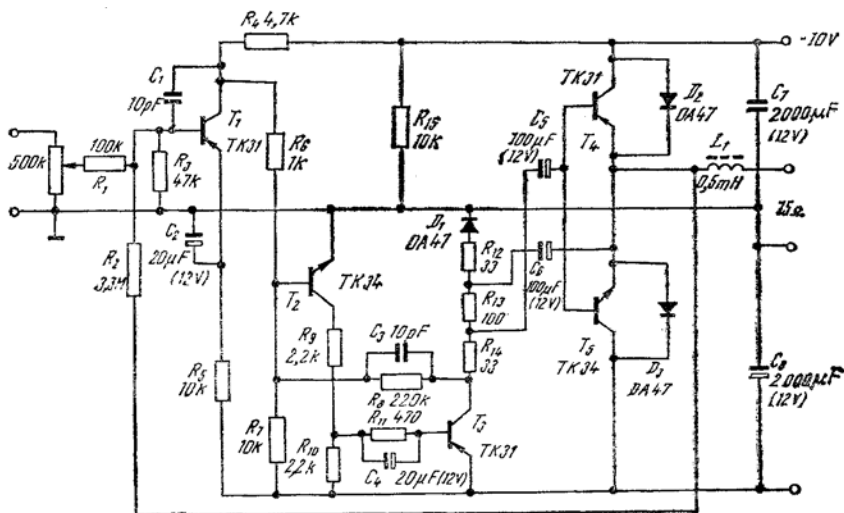
Изходящата мощност на усилвателя е по-голяма от 1W, получена върху високоговорител с импеданс 15 Q. Той е употребен за усилване на сигнали от грамофон. Използвани са само пет маломощни транзистори при захранване от батерия с напрежение 10V в покой с консумация 15 шА ток. Нелинейните изкривявания са малки. Схемата е дадена на фиг. I-138.

Последователно на високоговорителя е свързана като добавка бобина L_1 с индуктивност 0,5 mH за получаване на обща време-константа около 50 μ s.

Крайното стъпало работи в ключов режим, предизвикан чрез обратна връзка. Получава се генериране на тактови импулси, така че филтърът, образуван от бобината L_1 и товара, усреднява високочестотните модулирани импулси в звуков сигнал. Бобината се навива върху феритно ядро и товарът се избира така, че да не се получава насищане например с повече от 0,5 A ток. Постояннотоковото съпротивление на бобината трябва да бъде малко в сравнение с това на товара (15 Ω).

Транзисторите T_4 и T_5 работят, като се отпушват и запушват последователно е честота около 50 kHz. За предпазване на комплектарната двойка от обратните токове на товарните съпротивления са поставени диодите D_2 и D_3 .

Паралелно на двата транзистора спрямо средната точка са свързани кондензаторите C_7 и C_8 . Транзисторът T_1 , работи като интегратор на Милер. Честотата на генериране се определя от капацитета на C_1 . При честоти, по-ниски от 50 kHz, ще се получават изкривявания на сигнала.



Фиг. I-138

Усилването по ток е около 200 000 пъти и е достатъчно за употребения пиезокерамичен звукоотнемател.

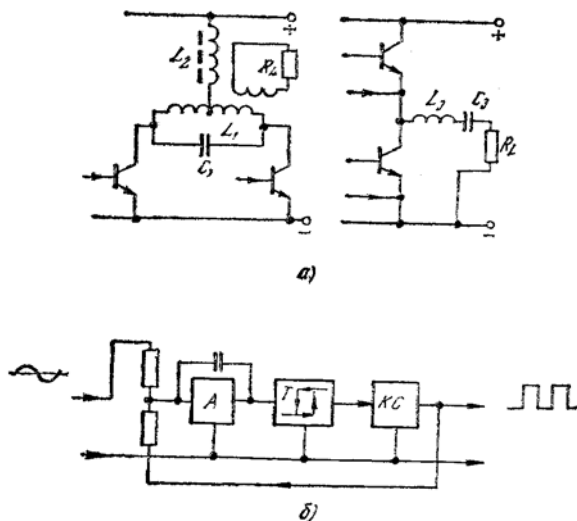
Усилвателят е обхванат от дълбока ООВ от изхода към входа чрез $R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$ и една ПОВ, осъществена чрез C_3 , R_8 .

15. ПРИНЦИПЕН АНАЛИЗ НА УСИЛВАТЕЛ КЛАС D

(К. С. Johnson, 1967 г.)

Авторът напомня, че наименованието клас D е предложено от Р. J. Vahandall. Двата транзистора на крайното стъпало работят посменно всеки по 50% от цикъла при покой без входен сигнал. За крайните стъпала се предлагат цитираните токопревключваща и напрежителнопревключваща схема от Chudobiak. Като удобна схема в звуковия обхват се препоръчва напрежителноключовата (фиг. I-139a). Като тактова честота се препоръчва 100 kHz.

За правилната оценка на тези усилватели са от значение изкривяванията им, стабилността при изменение на температурата, толерансите на транзисторите, икономията на енергия и цената. В този аспект се разглежда усилвателна техника клас D в първата



Фиг. 139

част от тази статия. Според автора изкривяванията при усилвателите клас D са по-малки, отколкото при усилвателите клас B. На практика във всяка схема, която има претенции за високо качество, е приложена отрицателна обратна връзка, която намалява стойността на изкривяванията, но при схематехника клас D ООВ е ефективна при условие, че подобрява фронтовете на импулсите на модулатора, спомага за по-качествена модулация и поддържа константна амплитуда на импулсите на крайните транзистори.

На фиг. 1-139б е дадена блокова схема на модулатор за правоъгълно напрежение с обратна връзка (за получаване на автогенераторен режим). Той съдържа блок А — инвертиращ усилвател с интегратор, Т — стъпало от тригерен тип с хистерезисен ефект, и крайно стъпало, обхванати с обща обратна връзка. ООВ принуждава усилвателя да влезе в автогенераторен режим.

При ключови транзистори с възможност за бързо превключване при традиционна схема може да се постигне клирфактор например 1% без особени затруднения и без особено скъпи транзистори за крайното стъпало.

Толерансите на параметрите на употребяваните транзистори и измененията на температурата ще влияят по-слабо върху схемните решения в клас D, тъй като работните състояния на изключено (запушено) и наситено (отпушено) ще се влияят много по-малко от горните фактори в сравнение с влиянието върху работните точки за режимите клас А и В. Ето защо тези устройства са удобни за конструиране с интегрални схеми, работещи в ключов режим.

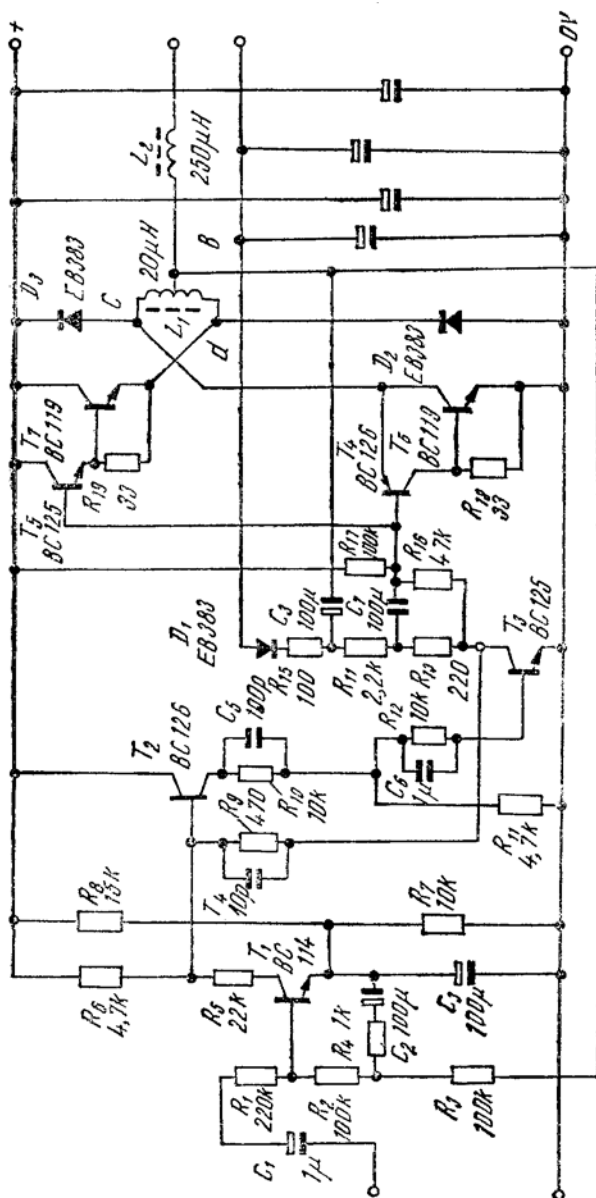
Икономията на мощност, т. е. на енергия, е най-голямото предимство на този тип усилватели. При теоретичен к. п. д. 100% на практика се постига к. п. д. над 90%. Според автора усилвателите клас D имат предимство пред усилвателите клас В за средни стойности на сигналите, с каквито именно работят звуковите усилватели.

Схемно решение

В първата част на тази статия се разглеждат изгодите и неизгодите от внедряване на усилватели клас D вобще и в частност на н. ч. усилватели за звукови цели. Схемата на, крайното стъпало от усилвател клас D, показана на фиг. I-140, е съставена от комплементарна двойка съставни транзистори, които произвеждат мощни правоъгълни импулси на напрежение. Токът на крайното стъпало е с различна от тази на напрежението форма и протича през филтъра (със звукова честотна лента) към високоговорителя. Диодите D_2 и D_3 са включени с цел да поемат обратните и върховите токове и напрежения, за да се повиши ефективността. Диодите D_2 и D_3 трябва да са в състояние да издържат при тези върхове стойности и да са ключови. Транзисторите T_4 и T_5 са комплементарна двойка. Бобината L_1 има индуктивност 20 μH , а L_2 — 250 μH . Захранващото напрежение е 30 V. Входното стъпало изпълнява ролята на интегратор със собствения си капацитет без добавъчен такъв. Обратна връзка свързва изхода с базовата верига на първото стъпало. Друга положителна обратна връзка през R_5 и C_4 създава необходимия тригерен ефект с помощта на тока, взет от колекторната верига на T_3 и подаден към базата на T_2 . Тя спомага за осъществяване на съотношение на тактовите импулси 50:50.

16. ТЕОРЕТИЧЕН К. П. Д. НА МОЩНИ УСИЛВАТЕЛИ КЛАС D (J. D. Martin, 1970 г.)

Теоретическата ефективност (к. п. д.) е използвана от дълго време като мярка за преценка на икономичността на мощните



Фиг. I-140

усилвателни стъпала. При идеални усилвателни характеристики, синусоиден входен сигнал и оптимални схемни решения може да се изчисли к. п. д. за режими класове А, В, С и D. В статията е направено сравнение между к. п. д. на обикновените усилватели и на усилвателите клас D. В резултат на сравнението е възникнала идеята за по-нататъшно подразделяне на усилвателите клас D на клас AD и клас BD. Този анализ дава нова база за сравнение с класическите усилватели. Сравнението се прави на основата на баланса на мощността.

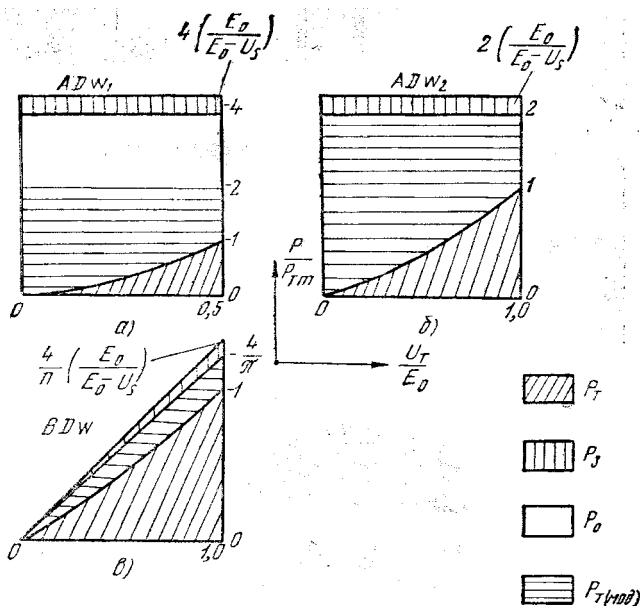
За баланса на мощността се определят:

P_T — полезна товарна мощност за входната честота;

P_0 — постояннотокова захранваща мощност;

$P_{г\text{мод}}$ — товарна мощност за нежелани модулационни честоти;

P_3 — колекторна загубна мощност.



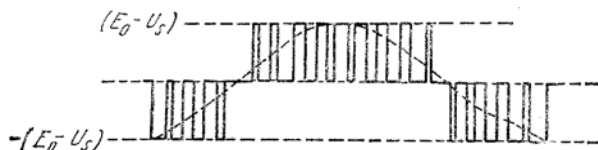
Фиг. I-141

За да се направи определение на двата вида усилватели, са съставени диаграми на мощностите за клас AD — еднотактно, AD — двутактно и BD — двутактно стъпало. По хоризонталните оси

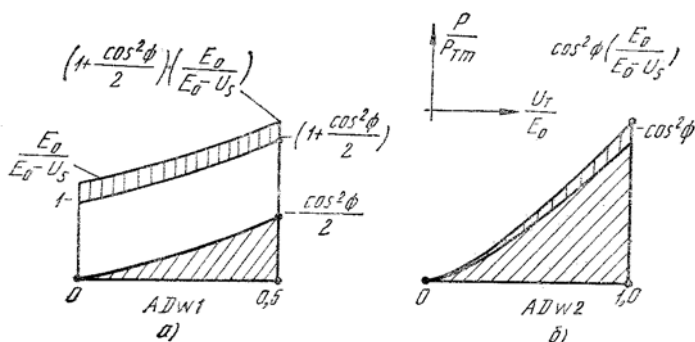
са нанесени нормализираните напрежения, които се изразяват като отношение на изходното към захранващото напрежение. По ординатните оси са нанесени нормализираните мощности (отношението между моментната изходяща мощност и максималната изходяща мощност).

На фиг. I-141 са дадени диаграмите на мощностите за активен товар. На фиг. I-141a са дадени диаграмите на мощностите за крайно стъпало на еднотактен ключов усилвател AD (AD_{w1}). Вижда се, че полезната мощност (P_T) заема малка площ, което определя нисък к. п. д.

Диаграмите за крайното стъпало на двутактен едноканален усилвател AD (AD_{w2}) са дадени на фиг. I-141б, а за двутактен двуканален усилвател BD (BD_{w2})—на фиг. I-141в.



Фиг. I-142



Фиг. I-143

Вижда се, че при активен товар най-изгоден е режим BD.

На фиг. I-142 е показан видът на товарното напрежение за двутактно двуканално усилвателно стъпало клас BD активен товар. При нулев входен сигнал и двата транзистора са запушени.

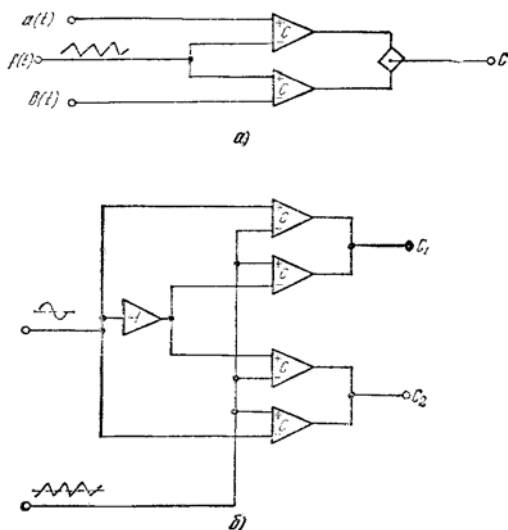
Когато товарното съпротивление има индуктивен характер, товарните диаграми ще изглеждат, както е показано на фиг. I-143.

Диаграмата за еднотактно усилвателно стъпало AD (AD^{w1}) е показана на фиг. I-143a. При двутактно едноканално усилвателно стъпало AD (AD^{w2}) с индуктивен товар PT има значителна стойност и к. п. д. е голям.

Като заключение може да се каже, че колекторните загуби при двутактен усилвател клас AD с индуктивен товар са незначителни— (фиг. I-143 б).

Усилвател клас BD

По-горе бяха дадени кратки сведения за усилвателите клас BD а тук е показан пример за схемно решение в интегрално изпълнение на такъв усилвател, като са посочени и някои експериментални данни за маломощен прототип.



Фиг. 1-144

Ключовите усилватели се делят на две части. Първата преобразува входния сигнал в еквивалентна импулсна поредица—ШИМ-сигнал, втората секция усилва правоъгълните импулси и ги демодулира.

Модулиращата секция, която осъществява ШИМ, дава определението за усилватели клас AD и BD.

При нормална широчинно-импулсна модулация входният сигнал се сравнява с трионообразно или триъгълно напрежение с по-висока честота, вследствие на което се произвеждат импулси в моментите, когато входният сигнал е по-голям (по-положителен) от трионообразното напрежение. Това е принципът на работа на усилвател клас AD. За усилвателите клас BD е необходимо да се произведат два отделни сигнала, един за положителните и друг за отрицателните полупериоди. Другата отличителна особеност е, че за нулев входен сигнал усилвателите клас AD произвеждат правоъгълни импулси с дължина, равна на тактовия полупериод, и средната стойност на тези импулси е равна на нула. При усилватели клас BD за нулев сигнал няма нито положителни, нито отрицателни изходни импулси.

На фиг. I-144a е дадена схема на компаратор, при който логически сигнал c се получава за $a(t) < f(t) < b(t)$. Ако $f(t)$ представлява трионообразното напрежение, $a(t)$ —входният сигнал, а $b(t)$ —реверсираният входен сигнал, изходни импулси се получават само когато входният сигнал е по-голям от нула (широчината на импулсите е пропорционална на големината на входния сигнал). Когато сигналят $a(t)$ стане отрицателен, $b(t)$ ще има положителна стойност и в същия момент ще се получават импулси на изхода на компаратора.

На фиг. I-144 б е дадена блокова схема, подходяща за модулатор по продължителност на импулсите за мощни усилватели. В нея са използвани интегрални схеми за компаратори и инвертиращ усилвател. Изходите c_1 и c_2 трябва да се включат към двата канала.

17. УСИЛВАТЕЛ С ШИМ И НЕГОВОТО ПРИЛОЖЕНИЕ

В Н. Ч. ОБЛАСТ (Т.G.Schwab, 1968г.)

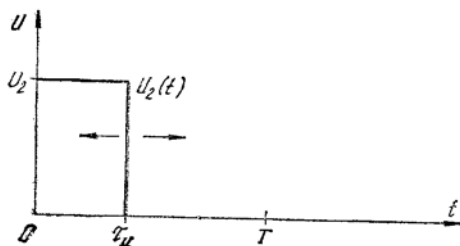
В статията са дадени теоретични обяснения за усилвателите с широчинно-импулсна модулация и някои технически данни за два усилвателя с мощност 2 и 12W.

От фиг. I-145 може да се разбере как става модулирането на даден импулс по продължителност. За периода T продължителността на импулса е τ_n , която за входен сигнал, равен на нула, е $\tau_n = 0,5T$. При входен сигнал, различен от нула, се получава $0 < \tau_n < T$. Така се получава зависимостта за продължителността (широчината) на импулса:

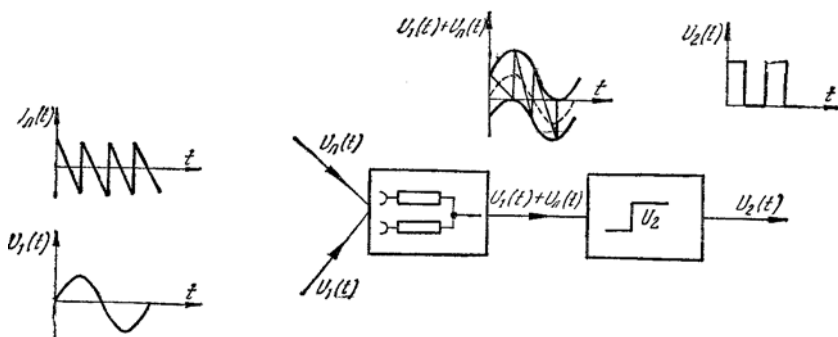
$$\tau_n = \frac{T}{2} \left[1 + m (U_{1m}) \frac{u_1(t)}{U_{1m}} \right],$$

където

- U_{1m} е амплитудата на входния сигнал;
- $u_1(t)$ — моментната стойност на входния сигнал;
- $m(U_{1m})$ — коефициентът на модулация;
- T — тактовият период на ЛИН.



Фиг. I-145,



Фиг. I-146

На схемата с U^2 е означена амплитудата на напрежението на импулсите (за всяко стъпало тя е неизменна). Напрежението на входа се дава от израза

$$u_1(t) = U_{1m} \sin \omega t.$$

Коефициентът на модулация взема стойности от нула до единица, т. е. $0 < m < 1$.

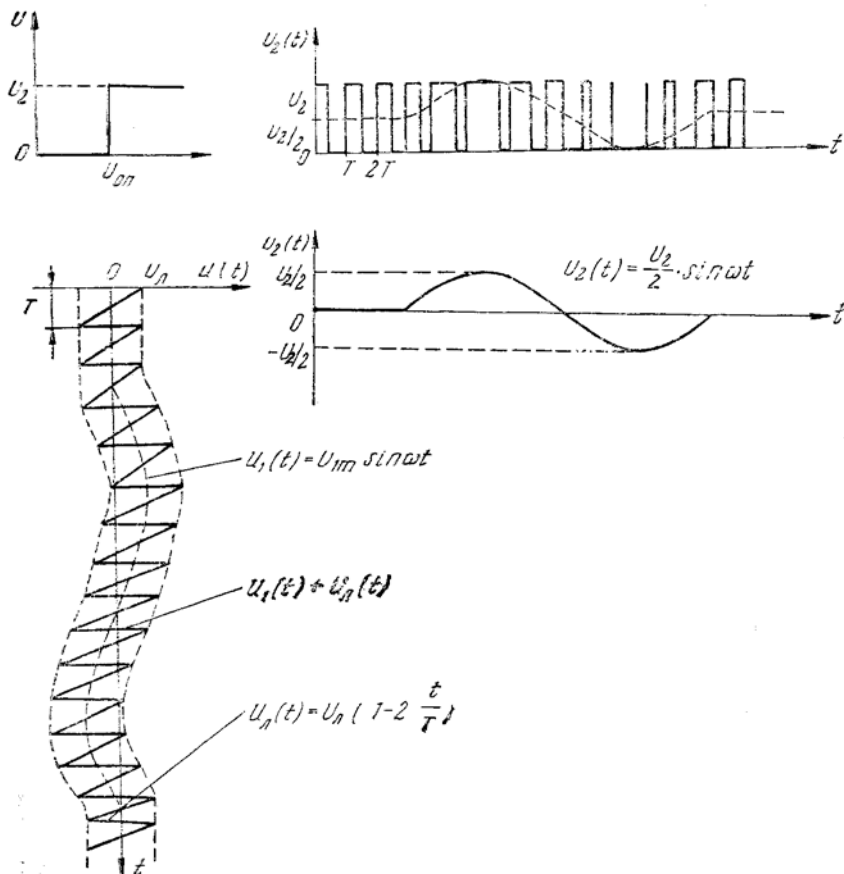
За помощното напрежение с триънообразна форма може да се даде изразът

$$u_{\tau}(t) = U_{\tau} \left(1 - \frac{2t}{T} \right),$$

където

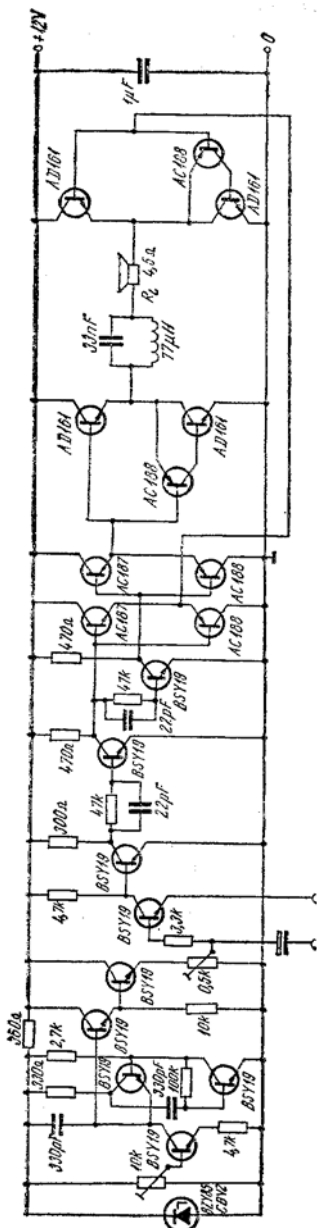
$u^T(t)$ е моментната стойност на тактовото тригонообразно напрежение;

UT — амплитудата на същото напрежение.



Фиг. I-147

С фиг. I-146 е пояснен принципът на модулирането с помощта на блокова схема и графики на напреженията. Допълнителни графики за зависимостите между напреженията са дадени на фиг. I-147. Означенията са: U_{on} — опорно напрежение, U_n — линейно и-



Фиг. I-150

В началото на статията се разглежда широчинно-импулсен модулатор, даден в блоков вид (фиг. I-151). Модулаторът е съставен от два моностабилни мултивибратора, които се управляват от един свободно генериращ астабилен мултивибратор с импулсна продължителност $\tau_{и}=0,5$ T.

На същата фигура са дадени и графиките на токовете и напреженията, които илюстрират ясно работата на схемата. Астабилният мултивибратор управлява моностабилните поосменно един след друг чрез импулси с определен вид и полярност. Без наличието на външно управление широчината на импулсите е най-малка.

Експериментирани са три схеми на мултивибратори. На фиг. I-152 е показана схема на напречно свързан астабилен мултивибратор, който може да се управлява от входа за полезния сигнал X_e . Изходите \bar{Y}_a и \bar{Y}_a са за управление на моностабилните схеми.

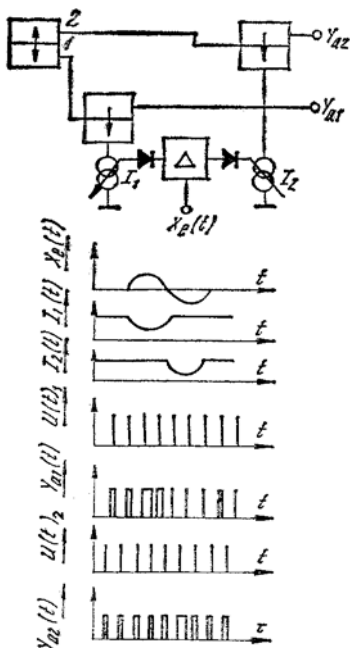
Използваният диференциален усилвател е напълно симетричен. Тримерът от един килоом създава възможности за малки корекции. Управлението може да се осъществява и външно от разстояние, като дълбочината на модулацията може да достигне 98 %.

Друга схемна разновидност е показана на фиг. I-153. Това е емитерно свързан мултивибратор, който има добра линейност и подходяща форма на импулсите.

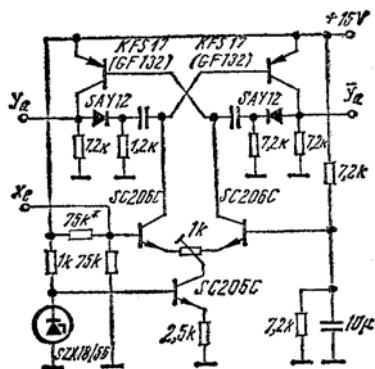
Когато е необходимо външно управление на модулацията, то може да се осъществи с трионообразно или

триъгълно напрежение с висока линейност и добре изразени ъгли.

Вариантът с интегрално изпълнение на мултивибратор е даден на фиг. I-154. Схемата има добри показатели.



Фиг. I-151



Фиг. I-152

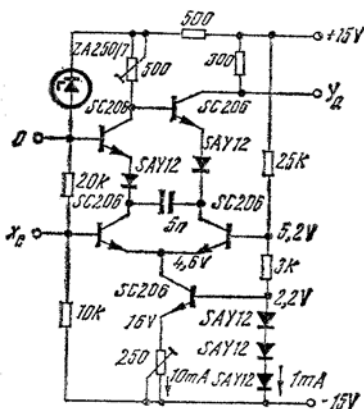
Схема на генератор за трионообразно напрежение с външно управление за честоти до 100 kHz е дадена на фиг. I-155.

Една опростена идейна схема за компараторно включване се дава на фиг. I-156. При изравняване на двете напрежения (линейно изменящото се и аналоговото на полезния сигнал), подадени на двата входа на компаратора, става превключване и изработване на ШИМ-импулс.

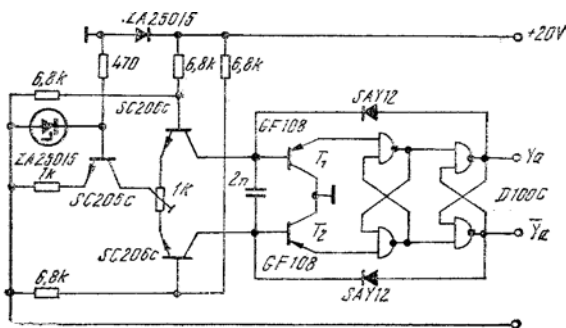
Една неизпробвана схема на вариант на моностабилен мултивибратор към широчинно-импулсен модулатор е дадена на фиг. I-157.

Получените импулси след модулацията трябва да се оформят, да се усилят допълнително за управлението на крайното усилвателно стъпало.

За подобрене на фронтите може да се използва тригер на Шмид или токов тригер с малък хистерезис.



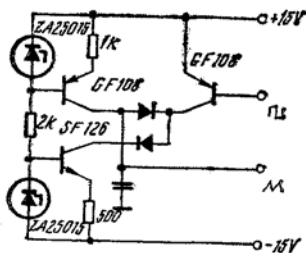
Фиг. 1-153



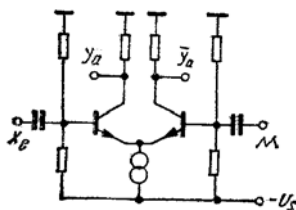
Фиг. 1-154

Крайните усилвателни стъпала могат да бъдат еднотактни, двутактни с трансформаторно или безтрансформаторно включване. Едно експериментирано еднотактно стъпало е дадено на фиг. I-158a. Поради наличието на постоянна съставна к. п. д. е много нисък—25% при мощност 2,5W. Стъпало с комплементарна двойка и мостова схема са дадени съответно на фиг. I-158б и в. От мостовата схема може да се получи два пъти по-голяма мощност в сравнение с

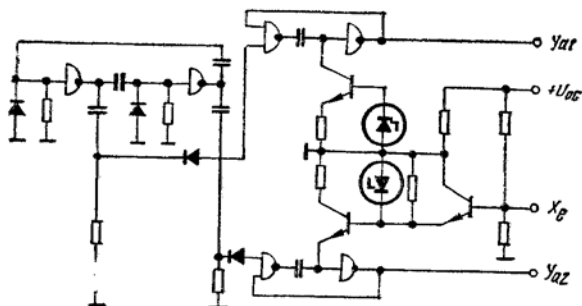
двухтактното стъпало при еднакви транзистори и захранващи напрежения. Напрежението за управление на мостовата схема и изходящите напрежения са показани на фиг. I-159.



Фиг. I-155



Фиг. I-156

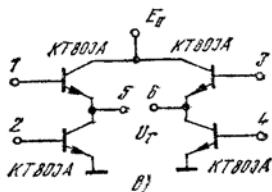
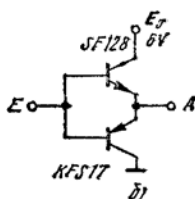
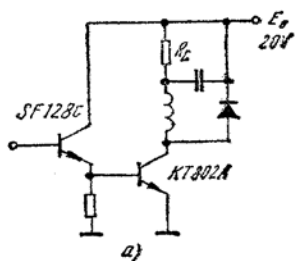


Фиг. I-157

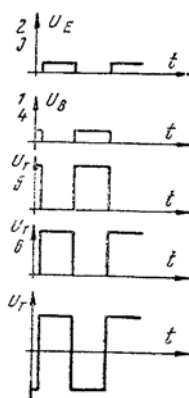
За съветските транзистори КТ803А при тактова честота 50 kHz токът без входен сигнал по изчисление е 200mA, а измерен—300mA.

На фиг. I-160а е показано експериментирано (от автора на статията) стъпало с мостова схема, което е показало добри резултати. Предаването на напрежението от модулаторните изходи на широчинно-импулсия модулатор към емитерните повторители се извършва през ценерови диоди. Съпротивленията на колекторните резистори на предкрайните транзистори са така изчислени, че през тях да може да протича базовият ток на крайните транзистори. Така за времето на отпушено състояние ще се получават големи загуби

на ток. Поради това и за получаване на по-стръмни фронтове е по-целесъобразно да се избират транзистори с голямо усилване по ток.



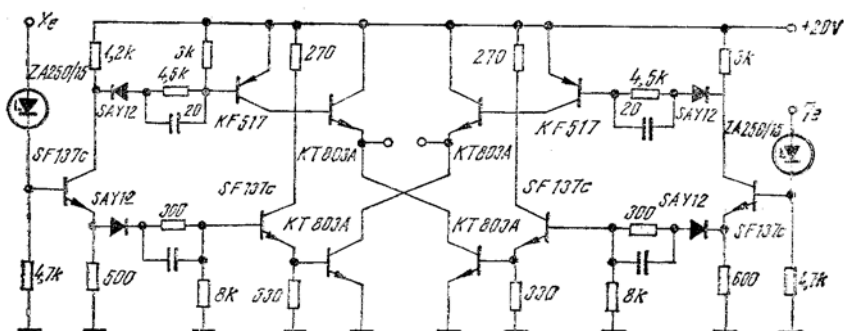
Фиг. I-158



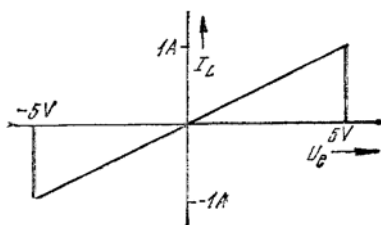
Фиг. I-159

Графиката от фиг. I-160 б изобразява измерената зависимост на тока на крайното стъпало от фиг. I-160 а и напрежението на модулатора от фиг. I-154.

За да се получи линейна зависимост между входното и изходното напрежение при усилването, е необходимо усилвателят да има подходящ филтър-демодулатор. За целта може да се използва последователно свързана бобина с товара (високоговорител) и паралелен кондензатор, а също така П-образни или друг вид филтри.



а)

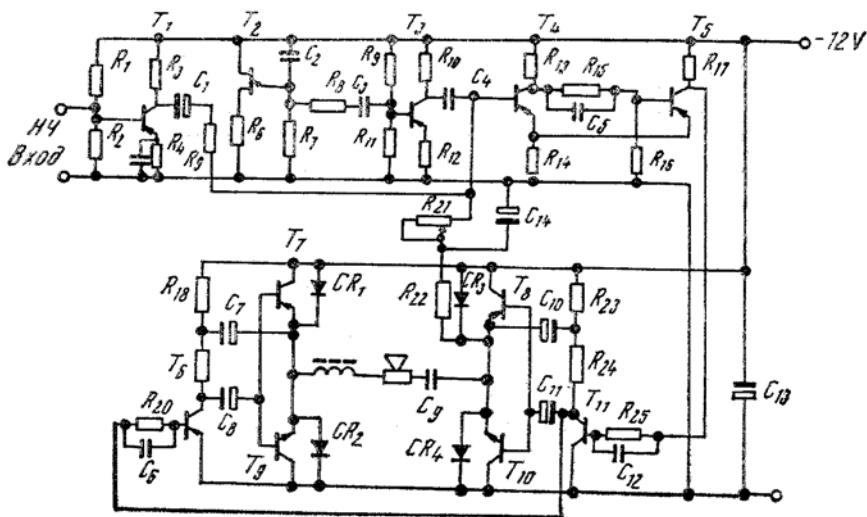


Фиг .1-160

19. ВИСОК К.П.Д. ЧРЕЗ УСИЛВАТЕЛ КЛАС D (Peter A. Stark, 1964r.)

В тази статия се дават две схемни решения на усилватели клас D. Схема на усилвател, използващ тригер на Шмид като модулатор, с мощност 1W за товар високоговорител с импеданс 8 Ω е дадена на фиг. I-161. Транзисторът T_1 усилва входния сигнал, който се смесва с линейно изменящо се напрежение от генератор, реализиран с униполярен транзистор T_2 . След като бъде усилено от T_3 , ЛИН се подава заедно с входния сигнал на входа на тригера на Шмид (T_4 и T_5). Модулираните по продължителност импулси с постоянна амплитуда управляват импулсно транзисторите T_{11} и T_6 , след което двете дефазирани поредици от импулси се подават на мостовата схема, съставена от две комплементарни двойки. C_7 и C_{10} на същата фигура създават положителна обратна връзка за ускоря-

нане на въздействието и вкарване в ключов режим. Паралелните диоди предпазват транзисторите от върховите напрежения, получавани от филтровата bobина. Настройването на усилвателя става с R_{21} .

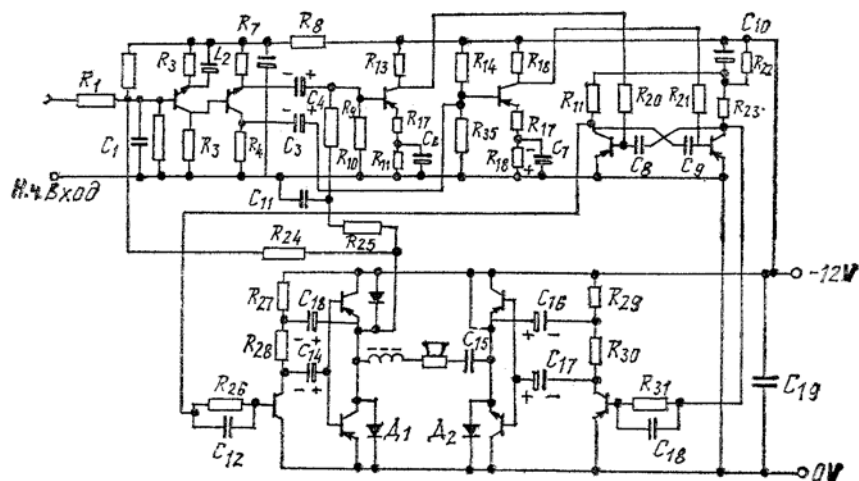


Фиг. 1-161

Схема на усилвател с астабилен мултивибратор е дадена на фиг. 1-162. Нискочестотният сигнал се усилва и дефазира от T_2 . След усилването от T_3 и T_4 двата противофазни сигнала се подават на мултивибратора, който работи в ключов режим. Изменението на амплитудите на нискочестотния сигнал ще бъде причина да се зареждат и разреждат за различно време кондензаторите на астабилния мултивибратор, с което ще се изменя широчината на импулсите, получени от превключването на транзисторите T_5 и T_6 . Така се управлява мостовата схема на крайното стъпало. Чрез R_{24} се осъществява обратна връзка от изхода. Поради големия капацитет на C_1 отрицателната обратна връзка се осъществява само за ниски честоти. Друга обратна връзка е създадена с помощта на R_9 , R_{23} и C_{11} , която спомага за изработването на симетрично правоъгълно напрежение без наличието на входен сигнал.

Мултивибраторът работи с понижено напрежение, за да може да се осъществи по-дълбока модулация, но при включването в първия

момент C_{10} още не е зареден и захранващото напрежение е по-високо, което подпомага генерирането.



Фиг. I-162

Този усилвател е маломощен, но чрез повишаване на захранващото напрежение на крайното стъпало и употреба на помощни транзистори може да се получи по-голяма изходна мощност.

ПОДРАЗДЕЛЕНИЕ И К. П. Д. НА УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС D

II.1. ИЗБОР НА МОДУЛАЦИЯ

Поради съществуването на най-различни ключови усилватели или устройства с широчинно-импулсна или друг вид модулация се налага те да бъдат класифицирани за по-лесно идентифициране и за улеснение на работещите в тази област на техниката. Предлага се класификацията да съдържа информация за начина на модулация и за схемното решение.

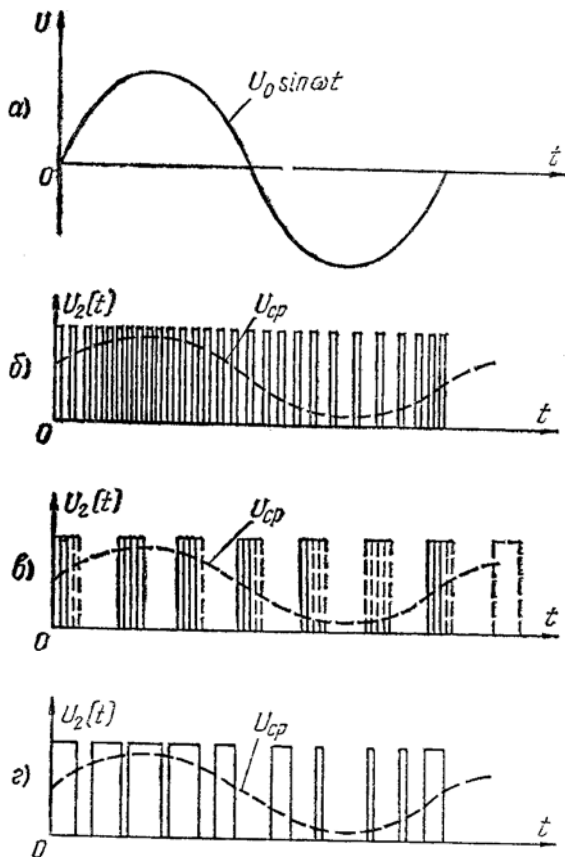
Аналогично на синусоидалните трептения импулсните сигнали могат да се модулират чрез:

- 1) амплитудно-импулсна модулация (АИМ);
- 2) модулация по честота на повторение на импулсите (ЧИМ);
- 3) фазово-импулсна модулация (ФИМ);
- 4) пакетно-импулсна модулация чрез изменение на броя на импулсите във всеки пакет (ПИМ);
- 5) изменение на продължителността на импулсите (ШИМ, PWM);
- 6) комбинация от горните методи.

Избраната модулация трябва да съответствува на ключовия режим на работа, да бъде лесноосъществима с прости схемни решения и да позволява лесна демодулация при напълно вярно възпроизвеждане на входния сигнал, без да се заема широка честотна лента.

Ключовият режим се характеризира само с две нива на сигнала — максимално и минимално; поради това амплитудната модулация не е подходяща за устройствата, работещи в този режим. Активните им елементи имат големи стойности на тока и напрежението за работните точки в междинните състояния, което определя голямата загубна мощност. Фазовата модулация също не е подходяща. Останалите модуляции — честотната, пакетно-импулсната и широчинно-импулсната позволяват проста демодулация чрез LC-филтър. На фиг. II-1 б е показана ЧИМ, на фиг. II-1 в — пакетно-им-

пулсна модулация, а на фиг. II-1 г—широчинно-импулсна модулация (ШИМ, PWM). От фигурите се вижда, че ЧИМ и ПИМ са неудобни за ключовите усилватели поради по-честите транзитни състояния при превключвания на активния елемент, които са основен



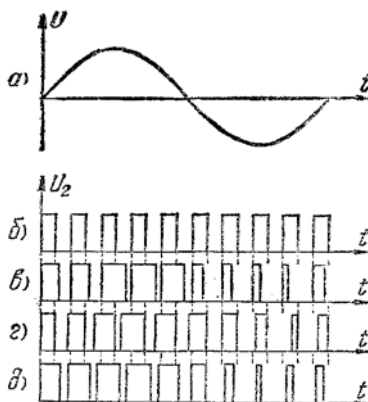
Фиг. II-1

източник на загуби в крайното стъпало. Тези модуляции изискват по-сложни схемни решения за модулиране, а естествено и поради по-честите превключвания на правоъгълните импулси ще се заема по-широка честотна лента.

Като най-подходяща модулация за ключовите устройства се възприема тази по продължителност на импулсите (широчинно-импулсна модулация ШИМ, pulse width modulation PWM, PDM). Тази модулация може да се осъществи по три начина: чрез модулиране по преден фронт, по заден фронт и едновременно преместване на двата фронта — фиг. II-2. При двустранната широчинно-импулсна модулация на тактовите импулси се получават хармонични с по-малко разпростираща се в областта на ниските работни честоти лента.

При следващата класификация няма да се взема под внимание дали модулацията е осъществена едностранно (по преден, заден фронт) или двустранно (по двата фронта едновременно). След възприетото вече в целия свят означение за ключов режим на работа — клас

D, първата класификация на усилвателите клас D е предложена от Мартин [39], който прави аналогии с обикновените усилватели и възприема означенията за усилватели класове AD и BD. След това не са правени опити за цялостно класифициране на всички типове усилватели клас D. Такъв опит се прави от автора в следващите страници.



фиг. II-2

II.2. ПОДРАЗДЕЛЕНИЕ НА КЛЮЧОВИТЕ УСТРОЙСТВА 1. ЕДНОТАКТЕН УСИЛВАТЕЛ КЛАС ADw1

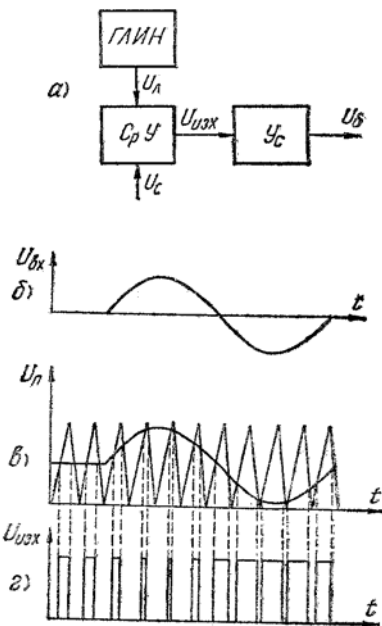
Предлага се това да бъде означението за ключовите усилватели, имащи еднотактно крайно стъпало (за работа на един канал).

Приетото досега обозначение с буквата D на всички видове усилватели, работещи в ключов режим, не определя конкретните схемни особености и вида на модулацията на тези устройства.

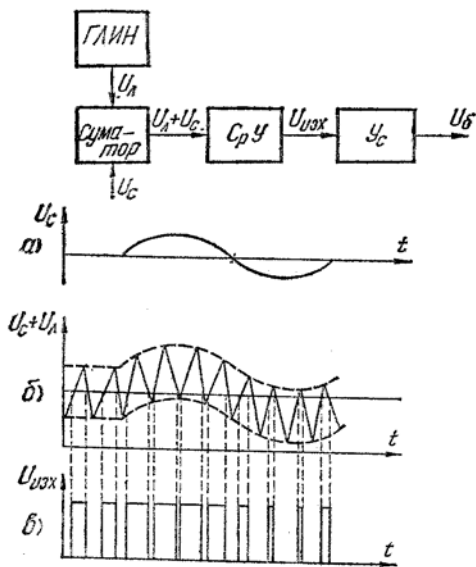
В направената от автора класификация се предлага буквата D да означава само ключов режим на работа независимо от това, дали се отнася за усилвател или друго устройство; с буква w се означава двуфронтна широчинно-импулсна модулация; с w_0 — модулация по преден фронт; с w_1 — модулация по заден фронт, а с цифра 1 - еднотактно крайно стъпало. Буквата A бе предложена

от Мартин за обозначаване на ключови усилватели, работещи с еднополярен сигнал.

Модулацията по продължителност на импулсите се осъществява чрез сравняващо устройство, на входа на което се подават



Фиг. П-3

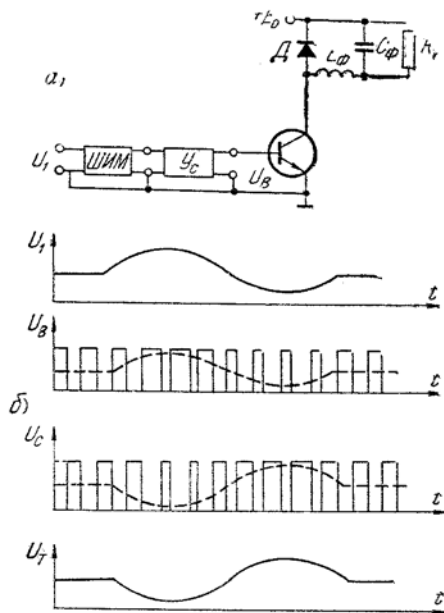


Фиг. П-4

едновременно линейно изменящо се напрежение (f_T) с триъгълна или трионообразна форма и полезен сигнал (f_c). В резултат се получава еднополярно правоъгълно напрежение с честота, равна на тактовата честота на ЛИН и модулирано по продължителност на импулсите пропорционално на амплитудите на полезния сигнал (фиг. П-3, П-4 и П-5).

За 100% дълбочина на модулацията е необходимо амплитудите на полезния (входния) сигнал и ЛИН да бъдат равни по абсолютна стойност. Илюстрации за модулация при усилватели клас ADwl се дават на фиг. П-3, където модулацията се осъществява чрез диференциален компаратор, а на фиг. П-4—чрез сумиращ компаратор. Двата полупериода на полезния сигнал на изхода се получават чрез усредняване на амплитудните стойности на модулираните по продължителност импулси.

Поради необходимостта от модулация тактовата (ключовата) честота f_T трябва да бъде по-висока от честотата на полезния сигнал f_c (модулираща честота), т.е. $f_T > f_c$. За получаване на изходящ сигнал с променлива полярност може а се постави само раз-

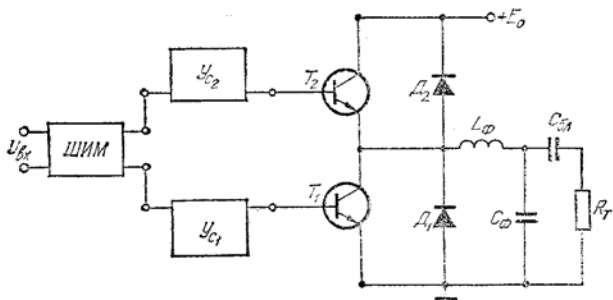


Фиг. II-5

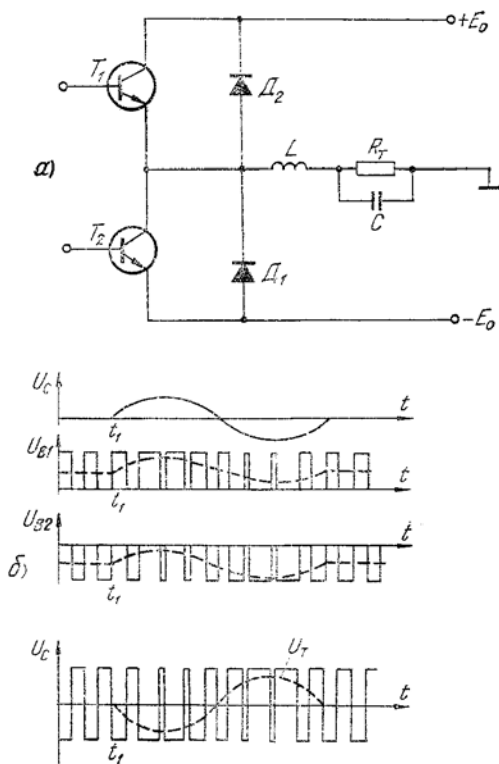
делители кондензатор, но к.п.д. ще се понижи, както при обикновените усилватели ($\eta < 50\%$).

2. ЕДНОКАНАЛЕН ДВУТАКТЕН КЛЮЧОВ УСИЛВАТЕЛ КЛАС ADw2

Предложеното обозначение се отнася за ключовите усилватели» работещи при две състояния—запушено и отпушено (наситено), означавани с голяма буква D. Изработването на двата полупериода на изходния сигнал става чрез еднополярно или двуполярно захранващо напрежение при едноканално усилване (означено с буквата A) с помощта на двуфронтна широчинно-импулсна модулация (обозначена с w). Схемата на крайното усилвателно стъпало е двутактна, което се обозначава с цифрата 2.



Фиг. П-6



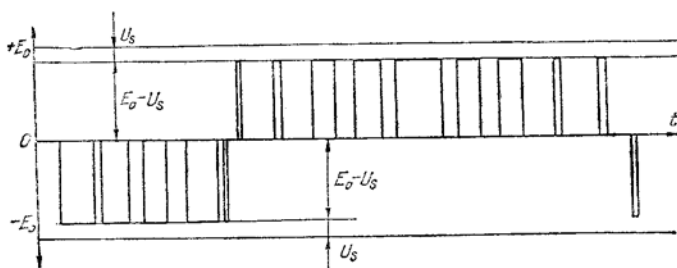
Фиг. П-7

Усилвател клас ADw2 с еднополярно токозахранване е показан на фиг. II-6. Усилвателят, показан на фиг. II-7а, може да бъде и с двуполярно захранване. За схемата от фиг. II-6 изходният сигнал ще бъде еднополярен поради използването на един токозахранващ източник. За да се получи променлив сигнал, е поставен разделителен кондензатор, който може да бъде елемент от LC-филтъра. Настроеният резонансен филтър, като поглъща енергията на тактовото трептене (f_T) и тази на хармоничните съставни, трябва да пресъздава почти без загуби енергията, която се подава на входа му.

3. ДВУКАНАЛЕН УСИЛВАТЕЛ КЛАС BDw2

Различието между ключовите усилватели класове AD и BD се състои в това, че при усилвател клас BD без наличието на входен сигнал двата канала (двата усилвателя за положителни и отрицателни сигнали) не се задействуват и са в състояние на покой, т.е. запушени. Всеки „превключвател“ се включва (отпушва) до насищане само за определена полярност от цикъла на входния сигнал. С други думи, това е двуканален усилвател, на който всеки канал работи като отделен усилвател клас D само за положителната или само за отрицателната полярност на входния сигнал (фиг. II-8). Крайните стъпала на всеки канал могат да бъдат еднотактни или двутактни усилватели с един или два токозахранващи източника.

И така предложеното обозначение трябва да се разбира, как-



Фиг. II-8

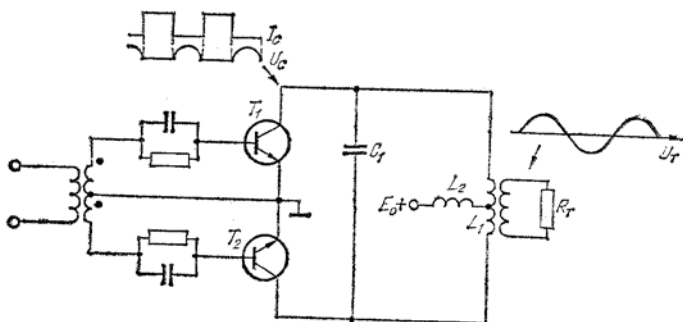
то следва: буквата В означава двуполярен сигнал, при което всеки ключов канал изработва сигнал с определена полярност, буквата D—ключов режим на работа, w—двухфронтна широчинно-импулсна модулация, цифрата 2—двутактно стъпало.

Характерно за усилвателя клас ВDw е, че той не е подходящ за индуктивен товар, а за активен товар; освен това той е подходящ за по-големи мощности в сравнение с клас ADw.

От фиг. II-8 се вижда, че този усилвател има предимство пред клас ADw по отношение на това, че когато няма входен сигнал, всички транзистори на крайното стъпало са напълно запушени. Като недостатък може да се отбележи, че при малки входни сигнали ще се получават много тесни импулси, което ще доведе до големи нелинейни изкривявания поради невъзможността тези импулси да се получат с правоъгълна форма.

4. КЛЮЧОВ УСИЛВАТЕЛ БЕЗ МОДУЛАЦИЯ КЛАС D; КЛЮЧОВИ СЪТЪПАЛА D_G , D_T , D_M , D_f , D_K , D_{WF} , D_{LC}

Предложените обозначения се отнасят за усилвателите и устройствата, работещи при две състояния на активния си елемент—включено (наситено) и изключено (запушено), независимо от това, дали на изхода си имат включено следващо стъпало, трептящ кръг или демодулятор. При включване на филтър (демодулятор) правоъгълното трептене ще се превърне в почти синусоидално трептене. Като примери за „чисти“ устройства клас D могат да се посочат усилвателите, работещи в ключов режим, но без модулация (фиг. II-9), тригери и мултивибратори (фиг. II-10), генера-

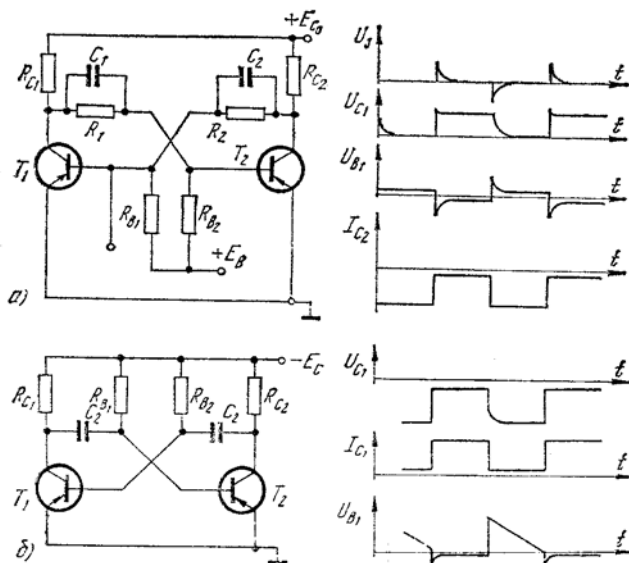


Фиг. II-9

тори, инвертори, конвертори и др. За тези устройства се предлагат означения, както следва:

D—установено отпреди означение за всички видове ключови усилватели; предлага се то да остане само за ключовите усилватели без модулация от какъвто и да е вид;

- D_G — за означаване на генератор, работещ в ключов режим;
 D_T — за означаване на ключов тригер, работещ с две състояния —
запушено и наситено;
 D_M — за означаване на ключов мултивибратор, работещ с две
състояния (запушено и наситено) на активния си елемент;



Фиг- 11-10

- D_j — за означаване на ключов инвертор;
 D_K — за означаване на конвертор, работещ в ключов режим, и т.н.
Характерно за тези „ключови“ устройства е, че работят почти
винаги само на една честота на импулсно превключване и импулс-
ите им не се модулират.

Изброените по-горе ключови устройства и усилвателите класове ADw и BDw без демодулятор създават на изхода си само правоъгълни импулси.

При наличието на демодулятор на изхода на усилвателите могат да се получат различни по форма сигнали.

а за усилватели класове ADw и BDw се получава нискочестотен сигнал, еднакъв по форма с този, с който се модулира;

б/ при по-големи стойности на елементите на LC-филтъра (от тези при горния случай) на изхода ще се получи сигнал с още по-ниска честота, равна на честотата на обвиващата крива на сигнала след демодулацията.

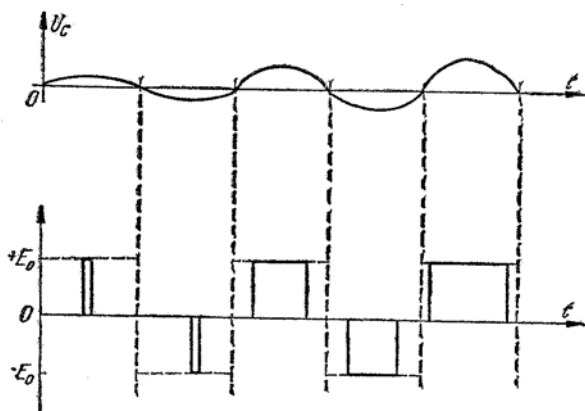
Предлагат се и означенията:

D_{wf} —за означаване на усилвател, на изхода на който се получава сигнал с честота, по-ниска от тази на модулиращия сигнал и равна на честотата на обвиващата крива на получения след демодулацията нискочестотен сигнал;

D_{LC} —за означаване на ключов усилвател с товар LC—трептящ кръг, на изхода на който се получава синусоидално трептене с честота, равна на тактовата (превключваща) честота ($f_T = f_c$); това трептене може да се използва като носещо при радиопредавателите, за индукционно нагряване и други цели.

5. КЛЮЧОВ УСИЛВАТЕЛ КЛАС Dwt с ШИМ ПО ТАКТОВА ЧЕСТОТА

Това обозначение се предлага за ключовите усилватели, които използват модулация по продължителност на импулсите (w), осъществена за тактовата честота (означена с малка буква t). Както



Фиг. II-11

се вижда от фиг. II-11, при усилвателите клас Dwt широчинно-импулсната модулация се прилага поотделно за всеки положителен и всеки отрицателен импулс.

Подобието в начина на работа между усилвателите класове BDw и Dwt се състои в това, че положителните импулси се получават от единия транзистор или канал, а отрицателните—от другия транзистор или канал и всеки полупериод на изходящия сигнал се създава само от еднополярни импулси. Различието в начина на работа се състои в това, че докато при усилвателите клас Dwt от всеки импулс се получава един полупериод на изходящия сигнал, при усилвателите клас BDw и клас ADw за образуването на един полупериод на изходящия сигнал се усредняват стойностите на импулсите, чийто брой е от няколко до стотици.

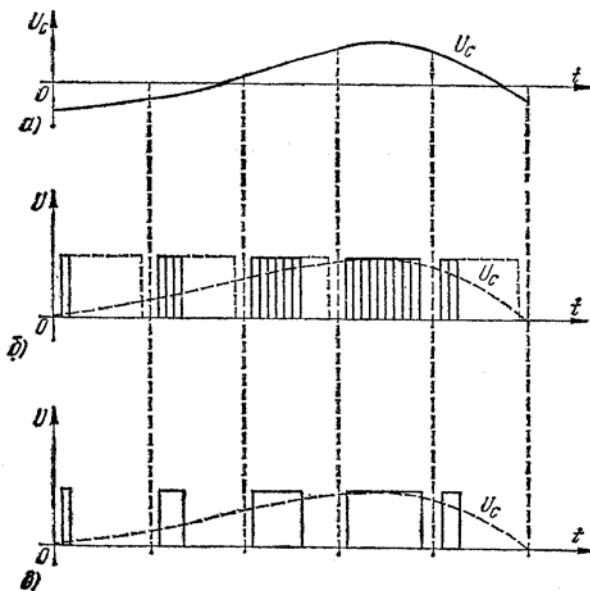
При усилвателите клас Dwt в случай на демодулиране на тесни импулси чрез LC демодулятор (настроен на тактовата честота) се получават малки по амплитуда полусинусоиди. С увеличаване на продължителността на импулсите нарастват и амплитудите на полусинусоидите на изходящия сигнал, така че широчинно-импулсната модулация на входа на усилвателя се преобразува в амплитудна модулация на изхода му. Този усилвател е удобен за крайно стъпало на радиопредавател, работещ с носеща честота, равна на тактовата честота на усилвателя. При усилвателите клас Dwt полученото след демодулацията полезно трептение има честота, равна на тактовата (превключващата)— $f_c = f_T$.

По отношение на работата на крайните транзистори или тиристорите може да се каже, че при усилвателите клас ADw2 един от двата транзистора остава винаги включен. При усилвателите клас BDw всеки транзистор или канал изработва серия от няколко или повече еднополярни импулси. При усилвателите клас Dwt „превключвателите“ се превключват последователно, като всеки от тях изработва по един импулс с продължителност за един период, зависеща от амплитудата на входния сигнал.

6. КЛАС Dp — КЛЮЧОВ УСИЛВАТЕЛ С ПАКЕТНО-ИМПУЛСНА МОДУЛАЦИЯ

Модулацията при този ключов усилвател се онагледява от фиг. II-1 и от фиг. II-12. Пакетите с определен брой импулси с еднаква амплитуда и широчина се подават с една и съща честота на повторение, като броят на импулсите в един пакет след модулацията зависи от модулиращия полезен сигнал ($N_i = kU_c$).

Предлага се индексът p да означава, че модулацията е пакетно-импулсна.



Фиг. II-12

7. КЛАС D_F — КЛЮЧОВ ИМПУЛСЕН УСИЛВАТЕЛ С ЧЕСТОТНА МОДУЛАЦИЯ

Предлага се индексът F да означава, че модулацията е честотно-импулсна. Такава модулация е илюстрирана с фиг. II-16. Както се вижда от фигурата, същността на честотно-импулсната модулация се състои в разместването (сгъстяване и разреждане) на импулси с еднакви амплитуди и една и съща продължителност-

8. КЛАС D_Ψ — КЛЮЧОВ УСИЛВАТЕЛ С ФАЗОВО-ИМПУЛСНА МОДУЛАЦИЯ

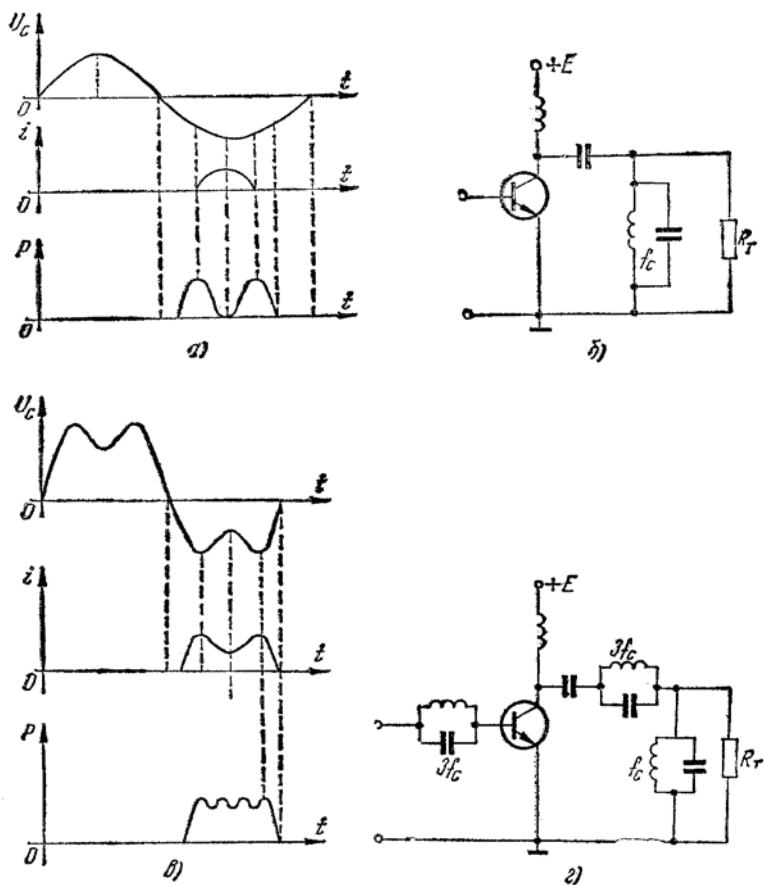
Предлага се индексът Ψ като означение, че модулацията е фазово-импулсна.

9. УСИЛВАТЕЛ КЛАС CD

Това е една разновидност на усилвател клас C , работещ с нечетни (първа, трета, пета и т.н.) хармонични с цел повишаване

на ефективността, което се постига, като се приближи формата [да импулсите до правоъгълната с помощта на филтри, настроени на трета хармонична.

На фиг. II-13 б е показана схема на усилвател клас С, а на фиг. II-3г — на клас CD. Графиките на напреженията, токовете и мощностите са дадени на фиг. II-13 а за клас С и на фиг. II-13 в — за клас CD.



Фиг. II-13

10. УСИЛВАТЕЛИ ИЛИ УСТРОЙСТВА КЛАС EД

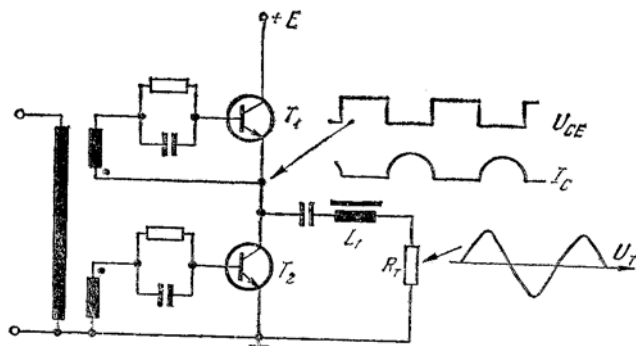
Това са ключови усилватели или устройства, които работят с комутация на токозахранването си. Буквата E се предлага за означаване комутация (превключване) на токозахранването.

Забележка. Има публикувани, означения от F.H.Raab за усилватели клас F и от N.O. Socal и A. D. Socal за усилватели клас E, а от други за усилватели клас S.

II. 3. К. П. Д. НА УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС D

1. К. П. Д. НА УСИЛВАТЕЛИ КЛАС ADw2

Класификацията на усилвателите клас D не би била пълноценна, ако не се направи сравнението им в енергетично отношение. Направените разграничения по схемотехника, модулация и диаграми на токове и напрежения могат да подпомогнат изчисленията на загубите в крайните стъпала и по-специално на загубите в транзисторите, включени в тях. На фиг. II-5 и II-14 са показани съответно еднотактно и двутактно крайно стъпало класове ADw1 и ADw2. За улеснение на посатавената задача се предлагат заместителните схеми на еднотактно (фиг. II-15 а) и двутактно (фиг. II-15 б)

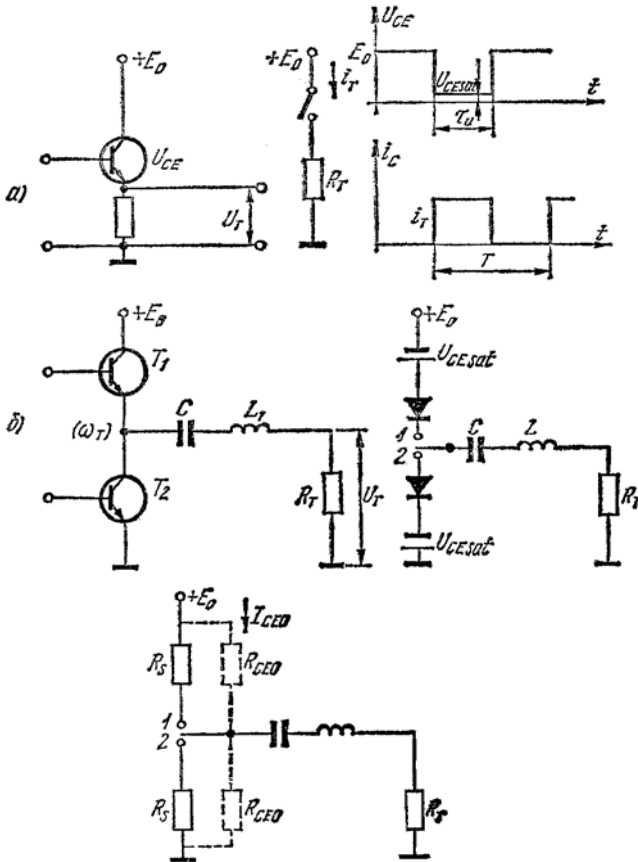


Фиг. II-14

стъпало. На фиг. II-16 а са дадени времедиаграмите на напреженията и токовете за еднотактно стъпало, а на фиг. II-16 б—графиките на същите за варианта напрежително-ключово стъпало.

В еквивалентните схеми отпушеният транзистор е заменен с идеален диод без вътрешно съпротивление и токоизточник с на-

прежение, равно на напрежението при насищане на транзистора, или един еквивалентен резистор R_{CEsat} (фиг. II-15). Паралелният резистор R_{CE0} имитира запушен транзистор. Напрежението върху отпушения транзистор при насищане е U_{CEsat} . Напрежителният пад върху запушения транзистор на двукактното



Фиг. II-15

стъпало няма да е $2E_0$, а $2E_0 - U_{CEsat}$, тъй като другият транзистор ще бъде отпушен. Като се имат пред вид заместителните схеми и диаграмите за тока при включено състояние на двукактното стъпало, може да се напише

$$I_{CE sat} = \frac{2E_0 - U_{CE sat}}{R_r} = \frac{2E_0}{R_r + R_{CE sat}}, \quad (II-1)$$

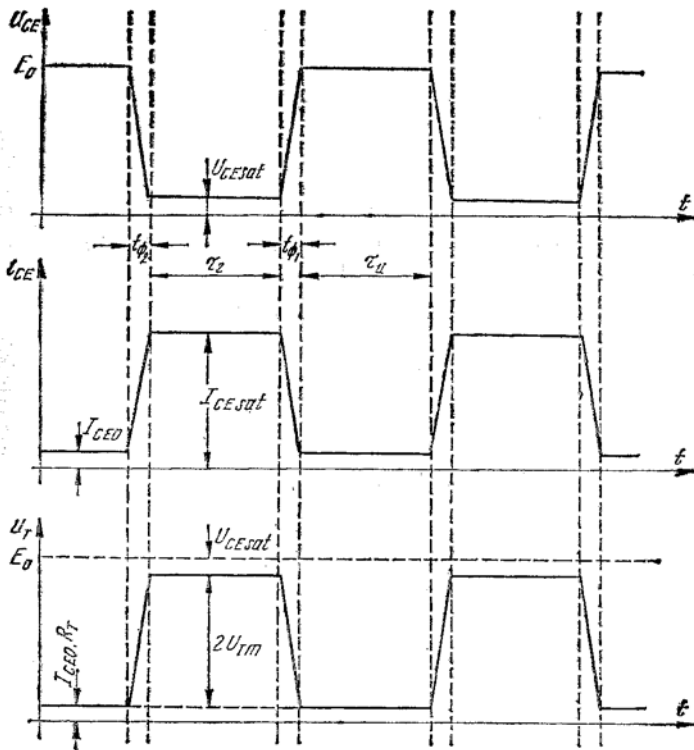
като се приеме $E = 2E_0$ за удобство при сравняване с двуполярно токозахранване.

За амплитудите на товарния ток и товарното напрежение може да се напише:

$$U_{CEmax} = 2E_0 - U_{CEsat}$$

$$I_{Tm} = \frac{E_0 - U_{CEsat}}{R_T}; \quad (II-2)$$

$$U_{Tm} = \frac{2E_0 - 2U_{CEsat}}{2} = E_0 - U_{CEsat}. \quad (II-3)$$

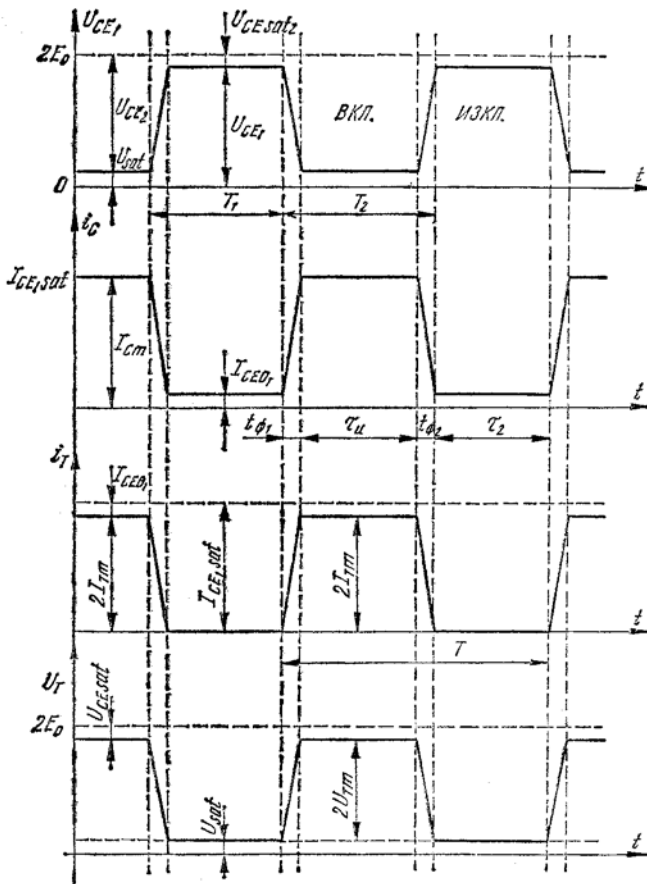


Фиг. II-16 а

Торните зависимости определят амплитудите на колебанието на еднополярния ток и еднополярното напрежение, които се изменят, както следва:

$$\left. \begin{aligned} U_{CE\ sat} \leq u_T(t) \leq 2E_0 - U_{CE\ sat}; \\ I_{CE0} \leq i_T(t) \leq I_{CE\ sat} - I_{CE0}; \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-4})$$

$$I_{Tm} = \frac{I_{CE\ sat} - I_{CE0}}{2} = \frac{2E_0 - U_{CE\ sat} - I_{CE0} \cdot R_T}{2R_T}. \quad (\text{II-5})$$



Фиг. II-16 б

Интерес представлява разпределението на загубите за един тактов цикъл, които може да се дефинират като:

а) загуби от транзитните състояния за преминавания от изключено във включено (наситено) състояние и от наситено към изключено състояние ($P_{3\phi 1}$ и $P_{3\phi 2}$);

б) загуби при включено (наситено) състояние и загуби при изключено състояние.

Сумата от тези загуби се определя, както следва:

1. Загуби, получени поради наличието на фронта (ϕ_1) при нарастване на тока за преминаване от изключено във включено състояние:

$$P_{\phi 1} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_{\phi 1}} \left[(2E_0 - U_{CE sat}) - (2E_0 - 2U_{CE sat}) \frac{t}{\tau_{\phi 1}} \right] \left[I_{CEO} + \left(\frac{2E_0 - U_{CE sat}}{R_T} \right) \frac{t}{\tau_{\phi 1}} \right] dt.$$

2. Загуби при включено (наситено) състояние:

$$\begin{aligned} P_{вкл} = P_{CE sat} &= \frac{1}{T} \int_0^{\tau_u} U_{CE sat} \frac{2E_0 - U_{CE sat}}{R_T} dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{\tau_u} U_{CE sat} \frac{2E_0}{R_T + R_{CE sat}} dt. \end{aligned}$$

3. Загуби поради наличието на заден фронт (ϕ_2) за преминаване от включено към изключено състояние на транзистора:

$$\begin{aligned} P_{\phi 2} &= \frac{1}{T} \int_0^{\tau_{\phi 2}} \left[U_{CE sat} + (2E_0 - 2U_{CE sat}) \frac{t}{\tau_{\phi 2}} \right] \cdot \left[\frac{2E_0 - U_{CE sat}}{R_T} - \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{2E_0 - U_{CE sat}}{R_T} - I_{CEO} \right) \frac{t}{\tau_{\phi 2}} \right] dt. \end{aligned}$$

Друг възможен начин за определяне на тези загуби е чрез загубните мощности при включено ($P_{вкл}$) и изключено ($P_{изкл}$) състояние:

$$P_{\phi 2} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_{\phi 2}} \left[P_{вкл} + (P_{изкл} - P_{вкл}) \frac{t}{\tau_{\phi 2}} \right] dt,$$

$$P_{\phi 2} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_{\phi 2}} \left\{ \frac{1}{T} \int_0^{\tau_{\mu}} U_{CE sat} \frac{2E_0 - U_{CE sat}}{R_{\tau}} dt + \left[\frac{1}{T} \int_0^{\tau_0} (2E_0 - U_{CE sat}) I_{CEO} dt - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{T} \int_0^{\tau_{\mu}} U_{CE sat} \frac{2E_0 - U_{CE sat}}{R_{\tau}} dt \right] \cdot \frac{t}{\tau_{\phi 2}} \right\} dt.$$

4. Загуби при изключено (запушено) състояние на транзистора

$$P_{\text{взкл}} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_2} (2E_0 - U_{CE sat}) I_{CEO} dt. \quad (\text{II-6})$$

Общите загуби за еднотактно стъпало са същите, както при работа с един транзистор:

$$P_{\text{заг}} = P_{\phi 1} + P_{\text{вкл}} + P_{\phi 2} + P_{\text{взкл}} \text{ за клас ADw1.}$$

При двутактно стъпало с два крайни транзистора (клас ADw2) загубите се удвояват — $2P_{\text{заг}}$.

Периодът на тактовите импулси се определя от честотата на линейно изменящото се напрежение

$$f_{\tau} = \frac{1}{T}; \quad T = \tau_{\phi 1} + \tau_{\mu} + \tau_{\phi 2} + \tau_2 = T_1 + T_2;$$

$$T_1 = \tau_{\phi 1} + \tau_{\mu}; \quad T_2 = \tau_{\phi 2} + \tau_2.$$

На фиг. II-6 *a* и II-16 *b* са начертани графики за нулев входен сигнал (за $T_1 = T_2$) и за $\tau_{\phi 1} = \tau_{\phi 2}$. При усилватели клас ADw се получават еднакви времена за поодължителността на импулсите и на запушеното състояние $\left(T_1 = T_2 = \frac{T}{2} \right)$.

Пълната загубна мощност на един транзистор за един период на тактовите импулси ще се определи като сума от посочените по-горе загуби.

$$P_{\text{заг}} = P_{\phi 1} + P_{\text{вкл}} + P_{\phi 2} + P_{\text{взкл}} = \frac{\tau_{\phi 1}}{T} \left[(2E_0 - U_{CE sat}) I_{CEO} + \right. \\ \left. + \left(\frac{2E_0 - U_{CE sat}}{2R_{\tau}} \right)^2 - I_{CEO} (E_0 - U_{CE sat}) - \frac{2E_0 - U_{CE sat}}{3R_{\tau}} (2E_0 - 2U_{CE sat}) \right] + \\ + \frac{\tau_{\mu}}{T} \frac{U_{CE sat}}{R_{\tau}} (2E_0 - U_{CE sat}) + \frac{\tau_2}{T} (2E_0 - U_{CE sat}) I_{CEO} + \\ + \frac{\tau_{\phi 2}}{2T} \left[\frac{\tau_{\mu}}{T} \frac{U_{CE sat}}{R_{\tau}} (2E_0 - U_{CE sat}) + \frac{\tau_2}{T} (2E_0 - U_{CE sat}) I_{CEO} \right]. \quad (\text{II-7})$$

За ориентировъчни изчисления тази зависимост може да се опрости значително, като се приеме, че $\tau \Phi_1 = \tau \Phi_2 = 0$:

$$P_{zar} \approx \frac{\tau_n}{T} \cdot \frac{U_{CE sat}}{R_T} (2E_0 - U_{CE sat}) + \frac{\tau_2}{T} (2E_0 - U_{CE sat}) I_{CEO}. \quad (\text{II-8})$$

Двете диаграми на фиг. II-16 са начертани с линейни фронтове при направено допускане, че същите са доста стръмни и с малка продължителност. Също така се приема, че върховете, които се получават на практика като продължение на фронтите, се компенсират взаимно и не са начертани, но фактически те увеличават загубите.

При широчинно-импулсна модулация продължителността на импулсите се изменя пропорционално на амплитудните стойности на входния сигнал в границите от нула до продължителността на един период (т. е. $0 < \tau_u < T$). При това за положителен входен сигнал ($+U_{вх}$) изменението е $\frac{T}{2} \leq \tau_u \leq T$, а за отрицателен входен сигнал ($-U_{вх}$)—съответно $0 \leq \tau_u \leq \frac{T}{2}$. Естествено, че изходният сигнал при еднополярно захранване ще има поляритета на захранващото напрежение, но спрямо средната линия (когато изходящият сигнал преминава през кондензатор) ще се получават двуполярни променливи трептения на тока и напрежението като пад върху товарното съпротивление.

За стопроцентова дълбочина на модулацията ($m=100\%$) за усилватели клас ADw може да се напише

$$u_c(t) = U_{cm}; u_\tau(t) = U_{\tau m} = \frac{2E_0 - 2U_{CE sat}}{2};$$

$$0 \leq u_\tau(t) \leq \frac{2E_0 - 2U_{CE sat}}{2}; 0 \leq \tau_u \leq T.$$

При нулев входен сигнал без наличието на каквато и да е модулация ($m=0\%$) ще се получи

$$\tau_u = \tau_0 = \frac{T}{2} = \tau_1 = \tau_2;$$

$$u_c(t) = 0; u_\tau(t) = 0. \quad (\text{II-10})$$

При широчинно-импулсна модулация за моментната стойност на импулсите е валиден изразът

$$\tau_n = \frac{T}{2} \left[1 + m \frac{u_{вх}(t)}{U_{cm}} \right], \quad (\text{II-11})$$

където

$$\begin{aligned} U_{\theta x}(t) &= U_c(t) = U_{cm} \sin \omega_c t \\ \omega_c &= 2\pi f_c \quad (f_c \text{ е честотата на входния сигнал}); \\ m &= \frac{U_{cm}}{U_L} \end{aligned}$$

U_L е амплитудата на ЛИН.

При такава модулация се използва и изразът

$$\tau_u = \frac{T}{2}(1 + m \sin \omega_c t). \quad (\text{II-12})$$

От(II-11) и (II-12) е явно, че за да се получи $m = 1$ ($m = 100\%$) входното напрежение трябва да има амплитуда, еднаква с амплитудата на изменящото се тактово напрежение. За $U_{cm} = U_{\Delta m}$, се получава $\tau_u = T$.

За моментната стойност на импулсната продължителност някои автори дават следния израз:

$$\tau_{\Pi} = \frac{2\pi f_c}{f_L}(\tau_0 + U_m \sin \omega_c t), \quad (\text{II-13})$$

където

$$\tau_0 = \frac{T}{2}.$$

На практика изразът (II-13) е идентичен с (II-11) поради това че $f_T = f_L = 2\pi f_c$.

Изходната мощност на двутактно стъпало може да се определи от израза

$$P_{\text{изх}} = \frac{U_{\Gamma m}^2 m^2}{2R_{\Gamma}} = \frac{(E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 m^2}{2R_{\Gamma}}. \quad (\text{II-14})$$

Коефициентът на полезно действие ще бъде

$$\eta = \frac{P_{\text{изх}}}{2P_{\text{сар}} + P_{\text{изх}}}. \quad (\text{II-15})$$

Загубите се удвояват поради наличието на два крайни транзистора.

К. п. д. може да се определи и от формулата

$$\eta = \frac{P_{\text{изх}}}{P_0} = \frac{(E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 m^2}{2R_{\Gamma} E_0 I_0}, \quad (\text{II-16})$$

където E_0 и I_0 се отнасят за токозахранващия източник.

Като се вземат под внимание изразите (II-8) и (II-15), за к. п. д. се получава

$$\eta = \frac{(2E_0 - 2U_{CE sat})^2 m^2 T}{(2E_0 - 2U_{CE sat})^2 m^2 T + 16 \tau_{и} U_{CE sat} (2E_0 - U_{CE sat}) + 16 R_T \tau_2 (2E_0 - U_{CE sat}) I_{CEO}} \quad (II-17)$$

Този израз може да се опрости за посочените три състояния, тъй като:

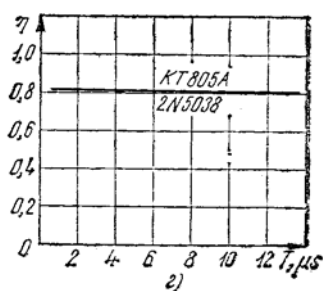
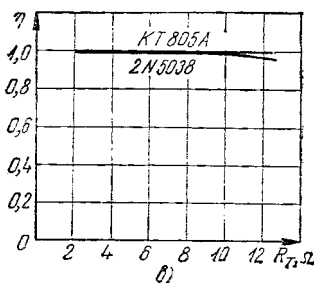
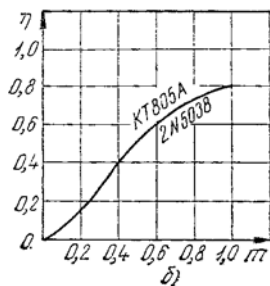
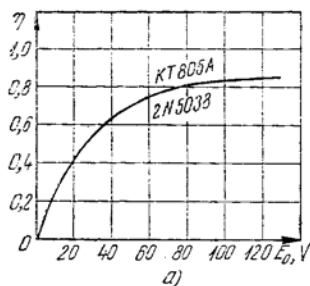
за $m = 1$: $\tau_{и} = T$; $\tau_2 = 0$;

за $m = 1$: $\tau_{и} = 0$; $\tau_2 = T$;

за $m = 0$: $\tau_{и} = \tau_0 = \frac{T}{2}$.

За тези три случая съответните изрази за к. п. д. са следните

$$\eta \approx \frac{(2E_0 - 2U_{CE sat})^2}{(2E_0 - 2U_{CE sat})^2 + 16 U_{CE sat} (2E_0 - U_{CE sat})} \left[\begin{matrix} m = 1 \\ \tau_{и} = T \\ \tau_2 = 0 \end{matrix} \right] \quad (II-18)$$



Фиг. II-17

$$\eta \approx \frac{(2E_0 - 2U_{CEsat})^2}{(2E_0 - 2U_{CEsat})^2 + 16R_T (2E_0 - U_{CEsat}) I_{CEO}}; \begin{bmatrix} m = 1 \\ \tau_{H1} = 0 \\ \tau_2 = T \end{bmatrix}; \quad (\text{II-19})$$

$$\eta = 0; \begin{bmatrix} m = 0 \\ \tau_{H1} = \frac{T}{2} \end{bmatrix}.$$

От изразите (II-7), (II-15) и (II-17) са построени графики за к. п. д. във функция от E_0 , m , R_T и T . Същите са показани на фиг. II-17 а, б, в, г. Графиките са построени при използване на каталожни параметри на транзисторите КТ805А и 2N5038.

Графиката на к. п. д. във функция от коефициента на модулация е дадена на фиг. II-17б според израза II-17.

2. К. П. Д. НА УСИЛВАТЕЛИ КЛАС BDW

На фиг. II-8 се вижда, че когато входният сигнал е еднополярен, ще работи само единият канал на крайното стъпало, което ще направи толкова превключвания за съответния полупериод, колкото е отношението на тактовата честота към тази на полезния (входния) сигнал. При смяна на поляритета на входния сигнал вторият канал (ключов усилвател) ще започне да превключва с тактовата си честота така, че всеки момент ще работи само единият канал, а другият ще бъде изключен (запушен). На фиг. II-18 са дадени графиките на напреженията, токовете и за губната мощност на стъпалото във функция от времето.

Изходното трептение ще се изменя по същия закон, както входното, което се приема да бъде от вида

$$u_c(t) = U_{cm} \sin \omega_c t;$$

$$u_r(t) = U_{rm} m \sin \omega_c t; \quad i_r(t) = I_{rm} m'_k \cos \omega_c t.$$

Но

$$U_{rm} = \frac{2E_0 - 2U_{CEsat}}{2} = E_0 - U_{CEsat},$$

следователно

$$U_r(t) = (E_0 - U_{CEsat}) \sin \omega_c t m. \quad (\text{II-20})$$

$$I_{rm} = \frac{U_{rm}}{R_T} = \frac{E_0 - U_{CEsat}}{R_T},$$

следователно

$$i_r(t) = \frac{E_0 - U_{CEsat}}{R_T} \cos \omega_c t m. \quad (\text{II-21})$$

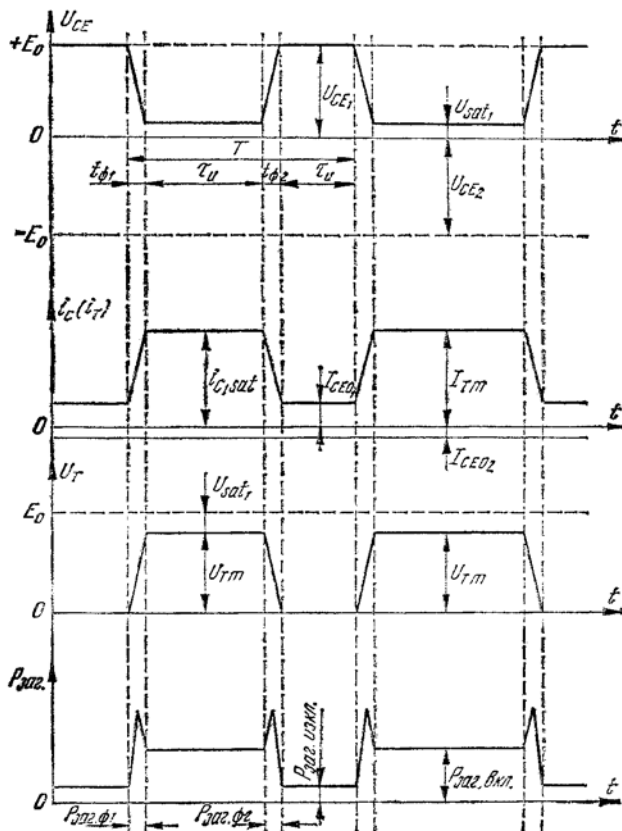
Исходната мощност за усилвател клас BDW с два транзистора ще бъде

$$P_{\text{изх}} = \frac{u_T(t) \cdot i_T(t)}{2} = \frac{(E_0 - U_{CEsat})^2 m^2}{2R_T} \quad (\text{II-22})$$

В сравнение с клас ADW изходната мощност се получава същата.

$$\text{За } m=1 \quad P_{\text{изх } m} = \frac{(E_0 - U_{CEsat})^2}{2R_T} \quad (\text{II-23})$$

Определянето на загубната мощност за двата транзистора ще стане по същия начин, както за усилватели клас ADW, но до



Фиг. II-18

като при ADw двата транзистора работят едновременно, тук работи само единият транзистор за полупериод, а другият е запушен, така че загубите ще бъдат два пъти по-малки. Освен това в състояние без входен сигнал крайното стъпало остава изключено. И така загубите са определени от

$$P_{заг} = P_{\phi_1} + P_{вкл} + P_{\phi_2} + P_{изкл_1} + P_{изкл_2}; \quad (II-24)$$

а) загубите за преминаване от изключено във включено състояние са

$$P_{\phi_1} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_{\phi_1}} \left[E_0 + (U_{CE\ sat} - E_0) \frac{t}{\tau_{\phi_1}} \right] \cdot \left[I_{CEO} + \left(\frac{E_0 - U_{CE\ sat}}{R_T} - I_{CEO_1} \right) \frac{t}{\tau_{\phi_1}} \right] dt;$$

б) загубите за времето на включено състояние са

$$P_{вкл} = \frac{I}{T} \int_0^{\tau_{и}} U_{CE\ sat} \frac{E_0 - U_{CE\ sat}}{R_T} dt;$$

в) загубите за преминаване от включено към изключено състояние са

$$P_{\phi_2} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_{\phi_2}} \left[U_{CE\ sat} + (E_0 - U_{CE\ sat}) \frac{t}{\tau_{\phi_2}} \right] \cdot \left[\frac{E_0 - U_{CE\ sat}}{R_T} + \left(I_{CEO_1} - \frac{E_0 - U_{CE\ sat}}{R_T} \right) \frac{t}{\tau_{\phi_2}} \right] dt;$$

г) загубите за времето на изключено състояние на транзистора са

$$P_{изкл_1} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_2} E_0 I_{CEO_1} dt;$$

д) загубите на втория транзистор са за изключено състояние през време на целия период:

$$P_{изкл_2} = \frac{1}{T} \int_0^T E_0 I_{CEO_2} dt. \quad (II-25)$$

Ако се използва еквивалентната схема на фиг. II-15 а, може да се напише изразът $I_{C\text{sat}} = \frac{E_0}{R_T + R_{CE\text{sat}}}$. За общите загуби в транзисторите на крайното стъпало ще се получи

$$P_{\text{зар}} = \frac{\tau_{\Phi_1}}{6T} \left[\frac{E_0 + (E_0 + 2U_{CE\text{sat}})}{R_T + R_{CE\text{sat}_1}} + I_{CEO} (2E_0 + U_{CE\text{sat}_1}) \right] +$$

$$+ \frac{\tau_H}{T} \frac{U_{CE\text{sat}_1} E_0}{R_T + R_{CE\text{sat}_1}} + \frac{\tau_2}{T} E_0 I_{CEO_1} + E_0 I_{CEO_2} +$$

$$+ \frac{\tau_{\Phi_2}}{T} \left[\frac{E_0^2 + 2U_{CE\text{sat}_1} E_0}{R_T + R_{CE\text{sat}_1}} + I_{CEO_1} (U_{CE\text{sat}_1} + 2E_0) \right], \quad (\text{II-26})$$

където

$$R_{CE\text{sat}} = \frac{U_{CE\text{sat}}}{I_{CE\text{sat}}} = U_{CE\text{sat}} (E_0 - U_{CE\text{sat}}) / R_T.$$

При условие, че се използва изразът за тока при отпушено (наситено) състояние $I_{C\text{sat}} = \frac{E_0 - U_{CE\text{sat}}}{R}$, за загубите ще се получи израз със следния вид:

$$P_{\text{зар}} = \frac{\tau_{\Phi_1}}{2T} \left[I_{CEO_1} (E_0 + U_{CE\text{sat}}) + \frac{E_0^2 - U_{CE\text{sat}}^2}{R} \right] +$$

$$+ \frac{\tau_H}{T} \cdot \frac{(E_0 - U_{CE\text{sat}_1}) U_{CE\text{sat}_1}}{R_T} + \frac{\tau_2}{T} E_0 I_{CEO_1} + E_0 I_{CEO_2} +$$

$$\frac{\tau_{\Phi_2}}{2T} \left[I_{CEO_1} (E_0 + U_{CE\text{sat}_1}) + \frac{E_0^2 - U_{CE\text{sat}}^2}{R_T} \right] \quad (\text{II-27})$$

Като се вземе под внимание, че са приблизително еднакви токовете при запушено състояние и напреженията за наситено състояние на двата транзистора, уравн. (II-27) може да се напише така:

$$P_{\text{зар}} = \frac{\tau_{\Phi_1} + \tau_{\Phi_2}}{2T} \left[I_{CEO} (E_0 + U_{CE\text{sat}}) + \frac{E_0^2 - U_{CE\text{sat}}^2}{R_T} \right] +$$

$$+ \frac{\tau_2 + T}{T} E_0 I_{CEO} + \frac{\tau_H (E_0 - U_{CE\text{sat}}) U_{CE\text{sat}}}{R_T}. \quad (\text{II-28})$$

Коефициентът на полезно действие се определя въз основа на изразите (II-22) и (II-15).

$$\eta = \frac{P_{\text{изх}}}{P_{\text{заг}} + P_{\text{изх}}}; \quad P_{\text{изх}} = \frac{(E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 m^2}{2R_T};$$

$$\eta = \frac{(E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 m^2 T}{T_0 (E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 m^2 + \tau_{\Phi_1} + \tau_{\Phi_2} [R_T I_{CEO} (E_0 - U_{CE \text{ sat}}) + E_0^2 - U_{CE \text{ sat}}^2] + 2R_T (\tau_2 + T) E_0 I_{CEO} + 2\tau_{\text{и}} (E_0 - U_{CE \text{ sat}}) U_{CE \text{ sat}}}. \quad (\text{II-29})$$

При двутактните двуполярни усилватели клас BDw изразът за широчинно-импулсната модулация при синусоиден входен сигнал има следния вид:

$$\tau_{\text{и}} = \frac{mT}{2} (1 + \sin \omega_c t). \quad (\text{II-30})$$

За к.п.д. могат да се посочат три основни стойности. Първите две са двете гранични стойности за к. и. д., които се получават при 100 % дълбочина на ШИМ (фиг. II-8).

За $m=1$ $0 < \tau_{\text{и}} < T$:

а) когато при $m=1$, $\tau_{\text{и}} = T$, тогава $\tau_2 = 0$;

б) когато при $m=1$, $\tau_{\text{и}} = 0$, тогава $\tau_2 = T$

Третата стойност се получава за състоянието без входен сигнал, когато няма да има ШИМ, и което е особено важно за усилвателите клас BDw, няма да работят крайните стъпала:

в) $m=0$; $\tau_{\text{и}}=0$; $\tau_{m=0}=0$.

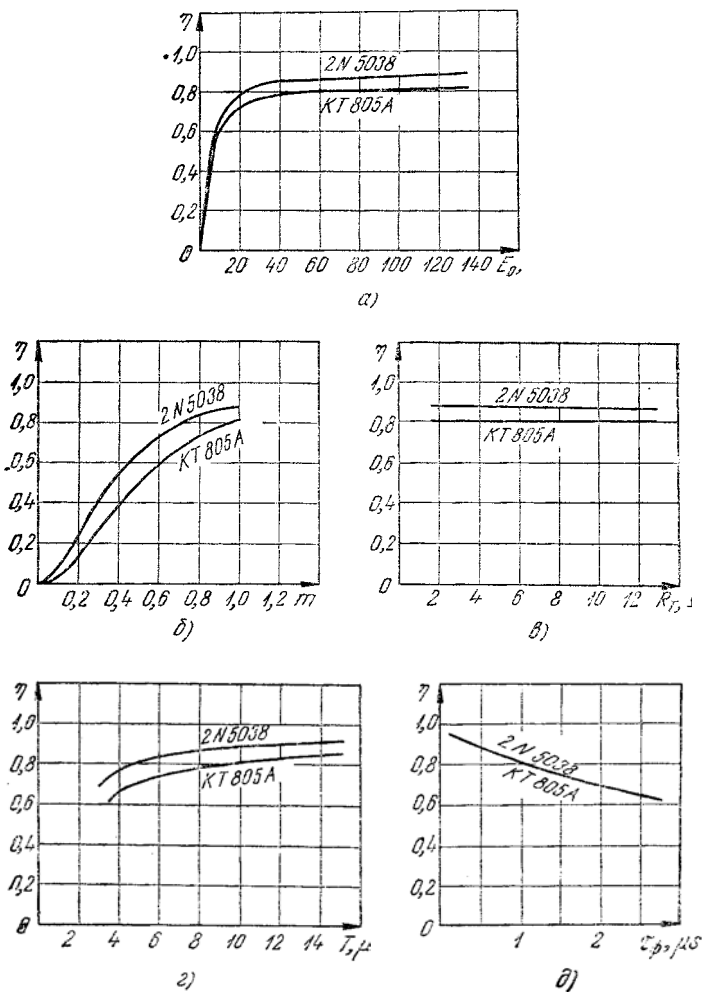
От израза (II-29) за случаите а) и б) се получават изразите

$$\eta_{\tau_{\text{и}}=T}^{m=1} = \frac{(E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 T}{T(E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 + (\tau_{\Phi_1} + \tau_{\Phi_2}) [R_T I_{CEO} (E_0 + U_{CE \text{ sat}}) + E_0^2 - U_{CE \text{ sat}}^2] + 2R_T T E_0 I_{CEO} + 2T U_{CE \text{ sat}} (E_0 - U_{CE \text{ sat}})};$$

$$\eta_{\tau_{\text{и}}=0}^{m=1} = \frac{(E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 T}{T(E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 + (\tau_{\Phi_1} + \tau_{\Phi_2}) [R_T I_{CEO} (E_0 + U_{CE \text{ sat}}) + E_0^2 - U_{CE \text{ sat}}^2] + 2TR_T E_0 I_{CEO}}. \quad (\text{II-31})$$

От (II-15) и (II-29) са построени графики, както при усилватели клас ADw, за коефициента на полезно действие във функция

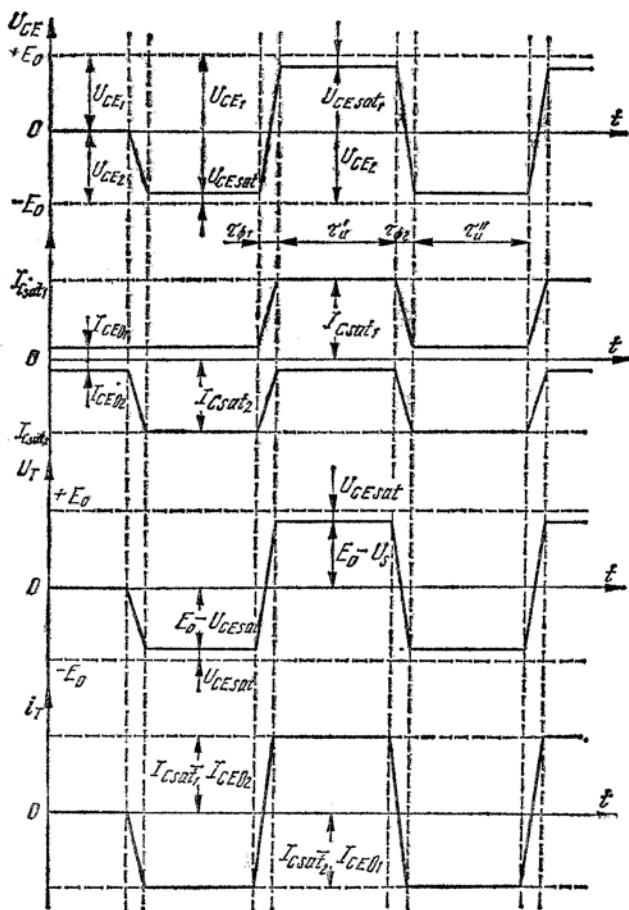
съответно от E_0 , m , R_m , T и τ_ϕ при заместване на каталожните данни за транзисторите 2N5038 и KT805A във формулата (фиг. II-19).



Фиг. II-19

3. УСИЛВАТЕЛИ КЛАС D БЕЗ МОДУЛАЦИЯ

Към този тип ключови усилватели могат да се отнесат и няколко разновидности на ключови схеми, като D_m —тригери, D_m —мултивибратори, D_1 —инвертори, D_k —конверторни др. Усилвателите



Фиг. II-20

клас D без модулация са подходящи, за индукционно нагряване [39] и- за много други цели.

На фиг. П-20 са дадени графиките на напреженията и токовете за ключов усилвател без модулация при двутактна схема с два токозахранващи източника. В схемно отношение крайните стъпала на усилвателите клас D не се различават от тези при клас ADw или BDw освен по това, че за ключовия им режим на работа не се използва широчинно-импулсна модулация, т. е. няма трептения с носеща (тактова) и модулираща (сигнална) честота, а само едно с тактова работна честота.

Загубната мощност за двутактен усилвател клас Dc два крайни транзистора се определя, като се има предвид, че при работата на двата транзистора на превключване импулсите имат по един преден и по един заден фронт и импулсна симетрия. Същият ключов режим на работа е характерен и за посочените по-горе устройства. И така загубната мощност за един период при работа на двата транзистора се определя, както следва:

1. Загуби в двата транзистора от предните фронтове.

$$2P_{\phi 1} = \frac{2}{T} \int_0^{\tau_{\phi 1}} \left[U_{CE sat_2} + (2E_0 - U_{CE sat_1} - U_{CE sat_2}) \frac{t}{\tau_{\phi 1}} \right] \cdot \left[I_{CEO_1} + (I_{CE sat_1} - I_{CEO_1}) \frac{t}{\tau_{\phi 1}} \right] dt.$$

2. Загуби в двата транзистора за времето на положителни импулс

$$P_{вкл_1} + P_{изкл_2} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_H} \left[I_{CE sat_1} U_{CE sat_1} + I_{CEO_2} (2E_0 - U_{CE sat_1}) \right] dt.$$

3. Загуби в транзисторите за времето на отрицателния импулс

$$P_{вкл_2} + P_{изкл_1} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_H} \left[I_{CE sat_2} U_{CE sat_2} + I_{CEO_1} (2E_0 - U_{CE sat_2}) \right] dt.$$

4. Загуби в транзисторите от задните фронтове

$$2P_{\phi 2} = \frac{2}{T} \int_0^{\tau_{\phi 2}} \left[U_{CE sat_1} + (2E_0 - U_{CE sat_2} - U_{CE sat_1}) \frac{t}{\tau_{\phi 2}} \right] \cdot \left[I_{CE sat_1} + (I_{CEO_1} - I_{CE sat_1}) \frac{t}{\tau_{\phi 2}} \right] dt. \quad (\text{II-32})$$

При условие, че $I_{CEO} = I_{CEO}$; $U_{CEsat} = U_{CEsat1}$ и $I_{CEsat1} = I_{CEsat2}$ след решаване на интегралите за отделните времена от един период се, получават следните загубни мощности:

$$\left. \begin{aligned} 2P_{\Phi 1} &= \frac{\tau_{\Phi 1}}{3T} \left[I_{CEO} (2E_0 + U_{CEsat}) + I_{CEsat} (4E_0 - U_{CEsat}) \right]; \\ P_{вкл_1} + P_{изкл_2} &= P_{вкл_2} P_{изкл_1} = P_{вкл} + P_{изкл}; \\ 2(P_{вкл} + P_{изкл}) &= \frac{2\tau_{и}}{T} \left[I_{CEsat} U_{CEsat} + I_{CEO} (2E_0 - U_{CEsat}) \right]; \\ 2P_{\Phi 2} &= \frac{\tau_{\Phi 2}}{3T} \left[I_{CEO} (4E_0 - U_{CEsat}) + I_{CEsat} (2E_0 - U_{CEsat}) \right]. \end{aligned} \right\}$$

За еднотактно стъпало с един транзистор

$$P_{заг} = P_{\Phi 1} + P_{вкл} + P_{изкл} + P_{\Phi 2}$$

За двутактно стъпало с два транзистора загубната мощност се удвоява.

Коефициентът на полезно действие се получава от изразите за $P_{заг}$ и $P_{изх}$:

$$\eta = \frac{P_{изх}}{P_{заг} + P_{изх}}.$$

За целта трябва да се определят амплитудите на изходящия ток, изходящото напрежение и изходящата мощност.

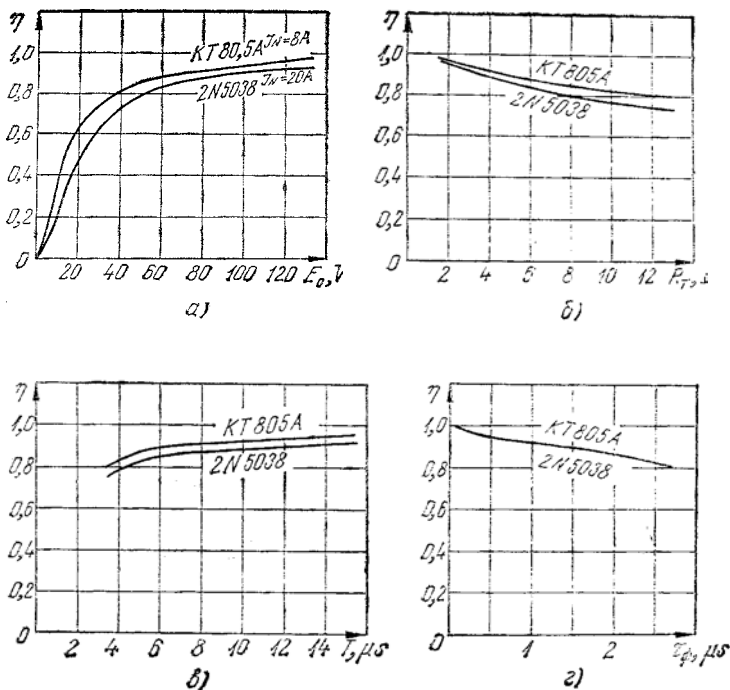
$$\begin{aligned} I_m &= I_{CEsat} - I_{CEO} = \frac{E_0 - U_{CEsat}}{R_T}; \quad U_m = E_0 - U_{CEsat}; \\ P_{изх} &= \frac{16(E_0 - U_{CEsat})^2}{\pi^2 R_T^2}; \end{aligned} \quad (II-34)$$

$$I_{eff} = \frac{4(E_0 - U_{CEsat})}{\pi R_T}; \quad U_{eff} = \frac{4}{\pi} (E_0 - U_{CEsat});$$

$$\begin{aligned} 2P_{заг} &= \frac{2\tau_{\Phi}}{T} \left[E_0 (I_{CEsat} - I_{CEO}) - \frac{I_{CEsat} U_{CEsat}}{3} + \right. \\ &\left. + \frac{2\tau_{и}}{T} \left[U_{CEsat} (I_{CEsat} - I_{CEO}) + 2E_0 I_{CEO} \right] \right]. \end{aligned} \quad (II-35)$$

За коефициента на полезно действие се получава

$$\eta = \frac{(E_0 - U_{CEsat})^2 T}{2R_T \tau_\phi \left[E_0 (I_{CEsat} + I_{CEO}) - I_{CEsat} \frac{U_{CEsat}}{3} \right] + 2\tau_n R_T [U_{CEsat} (I_{CEsat} - I_{CEO}) + 2E_0 I_{CEO}] + (E_0 - U_{CEsat})^2} \quad (\text{II-36})$$

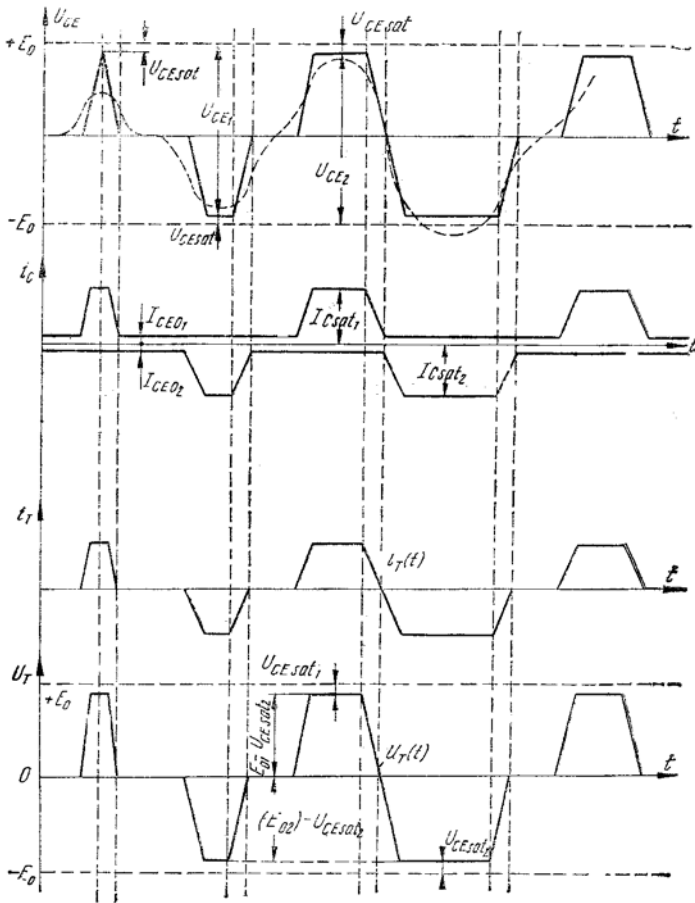


Фиг. II-21

Графики за зависимостите на к. п. д. във функция от E_0 , R_T , T и τ_ϕ с каталожни данни за транзисторите KT805A и 2N5038 с дават на фиг. II-21. Графиките са начертани за $\tau_{n1} = \tau_{n2}$ и $\tau_{\phi1} = \tau_{\phi2}$

4. УСИЛВАТЕЛИ КЛАС DWT

Това означение се предлага за ключовите усилватели, които използват модулация по продължителност на импулсите, осъществена за самата тактова честота. Този начин на модулация се оз-



Фиг. II-22

начава с прибавяне на буквата т към приетото означение за ШИМ "W". Съчетанията ωt , $0\omega t$, $\omega_0 t$ дават точни сведения за широчинно-импулсната модулация, при която се модулират тактовете

импулси съответно двуфронтно, по преден и по заден фронт. Всеки импулс определя (образува) един полупериод на изходящия сигнал. Модулацията се осъществява за самите тактови импулси.

На фиг. II-22 се дават графиките на напреженията и токовете за усилвател клас DWT.

За двутактното стъпало, което работи в режим клас D или клас DWT, е характерно това, че всеки запушен транзистор остава подложен на двойното захранващо напрежение ($2E_0 - U_{CEsat}$) при условие, че другият е отпушен, но ще има малък ток I_{CEO} . През времето, докато единият транзистор е отпушен и през него протича голям ток при наситено състояние, върху него ще се получи напрежителен пад само U_{CEsat} . Другата особеност е тази, че напрежителният пад върху всеки от транзисторите ще бъде равен на захранващото напрежение в съответното рамо E_0 при състояние без входен сигнал, когато и двата транзистора остават запушени. При подаване на максимален сигнал за дълбочина на модулацията 100% двата транзистора на двутактното стъпало ще се отпушват и запушват последователно един след друг, преминавайки през двете състояния на насищане и запушване, т. е.

за $m = 100\%$

$$\begin{aligned}
 U_c &= U_{cm}; \quad \tau_n = \frac{T}{2}; \\
 \left. \begin{aligned}
 i_1 &= I_{CEsat_1}; \quad i_2 = I_{CEO_2} \\
 \text{или} \quad i_1 &= I_{CEO_1}; \quad i_2 = I_{CEsat_2}
 \end{aligned} \right\} \quad (II-37)
 \end{aligned}$$

Когато липсва входен модулиращ сигнал, стъпалото ще остане запушено и ще протичат само обратните токове в транзисторите което е добро предимство, както при усилватели клас BD

$$\text{За } u_c = 0; m = 0; \tau_n = 0; i_1 = I_{CEO1}; i_2 = I_{CEO2} \quad (II-38)$$

При преминаване от едно в друго състояние, което ще става в такт с изменението на поляритета на входния сигнал, изходната мощност ще се изменя в същата пропорционалност, което ще предизвика съответно консумиране на захранваща мощност от токоизточника.

Поради тази пропорционалност загубите ще се увеличават заедно с полезната мощност и к. п. д. също ще се изменя. Амплитудните стойности на напрежението и тока с правоъгълна форма се определят от фиг. II-22, както следва:

$$\left. \begin{aligned}
 I_m &= I_{CEsat} - I_{CEO} = \frac{E_0 - U_{CEsat}}{R_T} - I_{CEO}; \\
 U_m &= E_0 - U_{CEsat}
 \end{aligned} \right\} \quad (II-39)$$

Ако филтърът-демоделатор, настроен на тактовата си честота, преобразува тези правоъгълни импулси в импулси, близки по форма до синусоидалните, тогава за тока и напрежението може да се напише

$$U_{eff} = \frac{4U_m}{\pi} m = \frac{4(E_0 - U_{CEsat})}{\pi} m;$$

$$I_{eff} = \frac{4(I_{CEsat} - I_{CEO})}{\pi} m = \frac{4(E_0 - U_{CEsat})}{\pi R_T} m.$$

За изходящата мощност се получава изразът

$$P_{изх} = \frac{16(E_0 - U_{CEsat})^2 m^2}{\pi^2 R_T}. \quad (\text{II-40})$$

За правоъгълното напрежение и ток мощността ще бъде

$$P = \frac{E_0 - U_{CEsat}}{R_T} (I_{CEsat} - I_{CEO}) = \frac{(E_0 - U_{CEsat})^2}{R_T}. \quad (\text{II-41})$$

Изразходваната загубна мощност в транзисторите ще бъде същата, както при режим клас D без модулация, но само при $m=100\%$ ($m=1$). За $m < 1$ в израза за загубната мощност се включват:

1. Загуби за преминаване от изключено във включено състояние, удвоени поради това, че за всеки период ще бъдат включени по един път и двата транзистора. Приема се, че параметрите на двата транзистора са еднакви, т. е.

$$U_{CEsat_1} = U_{CEsat_2} ; I_{CEO_1} I_{CEO_2} ; I_{Csat_1} = I_{Csat_2}.$$

Естествено е, че при мостови схеми всички загуби трябва да се умножават по четири.

$$P_{\phi_1} = \frac{2}{T} \int_0^{\tau_{\phi_1}} \left[E_0 + (E_0 - U_{CEsat}) \frac{t}{\tau_{\phi_1}} \right] \left[I_{CEO} + (I_{CEsat} - I_{CEO}) \frac{t}{\tau_{\phi_1}} \right] dt.$$

2. Загуби при включено състояние

$$P_{вкл} = \frac{1}{T} \int^{\tau_{u_1} + \tau_{u_2}} U_{CEsat} (I_{CEsat} - I_{CEO}) dt.$$

3. Загуби за преминаване от включено към изключено състояние

$$P_{\phi_2} = \frac{2}{T} \int_0^{\tau_{\phi_2}} \left[U_{CEsat} + (E_0 - U_{CEsat}) \frac{t}{\tau_{\phi_2}} \right] \left[I_{CEsat} - (I_{CEsat} - I_{CEO}) \frac{t}{\tau_{\phi_2}} \right] dt$$

4, Загуби, които ще се получат през време на изключено (запушено) състояние на транзисторите

$$P_{\text{изкл}} = \frac{2}{T} \int_0^{\tau_2} E_0 I_{CEO} dt, \quad (\text{II-42})$$

където $\tau_2 = T - (\tau_{n1} + \tau_{n2} + 2\tau_{\phi 1} + 2\tau_{\phi 2})$.

Общата загубна мощност за схема с два транзистора е

$$\begin{aligned} &= P_1 + P_2 + P_3; \\ P_{\text{заг}} &= \frac{\tau_{\phi 1}}{3T} [E_0(I_{CE \text{ sat}} + 2I_{CEO}) + U_{CE \text{ sat}}(2I_{CE \text{ sat}} + I_{CEO})] + \\ &+ \frac{\tau_{n1} + \tau_{n2}}{T} (I_{CE \text{ sat}} - I_{CEO}) U_{CE \text{ sat}} + \frac{2\tau_2}{T} E_0 I_{CEO} + \\ &+ \frac{\tau_{\phi 2}}{3T} [E_0(I_{CE \text{ sat}} + 2I_{CEO}) + U_{CE \text{ sat}}(2I_{CE \text{ sat}} + I_{CEO})]. \quad (\text{II-43}) \end{aligned}$$

Опростяване на горния израз може да се направи, като се има пред вид, че $\tau_{\phi 1} = \tau_{\phi 2} = \tau_{\phi}$; $\tau_{n1} = \tau_{n2} = \tau_n$; $\tau_2 = T - (2\tau_n + 4\tau_{\phi})$.

$$\begin{aligned} P_{\text{заг}} &= \frac{2\tau_{\phi}}{3T} [E_0(I_{CE \text{ sat}} + 2I_{CEO}) + U_{CE \text{ sat}}(2I_{CE \text{ sat}} + I_{CEO})] + \\ &+ \frac{2\tau_n}{T} (I_{CE \text{ sat}} - I_{CEO}) U_{CE \text{ sat}} + \frac{\tau_2}{T} E_0 I_{CEO}. \quad (\text{II-44}) \end{aligned}$$

Като се използват изразите (II-40) и (II-44), за к. п. д. се получава

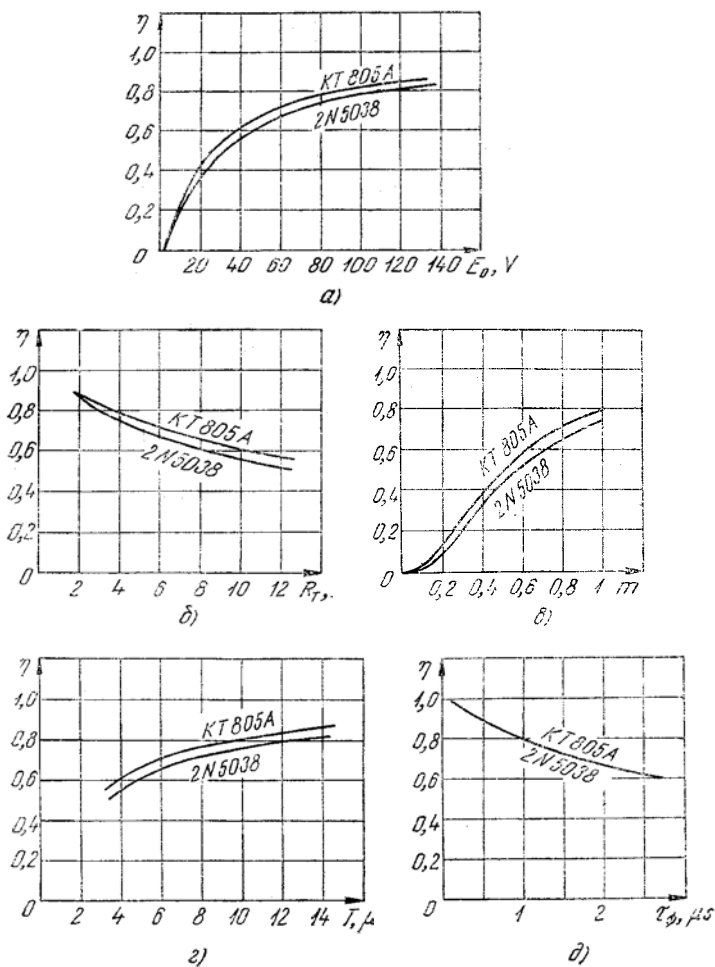
$$\begin{aligned} \eta &= \frac{(E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 m^2 T}{(E_0 - U_{CE \text{ sat}})^2 m^2 T + \frac{\pi^2}{8} R_{\tau} \left\{ \frac{\tau_{\phi}}{3} [E_0(I_{CE \text{ sat}} - 2I_{CEO}) + \right.} \\ &\left. + U_{CE \text{ sat}}(2I_{CE \text{ sat}} + I_{CEO}) \right\} + \tau_n U_{CE \text{ sat}}(I_{CE \text{ sat}} - I_{CEO}) + \tau_2 E_0 I_{CEO}}. \quad (\text{II-45}) \end{aligned}$$

От (II-45) се вижда, че к. п. д. се увеличава с повишаване на захранващото напрежение и увеличаване продължителността на тактовия период и с намаляване на напрежението на насищане. Също така с намаляване на продължителността на предния и задния фронт к. п. д. ще се увеличи. Намаляването на обратния колекторен ток ще спомогне за увеличаване на к. п. д. На фиг. II-23 се дават графики за зависимостите на к. п. д. от захранва-

щото напрежение E_0 , от R_T , m , τ_ϕ и T за транзисторите КТ805А и 2 N 5038.

При ШИМ за усилвателите клас DWT, осъществена за импулсите с тактова честота, импулсната пропължителност се изменя в границите $0 < \tau_{и} < \frac{T}{2}$

$$\tau_{и} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{U_{cm} \sin \omega_c t}{U_n} \right).$$



Фиг. П-23

Глава трета

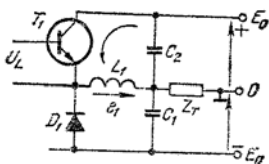
МЕТОДИКА ЗА ИЗЧИСЛЕНИЕ НА УСИЛВАТЕЛ КЛАС D

III. 1. АНАЛИЗ НА ТРАНСФОРМАТОРНО КРАЙНО СЪПЛАЛО

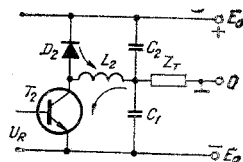
Ключовият режим на работа отстранява или намалява някои недостатъци на работата на крайните съпала, като голямата зависимост на работната точка от температурата, необходимостта от стабилизация на работната точка и линеаризация на характеристиката. Тук се разглежда работата на крайно съпало при широчинно-импулсна модулация (ШИМ),

Усилвателят на мощност трябва да изпълнява две функции: да осъществява значително усилване по мощност и да демодулира сигнали с ШИМ. Естествено е в някои случаи самият товар да изпълнява и филтрови функции.

На фиг. III-1 и III-2 се дават каналите L и R . Те са в опростен вид, разгледани отделно от цялостната схема, показана на фиг. III-5. Драйверното съпало трябва да създава широчинно-импулсно модулирани сигнали с достатъчен размах, за да доведат транзисторите T_1 и T_2 до насищане през време на всеки импулс.



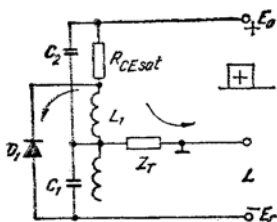
Фиг. III-1



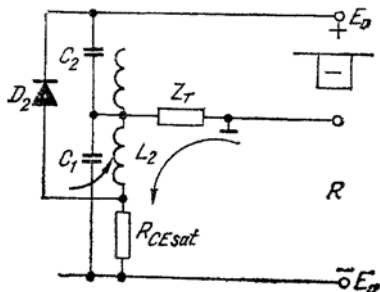
Фиг. III-2

Ако тактовата честота е достатъчно висока и индуктивността задоволително голяма, за да се получи приемлива филтрация, изходните импулси ще възпроизвеждат с голямо приближение аналоговия входен сигнал.

От опростената заместителна схема за L -канал, показана на фиг. III-3, се вижда, че когато транзисторът T_1 е отпушен ($R_{sat}=0$), товарът Z_T се включва към токоизточника $+E_0$, чиято мощност се подава през транзистора и дросела на товара.

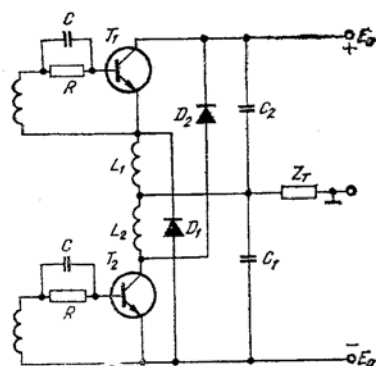


Фиг. III-3



Фиг. III-4

Естествено това е твърде опростената схема на L -канал, който трябва да произвежда само положителни импулси. Другият R -канал създава само отрицателни импулси, защото при отпуш-



Фиг. III-5

ването на T_2 ($R_{sat2}=0$) товарът се включва към токоизточника $-E_0$, както се вижда от фиг. III-4.

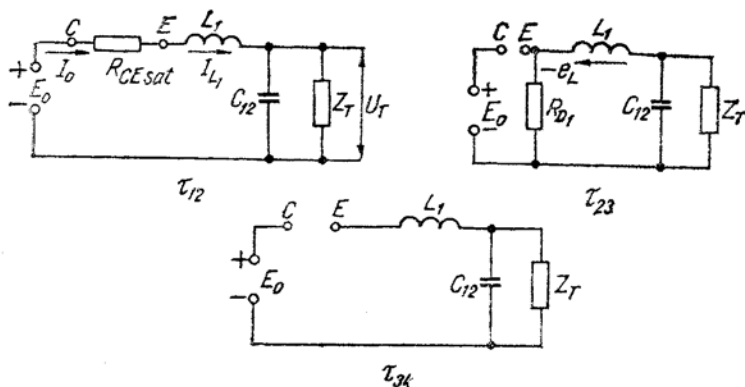
Заместителните схеми за двата канала са получени от пълната схема за крайното стъпало, показана на фиг. III-5. Ако на

практика се използват опростените схеми на стъпалата, загубите в тях ще бъдат доста големи и често ще надвишават тези при усилвателите клас В. Освен това поради наличието на индуктивност е възможно да се получат върхови импулси със значителни амплитуди върху крайните транзистори. Това изисква използването на високоволтови транзистори или търсене на схемни решения за подтискане на тези импулси. Висококачествените самовъзбуждалия трябва да се отстранят с LC-филтър.

От еквивалентните схеми от фиг. III-3 -и фиг. III-4 се вижда, че при отпушване на T_1 поради обратното включване на D_1 токът ще протича по веригата $+E_0, T_1, L_1, Z_T$. В индуктивността L_1 ще се акумулира електромагнитната енергия. Когато T_1 започне да се запушва, поради рязкото спадане на тока напрежението върху L_1 ще си измени бързо поляритета (противо е.д.н.) и диодът D_1 ще се отпусне. Така запасената енергия върху L_1 ще се пренесе върху товара, през който се затваря веригата D_1, L_1, Z_T . С помощта на този опорен диод е възможно да се използва запасената енергия от всеки цикъл, а к. п. д. да се повиши значително до около 30%. Капацитетът на кондензатора C_1 се избира така, че да осигурява приемливо филтриране на изходното напрежение с нисък коефициент на пулсациите. Наличието на LC-филтъра е наложително и поради получаването на интерференция между хармоничните съставни на почти правоъгълните сигнали, които се получават при превключването. Филтрите C_1, C_2, L_1 и C_1, C_2, L_2 изпълняват ролята на демодулатори, като създават аналогов сигнал със същата форма, както преди използването.

На фиг. III-6 са дадени заместителните схеми в опростен вид за един канал от фиг. III-1 при три състояния (τ_{12} , τ_{23} и τ_{34}) на транзистора и опорния диод. В тези схеми транзисторът и опорният диод са заменени с вътрешните си съпротивления при отпушено състояние. За по-голямо удобство се приема, че входните импулси имат постоянна честота и продължителност. При отсъствие на входен сигнал транзисторът T_1 и диодът D_1 са запушени — това е времето на покой между двата импулса, на което състояние съответствува схемата, означена с τ_{34} от фиг. II-6. При получаване на необходимия входен сигнал транзисторът T_1 се насища, а диодът остава запушен, което състояние съответствува на заместителната схема, означена с τ_{12} от същата фигура. В това състояние запазващото напрежение се включва през индуктивността L_1 към товара Z_T . Поради наличието на индуктивност токът през R_{sat} на транзистора ще се стреми да нараства почти линейно. След време τ_{11} импулсът се прекъсва и

транзисторът ще се запуши (изключи). Поради това че времеконстантата на веригата е по-голяма от максималната импулсна широчина (времето за включен транзистор), индуктивният ток i_{L1} ще расте до момента на запушването на транзистора. Тогава той



Фиг. III-6

ще получи максималната си стойност I_m (в момента t_2). Спирането на тока при запушване на транзистора ще предизвика индуктиране в бобината на противо е.д.н., което ще се противопостави на мигновеното му спиране. Диодът ще се отпуши от противо е.д.н. а токът i_{D1} през диода ще спадне по експоненциална крива. В момента t_3 токът i_{D1} намалява до нула. Диодът отново ще се запуши и остатъчното напрежение върху товара и кондензатора U_T ще се подава към емитера на транзистора T^1 и колектора на T_2 до момента t_4 . Така завършва един цикъл, равен на тактовия период.

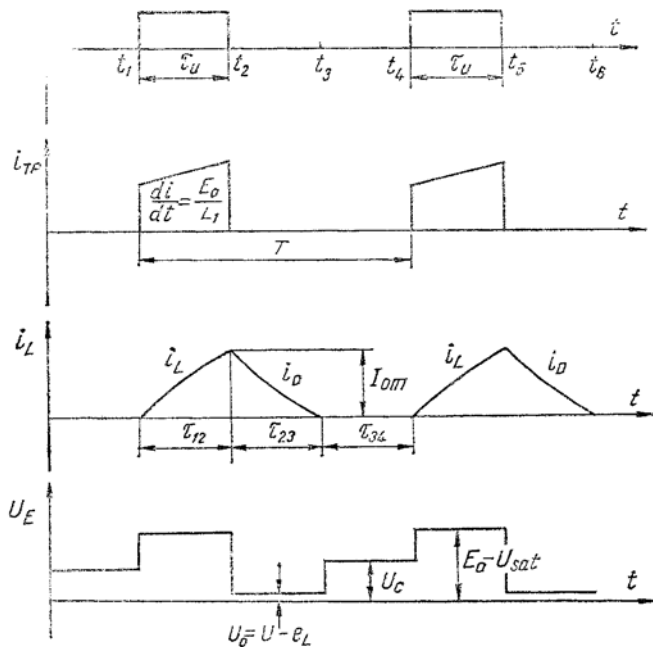
На фиг. III-7 са дадени графиките на входните импулси (u_{ex}), на токовете през дросела (i_{L1}) и транзистора (i_{TP}) и на напрежението на емитера спрямо маса на транзистора (U_E), което се разпределя между L_1 и Z_T . Индуктивността L_1 е причина колекторният ток да расте по-бавно през време на превключването, което е добро предимство, защото колекторният ток ще бъде по-малък в момента на включването.

Въз основа на посочените графики и фиг. III-6 за напрежението върху индуктивността при трите състояния може да се напише:

$$e_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = E_0 - U_r - U_{CE sat} \quad \text{за } t_1 < t < t_2;$$

$$e_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = U_r + U_D \approx U_r \quad \text{за } t_2 < t < t_3; \quad (\text{III-1})$$

$$e_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = 0 \quad (U_r \neq 0) \quad \text{за } t_3 < t < t_4.$$



Фиг. III-7

Времето от t_2 до t_3 може да се нарече опорно — транзисторът е запушен и веригата се затваря през диода, който се отпуща от против е.д.н. ($-e_L$).

От интегрирането на горните изрази може да се определи токът. Времето от Z_T и C_1 , е по-голяма от T , така че за постоянни импулсни широчини за няколко периода се установява

устойчиво състояние. Ако се интегрират (III-1), ще се получат следните изрази за индуктивния ток:

$$\left. \begin{aligned} I_{L_1(1-2)} &= \frac{E_0 - U_T - U_{CE sat} t}{L_1} && \text{за } t_1 < t < t_2; \\ I_{L_1(2-3)} &= \frac{(E_0 - U_{CE sat}) \tau_n - U_T t}{L_1} && \text{за } t_2 < t < t_3; \\ I_{L_1(3-4)} &= 0 && \text{за } t_3 < t < t_4. \end{aligned} \right\} \text{(III-2)}$$

Поради симетрия на схемата стойностите съответно на кондензаторите C_1, C_2 и на индуктивностите L^1, L^2 на филтъра-Демодулатор са равни:

$$C_1 = C_2 = C \text{ и } L_1 = L_2 = L.$$

Токът $I_{L_1(2-3)}$ намалява от определен максимум до нула за време τ_{23} (фиг. III-6 за τ_{23}).

Амплитудната стойност на тока през транзистора може да се намери от израза за $I_{L_1(1-2)}$ за времето $t = \tau_n$:

$$I_{TP \max} = I_{L_1(1-2) \max} = \frac{E_0 - U_T - U_{CE sat} \tau_n}{L} \tau_n. \quad \text{(III-3)}$$

Времето τ_{23} за което диодът ще остане отпушен, може да се определи от израза за тока $I_{L_1(2-3)}$, като се има пред вид, че индуктивният ток става равен на нула в момента

$$t_3 = \tau_n + \tau_{23}$$

$$\frac{(E_0 - U_{CE sat}) \tau_n - U_T (\tau_n + \tau_{23})}{L} = 0;$$

$$\tau_n (E_0 - U_T - U_{CE sat}) = \tau_{23} U_T;$$

$$\tau_{23} = \frac{E_0 - U_T - U_{CE sat}}{U_T} \tau_n. \quad \text{(III-4)}$$

От съпоставянето на (III-3) и (III-4) се вижда, че може да се определи τ_{23} чрез максималния ток:

$$I_{L_1(1-2) \max} \cdot L = \tau_{23} U_T = (E_0 - U_{CE sat} - U_T) \tau_n;$$

$$\tau_{23} = \frac{I_{L_1(1-2) \max}}{U_T}. \quad \text{(III-5)}$$

За да се определи времето на празен ход τ_{34} , се използват (III-4) и (III-5):

$$\tau_{34} = T - \tau_H - \tau_{23} = \frac{1}{f_T} - \left(\tau_H - \frac{I_{L(1-2) \max} \cdot L_1}{U_T} \right); \quad (III-6)$$

$$\tau_{34} = \frac{1}{f_T} - \left(\tau_H + \frac{E_0 - U_{CE \text{ sat}} - U_T}{U_T} \tau_H \right);$$

$$\tau_{34} = \frac{1}{f_T} - \tau_H \left(\frac{E_0 - U_{CE \text{ sat}}}{U_T} \right). \quad (III-7)$$

Консумираният ток от токоизточника за времето τ_{12} , през което транзисторът е отпушен, е усредненият ток през транзистора:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \frac{I_{L(1-2) \max}}{\tau_H} t dt = \frac{I_{L(1-2) \max}}{2T} \tau_H;$$

$$I_0 = \frac{I_{L(1-2) \max} \tau_H}{2T} = \frac{E_0 - U_T - U_{CE \text{ sat}}}{2TL} \tau_H^2. \quad (III-8)$$

Усреднената стойност на изходния товарен ток ще бъде сума от токовете на транзистора и опорния диод:

$$I_T = I_0 + I_D = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} I_{L(1-2) \max} \frac{t}{\tau_H} dt + \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_3} I_{L(1-2) \max} \frac{t}{\tau_{23}} dt;$$

$$I_T = \frac{I_{L(1-2) \max} \tau_H}{2T} + \frac{I_{L(1-2) \max} \tau_{23}}{2T} = \frac{\tau_H + \tau_{23}}{2T} I_{L(1-2) \max};$$

$$I_T = \frac{E_0 - U_T - U_{CE \text{ sat}}}{L} \cdot \tau_H (\tau_H + \tau_{23}). \quad (III-9)$$

Изходното напрежение може да се определи, като се намери к. п. д. на крайното стъпало, който представлява отношението на отдадената мощност върху товара към консумираната мощност от захранващия източник:

$$P_T = \frac{U_T^2}{Z_T}; \quad P_0 = E_0 I_0 = \frac{E_0 I_{L(1-2) \max} \tau_H}{2T} = \frac{E_0 (E_0 - U_T - U_{CE \text{ sat}})}{2TL} \tau_H^2;$$

$$\eta = \frac{P_T}{P_0} = \frac{U_T^2 2TL}{Z_T E_0 \tau_H^2 (E_0 - U_{CE \text{ sat}} - U_T)} = \frac{U_T^2 2T}{Z_T E_0 I_{L(1-2) \max} \tau_H};$$

$$\eta = \frac{U_T^2 2TL}{Z_T E_0 \tau_H^2 (E_0 - U_{CE \text{ sat}} - U_T)} \quad (III-10)$$

За изходното напрежение от преработването на (III-10) се получава квадратичното уравнение

$$U_{\tau}^2 + U_{\tau} = \frac{\eta Z_{\tau} \tau_{\text{н}}^2 E_0}{2TL} - \frac{\eta Z_{\tau} \tau_{\text{н}}^2 E_0}{2TL} (E_0 - U_{CE \text{ sat}}) = 0, \quad (\text{III-11})$$

което след известно преобразуване може да се напише в следния ВИД:

$$\frac{U_{\tau}^2}{E_0^2} + \frac{U_{\tau} \eta Z_{\tau} T}{E_0 2L} \cdot \frac{\tau_{\text{н}}^2}{T^2} - \frac{\eta Z_{\tau} T}{2L} \cdot \frac{\tau_{\text{н}}^2}{T^2} \cdot \frac{E_0 - U_{CE \text{ sat}}}{E_0} = 0. \quad (\text{III-12})$$

Ако отношението изходно напрежение /захранващо напрежение се означи с x , дължина на управляващ импулс/ период — с x , а всички останали постоянни величини с m , ще се получи изразът

$$x^2 + xm\tau^2 - m\tau^2 \left(\frac{E_0 - U_{CE \text{ sat}}}{E_0} \right) = 0, \quad (\text{III-13})$$

където

$$x = \frac{U_{\tau}}{E_0}; \quad \tau = \frac{\tau_{\text{н}}}{T}; \quad m = \frac{\eta Z_{\tau} T}{2L}.$$

$U_{CE \text{ sat}} \approx E_0$ и изразът (III-13) се опростява значително:

$$x^2 + xm\tau^2 - m\tau^2 = 0. \quad (\text{III-14})$$

Както се вижда, от (III-12) могат да се получат удобни изрази за изследване на влиянието на отделните величини върху параметрите на крайното стъпало. За целта се правят следните полагания:

$$a = \frac{Z_{\tau} T}{2L}; \quad b = \frac{\eta T}{2L}; \quad c = \frac{\eta Z_{\tau}}{2L}; \quad e = \frac{\eta Z_{\tau} T}{2}.$$

Получават се следните изрази:

$$x^2 + x\tau^2 \left(\frac{\eta Z_{\tau} T}{2L} \right) - \tau^2 \left(\frac{\eta Z_{\tau} T}{2L} \right) = 0; \quad (\text{III-15})$$

$$x^2 + \tau^2 a \eta (x-1) = 0; \quad (\text{III-16})$$

$$x^2 + \tau^2 b Z_{\tau} (x-1) = 0; \quad (\text{III-17})$$

$$x^2 + \tau^2 c T (x-1) = 0; \quad (\text{III-18})$$

$$x^2 + \tau^2 \frac{e}{L} (x-1) = 0, \quad (\text{III-19})$$

където

$$m = \frac{\eta z_{\tau} T}{2L} = \eta a = Z_{\tau} b = Tc = \frac{1}{L} e. \quad (\text{III-20})$$

Уравненията от (III-14) до (III-20) в този или подобен вид са удобни за построяване на графични диаграми, като се изменя стойността на параметъра x от 0 до 1 при еднозначен поляритет. Това условие е валидно за схемата.

От уравн. (III-7) и фиг. III-7 може да се изследва времето на празен ход τ_{34} . Най-добрият вариант на работа би се получил за $\tau_{34} = 0$, при което се осигурява спадането на индуктивния ток до нула преди започването на всеки нов цикъл. Това се вижда от (III-7) за τ_{34} след дадено преобразуване с (III-13).

$$\tau_{34} = \frac{1}{f_{\tau}} \left(\tau_{\text{H}} + \frac{I_L (1-2) \max L}{U_{\tau}} \right) = \frac{1}{f_{\tau}} \tau_{\text{H}} \left(\frac{E_0 - U_{CE \text{ sat}}}{U_{\tau}} \right);$$

$$\tau_{34} = T - \tau_{\text{H}} \frac{E_0}{U_{\tau}} = T - T \frac{\tau}{x} = T \left(1 - \frac{\tau}{x} \right). \quad (\text{III-21})$$

Ако $\frac{\tau_{\text{H}}}{T} \leq \frac{U_{\tau}}{E_0}$, т. е. $\tau \leq x$; $\tau_{34} \geq 0$.

Така времето за празен ход ще бъде нула или с някаква реална стойност, което е необходимо условие за анулиране на тока от всеки импулс, защото в противен случай ще се получават изкривявания. Максималното изходно напрежение би се получило за $\frac{U_{\tau}}{E_0} = \frac{\tau_{\text{H}}}{T}$; ($x = \tau$).

$$\frac{U_{\tau \text{ max}}}{E_0} = \frac{\tau_{\text{H}}}{T}.$$

$U_{T \text{ max}}$ е амплитудната стойност на изходното напрежение (III-22) Като се замести $x = \tau$ в (III-19), ще се получи

$$\frac{U_{\tau \text{ max}}}{E_0} = 1 - \frac{2L}{\eta Z_{\tau} T} = 1 - \frac{L_1}{e}. \quad (\text{III-23})$$

От (III-23) може да се построи графика за зависимостта на захранващото напрежение от индуктивността на филтъра при параметър e , който е определен от величините η , Z_{τ} и T .

Зависимостта на максималната стойност на тока от импулсната ширина е необходима за определяне на някои параметри. От (III-3) чрез преработване може да се получи изразът

$$I_{L(1-2) \max} = \frac{E_0 - U_{\tau} - U_{CE \text{ sat}}}{L} \tau_{\text{н}} = \frac{E_0 T}{L} \left(1 - \frac{U_{\tau}}{E_0} - \frac{U_{CE \text{ sat}}}{E_0} \right) \frac{\tau_{\text{н}}}{T}.$$

От полагането за e се определя периодът T , а от (Ш-23) може да се определи захранващото напрежение E_0 , след което се заместват в горния израз

$$T = \frac{2e}{\eta Z_{\tau}}; E_0 = \frac{U_{\tau \max}}{1 - \frac{e}{e}}$$

$$I_{L(1-2) \max} = \frac{U_{\tau \max}}{1 - \frac{e}{e}} \cdot \frac{2e}{\eta Z_{\tau} L} \left(1 - \frac{U_{\tau}}{E_0} - \frac{U_{CE \text{ sat}}}{E_0} \right) \frac{\tau_{\text{н}}}{T};$$

$$I_{L(1-2) \max} = \frac{U_{\tau \max} 2e^2}{\eta Z_{\tau} L_1 (e - L_1)} \left(1 - x - \frac{U_{CE \text{ sat}}}{E_0} \right) \tau, \quad (\text{Ш-24})$$

или като се замести $e = \frac{\eta Z_{\tau} T}{2}$, се получава

$$I_{L(1-2) \max} = U_{\tau \max} \left(1 - \frac{U_{\tau}}{E_0} - \frac{U_{CE \text{ sat}}}{E_0} \right) \frac{\tau_{\text{н}}}{T} \cdot \frac{4\eta Z_{\tau} T}{L(\eta Z_{\tau} T - 2L)}. \quad (\text{Ш-25})$$

Ако в израза (Ш-24) величината x се замести с различни стойности, определени от уравненията от (Ш-16) до (Ш-19), ще се получат комплицирани изрази за тока. Графичните решения на тези уравнения биха дали някои полезни зависимости, а изразът (Ш-25) може да се изследва с ЕИМ.

От (Ш-19) се получава

$$x = \left[\left(1 + \frac{4L}{\tau^2 e} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \frac{\tau^2 e}{2L}.$$

Като се замести този резултат в (Ш-24), се получава

$$I_{L(1-2) \max} = \frac{U_{\tau \max} 2e^2 \tau}{\eta Z_{\tau} L (e - L)} \left\{ 1 - \frac{U_{CE \text{ sat}}}{E_0} - \left[\left(1 + \frac{4L}{\tau^2 e} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \frac{\tau^2 e}{2L} \right\}. \quad (\text{Ш-26})$$

Ако всички параметри на крайното стъпало са определени и

се заместят с един коефициент k , то от (III-24) се вижда, че токът е пропорционален на x и τ .

$$I_{L(1-2) \max} = k \left(1 - x - \frac{U_{CE \text{ sat}}}{E_0} \right) \tau \approx k(1-x)\tau. \quad (\text{III-27})$$

За намиране на максималния ток изразът се диференцира и се приравнява на нула:

$$\frac{dI_{L(1-2) \max}}{d\tau} = k(1-x) - k\tau \frac{dx}{d\tau} = 0.$$

Като се реши това уравнение спрямо x , ще се получи

$$\frac{dx}{d\tau} = \frac{k(1-x)}{k\tau} = \frac{1-x}{\tau}; \quad (\text{III-28})$$

$$\frac{d\left(\frac{U_\tau}{E_0}\right)}{d\left(\frac{\tau_n}{T}\right)} = \frac{1 - \frac{U_\tau}{E}}{\frac{\tau_n}{T}} = \frac{(E_0 - U_\tau)T}{E_0\tau_n}. \quad (\text{III-29})$$

Ако се диференцира уравнение (III-19), ще се получи

$$\frac{dx}{d\tau} = \frac{2\frac{e}{L}(1-x)\tau}{2x + \frac{e\tau^2}{L}}. \quad (\text{III-30})$$

Като се приравнят (III-30) и (III-28), за x ще се получи

$$x = \frac{e\tau^2}{2L} \quad \text{или} \quad \frac{U_\tau}{E_0} = \frac{\eta Z_\tau T}{4L} \left(\frac{\tau_n}{T} \right)^2. \quad (\text{III-31})$$

За да се знае при каква стойност на τ се получава максимален ток, трябва полученият резултат за x да се замести обратно в (III-19):

$$\tau = 2\sqrt{\frac{L}{3e}} \quad \text{или} \quad \frac{\tau_n}{T} = 2\sqrt{\frac{2L}{3\eta Z_\tau T}}; \quad (\text{III-32})$$

$$\tau_n = 2T\sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{L}{\eta Z_\tau T}}. \quad (\text{III-33})$$

Това е оптималната дължина (широчина) на импулса за най-наситен ток.

Като се замести (III-32) в (III-31), се получава най-изгодното съотношение между захранващото и товарното напрежение:

$$\frac{U_\tau}{E_0} = \frac{2}{3}; \quad U_\tau = \frac{2}{3}E_0 = \frac{U_{\tau \max}}{\sqrt{2}}. \quad (\text{III-34})$$

Изходният кондензатор с бобината L изпълнява ролята на демодулятор и заедно образува нискочестотен филтър. Изборът на C се ограничава от тактовата честота и от допустимите пулсации на изходното напрежение:

$$Z_T \geq X_C = \frac{1}{2\pi f_B C}; \quad C \geq \frac{1}{2\pi f_B Z_T}. \quad (\text{III-35})$$

Ако се желае по-добра филтрация, за капацитета се избира малко по-голяма стойност от изчислената. Също така филтърът, съставен от C и L , би трябвало да има резонансна честота, равна на тактовата:

$$f_T = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \quad C = \frac{1}{4\pi^2 f_T^2 L}. \quad (\text{III-36})$$

Демодулиращият филтър може да има различни конфигурации в схемно отношение с цел да се получи идеална аналогия между възпроизвеждания и входния сигнал.

Изборът на тактовата честота се определя от теоретическия анализ на широчинно-импулсната модулация. За двуфронтово ЛИН (триъгълно) разлагането в ред на Фурие ще има вида

$$U(t) = \frac{I_0 I_m}{\pi} + \frac{U_m I_m}{\pi} \cos \omega_{\text{ВХ}} t + \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2I_{m2}}{m\pi} J_n(mU) \sin\left(mI_0 + \frac{n\pi}{2}\right) \cos[(m\omega_T + n\omega_{\text{ВХ}})t].$$

Честотният спектър показва, че тактовата честота трябва да се избира по възможност по-висока, така че интермодуляционните сигнали да са с честота, по-висока от максималната на усиляването трептене.

Например сигналите с честота $(\omega_T - \omega_{\text{ВХ}})$ са по-ниски с 1 dB спрямо сигналите с честота $\omega_{\text{ВХ}}$; за тези с честота $(\omega_T - 3\omega_{\text{ВХ}})$ снижението е 28 dB спрямо входния сигнал. За интермодуляционните сигнали с честота $(\omega_T - 5\omega_{\text{ВХ}})$ снижението е 66 dB.

От изследванията личи, че трябва да се избират тактови честоти така, че $(\omega_T - 3\omega_{\text{В}}) > \omega_{\text{В}}$; $\omega_T > 4\omega_{\text{В}}$. Например изборът $(\omega_T - 5\omega_{\text{В}}) > \omega_{\text{В}}$ дава $\omega_T > 6\omega_{\text{В}}$.

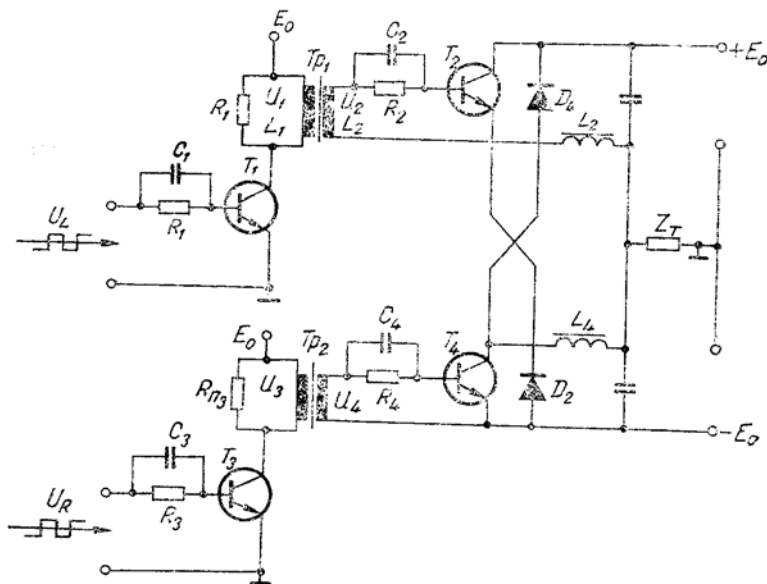
III.2. МЕТОДИКА ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА КРАЙНО СЪПАЛО

Проектирането на крайното съпало, чиято схема е дадена на фиг. III-8, може да се осъществи, като се използват някои от

разгледаните в т. III.1 зависимости. То протича по следния ред:

1. Изходящата мощност при избран товар Z_T или R_T се определя от израза

$$P_{T \max} = \frac{U_{T \max}^2}{Z_T} \quad \text{или} \quad P_{T \max} = \frac{U_{T \max}^2}{R_T} = I_T^2 R_T.$$



фиг. III-8

2. Амплитудата на изходящото правоъгълно напрежение се изчислява от (III-34):

$$U_{T \max} = \frac{2}{3} E_0.$$

3. Захранващото напрежение се избира в зависимост от транзисторите на крайното стъпало или се изчислява по формула (III-34), като се прави преценка за необходимото напрежение върху товара. При недостатъчна линейност на изходното напрежение (или ток) се избира по-високо захранващо напрежение.

4. Тактовата (превключващата) честота f_T се определя така, че $f_T > 5f^B$, където f^B е най-високата честота на усилвания сигнал.

5. Периодът на тактовото трептене е $T = \frac{1}{f_T}$.

6. К. п. д. се избира за първоначалните изчисления от 0,8 до 0,9 или се изчислява от (III-10), например:

$$\eta = 0,9; \quad \eta = \frac{P_{\tau}}{P_0} = \frac{U_{\tau}^2 2T}{Z_{\tau} E_0 I_{\text{тр max}} \tau_{\text{н}}}$$

К. п. д. може да се изчисли и като се знаят тоталните загуби на превключващото стъпало:

$$P_{\text{заг}} = 0,12 E_0 I_{\text{тр max}} (t_{\phi 1} + t_{\phi 2}) + \frac{\tau_{\text{н}}}{T} I_{\text{тр max}} U_{CE \text{ sat}} + \\ + \left(1 - \frac{\tau_{\text{н}}}{T}\right) E_0 I_{CE0} + \frac{\tau_{\text{н}}}{T} U_{\text{в}} I_{\text{в}}; \\ \eta = \frac{P_0 - P_{\text{заг}}}{P_0}$$

7. Съобразно (III-22) се избира $\tau_{\text{н}}$ или, ако се определя продължителността на импулса от (III-33), се осигурява максимален ток

$$\tau_{\text{н max}} = \frac{T U_{\text{тр max}}}{E_0}; \quad \tau_{\text{н}} = 2T \sqrt{\frac{2}{3} \frac{L_{\phi}}{\eta Z_{\tau} T}}$$

8. За следващите изчисления удобно е да се определят константите a , b , c и e . В a , b и c участва индуктивността $L = L_{\phi}$, затова се изчислява първо константата e :

$$e = \frac{\eta Z T}{2}$$

9. За определянето на амплитудната стойност на тока през транзистора на крайното стъпало $I_{\text{тр max}}$ може да се използва (III-3), като се съобразяваме с необходимия ток за получаване на желаната изходяща мощност:

$$I_{\text{тр max}} = \frac{(E_0 - U_{\tau} - U_{CE \text{ sat}}) \tau_{\text{н}}}{L}$$

10. Крайните транзистори T_2 и T_4 (фиг. III-8) се избират въз основа на определения ток, β и други параметри:

- а) $I_{C \text{ max}} \geq I_{\text{тр max}}; \beta U_{CE} \geq 2,5 E_0;$
 б) $\beta > 15$ за $I_{C \text{ max}}$ в наситено състояние;
 в) $\frac{U_{CE \text{ sat}} (\text{за } I_{C \text{ max}})}{I_{\text{тр max}}} \leq 0,1 \Omega; R_{\text{sat}} = \frac{U_{CE \text{ sat}}}{I_{\text{тр max}}};$
 г) $P_{C \text{ разс}} > 30\% P_{\tau};$

д) транзисторът да е бързопревключващ — продължителността на предния и задния фронт да е много малка;

е) U_{CEsat} да бъде много малко.

11. Избор на опорните, диоди D_2 и D_4

а) $I_{Dnp} > I_{тр\max}$; $U_{обр} > 1,5 E_0$

б) диодите трябва да бъдат бързопревключващи с малко време за възстановяване.

12. Индуктивността $L_2=L_4=L$ се определя въз основа на изискванията за висок качествен фактор и висока превключваща честота. Тороидалните магнитопроводи са за предпочитане, като $I_{тр\max}$ не трябва да ги насища. От (III-36) се определя

$$L = L_{\Phi} \geq \frac{1}{4\pi^2 f_{\tau}^2 C_{\Phi}}$$

13. Филтровите кондензатори $C_{\Phi 1} = C_{\Phi 2} = C_{\Phi}$ се определят от (III-35) с неравенството

$$\frac{1}{2\pi(f_{\tau} - 3f_{\text{в}})R_{\tau}} < C_{\Phi} < \frac{1}{2\pi f_{\text{в}} R_{\tau}}$$

14. Управлението на транзисторите T_2 и T_4 става чрез еднаквите драйверни трансформатори T_{p1} и T_{p2} (фиг. III-8):

а) преводното отношение на трансформаторите се изчислява от

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{E_0(\text{др. ст})}{U_{BE} + I_B R}; \quad R = R_2 = R_4;$$

б) токът през първичната намотка се определя от

$$I_{w_1} = \frac{w_2}{w_1} I_{B2}; \quad I_C > I_{w_1} \text{ (за } T_1 \text{ и } T_3);$$

в) на фиг. III-8 към базовите вериги са включени ускоряващи RC -групи, които спомагат за подобряване стръмността на фронтовете на управляващите импулси; при голям базов ток съпротивлението на резистора R трябва да се намалява или същият да бъде изключен:

$$R = \frac{U_{\text{вх } T_2} - U_{BE T_2}}{I_{B_2}}; \quad R_2 = R_4 = R;$$

съпротивлението R ограничава някои върхови токове, които могат да извадят транзисторите от строя;

г) кондензаторът C_2 (C_4) се избира експериментално за по-бързо превключване чрез компенсиране на неосновните токоносители в базовата верига;

д) индуктивността L_2 (L_2) на вторичната намотка на трансформатора $T_{p1}(T_{p2})$ (фиг. III-8) се определя от необходимия ток за $T_2(T_4)$, без да се получи насищане в $T_{p1}(T_{p2})$ при определения брой навивки; феритният магнитопровод трябва да осигури необходимата индуктивност; индуктивността $L_1(L_2)$ на първичната намотка на същия трансформатор се определя от

$$L_1 = L_2 \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2; \quad L_3 = L_4 \left(\frac{w_3}{w_4} \right)^2.$$

15. Изискванията за транзисторите T_1 и T_3 на драйвера са подобни на тези за крайното стъпало

$$U_{C_{em}} > 2E_0 \text{ (др. ст.)};$$

$$I_{C_{max}} > I_{w_1} \text{ (др. ст.)};$$

$$\beta > 30 \quad \text{за } I_{C_{max}} \text{ в насищане.}$$

16. При наличие на шунтиращи паралелни диоди те трябва да имат ток $I_D > I_{C_{max}}$.

III.3. АНАЛИЗ НА ДРАЙВЕРНО СТЬПАЛО С ТРАНСФОРМАТОРНА ВРЪЗКА

Възбудителното стъпало за крайния мощен усилвател може да бъде изпълнено по различни схеми, които трябва да бъдат съобразявани винаги с вида на крайното стъпало, а също и с това, дали ще се атакуват (управляват, отпушват и запущват) еднотактни (клас AD) или двутактни (клас AD и BD) крайни усилватели. При избрания вариант на двуканален усилвател е явно, че всеки канал ще усилива само единия полупериод (положителния или отрицателния) на общия сигнал.

За усилвателите клас AD се знае, че и без наличието на входен сигнал се получават правоъгълни изходни импулси с еднакви полупериоди (положителни и отрицателни). При усилвателите клас BD за нулев входен сигнал на изхода не се получават правоъгълни импулси.

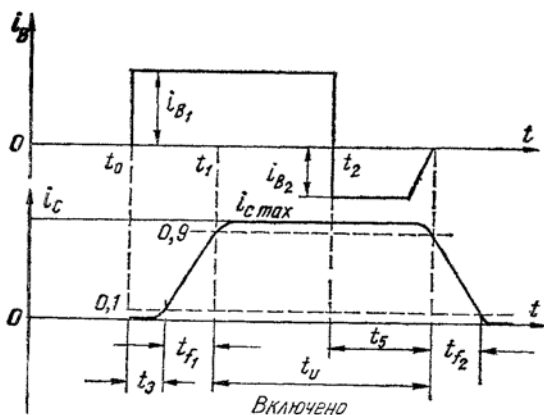
Както е показано на фиг. III-8, всеки канал се нуждае от отделен драйвер. Стъпалата са еднотактни с трансформаторна връзка.

Важно условие за правилната работа на крайното стъпало е драйверът да осигурява стабилно пълно отпушване за наситено състояние и пълно запушване за изключено състояние на крайните транзистори. В случая, когато крайните транзистори са в наситено състояние, е необходимо токът през дроселите да

бъде в линейна зависимост от времето. Критерий за оценка на загубите може да бъде бързината на превключване от отпуснено в запушено състояние. Поради малките времена за превключване в тези състояния загубите са малки. При останалите две състояния на ключовия режим загубната мощност също е малка.

Нагледно преходният процес може да се поясни чрез графиките на базовия и колекторния ток, дадени на фиг. III-9. Продължителностите на предния и задния фронт се дефинират с необходимото време за нарастване, съответно за спадане, на колекторния ток в границите от 0,1 до 0,9 от стойността на тока при наситено състояние (I_{Cmax}). От времето на включеното състояние е интересна тази част, която е необходима на транзистора да отреагира на задния фронт на драйверния импулс и може да се нарече „време на задържане“ или „памет“. Обяснението за задържането трябва да се търси във факта, че работната точка се намира в областта на насищане и преходите на транзистора са наситени в права посока, защото колекторът инжектира дупки в базата.

Иначе казано, I_B е винаги по-голям, отколкото минималният ток, необходим за насищане на транзистора. Това причинява за-

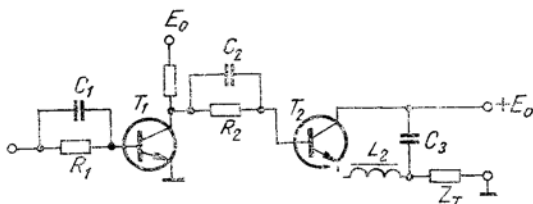


Фиг. III-9

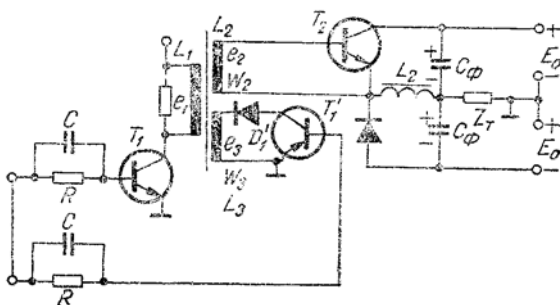
държане (натрупване) на извънредни неосновни носители в базовата област за времето на включено състояние. Извънредните неосновни носители в базата трябва да се компенсират, преди I_C да започне да намалява, защото докато не се осъществи рекомбинацията, колекторният ток няма да спадне по амплитуда.

Компенсирането на извънредните неосновни носители е възможно да се изпълни по няколко начина. Всички тези начини целят да се достави или създаде обратен базов ток, който да се състои частично от извънредни неосновни носители, течащи обратно в базовата област. Така задържането ще се намали в зависимост от обратното базово възбуждане.

1. Най-лесно изпълнимото компенсиране се постига с ускорителен кондензатор, свързан паралелно с базово съпротивление (фиг. III-6, фиг. III-10 и фиг. III-11). Кондензаторът се избира така, че зарядът му да бъде по-голям от цялостния запас от извънредни неосновни носители в базата. Когато управляващото напрежение намалява, кондензаторът ще се разрежда бързо, обирайки извънредните носители. С това се намаляват както „паметта“, така и



Фиг. III-10



Фиг. III-11

задният фронт. Кондензаторът се избира почти винаги експериментално.

2. Рекombинацията между извънредните неосновни носители и основните извънредни носители в базата може да стане с някаква експоненциално изменяща се скорост, зависеща от реком-

бинационните тенденции на тези носители при отворена базова верига.

3. Рекомбинацията може да стане направо и чрез трансформаторно включване, както е показано на фиг. III-8. Когато драйверният транзистор T_1 се запущва от сигнала на модулятора, поради преходния процес в трансформатора Tr_1 се създава обратно напрежение в базовата верига. Този компенсиращ импулс спомага за бързата рекомбинация и изключването на транзистора T_2 . Трансформаторното включване позволява да се използват един и същи тип транзистори в двата канала, където при други случаи ще са необходими комплементарни двойки.

4. Схема на сполучливо драйверно стъпало е показана на фиг. Допълнителната вторична намотка на Tr_1 се дава накъсо през транзистора T_2 и въздействува на входната верига на транзистора T_2 . Стъпалото ще работи по следния начин:

Когато се подава положителен импулс от ШИМ на драйвера, T_1 се отпушва и този импулс се предава нормално на крайното стъпало, T_1 ще бъде запущен и намотката ω_3 — отворена. При отрицателен импулс T_1 ще бъде запущен, но T_1 ще се отпусне до наситеното си състояние. Поради преходния процес в трансформатора се получава е. д. н. с посока, обратна на посоката на пропускане на диода D_1 който ще се запуши. Това ще спомогне за бързото изключване на крайния транзистор. Транзисторът във веригата накъсо консумира излишната мощност от закъснелия импулс.

Предложените схеми от фиг. III-8 и III-11 могат да се използват за усилватели клас D с мощност от 50 до 500 W. Прецизната работа на такова драйверно стъпало зависи в най-голяма степен от проектирането и изпълнението на драйверния трансформатор. Добър резултат би се получил, ако се използва феритен тороидален магнитопровод от прахообразен пермалой. Естествено е, че мощността ще диктува проектирането на трансформатора по размери, форма, брой на навивките, сечения и пр.

Важен момент при този случай е да се осигури голям качествен фактор за сигналите с тактова честота.

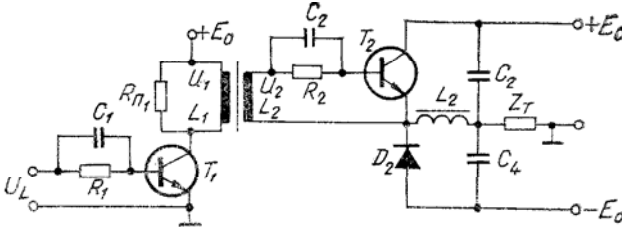
III. 4. МЕТОДИКА ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА ДРАЙВЕРНОТО СЪПАЛО

Ще се направи опростено примерно проектиране с цел да се изчисли схемата от фиг. III-12 за един канал.

Необходимото напрежение върху клемите на вторичната намотка L_2 трябва да бъде

$$U_2 = U_{BE} + I_{B2} R_2 \quad (\text{III-37})$$

Това напрежение трябва да поддържа изходния транзистор T_2 в наситено състояние за получаване на максимален колекторен ток.



Фиг. III-12

За случая, когато драйверният транзистор е отпушен (наситен), с голямо приближение може да се напише

$$\frac{1}{n} = \frac{\omega_1}{\omega_2} = k \frac{E - U_{CEsat}}{I_{BE2} + I_{B2} R_2} = \frac{u_1}{u_2} k \quad (\text{III-38})$$

(k е коефициент, отчита загубите на напрежение в трансформатора, зависещи от магнетопровода). Съпротивленията на резисторите R_1 и R_2 се определят в зависимост от избраните транзистори T_1 и T_2 , както следва:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{U_{mL} - U_{ex1}}{I_{B1}} = \frac{U_{mL} - U_{BE1}}{I_{B1}}, \\ R_2 &= \frac{U_2 - U_{BE2}}{I_{B2}}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{III-39})$$

където U_{mL} е амплитудната стойност на изходните управляващи импулси след модулятора — ляв канал.

Като се знаят преводното отношение, U_1 , U_2 , I_B (I_1), не е трудно да се изчислят трансформаторът и драйверното стъпало.

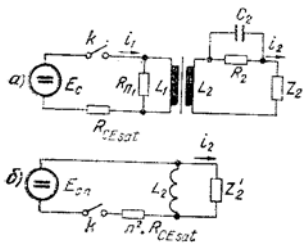
Импулсният трансформатор трябва да има големи индуктивности на първичната и вторичната намотка с цел да се предават драйверните импулси с малки изкривявания.

За определянето на капацитетите на ускоряващите кондензатори (III-12) се използват изразите

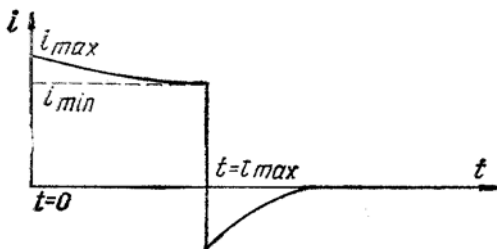
$$C_1 \geq \frac{Q_{и.н.н.}(T_1)}{U_1}; \quad C_2 \geq \frac{Q_{и.н.н.}(T_2)}{U_2} \quad (\text{III-40})$$

$Q_{и.н.н}$ е зарядът от извънредните неосновни носители в базовата верига.

R_n (паралелното съпротивление) може да се замени с обратно включен диод.



Фиг. III-13



Фиг. III-14

За да се направи анализ на стъпалото, се предлага заместителната схема от фиг. III-13.

Транзисторът T_1 на фиг. III-13 а е заменен с един идеален източник на напрежение, един ключ и последователно свързан резистор. На фиг. III-13 б е дадена заместителната схема, при която източникът на напрежение и останалите елементи са приведени към вторичната намотка, като са пренебрегнати индуктивностите на разсейване, активните съпротивления на намотките и собствените им капацитети. Тъй като управлението на крайните транзистори зависи от тока във вторичната намотка, той трябва да се определи. Товарът на схемата (Z_2) е входното съпротивление на транзистора T_2 ; Z_2 (фиг. III-13 б) включва и импеданса на групата $C_2 R_2$. Поради токовите отскоци, които се получават при превключване, трябва да се определи тяхното съотношение. Това е необходимо за проектирането на трансформатора

$$\frac{i_{\min}}{i_{\max}} = \frac{i_2(t_{\max})}{i_2(t_{0+})} = H, \quad (\text{III-41})$$

където t_{0+} е времето за появяване на положителния импулс, а $t_{\max} - t_{\max}$ — най-голямата широчина на импулса при ШИМ.

За времето $0 < t < t_{\max}$ вторичният ток i_2 ще бъде

$$i_2 = \frac{nE_k}{Z_2 + R_{CE sat} n^2} - e^{-\frac{Z_2' R_{CE sat} n^2}{L_2(Z_2 + R_{CE sat} n^2)}}. \quad (\text{III-42})$$

Тогава параметърът H може да се изрази с тока i_2 при двата случая за $t=0$ и $t=\tau_{\max}$ (фиг. III-14):

$$i_{\min} = i_2(\tau_{\max}) = \frac{nE_k}{Z_2' + R_{CE} \text{ sat} n^2} e^{-\frac{Z_2' R_{CE} \text{ sat} n^2}{L_2(Z_2' + R_{CE} \text{ sat} n^2)} \tau_{\max}};$$

$$i_{\max} = i_2(t=0+) = \frac{hE_k}{Z_2' + R_{CE} \text{ sat} n^2} e^0;$$

$$H = \frac{i_{\min}}{i_{\max}} = e^{-\frac{Z_2' R_{CE} \text{ sat} n^2}{L_2(Z_2' + R_{CE} \text{ sat} n^2)} \tau_{\max}}. \quad (\text{III-43})$$

Параметърът H може да се определи, като се приеме минималната стойност на вторичния ток $i_{2\min}$. От друга страна, индуктивността L_2 на вторичната намотка е определена с израза (III-43), където са известни H , $Z_2(Z_{ax})$, $R_{CE \text{ sat}}$, τ_{\max} , $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$. Тези величини са определени от изискванията на транзистора и схемата:

$$\lg \frac{1}{H} = \lg e^{\frac{Z_2' R_{CE} \text{ sat} n^2 \tau_{\max}}{L_2(R_{CE} \text{ sat} n^2 + Z_2')}},$$

$$L_2 = \frac{R_{CE} \text{ sat} n^2 Z_2' \tau_{\max}}{\lg\left(\frac{1}{H}\right)(R_{CE} \text{ sat} n^2 + Z_2')}, \quad (\text{III-44})$$

където

$R_{CE \text{ sat}}$ е съпротивлението колектор — емитер на транзистора T_2 , при насищане;

$$Z_2' = \frac{U_{BE2}}{I_{B2}} + R_2;$$

I_{B2} — необходимият базов ток за крайния транзистор, който ще го държи в наситено състояние за максимален колекторен ток.

Определянето на амплитудната стойност на първичния ток от заместителната схема на фиг. III-13 *a* може да стане с израза

$$i_1(t) = \frac{E_C}{R_{CE\ sat} + Z_2' n^2} - e^{-\frac{R_{CE\ sat} Z_2' n^2 t}{L_1 (R_{CE\ sat} + Z_2' n^2)}} + \frac{E_C}{R_{CE\ sat}} - \frac{E_C}{R_{CE\ sat}} e^{-\frac{R_{CE\ sat} Z_2' n^2 t}{L_1 (R_{CE\ sat} + Z_2' n^2)}}. \quad (\text{III-45})$$

Максималната стойност за $i_1(t)$ се получава за $t = \tau_{max}$. Токът i_1 може да се определи и като ток на насищането на T_1 .

Проктирането на един приемлив драйверен трансформатор може да стане, като коефициентът на трансформация се изчисли от (III-38).

За определянето на капацитетите на ускоряващите кондензатори се използват изразите (III-40).

III. 5. МОДУЛАТОР ЗА УСИЛВАТЕЛ КЛАС D

При всички поактически проекти на усилватели клас D се използва широчинно-импулсна модулация за получаване на модулирани по широчина правоъгълни импулси, които управляват крайните им стъпала.

Съществуват доста схемни решения на широчинно-импулсни модулатори, като повечето от тях се реализират с транзистори или интегрални схеми. Тук се разглежда едно схемно решение, използващо операционни усилватели.

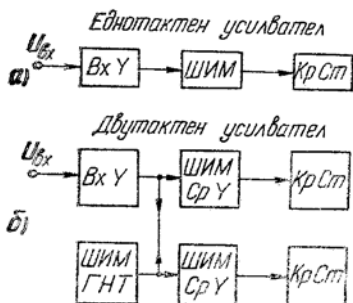
Нормално широчинно-импулсно модулираните сигнали могат да бъдат произведени при сравняването на някакъв входен сигнал с трионообразно или триъгълно напрежение, имащо доста по-висока честота.

Получаването на широчина на импулсите, пропорционална на големината на входните сигнали, зависи от типа на модулятора и от това, дали усилвателят клас D е едноканален или двуканален — клас AD или клас BD. При двуканалните усилватели клас BD се работи с два разделени канала: един за сигналите, по-големи от нула, и друг за входните сигнали, по-малки от нула.

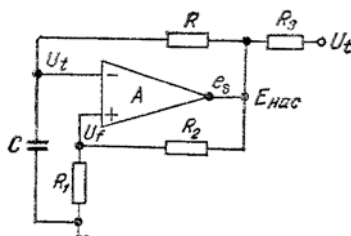
На фиг. III-15a е дадена блоковата схема на едноканален, а на фиг. III-15 б — на двуканален усилвател.

Както бе пояснено в предишните глави, при използване на трионообразно или триъгълно напрежение за широчинно-импулсна модулация могат да бъдат осъществени три типа модуляции и

модулатори. При първия тип с помощта на трионообразното напрежение, се модулира иредният фронт. При втория се модулира задният фронт, а когато тактовото триъгълно напрежение е сич метрично по наклон, модулацията става по преден и заден фронт.



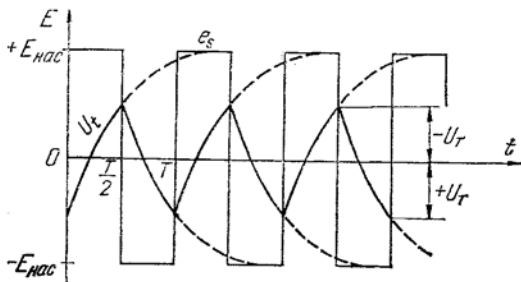
Фиг. III-15



Фиг. III-16

Предложеният широчинно-импулсен модулатор, съставен от линейни операционни усилватели, съдържа генератор за симетрично триъгълно напрежение, осъществен по схема на астабилен мултивибратор и два компаратора, които генерират широчинно-импулсно модулирани сигнали. Изискванията към операционните усилватели са да имат много голямо входно съпротивление и голям коефициент на усилване (от порядъка над 60 dB). На фиг. Ш-16 е дадена схемата на един генератор на ЛИН с триъгълна форма, а на фиг. III-17— графично изображение на напрежението. Приема се, че осцилаторът е работил продължително време и е в установено състояние. На изхода се получава $+E_{нас}$ (отпушен и запушен интегрален модул). Ако за $t=0$ $e_s = +E_{нас}$, за $t = u_c = u_f = U_{л}$, което е амплитудната стойност на триъгълното трептене. $E_{нас}$ е изходното напрежение на модула, работещ като астабилен генератор, доведен до наситеното си състояние в ключов режим. Това състояние е възможно да се получи при задействане с твърде малки разлики между потенциалите, подадени на двата входа на модула. Тази потенциална разлика се получава от напреженията за обратни връзки u_f и u_r . Изходното напрежение синне и поляритета в зависимост от това, кое от двете напрежения на входа ще бъде по-голямо — u_f (за положителната обратна връзка) или u_r . (за отрицателната обратна връзка). Напрежението за положителна обратна връзка се осъществява чрез интегратора R и C , а за отрицателна обратна връзка — чрез де-

лителя R_1 и R_2 . Когато инвертиращият вход, означен с (-), стане по-положителен от неинвертиращия (+), тогава линейният операционен усилвател преминава в другото си състояние и $e_s = -E_{нас}$. Кондензаторът C се зарежда и разрежда с напрежение, което се



Фиг. III-17

приближава асимптотично до стойността $E_{нас}$ и определя тактовата честота в зависимост от τ и напрежението за положителна обратна връзка u_f . Тази последователност на зареждане и разреждане се повтаря непрекъснато (фиг. III-17). За интервала от време $0 < t < \frac{T}{2}$ на периода T при допускане, че $Z_{вх}$ на операционния усилвател е много голямо, триънообразното трептение се определя чрез израза

$$u_n(t) = -U_n + (E_{нас} + U_n) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (\text{III-46})$$

където

$$U_n = U_f = \frac{E_{нас}}{R_1 + R_2} R_1 \text{ и } \tau = RC.$$

За времето $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ трептението ще има вида

$$u_n(t) = U_n - (E_{нас} + U_n) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (\text{III-47})$$

Периодът на трептението се определя от (III-46) за $t = \frac{T}{2}$, когато $u_n(t) = U_n$, т. е.

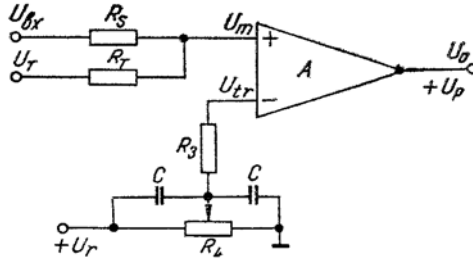
$$\begin{aligned} U_n &= -U_n + (E_{нас} + U_n) \left(1 - e^{-\frac{T}{2RC}} \right), \\ E_{нас} - U_n &= (E_{нас} + U_n) e^{-\frac{T}{2RC}}, \end{aligned} \quad (\text{III-48})$$

откъдето за периода се получава

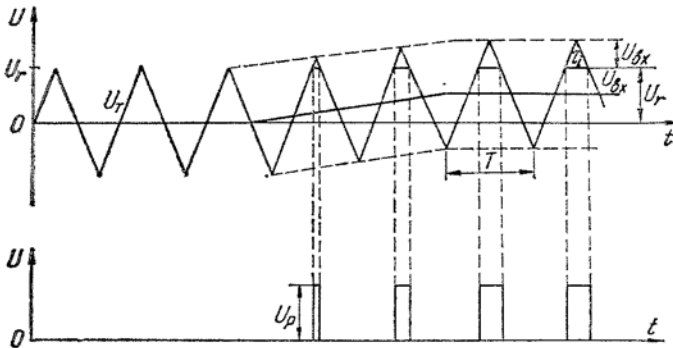
$$T = 2RC \ln \left(\frac{E_{\text{нас}} - U_{\text{л}}}{E_{\text{нас}} + U_{\text{л}}} \right). \quad (\text{III-49})$$

Честотата на тактовото трионообразно трептене ще бъде

$$f_T = \frac{1}{2RC \ln \frac{E_{\text{нас}} - U_{\text{л}}}{E_{\text{нас}} + U_{\text{л}}}} = \frac{1}{2RC \ln \frac{R_2}{2R_1 + R_2}}. \quad (\text{III-50})$$



Фиг. III-18



Фиг. III-19

Независимо че съществуват транзисторни интегрални схеми на компаратори, за целта е възможно да се използват и интегрални модули на линейни операционни усилватели. Сравняваща схема за един канал се дава на фиг. III-18. Широцинно-импулсната модулация се осъществява за входния сигнал $u_{\text{вх}}$, който именно определя широчината на импулса (както се вижда от фиг. III-19). На

пасивния вход (+) се прилагат напреженията $u_{вх}(t)$ и $u_{л}(t)$, при което се получава сумарният сигнал

$$Cu_m(t) = Au_{вх}(t) + Bu_{л}(t).$$

Той може да бъде изразен и така:

$$u_m(t) \cdot (R_T + R_S) = u_{вх}(t)R_T + u_{л}(t)R_S. \quad (III-51)$$

Опорното напрежение U_r се избира съвсем малко по-голямо от амплитудната стойност на линейно изменящото се напрежение $u_{л}(t)$, т. е. $U_r > U_{л}$. Така за входен сигнал $u_{вх}(t) = 0$ изходното напрежение на компаратора ще бъде нула. Когато $u_{вх}(t) > 0$, тогава $u_m(t) > 0$ (фиг. III-19); компараторът ще създава импулси (които ще имат една и съща амплитуда) с различна дължина, пропорционална на входния сигнал — $\tau_n = kU_{вх}(t)$. Така този канал ще произвежда положителни широчинно-импулсно модулирани сигнали. На другия канал трябва да се подаде отрицателно опорно напрежение — U_r на неинвертиращия вход (+). Сигналите се подават на инвертиращия вход, означен с (-), така той ще произвежда отрицателни импулси.

От геометрическото подобие за фиг. III-19 (и фиг. III-18) при условие, че $u_{вх} = \text{const}$ (за времето на един период) се получава

$$\tau_n = \frac{u_{вх}}{U_r} \cdot \frac{R_T}{R_T + R_S} T_T. \quad (III-52)$$

В този случай е необходимо $U_{л} = U_r$. Амплитудната стойност на $U_{л}$ трябва да бъде много по-малка от $E_{нас}$ за по-голяма линейност.

Така експоненциално изменящото се напрежение върху кондензатора C $u_{л}(t)$ ще може по-точно да се апроксимира с линейно изменящо се.

Като се използват изразите (III-49) и (III-52), се получава един израз за зависимостта на импулсната широчина от входния сигнал, опорното напрежение, съпротивлението на резисторите и напрежението за насищане при пълно отпушване на операционния усилвател, работещ в ключов режим:

$$\tau_n = \frac{u_{вх}}{U_r} \cdot \frac{2R_T RC}{R_T + R_S} \ln \left(\frac{E_{нас} - U_{л}}{E_{нас} + U_{л}} \right). \quad (III-53)$$

От (III-52) и (III-53) може да се направи извод, че τ_n е пропорционална на входния сигнал и на периода на тактовото трептене и обратно пропорционална на опорното напрежение. При намаляване на опорното напрежение ще се получи увеличение на отношението $\frac{\tau_n}{u_{вх}}$. И така, като се регулират амплитудите на

триъгълното (или трионообразно) напрежение и опорното напрежение, може да се регулира усилването на целия усилвател чрез модулятора.

III. 6. ВХОДНО СЪПАЛО НА УСИЛВАТЕЛ КЛАС D

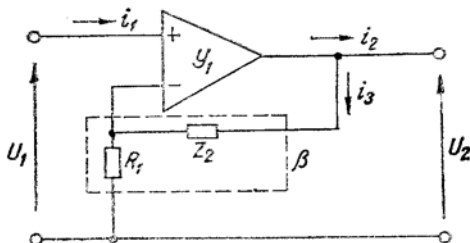
Предусилвателните стъпала, където става и дозирането на необходимия сигнал за крайните стъпала, са твърде богати по схематика. Ако се приеме едно съвременно схемно решение — интегрална схема на операционен усилвател, то ще се яви, от друга страна, и като опростяващо задачата средство.

Основната функция на входното устройство е да обезпечава голям коефициент на усилване по напрежение, голямо входно съпротивление, а също така да създава възможности за включване на верига за ООВ и за честотни корекции за комплектния усилвател. За теоретичното разглеждане на въпроса голямо улеснение създава допускането, че се използва идеален операционен усилвател с почти безкрайно голям входен импеданс, почти нулев изходен импеданс и голямо усилване по напрежение.

На фиг. III-20 се дава схема на входното устройство. За претите допускания токът през входните клеми ще бъде практически клонящ към нула и при създадената местна ООВ за интегралния усилвател напрежението между входните му клеми ще клони към нула $u_{вх} = 0$. Входът, означен с плюс (+), е за неинвертираща интегрална схема (пасивен вход), а с (-) — за инвертираща схема, т. е. активен вход на операционния усилвател.

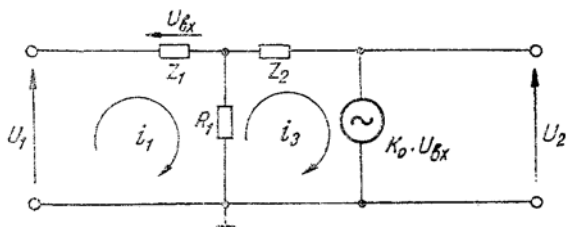
Горните допускания са валидни за схемата от фиг. III-20, където към пасивния вход на интегралния операционен усилвател се подава полезният сигнал. За така направените допускания може да се начертае опростената заместителна схема, показана на фиг. III-21. От заместителната схема се получават изразите за входния импеданс и коефициента на усилване по напрежение ($Z_{вх}$ и K_u).

Импедансът Z_2 може да включва резистор или RC -група, когато са необходими честотни корекции. RC -групата може да

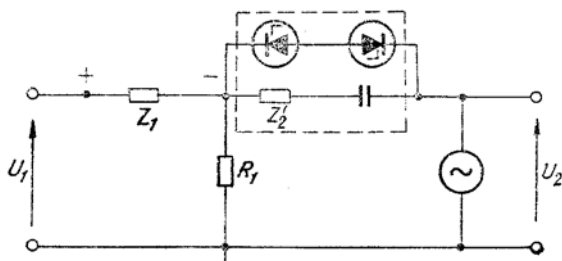


Фиг. III-20

бъде шунтирана с два ценерови диода (фиг. III-22). Ценеровите диоди ще изпълняват ограничителни функции спрямо входа, но диодното им напрежение трябва да е малко по-голямо от необходимото напрежение за стопроцентова широчинно-импулсна мо-



Фиг. III-21



Фиг. III-22

дулация, защото в противен случай това напрежение ще изпълнява роля на опорно. Като мярка за предпазване на входа на предусилвателя могат да се включат два паралелни диода.

За анализ на входния усилвател при наличието на ООВ може да се използва заместителната схема от фиг. III-21:

$$u_{вх} \approx 0;$$

$$u_1 = u_{вх} + i_3 R_1 = i_3 R_1;$$

$$i_3 = \frac{u_1}{R_1};$$

$$u_2 = i_3 (R_1 + Z_2) = \frac{u_1}{R_1} (R_1 + Z_2); \quad (\text{III-54})$$

$$K_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R_1 + Z_2}{R_1} \quad (\text{за стъпалото}). \quad (\text{III-55})$$

Това е опростеният израз за K_u . Въз основа на фиг. III-21 може да се напише:

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1(Z_1 + R_T) - i_3 R_I \\ u_2 &= i_1 R_I - i_3(R_1 + Z_2) \end{aligned} \quad (\text{III-56})$$

където

Z_1 е входният импеданс на операционния усилвател;
 Z_2 — импедансът на веригата за ООВ;
 R_I — съпротивлението на резистора.

$$\begin{aligned} u_{\text{вх}} &= i_1 Z_1, \\ u_2 &= K'_u u_{\text{вх}} = K'_u i_1 Z_1, \end{aligned} \quad (\text{III-57})$$

където

$u_{\text{вх}}$ е напрежението между входните клеми;
 u_1 и u_2 са входящото и изходящото напрежение;
 K'_u е коефициент на усилване на операционния усилвател;
 K^u — коефициент на усилване по напрежение при наличието на отрицателна обратна връзка.

За входния импеданс на усилвателя може да се напише

$$Z_{\text{вх}} = \frac{u_1}{i_1} = Z_1 + R_1 - \frac{i_3}{i_1} R_I;$$

но

$$i_3 = \frac{i_1(R_1 - K'_u Z_1)}{Z_2 + R_1},$$

следователно

$$Z_{\text{вх}} = Z_1 + R_1 - \frac{R_1(R_1 - K'_u Z_1)}{Z_2 + R_1}. \quad (\text{III-58})$$

Коефициентът на усилване по напрежение за предусилвателя ще бъде

$$\begin{aligned} K_u &= \frac{u_2}{u_1} = \frac{K'_u i_1 Z_1}{i_1(Z_1 + R_1) - i_3 R_I}; \\ K_u &= \frac{K'_u}{1 + \frac{R_1(Z_2 + K'_u Z_1)}{Z_1(Z_2 + R_1)}}. \end{aligned} \quad (\text{III-59})$$

От (III-58) и (III-59) се вижда, че за да се получи голям входен импеданс на предусилвателя и голямо усилване, е необходимо същите параметри на интегралната схема да са завишени.

Важна особеност на операционния усилвател е дрейфът на нулата, който при наличието на голям коефициент на усилване би предизвикал значителен изходен сигнал без присъствието на входен сигнал. Против това явление трябва да се вземат мерки.

III.7. ДЕМОДУЛАТОР

Ролята на това последно стъпало в усилвателите клас D е да възпроизвежда първоначалния входен аналогов сигнал в истинския му вид без каквито и да са изменения, изявиени като изкривявания от нелинеен, фазов или честотен характер.

На входа на демодулатора се подават в най-общия случай правоъгълни по форма токови или напрежителни импулси, модулирани по продължителност (ШИМ, PWM), по брой на импулсите в пакет (ПИМ), чрез сгъстяване и разреждане на поредица импулси (ФИМ) или по друг начин.

Честотата на повторение на тези тактови (превключващи, Switching) импулси, наречена още носеща, е няколко пъти по-голяма от честотата на полезния входен сигнал. Това налага усредняване на по-високочестотните почти правоъгълни импулси с цел получаване на аналоговото полезно трептение. Оттук се определя и схемната особеност на демодулатора като филтър от RLC тип. Този филтър може да бъде еднозвеноен или по-сложен, от паралелен, последователен или комбиниран тип.

За получаване на реална представа за стойностите на индуктивностите и капацитетите на филтъра в някои публикувани схеми на усилватели клас D е дадена сравнителната таблица III-1. Анализът за напрежителния пад върху товарното съпротивление за схемата на напрежително-ключовото стъпало (фиг. II-15 б) при стационарен режим [51] дава следната зависимост:

$$u_T(t) = \frac{E2\alpha}{\omega_0} \cdot \frac{e^{\frac{T}{2}} \sin \omega_0 t - \sin \left[\omega_0 \left(\frac{T}{2} - t \right) \right]}{\operatorname{ch} \left(\alpha \frac{T}{2} \right) + \cos \omega_0 \frac{T}{2}} e^{-\alpha T};$$

$$u_T(t) \approx \frac{4E}{\pi} \left[\sin \omega_0 t + \frac{\omega_0}{\alpha} \left(\frac{\omega_0 - \omega_T}{\omega_0} \right) \cos \omega_0 t \right] \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_0}{\alpha} \right)^2 \left(\frac{\omega_0 - \omega_T}{\omega_0} \right)^2},$$

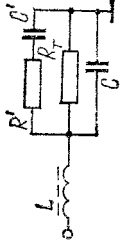
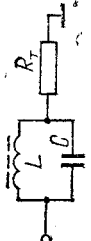
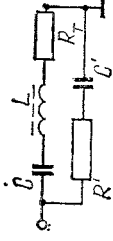
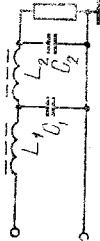
където

ω_T е тактовата честота;

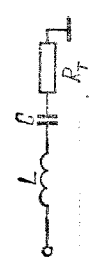
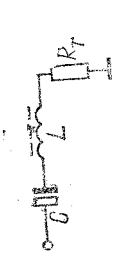

ω_0 — честотата на свободните трептения на LCR_T последователен резонансен кръг;

α — коефициентът на затихването.

Таблица III-1

№	Схема на модулятора	L, H	C, F	R _T , Ω	f _T , kHz	f _p , kHz	P _{вхл} , W	Забелжка
1		0,13 · 10 ⁻³	2 · 10 ⁻⁶	6			50 ÷ 1000	R' = 7Ω; C' = 6,6 nF
2		77 · 10 ⁻⁶	33 · 10 ⁻⁹	4,5			12	—
3		—	1000 · 10 ⁻⁶	—				R' = 4R _T
4		L ₁ = 520 · 10 ⁻⁶ L ₂ = 367 · 10 ⁻⁶	C ₁ = 5,8 · 10 ⁻⁶ C ₂ = 1,4 · 10 ⁻⁶	9,6			20	QL = 5

Продължение на таблица Ш-1

№	Схема на модулятора	L, H	C, F	R_T, Ω	$\sqrt{I_1}$, KHz	$\sqrt{I_d}$, KHz	$P_{изх.}$, W	Забелжка
5		$0,7 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-9}$	50	125	118		
6		$0,17 \cdot 10^{-3}$	$3000 \cdot 10^{-6}$	16	100		0,25	$\omega_3 C_3 R \gg 1, \omega_3 L_3 \gg 1$  $\omega_3 L_3 \gg R \gg \omega_3 L$

$$\alpha = \frac{R_T}{2L}; \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2}. \quad (\text{III-60})$$

$$0 \leq t \leq \frac{T}{2}; E = 2E_0 \text{ за еднополярни схеми.}$$

В случая, когато честотата на свободните трептения на филтъра е равна на тактовата честота, напрежението върху товарното съпротивление ще бъде равно на

$$u_T(t) = E \frac{2\alpha}{\omega_T} e^{-\alpha T/4} \operatorname{ch} \frac{\alpha T}{4} e^{-\alpha T} \sin \omega_T t. \quad (\text{III-61})$$

Токът в транзисторите ще бъде равен на нула в момента на превключването, ето защо демодулаторът LCR^T трябва да се настройва на честотата на свободните трептения, а не на честотата на последователния резонанс.

Демодулаторът (LCR_T филтър) трябва да има голям качествен фактор:

$$Q = \frac{\omega_T L}{R_T}; \omega_T = \omega_0. \quad (\text{III-62})$$

Определянето на L и C става от (III-62) и (III-60):

$$L = \frac{Q \cdot R_T}{\omega_T}; \alpha = \frac{R_T}{2L}; \quad (\text{III-63})$$

$$C = \frac{1}{L(\omega_T^2 + \alpha^2)}; \quad (\text{III-64})$$

$$R_T = \frac{U_{Tm}(t)}{i_{кп\text{ доп}}} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{2E_0}{i_{кп\text{ доп}}}.$$

Така определените елементи на демодулатора са подходящи за случаите на работа при по-високи честоти, когато работната честота е и тактова—клас D и клас DWT. При нискочестотните усилватели [51] могат да се използват зависимостите

$$L = 1,41 \frac{R_T}{\Omega_{н.ч.\text{max}}}; \quad (\text{III-66})$$

$$C = \frac{0,7}{R_T \Omega_{н.ч.\text{max}}}.$$

Формулата (III-66) се получава от (III-63) за приети означения на $\omega_T = (5-7) \Omega_{н.ч.\text{max}}$ и за $Q = 7-10$.

Ако се приеме, че демодулаторът е нискочестотен филтър, който пропуска едно трептене до третата му хармонична, а в

усилвателя се използва двукратно стъпало, което ще елиминира втората хармонична съставна на усилваното трептене следва, че към демодулатора ще се подадат първа и трета хармонична съставна от сигнала. Но като се пренебрегне нишожно малката мощност на третата хармонична, цялата полезна мощност, която може да се добие, е мощността от първата хармонична на трептението. Това допускане дава един коефициент на полезна мощност, непревишаващ 78,6% [9]. Допускането, че демодулаторът е нискочестотен филтър, се опровергава на практика, тъй като има усилватели, работещи с коефициент на полезно действие от порядъка на 80-98%.

От всичко това става ясно, че демодулаторът не е обикновен нискочестотен филтър, а трансформиращ интегратор, който преобразува мощността на импулсите от по-високочестотната част на спектъра в такава с по-ниска честота.

Демодулаторът-интегратор е важно стъпало в ключовия усилвател, защото от него зависи не само демодулирането, ко и преобразуването трансформиране. Демодулаторът определя до голяма степен и честотните и нелинейните изкривявания.

За съжаление за тази несложна в схемно отношение филтرو-ва конфигурация няма създаден ефективен математически апарат за изчисление на RLC елементите и определяне на начина за свързването им и броя на звената. Така стои въпросът с простото на вид последно стъпало на усилвателите клас D.

В литературните източници [7, 8, 9, 11 и 13] са посочени някакви математически решения, които не отговарят напълно на определението, че демодулаторът е интегриращ преобразувател. Демодулаторът може да се представи като реактивна система с комплексно съпротивление.

Въз основа на теорията за обобщените функции в литературните източници [11 и 12] са разработени математически изследвания, които използват правите и обратни преобразувания на Лаплас за анализа на демодулатор от RC тип. Този анализ е доста сложен и обемен и се използва само за изчислението на най-прост интегратор-демодулатор, състоящ се от една RC -група.

Естествено е, че такава схема все още няма практическо значение (фиг. III-23), но авторите се надяват, че този анализ ще се усъвършенствува и ще стане възможно неговото използване и за по-сложни RLC схемни решения на демодулатори.

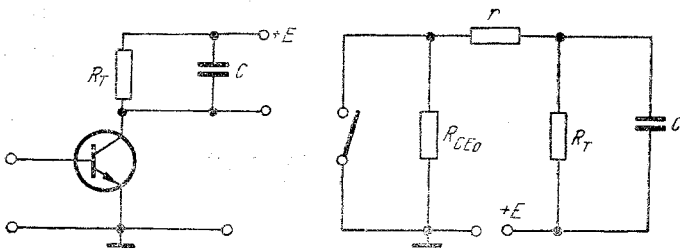
За четири модулирани импулса в един период T на модулиращото трептене за капацитета на кондензатора се получава

$$C = \frac{2T}{R_T}.$$

При по-голям брой импулси оптималният капацитет на кондензатора ще бъде

$$C = \frac{2T \sin \frac{2\pi}{\mu}}{1 + \sin \frac{2\pi}{\mu}}; \quad 4 < \mu < \infty. \quad (\text{III-67})$$

$$R_T \ln \frac{\mu}{1 - \sin \frac{2\pi}{\mu}}$$



Фиг. III-23

За $\mu = 6$ броя импулси в период $C = 1,54 \frac{T}{R_T}$. От анализа за нелинейните изкривявания в [11] се получава, че за 1% нелинейни изкривявания на изходящия сигнал е необходимо тактовата честота да бъде 16 пъти по-висока от най-високата честота F_θ на усиления сигнал. Това е естествено, но при използване на по-сложни схеми с индуктивно-капацитивни елементи е възможно да се получат незначителни изкривявания и при по-малки съотношения на тези честоти, например $f_T = (5-10) F_\theta$.

Поради липсата на математически апарат за определяне на елементите на по-сложни схеми на демодулатори ще се използват изразите от (III-60) до (III-69).

За получаване на висок к. п. д. на филтъра е необходимо

$$r_L \ll R_T. \quad (\text{III-68})$$

За да се получи малък коефициент на предаване на филтъра, трябва да е изпълнено условието

$$\frac{1}{\omega C} \ll \omega L; \quad \frac{1}{\omega C} \ll R_T. \quad (\text{III-69})$$

Коефициентът на изглаждане се определя от

$$q = \frac{\omega L}{1} = \frac{X_L}{X_C} = \omega^2 CL;$$

$$q' = q - 2 = \omega^2 LC - 2. \quad (\text{III-70})$$

Последният коефициент е получен при пренебрегване на капацитивното съпротивление на следващия филтър в случаите на употреба на многозвенни филтри. В тези случаи за произведението на еквивалентните капацитет и индуктивност се дава зависимостта (III-71), от която може да се определят L , C , L_e и C_e на еднозвено и многозвено филтър.

$$LC = \frac{q+2}{\omega^2};$$

$$L_e C_e = \frac{n^2 \sqrt{q+2n^2}}{\omega^2}; \quad (\text{III-71})$$

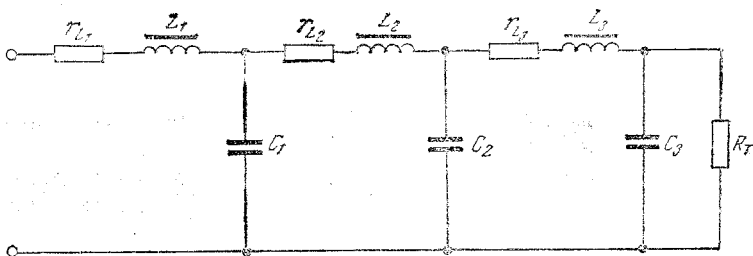
n е броят на звената на филтъра;
 q — приетият коефициент на изглаждане;
 ω — честотата на първата хармонична.

На фиг. III-24 е даден един тризвено филтър. Коефициентът на изглаждане за три звена се приема обикновено $q = 1000$. Следват два примера за определяне $L \cdot C$ и $L_e \cdot C_e$:

$$LC = \frac{q+2}{\omega_T^2} = \frac{1002}{(2\pi 10^5)^2} = 2,55 \text{ [mH} \cdot \mu\text{F]}.$$

За тризвено филтър

$$L_e C_e = \frac{3^2 \sqrt{1000+2 \cdot 3^2}}{(2\pi 10^5)^2} = 0,274 \text{ [mH} \cdot \mu\text{F]}.$$



Фиг. III-24

От (III-69) за капацитета и индуктивността се получава

$$C \geq \frac{1}{\omega_T R_T};$$

$$L \geq \frac{1}{\omega_T^2 C};$$

$$f_T = 100 \text{ kHz}; R_T = 4 \Omega \text{ и } C \geq 0,4 \mu\text{F};$$

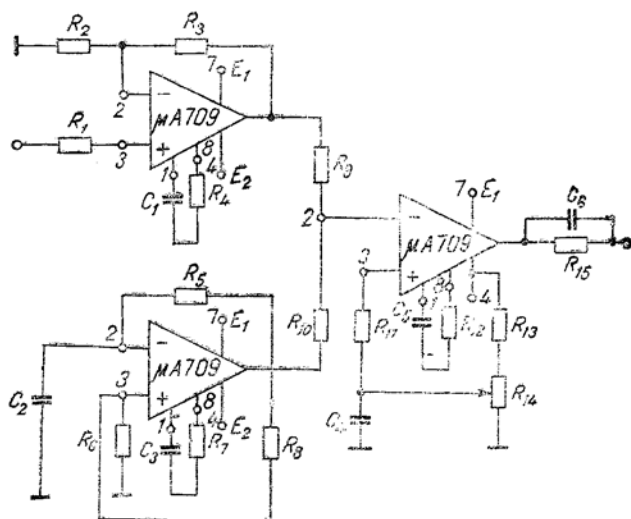
при избран капацитет $C = 5 \mu\text{F}$, $L = 0,51 \text{ mH}$.

Ако филтърът е тризвено с еднакви индуктивности и капацитети, ако се избере $C_e = 0,5 \mu\text{F}$, тогава $L_e = 0,55 \text{ mH}$.

Глава четвърта

IV.1. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ДАННИ ЗА УСИЛВАТЕЛ КЛАС D

На практика получаването на схемно решение, което да удовлетвори теоретическите възможности на усилвателите клас D, представлява много голям интерес. Практическите резултати са получени от схеми, използващи модулаторни стъпала, изпълнени както с транзистори, така и с операционни усилватели. Крайните стъпала са безтрансформаторни предимно с галванична връзка. Едно примерно изпълнение на широчинно-импулсен модулатор с

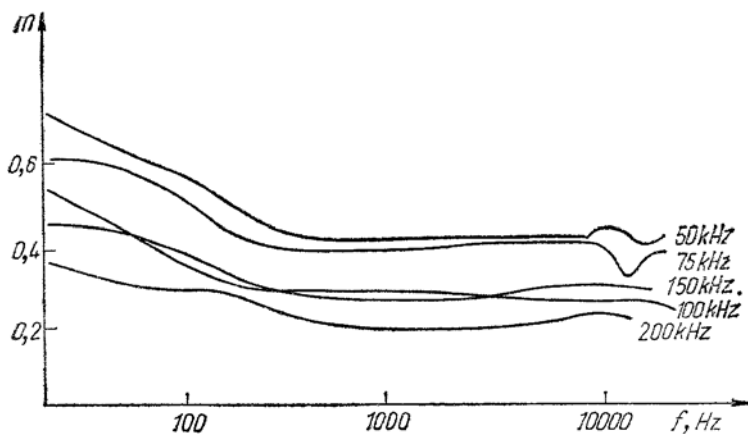


Фиг. IV-1

операционни усилватели се посочва на фиг. IV-1. Модулаторът е съставен от предусилвател, генератор на линейно изменящо се напрежение с форма на триъгълник и компаратор. Използваните безтрансформаторни крайни стъпала са в транзисторно изпълне-

ние. Генераторът на триъгълно напрежение е изпълнен е операционен усилвател от типа $\mu A709$ или други по-висококачествени типове по схема на симетричен мултивибратор-автогенератор с период на повторение

$$T = 2RC \ln \left[\frac{U_{CEsat} - U_T}{U_{CEsat} + U_T} \right] = 2RC \ln \frac{R_2}{2R_1 + R_2}.$$



Фиг. IV-2

Опорното тактово напрежение за компаратора ($E_{оп}$) се избира малко по-голямо от амплитудата на полезния сигнал. Широчината на правоъгълните импулси е зависима от входния сигнал, периода и амплитудата на триъгълното по форма напрежение. При двуфронтна модулация тя се изразява така:

$$\tau_{in} = \tau_n = \frac{h_1 u_{вх} (2n - 1) T_T}{U_n},$$

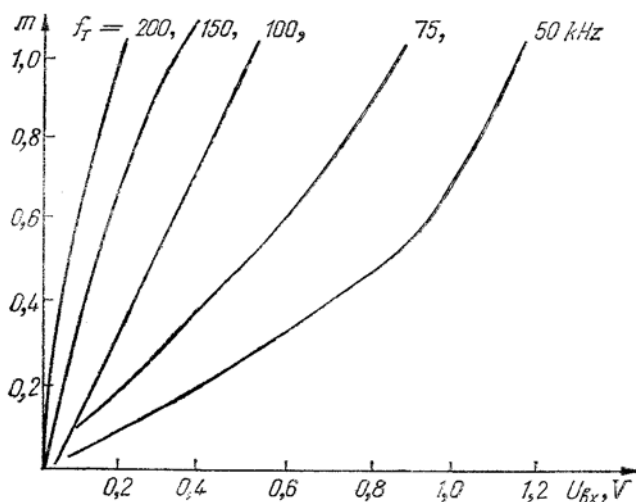
където

$$u_{вх} h_1 = u_i; \quad U_n = E_{оп}.$$

С посочената комбинация от широчинно-импулсен модулатор и транзисторно крайно стъпало (от посочените в първа глава) с двойка транзистори 2N3055 се получава изходяща мощност, по-голяма от 150 W.

На следващите графики са дадени резултатите от експерименталните изследвания. На фиг. IV-2 се дава зависимостта на

коэффициента на ШИМ от честотната лента. На чертежа са посочени пет графики при параметър честотата на тактовото напрежение. Вижда се, че при 100 kHz се получава задоволителна линейност. Интересен е фактът, че за честота 100 Hz на полезния

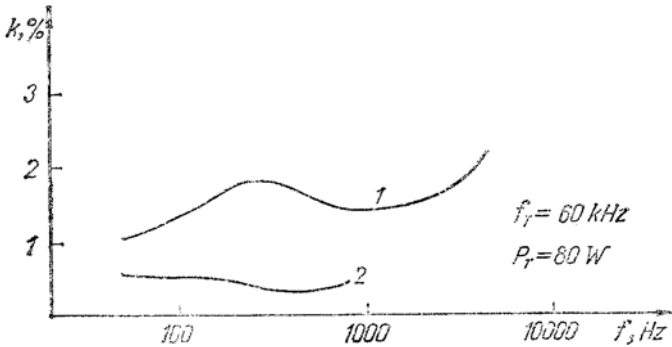


Фиг. IV-3

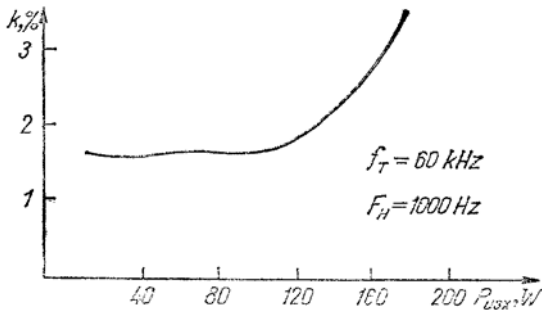
сигнал един полупериод се получава от 1000 импулса при $f_T = 100$ kHz. За образуването на един полупериод на полезния сигнал при честота 1000 Hz са необходими 100 импулса при същата тактова честота. При 10 kHz полупериодът се образува от 10 импулса и т. н. От това следва, че ниските честоти са облагодетелствувани и както се вижда от фиг. IV-2, те са приповдигнати. Неравномерностите на характеристиките се дължат на честотните свойства на операционните усилватели и резонанса на демодулатора.

На фиг. IV-3 се дава зависимостта на коефициента на ШИМ от входния сигнал при параметър същите пет тактови честоти 50, 75, 100, 150 и 200 kHz. Тук, също както и в предишния случай, най-голяма линейност се получава при тактова честота 100 kHz. С увеличаване на тактовата честота амплитудите на ЛИН намаляват, така че при запазване на константен входен сигнал съотношението му спрямо амплитудата на ЛИН се изменя и се увеличава дълбочината на модулацията.

Изменението на коефициента на нелинейните изкривявания в зависимост от честотната лента се посочва на фиг. IV-4 при $f_T = 60 \text{ kHz}$ и изходяща мощност 80 W . Кривата **1** се отнася за еднозвонен филтър-демодулятор, а **2** — за многозвонен. Амплитуди-



Фиг. IV-4



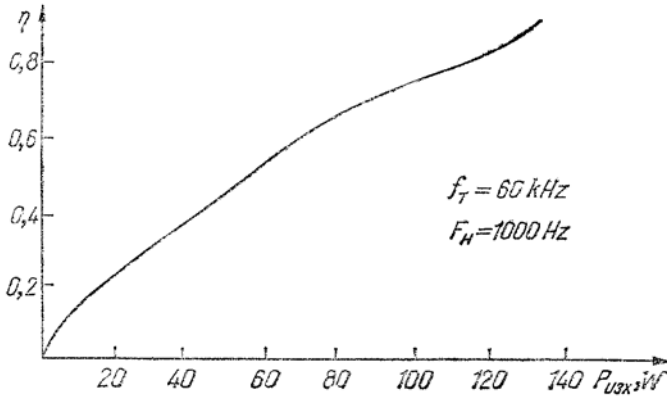
Фиг. IV-5

те на високочестотните хармонични съставни се намаляват по стойност, когато правоъгълното трептене се демодулира чрез многозвонен демодулятор, а някои от тях се елиминират. Така модулирането на нискочестотния сигнал от правоъгълните импулси с тактова честота може да се сведе до минимум (фиг. IV-13).

При еднозвонен Г-образен демодулятор се забелязва резонансен ефект в честотната лента от 100 Hz до 1000 Hz за този случай. Личи пропускането и на хармонични съставни в обхвата на по-високите честоти от лентата на усилване, чрез което се по-

лучават по-големи стойности за коефициента на нелинейните изкривавания.

На фиг. IV-5 е посочена получената зависимост на коефициента на нелинейните изкривавания от изходящата мощност при по-



Фиг. IV-6

лезен сигнал с $F_H = 1000$ Hz и тактово трептене с $f_T = 60$ kHz.

Повишението на стойността на клирфактора с увеличаване на мощността се дължи на насищането на дросела, намалението на стойността на качествения фактор и изменението на индуктивността, вследствие на което се изменят резонансните свойства на демодулатора и се пропускат хармонични съставни към товара.

Изменението на к.п.д. в зависимост от нарастването на изходящата мощност е показано на фиг. IV-6. Тази крива е получена при тактово трептене с $f_T = 60$ kHz и полезен нискофреkwентен сигнал 1000 Hz.

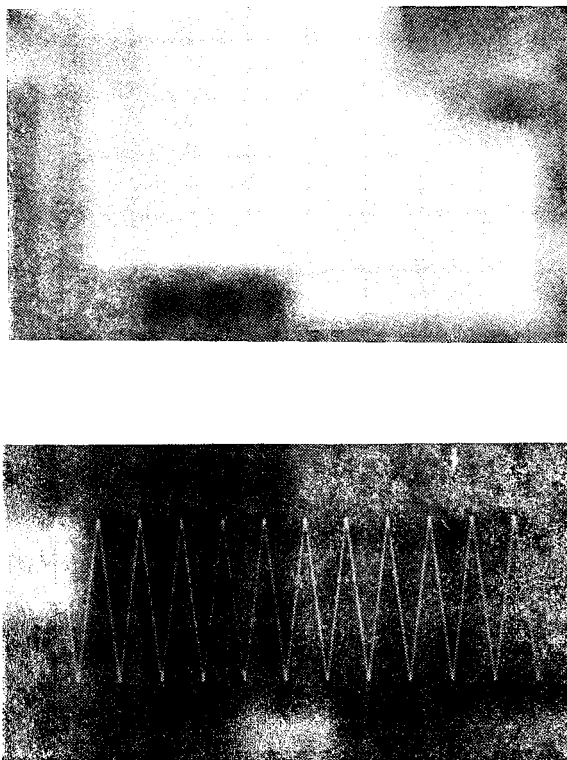
Коефициентът на полезно действие в зависимост от $P_{изх}$ се определя от израза

$$\eta = \frac{(2E_0 - 2U_{CE sat})^2 m^2 T}{(2E_0 - 2U_{CE sat})^2 m^2 T + 16\tau_n U_{CE sat} (2E_0 - U_{CE sat}) + 16R_T \tau_2 (2E_0 - U_{CE sat})'_{CEO}}$$

Повишаването на захранващото напрежение, а оттам и намаляването на стойността на коефициента $U_{CE sat} / E_0$ позволява к.п.д. да нарасне до максимално възможната практическа стойност.

Практическите резултати са получени при използването на ШИМ, осъществена при сравняването на синусоидален входен

сигнал с триъгълно ЛИН, показано на фиг. IV-7 и фиг. IV-8. Осцилограмите са заснети при $f_T = 60$ kHz. За да се получи линейно изменящо се напрежение при по-висока честота със задоволително праволинейни фронтове и без заобляне на ъглите, са

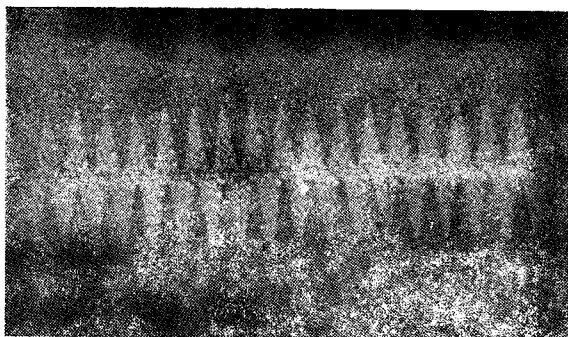


Фиг. IV-8

необходими високочестотни операционни усилватели. На фиг. IV-9 е дадена осцилограма на модулирано триъгълно напрежение с коефициент (дълбочина) на модулация около 100 %.

Получените правоъгълни импулси след модулятора се усилват от крайното стъпало, което работи в ключов режим. Осцилограми на широчинно-импулсно модулирани и след това усилени правоъгълни импулси са дадени на фиг. IV-10 и фиг. IV-11.

На фиг. IV-12 са показани ШИМ сигнали, получени на изхода на крайното стъпало и синусоидален изходен сигнал, взет след демодулатора от товарния резистор. Осцилограмата е заснета с двулъчев осцилограф. Ясно личи недостатъчната демодуляция



Фиг. IV-9

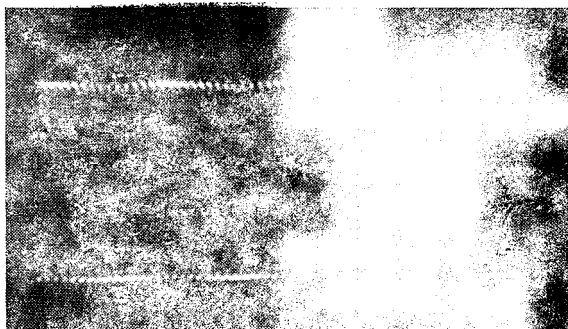


Фиг. IV-10

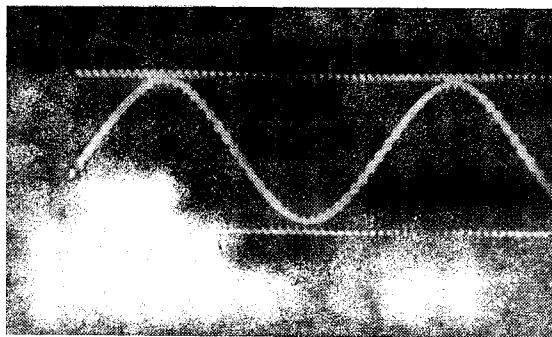
Синусоидалният сигнал съдържа пълнеж с честота, равна на тактовата. Такъв пълнеж е показан на фиг. IV-13 при разтегляне на осцилограмата и за $i_{вх} = 0$.

На фиг. IV-14 е показана интересна осцилограма, получена с двулъчев осцилограф. Демодуляцията е за самата тактова честота. На практика е получен усилвател клас DWT, който може да бъде използван за индукционно нагряване, за крайно стъпало на радиопредаватели и други цели.

Предшните осцилограми се отнасят за ключов едноканален двутактен усилвател, използващ двустранна широчинно-импулсна модулация (цялото определение може да се изрази с буквената комбинация ADw).



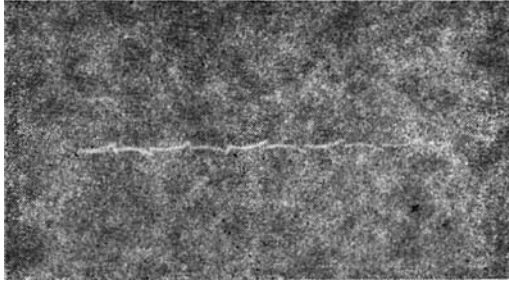
Фиг. IV-11



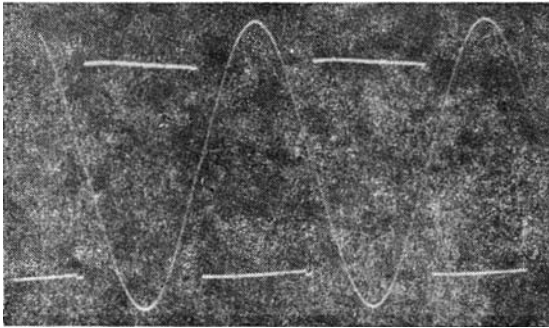
Фиг. IV-12

За такъв усилвател е показана осцилограмата на фиг. IV-15 за изходното напрежение, заснета при товар 4Ω и полезна мощност 100 W.

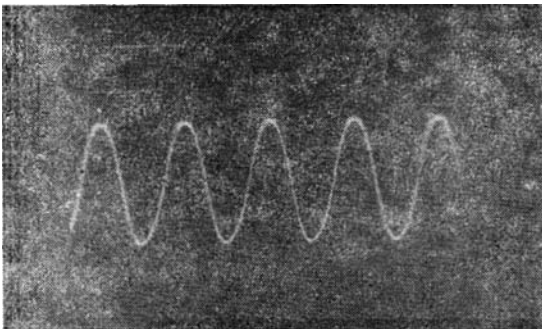
В заключение може да се каже, че получените резултати могат да послужат като база за разработка на нови схемни решения при използването на интегрални елементи и в.ч. ключови



Фиг. IV-13



Фиг. VI-14



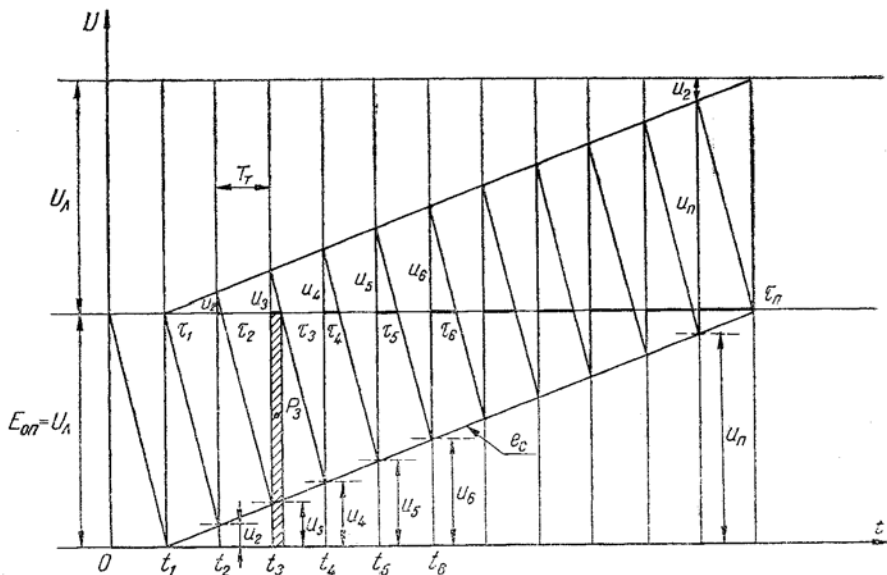
Фиг. IV-15

транзистори с минимални остатъчни напрежения и параметри, удовлетворяващи изискванията на тези усилватели в конкретните области на приложение.

IV.2. НЯКОИ СВОЙСТВА НА ШИРОЧИННО -ИМПУЛСНАТА МОДУЛАЦИЯ

Поставената в този раздел цел е да се определи по какъв начин влияят честотата и видът на едно линейно изменящо се трептене върху широчинно-импулсната модулация. Предлага се един геометрически способ, въз основа на което се правят няколко полезни извода.

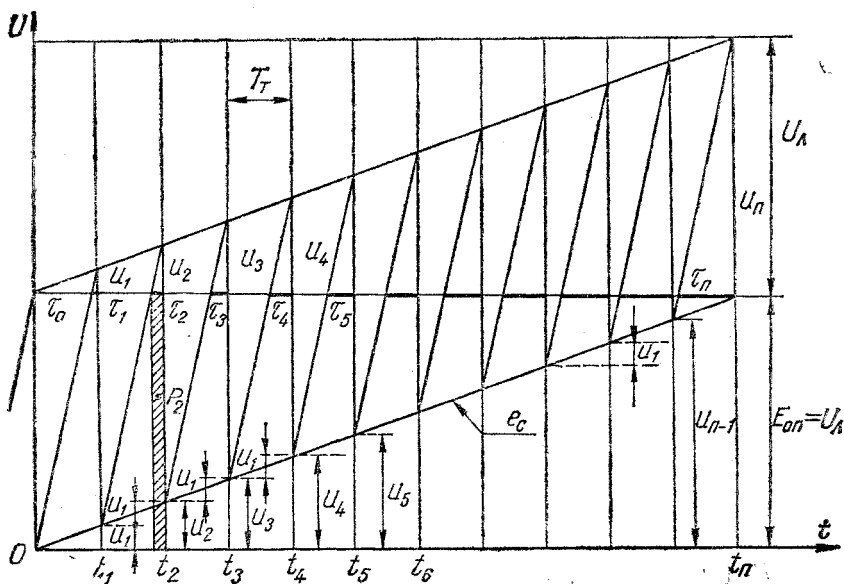
Знае се, че за широчинно-импулсна модулация, осъществена с помощта на линейно изменящо се напрежение, се използват три основни начина. При първия начин модулацията се извърш-



Фиг. IV-16

ва по преден фронт (фиг. IV-17) — наклоненият преден фронт осъществява модулацията, а задният стръмен фронт фиксира тактовия период. Вторият начин на модулация е по заден фронт — фиг. IV-16, а при третия модулацията се осъществява по преден и по заден фронт — фиг. IV-18.

Нека за опростяване на изводите да се приеме, че линейно изменящото се напрежение е със строго линейна форма, което на практика се постига с голямо приближение. Приема се също, че съществува опорно (прагово) напрежение E_{on} , равно по стойност на амплитудата на линейно изменящото се напрежение.



Фиг. IV-17

Подаденият на входа на широчинно-импулсния модулатор сигнал се смесва с линейно (триъгълно или трионообразно) изменящо се напрежение и го измества в съответствие с конфигурацията си. При наличието на опорно напрежение (E_{on}) компаратор-модулатор ще „реже“ върховете на ЛИН в моментите, когато сумарната стойност на двете напрежения надвиши тази на опорното напрежение. Широчините на изрязаните „триони“ или „триъгълници“ са пропорционални на големината на входния сигнал.

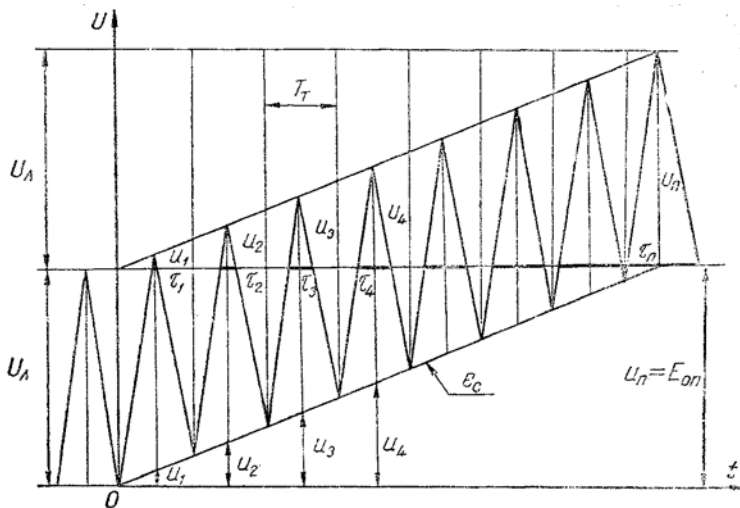
В примерите се приема, че входното напрежение (e_c) се изменя линейно. От фиг. IV-16 се вижда, че

$$u_1 = 0, u_3 = 2u_2; u_4 = u_3 + u_2 = 3u_2 \dots; u_n = (n-1)u_2.$$

$$\tau_1 = 0; \tau_2 = \frac{u_2 T_T}{E_{\text{оп}} + u_2 - u_3} = \frac{u_2 T_T}{E_{\text{оп}} - u_2} = k_1 u_2 = A;$$

$$\tau_3 = \frac{u_3 T_T}{E_{\text{оп}} + u_3 - u_4} = \frac{2u_2 T_T}{E_{\text{оп}} - u_2} = 2k_1 u_2 = 2A;$$

$$\tau_n = \frac{u_n T_T}{E_{\text{оп}} + u_n - u_{n+1}} = \frac{(n-1)u_2 T_T}{E_{\text{оп}} - u_2} = (n-1)k_1 u_2 = (n-1)A, \quad (\text{IV-1})$$



Фиг. IV-18

където

T_T е периодът на тактовите импулси;

$E_{\text{оп}}$ — опорното (праговото) напрежение;

u_1, u_2, u_3, \dots са стойности на входния сигнал във функция от времето; $u_k = e_c(t_k) = u_{\text{вх}} h_k$;

$\tau_1, \tau_2, \tau_3, \dots$ — продължителности на импулсите, т. е. елементите на ШИМ; $\tau_k = \tau_u(t_k)$.

За мощностите, които съответствуват на времената t_1, t_2, \dots t_n може да се напише:

$$\begin{aligned}
P_1 &= aY_{sat}\tau_1 = 0; \quad P_2 = aY_{sat}\tau_2 = aY_{sat}A; \\
P_3 &= aY_{sat}\tau_3 = aY_{sat}2A = 2P_2; \\
P_4 &= aY_{sat}\tau_4 = aY_{sat}3A = 3P_2; \\
&\vdots \\
P_n &= aY_{sat}\tau_n = aY_{sat}(n-1)A = (n-1)P_2, \quad (IV-2)
\end{aligned}$$

където

Y_{sat} е функция на тока и напрежението при насищане;
 a — константа, зависи от входния сигнал.

Извод № 1: При ШИМ по заден фронт, осъществена чрез линейно изменящо се трионообразно напрежение, продължителността на импулсите и мощността са линейни функции на входния сигнал.

За ШИМ по преден фронт, която се илюстрира с фиг. IV-17, може да се напише следното:

$$\begin{aligned}
u_2 &= 2u_1, \quad u_3 = u_2 + u_1 = 3u_1, \dots, \quad u_n = nu_1; \\
\tau_1 &= \frac{u_1 T_\tau}{E_{он} + u_1} = B; \quad \tau_2 = \frac{u_2 T_\tau}{E_{он} + u_2 - u_1} = \frac{2u_1 T_\tau}{E_{он} + u_1} = 2B; \\
\tau_3 &= \frac{u_3 T_\tau}{E_{он} + u_3 - u_2} = \frac{3u_1 T_\tau}{E_{он} + u_1} = 3B; \\
&\vdots \\
\tau_n &= \frac{u_n T_\tau}{E_{он} + u_n - u_{n-1}} = \frac{nu_1 T_\tau}{E_{он} + u_1} = nB. \quad (IV-3)
\end{aligned}$$

По отношение на мощностите, които при ключов режим могат да се определят като линейна функция на площите, може да се напише:

$$\begin{aligned}
P_1 &= aY_{sat}\tau_1 = aY_{sat}B; \\
P_2 &= aY_{sat}\tau_2 = aY_{sat}2B = 2P_1; \\
P_3 &= aY_{sat}\tau_3 = aY_{sat}3B = 3P_1; \\
&\dots\dots\dots \\
P_n &= aY_{sat}\tau_n = aY_{sat}nB = nP_1. \quad (IV-4)
\end{aligned}$$

Извод № 2: При ШИМ по преден фронт, осъществена чрез линейно изменящо се трионообразно напрежение, продължител-

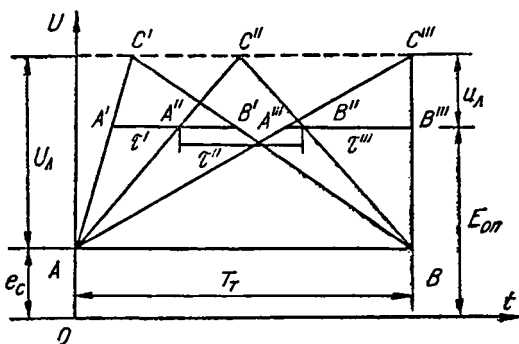
ността на импулсите и мощността са линейни функции на входния сигнал.

Въз основа на фиг. IV-18 могат да се напишат следните равенства:

$$\begin{aligned}
 u_2 &= 3u_1; \quad u_3 = 5u_1; \quad u_4 = 7u_1; \quad \dots \quad u_n = (2n-1) u_1; \\
 \tau_1 &= \frac{u_1 T_T}{E_{\text{он}} - u_1} = C; \quad \tau_2 = \frac{u_2 T_T}{E_{\text{он}} - u_1} = \frac{3u_1 T_T}{E_{\text{он}} - u_1} = 3C; \\
 \tau_3 &= \frac{u_3 T_T}{E_{\text{он}} - u_1} = \frac{5u_1 T_T}{E_{\text{он}} - u_1} = 5C; \\
 \tau_n &= \frac{u_n T_T}{E_{\text{он}} - u_1} = \frac{(2n-1)u_1 T_T}{E_{\text{он}} - u_1} = (2n-1)C.
 \end{aligned}
 \tag{IV-5}$$

За мощностите може да се напише:

$$\begin{aligned}
 P_1 &= aY_{\text{sat}} \tau_1 = aY_{\text{sat}} C; \\
 P_2 &= aY_{\text{sat}} \tau_2 = aY_{\text{sat}} 3C = 3P_1; \\
 P_3 &= aY_{\text{sat}} \tau_3 = aY_{\text{sat}} 5C = 5P_1; \\
 &\dots \dots \dots \\
 P_n &= aY_{\text{sat}} \tau_n = aY_{\text{sat}} (2n-1)C = (2n-1) P_1.
 \end{aligned}
 \tag{IV-6}$$



Фиг. IV-19

Извод № 3: При двуфронтна ШИМ, осъществена чрез линейно изменящо се триъгълно напрежение, широчините на получени-

те импулси и съответстващите им мощности са линейни функции на модулиращия входен сигнал.

Интересно е да се определи какви ще бъдат съотношенията между импулсните ширини τ' , τ'' и τ''' при различни наклони на фронтите за един и същ период. Това е показано на фиг. IV-19, където e^c е входният сигнал, E_{on} — опорното прагово напрежение, U^a — амплитудата на линейно изменящото се напрежение (u^a — моментната стойност), T_τ — периодът на таковото напрежение, а τ' , τ'' и τ''' са продължителностите на импулсите, т. е. времето за отпушено състояние на драйвера и крайното стъпало.

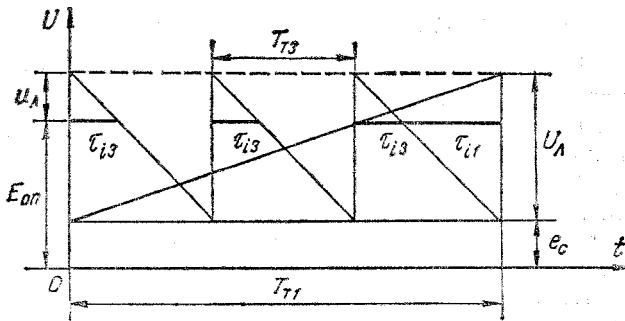
За удобство се приема, че входният сигнал остава постоянен за целия период. От подобие на малките и големите триъгълници ABC' , $A'B'C''$, ABC''' , $A''B''C'''$ и $A'''B'''C'''$ следва:

$$\frac{\tau'}{T_\tau} = \frac{u^a}{U^a}; \quad \frac{\tau''}{T_\tau} = \frac{u^a}{U^a}; \quad \frac{\tau'''}{T_\tau} = \frac{u^a}{U^a};$$

$$\tau' = \tau'' = \tau''' = \tau_i = \frac{u^a T_\tau}{U^a}. \quad (IV-7)$$

Извод № 4: Относителната импулсна широчина за даден период от време при ШИМ остава една и съща за всякакви наклони на триъгълното или трионообразното линейно изменящо се напрежение.

От фиг. IV-20 и фиг. IV-21 може да се прецени как влияе честотата на линейно изменящото се напрежение върху широчините на импулсите при едно и също време на разглеждане. За



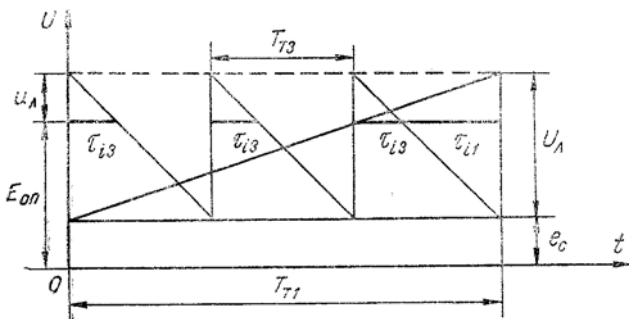
Фиг. IV-20

опорно време се избира периодът на по-нискофреkwентното ЛИН. На фиг. IV-20 f_3 - $2f_1$, а на фиг. IV-21 съотношението на честоти-

те е $f_3=3f_1$. От подобие на триъгълниците от фиг. IV-20 може да се напише:

$$\tau_{i1} = \frac{u_n T_T}{U_n}; \tau_{i2} = \frac{u_n T_T}{U_n 2} = \frac{\tau_{i1}}{2}; \tau_{i1} = 2\tau_{i2}.$$

От фиг. IV-21 следва:



Фиг. IV-21

$$\tau_{i1} = \frac{u_n T_T}{U_n}; \tau_{i3} = \frac{u_n}{U_n} \cdot \frac{T_T}{3}; \tau_{i1} = 3\tau_{i3};$$

следователно

$$\tau(f_1) = 2\tau(f_2) = 3\tau(f_3) = \dots = n\tau(f_n),$$

където

$$f_2 = 2f_1; \quad f_3 = 3f_1; \quad \dots; \quad f_n = nf_1.$$

Извод № 5: При ШИМ, осъществена с помощта на константен сигнал при зададен интервал от време, сумата от широчините на импулсите се запазва същата независимо от честотата на тактовото напрежение.

Извод № 6: Изходящата мощност се запазва винаги една и съща при различни честоти на превключване.

Естествено на практика това не е напълно вярно, защото с повишаване на тактовата честота загубите от превключванията се увеличават.

Извод № 7: Честотната нестабилност на напрежението с тактова честота при ШИМ не оказва влияние на дълбочината на модулацията.

Като заключение може да се каже, че са направени седем много съществени извода за широчинно-импулсната модулация

осъществена с помощта на линейно изменящо се напрежение. Независимо че изводите са направени за константен сигнал, те важат и за променлив сигнал. Линейната зависимост на изходния сигнал от продължителността на импулсите се запазва както за синусоидални, така и за несинусоидални входни сигнали.

Изводите са направени за опорно-порово напрежение, равно на амплитудната стойност на ЛИН ($U_{л} = E_{оп}$), това е необходимо условие за осъществяване на модулация с коефициент от нула до единица. Ако $E_{оп} < U_{л}$, ще се получава винаги някаква модулация и без подаден входен сигнал. При $U_{л} < E_{оп}$ няма да може да се постигне 100 % дълбочина на модулацията.

На фиг. IV-22 са начертани три вида ЛИН с три различни честоти и форми, с което се дава възможност да се направи сравнение за влиянието както на формата, така и на честотата върху ШИМ

Независимо че $u_{1л}$ е с триъгълна форма, а $u_{3л}$ и $u_{6л}$ с триообразна и че те имат различни честоти, сумарната дължина на импулсите за периода T_T (T_3) или за друго време остава една и съща.

За случая $\tau_{11} = 3\tau_{13} = 6\tau_{16}$ (за $E_{оп}$), а също $\tau'_{11} = 3\tau'_{13} = 6\tau'_{16}$ (за $E'_{оп}$).

Като заключение може да се направи още един извод, който е следствие на направените вече и на съществуващата права пропорционалност между импулсните широчини и изходящия сигнал.

Извод № 8: Поради доказаната линейна зависимост между входния сигнал, продължителността на импулсите при ШИМ и импулсната мощност при усилвателите клас D съществува линейна зависимост между входния и изходния сигнал.

От този извод следва, че от теоретическа гледна точка усилвателите клас D не създават нелинейни изкривявания, т. е. $k=0$. На практика съществуват причини за възникване на нелинейни и интермодулационни изкривявания, но те могат да бъдат сведени до минимум.

IV. 3. ГРАФИЧНИ ЗАВИСИМОСТИ ЗА УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС D, ПОЛУЧЕНИ ОТ ЕИМ

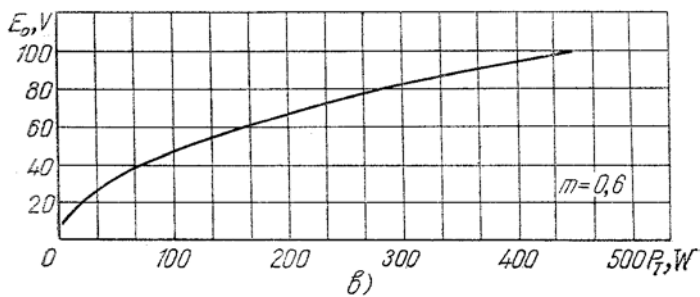
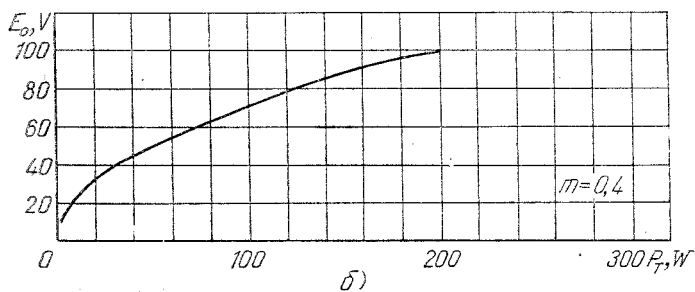
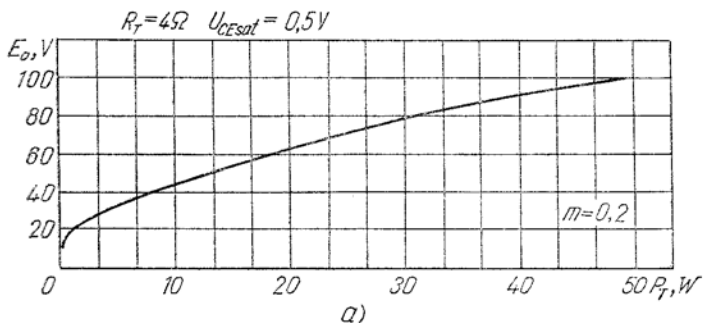
1. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ФОРМУЛАТА ЗА ИЗХОДЯЩАТА МОЩНОСТ

Като се използват математически изрази, изведени във втора глава и с помощта на специално съставени програми на алгоритмичния език FORTRAN IV са получени голям брой зависимости,

удобни за оценка на отделни параметри на усилвателите клас D.

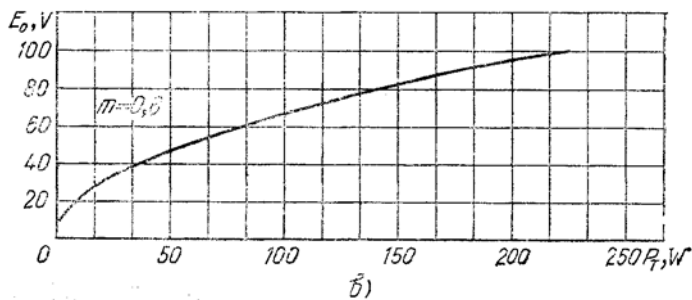
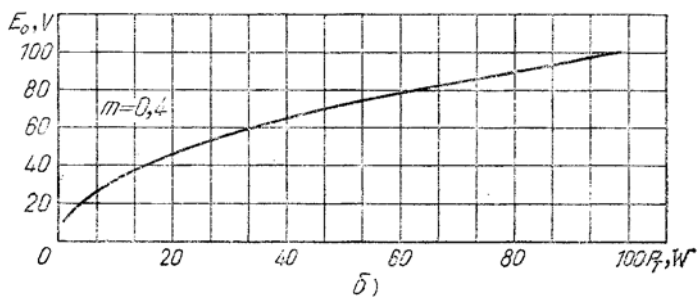
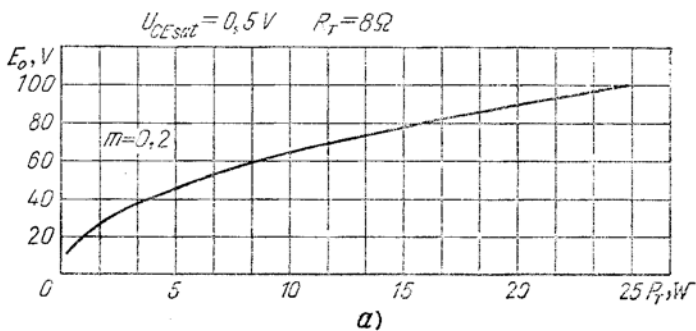
Първите зависимости са получени от формулата за изходящата мощност

$$P_T = \frac{(E_0 - U_{CE sat})^2 m^2}{2R_T}$$



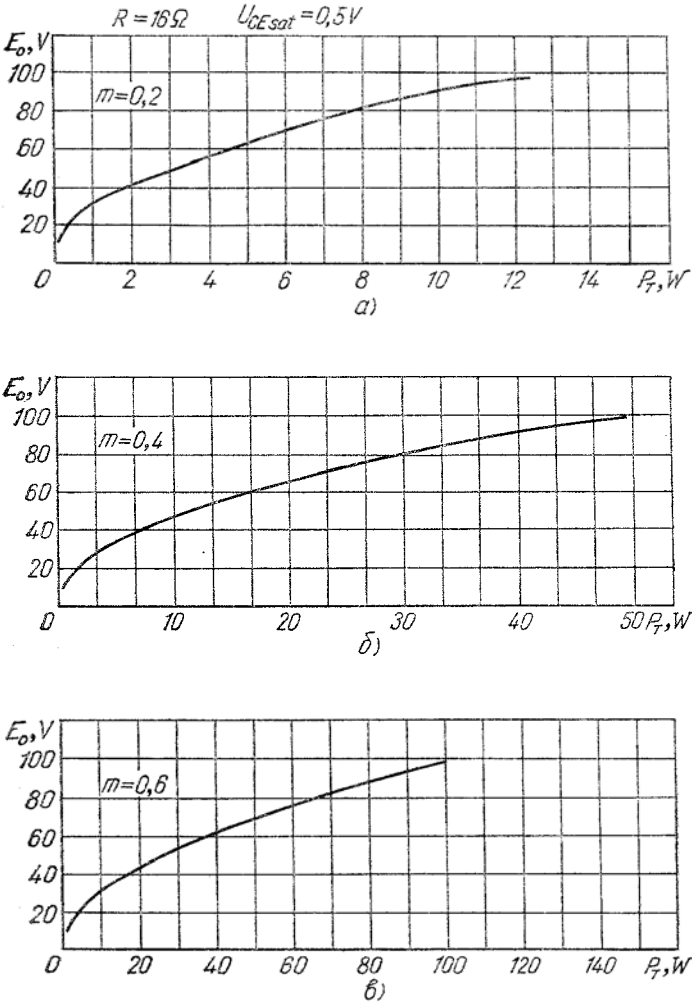
Фиг. IV-23

Тази формула е валидна за усилвателите клас ADw и BDvv. Получени са множество зависимости за изходящата мощност като функция на захранващото напрежение, напрежението при насищане, товарното съпротивление и коефициента на модулация. Останали-



Фиг. IV-24

те величини са взети като параметър с неизменни стойности. Като са използвани само една част от получените числени стойности на тези зависимости, са начертани съответните графики.

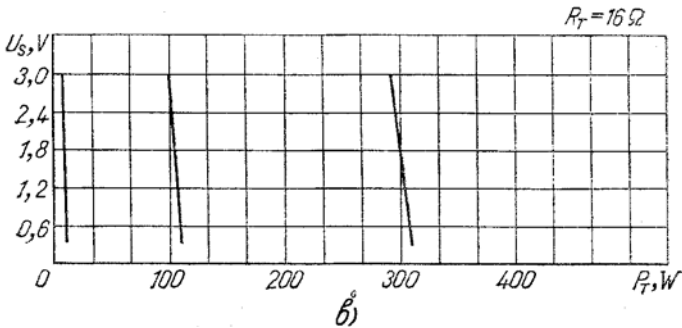
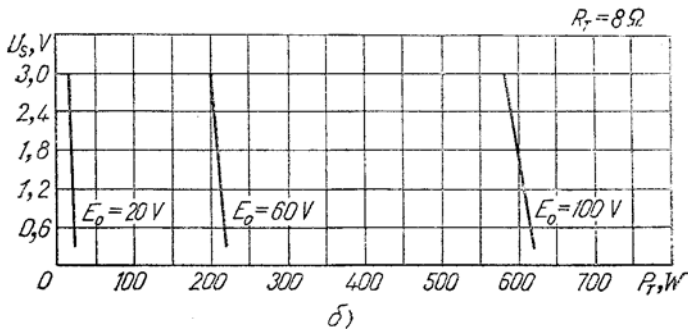
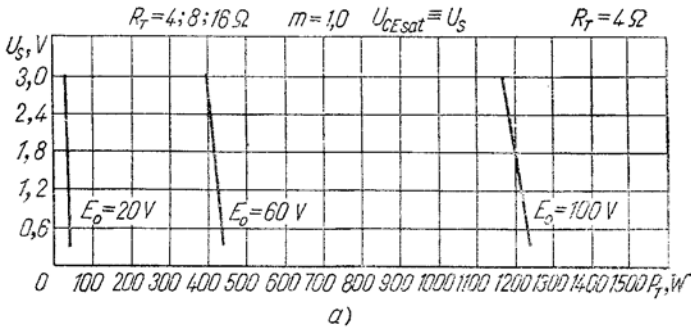


Фиг. IV-25

На фиг. IV-23 са дадени три зависимости на изходящата мощност P_T от E_0 при параметри $U_{CEsat} = 0,5V$, $R_t = 4\Omega$ и от $m = 0,2, 0,4$

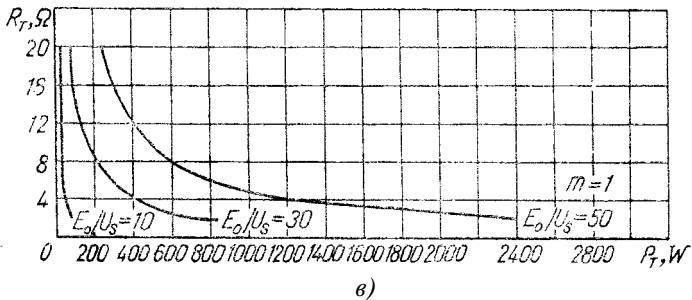
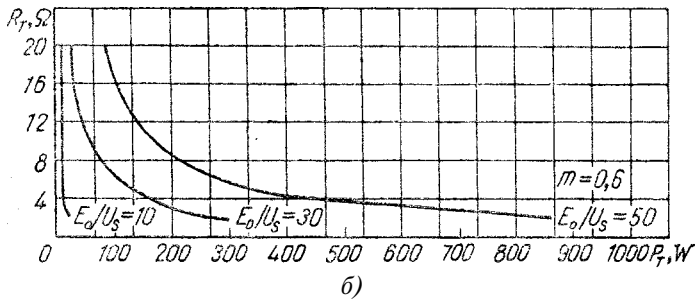
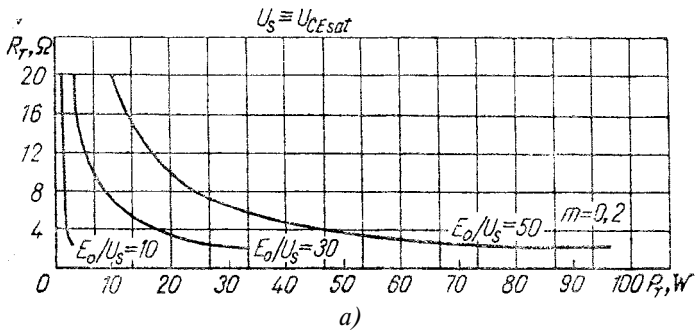
и 0,6. Вижда се, че с увеличаването на захранващото напрежение изходящата мощност расте параболично.

Увеличаването на степента на модулация довежда до повишаване на изходящата мощност. Така например за $m = 0,2$; $P_T = 50W$, при $m = 0,4$ изходящата мощност се увеличава на



Фиг. IV-26

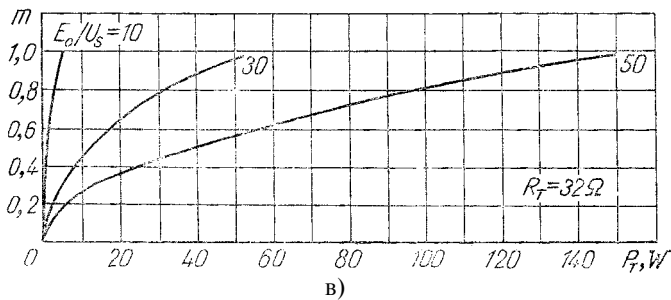
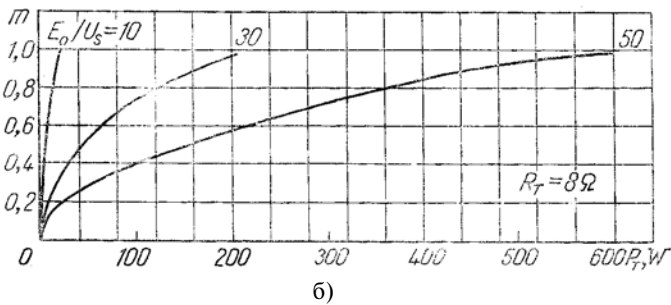
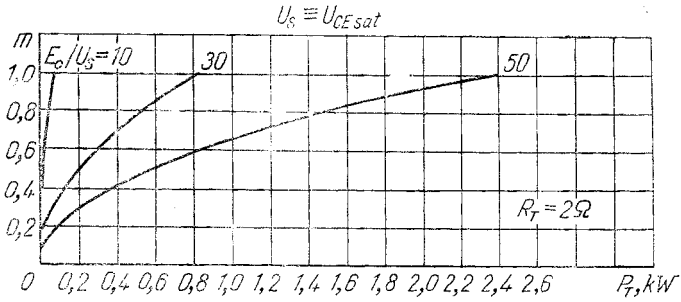
200W и за $m = 0,6$, $P_T = 450W$. Подобни са зависимостите на фиг. IV-24 и фиг. IV-25. При товарно съпротивление 8Ω и същите, както по-горе параметри $U_{CEsat} = 0,5V$ и $m = 0,2$, какъвто е случаят от фиг. IV-23а, изходящата мощност (фиг. IV-24а) е два пъти по-



Фиг. IV-27

малка (от 50W тя намалява на 25 W), а на фиг. IV-25 а при $R_T = 16\Omega$ тя намалява вече четири пъти и получава стойност 12,5W.

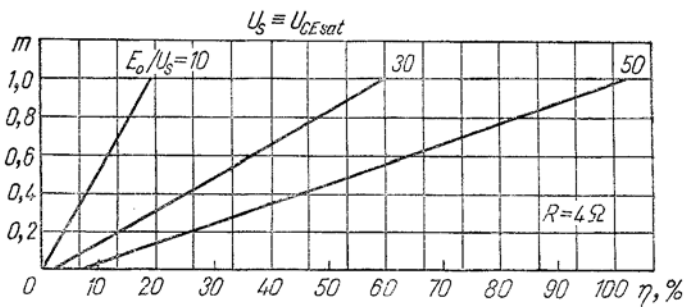
При графиките за случаите б при $m=0,4$ мощностите са съответно 200W ($R_T = 4\Omega$), 100W ($R_T = 8\Omega$) и 50W ($R_T = 16\Omega$).



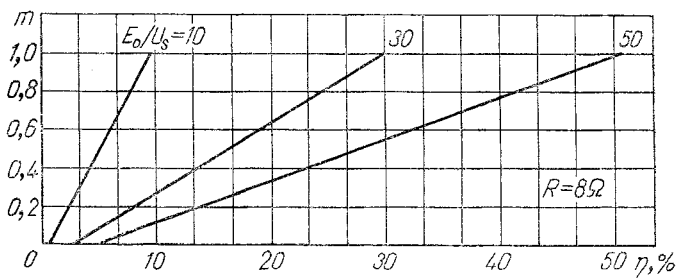
Фиг. IV-28

При графиките за случаите *в* за $m=0,6 P_T$, се изменя от 440W (за $R_T=4\Omega$) на 220W (за $R_T=8\Omega$) и 110W (за $R_T=16\Omega$).

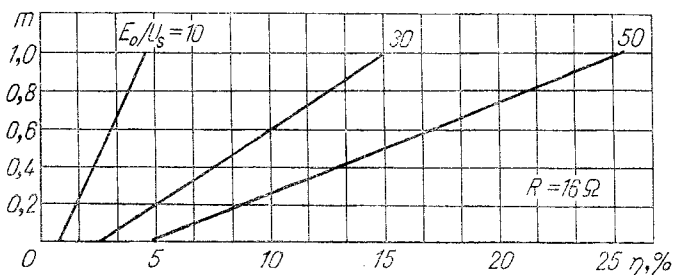
Друга интересна зависимост е показана на фиг. IV-26, където може да се отчете влиянието на напрежението на насищане на транзистора U_{CEsat} върху изходящата мощност P_T . Тук се виж-



a)



б)



в)

Фиг. IV-29

да как с нарастване на остатъчното напрежение U_{CEsat} полевната мощност се понижава. Следователно нагледно е показана ползата от употребата на транзистори с ниско напрежение на насищане за усилватели клас D. Графиките са дадени за три стойности на захранващото напрежение E_0 (20V, 60V и 100V). Вижда се много ясно как с увеличаването на E_0 расте твърде чувствително изходящата мощност. Например на фиг. IV-26 а при $E_0 = 20V$, $P_T = 50W$, а за $E_0 = 100V$, $P_T = 1240W$. Изводът, който може да се направи от тези графики, е да се използва, доколкото това е възможно, по-високо захранващо напрежение. От същите графики се вижда, че при увеличаване на товарното съпротивление изходящата мощност намалява; например за случай б товарното съпротивление е два пъти по-голямо, а P_T — два пъти по-малка, а за случай в (фиг. IV-26а) R_T е четири пъти по-голямо, а изходящата мощност намалява четири пъти.

Друга зависимост, която се отчиташе и в предишните графики, е тази на изходящата мощност P_T от товарното съпротивление R_T . Тя е показана на фиг. IV-27. Интересното тук е, че тази зависимост не е линейна, а експоненциална. Като параметър се използва отношението между захранващото напрежение и напрежението при насищане.

На фиг. IV-28 а, б, в са дадени графиките на зависимостта между коефициента на ШИМ m и изходящата мощност R_T . И тук за параметър са взети три стойности на отношението $\frac{E_0}{U_{CEsat}}$

От фигурите отново става ясно колко е голяма ползата от работа с високи захранващи напрежения и ниски напрежения на насищане.

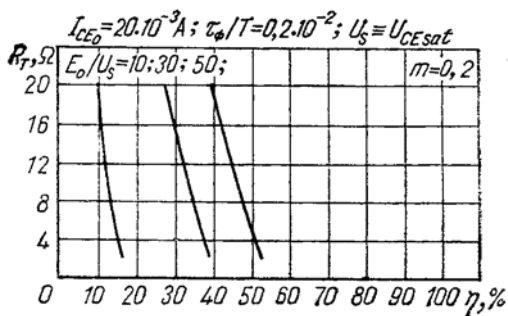
На фиг. IV-29 са дадени графики за зависимостите между m и г), които са линейни. Като параметър са използвани същите отношения между E_0 и U_{CEsat} .

2. ГРАФИЧНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ ЗА К. П. Д. НА УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС ADw2

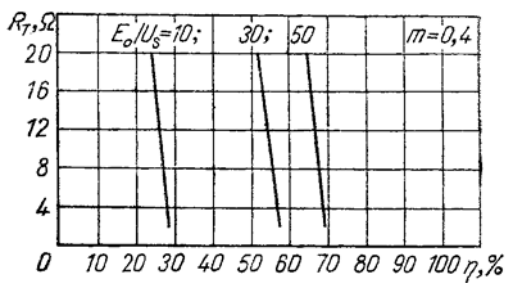
Следващите графични зависимости са построени въз основа на алгоритмичните програми, изследвани на ЕИМ. За графиките са използвани част от числените стойности, получени с помощта на електронна изчислителна машина. Формулата за к. п. д., която е послужила за изследванията (II-17), има следния вид:

$$\eta = \frac{(2E_0 - 2U_{CEsat})^2 m^2 T}{(2E_0 - 2U_{CEsat})^2 m^2 T + 16\tau_n U_{CEsat}(2E_0 - U_{CEsat}) + 16R_T \tau_2 (2E_0 - U_{CEsat}) I_{CEO}}$$

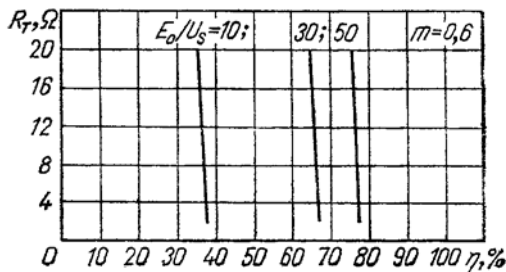
На фиг IV-30а, б и в се показва каква е зависимостта на к. п. д от товарното съпротивление. Интересното е това, че с увеличаване на R_T , намалява не само мощността, но и к. п. За висок к.п.д. е необходимо U_{CEsat} да бъде колкото е възможно по-малко.



а)



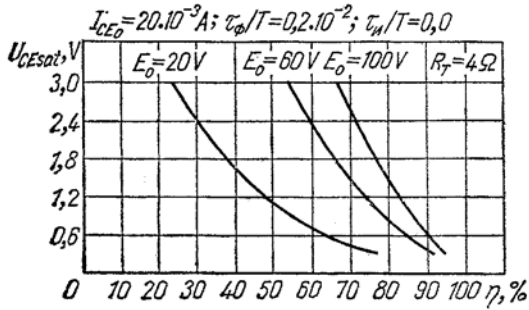
б)



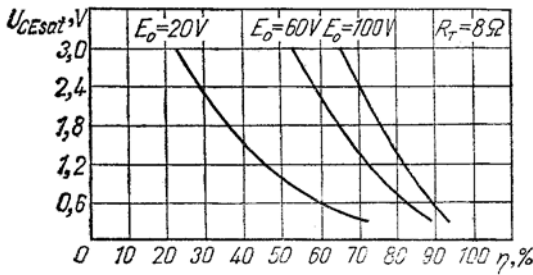
в)

Фиг. IV-30

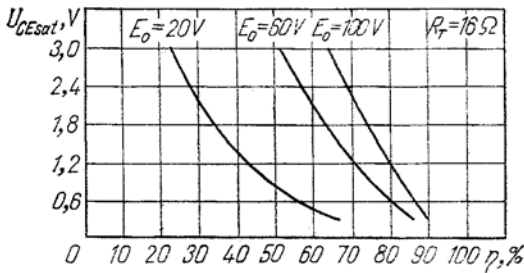
На фиг. IV-31 е изобразена графически получената с помощта на ЕИМ зависимост на к. п. д. от напрежението при насищане. И от трите случая за $R_T = 4, 8$ и 16Ω се вижда колко много се изменя к. п. д. в зависимост от малките в сравнение с E_0 изменения на U_{CEsat} . Това изменение е толкова по-голямо, колкото са



a)



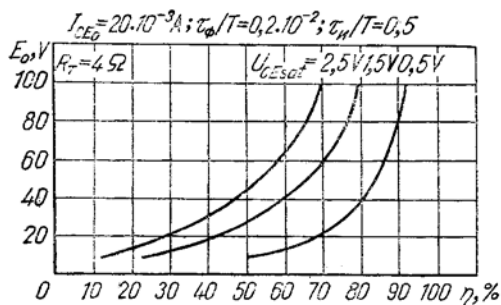
б)



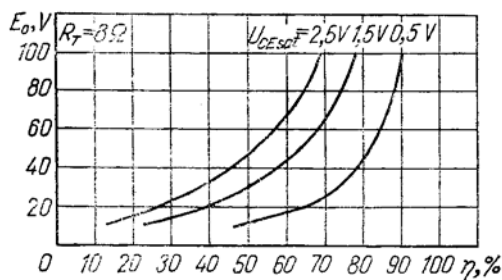
в)

Фиг. IV-31

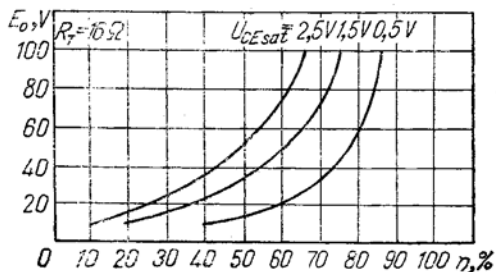
по-ниски захранващите напрежения. От казаното може да се направи, изводът, че е по-правилно да се работи например с два транзистора, паралелно свързани, отколкото с един транзистор, имащ същата мощност, но по-високо напрежение при насищане.



а)



б)



в)

Фиг. IV-32

От фигурата се вижда, че за $E_0 = 20V$ при изменението на U_{CEsat} от 0,3V до 3V к. п. д. променя своята стойност от 25% до 75%, т. е. получава се намаляване на ефективността с 50%. Това е твърде голямо намаление и трябва да се има пред вид.

Следващите графики за усилвателите клас ADw са показани на фиг. IV-32. Те се отнасят до зависимостта на к. п. д. от захранващото напрежение при параметър U_{CEsat}

3. ГРАФИЧНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ ЗА К. П. Д. НА УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС BDw

Показаните графики за тези усилватели са получени от израза за к. п. д. (II-29) с помощта на електронна изчислителна машина.

$$\eta_i = \frac{(E_0 - U_{CEsat})^2 m^2 T}{T(E_0 - U_{CEsat})^2 m^2 + (\tau_{\Phi_1} + \tau_{\Phi_2}) [R_T I_{CEO} (E_0 - U_{CEsat}) + E_0^2 - U_{CEsat} + 2R_T (\tau_2 + T) E_0 I_{CEO} + 2\tau_n (E_0 - U_{CEsat}) U_{CEsat}]}$$

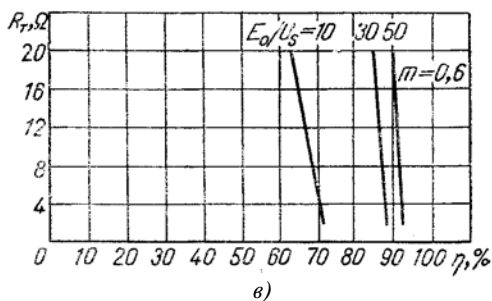
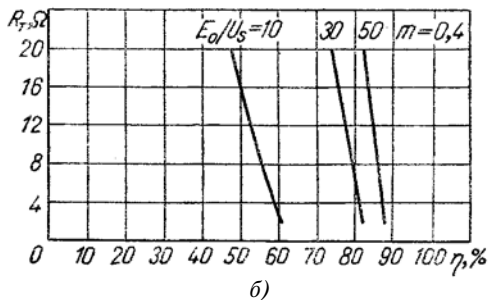
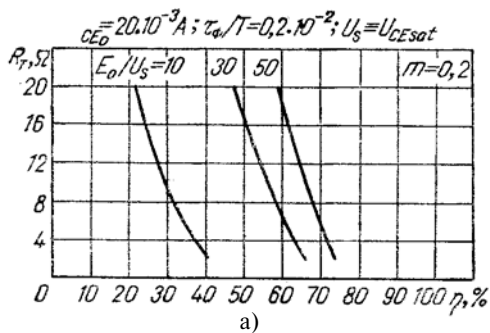
На фиг. IV-33 са дадени аналогични графики, както на фиг. IV-30. Интересното тук е, че и за трите случая *a*, *b* и *e* при приетите три стойности за отношението $\frac{E_0}{U_{CEsat}}$ (10, 30 и 50) като параметър се получава винаги по-голям к. п. д. в сравнение с този при усилвателите клас ADw. Потвърждават се резултатите от изследванията на Мартин, че при активен товар усилвателите клас BDw имат по-голям к. п. д., отколкото този на клас ADw. Това личи от сравнението, което се прави например за $m = 0,2$, $I_{CEO} = 20 \cdot 10^{-3} A$, $\tau_{\Phi}/T = 0,2 \cdot 10^{-2}$ и $R_T = 4\Omega$:

E_0/U_{CEsat}	10	30	50
$\mu, \%$ (ADw)	15,5	38	51
$\mu, \%$ (BDw)	37,5	64	72

Такова сравнение може да се направи и за други стойности на коефициента на модулация (например за случаите от фиг. IV-33б, в и съответно фиг. IV-30 б, в), но от всички тези данни личи значително по-високият к. п. д. за двуканалните усилватели клас BDw при активен товар, отколкото к. п. д. на едноканалните усилватели клас ADw.

На фиг. IV-34 са дадени графичните характеристики за двуканалните усилватели клас BDw на зависимостта на к. п. д. от напрежението при насищане на транзистора. Отново ясно се вижда колко много се понижава к. п. д. с повишаване U_{CEsat} - Например при $E_0 = 20V$ к. п. д. се понижава от 89% на 55% за

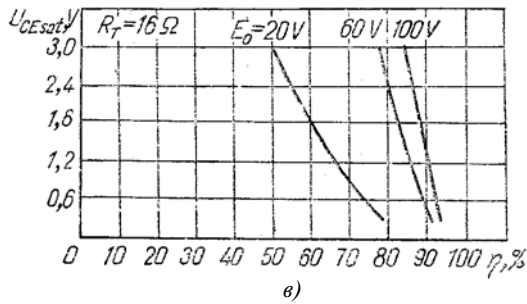
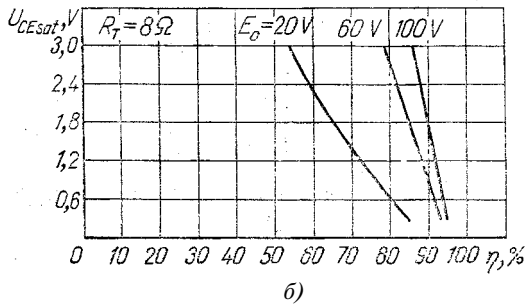
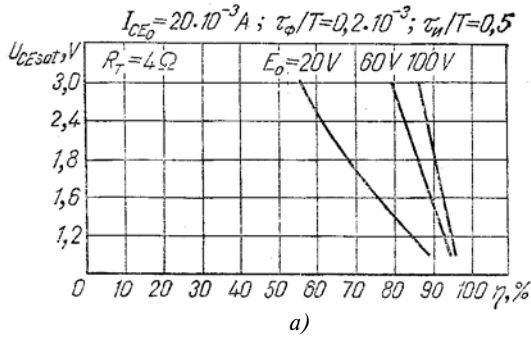
изменение на U_{CEsat} от 0,3V до 3 V при $R_T = 4\Omega$. Такъв е характерът на измененията и при другите две графики (б и в). Тук също може да се направи сравнение, както по-горе например за



Фиг. IV-33

$R_T = 4\Omega$, $I_{CEO} = 20 \cdot 10^{-3} A$, $\tau_{\phi}/T = 0,2 \cdot 10^{-2}$, $\tau_H/T = 0,5$ и $U_{CEsat} = 3V$:

E_0, V	20	60	100
$\eta, \%$ (ADW)	25	53	66
$\eta, \%$ (BDW)	56	80	87



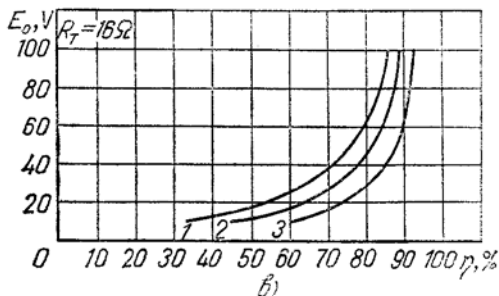
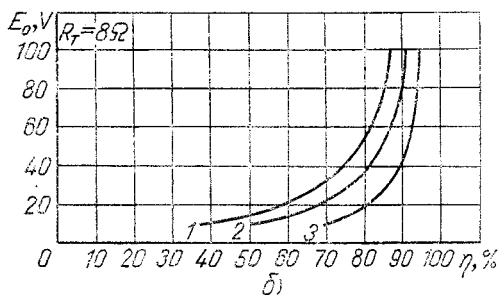
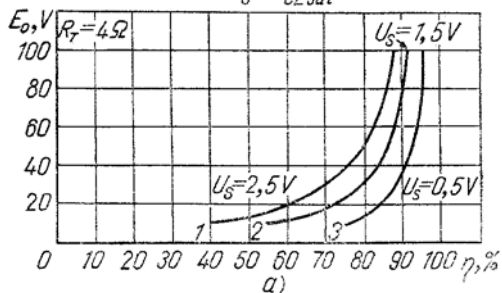
Фиг. IV-34

Данните за усилвателите клас ADw при активен товар са взети от графиките на фиг. IV-31. Отново се доказва предимството на усилвателите BDw при активен товар.

Захранващото напрежение е твърде важен параметър при усил-

$$I_{CE0} = 20 \cdot 10^{-3} \text{ A}; \frac{U}{U_s} = 0,2 \cdot 10^{-2}; \frac{U}{U_s} = 0,5$$

$$U_s = U_{CEsat}$$



Фиг. IV-35

вателите въобще и в частност при ключовите усилватели клас BDw. Изменението на к. п. д. е твърде зависимо от E^0 . На фиг. IV-35 са показани графично зависимости на к. п. д. от E^0 при параметри: $I_{CEO} = 20 \cdot 10^{-3} \text{ A}$, $\tau_{\phi/\tau} = 0,2 \cdot 10^{-2}$, $\tau_{u/\tau} = 0,5$ и $R_T = 4,8$ и 16Ω . Построени са графики за три стойности на U_{CEsat} (0,5V, 1,5V и 2,5V). Много нагледно са изразени предимствата от работата при високи захранващи напрежения и ниски напрежения при насищане. В сравнение с клас ADw при активен товар (фиг. IV-32) предимствата са на страната на усилвателите клас BDw.

ЛИТЕРАТУРА

I. С ъ в е т с к а

1. Лабу т и н, В. К. Усилители класса D. Госэнергоиздаг, 1956 г.
2. По ю р о в с к и й, М. Е. Усилитель кл. D, авт. свид. 1961, № 138 961. Бюллетень изобретений № 12 (1961)
3. К о с с о в, О. А., О. И. Х а с а е в. Усилители мощности с широтно-импульсной модуляцией на переключающих транзисторах. "Электричество", 1961, № 12, стр. 69
4. Г л а з е н к о, Т. А. Полупр. усилители кл. D для систем электромашинной автоматики на постоянном токе. ЛДНТП, 1963
5. А р т ы м, А. Д. Ключевые генераторы. "Знание", М. 1969 (книжка).
6. А р т ы м, А. Д. Усилители класса D. М., "Знание", 1971 (книжка).
7. К о с с о в, О. А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключения. М. "Энергия", 1971 (книга)
8. М а л а н о в, Б. В. Импульсный метод усиления мощности колебаний звуковой частоты. "Радиотехника"
9. В о р о н к о в, Э. Н., Овечкин. Основы проектирования усилительных в импульсных схем на транзисторах. М. 1973
10. Л и в ш и ц, И. И. Транзисторные усилители в режиме D. Л. "Энергия", 1974 (книжка)
11. Р о з е н ф е л ь д, А. С., Б. И. Я х и н с о н. Переходные процессы и обобщенные функции. М. "Наука", 1966. 440 с.
12. Г о л о в а ц к и й, В. А. Транзисторные импульсные усилители и стабилизаторы постоянного напряжения. М, „Советское радио" 1974 (книжка)
13. П о л о в, К. П. Условия устойчивости усилителя в режиме с обратной связью. Радиотехника, т. 26, № 6, 1971
14. А р т ы м, А. Д. Ключевые генераторы гармонических колебаний, "Энергия". 1972
15. А р т ы м А. Д. Усилитель класса D. Ленингр. политехи, инсг., авт. свид. СССР, №366016, кл. н. 03 f 1(06) 21, 02, 73
16. Б е л ь я к о в, В. М. Широтно-импульсный модулятор, выполненный на интегральных усилителях постоянного тока. „Изв. высш. учеб. заведений, Приборостроение", 1973, 16, № 4, 107-111, УДК 621. 376.54
17. А н и с и м о в, В. С., А. А. З у б о к . . . Широтно-импульсный модулятор, авт. св. СССР кл. Н. 03, к 7/08 №354556. УДК 621, 376, 52/088. 8, 30.10.72
18. С е п п е л ь, С. А., Ю. А. Т и с л е р. Широтно-импульсный модулятор. Авт. свид. СССР кл. Н 03, к, 3/281, Н ОЗк 7/08, № 357 665 4.01.73
19. Системы электромашинной автоматики с полупроводниковыми усилителями класса D, ГОСИНТИ, № 4-64-356/9
20. Усилители клас D — преглед от Драгоинов
21. Н о г и н, В. Н. Усиинтель мощности с повышенным к. п. д. Известия вузов СССР — Радиоэлектроника, 72, том XV, № 5, стр. 556—564
22. Б а т у р и н, В. Н., П л ю с н и н. О комбинационных искажениях в однотактном усилителе мощности в режиме D с двусторонней ШИМ. „Радиотехника", 1972

23. Алексанян, А. А., В. Н. Плюснин, М. А. Сиверс. Повышение эффективности однополюсных транзисторных передатчиков. „Радиотехника“, т. 27, № 10, 1972

24. Артым, А. Д. Усилитель класса D, авт. свид. 365 016 26. IV. 1971

25. Шейслявий, А. И. Частотные критерии абсолютной устойчивости широтно-импульсных систем управления. Вестник Лен. унив. № 13/72

26. Беляков, В. М. Широтно-импульсный модулятор, выполненный на интегральных усилителях постоянного тока. Моск. авиац. инст.

27. Беляков, В. М. Усилитель мощности с широтно-импульсным модулятором. „Изв. высш. учебн. заведений. Приборостроение“. 1975, 18, Мс 2, 45-48

II. Западна

1. B. D. Bedford, Patent 389, 855 от 25 (9) 31 год. USA.

2. Mlines, A. G. Transistor Power Amplifiers with Switched Mode of Operation — Transactions of American I. E. E., 1965, 75, p. 368

3. Baxandall, P. J. Transistor Sino-Wave Lo Oscillators. — I. E. E. Proceedings (London). Pt. B., Supplement 16 (International Convention on Transistors and Associated Semiconductor Devices), May 1959, p. 135

4. Ettinger G. M., Cooper, B. I. The Design of High Power Switched Transistor Amplifiers. — Proc. Inst. Elect. Engrs. 106 в, 1285, 1959

5. Schaefer, R. A. New Pulse Modulation Method Varies Both Frequency and Width. Electronics 35: 50—53, Oct. 1962

6. Birt, D. R. Modulated Pulse A. F. Amplifiers. — Wireless World, no. 69, p.76, 1963 February

7. Stephens M. L., Wittraan, J. P. — Switched mode transistor amplifiers Comm and Electronics, no 68, Sop. 1963, pp. 470—2

8. Kretzmer, E. R. Distorsion in Pulse — Duration Modulation. IRE Proceedings. 35: 1230—1235, 1974

9. Flesher, G. H. Transistor Pulse Width Control Amplifier with Reactive Load. Proceedings of the National Electronic Conference, V. 14, p. 454, 1959

10. Miller, C. H. High Efficiency Amplification Using Width Modulated Pulses, Proc. Inst. Radio Electronic Engrs. (Austria), May 1964

11. Hindson, W. D. and Page D. F. A Width Modulated Pulse source for wideband amplification. Trans of Third Canadian Sym. on Comm., Sept. 1964

12. Johnson, K. C. Letter to Editor, Wireless World, March 1963

13. Scott, T. M. Tuned Power Amplifiers, IEEE Trans of Circuit Theory, Vol. ct — 11, pp. 206—211, June 1965

14. Stark, Peter A. Class — D for Efficiency Audio 1964

15. Page V. F, Hindson, W. D., Chudoliak, *W. J. (Othawa), On solid — State Class — D Systems, proc. of the IEEE, vol—53, April 1965

16. Turnbull, G. F., Townsend J. N, A Feedback Pulse Width Modulated Audio Amplifier, Wireless. World, April 1965, p. 160—168

17. Turnbull. G. F., Atherton, D. P., Townsend, J. M. A Method for the Theoretical Analysis of Relay Amplifiers., Proc. IEE

18. Turnbull. G. F. and Townsend. I. M. Letters to the Editor. Wireless World, June 1965, p. 288

19. Salmain, M. D. Letter to the Editor. Wireless World June 1965 p. 287

20. Bell. E. C., Sergeant T. Distortion and Power Output of Pulse Duration Modulated Amplifiers, Electronic Engineering, August 1965, p. 540—2

21. Crowhurst, N. H. Development of a Pulse Modulated Audio Amplifier, Audio Vol. 49 (1965) no. 9, p. 19—22, no. 10—p. 32—40, no. 11, p. 36 — 42, no. 12 — p. 36 — 40

22. Senak, P. Amplitude Modulation of the Switched Mode Tuned Power Amplifier, Proc. IEEE (corresp) Vol. 53. pp. 1658—9 Oct. 1965

23. Bronzite, M. Voltage Controlled Amplifier. *Wireless World*, March 1966, p. 106
24. Lohrmann, D. L. Amplifier has 85% Efficiency, *Electron Design* vol. 14, pp. 38-43, March 1-1966
25. Mende, H. Q. Die sogeriannten D - versterker, Schaltverstarker mit Kalbleitern, *Fimkschau* 38 (1966), p. 653-5
26. Heisen, H. Impulsdaurmodulierte NF - Verstarker. *Funk Technik* 1966, H. 22, S. 793-794
27. Camenzind, H. R. Modulated Pulse Audio Power Amplifiers fo Integrated Circuits, *IEEE Transactions on Audio and Electronics*. Vol. Au-14 No 13, Sept. 1966, p. 136-140
28. Turnbull, G. F. Townsend, J. M. - Efficiency Considerations in a Class D Amplifier, *Wireless World*, April 1967, p. 154
29. Turnbull, O. F. Townsend, J. M. - Efficiency Considerations in a Class D Amplifier, *Wireless World*, May 1967, p. 214
30. General Purpose Class D Oscillator for Tape Recorder, *Wireless World*, August 1967
31. Johnson, K. C. Part I, Class Principles Analysed. *Wireless World* 1967, 12, p. 576-809, Part II: The Design of a Circuit 1968, 1, p. 645-649' Part III: Distortions Inherent in P. W. M., 1968. 2., p. 672-676
32. Johnson K. C. A critique of class D Amplifier for A. F. *Wireless World*, Dec. 1967, Jan. 1968 Feb. 1968
33. Schwab, T. G. Pulsdauermodulierte Verstarker und sure Anwendung im Niederfrequenzbereich, *Frequenz* 1968, H- 3, S. 70-81
34. Lohrmann, D. Boast class D RF Amplifier Efficiency. *Electron. Design*, vol. 16, pp. 96-99, Jan. 4, 1968
35. Lohrmann, D. and James P. N. If back intermodulation is a problem ... *Electronic Design* 19, no. 2-3, 48-49, 11 Nov. 1971
36. Osborne, M. R. Design of Tuned Transistor Power Amplifiers. *Electronic Engineering (Australia)* 40: 436-443, Aug. 1968
37. Chudobiak, W. J. The Application of Class - D Techniques to Induction Heating. *Electron, and Commun*, vol. 16, pp. 25-27 April 1968
28. Chudobiak, Walter J. Page D. C. - Erequency and Power Limitations of Class - D Transistor Amplifiers. *IEEE Journal of Solid - State Circuits*,, vo. sc. 4. no 1, Febr. 1969
39. Martin, J. D. Theoretical Efficiency of class - D Power Amplifiers. *IEE Proceedings (London)* 117, 1089-1090. 1970
40. Rose, B. E. Notes on Class D Transistor Amplifiers. *IEEE Transactions on Solid State Circuits*, sc. 4, no. 3: 178 - 179 June, 1969.
41. Watarai O., Muto F., On the Class D Power Amplification using Pulse Width Modulated System
42. Martin, I. D. Class - BD Amplifier Circuit. *Electronic Letters* 6. No. 26: 839 - 841, December 1970
43. Gschwindt, A. Transmitter for 28 MHz with a Class D Modulator *Radio Communication*, October 1971, p. 676
44. Gschwindt Andreas (Technische Universitat Budapest) - Betrachtungen uber zukunfftige Senderkonzepte fur den Amplituden modulierten Rundfunk, *Rundf. Mitteilungen* 15, 1971 S. 201
45. Warcham, E. M. 500 W - versterker met hoog rendement p. T, 19 I 1972, p. 56-7
46. Besslich, Phillip Device for Amplitude Modulating a High Frequency Carrier Wave, U. S. Patent, 3, 363, 199.9 January, 1968
47. Fickenscher H., A. Hybrid Integrated Pulse width Modulator *IEEE tr. on industry appl-s*, vol 8, no. 6, 72

III. Българска

1. Банков, Хр. Amplifier class D. N. T. H. Trondheim, Norway 1973
2. Банков, Хр. Pulse Modulator N. T. H. Norway 1973
3. Банков, Хр. Върху някои свойства на широкоимпулсната модулация. Юбилейна научна сесия за X год. на ВМЕИ — Вн. 7—9. XII. 73
4. Банков, Хр. Модулятор за клас D усилвател. Юбилейна научна сесия ВМЕИ — Вн. 7—9. XII. 73
5. Банков, Хр. Усилвател на мощност в ключов режим. Юбилейна научна сесия, 30 год. от соц. революция, ВМЕИ — Вн., 1974
6. Банков, Хр. Драйверко стъпало в ключов режим. ВМЕИ — Вн., 74.
7. Банков, Хр. Входно стъпало на усилвател клас D. ВМЕИ, Вн., 74 г.
8. Баиков, Хр. Енергетични съотношения при усилвателите клас —ADW, III. Юб. н. сесия „Новости в радиоелектрониката“, 15—17. IX.75, ВМЕИ, Вн.
9. Банков, Хр. Клас BDW усилватели. Сесия за XI Конгрес на БКП, 8—9. XII. 75, Варна
10. Банков, Хр. Енергетични съотношения за ключовите усилватели без модулация клас D, Сесия за XI Конгрес на БКП, 8—9, XII. 75
11. Банков, Хр., Пл. Вълчанов. Експериментални данни за усилвател клас D, Научна сесия за Деня на радиото, май 1977, ВМЕИ, София

СЪДЪРЖАНИЕ

Основни означения.....	3
Глава първа	
1.1. Общи сведения за усилватели клас D.....	5
1.2. Принцип на работа на усилвателите клас D.....	9
1. Ключов превключващ режим.....	9
2. Модулация.....	11
3. Модулатори.....	15
4. Крайни стъпала.....	18
5. Усилватели клас D с интегрални схеми.....	19
6. Компаратори за ШИМ.....	23
7. Генератори на линейно изменящо се напрежение (ЛИН).....	26
1.3. Усилвателите клас D в съветската литература.....	28
1. Усилватели клас D.....	29
2. Транзисторен усилвател в режим клас D.....	35
3. Широчинно-импулсен модулатор, реализиран с постоаяннотокови усилватели с интегрални схеми.....	40
4. Изследване на комбинационните изкривявания на еднотактен усилвател на мощност клас D.....	43
5. Повишаване на ефективността на еднолентовите трансформаторни предаватели.....	45
6. Въпроси от практическото конструиране на усилватели клас BD.....	46
7. Ключови генератори на правоъгълни трептения и в. ч. усилватели.....	48
8. Някои възможности за увеличение на мощността и коефициента на усилване на крайните стъпала (извлечения).....	51
9. Крайни усилватели на мощност.....	56
1.4. Историческото развитие на схемотехниката на усилвателите клас D в другите страни.....	60
1. Проект на мощни ключови транзисторни усилватели 2 W и 1000W.....	60
2. Звукови усилватели с импулсна модулация.....	62
3. Ключов режим на работа на транзисторните усилватели.....	67
4. Звуков усилвател с обратна връзка и ШИМ.....	71

5. Относно к. п. д. на усилвателите клас D.....	78
6. Разглеждан к. п. д. на усилвателите клас D.....	81
7. Ключов резонансен усилвател с амплитудна модулация.....	84
8. Универсален генератор клас D за магнитофон.....	86
9. Честотни и мощностни ограничения в транзисторните усилватели клас D.....	87
110. Предавател за 28 MHz с модулатор клас D.....	95
11. Н. ч. усилвател с широчинно-импулсна модулация.....	101
12. Така нареченият D-усилвател.....	102
13. Развитие на звуковите усилватели с импулсна модулация.....	105
14. Н. ч. усилвател с импулсна модулация.....	103
15. Принципен анализ на усилвател клас D.....	109
16. Теоретичен к. п. д. на мощни усилватели клас D.....	111
17. Усилвател с ШИМ неговото приложение в н. ч. област.....	116
18. Ключова техника на усилватели клас D.....	119
19. Висок к. п. д. чрез усилвател клас D.....	126

Глава втора

ПОДРАЗДЕЛЕНИЕ И К. П. Д. НА УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС D.....	129
II. 1. Избор на модулация.....	129
II. 2. Подразделение на ключовите устройства.....	131
1. Еднотактен усилвател клас ADw1.....	131
2. Едноканален двутактен ключов усилвател клас ADw2.....	133
3. Двухканален усилвател клас BDw2.....	135
4. Ключов усилвател без модулация клас D, ключови стъпала D^G , <i>$D^T, D^M, D^I, D^K, D^{WF}, D^{LC}$</i>	136
5. Ключов усилвател клас DWТ с ШИМ по тактова честота.....	138
6. Клас D^P – ключов усилвател с паркетно-импулсна модулация.....	139
7. Клас D^F – ключов усилвател с честотна модулация.....	140
8. Клас D_ψ – ключов усилвател с фазово-импулсна модулация.....	140
9. Усилвател клас CD.....	140
10. Усилватели или устройства клас ED.....	142
II. 3. К. п. д. на усилвателите клас D.....	142
1. К. п. д. на усилватели клас ADw2.....	142
2. К. п. д. на усилватели клас BDw.....	151
3. Усилватели клас D без модулация.....	157
4. Усилватели клас DWТ.....	161

Глава трета

МЕТОДИКА ЗА ИЗЧИСЛЕНИЕ НА УСИЛВАТЕЛ КЛАС D.....	166
Ш. 1. Анализ на трансформаторно крайностъпало.....	166
III. 2. Методика за проектиране на крайностъпало.....	177

III. 3. Анализ на драйверностъпало-трансформаторна връзка.....	181
III. 4. Методика за проектиране на драйверностъпало.....	184
III. 5. Модулятор за усилвател клас D.....	188
III. 6. Входностъпало на усилвател клас D.....	193
III. 7. Демодулятор.....	196
Глава четвърта	
IV. 1. Експериментални данни за усилвател клас D.....	203
IV. 2. Някои свойства на широчинно-импулсната модулация.....	212
IV. 3. Графични зависимости за усилвателите клас D, получени от ЕИМ.....	220
1. Изследване на формулата за изходящата мощност.....	220
2. Графични изследвания за к. п. д. на усилвателите клас ADw2.....	228
3. Графични изследвания за к. п. д. на усилвателите клас BDw.....	232
Литература.....	207

УСИЛВАТЕЛИ КЛАС D

Автор инж. **Христо Банков Цанов**

"Рецензенти: проф. д. т. н. инж. **Юлиян Първов Маринов**
доц. к. т. н. инж. **Славчо Константинов Маляков**

Първо издание

КОД 03 $\frac{9533122411}{3176-1-78}$

Издателски № 10854

Научен редактор инж. **Искра Неделчева**

Художник **Гичо Гичев**

Художник-редактор **Георги Гаделев**

Технически редактор **Верка Григорова**

Коректор **Станка Стаматова**

Дадена за набор на 20. VIII. 1978 г.

Подписана за печат на 16. X. 1978 г.

Излязла от печат на 30. X. 1978 г.

Формат 60/84/16

Печатни коли 15,25 Издателски коли 14,23

Тираж 2090 Цена 1,22 лв.

Държавно издателство „Техника“, бул. Руски 6
Държавна печатница „Георги Димитров“ Ямбол

УСИЛВАТЕЛИ КЛАС D

Забелязани печатни грешки в книгата

Стр.	Ред	Напечатано	Да се чете	По вина на
8	14 отг.	изключително	изключено	коректора
114	12 отг.	(AD _{w2})	(ADw2)	автора
"-	13 отг.	(BD _{w2})	(BDw2)	автора
133	4 отг.	а	да	печатницата
146	13 отг.	τφ1	τ _{φ1}	коректора
155	5 отд.	2TU _{CEsat} ^t	2TU _{CEsat}	печатницата