

РАТКО ОПАЧИЋ

ЕЛЕКТРОНИКА I

за други разред електротехничке школе

ОСМО ПЕРАЋЕНО ИЗДАЊЕ



ЗАВОД ЗА УЏБЕНИКЕ И НАСТАВНА СРЕДСТВА – БЕОГРАД
2002

РЕЦЕНЗЕНТИ

др ДУШАН БОРОЈЕВИЋ
професор Техничког факултета, Нови Сад

СТАНА ЉУБИСАВЉЕВИЋ
професор Електротехничке школе
„Никола Тесла“, Београд

мр МИЛОШ МАРЈАНОВИЋ
дипл. инж., „Ханивел“, Београд

Уредник

ДРАГОЉУБ ВАСИЋ

Одговорни уредник

др **ПЕТАР ПИЈАНОВИЋ**

За издавача

РАДОСЛАВ ПЕТКОВИЋ,
директор и главни уредник

Министарство просвете Републике Србије одобрило је употребу овог уџбеника својим решењем бр. 650-160/88 од 14.04.1988. године.

ISBN 86-17-09220-3

ПРЕДГОВОР

Ова књига је написана према програму предмета електроника I за други разред електротехничке школе, смерови електронике, аутоматике и телекомуникација.

Материја обрађена у овој књизи подељена је на области које треба изучавати истим редом.

На почетку су дати основи полупроводничке физике у којој је укратко обрађена кристална структура полупроводника, формирање PN-споја и његове карактеристике. Карактеристике PN споја се односе на полупроводник силицијум, који има занемарљиво малу инверзну струју, за разлику од практично напуштеног германијума, код којег је инверзна струја знатна. Полупроводнички PN спој чини диоду. У пракси се нормално користе силицијумске диоде, док се германијумске сада углавном користе у детекторима и мешачима, што чини мање од 1% укупне употребе диода. У књизи су обрађене разне врсте диода и њихова примена.

Следећу област чине транзистори. И овде су карактеристике дате само за силицијумске транзисторе код којих је инверзна колекторска струја практично занемарљиво мала. Као логичан наставак дати су основни транзисторски појачавачи.

Пету област чине FET-ови, док је у шестој обрађена њихова примена.

У седмој области су обрађени сложени појачавачи.

Осцилатори су обрађени у седмој области и представљају сложенији облик примене транзисторских појачавача.

Допуну чине тиристор и њихова основна примена. На крају су дати фотоелектронски елементи.

Иако је књига писана према програму предмета електроника I, може такође да послужи свима који желе да обраде карактеристике основних електронских елемената и њихову примену. Уз објашњење рада често се наводе и примери конструкције појединих електронских кола уз низ практичних савета и упозорења.

Материју обрађену у овој књизи треба схватити само као увод у електронику. Даље напредовање у овој области треба наставити књигама које представљају напредовање у овој основи (линеарна и дигитална интегрисана кола, рачунари, итд.).

1. УВОД	
1.1. Кристална структура и проводност полупроводника	7
1.2. Полупроводници са примесама N и P типа	10
2. ДИОДЕ	
2.1. Образовање PN -споја	13
2.2. Директно и инверзно поларисани PN -спој	15
2.3. Диоде	20
2.4. Диода у електричном колу	24
2.5. Усмерачи	26
2.6. Стабилизаторске (Ценерове) диоде	34
2.7. Капацитивност PN -споја	37
2.8. Прекидачке, PIN и Шоткијеве диоде	39
3. БИПОЛАРНИ ТРАНЗИСТОРИ	
3.1. Принцип рада транзистора	42
3.2. Основне компоненте струја у транзистору. Коефицијенти струјног појачања	45
3.3. Начини везивања транзистора	47
3.4. Карактеристике транзистора	49
3.5. Ограничења у раду транзистора	54
3.6. Ознаке транзистора	55
4. ПОЈАЧАВАЧИ СА БИПОЛАРНИМ ТРАНЗИСТОРИМА	
4.1. Опште особине појачавача. Изобличења	57
4.2. Појачавач са заједничким емитором. Радна права	65
4.3. Хибридни параметри транзистора. Понашање транзистора на високим учестаностима. Еквивалентна шема	69
4.4. Узроци нестабилности радне тачке. Стабилизација радне тачке	77
4.5. Графичка анализа појачавача са заједничким емитором	83
4.6. Изрази за појачање струје, напона и снаге	86
4.7. Фреквенцијска карактеристика појачавача	89
4.8. Појачавач са заједничким колектором	96
4.9. Појачавач са заједничком базом	100

5. <i>FET</i> -ови	
5.1.	Спојни транзистори са ефектом поља (<i>FET</i> -ови) 102
5.2.	Фетови са изолованим гејтом (<i>MOSFET</i> -ови) 106
6. ПОЈАЧАВАЧИ СА <i>FET</i> -овима	
6.1.	Једносмерни режим рада појачавача са фетовима 114
6.2.	Параметри фета 120
6.3.	Појачавач са заједничким сорсом 122
6.4.	Појачавач са заједничким гејтом 127
6.5.	Појачавач са заједничким дрејном 128
7. СЛОЖЕНИ ПОЈАЧАВАЧИ	
7.1.	Вишестепени појачавачи 130
7.2.	Повратна спрега 132
7.3.	Негативна повратна спрега 135
7.4.	Дарлингтонов спој 139
7.5.	Класе рада појачавача 142
7.6.	Појачавач са комплементарним и квазикомплементарним паром транзистора 144
8. ОСЦИЛАТОРИ	
8.1.	Позитивна повратна спрега. Баркхаузенев услов осциловања 153
8.2.	<i>RC</i> осцилатори 155
8.3.	Осцилатори са индуктивном спрегом (Мајснеров осцилатор) 162
8.4.	Осцилатори са капацитивном спрегом 166
8.5.	Осцилатори у три тачке; Колпицов осцилатор 168
9. ТРАНЗИСТОР КАО ПРЕКИДАЧ	
9.1.	Биполарни транзистор као прекидач; <i>MOSFET</i> као прекидач 172
10. ТИРИСТОРИ	
10.1.	Триодни тиристор 178
10.2.	Триак и диак 182
10.3.	Побуђивање тиристора 187
10.4.	Хлађење полупроводника; прорачун расладног кола 192
11. ОПТОЕЛЕКТРОНИКА	
11.1.	Фотодиоде, фототранзистори и фотоотпорници 196
11.2.	Светлеће полупроводничке диоде 199
11.3.	Течни кристали 200
Општа упутства за извођење лабораторијских вежби	
Вежбе 204	
Литература 232	

Електроника је део науке и технике који се бави проучавањем провођења електрицитета кроз вакуум, гасове и полупроводнике. Она се такође бави проучавањем компонената који се базирају на таквом начину провођења електрицитета, а исто тако и са њиховом применом.

Назив електрон се први пут помиње године 1895. (Х. А. Лоренц), а његово постојање утврђује се 1897. (Ј. Ј. Томсон). Из овог времена потиче и назив електроника. Поуздано се зна да је употребљено 1902. године (Ј. А. Флеминг). Усмерачко дејство неких уређаја је уочено још у XIX веку. Тако је 1874. године Браун открио да сулфид олова или гвожђа, притиснут металном опругом, проводи струју само у једном смеру. Усмерач са бакарним оксидом је пронађен 1923. године. Селенски усмерач је пронађен око 1930. године. Германијумска диода се појавила око 1935., а силицијумска око 1939. године. Електронска цев, диода, пронађена је 1904. године (Флеминг). Ли де Форист је 1906. пронашао електронску цев триоду, помоћу које је направљен електронски појачавач.

Американци Бретејн и Бердин су пронашли биполарни транзистор 1948. године и за то откриће добили Нобелову награду. Били су то тачкасти транзистори. Године 1951. је Американац Шокли патентирао легирани транзистор. Планарни (равни) тип транзистора је направљен 1959. године.

Спојни транзистори са ефектом поља (*FET*-ови) пронађени су 1952. године (Американац Шокли), али им је производња практично почела око 1963. године. Посебна врста транзистора са ефектом поља и изолованим гејтом (*MOSFET*-ови) направљена је око 1960. године.

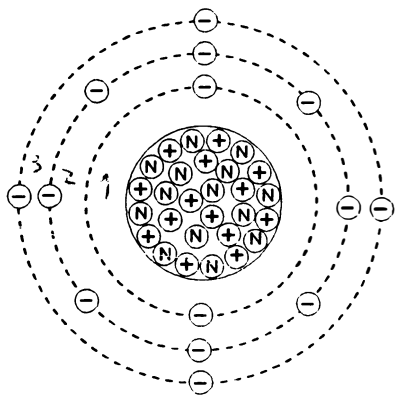
Фотоелектронски ефект је први приметио Бекерел 1839. године.

Тиристоры су пронађени око 1957. године.

Наведени електронски елементи се називају дискретни, јер се производе сваки засебно. Поред њих, постоје интегрисана кола, где се на једној плочици силицијума одједном израђује више елемената. Интегрисана кола се обрађују у предметима: електроника II, дигитална електроника и енергетска електроника у III разреду.

1.1. КРИСТАЛНА СТРУКТУРА И ПРОВОДНОСТ ПОЛУПРОВОДНИКА

Сазнали смо у првом разреду у предметима хемија и основе електро-технике да су атоми најситније честице материје. Атоми су састављени од још

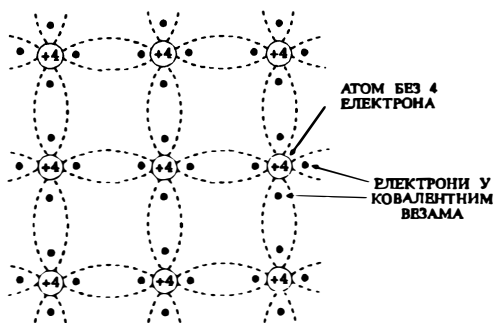


Сл.1.1.1. Атом силицијума нацртан у једној равни

ности на сл.1.1.1. су све љуске нацртане у једној равни. На овој слици је поједностављено приказан један атом силицијума. Он садржи 14 протона, 14 неутрона и 14 електрона. Прва љуска садржи два електрона, друга 8, а последња 4. Последња љуска се назива валентна и она одређује да ли је неки елеменат проводник, полупроводник или изолатор; она иначе може да садржи најмање један, а највише 8 електрона. Ако се у последњој љусци налази мало електрона (на пример 2), тада је то проводник; сада је последња љуска практично празна и некомплетна, па су електрони у њој слабо везани за атом. Ако их има много (на пример 7), тада је то изолатор; последња љуска је скоро комплетна и тешко се раскида; електрони

ситнијих честица које су распоређене у језгру и омотачу. У језгру се налазе протони и неутрони, а око њега круже електрони. Протони су позитивно наелектрисани, електрони негативно, док су неутрони неутрални. Електрична наелектрисања протона и електрона су, по апсолутном износу, једнака, али су различитог знака. Број протона и електрона у атому је исти и атом је електрично неутралан.

Електрони се крећу око језгра по путањама које се налазе на одређеним љускама. Љуска, иначе, обухвата површину неке лопте. Ради боље прегледности у њој су чврсто везани за атом и тешко се ослобађају. Ако их има 4, реч је о полупроводнику.

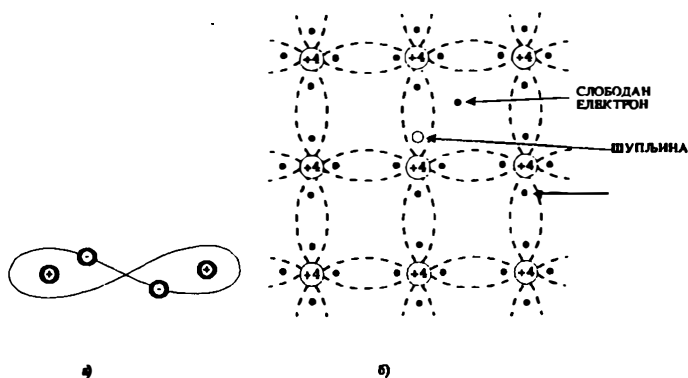


Сл.1.1.2. Кристална решетка силицијума приказана у једној равни

На сл.1.1.2. су атоми полупроводника силицијума приказани у једној равни, мада су стварно распоређени просторно. На овој слици се види да је сваки атом силицијума везан за четири суседна атома. Веза између атома се остварује тако што два суседна атома дају по један електрон из спољне љуске (сл.1.1.3.а). Ова два електрона круже око оба језгра и на тај начин их повезују. Овако остварена веза

Атоми у последњој љусци су највише удаљени од језгра и слабо су везани за атом, и то нарочито код проводника. Уколико им се дода енергија, могу да се ослободе из атома. То се дешава електронима проводника већ на собној температури (на пример на 25 °C). Њихово кретање је обично хаотично. Ако се ови слободни електрони усмере у једном смеру, имамо њихово усмерено кретање, односно струју.

Атоми полупроводника су распоређени у облику кристалне решетке.



Сл.1.1.3. а) Заједнички електрони два атома у ковалентној вези; б) кристална решетка са прекинутом ковалентном везом

се назива ковалентна. Сваки атом је са 4 ковалентне везе повезан са 4 суседна атома; пошто му недостају 4 електрона, атом има вишак од 4 позитивна елементарна наелектрисања. Електрони у ковалентној вези су доста чврсто везани за атом, па је чист кристал силицијума веома слаб проводник.

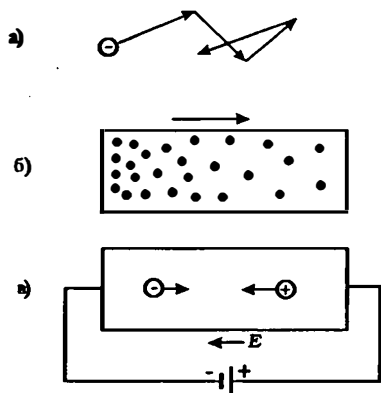
Неки од електрона у кристалној решетки се ипак могу ослободити ако им се споља доведе довољна енергија. Спољна енергија се доводи загревањем или на неки други начин, па већ на собној температури постоје слободни електрони у полупроводнику. Тада електрон излази из ковалентне везе и постаје слободан (сл.1.1.3.б). На месту где је био електрон, остаје шупљина. Један атом у кристалу има један електрон мање и позитивно је наелектрисан. Описан процес се назива генерација (производња) парова електрон-шупљина. У чистом полупроводнику има мало слободних електрона и шупљина.

Ишупљине могу да допринесу проводности кристала. Атом који је изгубио електрон је електрично позитиван и привлачи електроне. Може да се деси да овакав атом "ишчупа" електрон из следеће ковалентне везе и тада постаје неутралан; шупљина се померила на ново место.

Шупљина је електрично позитивна јер на њеном месту недостаје један електрон. Померање шупљине одговара померању позитивног електрицитетa. Ако је померање шупљина усмерено, то је електрична струја.

Ослобођени електрони и шупљине се могу кретати. Уколико електрон попуни неку шупљину, формира се неутралан атом. Ова појава се назива рекомбинација електрона и шупљина.

Уколико нема електричног поља, тада је кретање електрона или шупљина хаотично као на сл.1.1.4.а. Ако је концентрација електрона или шупљина на једном крају већа, они се такође крећу хаотично. Због случајног кретања, више електрона се креће ка области где је њихова концентрација мања (сл.1.1.4.б). У овом случају настаје усмерено кретање електрона удесно. Ово кретање елек-



Сл.1.1.4. а) Хаотично кретање слободних електрона; б) усмерено дифузно кретање електрона; в) усмерено кретање електрона под дејством електричног поља

трона са подручја веће концентрације на подручје мање концентрације назива се струја дифузије.

Ако се на крајеве полупроводника прикључи напон (сл.1.1.4.в), у полупроводнику се формира електрично поље које је усмерено од позитивног краја ка негативном. Слободни електрони се крећу у смеру супротном од смера електричног поља E . Слободне шупљине се крећу у смеру електричног поља. Ово усмерено кретање електрона, супотно од смера поља и шупљина у смеру поља, чини струју кроз полупроводник. Ова струја се назива струја проводности; понекад се назива струја дрифта и у чистом силицијуму је вео-

ма мала, док је под истим условима код германијума знатно већа. У данашње време се користи, углавном, силицијум и сви закључци о полупроводницима се, у принципу, односе на њега.

Питања за понављање

1. Које су најситније честице материје?
2. Од чега се састоје молекули, а од чега атоми?
3. Које су честице позитивне, које негативне, а које неутралне?
4. Где се налазе путање електрона?
5. Колико може да буде електрона у последњој љусци?
6. По чему се разликују последње љуске проводника, изолатора и полупроводника?
7. Шта је ковалентна веза и како се остварује?
8. Како настаје пар електрон-шупљина у чистом полупроводнику?
9. Шта је рекомбинација електрона и шупљина?
10. Какво може да буде кретање електрона?

1.2. ПОЛУПРОВОДНИЦИ СА ПРИМЕСАМА N И P ТИПА

У кристалну структуру чистог полупроводника се могу одређеним технолошким поступцима унети примесе. Ове примесе, у принципу, утичу на кристалну структуру полупроводника.

Примесе, које се често називају нечистоће, јесу елементи који имају у спољашњој љусци 3 или 5 валентних електрона.

Ако се чистом кристалу полупроводника дода петовалентна примеса (нечистоћа), кристална структура полупроводника се мења. На место једног атома полупроводника у кристалној структури смешта се један атом петовалентне

примесе (сл.1.2.1). Полупроводник је, на пример, четверовалентни силицијум, а примеса петовалентни антимон. Четири електрона антимоновог атома су везана за суседне атоме силицијума.

Пети електрон атома антимона се не може уклопити у кристалну структуру атома силицијума и постаје слободан. Прецизније речено: потребна је врло мала енергија да ослободи пети електрон из везаног атома примесе (антимона). Видели смо раније да се загревањем може додавати енергија електронима, па се сматра да је поменути пети електрон слободан већ на собној температури (на 25 °C).

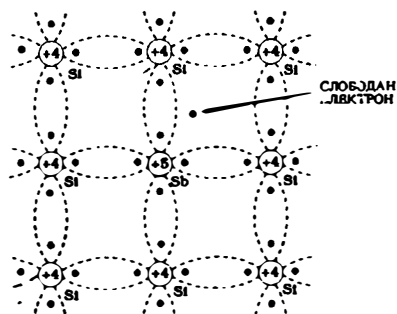
Овај слободни електрон може да се креће, док позитивно наелектрисани атом примесе остаје у кристалној структури полупроводника. У атому примесе остаје непопуњено једно место електрона, па је он позитиван.

Додавањем примеса чистом полупроводнику повећава се његова проводност. На пример, ако се дода један атом примесе на 10 атома чистог полупроводника, његова проводност се повећа око 20.000 пута. Слободни електрони лако могу да се крећу хаотично (слободно и у свима смеровима); могу, такође, да се крећу усмерено из области веће концентрације ка мањој, затим под дејством електричног поља.

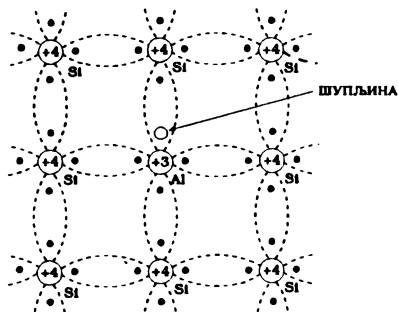
Слободни електрони се овде називају главни (већински) носиоци електрицитета. Слободних шупљина има знатно мање и оне чине споредне (мањинске) носиоце електрицитета.

Као петовалентне примесе, поред антимона, могу се још употребити фосфор, арсен итд. Примеса која даје пети електрон назива се донор; полупроводник садржи више слободних негативних носилаца електрицитета па се назива полупроводник *N*-типа.

У кристалну структуру полупроводника може се такође унети нека тровалентна примеса, као на пример атоми алуминијума. Начин везивања тровалентног атома у кристалну структуру полупроводника приказан је на сл.1.2.2. Атом алуминијума ствара три ковалентне везе и једну некомплетну, јер у њој недостаје један електрон. Место овог електрона у кристалној структури се назива шупљина. Ова шупљина се може попунити ако се из суседне везе ишчупа један електрон, тако да се прва некомплетна веза попуни. На место новостворене шупљине може да дође нови електрон итд. Кретање ове шупљине представља



Сл.1.2.1. Кристална решетка силицијума, где је један атом силицијума замењен са атомом петовалентне примесе



Сл.1.2.2. Кристална решетка силицијума, где је један атом силицијума замењен са атомом алуминијума

посредно кретање електрицитета јер се у једном смеру крећу електрони, а у супротном шупљине.

Тривалентна примеса прима електрон из суседне ковалентне везе и назива се акцептор. У оваквом полупроводнику шупљине чине главне (већинске) покретне носиоце електрицитета; оне су позитивне па се овакав полупроводник назива полупроводник *P*-типа; слободних електрона има знатно мање и они су споредни (мањински) носиоци електрицитета.

Споредни носиоци електрицитета су слободни електрони, који су настали одвајањем електрона из нормалне

ковалентне везе. Јасно је да у полупроводнику *P*-типа има слободних електрона много мање него слободних шупљина. За силицијумски полупроводник *P*-типа се може рећи да кретање електрицитета у њему практично потиче од шупљина, јер их има више, док у полупроводнику *N*-типа потиче од електрона.

Питања за понављање

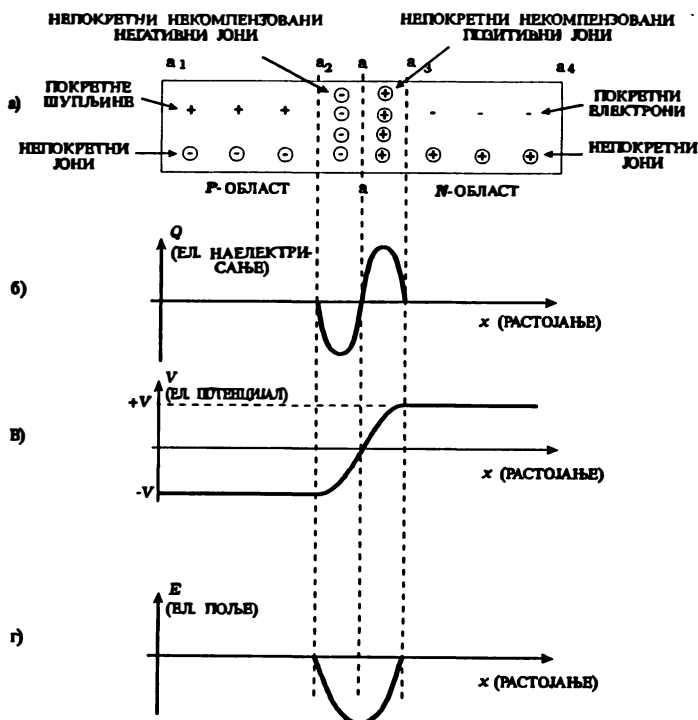
1. Како се добије полупроводник *N*-типа?
2. Који елементи могу да послуже као примесе *N*-типа?
3. Каква је проводност полупроводника којем су додате примесе?
4. Како се добије полупроводник *P*-типа?
5. Који елементи се могу употребити као примесе *P*-типа?

2. ДИОДЕ

2.1. ОБРАЗОВАЊЕ PN СПОЈА

Полупроводник, на пример силицијум, може да буде обрађен тако да му један део буде *P*-типа, а други *N*-типа (сл.2.1.1.а). Овако се добије *PN*-спој. Подсетимо се да у области *P*-типа шупљине чине покретни облик електрицитета, а негативни јони - њихов непокретни део. У *N*-области електрони чине покретни облик електрицитета, док су позитивни јони непокретни.

Покретни носиоци електрицитета се могу кретати такође ка месту додира *P* и *N*-врсте полупроводника, које је означено испрекиданом линијом *a-a* на



Сл.2.1.1. а) Пресек *PN*-споја; б) расподела електричног товара; в) расподела електричног потенцијала; г) расподела електричног поља

сл.2.1.1.а. Нормална концентрација шупљина у P -области је знатно већа него у N -области, па се оне дифузно крећу из P у N -област. После уласка у N -област, шупљине се рекомбинују са слободним електронима, па се од њих добију неутрални атоми. Због тога у непосредној близини P -области, у N -области, нема слободних електрона па се ту налазе некомпензовани непокретни позитивни јони. Ови јони су били ту и раније, али су поред њих били и покретни електрони пре рекомбинације са шупљинама које су прешле из P -области.

Истовремено се слична појава јавља и са електронима. Електрони су слободни и покретни носиоци електрицитета у N -области. И они се дифузно крећу кроз спој a - a и рекомбинују се са шупљинама у P -области, па се и овде добију неутрални атоми; и овде, непосредно лево од споја a - a нема слободних шупљина, па се ту налазе некомпензовани непокретни негативни јони.

Некомпензовани позитивни јони, непосредно десно од споја a - a и некомпензовани негативни јони, лево од њега, називају се просторно наелектрисање или просторни товар. Просторно наелектрисање се налази у непосредној близини додира P и N -области.

Расподела електрицитета, који потиче од просторног наелектрисања, приказана је на сл.2.1.1.б. Позитивно наелектрисање у N -области, непосредно десно од споја a - a , потиче од некомпензованих позитивних јона. Негативно наелектрисање лево од тог споја, у P -области, потиче од некомпензованих негативних јона.

Види се да на левој страни имамо вишак негативног електрицитета, а на десној вишак позитивног. Десна страна је због вишка позитивног електрицитета електрично позитивна, тј. налази се на позитивном потенцијалу, који је означен са $+V$ на сл.2.1.1.в. Исто тако, због вишка негативног електрицитета лева страна је електрично негативна и налази се на негативном потенцијалу, који је означен са $-V$ на сл.2.1.1.в.

Посебно је потребно објаснити разлику између сл.2.1.1.б и сл.2.1.1.в. На сл.2.1.1.б позитивно наелектрисање се налази близу споја, а на сл.2.1.1.в је цела N -област позитивна. Област од a до a_3 је позитивно наелектрисана. Област од a_3 до a_4 је проводна, па се позитивни потенцијал из области a - a_3 преноси дуж целе проводне области на десној страни, тј. од a до a_4 . Ово се може упоредити са проводником, који је прикључен на позитиван пол батерије, али коло није затворено и не тече струја; потенцијал је позитиван и једнак у било којој тачки прикљученог проводника. Сличан закључак се може извести и за леву област полупроводника на сл.2.1.1.в.

Електрично поље је увек усмерено од позитивног потенцијала ка негативном; у овом случају је усмерено од N ка P -области, а на сл.2.1.1.а од десне стране ка левој. Због тога што је усмерено супротно од позитивног смера x осе, електрично поље је негативно. Најјаче је на месту споја јер је на том месту најбржа промена потенцијала. Иначе, ово поље настоји да врати електроне у N , а шупљине у P -област.

Из претходног излагања се може закључити следеће: шупљине због дифузије улазе у N -област, а електрони у P -област. Овако померен електрицитет чини P -област негативном, а N -позитивном; он такође ствара електрично поље које је

усмерено од N ка P -области. Дејство поља је супротно од дифузног кретања слободних носилаца електрицитета; њихова дејства се уравнотежавају.

Разлика потенцијала од $-V$ до $+V$ се назива контактна разлика потенцијала или потенцијална баријера U_k . Ова разлика потенцијала, односно напон, се понаша као уграђен извор којем је позитиван крај у N -области, а негативан у P -области.

Да би слободна шупљина прешла из P у N -област, мора да савлада потенцијалну баријеру, јер њено електрично поље потискује шупљине улево. Исти закључак се може извести и за електроне јер их електрично поље потенцијалне баријере потискује у N -област.

Питања за понављање

1. Како се добије PN -спој?
2. Како се формира просторно наелектрисање у N -области?
3. Како се формира просторно наелектрисање у P -области?
4. Како се црта расподела наелектрисања у PN -споју?
5. Како се црта расподела потенцијала у PN -споју?
6. Зашто је цела N -област позитивна, а цела P -област негативна?
7. Како је усмерено електрично поље у PN -споју?
8. Куда унутрашње електрично поље потискује шупљине, а куда електроне?
9. Како се назива разлика потенцијала у PN -споју?
10. Како шупљине и електрони могу да прођу из једне области у другу?

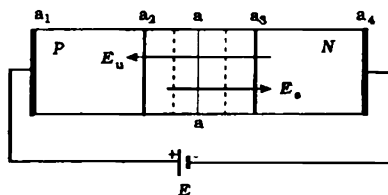
2.2. ДИРЕКТНО И ИНВЕРЗНО ПОЛАРИСАНИ PN СПОЈ

ДИРЕКТНА ПОЛАРИЗАЦИЈА. - Код директне поларизације користи се спољни извор, чији је позитивни пол прикључен на P , а негативан на N -област (сл.2.2.1).

У P -области постоји много покретних шупљина, које су овде главни носиоци електрицитета. У N -области постоји много покретних електрона и они су главни носиоци електрицитета. У области додира P и N -области формирано је просторно наелектрисање и на сл.2.2.1.

је означено испрекидањем линијама. Пуним линијама је означена област просторног наелектрисања пре прикључивања спољног напона. Од њега потиче унутрашње електрично поље усмерено од N ка P -области, које је на сл.2.2.1. означено са E_u .

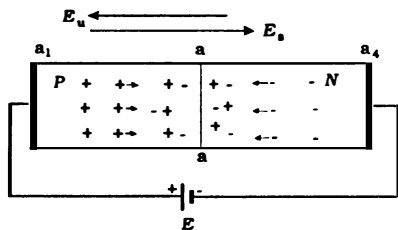
Ако се на крајевима неког електричног елемента мења напон, кроз њега се мења струја. Зависност струје од напона се назива његова (струјно-



Сл.2.2.1. Унутрашње (E_u) и спољно (E_s) електрично поље код директне поларизације PN -споја

напонска) карактеристика.

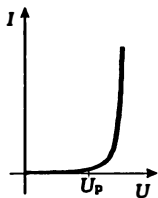
На овако формиран PN -спој се прикључује спољни извор, који ствара електрично поље E_s и које је је на сл.2.2.1. усмерено од тачке a_1 ка тачки a_4 . Електрично поље E_s потискује слободне и покретне шупљине унутар P -области у смеру поља, тј. ка споју a - a . Покретни електрони у N -области потискују се у смеру супротном од смера поља, такође ка пресеку a - a . Уколико је споља прикључени напон нижи од напона потенцијалне баријере, електрично поље E_s се одузима од унутрашњег поља E_u . Укупно поље има смер као и унутрашње поље E_u , али је мање од њега. Ово смањено поље мање потискује електроне у N -област и шупљине у P -област, па је област просторног наелектрисања сужена (сл.2.2.1), али струја не тече.



Сл.2.2.2. Протицање струје за $E_s > E_u$ код директне поларизације

Уколико је споља прикључени напон виши од потенцијалне баријере, спољно електрично поље је веће од унутрашњег; резултантно електрично поље сада има смер од тачке a_1 до a_4 . Ово поље потискује шупљине у N -област и електроне у P -област. Шупљине које дођу у N -област рекомбинују се са електронима који се овде нормално налазе; на место рекомбинованих шупљина стално долазе нове из P -области, а на место рекомбинованих електрона долазе нови из металног прикључка.

Слична појава се дешава и у P -области: електрони који долазе из N -области овде се рекомбинују са шупљинама које се овде нормално налазе; на њихово место стално долазе нови електрони из N -области, а на место рекомбинованих шупљина долазе нове, које настају одласком електрона у метални прикључак. Стално кретање шупљина у смеру поља и електрона супотно од смера поља, које потиче од спољног извора, представља струју кроз PN -спој. Треба напоменути да се електрони и шупљине не рекомбинују само на саставу P и N -области; то може да се деси у близини споја a - a , али може и на удаљеним деловима N -области. Шупљина и електрона има далеко мање него атома; вероватноћа да се они сретну баш на месту споја a - a је релативно мала, па они настављају да се крећу од овог споја. Слична појава се јавља са електронима у P -области.



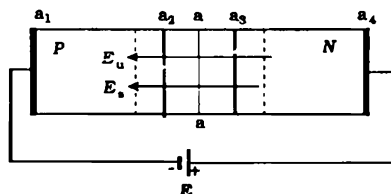
Сл.2.2.3. Карактеристика PN -споја код директне полариације. U_p је напон прага провођења

Повишењем спољног напона струја нагло расте (сл.2.2.3) и најчешће је реда mA или A , мада може да има и друге вредности. На сл.2.2.3. се види да напон директне поларизације треба повишавати до неке вредности и да тек тада почиње да тече знатна струја. У суштини, најпре треба спољни извор да надвлада потенцијалну баријеру

у PN -споју и тек тада почиње да тече струја. Вредност напона U_p на сл.2.2.3. назива се праг провођења PN -споја и код силицијума је око $0,6 V$ а код

германијума око 0,2 V. Треба напоменути да постоји извесно неслагање око вредности прага провођења јер струја у почетку врло споро расте и тешко је одредити тачку у којој је почела да расте, па су горе наведене вредности оријентационе. Најприкладнија дефиниција прага провођења је вредност прикљученог напона када струја достигне 1 % од вредности приликом нормалне употребе. На пример, ако кроз *PN* спој у пракси тече струја од 100 mA, праг провођења се одређује код струје од 1 mA.

ИНВЕРЗНО ПОЛАРИСАНИ *PN*-СПОЈ. - Нека је на *PN*-спој прикључен спољни извор чији је позитиван пол спојен са *N*, а негативан са *P*-области. Сада електрично поље од спољног извора има исти смер као и унутрашње поље које потиче од потенцијалне баријере; вредности оба поља се сабирају. Ово појачано електрично поље још више потискује електроне у *N*, а шупљине у *P*-област. Област просторног наелектрисања се шири и означена је испрекиданим линијама на сл.2.2.4. Види се да ово поље још више удаљава електроне и шупљине од споја на месту пресека *a-a* и онемогућава њихову рекомбинацију. Струја практично не тече кроз *PN*-спој.

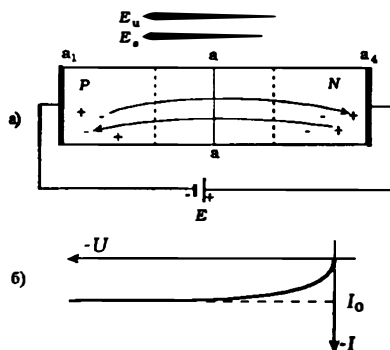


Сл.2.2.4. Проширење области просторног наелектрисања код инверзне поларизације *PN*-споја

Видели смо раније да парови електрон-шупљина могу да постоје и у чистом полупроводнику. Ови парови могу да настану због загревања полупроводника, што се дешава већ на собној температури. Овако добијене шупљине у *N* области под дејством поља се крећу ка *P*-области. Исто тако, ослобођени електрони у *P*-области крећу се ка *N*-области. Тада долази до њихове рекомбинације. Оваквих случајева је релативно мало и струја која тече је релативно мала (на пример 1 nA код силицијума). Ова струја се назива инверзна струја *PN*-споја јер се појављује при његовој инверзној поларизацији.

Ако се инверзно прикључени спољни напон на сл.2.2.5.а. повишава, неће доћи до повећања инверзне струје. Она зависи само од споредних носилаца електрицитета, чији број зависи од температуре полупроводника. Карактеристика *PN*-споја, која показује зависност инверзне струје од инверзног напона, приказана је на сл.2.2.5.б. Види се да код почетног повећања инверзног напона долази до повећања инверзне струје. Ако се даље повећава инверзни напон, она остаје константна.

ПРОБОЈ *PN*-СПОЈА. - *PN*-спој може да буде пробијен при директној (пропусној) и инверзној (непропусној)



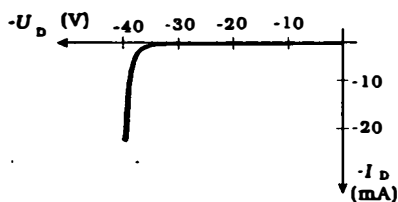
Сл.2.2.5. Карактеристика *PN*-споја код инверзне поларизације.

поларизацији. Постоји више врста пробоја.

ТОПЛОТНИ ПРОБОЈ. - Нека је на PN -спој прикључен инверзни напон, који је изувише висок. Због високог инверзног напона тече инверзна струја кроз PN -спој. Она изазива додатно загревање PN -споја јер је напон на њему висок, па је и снага загревања велика. Због додатног загревања PN -споја повећава се број парова електрон-шупљина, тј. повећава се инверзна струја. Ове појаве се међусобно потпомажу, па стално расте температура PN -споја. Када температура пређе дозвољену границу, долази до разарања PN -споја. Овакав топлотни пробој се углавном јавља код германијумских диода јер је код силицијумских инверзна струја обично занемарљиво мала. Једна врста топлотног пробоја може да се јави код свих врста полупроводника; приликом проласка струје кроз PN -спој долази од његовог загревања; ако није обезбеђено одговарајуће хлађење, температура полупроводника стално расте и долази до његовог разарања.

ЛАВИНСКИ ПРОБОЈ. - Настаје код инверзне поларизације PN -споја. На собној температури у полупроводнику постоје слободни електрони. Код повишеног инверзног напона ови слободни електрони се убрзавају у смеру супротном од смера електричног поља, које потиче од спољног инверзног напона. Убрзани електрони ударају у атоме и предају им енергију. Примљена енергија у атому изазива ослобађање више нових електрона, који се такође крећу под дејством истог електричног поља. Ослобођени електрони се убрзавају и сударају се са новим атомима и производе још више слободних електрона. Видимо да број слободних електрона стално расте, што подсећа на лавину. Нагло повећање броја електрона, који се крећу у одређеном смеру, значи нагло повећање струје. Повећана струја може да изазове разарање PN -споја.

ЦЕНЕРОВ ПРОБОЈ - дешава се код полупроводника са великом концентрацијом примеса. Због велике концентрације примеса кристална структура није равномерна, па електрично поље лако извлачи електроне из атома. Повишавањем инверзног напона PN -споја изнад одређене границе инверзна струја нагло расте. Механизам овог пробоја је релативно лако објаснити. Сувише високи инверзно прикључени напон ствара унутар полупроводника јако електрично поље. Ово поље насилно извлачи електроне из атома и потискује их у смеру супротном од смера поља. Ови усмерени електрони чине струју пробоја. За извлачење електрона из атома потребно је одређено електрично поље, односно одређен инверзни напон. Ако полупроводник има више примеса, постоји више могућности извлачења електрона из атома и пробојни напон је нижи.



Сл.2.2.6. Карактеристика PN -споја у области пробоја

Ово поље насилно извлачи електроне из атома и потискује их у смеру супротном од смера поља. Ови усмерени електрони чине струју пробоја. За извлачење електрона из атома потребно је одређено електрично поље, односно одређен инверзни напон. Ако полупроводник има више примеса, постоји више могућности извлачења електрона из атома и пробојни напон је нижи.

На сл.2.2.6. се види да је карактеристика PN -споја у области пробоја,

у општем случају, доста стрма. Иначе, на нижим пробојним напонима (на пример 3 V) карактеристика је мање стрма, док је на вишим пробојним напонима

стрмија. Ценеров пробој се јавља до око 5 V. Од 5 V до 8 V пробој је комбинација Ценеровог и лавинског, а изнад 8 V је лавински пробој.

Инверзни пробојни напон се смањује са повишењем температуре до око 5,5 V. На око 5,5 V пробојни напон не зависи од промене температуре, а изнад ове границе расте са порастом температуре.

Уколико није обезбеђена одговарајућа заштита, после свих врста пробоја долази до разарања *PN*-споја. Разорени *PN*-спој обично се понаша као кратак спој, мада се понекад понаша и као прекид.

Интересантно је приметити да до разарања неће доћи ако се неком спољном отпорношћу струја пробоја ограничи на одређену вредност која неће изазвати разарање *PN*-споја.

Питања за понављање

1. Како се изводи директна поларизација?
2. Какви су међусобно смерови унутрашњег и спољног електричног поља код директне поларизације?
3. Какав смер има укупно електрично поље код директне поларизације, када је спољно поље мање од унутрашњег?
4. Какав смер има укупно електрично поље код директне поларизације, када је спољно поље веће од унутрашњег?
5. Шта је струјно-напонска карактеристика?
6. Где се врши рекомбинација електрона и шупљина када кроз *PN* спој тече струја?
7. Шта је праг провођења и колико износи код силицијумског *PN* споја?
8. Како се добије инверзно поларисани *PN*-спој?
9. Шта се дешава са ширином области просторног наелектрисања код инверзне поларизације и зашто?
10. Каква струја тече код инверзне поларизације и колико оријентационо износи?
11. Како долази до топлотног пробоја?
12. Код које врсте полупроводника долази до топлотног пробоја?
13. Како долази до лавинског пробоја?
14. Зашто се пробој зове лавински?
15. Како долази до Ценеровог пробоја?
16. Код које врсте полупроводника долази до Ценеровог пробоја?
17. У којој области напона долази до лавинског пробоја, у којој до Ценеровог, а у којој до њихове комбинације?

2.3. ДИОДЕ

Полупроводнички PN -спој са металним прикључцима представља полупроводнички елемент-диоду. Диода се на шемама црта као на сл.2.3.1.а. или б. Прикључак P -области се назива анода и обележава се са A , а прикључак N -области

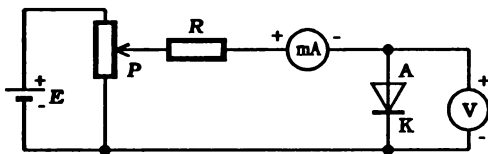


се назива катода и обележава се са K . На симболу диоде се одмах види у којем смеру тече струја - од P ка N -области или од аноде ка катоде.

Сл.2.3.1. Ознаке диоде

Снимање карактеристика диоде у директном смеру се обавља помоћу кола које је приказано на сл.2.3.2. E је извор једносмерног напона који типично износи 10 V јер се обично користи и за друге потребе, мада у овом случају може да буде и нижи (на пример 3 V).

Отпорник R служи за ограничење струје у случају погрешног руковања и на тај начин штити елементе кола од прегревања; његова типична отпорност је 1 k Ω , али може да има и друге вредности и то нарочито код снимања карактеристика



Сл.2.3.2. Шема за снимање карактеристика диоде у пропусном (директном) смеру

диоде за велике струје. Струја кроз диоду се мери милиамперметром (mA), а напон на њој помоћу дигиталног (може и аналогног електронског) волтметра. Треба напоменути да за ово снимање није добро употребљавати електрични волтметар јер је код његове нормалне употреба струја кроз њега неколико десетина μA и њу би милиамперметар регистровао као струју кроз диоду.

Мењање напона на диоди се обавља помоћу потенциометра P . Када се његов клизач налази у крајњем доњем положају, тада је напон на диоди, односно између тачке A и масе једнак нули (маса је заједничка тачка у неком уређају и обично је уземљена преко мрежног прикључка).

Напон на диоди треба повишавати у скоковима по 100 mV, почевши од нуле па до 1 V за силицијумску диоду, и притом милиамперметром мерити струју кроз њу. Код германијумске диоде скокови треба да буду у почетку око 20 mV, док касније могу да буду и већи. Подаци добијени мерењем уносе се у табелу, а затим се на милиметарској хартији црта дијаграм $I = f(U)$. На хоризонталну осу се наносе вредности напона, а на вертикалну струје.

Снимање карактеристике диоде у инверзном смеру се, нормално, не изводи за силицијумске диоде јер је струја у овом случају веома мала и износи типично око 1 nA. Мерење овако мале струје може да се изведе само специјалним инструментима или методама. Ово снимање ипак може да се изведе код германијумских диода помоћу кола, које је приказано на сл.2.3.3. Овде микроамперметар (μA) служи за мерење струје, а електронски волтметар за мерење напона. Овде је потребно ставити волтметар пре микроамперметра, да микроамперметар не би мерио струју кроз волтметар. Напон може да се мења у већим

скоковима, на пример по 1 V или 5 V. Подаци се такође уносе у табелу на основу које се црта дијаграм. У коло (сл.2.3.3.) такође може да се стави силицијумска диода да би се видело да је њена инверзна струја практично једнака нули.

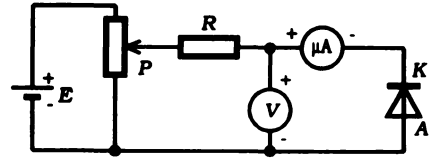
Реална карактеристика силицијумске диоде има праг провођења, односно део карактеристике у којој струја практично не тече. Реална карактеристика силицијумске диоде има облик као на сл.2.3.4. Директна струја почиње да тече негде око 0,6 V и нагло расте са повишењем напона. Инверзна струја код нормалних инверзних напона је толико мала да о њој практично не треба водити рачуна.

Код германијумских диода инверзна струја може да буде знатна, јер је оријентационо за око 1000 пута већа него код силицијумских. Германијумске диоде имају нижи праг провођења (око 0,2 V). Германијумске диоде се релативно мало употребљавају јер имају знатно лошије карактеристике од силицијумских у већини случајева. Сада се, нормално, користе само тачкасте германијумске диоде јер имају низак праг провођења и малу капацитивност *PN*-споја. Карактеристика германијумске тачкасте диоде има облик као на сл.2.3.5. Посебно треба обратити пажњу на поделу осе за струју при инверзној поларизацији; подела је у микроамперима јер се код поделе у милиамперима инверзна струја уопште не би видела.

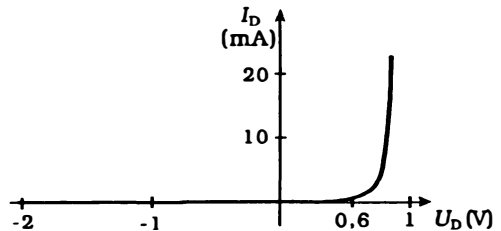
Постоје више врста диода, на пример усмерачке, импулсне, капацитивне, мешачке, детекторске, стабилизаторске итд. У наредним поглављима неке од њих ће бити детаљно обрађене.

✕ ПРОИЗВОДЊА ДИОДА.
-Диоде се нормално производе у планарној, планарно-епитаксијалној и меза-технологији.

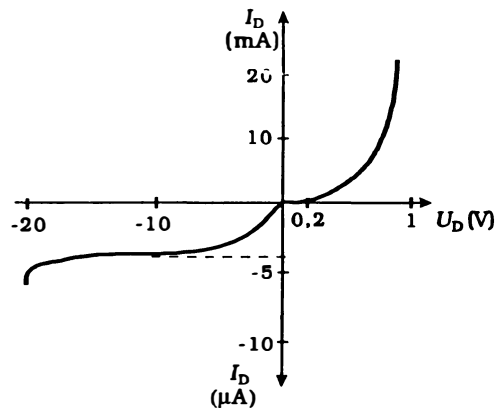
У планарној (равној) технологији диоде се израђују на равној плочи па их је могуће одједном израђивати у великом броју (на пример 100.000). У.



Сл.2.3.3. Шема за снимање карактеристика диоде у инверзном смеру. Примењује се углавном за германијумске диоде

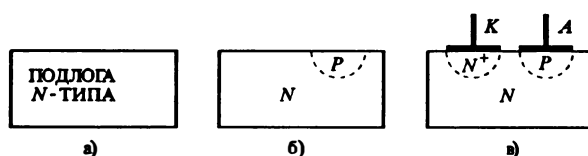


Сл.2.3.4. Реална карактеристика силицијумске диоде



Сл.2.3.5. Карактеристика германијумске диоде

принципу, подлога може да буде полупроводник P или N -типа. На сл.2.3.6.а је приказан пример подлоге N -типа.



Сл.2.3.6. Фазе производње диоде у планарној техници:
 а) подлога N -типа; б) унесена примеса P -типа; в) додата N^+ област и постављени метални контакти и прикључци

У подлогу N типа се посебном врстом дифузије уноси примеса P -типа, па се добије PN -спој. Уношење примеса дифузијом обавља се на температури од око 1000°C , при чему се око полупроводника налази неки гас

који не ступа у реакцију са силицијумом. Примеса се у виду паре доводи кроз отвор на један део површине полупроводника. Атоми примесе продиру у кристалну структуру полупроводника и формирају полупроводник P -типа. Концентрација унесених P -примеса мора да надмаши претходну концентрацију N -примеса, па ће тај део да се понаша као полупроводник P -типа. На овај начин се добије основа N -типа са нанесеним слојем P -типа, односно PN -спој, који је приказан на сл.2.3.6.б.

На полупроводнике треба нанети металне контакте; на њих се заварују проводници који чине спољне прикључке. Наношење металних контаката треба посебно објаснити.

На полупроводник N -типа, испаравањем на високој температури и сублимацијом, наноси се метал (сублимација је директан прелазак из гасовитог стања у чврсто, без преласка преко течног стања). Слободни електрони се у полупроводнику релативно тешко крећу јер им за ослобађање из атома треба већа енергија и има их знатно мање него у металу. Слободни електрони се у металу знатно лакше крећу јер им је за ослобађање из атома потребна мала енергија и има их много више него у полупроводнику. Због тога се електрони крећу из полупроводника у метал јер им за кретање у металу треба нижа енергија. То се може упоредити са телом које се налази на некој висини; ово тело се може само спустити на нижу висину. За пењање на вишу висину му је потребно додати енергију. У области полупроводника у близини контакта настаје мањак електрона. Формира се потенцијална баријера и овај контакт се понаша као диода. На овом принципу раде Шоткијеве диоде које ће касније бити детаљније обрађене.

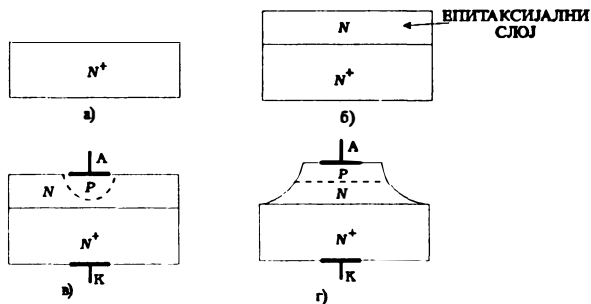
Када се између N -области и метала формира N^+ област (област са великом концентрацијом N -примеса), као на сл.2.3.6.в, тада у њој постоји велики број слободних електрона. Она се понаша као метал, па је понекад називају полуметал. У овој области се не појављује просторно наелектрисање и не постоји усмерачко дејство. Убацује се као прелаз од N -области ка металу. Понаша се као отпорник.

Код полупроводника P -типа је енергија електрона сличнија енергији електрона металног проводника, па се неусмерачки спој може остварити директним наношењем метала на полупроводник.

Диоде такође могу да се производе у планарно-епитаксијалној техници и

то нарочито ако отпорност основе треба да им буде што мања. На полупроводник, у овом случају N^+ типа, напаравањем се наноси танак слој скоро чистог силицијума, па се добије слој који се назива епитаксијални (сл.2.3.7.б). У епитаксијални слој се дифузијом уноси P -примеса па се добије PN -спој (сл.2.3.7.в). На N^+ и P -слој се наносе метални контакти; на њих се заварују проводници који чине металне изводе диоде.

У полупроводнику на сл.2.3.7.в због искривљењих прелаза између P и N -слоја долази до деформација електричног поља између њих. То проузрокује стварање јачег поља на шиљатим деловима полупроводника и лакшег пробијања споја у инверзном смеру. Да би се закривљеност избегла, хемијским путем се скида закривљени део диоде. Остатак има облик висоравни (сл.2.3.7.г) па се назива меза (по висоравни *Mesa Verde*).



Сл.2.3.7. Фазе производње диоде у епитаксијалној техници:
а) подлога N^+ типа; б) нанесен епитаксијални слој; в) унесена P -примеса и постављени прикључци; г) меза тип диоде

После наношења металних контаката, диоде се стављају у кућиште. На металне контакте се заварују проводници који ће после затварања кућишта да излазе на оба краја диоде. Спољни прикључци могу да се изведу преко металног кућишта или на неки други начин. Интересантно је још поменути производњу тачкастих диода које се углавном употребљавају као детектори (усмерачи малих напона) на високим учестаностима. На полупроводник (обично је то германијум) се постави опруга и кроз њу краткотрајно пропусти већа струја. Приликом пропуштања веће струје из метала мања количина атома се премести у полупроводник и формира PN -спој. Овакве диоде имају малу капацитивност и низак праг провођења.

Питања за понављање

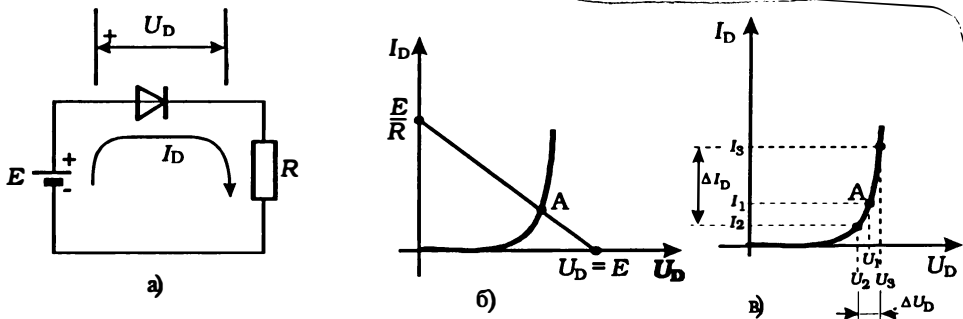
1. Од чега се састоји диода?
2. Шта је струјно-напонска карактеристика неког елемента?
3. Нацртај шему за снимање карактеристика диоде.
4. Чему служе елементи за заштиту у овој шеми?
5. Како се мења напон на диоди и како се мери?
6. Како се мери струја кроз диоду?
7. Због чега мерење напона треба извести дигиталним мултиметром?
8. Како се црта карактеристика диоде?
9. Како се снима карактеристика у инверзном смеру?
10. Код које врсте диода се може лако измерити инверзна струја?
11. Објасни планарну технологију.

12. Како се формира диода на силицијумској плочици?
13. Како се израђује прелаз са N -полупроводника ка металу?
14. Како се израђује прелаз са P -полупроводника ка металу?
15. Како се израђују диоде у епитаксијалној технологији?
16. Зашто се диоде затварају у метално кућиште?
17. Како се производе тачкасте диоде?

2.4. ДИОДА У ЕЛЕКТРИЧНОМ КОЛУ

На сл.2.4.1.а је приказана диода у електричном колу. Диода је пропусно поларисана и коло затворено, па у њему тече струја. За ово коло II Кирхофов закон има облик:

$$E - U_D - R \cdot I_D = 0 \quad 2.4.1.$$



Сл.2.4.1. а) Диода у електричном колу; б) радна права и радна тачка; в) дефиниција статичке и динамичке отпорности диоде

Ово је једначина праве, где је I_D зависно променљива а U_D независно променљива, док су величине E и R константне. Зависно променљива (непозната) се може одредити тако што се члан са њом ($-R I_D$) оставља на левој страни а остали чланови пребаце на десну страну:

$$-R \cdot I_D = -E + U_D \quad 2.4.2.$$

Дељењем једначине 2.4.2. са $-R$ добије се струја I_D :

$$I_D = \frac{E}{R} - \frac{U_D}{R} \quad 2.4.3.$$

И ово је једначина праве која показује зависност струје I_D од напона U_D . Ова права може да се нацрта кроз две тачке. Прву тачку је најлакше одредити на хоризонталној оси. Ту је струја једнака нули: $I_D = 0$. Када се у једначину 2.4.3. стави $I_D = 0$, добије се:

$$0 = \frac{E}{R} - \frac{U_D}{R} \quad 2.4.4.$$

Када се једначина 2.4.4. помножи са R , добије се:

$$0 = E - U_D \quad 2.4.5.$$

Када се U_D пребаци на леву страну, добије се:

$$U_D = E \quad 2.4.6.$$

Ово је једна тачка праве и она је означена на сл.2.4.1.б (на пример $U_D=E=3\text{ V}$). Другу тачку је најлакше одредити на вертикалној оси; ту је $U_D=0$. Када се ова вредност за U_D замени у једначину 2.4.3, добије се:

$$I_D = \frac{E}{R} \quad 2.4.7.$$

Ова тачка је означена на сл.2.4.1.б. (на пример за $E = 3\text{ V}$ и $R = 1\text{ k}\Omega$, $I_D = 3\text{ V}/1000\text{ }\Omega = 3\text{ mA}$).

Иначе, ова права се може одредити и по правилима из математике, где је $-1/R$ коефицијент смера, а E/R одсечак на вертикалној оси. Ова права је нацртана на карактеристици диоде на сл.2.4.1.б.

Место, где ова права сече карактеристику диоде се назива радна тачка и на сл.2.4.1.б је означена са A . Вредности напона и струје у овој тачки показују колики је напон на диоди и струја кроз њу у овом колу. Наиме, струја и напон на диоди могу бити само на њеној карактеристици. Исто тако, струја и напон у овом колу морају такође бити на правој коју смо нацртали на сл.2.4.1.б. Једино на месту пресека карактеристике диоде и праве задовољена су ова оба услова. На пример, напон на диоди у радној тачки је $0,8\text{ V}$ и струја кроз њу $1,5\text{ mA}$. За друге услове (на пример за други напон напајања E или другу отпорност R) струја и напон у радној тачки могу да буду другачији.

Нека је струја у радној тачки A једнака I_1 , а напон U_1 (сл.2.4.1.в). Када се подели напон U_1 са струјом I_1 , добије се по Омовом закону нека отпорност. Ова отпорност се назива статичка отпорност диоде. Она се јако мења са променом струје кроз диоду. Нека је на пример напон на диоди $0,8\text{ V}$, а струја кроз њу 10 mA , тада је статичка отпорност диоде у тој тачки $0,8\text{ V}/10\text{ mA} = 0,8\text{ V}/10 \cdot 10^{-3}\text{ A} = 80\text{ }\Omega$. Обично се узима да је напон на диоди која проводи око $0,7\text{ V}$. На пример, нека је на сл.2.4.1.а $E = 5\text{ V}$ и $R = 1\text{ k}\Omega$ и $U_D = 0,7\text{ V}$. Струја у овом колу износи: $I = (E - U_D)/R = (5\text{ V} - 0,7\text{ V})/1000\text{ }\Omega = 4,7\text{ mA}$.

Ако се напон на диоди мења од U_2 до U_3 , као на сл.2.4.1.в, струја кроз диоду се мења од I_2 до I_3 . Промена напона на диоди $U_3 - U_2$ подељена променом струје $I_3 - I_2$ назива се динамичка отпорност диоде r_d :

$$r_d = \frac{U_3 - U_2}{I_3 - I_2} = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D} \quad 2.2.7.$$

Динамичка отпорност диоде такође много зависи од радне тачке. Што је струја диоде већа, већа је и њена промена за исту промену напона.

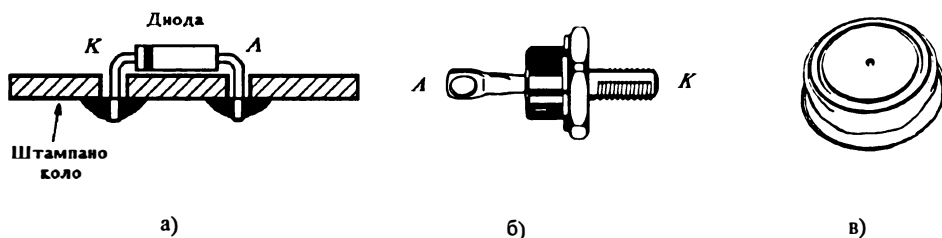
Пример: Нека је $\Delta U_D = 100\text{ mV}$ и $\Delta I_D = 10\text{ mA}$. Динамичка отпорност диоде је $r_d = \Delta U_D / \Delta I_D = 100\text{ mV} / 10\text{ mA} = 10\text{ }\Omega$.

Питања за понављање

1. Да ли у колу тече струја, ако је диода пропусно поларисана?
2. Зашто је II Кирхофов закон за диоду у колу једначина праве?
3. Како се црта права у координатном систему?
4. Зашто се радна тачка налази на пресеку радне праве и карактеристике диоде?
5. Шта је статичка отпорност диоде и како се одређује?
6. Шта је динамичка отпорност диоде и како се одређује?
7. Која је отпорност $v_{\text{св}}$: статичка или динамичка и зашто?

2.5. УСМЕРАЧИ

Електронски уређаји обично раде са једносмерним изворима напајања. Из градске мреже се добија наизменични напон који је исувише висок (220 V). Његовим усмеравањем би се добио такође сувише висок једносмерни напон. Због тога је потребно наизменични напон из градске мреже најпре снижити помоћу трансформатора, на пример на 10 V, а затим га помоћу усмерача претворити у једносмерни. Усмерачи такође постоје и у области електроенергетике. Електрична вуча (електричне локомотиве, трамваји, итд.) ради на једносмерну струју.



Сл.2.5.1. а), б) и в) Спољни изглед неких диода

Усмерачке диоде су обично силицијумске. Германијумске диоде се употребљавају само у специјалним усмерачким колима, као што су детектори код радио и ТВ уређаја, неки мерни уређаји, итд.

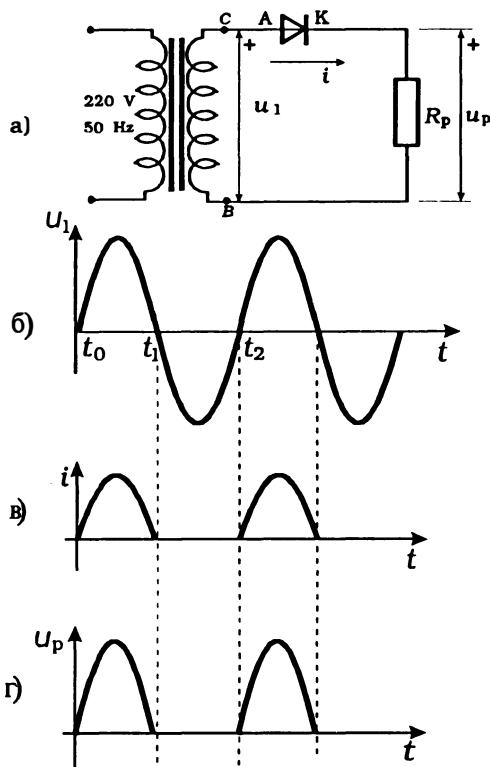
Усмерачке силицијумске диоде се обично израђују за струје од 1 А па навише. Пример усмерачке диоде је 1N4004 за средњу вредност струје до 1 А. Ове диоде је обично потребно додатно хладити. Неке од њих се могу хладити преко прикључака, на пример диода 1N4004, како је приказано на сл.2.5.1.а. Топлота из диоде се преноси преко прикључних проводника на штампано коло које представља хладњак за одвођење топлоте на околину. Неке диоде имају тело са навојем као на сл.2.5.1.б. и причвршћују се на хладњак помоћу навртке итд., а неке у облику таблете (за веома велике струје, на пример, за 1000 А) као на сл.2.5.1.в. Њихов хладњак се ставља са обе стране. Детаљнији прорачун кола за

хлађење биће објашњен у поглављу о тиристорима.

ЈЕДНОСТРАНИ УСМЕРАЧ. - Најједноставнији усмерач се може извести

помоћу једне диоде. Приказан је на сл.2.5.2.а. На примар трансформатора се доводи наизменични напон од 220V. На његовом секундару се добије нижи напон (на пример 10 V), који се усмерава помоћу диоде и на потрошач R_p се доводи једносмерни напон.

Наизменични напон је приказан на сл.2.5.2.б. У позитивној полупериоди наизменичног напона (од тренутка t_0 до t_1 на сл.2.5.2.а) тачка C је позитивна, а B је негативна. На аноди диоде је потенцијал виши него на катоди. Диода је поларисана у пропусном смеру и кроз њу тече струја у означеном смеру. У негативној полупериоди наизменичног напона диода је инверзно поларисана, па кроз њу не тече струја. Облик струје је приказан на сл.2.5.2.в. Исти облик има и напон у на потрошачу R_p .



Сл.2.5.2. а) Шема усмерача са једном диодом; б) облик наизменичног напона између тачака C и B ; в) усмерена струја кроз потрошач; г) усмерени напон на потрошачу

Овде треба напоменути да је ефективна вредност усмерене струје (или напона) једнака половини максималне, тј. $I_{ef} = I_m/2$, $U_{ef} = U_m/2$. Овај израз се може извести на следечи начин: ако струја тече само у једној половини периоде, добијена снага P' је једнака половини снаге P која се добије када струја тече целу периоду. Снага P' је једнака производу квадрата ефективне вредности струје I'_{ef} која тече у половини периоде и отпорности R , тј $P' = I'^2_{ef} \cdot R$. Снага која се развија на истој отпорности када струја тече за време целе периоде, једнака је $P = I^2_{ef} \cdot R = (I_m/\sqrt{2})^2 \cdot R = (I_m^2/2) \cdot R$. Како је $P' = P/2$, добије се:

$$I'^2_{ef} \cdot R = \frac{I_m^2 \cdot R}{2 \cdot 2} = \frac{I_m^2 \cdot R}{4} \quad 2.5.1.$$

Ова једначина се може скратити са R , па се добије:

$$I'^2_{ef} = \frac{I_m^2}{4} \quad 2.5.2.$$

Када се ова једначина корснудје, добије се:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{I_m^2}{4}} = \frac{I_m}{2} \quad 2.5.3.$$

Сличан израз се добије за еффекуивну вредност напона.

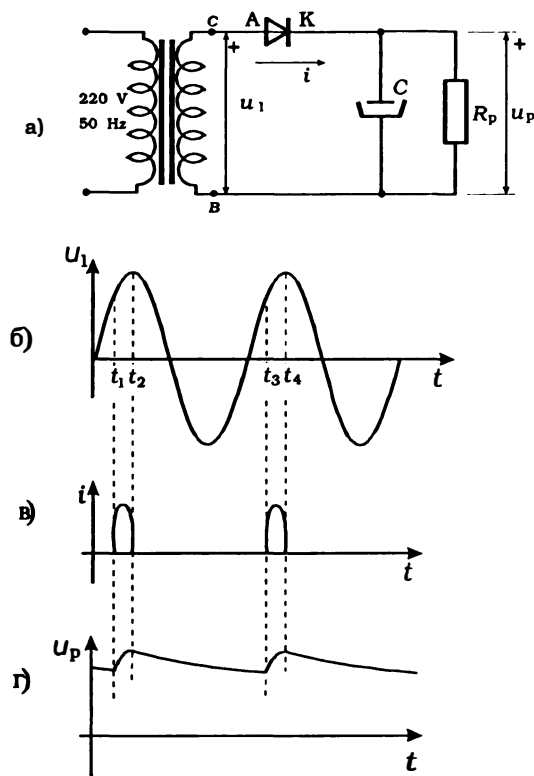
Код усмерача је веома важно знати колики се максимални инверзни напон појављује на диоди за време њеног рада. У негативној полупериоди наизменичног напона (од тренутка t_1 до t_2) диода је инверзно поларисана и потенцијал у тачки C је негативан, а у тачки B позитиван. Највећи могући инверзни напон је једнак амплитуди наизменичног напона U_m . Према томе, диода треба да издржи инверзни напон који је једнак амплитуди наизменичног напона.

Коло на сл.2.5.2.а даје променљиви једносмерни напон, који се назива пулсирајући. Овакав напон је обично неупотребљив за напајање електронских уређаја јер се они нормално напајају помоћу сталног једносмерног напона.

Знатно бољи једносмерни напон се добије додавањем кондензатора велике капацитивности, на пример $1000 \mu F$, који је обично електролитски, паралелно потрошачу, као на сл.2.5.3.а. У једном делу позитивне полупериоде наиз-

меничног напона кондензатор се пуни из секундар трансформатора, а у преосталом времену празни се кроз отпорник R_p . Пуњење кондензатора почиње у тренутку t_1 на сл.2.5.3.г када наизменични напон у тачки C постане виши од напона на кондензатору јер је тада диода пропусно поларисана. Кондензатор се пуни до тренутка t_2 и напон на њему расте. Пуњење кондензатора је обично краткотрајно јер је отпорност у колу пуњења, коју углавном чини отпорност секундар трансформатора, веома мала (на пример 1Ω).

Пражњење кондензатора траје од тренутка t_2 до t_3 . Кондензатор се поново пуни од тренутка t_3 до t_4 , затим опет празни итд. На овај начин се добије на потрошачу једносмерни напон који се мало мења.



Сл.2.5.3. а) Усмерач са филтарским кондензатором; б) облик наизменичног напона; в) струја кроз диоду; г) напон на потрошачу

Средња вредност добијеног једносмерног напона је обично блиска максималној вредности наизменичног напона напајања тј. $U \approx U_m$. Смањењем отпорности потрошача повећава се струја кроз њега. Кондензатор се више испразни између два пуњења и средња вредност добијеног једносмерног напона постаје осетно нижа од амплитуде наизменичног. Таласност се повећава па се једносмерни напон у појединим тренуцима знатно разликује од своје средње вредности. У пракси се најчешће узима да је добијени једносмерни напон приближно једнак амплитиди наизменичног напона.

Капацитивност кондензатора се одређује тако да напон на њему током пражњења мало опадне. У пракси се обично узима да временска константа пражњења RC (R је отпорност потрошача, а C капацитивност филтарског кондензатора) буде бар 5 пута већа од времена пражњења (у овом случају то је периода градске мреже која је једнака 20 ms) тј. да $RC > 5T$. Нека је на пример потребан једносмерни напон 10 V, а струја потрошача 100 mA. Тада је отпорност потрошача $U/I = 10 \text{ V}/0,1 \text{ A} = 100 \Omega$. Капацитивност електролитског кондензатора се добије из неједначине $C > 5 \cdot T/R$. У овом случају је $C > 5 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \text{ s}/100 \Omega = 10^{-3} \text{ F} = 1000 \mu\text{F}$. Ако се на усмерач прикључује електронски стабилизатор напона, тада се може дозволити већа таласност усмереног напона и мања капацитивност кондензатора. Тада је довољно узети да буде $RC > 3T$. У претходном примеру би капацитивност кондензатора била 600 μF .

Видели смо да струја пуњења кондензатора тече само у кратким временским интервалима (од t_1 до t_2 , затим од t_3 до t_4 итд. на сл.2.5.3.в). Оваква струја има знатно већу ефективну вредност од средње (типично 3 пута) док је код синусне струје ефективна вредност већа од средње 1,11 пута. Ако ставимо обичан амперметар на ред са диодом и меримо струју кроз њу, он ће показати погрешну вредност. Амперметар ће показати на пример 1 A, док ће стварна ефективна вредност струје бити знатно већа (на пример 3 A). Мерење струје треба извести са амперметрима за мерење тачне ефективне вредности, као што су на пример амперметри са меким гвожђем, дигитални мултиметри за мерење тачне ефективне вредности напона или струје, итд. Уопште, што је време протицања струје краће, то се више разликује ефективна вредност од средње. Утврђивање тачне ефективне вредности струје кроз диоду је важно због хлађења диоде јер од ефективне вредности струје зависи њено загревање. Уместо времена протицања некад је погодније узимати угао протицања струје. Периоди наизменичне струје одговара угао од 360°. Ако струја тече у једном делу периоде, тада то одговара неком углу, који је мањи од 360°. Угао протицања код кола на сл.2.5.2.а једнак 180°, док је код кола на сл.2.5.3.а знатно мањи.

Ако је угао протицања знатно мањи од 180°, струја тече у импулсима као на сл.2.5.3.в и тада је њена максимална вредност ограничена и односи се на максималну понављајућу струју. На пример за диоду 1N4004 је максимална понављајућа струја 10 A, али да је угао протицања мањи од 40° и да је њена средња вредност мања од претходно наведене 1 A.

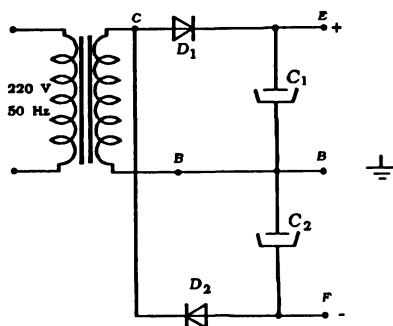
Пре укључивања усмерача, филтарски кондензатор је нормално празан. У тренутку укључивања усмерача, почетна (ударна) струја пуњења кондензатора може да буде веома велика (на пример 50 A колика је дозвољена непонављајућа

максимална струја код диоде 1N4004) јер се тада кондензатор понаша као кратак спој, што може да изазове уништење диоде. Због тога треба проучити коло усмерача и утврдити да ли у њему већ постоји довољно велика отпорност за ограничење ударнеструје (на пример да ли је отпорност навоја трансформатора довољно велика - оријентационо $1\ \Omega$). Ако је отпорност у колу пуњења кондензатора сувише мала, не ред са диодом ставља се одговарајућа отпорност (на пример $1\ \Omega$ за напајање електронских уређаја, или мање код енергетских постројења). Тачна вредност ове отпорности се одређује према подацима произвођача диоде.

И за диоду на сл.2.5.3.а је важно одредити колики се највећи инверзни напон јавља у току њеног рада. У негативној полупериоди наизменичног напона, напон у тачки B је позитиван, а у тачки C је негативан. На кондензатору је једносмерни напон, који је приближно једнак амплитуди наизменичног. Ова два напона су истог смера и сабирају се. То значи да диода треба да издржи инверзни напон који је једнак двострукој амплитуди наизменичног напона, односно $2U_m$.

Усмерач са једном диодом се углавном употребљава тамо где је потребна мала једносмерна струја (на пример 10 mA) или где је потребно да цена усмерача буде што нижа. На сличан начин се може направити усмерач за негативан једносмерни напон, када се диода и кондензатор поставе обрнуто.

✧ **УДВОСТРУЧАВАЧ НАПОНА.** - Као варијанта једностраног усмерача, понекад се прави удвостручавач напона, који је приказан на сл.2.5.4. Диода D_1 са кондензатором C_1 чини нормалан једностранни усмерач за позитиван напон у односу на тачку B . Диода D_2 и кондензатор C_2 чине једностани усмерач за негативан једносмерни напон у односу на исту тачку B . Једносмерни напон од тачке E до тачке B је практично једнак амплитуди наизменичног напона. Исто толико износи једносмерни негативан напон од тачке B до тачке F . Види се да једносмерни напон од тачке E до тачке F износи приближно $2U_m$, односно да се добије двоструко виши једносмерни напон.



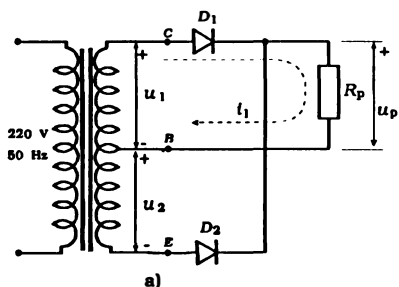
Сл.2.5.4. Удвостручавач напона

Удвостручавач напона се користи када је потребан виши напон и када је струја потрошача мала. Такође се употребљава у случају да се располаже само са једним секундаром на трансформатору, а потребан је и позитиван и негативан једносмерни напон за неки потрошач. Тада се тачка B уземљује и постаје маса, а напон у тачки E је позитиван у односу на масу, док је напон у тачки F негативан у односу на масу. Овакав усмерач је погодан за напајање тзв. операционих појачавача, који захтевају позитиван и негативан напон напајања, а струја им је мала. Свака

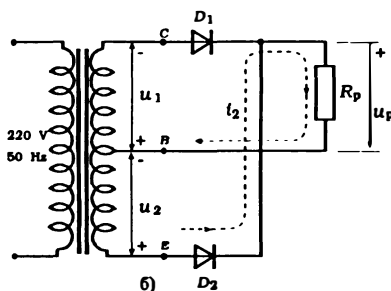
диода у оваквом усмерачу треба да издржи инверзни напон $2U_m$ јер је сваки усмерач засебно једнак усмерачу на сл.2.5.3.а.

Усмерач на сл.2.5.3.а. има низ недостатака јер струја тече само у једној полупериоди и неравномерно оптерећује извор наизменичне струје, па се чешће употребљавају усмерачи са две или четири диоде.

ДВОСТРАНИ УСМЕРАЧ. - Усмерач са две диоде је приказан на сл.2.5.5.а, а одговарајући таласни облици на сл.2.5.5.в, г, и д. Код овог усмерача струја тече



Сл.2.5.5.а) Усмерач са две диоде са означеним смером струје у позитивној полупериоди наизменичног напона



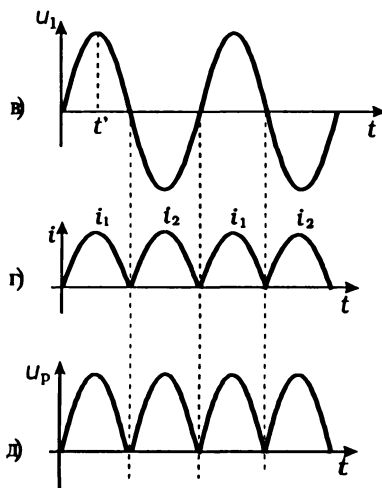
Сл.2.5.5.б) Усмерач са две диоде са означеним смером струје у негативној полупериоди наизменичног напона

у обе полупериоде наизменичног напона и то кроз једну диоду у позитивној, а кроз другу у негативној полупериоди. У позитивној полупериоди наизменичног напона u_1 диода D_1 је пропусно поларисана и струја i_1 тече од тачке C кроз диоду D_1 и отпорник R_p ка тачки B . За ово време диода D_2 не проводи јер је напон на њеној аноди негативан, а на катоди позитиван. У негативној полупериоди наизменичног напона u_1 тачка C је негативна у односу на тачку B и диода D_1 не проводи. Тачка E је позитивна у односу на тачку B , па диода D_2 проводи. Струја i_2 тече у смеру који је обележен на сл. 2.5.5.б. Код овог усмерача у тренутку t' напон u_1 је позитиван и максималан, а u_2 је негативан и максималан. Ови напони се сабирају, па је у овом тренутку инверзни напон на диоди D_2 једнак $2U_m$.

Сличан закључак може да се изведе и за диоду D_1 .

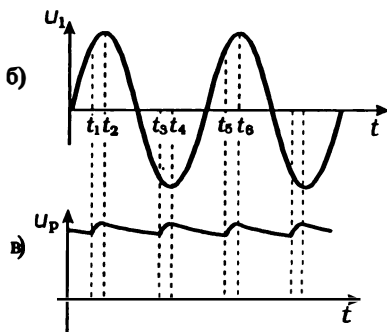
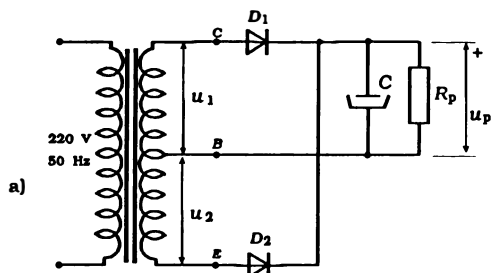
Иначе, ефективне вредности добијеног једносмерног напона и струје кроз диоду и потрошач су једнаке као и код наизменичног: $U=0,707 \cdot U_m$ и $I=0,707 \cdot I_m$.

Усмерач приказан на сл.2.5.5.а даје такође једносмерни напон, који није погодан за напајање електронских уређаја. И овде треба додати кондензатор за филтрирање једносмерног пулсирајућег напона (сл.2.5.6.а). У овом колу се



Сл.2.5.5.в) Облик наизменичног напона; г) облик струје; д) облик напона на потрошачу

кондензатор пуни од тренутка t_1 до t_2 (сл.2.5.6.б и в) преко диоде D_1 , затим празни од тренутка t_2 до t_3 , поново пуни од тренутка t_3 до t_4 кроз диоду D_2 , затим поново

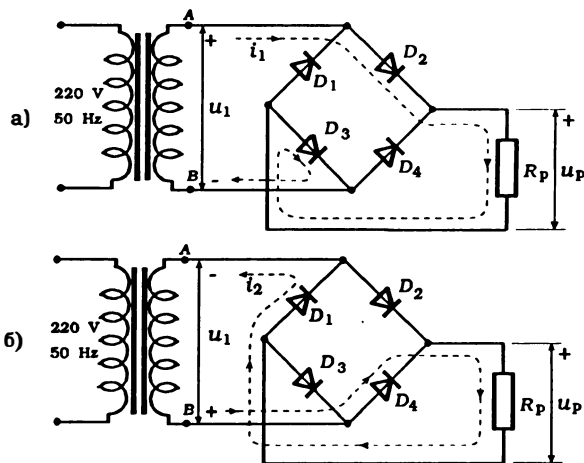


Сл.2.5.6.а) Усмерач са две диоде и филтарским кондензатором; б) и в) таласни облици напона

празни од тренутка t_4 до t_5 итд. Код оваког усмерача добијени једносмерни напон се мање мења. Трансформатор је равномерније оптерећен иако струја не тече увек кроз исти секундарни намотај. И овде је добијени једносмерни напон приближан амплитуди наизменичног напона. Највиши инверзни напон на диоди D_1 настаје у тренутку када је напон u_1 негативан и максималан. Тада се напон на кондензатору сабира са напоном u_1 па је максималан инверзни напон на диоди D_1 једнак двострукој амплитуди наизменичног напона. Главни недостатак овог усмерача је у томе што му је потребан двоструки секундарни намотај. Капацитивност филтарског кондензатора овде може да буде два пута мања него код једностраног усмерача јер је и време пражњења два пута мање. Пример: нека

је $R = 100 \Omega$ и $RC > 2,5 T$, где је $T = 20 \text{ ms}$. $C > 2,5 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \text{ s} / 100 \Omega = 500 \mu\text{F}$.

ГРЕЦОВ (ИЛИ МОСНИ) УСМЕРАЧ. - Усмерач са четири диоде је приказан на сл.2.5.7.а и б, а одговарајући таласни облици на сл.2.5.7.в и г. Када је

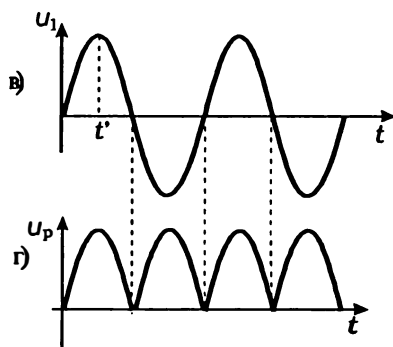


Сл.2.5.7. а) Усмерач са четири диоде и смером струје у позитивној полупериоди наизменичног напона; б) у негативној

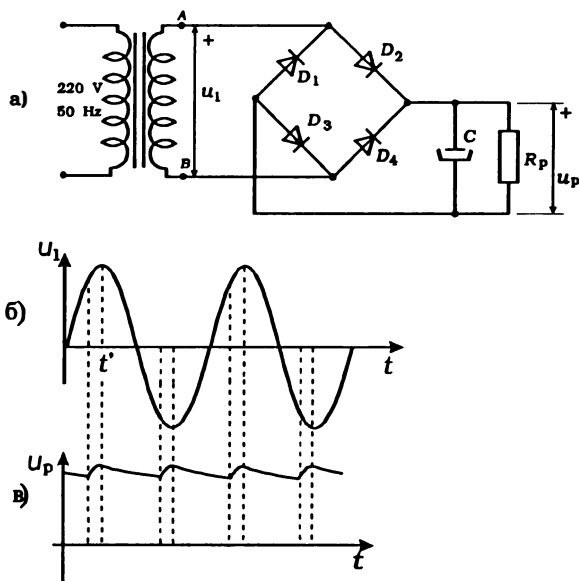
напон на секундару трансформатора позитиван, струја тече од тачке А, кроз диоду D_2 , потрошач R_p и диоду D_3 ка тачки В. Када је напон на секундару негативан, струја тече од тачке В, кроз диоду D_4 , потрошач R_p и диоду D_1 ка тачки А. Види се да је у оба случаја смер струје кроз потрошач исти, па је струја кроз њега једносмерна. Максимални инверзни напон (на пример на диоди D_4 у тренутку t'

на сл.2.5.7.в) је једнак U_m , јер је на аноду доведен „+“, а на катоду „-“ крај наизменичног напона.

Коло на сл.2.5.7.а се такође ретко примењује у електронским уређајима па му се додаје кондензатор (сл. 2.5.8.а). Сада је напон на потрошачу равномернији (сл.2.5.8.в) и практично је исти као на сл.2.5.6.в. И у овом случају се филтарски кондензатор пуни у обе полупериоде, па је добијени напон ближи сталном једносмерном напону. Предност оваког усмерача над усмерачем са сл.2.5.6.а је у употреби трансформатора са једним секундарним намотајем. Код усмерача на сл. 2.5.8.а једна диода треба да издржи инверзни напон једнак амплитуди наизменичног.



Сл.2.5.7. в) и г) таласни облици наизменичног и једносмерног напона



Сл.2.5.8. а) Усмерач са четири диоде и филтарским кондензатором; б) и в) облици наизменичног и једносмерног напона

Капацитивност филтарског кондензатора се одређује као и код двостраног усмерача.

Питања и задаци

1. Зашто се за напајање електронских уређаја не користи директно градска мрежа?
2. Зашто се у електричној вучи користи једносмерна струја?
3. Где се за усмеравање наизменичног напона користе силицијумске, а где германијумске диоде?
4. Зашто неке диоде треба додатно хладити?
5. Шта се ради са наизменичним напонем пре усмеравања ако се користи за напајање електронских уређаја?
6. Зашто струја тече само у једној периоди код једностраног усмеравања?
7. Какав се напон добије једностраним усмеравањем и да ли је погодан за напајање електронских уређаја?
8. Колики је највећи инверзни напон на диоди на сл.2.5.2.а. и када наступа?
9. Зашто се усмерачу додаје кондензатор?
10. Када се кондензатор пуни, а када празни у колу на сл.2.5.3.?
11. Како се одређује капацитивност кондензатора на сл.2.5.3.?
12. Нека је потребан једнострани усмерач који даје једносмерни напон $U=10V$ и струју од 50 mA . Одреди приближно потребан наизменични напон и капацитивност кондензатора.
13. Нека је потребан једнострани усмерач који даје једносмерни напон $U=25V$ и струју од 2 A . Одреди приближно потребан наизменични напон и капацитивност кондензатора.
14. Колики је највећи инверзни напон на диоди на сл.2.5.3. и када наступа?
15. Зашто је код усмерача ефективна вредност струје знатно већа од њене средње вредности?
16. Од чега се састоји удвостручавач напона?
17. Када се употребљава удвостручавач напона?
18. Како се одређује капацитивност кондензатора код удвостручавача напона?
19. Како се одређује инверзни напон код удвостручавача напона?
20. Како се формира двострани усмерач?
21. Нацртај напоне на улазу и излазу двостраног усмерача.
22. Да ли се на излазу двостраног усмерача без кондензатора добије напон погодан за напајање електронских уређаја?
23. Колики је највећи инверзни напон код двостраног усмерача без кондензатора и када наступа?
24. Какав се напон добије на излазу двостраног усмерача са филтарским кондензатором?
25. Како се одређује капацитивност електролитског кондензатора код двостраног усмерача?
26. Колики је максимални инверзни напон на диоди код двостраног усмерача са филтарским кондензатором?
27. Када се употребљава Грецов усмерач?
28. Какав се напон добије код Грецовог усмерача без филтарског кондензатора?
29. Какав се напон добије код Грецовог усмерача са филтарским кондензатором?
30. Нека је потребан једносмерни напон од 20 V при струји од $0,5\text{ A}$. Одреди приближно наизменични напон и капацитивност филтарског кондензатора код Грецовог усмерача.
31. Нека је потребан једносмерни напон од 5 V при струји од 5 A . Одредити приближно наизменични напон и капацитивност филтарског кондензатора уз употребу Грецовог усмерача?
32. Нека усмерач има наизменични напон 12 V и кондензатор од $200\text{ }\mu\text{F}$. Колики се добије једносмерни напон и колика се отпорност може прикључити да таласност остане у предвиђеним границама?

2.6. СТАБИЛИЗАТОРСКЕ (ЦЕНЕРОВЕ) ДИОДЕ

Видели смо у поглављу које обрађује пробој PN -споја да у одређеним случајевима долази до Ценеровог или лавинског пробоја у инверзном смеру.

На сл.2.6.1. приказане су карактеристике више диода у области пробојних напона. Види се да је карактеристика пробоја до око $5,5\text{ V}$ доста закривљена, док

је изнад ове области знатно стрмија и погодна за стабилизацију напона.

Диоде са правим Ценеровим пробојем до око 5 V имају малу стрмину инверзног пробоја и ретко се употребљавају. Обично је најнижи инверзни пробојни напон око 3 V. Испод овог напона се користе диоде поларисане у пропусном смеру са напонам око 0,8 V, затим две диоде везане на ред и поларисане у пропусном смеру са напонам око 1,5 V.

Уобичајено је да се све диоде, које раде у области инверзних пробојних напона, називају Ценерове или стабилизаторске диоде. За њих се обично даје пробојни напон и дозвољена снага, мада могу да се дају и друге карактеристике. Пробојни напон обично иде до 200 V, а дозвољена снага до 50 W. Најчешће се употребљавају диоде са пробојним напонам у области између 6 и 15 V и снаге до 1 W.

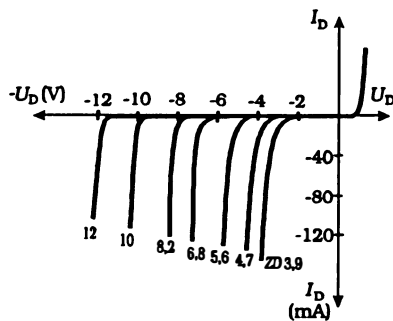
Из дозвољене снаге и пробојног напона се израчунава струја дозвољена кроз диоду приликом нормалног рада.

Стабилизаторске диоде се цртају као на сл.2.6.2.а. Ознаке за катоду и аноду не морају да се назначавају јер се њихова места виде са слике. Често се у шемама могу срести и ознаке које су нацртане на сл.2.6.2.б и на сл.2.6.2.в.

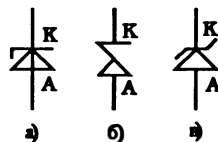
Стабилизаторске диоде се највише употребљавају за стабилизацију напона. Инверзно су поларисане и раде у области пробоја. Принцип стабилизације се може разумети помоћу сл.2.6.3. Нека напон у тачки A' износи U_z (на пример 5,9 V), а струја I_z (на пример 2 mA).

Ако се струја кроз диоду знатно повећа на вредност I_z (на пример са вредности 2 mA на 10 mA), напон на диоди се повећава на вредност U_z (на пример на 6 V). Види се да се напон на диоди врло мало мења при великој промени струје кроз диоду.

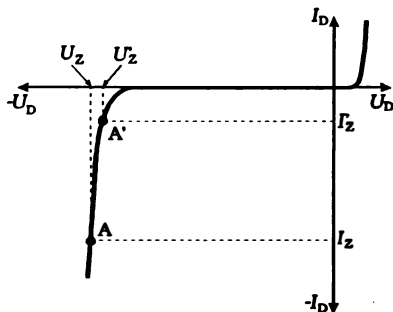
Стабилизатор напона је коло на чији улаз се доводи напон који се релативно много мења (на пример за $\pm 10\%$), а на излазу даје напон који се релативно мало мења (на пример за $\pm 1\%$). Стабилизатор напона са стабили-



Сл.2.6.1. Карактеристике седам стабилизаторских диода у области пробојних напона

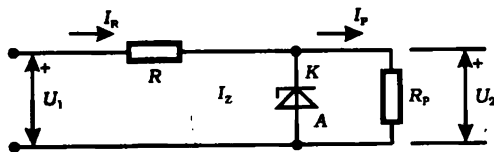


Сл.2.6.2. а) Ознака стабилизаторске (Ценерове) диоде; б) немачка ознака; в) америчка ознака



Сл.2.6.3. Принцип стабилизације напона помоћу стабилизаторске диоде

заторском диодом приказан је на сл.2.6.4. На његов улаз се доводи нестабилисани напон U_1 , а на излазу се добије стабилисани напон U_2 . Отпорник R служи за ограничење струје кроз стабилизаторску диоду, а R_p је потрошач, којем треба обезбедити стабилан напон.



Сл.2.6.4. Стабилизатор напона са стабилизаторском диодом

Стабилизација напона се изводи на следећи начин: повећањем улазног напона U_1 повећава се струја I_R кроз отпорник R . Напон на стабилизаторској диоди је приближно константан, па се струја кроз потрошач практично не повећава.

Повећање струје I_R изазива повећање струје кроз стабилизаторску диоду на којој се напон

мало повећава (као на сл.2.6.3). Види се да се код велике промене напона U_1 напон U_2 мало мења. У пракси се обично постиже да је промена излазног напона око 10 пута мања него код улазног.

Улазни напон U_1 очигледно треба да буде виши од излазног. Сматра се да је најповољније да улазни напон буде око два пута виши од излазног.

Прорачун стабилизатора са Ценеровом диодом врши се на следећи начин: најпре је потребно познавати вредности напона U_1 и U_2 који се одређују према потреби потрошача; затим се одреди струја потрошача, делећи напон U_2 са отпорношћу потрошача. Отпорност за ограничење струје R се одређује из једначине: $U_1 = R \cdot I_R + U_2$. Струја I_R је једнака збиру струје потрошача I_p и струје кроз диоду I_z . Према вредностима струја и напона, одређују се такође снаге на отпорнику R и Ценеровој диоди.

Уколико се потрошач уклони, тада сва струја протиче кроз стабилизаторску диоду. У оваквом случају се на диоди појављује највећа снага. Повећана снага се такође добија код повећања улазног напона U_1 , јер се тада повећава струја кроз диоду.

Код стабилизаторских диода се мора водити рачуна о снази њиховог загревања која износи $P_z = U_z \cdot I_z$. Обично је потребно обезбедити додатно хлађење диоде.

Пример: Нека је потребан стабилисани напон $U_2 = 7 \text{ V}$ и нека је потребна струја потрошача $I_p = 10 \text{ mA}$. Тада је потребно да улазни напон U_1 буде око 14 V . Струја кроз диоду I_z се одређује на основу искуства и обично је једнака половини струје потрошача; овде ће да буде усвојена вредност 5 mA , па је снага на диоди $5 \text{ mA} \cdot 7 \text{ V} = 35 \text{ mW}$. Сада је укупна струја кроз отпорник за ограничење струје 15 mA , а напон на њему 7 V , док је снага на њему $15 \text{ mA} \cdot 7 \text{ V} = 105 \text{ mW}$, али се усваја већа стандардна вредност 250 mW (овде би се могао узети и отпорник снаге 125 mW , али је због могућих преоптерећења је погодније узети 250 mW); његова отпорност се одређује по Омовом закону и износи $7 \text{ V} / 15 \text{ mA} = 466 \Omega$ заокружено на следећу већу стандардну вредност 470Ω . Уколико се потрошач уклони, сва струја тече кроз Ценерову диоду, па је снага на њој $15 \text{ mA} \cdot 7 \text{ V} = 105 \text{ mW}$;

следећа већа вредност је обично 250 mW.

Стабилизаторске диоде се све мање упстрелбавју за стабилизацију напона јер имају доста велике губитке енергије у диоди и отпорнику за ограничење струје. Стабилизација напона није најбоља, јер су типичне промене излазног напона од од $\pm 1\%$ доста велике. Због низа недостатака потискују их интегрисани стабилизатори који су често јевтинији и знатно квалитетнији.

Стабилизаторске диоде се сада углавном употребљавају за израду стабилизатора код којих је струја потрошача мала (на пример 10 mA), као извори референтног напона (напона за упоређивање), код ограничавача напона итд. Пробој код ових диода изазива јак напон шума (електрички шум је обично нежељени напон случајне амплитуде, учестаности и фазе) па се оне често употребљавају као извори електричног шума.

Питања и задаци

1. У којој области се користе Ценерове диоде?
2. Код којих пробојних напона је карактеристика Ценерових диода најстрмија?
3. Како се мења напон на Ценеровој диоди у области пробоја приликом промене струје кроз њу?
4. Шта је у суштини стабилизатор напона?
5. Како се врши стабилизација напона код стабилизатора са Ценеровом диодом?
6. Како се одређују елементи стабилизатора са Ценеровом диодом?
7. Прорачунај стабилизатор напона са Ценеровом диодом где је потребан стабилан напон од 15 V и струја потрошача од 10 mA.
8. Прорачунај стабилизатор напона са Ценеровом диодом, где је потребан стабилан напон од 5 V и струја потрошача од 50 mA.
9. Прорачунај стабилизатор напона са Ценеровом диодом, где је потребан стабилан напон од 8 V и струја потрошача од 20 mA.

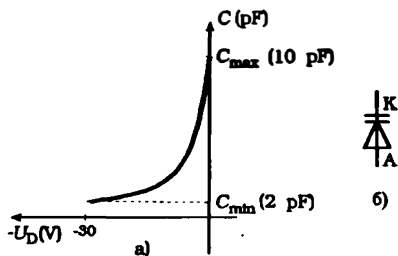
2.7. КАПАЦИТИВНОСТ PN-СПОЈА

Кондензатор се у принципу састоји од две облоге на које се приликом пуњења сакупља електрицитет; на једној облози се сакупља позитиван, а на другој негативан. PN-спој се такође понаша као кондензатор јер се на једној страни налазе шупљине, а на другој електрони. Постоје две врсте капацитивности PN-споја: дифузна и баријерна.

Дифузна капацитивност се јавља код PN-споја који је пропусно поларисан и који се тада понаша као кондензатор. Дифузна капацитивност се може објаснити на следећи начин: најпре на PN-спој није прикључен никакав спољни напон. Тада се већи део шупљина налази у P, а електрона у N-области. Прикључивањем спољног напона, који пропусно поларише PN-спој долази до наглог почетног кретања великог броја шупљина у N-област, у којој их пре тога практично није било. Када се N-област напуни шупљинама, њихово придолажење се смањи на сталну вредност. Сада шупљине стално пристижу у истом броју, рекомбинују се и чине нормалну струју кроз PN-спој. Почетно увећано кретање

шупљина у N -област чини повећану почетну струју, што се иначе дешава код почетног пуњења кондензатора. Слична појава се дешава са електронима које је спољно поље потисло у P -област. Смањењем спољног напона директне поларизације PN -споја на нулу нестало је електрично поље, које је шупљине померило у N -област. Шупљине, које су се затекле у N -области, сада треба да се врате у P -област. Ово враћање је такође постепено и сада се PN -спој понаша као кондензатор који се празни. Типична вредност дифузне капацитивности је 100 pF.

Поред дифузне, постоји и баријерна капацитивност. Она се јавља код непропусно поларисаног PN -споја. Област просторног наелектрисања је изолатор јер ту нема ни слободних електрона ни шупљина. Области лево и десно од просторног наелектрисања су проводне и чине облоге кондензатора. Ако се PN -спој непропусно поларише, размак између шупљина и електрона се повећава, као што је то већ раније приказано на сл.2.2.4. Ова појава одговара кондензатору, којем се повећава размак између плоча те се тада његова капацитивност смањује. Зависност капацитивности од инверзног напона на диоди је приказана на сл. 2.7.1.а. Закривљеност карактеристике, као и вредност капацитивности за $U_D = 0$, знатно се разликују код различитих врста диода, као и код различитих примерака исте врсте диода.



Сл.2.7.1. а) Карактеристика капацитивне (варикап) диоде; б) њена ознака

Постоји посебна врста диода које се производе да служе као променљиви кондензатори. Њихова се капацитивност мења помоћу инверзног напона. Називају се варикап-диоде и често се употребљавају у осцилаторним колима код радио и ТВ уређаја у области високих учестаности. У електричним шемама се означавају као на сл.2.7.1.б. Код неких варикап-диода капацитивност је релативно мала и мало се мења као на пример од 2 pF на 25 V до 10 pF на 3 V код диоде *BB105B*; код других су про-

мене веће, као на пример од 25 pF на 30 V до 500 pF на 1 V код диоде *BB312*.

У области микроталаса се примењује посебна врста варикап-диода, тзв. варактор-диоде, које служе за умножавање учестаности.

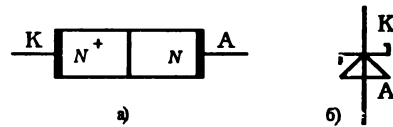
Питања за понављање

1. Због чега се PN -спој понаша као кондензатор код пропусне поларизације?
2. Колико оријентационо износи дифузна капацитивност?
3. Где нарочито долази од изражаја дифузна капацитивност?
4. Да ли код дифузне капацитивности имамо облоге и диелектрик кондензатора?
5. Због чега постоји баријерна капацитивност?
6. Да ли код баријерне капацитивности имамо облоге и диелектрик кондензатора?
7. Колико оријентационо износи баријерна капацитивност и где се примењује?

2.8. ПРЕКИДАЧКЕ, PIN И ШОТКИЈЕВЕ ДИОДЕ

ПРЕКИДАЧКЕ ДИОДЕ. - Прекидачке диоде се најчешће израђују у планарној техници. Имају мале димензије и мале количине примеса, па им је капацитивност мала, а брзина укључивања и искључивања велика. За прекидачке диоде је веома битно да дифузна капацитивност буде што мања, јер се смањењем дифузне капацитивности смањује време укључивања и искључивања диоде. Обично је важније време искључивања јер је дуже од времена укључивања. Типично време искључивања је неколико ns (на пример за диоду 1N4148 је 4 ns). Највише се употребљавају у дигиталним и импулсним колима.

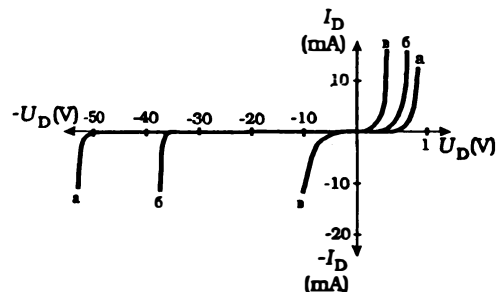
ШОТКИЈЕВЕ ДИОДЕ. - Израђују се тако што се директно на полупроводник N -врсте наноси метал. Електрони из полупроводника прелазе у метал због дифузије, па се у полупроводнику образује просторно наелектрисање у којем се налазе некомпензовани позитивни јони. Ово просторно наелектрисање постоји практично само у полупроводнику, па је електрично поље мање него у нормалном PN -споју. Електрони могу да прелазе из полупроводника у метал, јер је енергија електрона у металу мања, али обрнуто не могу. На овај начин се добије усмерачки спој између полупроводника и метала, а такође и прикључак за аноду (сл.2.8.1.а). Други контакт се добије тако што се накнадно образује област са великом концентрацијом N -примеса, па се добије N^+ област, која је слична проводнику. На N^+ област се наноси метал са којим се образује неусмерачки контакт, који чини катоду диоде.



Сл.2.8.1. а) Структура Шоткијеве диоде;
б) њена ознака

Код Шоткијевих диода нема прелаза шупљина из P у N -област, као ни електрона из N у P -област, па не постоји дифузна капацитивност споја. Време укључивања и искључивања је веома кратко и износи типично 100 ps.

Карактеристика Шоткијеве диоде је приказана на сл.2.8.2. Види се да је праг провођења мањи него код обичних силицијумских диода јер је потенцијална баријера мања. Праг провођења може се мењати променом густине примеса у полупроводнику. Што је већа концентрација примеса, нижи је инверзни напон и нижи је праг провођења. Код Шоткијеве диоде, чија је карактеристика приказана на сл.2.8.2.в, концентра-



Сл.2.8.2. Карактеристике Шоткијевих диода за различите концентрације примеса

ција примеса је веома велика; праг провођења је скоро једнак нули, али је релативно велика и инверзна струја. На пример код диоде *BAS40-03* фирме Сименс праг провођења је око 0,25 V, а инверзни напон је око 40 V. Код диоде *BAS70-03* исте фирме праг провођења је око 0,4 V, а инверзни напон око 70 V.

Шоткијеве диоде се нормално употребљавају у веома брзим прекидачким колима. Шоткијеве диоде са великом концентрацијом примеса (на пример *HSCH 3486* фирме Хјулит-Пакард) се користе као мешачи или детектори у области микроталаса (на пример $f = 10 \text{ GHz}$). Постоји посебна врста усмерачких Шоткијевих диода за струју до неколико десетина ампера (на пример *BYS76* за струју до 75 A фирме Сименс), које се употребљавају у брзим усмерачким колима или код импулсних регулатора напона.

PIN-ДИОДЕ. - Имају унутрашњу структуру, која је приказана на сл.2.8.3, а ознака јој је иста као и код обичних диода. Имају нормалне *P* и *N*-области и област



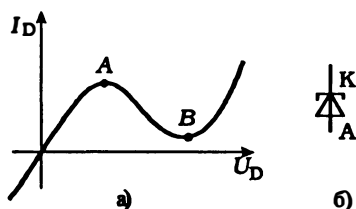
Сл.2.8.3. а) Структура *PIN*-диоде;
б) њена ознака

I између њих. *I*-област садржи веома малу концентрацију *P* или *N*-примеса па је скоро чист полупроводник. Код директне поларизације, главни носиоци електрицитета пролазе кроз *I*-област и *PIN*-диода ради као и остале диоде. Отпорност *I*-области је велика код мале једносмерне струје, а мала код ве-

лике, па се понаша као термогена отпорност. Види се да се мењањем једносмерне струје кроз диоду може мењати њена динамичка отпорност за наизменичну струју. Ова особина *PIN*-диоде се користи за формирање отпорности која се може мењати помоћу једносмерне струје, односно напона.

Време искључивања код *PIN*-диоде је релативно дуго јер је потребно знатно дуже време да се шупљине и електрони врате кроз *I*-подручје у своју област. Време враћања је толико дуго да им већ при учестаностима вишим од 100 MHz престаје усмерачко дејство.

Због могућности мењања отпорности помоћу једносмерне струје, *PIN*-диоде се употребљавају као променљиви отпорници у колима аутоматске регулације појачања, као модулатор или као прекидач. Треба напоменути да се *PIN* диоде понашају као променљиве отпорности тек на учестаностима изнад 100 MHz, мада се израђују специјалне варијанте које могу да раде изнад 10 MHz. *PIN*-диоде се често користе у области микроталаса (на пример на 10 GHz). Иначе, *PIN*-диоде приликом снимања дају исту карактеристику као и прекидачке силицијумске диоде. Пример *PIN* диоде је *BA379* фирме Сименс.



Сл.2.8.4. а) Карактеристика тунел диоде;
б) њена ознака

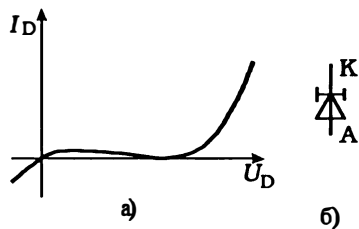
ТУНЕЛ ДИОДЕ. - Праве се од германијума са великом концентрацијом примеса. Прелаз између *P* и *N*-области је веома узан. Карактеристика тунел диоде је приказана на сл.2.8.4.а, а њен графички симбол на сл.2.8.4.б. У непропусном смеру струја почиње да тече скоро одмах, тако да практично нема

прага провођења. У пропусном смеру, са порастом напона директне поларизације, расте и струја кроз диоду и то од нуле до тачке *A*. Ако се напон даље повећава до тачке *B*, струја се смањује услед тзв. тунел ефекта. Даљим повећањем директног напона десно од тачке *B* струја поново расте.

Област од тачке *A* до тачке *B* је област где диода испољава негативну динамичку отпорност јер се повећањем напона смањује струја.

Тунел диоде се употребљавају као осцилатори (осцилатори су електронски уређаји који производе неки променљиви периодични напон) или појачавачи у области микроталаса (на пример на учестаности 5 GHz). Употребљава се такође (мада у последње време ређе) у импулсним колима за памћење неког стања или као упоређивач напона.

Постоји посебна варијанта тунел диоде, која нема област негативне отпорности. Њена карактеристика је приказана на сл.2.8.5.а, а њен графички симбол на сл.2.8.5.б. Види се да код инверзне поларизације практично нема прага провођења, док је праг код директне поларизације око 0,5 V. Користи се област инверзне поларизације као пропусна, а директне као непропусна. Ова диода се назива противсмерна диода. Употребљава се као детектор (усмерач малих напона) у области микроталаса (на пример на 10 GHz).



Сл.2.8.5. а) Карактеристика противсмерне диоде; б) њен графички симбол

Питања за понављање

1. Које су основне особине прекидачких диода?
2. Како се формирају Шоткијеве диоде?
3. Како се добију Шоткијеве диоде са различитим карактеристикама?
4. Шта је карактеристично за Шоткијеве диоде?
5. Где се користе Шоткијеве диоде?
6. Како се формира *PIN* диода?
7. Како се мења отпорност *PIN* диоде?
8. Где се примењују *PIN* диоде?

3. БИПОЛАРНИ ТРАНЗИСТОРИ

3.1. ПРИНЦИП РАДА ТРАНЗИСТОРА

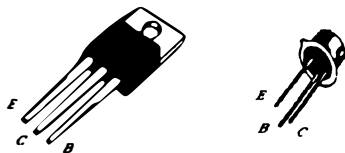
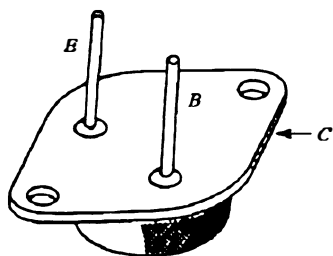
Транзистор је најважнији полупроводнички елеменат. Служи као основа за израду појачавача, дигиталних кола, осцилатора итд. Назив транзистор је настао скраћивањем енглеских речи *TRANS*fer *reSISTOR*, које у преводу значе

преносни отпорник. Има три прикључка: емитор (E), базу (B) и колектор (C) (сл.3.1.1.а). Ако се сагледа унутрашња структура транзистора, уочава се да садржи два PN -споја (сл.3.1.1.б).

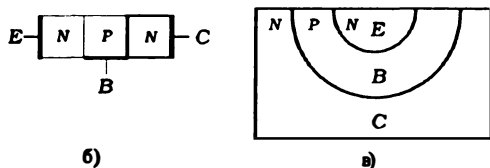
Производе се најчешће у планарној техници. Пресек транзистора у планарној техници је приказан на слици 3.1.1.в.

Принцип рада транзистора биће објашњен на увећаном моделу, који је приказан на сл.3.1.2.а.

Прва област транзистора је емитор, који је полупроводник N -типа и обично има велику концентрацију примеса. Друга област је база, која је полупроводник P -типа и код које је концентрација примеса знатно мања него код емитора; област базе је такође знатно ужа него код емитора и колекто-



Сл.3.1.1. а) Спољни облици транзистора



Сл.3.1.1 б) Унутрашња структура транзистора;
в) његов пресек у планарној техници

ра. Трећа област је колектор, која је полупроводник N -типа; концентрација примеса у њему је мања него у емитору.

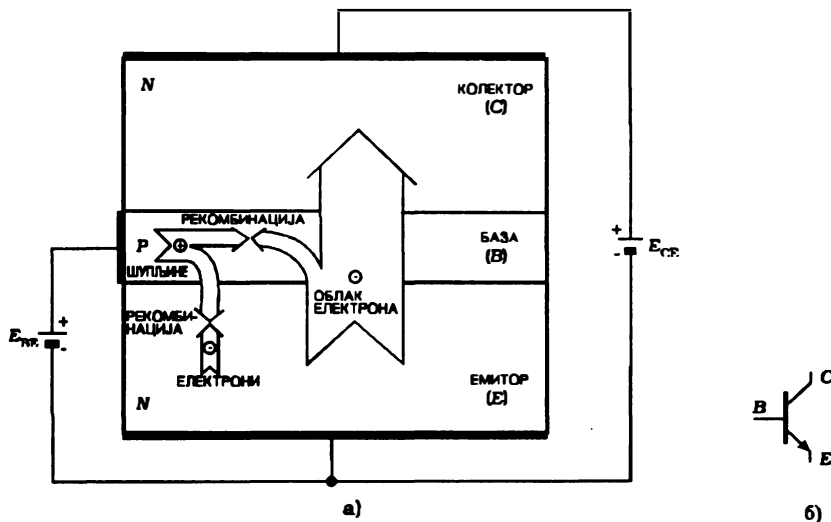
Између емитора и базе је један PN -спој, док је други између базе и колектора. PN -спој емитор-база је директно поларисан извором E_{BE} , а PN -спој база-колектор је инверзно поларисан извором E_{CE} .

У емитору су електрони главни носиоци електрицитета, а у бази су то шупљине. Када се PN -спој између емитора и базе пропусно поларише, кроз њега протиче струја. Електрони из емитора се крећу ка бази, а шупљине из базе ка емитору, па се струја састоји од две компоненте: прву чине шупљине које из базе прелазе у емитор, а другу електрони који из емитора прелазе у базу. Шупљине које из базе прелазе у емитор рекомбинују се са електронима у емитору. Због мале концентрације примеса у подручју базе, у њој постоји мало слободних шупљина; због тога мало их прелази у подручје емитора, па је ова компонента струје мала.

Другу компоненту струје чине електрони којих у емитору има веома много и који прелазе у базу.

Мањи део електрона убачених из емитора се рекомбинује са шупљинама у подручју базе, јер је подручје базе веома уско, а већи део наставља да се дифузно креће ка другом PN -споју. Други извор E_{CE} ствара електрично поље, које је усмерено од колектора ка бази. Ово поље захвата електроне из базе и усмерава их ка колектору (сакупљачу). Електрони настављају да се крећу ка металном спољном прикључку колектора и затим се крећу проводником ка извору E_{CE} . На овај начин су електрони, који су кренули из емитора, „преварени” и усмерени ка колектору.

На сл.3.1.2.а. види се да већи део електрона, који су кренули из емитора, долази у колектор, а мањи део се рекомбинује у бази. Да би се ово постигло,



Сл.3.1.2. а) Компоненте струје кроз NPN -транзистор

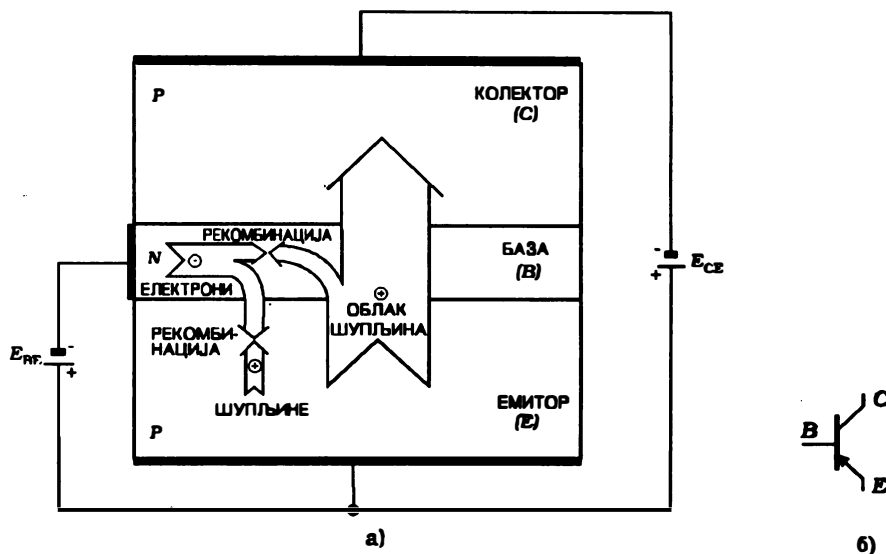
потребно је да је концентрација примеса у бази релативно мала и да је ширина базе знатно мања од дужине пута на којем се нормално оствари рекомбинација. У оваквим условима електрони ће ретко сусретати шупљине на свом путу па већина ће проћи кроз подручје базе.

Види се да је потребан један извор (E_{BE}) да потисне електроне из емитора у подручје базе, док је други (E_{CE}) потребан да их повуче из подручја базе ка колектору.

На кретање електрона највише утиче први извор (E_{BE}) и од њега највише зависи колико ће електрона да крене из емитора. Други извор (E_{CE}) служи за њихово прикупљање у подручју базе и мало утиче на укупан број електрона који се крећу кроз транзистор.

Електрони се не рекомбинују у подручју колектора, него настављају пут ка металном прикључку колектора, затим се крећу кроз проводнике и извор напајања E_C и улазе поново у емитор.

Из наведеног излагања се уочава основно својство транзистора, транзисторски ефекат, тј. да се помоћу малог улазног напона између базе и емитора или мале улазне струје базе управља знатно већом излазном струјом која тече кроз колектор. Ако се улазни напон мало повећа, тада, због повећања напона директне поларизација између базе и емитора, из емитора крене знатно већа количина електрона. Мали део тих електрона се рекомбинује у бази, а већи део доспева у колектор па се колекторска струја много повећа. Исти принцип може се применити на струје базе и колектора: ако се улазна струја (струја базе) мало повећа (на пример за 1 mA), излазна струја (струја колектора) повећа се знато више (на пример за 100 mA). Промена улазне струје или напона изазива велику промену излазне струје, па се помоћу транзистора може направити појачавач (појачавач



Сл.3.1.3. а) Компоненте струје кроз *PNP*-транзистор; б) његова ознака

је електронски уређај који на свом излазу даје већу промену напона или струје од улазне промене).

Треба напоменути да поред напред наведених струја постоје и струје које потичу од споредних носилаца електрицитета. Оне нису нацртане на сл.3.1.2.а. јер су код силицијумских транзистора занемарљиво мале.

Приказивање транзистора као на сл.3.1.2.а. ретко се примењује јер је неподесно за често цртање. Уместо њега црта се симбол транзистора, који је приказан на сл.3.1.2.б. На овој слици је нацртан *NPN* транзистор.

Код *PNP* транзистора је емитор полупроводник *P*-типа, база *N*-типа, а колектор опет *P*-типа. Принцип рада овог типа транзистора може се видети на сл.3.1.3.а, а његов симбол на сл.3.1.3.б. Објашњење је исто као и код *NPN* транзистора, само су струје и напони обрнутог смера, а електрони и шупљине су заменили места.

Речено је да струју кроз транзистор чине електрони и шупљине. Због тога се ови транзистори често називају биполарни транзистори.

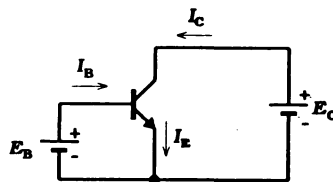
Питања за понављање

1. Које области постоје у транзистору и какве су концентрације примеса у њима?
2. Колико има *PN*-спојева у транзистору и како су поларисани?
3. Шта се дешава због пропусне поларизације *PN*-споја база-емитор?
4. Шта се дешава у подручју базе?
5. Зашто се сви електрони, који су кренули из емитора, не рекомбинују у бази?
6. Шта се дешава са електронима који се нису рекомбиновали у подручју базе?
7. Шта се дешава у подручју колектора?
8. Шта је транзисторски ефекат?
9. Зашто се ова врста транзистора назива биполарни транзистори?

3.2. ОСНОВНЕ КОМПОНЕНТЕ СТРУЈА У ТРАНЗИСТОРУ. КОЕФИЦИЈЕНТИ СТРУЈНОГ ПОЈАЧАЊА

Видели смо да се транзистор црта симболом као на сл.3.1.2.б. Кад му се прикључе спољни извори за поларизацију, добија се коло као на сл.3.2.1. У поглављу 3.1. смо видели да се струја базе и емитора састоје од две компоненте. У даљем излагању две компоненте струје емитора или базе називаће се једноставно: струја емитора или струја базе.

На сл.3.2.1 види се да струја емитора излази, а струја базе и колектора



Сл.3.2.1. Шема *NPN*-транзистора са изворима напајања

улазе у транзистор. Збир струја базе и колектора једнак је емиторској струји:

$$I_E = I_C + I_B \quad 3.2.1.$$

Видећемо касније да је струја базе око 100 пута мања од струје колектора или емитора и да се у односу на њих може занемарити; исто тако се може сматрати да су струје емитора и колектора приближно једнаке.

Транзистор се користи у разним електронским колима, чији елементи треба да се прорачунају. Због тога се морају дефинисати карактеристичне величине транзистора.

Код неких кола је улазна струја је I_E , а излазна I_C . Њихов количник се обележава са h_{21B} и назива се коефицијентом једносмерног струјног појачања:

$$h_{21B} = \frac{I_C}{I_E} \quad 3.2.2.$$

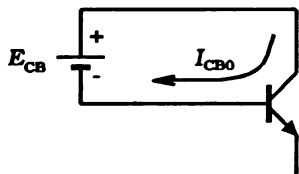
Струја I_C је увек мања од струје I_E , па је и коефицијент струјног појачања h_{21B} увек мањи од јединице. Типична његова вредност је 0,99, мада може да буде већа или мања.

Улазна струја на сл.3.2.1. је струја базе I_B , а излазна струја колектора I_C , што је у пракси најчешћи случај. Коефицијент овог једносмерног струјног појачања се обележава са h_{21E} и износи:

$$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B} \quad 3.2.3.$$

Струја I_C је знатно већа од струје I_B , па је коефицијент h_{21E} знатно већи од јединице. Типична вредност је око 100, мада може да буде и већа и мања. Такође, постоји велика разлика вредности струјног појачања код различитих примерака исте врсте транзистора. На пример код транзистора $BC108$, h_{21E} може да буде између 110 и 800, па се групише у три групе: $BC108A$, који има коефицијент h_{21E} од 110 до 220, $BC108B$, код којег је h_{21E} од 200 до 450 и $BC108C$, код којег је h_{21E} од 420 до 800. Ако се набаве два примерка транзистора $BC108A$, коефицијент h_{21E} било којег од њих може да има било коју вредност између 110 и 220.

Поред наведених струја, треба поменути инверзну струју колекторског споја I_{CBO} , која тече код инверзне поларизације споја база-колектор, као на сл. 3.2.2. Већ раније је поменуто да је инверзна струја силицијумског PN -споја



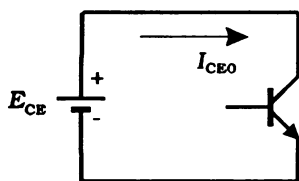
Сл. 3.2.2. Дефиниција инверзне струје колекторског споја

занемарљиво мала. Код транзистора $BC107$ је типично 200 pA, док код транзистора за веће снаге може да буде знатно већа (на пример код транзистора $2N3055$ износи око 200 μA). Струја I_{CBO} се удвостручава при сваком повишењу температуре PN -споја за око 10 °C. У нормалним радним условима, тако повећана струја I_{CBO} практично не утиче на рад силицијумских транзистора. Треба напоменути да струја I_{CBO} знатно утиче на рад герма-

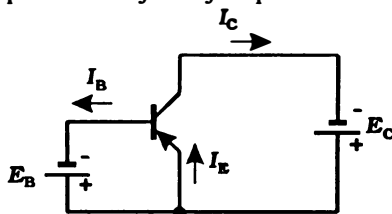
нијумских транзистора и да је код њих око 1000 пута већа.

Уколико се база остави отворена (сл.3.2.3), кроз транзистор тече струја I_{CEO} , која износи оријентационо око 50 nA и њен утицај је обично занемарљив код силицијумских транзистора. Њену вредност произвођачи обично и не дају, али је према једначинама 3.2.1 и 3.2.3 приближно једнака $h_{21E} \cdot I_{CBO}$.

PNP-транзистор са прикљученим изворима напајања је приказан на сл.



Сл.3.2.3. Дефиниција струје I_{CEO}



Сл.3.2.4. Шема *PNP*-транзистора са изворима напајања

3.2.4. Види се да сви напони и струје имају супротан смер од смерова код *NPN*-транзистора. За *PNP*-транзисторе важе једначине које су изведене за *NPN*.

У пракси се нормално употребљавају *NPN*-транзистори, а *PNP* се употребљавају тамо где *NPN* не могу. У неким колима се употребљавају оба типа, који се међусобно надопуњују.

Питања и задаци

1. Чему је једнака струја емитора у транзистору?
2. Како се дефинише коефицијент h_{21B} и колико оријентационо износи?
3. Како се дефинише коефицијент h_{21E} и колико оријентационо износи?
4. Да ли је коефицијент h_{21E} исти код свих примерака транзистора истог типа?
5. Колико се оријентационо могу разликовати коефицијенти h_{21E} код различитих примерака транзистора истог типа?
6. Нека је струја емитора 2 mA и струја колектора 1,97 mA. Колика је струја базе? Колики је коефицијент h_{21E} , а колики h_{21B} ?
7. Нека је струја емитора 1 mA и струја колектора 0,97 mA. Колика је струја базе? Колики је коефицијент h_{21E} , а колики h_{21B} ?
8. Нека је струја емитора 1 A и струја колектора 980 mA. Колика је струја базе? Колики је коефицијент h_{21E} , а колики h_{21B} ?

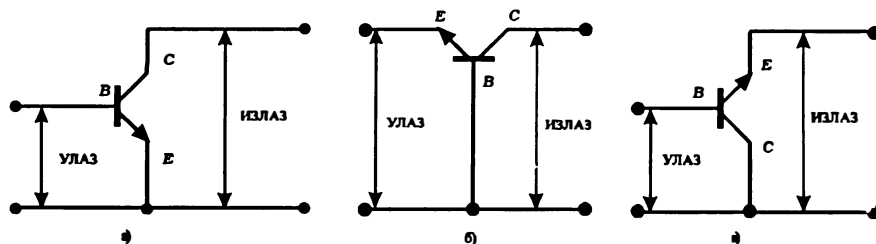
3.3. НАЧИНИ ВЕЗИВАЊА ТРАНЗИСТОРА

Транзистори се употребљавају у појачавачима и другим електронским колима која имају улаз и излаз. Улаз неког уређаја (на пример појачавача) има два краја за прикључивање улазног сигнала (на пример из микрофона). Излаз има такође два краја за прикључивање потрошача (на пример звучника). Тран-

зистор има три краја: базу, емитор и колектор. Уколико се транзистор користи као појачавач, и он мора да има два улазна и два излазна краја. То се постиже коришћењем неког прикључка (као заједничког) за улаз и излаз.

Транзистор може да има заједнички емитор за улаз и излаз; заједничка може такође да буде база или колектор. Начини везивања транзистора су приказани на сл.3.3.1.а, б и в, са напоменом да напони напајања нису нацртани. Овде се сада дају само основни облици и карактеристике, док ће детаљна обрада уследити касније.

На сл.3.3.1.а је приказано прикључивање транзистора у споју са заједнич-



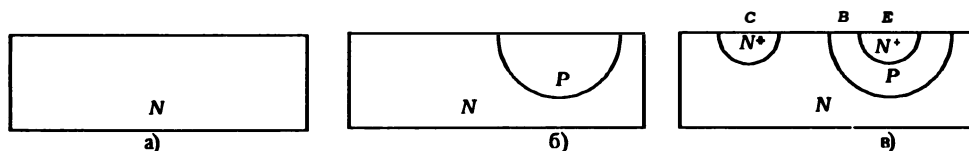
Сл.3.3.1. Начини везивања транзистора; а) са заједничким емитором; б) са заједничком базом; в) са заједничким колектором

ким емитором. Улаз кола се налази између базе и емитора, а излаз између колектора и емитора. Коло са заједничким емитором се најчешће употребљава. Произвођачи транзистора најчешће дају карактеристике транзистора за ову врсту прикључивања.

На сл.3.3.1.б је приказано прикључивање транзистора у споју са заједничком базом. Улаз кола је између емитора и базе, а излаз између колектора и базе. Оваква веза се често употребљава на високим учестаностима.

На сл.3.3.1.в је приказано прикључивање транзистора у споју са заједничким колектором. Улаз кола је између базе и колектора, а излаз је између емитора и колектора. Оваква веза се углавном примењује за прилагођење отпорности или за појачање струје.

ПРОИЗВОДЊА ТРАНЗИСТОРА. - Транзистори се најчешће производе у планарној или епитаксијалној техници. Производња транзистора у планарној техници је слична производњи диода, само има једну дифузију више; приказана је на сл.3.3.2. На сл.3.3.2.а је приказана подлога N -типа. У подлогу N типа се дифузијом убацују примесе P -типа, али у количини која је потребна да надвлада



Сл.3.3.2. Фазе производње планарног транзистора: а) подлога N -типа; б) дифузија P -примеса; в) дифузија N -примеса

примесе N -типа, као на сл.3.3.2.б. На овај начин се добије PN -спој база-колектор. Сада се поново у средину подручја са P -примесима дифундује велика количина N -примеса, па се добије N^+ област, која чини емитор, као на сл.3.3.2.в; такође се на N -подлози прави N^+ област за метални прикључак колектора. У епитаксијалној техници се транзистори праве слично диодама, али такође са једном дифузијом више. Исто важи и за меза технологију.

Питања и задаци

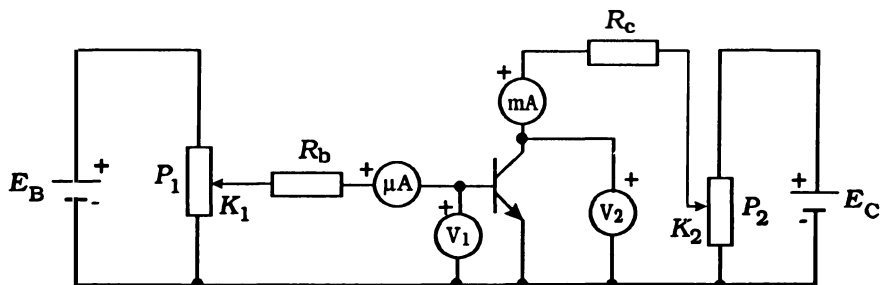
1. Које електроде транзистора могу да буду заједничке?
2. Који начини прикључивања транзистора постоје?
3. Како се производе транзистори?
4. Зашто концентрација N -примеса у емитору мора да надмаши претходну концентрацију P -примеса заосталу приликом формирања базе?

3.4. КАРАКТЕРИСТИКЕ ТРАНЗИСТОРА

Транзистор је нелинеарни елеменат, чије се карактеристике не могу верно изразити једначинама, мада се помоћу њих решавају многа транзисторска кола. Особине транзистора се знатно верније могу сагледати из његових графичких карактеристика, које се добијају мерењем.

Код транзистора је, у принципу, потребно познавати улазне, преносне и излазне карактеристике. Улазне карактеристике представљају међусобну зависност између улазних величина (на пример зависност улазне струје од улазног напона) уз утицај осталих величина транзистора. Обично се за време снимања улазне карактеристике остале величине одржавају константним. На пример, код снимања зависности улазне струје од улазног напона, излазни напон се одржава константним; тада се каже да је излазни напон параметар.

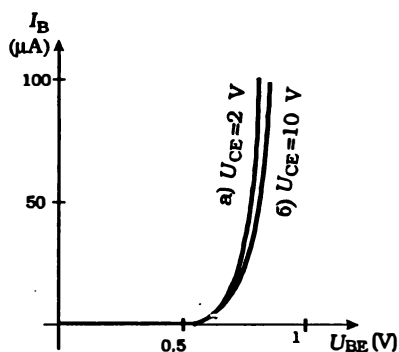
Коло за снимање свих карактеристика транзистора у споју са заједничким емитором је приказано на сл.3.4.1. У овом колу за снимање карактеристика транзистора користе се два извора: E_B за поларизацију базе и E_C за поларизацију



Сл.3.4.1. Коло за снимање карактеристика транзистора

колектора, мада се може користити и један извор за обе поларизације. Отпорници R_b и R_c служе за ограничење струје код погрешног укључивања; на овај начин се спречава уништење транзистора или инструмената код неправилног руковања. И овде треба посебно напоменути да је најповољније употребљавати дигиталне мултиметре, мада могу да се употребе и аналогни електронски волтметри са великом улазном отпорношћу (на пример 10 МΩ). Помоћу микроамперметра μA , волтметра V_1 и волтметра V_2 снимају се улазне карактеристике $I_B = f(U_{BE})$ за напон U_{CE} константан, односно где је U_{CE} параметар. Помоћу микроамперметра μA и милиамперметра mA снимају се преносне карактеристике $I_C = f(I_B)$ за напон U_{CE} константан. Помоћу микроамперметра μA , милиамперметра mA и волтметра V_2 снимају се излазне карактеристике $I_C = f(U_{CE})$ за константну струју I_B .

Приликом снимања улазних карактеристика за константан напон U_{CE} , помоћу потенциометра P_1 се мења напон у тачки K_1 , а са њим и напон U_{BE} и струја базе I_B транзистора. Струја базе I_B се читава на микроамперметру μA , а напон између базе и емитора на дигиталном волтметру V_1 . Отпорник R_b се поставља да спречи прегоривање транзистора приликом погрешног померања клизача на потенциометру P_1 , а R_c за грешке на P_2 . Напон U_{BE} треба повишавати у скоковима по око 100 mV. Добијена карактеристика је веома слична карактеристици диоде у пропусном смеру, што се види на сл.3.4.2.а. За други напон U_{CE} добије се друга карактеристика, која се врло мало разликује од претходне (сл. 3.4.2.б). Ако се снимање обави за више напона U_{CE} добије се фамилија карактеристика; у тим



Сл.3.4.2. улазне карактеристике транзистора за две вредности напона U_{CE}

карактеристикама напон U_{CE} је параметар. Видимо да је карактеристика за виши напон U_{CE} померена удесно и да се за исти напон U_{BE} добије мања струја I_B . Ова појава се најпростије објашњава на следећи начин: повећани напона U_{CE} „претима“ електроне од базе, па их нешто мање иде у базу, а више у колектор.

Детаљно објашњење је нешто сложеније: повећањем напона U_{CE} повећава се област просторног наелектрисања између колектора и базе. На овај начин се област кроз коју

протиче струја базе сужава и струја базе се смањује. Ова појава се назива ширинска модулација базе јер се променом напона U_{CE} мења ширина базе. Због сужавања базе њена отпорност се повећава, а струја базе смањује, и обрнуто. Праг провођења је вредност напона U_{BE} код којег струја почиње да тече. Сматра се да он износи око 0,6 V, а да је нормални радни напон U_{BE} око 0,7 V.

Излазне карактеристике $I_C = f(U_{CE})$ за I_B као параметар се обично снимају и дају као фамилија кривих. За снимање једне излазне карактеристике $I_C = f(U_{CE})$ треба најпре помоћу потенциометра P_1 подесити струју базе I_B , која се читава на

микроамперметру μA и коју треба одржавати константном. Тада се помоћу потенциометра P_2 мења напон U_{CE} који се читава на волтметру V_2 . Струја колектора I_C се читава на милиамперметру mA . Приликом снимања ових карактеристика, напон U_{CE} треба између 0 и 1 V мењати по 200 mV, а уколико је виши од 1 V, по 1 V. Приликом снимања карактеристика транзистора треба pazити да се не прекорачи дозвољена снага на њему.

Једна снимљена карактеристика има облик као на сл.3.4.3. и подељена је на три области: област засићења, активна област и област пробоја.

У области засићења напон између базе и емитора довољно је висок и протицање струје базе је нормално. Напон између колектора и базе је низак и његово поље слабо потискује електроне ка колектору. Ако се електрично поље између колектора и емитора (односно напон U_{CE}) мало повиси, струја колектора нагло расте.

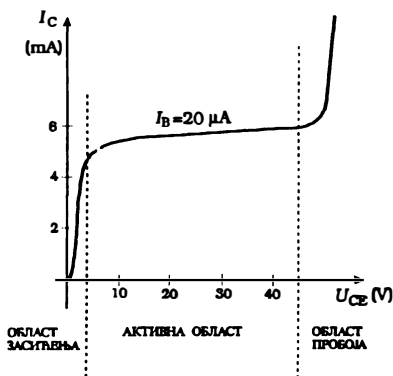
У активној области, практично сви електрони, који су из емитора прешли у подручје базе, настављају пут ка колектору куда их вуче јако електрично поље између колектора и емитора. Повишењем напона U_{CE} , колекторска струја се мало повећава и транзистор се у овој области понаша као извор константне струје.

Ако се напон U_{CE} повишава изнад активне области, долази се у област пробоја колекторског споја у инверзном смеру. Колекторска струја нагло расте и ако се не ограничи неким спољним елементом, долази до уништења транзистора.

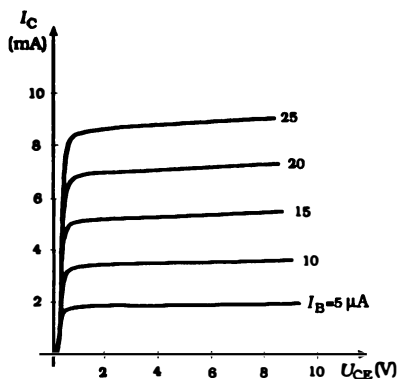
Излазна карактеристика се најпре снима за $I_B = 0$; колекторска струја је практично једнака нули за све вредности напона U_{CE} ; она лежи на напонској оси и произвођачи транзистора је обично не цртају. Код германијумских транзистора и ова струја (која се понекад назива струја "цурења") је знатна. После прве карактеристике снима се друга за другу вредност струје базе (на пример за $5 \mu A$), затим трећа за трећу вредност I_B (на пример за $10 \mu A$) итд. Фамилија ових карактеристика је приказана на сл.3.4.4.

Код снимања излазних карактеристика снажних транзистора све струје су веће па се јавља значајно загревање транзистора. Тада треба обезбедити одговарајуће коло за напајање, а такође и хлађење транзистора.

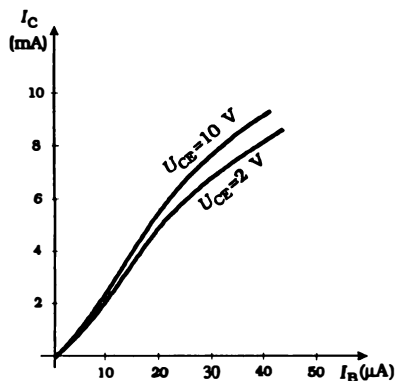
Директно преносне карактеристике $I_C = f(I_B)$ се снимају за U_{CE} као параметар. Произвођачи транзистора иначе обично не дају ову карактеристику за силицијумске транзисторе. Пример ових карактеристика за два различита на-



Сл.3.4.3. Карактеристика транзистора за константну струју базе



Сл.3.4.4. Излазне карактеристике транзистора

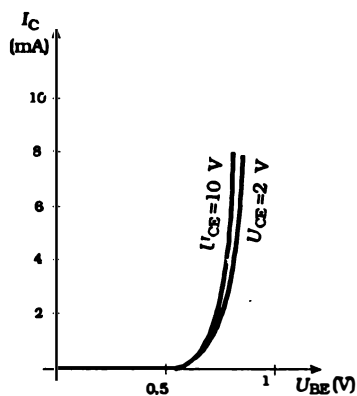


Сл.3.4.5. Преносне карактеристике транзистора $I_C = f(I_B)$

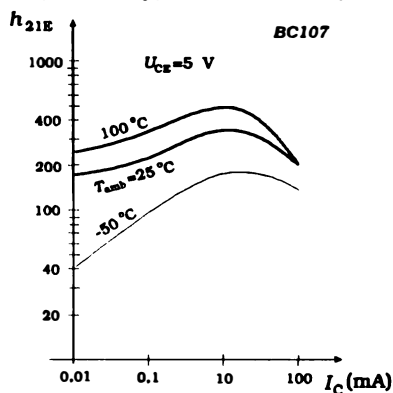
пона U_{CE} је приказан на сл.3.4.5. Видимо да се код повишења напона U_{CE} карактеристика мало мења јер напон U_{CE} мало утиче на струју I_C .

Чешће се дају повратно преносне карактеристике $I_C = f(U_{BE})$ које су приказане на сл.3.4.6. и које су сличне карактеристикама $I_B = f(U_{BE})$, односно подела на вертикалној оси је приближно h_{21E} пута већа. Овде се код повишења напона U_{CE} струја колектора мало повећава.

Знатно чешће се даје карактеристика која показује како се коефицијент



Сл.3.4.6. Преносне карактеристике транзистора $I_C = f(U_{BE})$



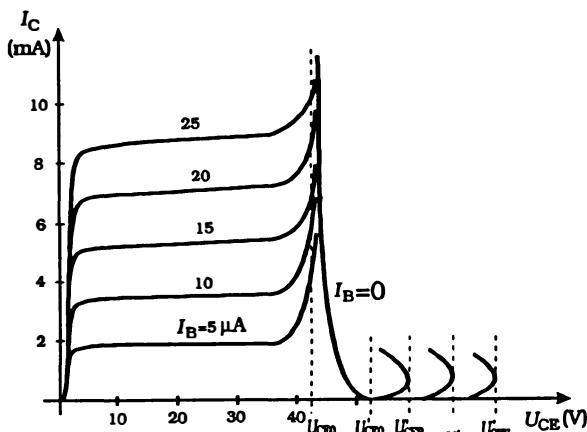
Сл.3.4.7. Зависност параметра h_{21E} од колекторске струје

једносмерног струјног појачања h_{21E} мења са променом колекторске струје. Пример такве карактеристике је приказан на сл.3.4.7.

Колектор и емитор транзистора могу да замене места, па се опет добије транзистор који има знатно лошије карактеристике; добије се мањи коефицијент струјног појачања јер је подручје колектора мање допирано него код емитора па је мања количина електрона који крену у базу; добије се мањи прободни напон

напон јер је подручје емитора веома допирано и тада долази до Ценеровог пробоја, који је у овом случају око 6 V, што је знатно мање него код нормалних транзистора.

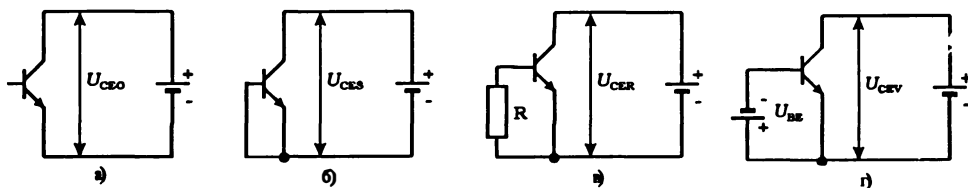
Већ смо видели да код транзистора постоји област пробоја када се напон U_{CE} повиси изнад одређене границе сигурности, која је означена са U_{CEO} на сл.3.4.8. Пробој се дешава у колекторском споју и лавинског је типа. Остале карактеристике транзистора у области пробоја такође су приказане на сл.3.4.8. Напон при којем долази до пробоја зависи од услова у којима је транзистор. Ако је база отворена (сл. 3.4.9.а), најпре долази до пробоја и пробојни напон се обележава са U_{CEO} . Ако се база споји са емитором, као на сл.



Сл.3.4.8. Карактеристике транзистора у области пробоја

3.4.9.б), за пробој је потребан виши напон који је означен са U_{CES} на сл.3.4.8. Ако се између базе и емитора постави отпорник (сл.3.4.9.в), пробојни напон U_{CER} зависи од његове отпорности и налази се између напона U_{CEO} и U_{CES} ; ако је отпорност отпорника мања, напон U_{CER} је ближи напону U_{CES} и обрнуто. Ако се спој база-емитор инверзно поларише (сл.3.4.9.г), пробојни напон је највиши и означава се са U_{CEV} . Пример ових дозвољених напона би био за транзистор 2N3055: $U_{CEO} = 60$ V, $U_{CER}(R = 100 \Omega) = 70$ V = U_{CES} , $U_{CEV}(U_{BE} = -1,5$ V) = 90 V.

Код транзистора може да буде пробијен у инверзном смеру и спој база-емитор. Тада је пробојни напон око 6 V и овај се спој понаша као Ценерова диода са малом дозвољеном струјом (на пример 2 mA).



Сл.3.4.9. Дефиниција пробојних напона на слици 3.4.8.

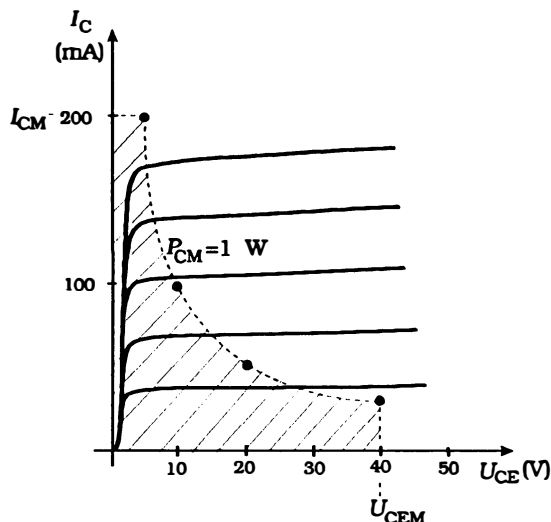
Питања за понављање

1. Које карактеристике постоје код транзистора?
2. Зашто се стављају елементи за заштиту од погрешног укључивања?
3. Која се величина мења као независно променљива, која се добије као зависно променљива, а која се одржава константном код снимања улазних карактеристика транзистора?

4. Зашто је улазна карактеристика слична карактеристици диоде?
5. Зашто се карактеристика помера удесно за виши напон између колектора и емитора?
6. Која се величина мења као независно променљива, која се добије као зависно променљива, а која се одржава константном код снимања излазних карактеристика транзистора?
7. Зашто струја брзо расте приликом повишења ниских напона између колектора и емитора код излазних карактеристика транзистора?
8. Која се величина мења као независно променљива, која се добије као зависно променљива, а која се одржава константном код снимања директно-преносних карактеристика транзистора?
9. Која се величина мења као независно променљива, која се добије као зависно променљива, а која се одржава константном код снимања повратно-преносних карактеристика транзистора?
10. Који пробојни напони постоје код транзистора?

3.5. ОГРАНИЧЕЊА У РАДУ ТРАНЗИСТОРА

Видели смо у претходном поглављу да се мора ограничити напон који се прикључује између колектора и емитора транзистора. Максимална вредност овог напона се може наћи у подацима о транзистору које даје произвођач. Ова вредност напона је нацртана на сл.3.5.1. и обележена са U_{CEM} .



Сл.3.5.1. Област дозвољене употребе транзистора

Исто тако, произвођач даје и максималну вредност струје I_{CM} која може да тече кроз транзистор. Ова вредност струје је такође нацртана на излазним карактеристикама транзистора на сл. 3.5.1. и обележена са I_{CM} .

Када се помножи напон између колектора и емитора транзистора U_{CE} и струја кроз њега I_C , добије се снага на транзистору P_C :

$$P_C = U_{CE} \cdot I_C \quad 3.5.1.$$

Снага на транзистору је такође ограничена и њену максималну вредност P_{CM} такође даје произвођач, уз одговарајуће хлађење, које ће касније бити детаљно обрађено. Уколико снага пређе максималну вредност P_{CM} , уништи се транзис-

тор због прегревања. Због тога је корисно знати колика струја може да се дозволи кроз транзистор за неки напон на њему. Из једначине 3.5.1. добија се:

$$I_C = \frac{P_C}{U_{CE}} \quad 3.5.2.$$

Ако се у једначини 3.5.2. замени P_C са P_{CM} , добија се дозвољена струја кроз транзистор при максималној дозвољеној снази P_{CM} :

$$I_C = \frac{P_{CM}}{U_{CE}} \quad 3.5.3.$$

У овој једначини је снага P_{CM} константна, а напон U_{CE} променљив, па је то једначина хиперболе и често се назива хипербола снаге. Хипербола снаге се црта тако што се разматра вредност разломка у једначини 3.5.3. Када је напон U_{CE} једнак нули, разломак има бесконачно велику вредност; када је напон U_{CE} низак, разломак има велику вредност, па је тада дозвољена струја велика. Повишењем напона U_{CE} вредност разломка се смањује, па је дозвољена струја I_C мања.

Прва тачка се црта за $I_C = I_{CM} = 200 \text{ mA}$. Када се снага од 1 W подели са 200 mA добије се напон $U = 1 \text{ W} / 200 \text{ mA} = 5 \text{ V}$. Друга тачка се добије за $U_{CE} = U_{CEM} = 40 \text{ V}$. Ту се добије струја као количник снаге и напона: $I_C = 1 \text{ W} / 40 \text{ V} = 25 \text{ mA}$. Трећа тачка се добије за $U_{CE} = 10 \text{ V}$; овде је $I_C = 1 \text{ W} / 10 \text{ V} = 100 \text{ mA}$, итд.

На сл.3.5.1. је нацртана хипербола снаге, која такође одређује границе употребе транзистора. Шрафирани део представља област у којој се сме употребљавати транзистор. Напон између колектора и емитора може да буде између 0 и U_{CEM} . Струја може да буде од 0 до I_{CM} , а снага од 0 до P_{CM} . Уколико се изађе изван шрафиране области, може да дође до тренутног уништења транзистора.

Питања и задаци

1. Које су електричне величине ограничене код транзистора?
2. Шта се дешава ако се максималне дозвољене величине прекораче?
3. Како се црта хипербола снаге?
4. Нека је дозвољена максимална снага 1 W . Колики је дозвољени напон при струји од 20 mA ?
5. Нека је дозвољена максимална снага 300 mW . Колики је дозвољени напон при струји од 50 mA ?
6. Нека је дозвољена максимална снага $0,8 \text{ W}$. Колики је дозвољена струја при напону од 20 V ?

3.6. ОЗНАКЕ ТРАНЗИСТОРА

Све досадашње карактеристике су се односиле на транзисторе малих снага (до 300 mW). У пракси постоје и транзистори већих снага, затим високофреквенцијски транзистори итд. Транзистори различитих врста имају и различите

ознаке. Ознаке су обично америчког или европског порекла, а многе земље имају своје посебне ознаке.

Америчке ознаке за транзисторе обично почињу са $2N$ (на пример $2N3055$) и тешко је одмах разликовати нискофреквенцијске од високофреквенцијских, велике снаге од малих снага итд.

Европске ознаке су знатно погодније. Прво слово означава врсту полупроводника: A означава германијум, а B силицијум. На пример, $AC342$ је германијумски, а $BC107$ је силицијумски транзистор. Друго слово означава намену транзистора: C означава нискофреквенцијски, D нискофреквенцијски снажни транзистор, а F високофреквенцијски. На пример, $BC107$ је нискофреквенцијски силицијумски транзистор за мале снаге (300 mW), $BD675$ је нискофреквенцијски силицијумски транзистор велике снаге (40 W); $BF199$ је високофреквенцијски силицијумски транзистор који може успешно да се примењује до учестаности 550 MHz . Ако је друго слово U , транзистор је за високи напон (на пример код транзистора $BU208$ је $U_{\text{CEO}} = 700\text{ V}$, док му је напон $U_{\text{CES}} = 1500\text{ V}$). Ако је друго слово S , тада је то прекидачки транзистор (на пример $BSY54$). Треће слово не постоји увек, али ће неки случајеви бити наведени. Ако је треће слово R (на пример $BFR90$), то је транзистор за примену на врло високим учестаностима (на пример до 5 GHz); ако је треће слово Q , то је микроталасни транзистор (на пример $BFQ57$). Понекад треће слово може да означи прекидачки транзистор (на пример $BCX57$). Може да се деси да код различитих произвођача значење трећег слова буде различито, тако да оно није нарочито сигурна ознака.

Јапанске ознаке почињу са $2S$ (на пример, $2SA1302$), $2SB$, $2SC$, $2SD$, итд. $2SA$ и $2SB$ су PNP , а $2SC$ и $2SD$ су NPN транзистори.

Произвођачи штампају, углавном, две врсте каталога са подацима о транзисторима. У првој врсти се дају подаци у облику табеле за одређене услове (U_{CE} , I_{CE} , температуру околине, итд.); ови каталози служе за брзо одабирање транзистора, али нису погодни за детаљан прорачун. У другој врсти се дају комплетни дијаграми и табелерни подаци и служе за детаљну анализу особина транзистора и за прорачун. Неки од ових каталога се добијају бесплатно од произвођача, док се неки продају као и остале књиге. Познати су каталози произвођача транзистора: *Valvo*, *ITT*, *Philips*, *Siemens* итд., а код нас Електронске индустрије.

Питања за понављање

1. Како се означавају транзистори у САД, а како у Европи, а како у Јапану?
2. Шта означавају поједина слова у ознаци транзистора?

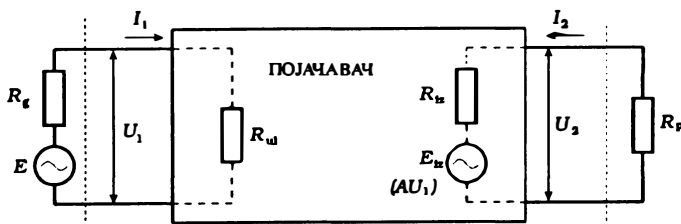
4. ПОЈАЧАВАЧИ СА БИПОЛАРНИМ ТРАНЗИСТОРИМА

4.1. ОПШТЕ ОСОБИНЕ ПОЈАЧАВАЧА

Сигнал је у општем случају физичка величина чија вредност или промена током времена садржи неку информацију. У електротехници се информација често преноси помоћу напона или струје, па имамо напонски или струјни сигнал. На пример, величина напона из микрофона показује колико је звук био јак, а учестаност тог напона показује колика је била висина тона.

Појачавач је електронско коло на чији улаз се доводи неки сигнал и на његовом излазу се добије сигнал истог облика, али веће вредности. На пример, на улаз појачавача се доводи наизменични напон од 1 mV, а на његовом излазу се добије такође наизменични напон истог облика од 100 mV. Слични закључци се могу извести за појачање струје или снаге.

Транзистори се напајају из једносмерног електричног извора, а често служе за појачање наизменичног сигнала. Приликом рада транзистор узима електричну енергију из једносмерног извора напајања и један њен део се претвара у наизменичну енергију сигнала на излазу. То значи, да транзисторски појачавач приликом свог рада не производи електричну енергију, него претвара енергију једносмерног извора у енергију појачаног сигнала на излазу.



Сл.4.1.1. Транзистор као линеарни четворопол

Видели смо у поглављу о динамичкој отпорности диоде да се, код малих промена величина, нелинеарни елеменат понаша као приближно линеаран. Транзисторски појачавач се понаша приближно као линеаран: ако се улазни сигнал повећа два пута и излазни се повећа такође два пута итд.

У електротехници се често неко коло посматра као четворопол. Четворопол

(негде се назива четворокрајник) је коло које има четири краја: два улазна и два излазна као на сл.4.1.1. На улазу четворопола (у овом случају појачавача) имамо улазни напон U_1 и струју I_1 , а на излазу излазни напон U_2 и струју I_2 . Улазни напон и струја потичу из неког извора, односно генератора (у пракси то може да буде микрофон), док се излазни напон и струја воде на потрошач (у пракси то може да буде звучник).

На основу наведених закључака се може сматрати да се еквивалентна шема појачавача са биполарним транзистором, код појачавања малих наизменичних напона, може представити линеарним четворополом као на сл.4.1.1.

Појачавач служи за појачање напона, струје или снаге. У изразима за наведена појачања постоје величине U_1 , U_2 , I_1 , I_2 , P_1 , итд. Све ове величине су наизменичне и треба их посматрати као мале промене једносмерних величина. Мерења треба обављати инструментима за наизменични напон.

Појачање напона A_u се дефинише као количник излазног и улазног напона:

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} \quad 4.1.1.$$

Пример: $U_1 = 10 \text{ mV}$, $U_2 = 1 \text{ V}$; $A_u = 1 \text{ V} / 10 \text{ mV} = 100$

Ако је појачање напона позитивно, то значи да је излазни напон истог поларитета као и улазни, односно да се код позитивне полупериоде улазног напона добије такође позитивна полупериода излазног напона; каже се да су улазни и излазни напон у фази. Ако је појачање негативно, тада се код позитивне полупериоде улазног напона добије негативна полупериода излазног напона, и обрнуто; каже се да су улазни и излазни напон у противфази. На пример, ако је појачање напона 10, значи да је излазни напон U_2 виши од улазног за 10 пута и да је истог знака; ако је улазни напон позитиван, тада је и излазни такође позитиван. Ако је појачање мање од јединице (на пример 0,2), то значи да је излазни напон нижи од улазног и да уместо појачања имамо слабљење.

Појачање напона се мери тако што се измери излазни и улазни напон помоћу два волтметра и добијени резултати се према једначини 4.1.1. поделе.

Појачање струје се дефинише на сличан начин:

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} \quad 4.1.2.$$

Пример: $I_1 = 100 \mu\text{A}$, $I_2 = 5 \text{ mA}$; $A_i = 5 \text{ mA} / 100 \mu\text{A} = 50$

Појачање струје се такође може утврдити мерењем излазне и улазне струје и дељењем према једначини 4.1.2. Појачање струје се релативно ретко мери.

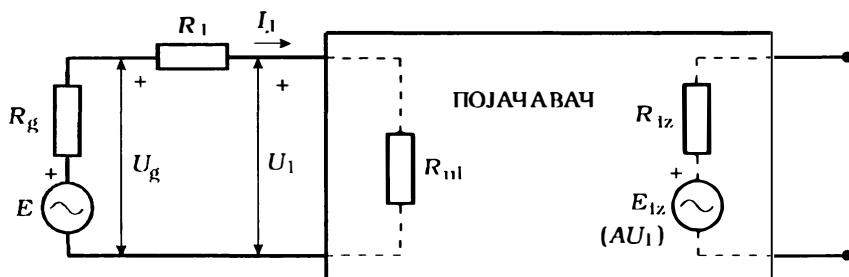
Улазна отпорност R_{ul} је отпорност између улазних крајева појачавача. Дефинише се као количник улазног напона и улазне струје:

$$R_{ul} = \frac{U_1}{I_1} \quad 4.1.3.$$

Пример: $U_1 = 100 \text{ mV}$, $I_1 = 100 \mu\text{A}$; $R_{ul} = 100 \text{ mV} / 100 \mu\text{A} = 1 \text{ k}\Omega$

Улазна отпорност се у принципу може измерити тако што се измере улазни напон и улазна струја, па се поделе. Обично је веома тешко измерити улазну

струју, па се мерење улазне отпорности обавља према сл.4.1.2. Измере се напони U_g и U_1 . Њихова разлика $U_g - U_1$ подељена са отпорношћу R_1 , односно $(U_g - U_1)/R_1$, представља струју кроз ову отпорност $I_1 = (U_g - U_1)/R_1$, а такође и улазну струју појачавача. Сада треба поделити улазни напон U_1 са улазном струјом I_1 , па се добије улазна отпорност појачавача.



Сл. 4.1.2. Мерење улазне отпорности појачавача

Пример: $U_g = 15 \text{ mV}$, $U_1 = 10 \text{ mV}$ и $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$.

$I_1 = (15 \text{ mV} - 10 \text{ mV})/1000 \Omega = 5 \mu\text{A}$. $R_{ul} = U_1/I_1 = 10 \text{ mV}/5 \mu\text{A} = 2 \text{ k}\Omega$

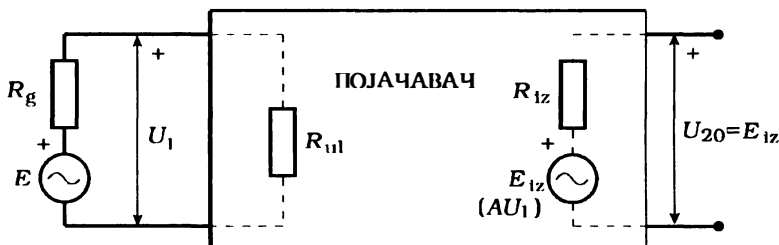
Изазна отпорност R_{iz} се дефинише као количник излазног напона празног хода U_0 (када потрошач није приључен) и излазне струје кратког споја I_{ks} (када се излазни крајеви кратко споје). На сл.4.1.3 се види да је $U_{20} = E_{iz}$. Када се излазни крајеви кратко споје, види се да је $I_{ks} = E_{iz}/R_{iz}$. Дељењем ових величина се добије:

$$\frac{U_{20}}{I_{ks}} = \frac{E_{iz}}{\frac{E_{iz}}{R_{iz}}} = R_{iz} \quad 4.1.4.$$

Пример: $U_{20} = 2 \text{ V}$, $I_{ks} = 100 \text{ mA}$; $R_{iz} = 2 \text{ V}/100 \text{ mA} = 20 \Omega$

У пракси је често опасно мерити струју кратког споја, па се изазна отпорност може дефинисати (и мерити) тако што се измери напон празног хода U_{20} (када није прикључен потрошач) као на сл.4.1.3. Пошто струја на излазу не тече, напон празног хода је једнак електромоторној сили E_{iz} на излазу појачавача ($E_{iz} = U_{20}$). Сада треба прикључити потрошач који има отпорност R_p као на сл.4.1.4. Други Кирхофов закон за ово коло има облик:

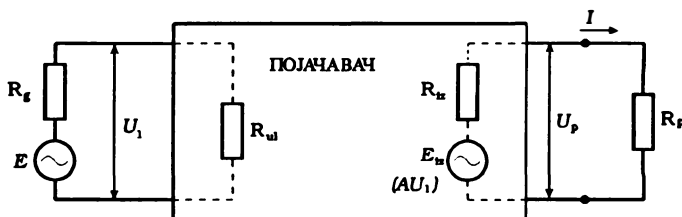
$$E_{iz} - R_{iz} \cdot I - U_p = 0 \quad 4.1.5.$$



Сл. 4.1.3. Мерење излазног напона празног хода

Из ове једначине се може наћи излазна отпорност:

$$R_{iz} = \frac{E_{iz} - U_p}{I} \quad 4.1.6.$$



Сл.4.1.4. Мерење излазног напона код прикљученог потрошача

Струја I се може наћи применом Омовог закона на напон U_p и отпорност R_p :

$$I = \frac{U_p}{R_p} \quad 4.1.7.$$

Када се ова вредност за струју замени у једначину 4.1.6., добије се:

$$R_{iz} = \frac{E_{iz} - U_p}{U_p} \cdot R_p \quad 4.1.8.$$

Пример: $E_{iz} = 1 \text{ V}$, $U_p = 0,6 \text{ V}$ и $R_p = 1 \text{ k}\Omega$;
 $R_{iz} = (1 \text{ V} - 0,6 \text{ V}) \cdot 1000 \Omega / 0,6 \text{ V} = 0,66 \text{ k}\Omega$

Величине E_{iz} , U_p и R_p је лако мерити, па се помоћу једначине 4.1.8. може да израчуна излазна отпорност.

Појачање снаге G_p се дефинише као количник излазне и улазне снаге:

$$G_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 \cdot I_2}{U_1 \cdot I_1} = A_u \cdot A_i \quad 4.1.9.$$

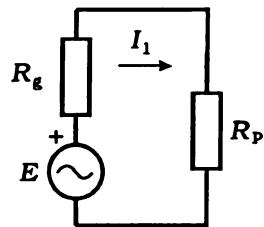
јер је $U_2 / U_1 = A_u$ и $I_2 / I_1 = A_i$.

Пример: $A_u = 100$, $A_i = 50$; $G_p = 100 \cdot 50 = 5000$

Појачавач би требао да буде прилагођен побудном генератору, а такође и потрошачу на свом излазу (види уџбеник из основа електротехнике - поглавље режими рада генератора). Појачавач је прилагођен побудном генератору ако је улазна отпорност појачавача једнака унутрашњој отпорности генератора. Тада се из генератора у појачавач преноси највећа снага. Исто тако отпорност потрошача треба да буде једнака излазној отпорности појачавача. Уколико су наведени услови испуњени, тада је појачавач прилагођен на побудни генератор и потрошач.

Појам прилагођења може боље да се разуме помоћу сл.4.1.5, где је реални генератор представљен помоћу идеалног генератора E_g и унутрашње отпорности генератора R_g . На генератор је прикључен потрошач R_p . Ако је отпорност пот-

рошача R_p много мања од унутрашње отпорности генератора R_g , тада су напон и снага на потрошачу R_p мали, јер се већи део снаге троши на унутрашњој отпорности генератора R_g . Ако је отпорност потрошача R_p много већа од унутрашње отпорности генератора, тада су струја кроз њега мала и снага на њему мала. Из наведеног се може да закључи да се највећа снага на потрошачу добије када је $R_p = R_g$; тада се половина снаге потроши на унутрашњој отпорности генератора, а друга половина на потрошачу.



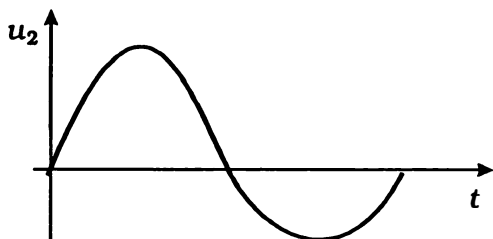
Сл.4.1.5. Принцип прилагођења потрошача и генератора

Услов $R_p = R_g$ не мора увек да буде испуњен, него само у неким случајевима, као код појачавача снаге, код електричних филтара, електричних водова итд. Код појачавача напона се обично овај услов не примењује; код њих је најважније да његова улазна отпорност буде што већа, тј. да што мање оптерећује генератор или претходни појачавач; његова излазна отпорност треба да буде што мања, да на њој не дође до слабљења корисног сигнала.

Питања и задаци

1. Шта је сигнал?
2. Какво се врши претварање енергије у транзисторском појачавачу?
3. Када се нелинеаран елеменат може сматрати приближно линеаран?
4. Шта је четворопол?
5. Како се дефинише појачање напона, струје и снаге?
6. Шта означава позитивно напонско појачање које је веће од 1?
7. Шта означава негативно напонско појачање?
8. Како се мери напонско појачање појачавача?
9. Како се дефинише струјно појачање појачавача?
10. Како се дефинише улазна отпорност појачавача?
11. Како се мери улазна отпорност?
12. Како се дефинише излазна отпорност појачавача?
13. Да ли је погодно мерити излазну отпорност појачавача као количник напона празног хода и струје кратког споја и како се она мери у пракси?
14. Нека је $U_{20} = 0,2 \text{ V}$, $U_p = 0,15 \text{ V}$ и $R_p = 5 \text{ k}\Omega$. Колика је излазна отпорност појачавача?
15. Нека је $U_{20} = 3 \text{ V}$, $U_p = 1 \text{ V}$ и $R_p = 4 \text{ k}\Omega$. Колика је излазна отпорност појачавача?
16. Нека је $U_{20} = 1 \text{ V}$, $U_p = 0,6 \text{ V}$ и $R_p = 6 \text{ k}\Omega$. Колика је излазна отпорност појачавача?
17. Када је потрошач прилагођен генератору и да ли је такво прилагођење увек потребно?

ИЗОБЛИЧЕЊА

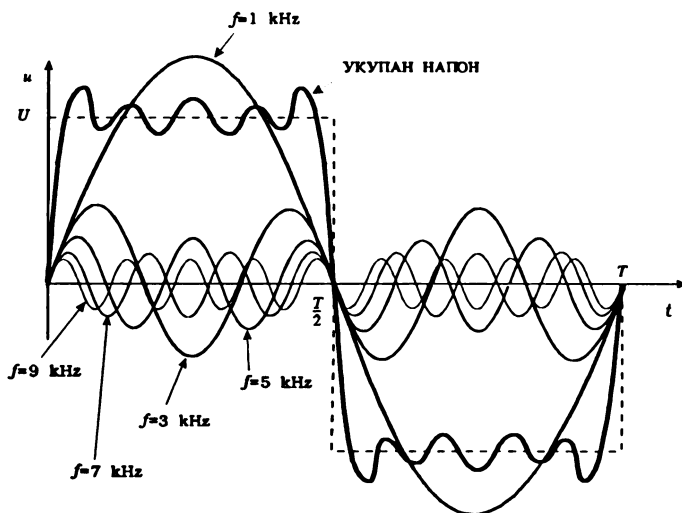


Сл.4.1.6. Пример нелинеарно изобличеног напона

Добар појачавач треба једнако да појачава ниски и високи напон, позитиван и негативан напон, да једнако појачава напон на ниским и високим учестаностима итд. Видели смо да карактеристике транзистора нису линеарне па се може десити да се горе наведени услови не испуне. Код идеалног појачавача излазни напон треба да буде увек једнако виши од улазног, тј, излазни напон треба да буде линеарна функција улазног

напона. Изобличења могу да буду нелинеарна (хармонична), линеарна (амплитудна), фазна, итд.

НЕЛИНЕАРНА ИЗОБЛИЧЕЊА. - Појачавач може да више појача једну полупериоду од друге. На пример, често се дешава да појачавач са транзисторима више појача позитивну полупериоду од негативне, па код једнаког напона у позитивној и негативној полупериоди улазног напона u_1 , излазни напон u_2 има вишу амплитуду код позитивног него код негативног напона, као на сл.4.1.6. Ово су нелинеарна изобличења, јер излазни напон није једнако виши у негативној и позитивној полупериоди, односно излазни напон није линеарна функција



Сл.4.1.7. Састављање сложеног периодичног напона од хармоника

улазног напона. То значи, да код 2 пута вишег улазног напона не мора да се добије два пута виши излазни напон.

Видели смо у предмету основе електротехнике да је синусни напон простопериодични, односно да садржи само једну компоненту простопериодичног напона. Напон који није чисто синусног облика назива се сложени периодични напон јер садржи више синусних напона, чијим се алгебарским сабирањем (алгебарско сабирање значи сабирање са знаком „+” или „-”) добије несинусни напон. Несинусни напон нормално садржи синусни напон основне учестаности (на пример 1 kHz), који се назива основни (први) хармоник и напоне виших учестаности који се називају виши хармоници. Учестаности виших хармоника су 2, 3, 4 итд., тј. цео број пута веће од основне. За претходни пример виши хармоници имају учестаности 2 kHz, 3 kHz, 4 kHz, итд.

На сл.4.1.7. је приказано састављање правоугаоног напона од више синусних напона. Видимо да имамо први хармоник ($f = 1 \text{ kHz}$) и непарне хармонике ($f = 3 \text{ kHz}, 5 \text{ kHz}, 7 \text{ kHz}$, итд.). Када се у свакој тачки алгебарски саберу ординате свих хармоника, добије се приближно правоугаони напон. Ако би се сабрали сви непарни хармоници до бесконачно високог, добили би чисти правоугаони напон.

Изобличења на сл.4.1.6. се називају често и хармонична јер се, поред основног, појављују и виши хармоници. Хармонична изобличења су нарочито важна код аудио појачавача јер мењају боју и квалитет тона, затим су важна код телевизије јер мењају контраст слике итд.

Видели смо да се тренутна вредност сложеног периодичног напона добије сабирањем тренутних вредности напона појединих хармоника. Тренутна вредност напона првог хармоника је $u_1 = U_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1)$, где је U_{1m} његова амплитуда, ω кружна учестаност, а φ_1 почетна фаза. Тренутна вредност напона другог хармоника је $u_2 = U_{2m} \cdot \sin(2\omega t + \varphi_2)$, где је U_{2m} његова амплитуда, 2ω кружна учестаност, а φ_2 почетна фаза. На сличан начин се одређују изрази за тренутне вредности напона осталих хармоника. Када се тренутне вредности свих хармоника саберу, добије се тренутна вредност сложеног периодичног напона:

$$u = U_{1m} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) + U_{2m} \cdot \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_{3m} \cdot \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots \quad 4.1.7.$$

Укупна снага свих хармоника приближно је једнака збиру снага појединих хармоника:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + \dots \quad 4.1.8.$$

Снага на неком отпорнику је једнака $P = U^2/R$. Код првог хармоника овај израз има облик $P_1 = U_1^2/R$, код другог $P_2 = U_2^2/R$, итд. Када се ове вредности замене у једначину 4.1.8, добије се:

$$\frac{U^2}{R} = \frac{U_1^2}{R} + \frac{U_2^2}{R} + \dots \quad 4.1.9.$$

Множењем једначине 4.1.9. са R , добије се:

$$U^2 = U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots \quad 4.1.10.$$

Кореновањем леве и десне стране једначине 4.1.10., добије се ефективна вредност сложеног периодичног напона:

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots} \quad 4.1.11.$$

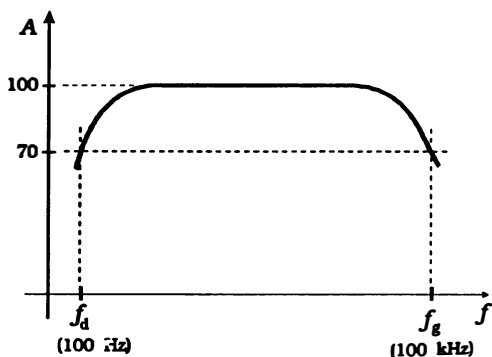
где је U_1 ефективна вредност напона првог хармоника, U_2 је ефективна вредност напона другог хармоника, итд.

Фактор нелинеарних изобличења (неки га називају клир-фактор) се дефинише као количник ефективне вредности напона виших хармоника и првог хармоника:

$$k = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} \quad 4.1.12.$$

Видећемо у трећем разреду да се уместо ефективне вредности првог хармоника у имениоцу нормално узима ефективна вредност укупног напона јер се у пракси врло мало разликују.

АМПЛИТУДНА ИЗОБЛИЧЕЊА. - Може се десити да појачавач неједнако појачава наизменични напон на различитим учестаностима. На пример, основни појачавач са биполарним транзистором једнако појачава све напоне у



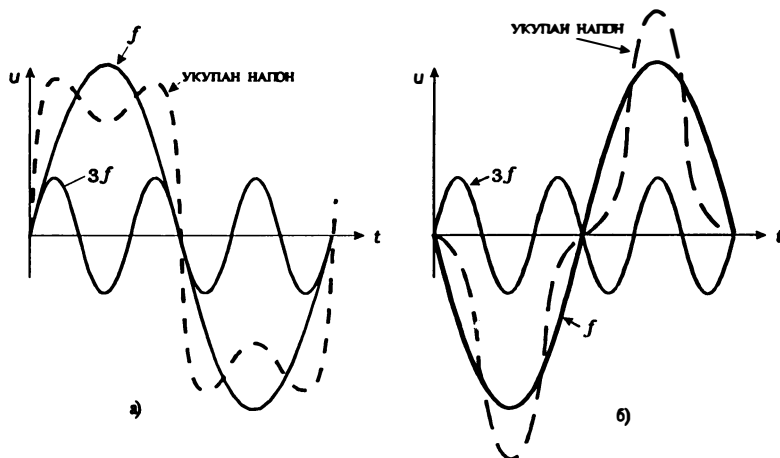
Сл.4.1.8. Амплитудна карактеристика појачавача

једном опсегу учестаности (на пример има појачање $A_u = 100$ од 100 Hz до 100 kHz); испод и изнад ове учестаности појачање се смањује као на сл.4.1.8. Овакав појачавач се може употребити само у опсегу учестаности где је његово појачање константно, и у непосредној близини ове области где појачање није сувише опало. Амплитудна изобличења су важна код широкопојасних појачавача (појачавача за широк опсег учестаности), као на пример код видео појачавача

у телевизији, где треба појачати сигнале свих учестаности од 0 Hz (једносмерни напон) па до око 5 MHz.

ФАЗНА ИЗОБЛИЧЕЊА. - У основним појачавачима се обично фаза помера за 180° . Због паразитних капацитивности може се десити да померање фазе на једној учестаности буде заиста 180° , а на некој другој да буде више или мање. Пример фазног изобличења је приказан на сл.4.1.9. Нека се на улаз појачавача доводи сложени сигнал (сличан правоугаоном) који се састоји од првог и трећег хармоника. Ако у појачавачу нема фазних изобличења, на његовом излазу се добије напон истог облика као и улазни, али појачан, као на сл.4.1.9.а. Померај фазе првог хармоника је 0° , а исто толико и трећег. Ако у појачавачу постоје изобличења, померај фазе за први хармоник је 180° , док је за трећи 0° . Видимо да је напон првог хармоника на излазу у противфази са напоном првог хармоника на улазу. Напон трећег хармоника на излазу појачавача је у фази са напоном трећег хармоника на његовом улазу. Када се саберу први и трећи хармоник на

излазу појачавача, добије се напон другачијег облика, као на сл. 4.1.8.б. Оваква врста изобличења су посебно неповољна у телеграфији јер нови сигнал је уствари лажни сигнал. Фазна изобличења су такође важна код телевизије јер се може добити изобличена слика итд.



Сл.4.1.9. а) Сложени периодични напон са првим и трећим хармоницима без фазних изобличења; б) са фазним изобличењем

Питања за понављање

1. Шта су нелинеарна изобличења?
2. Од чега се састоји простопериодични напон, а од чега сложени?
3. Шта су хармоници?
4. Како се добије израз за ефективну вредност сложеног периодичног напона?
5. Како се дефинише фактор нелинеарних изобличења?
6. Шта су амплитудна изобличења и где се појављују?
7. Шта су фазна изобличења и где се појављују?

4.2. ПОЈАЧАВАЧ СА ЗАЈЕДНИЧКИМ ЕМИТОРОМ. РАДНА ПРАВА

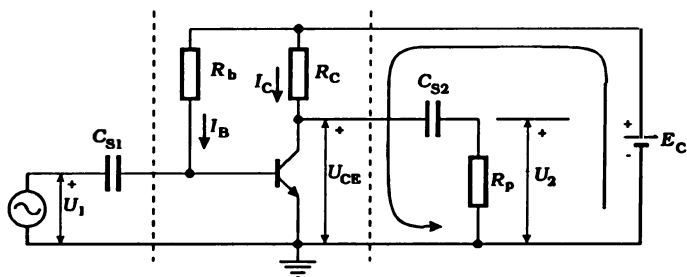
Главна улога транзистора је да ради као појачавач напона, струје или снаге. Да би транзистор могао даради као појачавач, неопходно је да му PN -спојеви буду правилно поларисани. PN -спој између емитора и базе треба да буде пропусно поларисан, а PN -спој између базе и колектора инверзно. На сл.3.1.2.а. су ове поларизације биле изведене помоћу два извора, што је непрактично. На сл.4.2.1

је приказан појачавач са заједничким емитором код којег је поларизација оба *PN*-споја остварена помоћу једног извора напајања, који је обележен са E_C .

Отпорник R_b служи да се помоћу њега одреди једносмерна струја базе I_B , која тече у базу транзистора. Струја базе тече од позитивног краја извора $+E_C$, затим кроз отпорник R_b и спој база-емитор транзистора на масу. Ова струја тече у пропусном смеру кроз спој база-емитор и пропусно га поларише. Једносмерна струја базе приближно износи :

$$I_B = \frac{E_C}{R_b} \quad 4.2.1.$$

јер је напон између базе и емитора (типично 0,7 V), обично знатно нижи од напона извора E_C (типично 10 V) и може се занемарити у односу на њега.



Сл.4.2.1. Појачавач са заједничким емитором;
приказани су такође побудни генератор и потрошач

Преко отпорника R_c на колектор се доводи позитиван напон из извора E_C . Колектор се нормално налази на вишем потенцијалу од базе и колекторски спој је непропусно поларисан као на сл.4.2.1. Иначе, колекторски отпорник R_c служи за добијање излазног наизменичног напон U_2 .

Транзистор са отпорницима R_b и R_c и извором напајања E_C на сл.4.2.1. представља основни облик појачавача са заједничким емитором. Улаз појачавача се налази између базе и масе, а излаз између колектора и масе. На улаз појачавача је преко кондензатора за спрегу C_{s1} прикључен побудни генератор са електро-моторном силом E_g ; помоћу кондензатора C_{s1} су генератор и улаз појачавача спојени за наизменичну струју, али су раздвојени за једносмерну; на тај начин база транзистора није спојена на масу преко мале унутрашње отпорности генератора. Помоћу другог кондензатора за спрегу C_{s2} се на потрошач R_p одводи само наизменична компонента излазног напона.

На почетку ћемо размотрити једносмерне величине код овог појачавача. За означену контуру на сл.4.2.1. се може написати други Кирхофов закон:

$$E_C - I_C \cdot R_c - U_{CE} = 0 \quad 4.2.2.$$

Из једначине 4.2.2. се добије :

$$I_C = \frac{E_C - U_{CE}}{R_c} = \frac{E_C}{R_c} - \frac{U_{CE}}{R_c} \quad 4.2.3.$$

У једначинама 4.2.2. и 4.2.3. величине E_C и R_c су константне, U_{CE} је независно променљива, а I_C је зависно променљива величина; све величине су једносмерне.

Једначина 4.2.3. је једначина праве која се може нацртати помоћу две тачке. Прва тачка се црта на хоризонталној оси, где је $I_C = 0$. У овом случају једначина 4.2.3. постаје:

$$0 = \frac{E_C}{R_c} - \frac{U_{CE}}{R_c} \quad 4.2.4.$$

Када се ова једначина помножи са R_c , добије се:

$$0 = E_C - U_{CE} \quad 4.2.5.$$

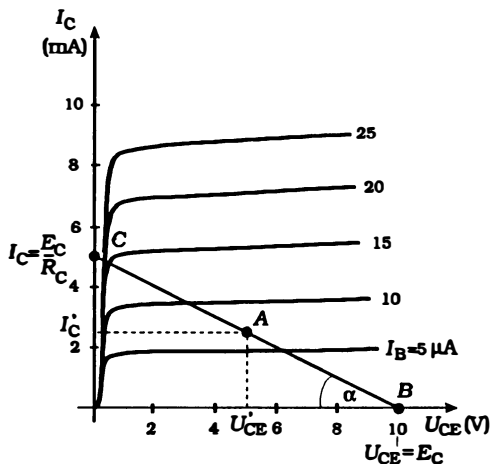
Пребацивањем напона U_{CE} на леву страну добије се:

$$U_{CE} = E_C \quad 4.2.6.$$

Ова тачка је нацртана и означена са B на сл.4.2.2. На пример, нека је $E_C = 10$ V, тада је $U_{CE} = E_C = 10$ V.

Друга тачка се црта на вертикалној оси, где је $U_{CE} = 0$. Једначина 4.2.3. сада постаје:

$$I_C = \frac{E_C}{R_c}$$



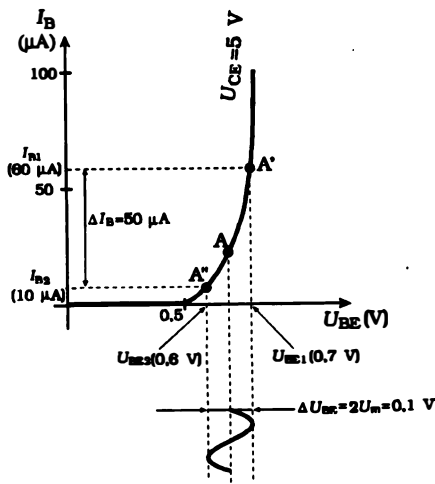
Сл.4.2.2. Радна права

Ова тачка је нацртана и означена са C на сл.4.2.2. На пример, нека је $U_{CE} =$

10 V и $R_c = 2$ k Ω , тада је $I_C = 10$ V / 2.000 $\Omega = 5$ mA.

тоји коефицијент h_{12e} којим се множи напон U_{ce} . Пошто овај производ мора да има јединицу 1 V, види се да параметар h_{12e} нема јединица.

У једначини 4.3.2. се види да се струја I_c такође састоји од две компоненте. Прва компонента $h_{21e} \cdot I_b$ садржи параметар h_{21e} помножен струјом I_b . Овај производ мора имати јединицу 1 A, па је очигледно да је параметар h_{21e} неименован број (нема јединица). Последњи параметар h_{22e} помножен напonom U_{ce} даје другу компоненту струје I_c и његова јединица укупно треба да буде 1 A. То значи да овај параметар има природу проводности и да му је јединица 1 S (сименс).



Сл.4.3.2. Одређивање параметара транзистора h_{11e}

Вредности ових параметара се могу да одреде из карактеристика транзистора помоћу једначина 4.3.1. и 4.3.2. Први параметар h_{11e} се може наћи из једначине 4.3.1. када се стави да је $U_{ce} = 0$. Ако је наизменични напон U_{ce} једнак нули, то значи да је наизменична компонента колекторског напона U_{ce} једнака нули, односно да је напон U_{ce} константан. Уз ове услове се из једначине 4.3.1. добије:

$$U_{be} = h_{11e} \cdot I_b \quad 4.3.3.$$

На сл.4.3.2. је приказана улазна карактеристика за један константан напон U_{ce} . Један део карактеристике, од A' до A'' је приближно линеаран. Промена напона U_{BE} , од U_{BE1} до U_{BE2} , односно $U_{BE1} - U_{BE2} = \Delta U_{BE}$ је једнака двострукој амплитуди наизменичног напона $u_{be}(2U_{bem})$, па се може написати:

$$U_{BE1} - U_{BE2} = 2 \cdot U_{bem} \quad 4.3.4.$$

Исто тако се уместо промене струје I_B од I_{B1} до I_{B2} , односно $I_{B1} - I_{B2} = \Delta I_B$ може написати двострука амплитуда струје $i_b \cdot (2I_{bm})$. Када се промена напона U_{BE} , тј. од U_{BE1} до U_{BE2} , односно $U_{BE1} - U_{BE2} = \Delta U_{BE}$, подели променом струје

од I_{B1} до I_{B2} , односно $I_{B1} - I_{B2} = \Delta I_B$, добије се:

$$\frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{I_{B1} - I_{B2}} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{2 \cdot U_{bem}}{2 \cdot I_{bm}} \quad (\text{za } U_{ce} = \text{конст., ili } U_{ce} = 0) \quad 4.3.5.$$

Када се бројилац и именилац једначине 4.3.5. поделе са $2 \cdot \sqrt{2}$, добију се

ефективне вредности напона и струје, а укупан количник промене напона и струје је једнак параметру h_{11e} :

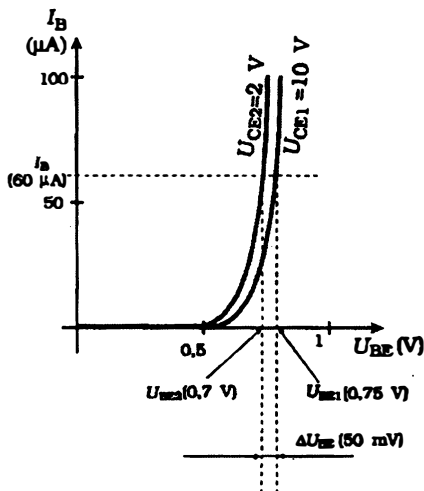
$$\frac{2 \cdot U_{bem} : 2 \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot I_{bm} : 2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{\frac{U_{bem}}{\sqrt{2}}}{\frac{I_{bm}}{\sqrt{2}}} = \frac{U_{be}}{I_b} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = h_{11e} \quad 4.3.6.$$

Параметар h_{11e} се доста мења са променом радне тачке. На пример, ако се радна тачка помери на горе, тада је ΔI_B веће, а ΔU_{BE} мање, док је h_{11e} мање. На сл.4.3.2. се види да је промена напона између емитора и базе једнака 100 mV ($\Delta U_{BE} = 100 \text{ mV}$), док је промена струје базе једнака 50 μA ($\Delta I_B = 50 \mu\text{A}$). Када се ове вредности поделе, добије се:

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{100 \text{ mV}}{50 \mu\text{A}} = \frac{100 \cdot 10^{-3} \text{ V}}{50 \cdot 10^{-6} \text{ A}} = 2 \text{ k}\Omega \quad 4.3.7.$$

Овде је корисно навести и један податак из каталога: за транзистор BC107 при $U_{CE} = 5 \text{ V}$ и $I_C = 2 \text{ mA}$, добије се $h_{11e} = 4,5 \text{ k}\Omega$. Вредност овог параметра се такође доста разликује од примерка до примерка исте врсте транзистора.

На сличан начин се одређују остали h -параметри. На сл.4.3.3. су приказане улазне карактеристике транзистора за два напона U_{CE} као параметра. Када се у једначини 4.3.1. стави да је наизменична компонента струје



Сл.4.3.3. Одређивање параметра h_{12e}

базе $I_b = 0$, односно да је струја базе константна ($I_B = \text{конст.}$, $\Delta I_B = 0$), добије се:

$$U_b = h_{12e} \cdot U_{ce} \quad 4.3.8.$$

На сл.4.3.3. је повучена хоризонтална права која означава константну струју базе I_B . Из једначине 4.3.8. се добије да је:

$$h_{12e} = \frac{U_{be}}{U_{ce}} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{U_{CE1} - U_{CE2}} \quad 4.3.9.$$

Овај параметар такође зависи од радне тачке, али мање него параметар h_{11e} . Он је неименован број (нема јединица). На сл.4.3.3. је промена напона између

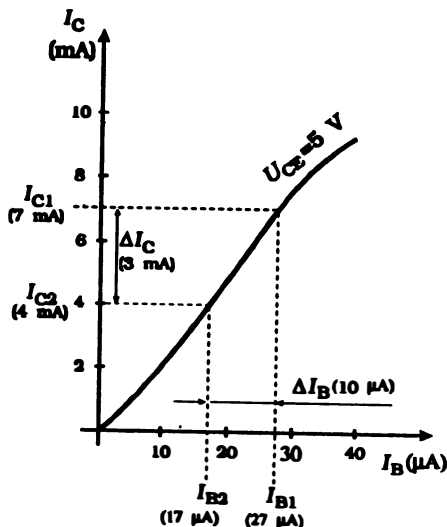
колектора и емитора 8 V ($\Delta U_{CE} = 8 \text{ V}$), док је промена напона између базе и емитора 50 mV. Када се ове величине поделе, добије се:

$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} = \frac{50 \text{ mV}}{8 \text{ V}} = \frac{50 \cdot 10^{-3} \text{ V}}{8 \text{ V}} = 6,2 \cdot 10^{-3} = 0,0062 \quad 4.3.10.$$

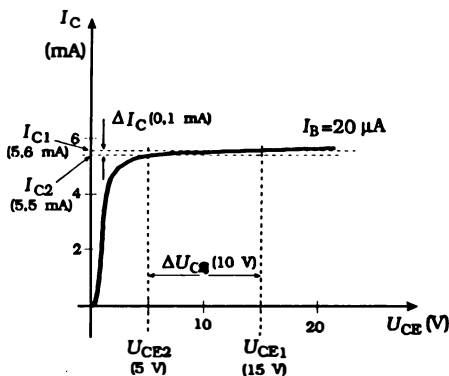
Код транзистора BC107 за горе наведен услове је 0,0002.

Трећи параметар је h_{21e} . Када се у једначини 4.3.2. стави да је наизменични напон $U_{ce} = 0$, односно да је једносмерни напон U_{CE} константан, добије се:

$$I_c = h_{21e} \cdot I_b \quad 4.3.11.$$



Сл.4.3.4. Одређивање параметра h_{21e}



Сл.4.3.5. Одређивање параметра h_{22e}

Одавде се добије:

$$h_{21e} = \frac{I_c}{I_b} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{I_{C1} - I_{C2}}{I_{B1} - I_{B2}} \quad (\text{за } U_{CE} = \text{конст. или } U_{ce} = 0) \quad 4.3.12.$$

На сл.4.3.4. је промена колекторске струје једнака 3 mA ($\Delta I_C = 3 \text{ mA}$), док је промена струје базе 10 μA . Када се ове величине поделе, добије се:

$$h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{3 \text{ mA}}{10 \mu\text{A}} = 300 \quad 4.3.13.$$

За већ поменути транзистор и радну тачку овај параметар износи типично 330 и такође је неименовани број. И он се такође мења са променом радне тачке.

Четврти параметар је h_{22e} . Он се добије када се у једначини 4.3.2. стави да је струја $I_b = 0$ ($\Delta I_B = 0$), односно када је струја базе константна:

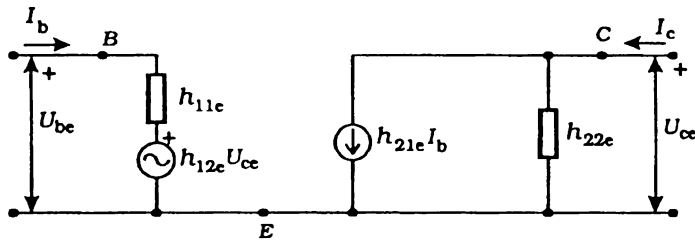
$$I_c = h_{22e} \cdot U_{ce} \quad 4.3.14.$$

Одавде се добије:

$$h_{22e} = \frac{I_c}{U_{ce}} = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{ce}} = \frac{I_{c1} - I_{c2}}{U_{ce1} - U_{ce2}} \quad 4.3.15.$$

На сл.4.3.5. је узета једна карактеристика на којој је струја базе константна. На њој је означена промена струје колектора за одређену промену напона између колектора и емитора. Види се да је промена струје колектора веома мала ($\Delta I_c = 0,1 \text{ mA}$), а промена напона између колектора и емитора велика ($\Delta U_{ce} = 10 \text{ V}$), па се одмах види да је овај параметар мали. Када се ове величине поделе, добије се:

$$h_{22e} = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{ce}} = \frac{0,1 \text{ mA}}{10 \text{ V}} = 0,00001 \text{ S} \quad 4.3.16.$$



Сл.4.3.6. Еквивалентна шема транзистора са h параметрима

За горе наведени транзистор и радну тачку, он износи типично $30 \cdot 10^{-6} \text{ S} = 30 \mu\text{S}$ (микросименса).

Из једначине 4.3.1. види се да се напон U_{be} састоји од две компоненте: $h_{11e} \cdot I_b$ и $h_{12e} \cdot U_{ce}$ које се сабирају, па су везане редно. Прва компонента значи да постоји отпорност h_{11e} кроз коју тече струја I_b , а друга означава генератор чија је електромоторна сила $h_{12e} \cdot U_{ce}$. На основу ових разматрања је нацртан улазни део еквивалентне шеме транзистора на сл.4.3.6.

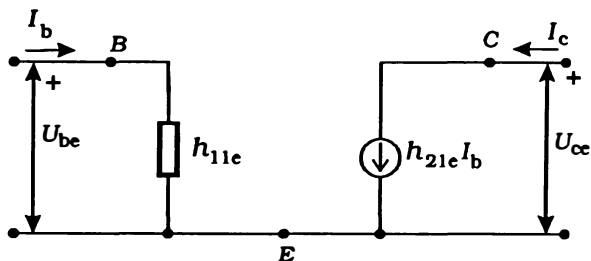
Из једначине 4.3.2. се види да се колекторска струја I_c састоји од две компоненте, што значи да се колекторска струја грана на два дела: $h_{21e} \cdot I_b$ и $h_{22e} \cdot U_{ce}$. Први члан $h_{21e} \cdot I_b$ се на еквивалентној шеми црта као струјни генератор јер струја I_b нигде не додирује излазно коло. Други члан $h_{22e} \cdot U_{ce}$ представља Омов закон у којем уместо отпорности стоји проводност h_{22e} на коју је прикључен напон U_{ce} . На сл.4.3.6. су нацртане две компоненте колекторске струје које воде од колектора ка емитору.

Видели смо из претходних примера да су вредности параметара h_{12e} и h_{22e} релативно мале и да се чланови уз њих $h_{12e} \cdot U_{ce}$ и $h_{22e} \cdot U_{ce}$ могу занемарити. Тако се уместо једначина 4.3.1. и 4.3.2. добију поједностављене једначине:

$$U_{be} = h_{11e} \cdot I_b \quad 4.3.17.$$

$$I_c = h_{21e} \cdot I_b \quad 4.3.18.$$

На основу једначина 4.3.17. и 4.3.18. може се нацртати поједностављена еквивалентна шема транзистора као на сл.4.3.7. Занемаривањем чланова $h_{12e} \cdot U_{ce}$ и $h_{22e} \cdot U_{ce}$ прави се мала грешка која је мања од одступања вредности неког параметра због разлике у вредности параметара код различитих примерака исте врсте транзистора. Ова грешка је такође мања од грешке која настаје због дозвољеног одступања отпорности (толеранције) од њихове тачне вредности. У



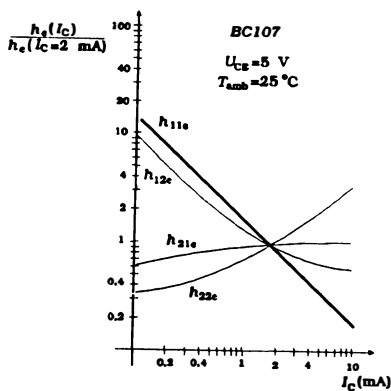
Сл.4.3.7. Упрошћена шема транзистора са h параметрима

практици је обично увек довољна тачност постигнута помоћу поједностављене еквивалентне шеме.

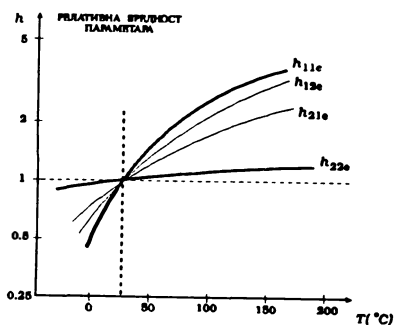
Параметар h_{11e} такође се може написати као h_{ie} (индекс i потиче од енглеске речи *input* - улазни); параметар h_{12e} се може писати као h_{re} (индекс r потиче од енглеске речи *reverse* - повратни); параметар h_{21e} се може писати као h_{fe} (индекс f потиче од енглеске речи *forward* -

предњи); параметар h_{22e} се може писати као h_{oe} (индекс o потиче од енглеске речи *output* - излазни).

Иначе, сви хибридни параметри се разликују код различитих примерака исте врсте транзистора јер је немогуће прецизно контролисати дифузно продирање примеса у полупроводник. Сви параметри се такође мењају са променом температуре полупроводника, колекторске струје, напона између колектора и емитора итд. На сл.4.3.8. су приказане релативне промене хибридних параметара са променом колекторске струје у односу на њихове вредности за $I_C = 2 \text{ mA}$, на сл.4.3.9. са променом



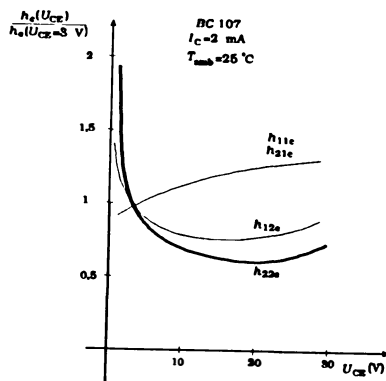
Сл.4.3.8. Релативна промена h параметара са променом колекторске струје



Сл.4.3.9. Релативна промена h параметара са променом температуре

температуре, а на сл.4.3.10. са променом напона између колектора и емитора. Посебно треба уочити на сл.4.3.8. да се параметар h_{11e} веома смањује са повећањем колекторске струје. На сл.4.3.9. се види да сви параметри расту са порастом температуре. На сл.4.3.10. се види да се хибридни параметри доста мењају при малом напону између колектора и емитора (до око 5 V), а да се изнад ове вредности мало мењају.

Постоје такође h -параметри за спој са заједничком базом и тада њихове ознаке имају облик h_{11b} , h_{12b} , итд. Слични параметри постоје и за спој са заједничким колектором. Ови параметри се ретко користе.



Сл.4.3.10. Релативна промена h параметара са променом напона U_{CE}

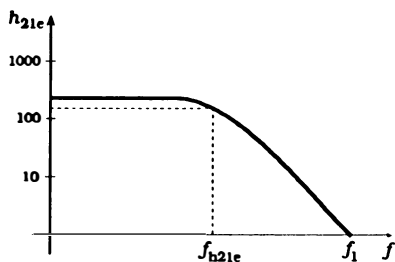
Питања за понављање

1. Зашто се h -параметри називају хибридни?
2. Шта значи индекс e код хибридних параметара?
3. Зашто се као зависно променљиве величине узимају улазни напон и излазна струја?
4. Како се изражавају величине U_{be} и I_c помоћу осталих величина?
5. Како се одређује параметар h_{11e} и колико типично износи?
6. Како се одређује параметар h_{12e} и колико типично износи?
7. Како се одређује параметар h_{21e} и колико типично износи?
8. Како се одређује параметар h_{22e} и колико типично износи?
9. Нацртај еквивалентну шему транзистора са свим хибридним параметрима и објасни зашто се баш тако црта?
10. Нацртај поједностављену еквивалентну шему транзистора и објасни зашто се баш тако црта?
11. Како се мењају хибридни параметри са променом колекторске струје?
12. Како се мењају хибридни параметри са променом напона U_{CE} ?
13. Како се мењају хибридни параметри са променом температуре?

ПОНАШАЊЕ ТРАНЗИСТОРА НА ВИСОКИМ УЧЕСТАНОСТИМА. ЕКВИВАЛЕНТНА ШЕМА

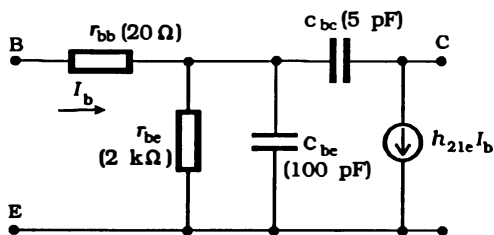
Особине транзистора се мењају са променом учестаности. У пракси је најважнија промена коефицијента h_{21e} , која је приказана на сл.4.3.11. На овој слици се види да је параметар h_{21e} константан до неке учестаности, а затим опада. На високим учестаностима струја базе све мање тече кроз PN -спој база-емитор, а све више тече кроз дифузну капацитивност између базе и емитора. Због

тога се добије све мања колекторска струја од исте струје базе, па је коефицијент струјног појачања h_{21e} све мањи.



Сл.4.3.11. Зависност параметра h_{21e}

них нискофреквенцијских транзистора доста ниска (код 2N3055 је око 1 MHz); код високофреквенцијских транзистора (на пример BFY90) је око 1 GHz. При вишој учестаности (до око 10 GHz) се употребљавају биполарни транзистори специјалних конструкција, а при вишој од 10 GHz, користи се, углавном, посебна врста транзистора - са галијум арсенидом као полупроводником.



Сл.4.3.12. еквивалентна шема транзистора на високим учестаностима

ја база-колектор (типична вредност је 5 pF). Струја колектора тече од колектора ка емитору и практично зависи само од струје базе, што се види из излазних карактеристика. Капацитивност између базе и емитора је код нискофреквенцијских транзистора релативно велика (на пример 100 pF), док је код високофреквенцијских нешто мања (око 20 pF). Капацитивност C_{bc} се разликује код нискофреквенцијских и високофреквенцијских транзистора. Код нискофреквенцијских је типично 5 pF, а код високофреквенцијских око 0,5 pF.

На високим учестаностима, на рад транзистора знатно утичу његове унутрашње капацитивности C_{be} и C_{bc} , које се не могу директно мерити, јер им јед

Прва учестаност f_{h21e} , на којој овај параметар опадне $\sqrt{2}$ пута, ретко се даје. Друга учестаност, која је обележена са f_1 , много се чешће даје и представља учестаност на којој струјно појачање опадне на јединицу. Транзистор се може до ове учестаности употребити као појачавач. Типична вредност за учестаност f_1 за нискофреквенцијске транзисторе мале снаге је око 100 MHz (за BC107 је 300 MHz); код неких снажних нискофреквенцијских транзистора има сличну вредност (на пример код BD 136 је 50 MHz), док је код неких снажних

Ради објашњења понашања транзистора на високим учестаностима, често се даје еквивалентна шема која је приказана на сл.4.3.12. На овој слици r_{bb} представља отпорност тела базе (типична вредност је 20 Ohms), r_{be} је динамичка отпорност PN-споја база-емитор (типична вредност је 2 kOhms), C_{be} је капацитивност споја база-емитор (типична вредност је 100 pF), док је C_{bc} капацитивност споја

крај није споља доступан. Приближно се може сматрати да је капацитивност C_{bc} једнака улазној капацитивности транзистора, док је C_{bc} једнака повратној, јер се отпорност r_{bb} може занемарити.

Питања за понављање

1. Како се мења коефицијент h_{21E} са променом учестаности?
2. Колика је, оријентационо, учестаност до које могу нискофреквенцијски транзистори мале снаге да се користе као појачавачи?
3. Колика је, оријентационо, учестаност до које могу нискофреквенцијски транзистори велике снаге да се користе као појачавачи?
4. Колике су оријентационо паразитне капацитивности нискофреквенцијских транзистора?
5. Колика је, оријентационо, учестаност до које могу високофреквенцијски транзистори мале снаге да се користе као појачавачи?
6. Колике су, оријентационо, паразитне капацитивности високофреквенцијских транзистора?

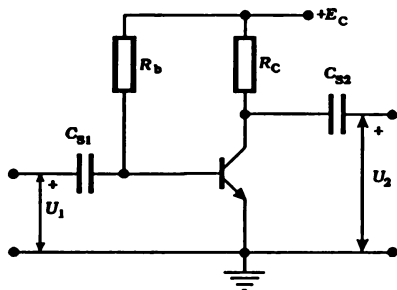
4.4. УЗРОЦИ НЕСТАБИЛНОСТИ РАДНЕ ТАЧКЕ СТАБИЛИЗАЦИЈА РАДНЕ ТАЧКЕ

У поглављу 4.2. је обрађен начин одређивања радне тачке. Видели смо да се она тако одабере да је колекторски напон у радној тачки U'_c једнак половини напона напајања. Колекторска струја радне тачке је једнака половини максималне колекторске струје. Уколико се радна тачка не помера, имамо идеалне услове за рад појачавача.

У пракси се радна тачка може померити због разних узрока, а највише због разлике између појединих примерака транзистора истог типа и промене температуре полупроводника.

Приликом производње транзистора немогуће је прецизно контролисати дубину продирања примеса приликом њиховог уношења дифузијом у полупроводник. Због тога се поједини примерци транзистора истог типа доста разликују. Коефицијент струјног појачања h_{21E} код једног примерка може да буде већи неколико пута (на пример 4 пута) него код другог примерка. То значи да је, на пример, коефицијент струјног појачања h_{21E} код једног примерка транзистора $BC107$ једнак 120, код другог 180, код трећег 230, код четвртог 400 итд. Код неких типова транзистора овај однос може да буде већи (као на пример код $BC201$ -од 50 до 500) или мањи (као на пример код $BSY54$ -од 100 до 300). Код неких транзистора се после производње мери коефицијент струјног појачања (на пример код $BC108$) и према његовој вредности се разврставају у групе (на пример $BC108A$ са h_{21E} од 110 до 220, $BC108B$ од 200 до 450 и $BC108C$ од 420 до 800). Овде треба напоменути да је параметар h_{21E} код високофреквенцијских транзистора, затим код транзистора снаге мањи и креће се око 100 или је мањи; код транзистора за велике струје (од неколико десетина ампера) може да буде мањи и од 10.





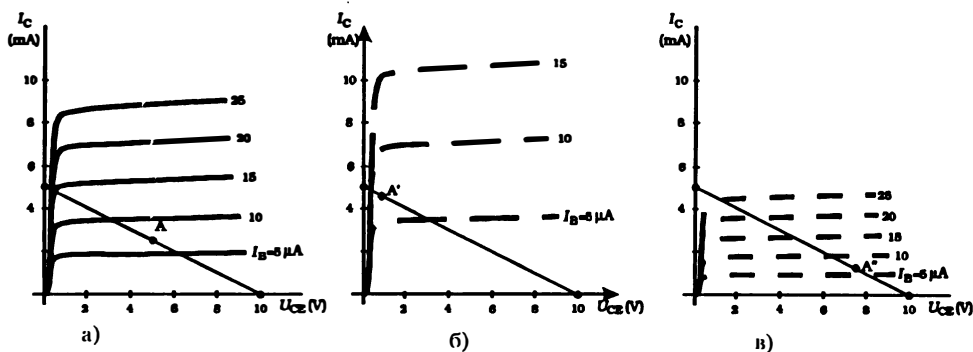
Сл.4.4.1. Основни облик појачавача са транзистором

Због различитих вредности коефицијента струјног појачања померасе радна тачка. На сл.4.4.1. је приказан основни тип појачавача са заједничким емитором. За колекторску отпорност од $2\text{ k}\Omega$ нацртана је радна права на сл.4.4.2.а. и обележена радна тачка A на средини радне праве, што одговара струји базе од приближно $7\text{ }\mu\text{A}$. Напон на отпорнику R_b је приближно 10 V , па се његова отпорност израчунава приближно као $E_c/I_B = 10\text{ V} / 7\text{ }\mu\text{A} = 1,42\text{ M}\Omega$. Ако узмемо други при-

мерак истог типа транзистора, може се десити да он има знатно већи коефицијент струјног појачања. Његове излазне карактеристике су нацртане на сл. 4.4.2.б. испрекиданим дугим линијама; сада је радна тачка померена на место које је означено са A' , јер се у том месту сече радна права са карактеристиком за $I_B = 7\text{ }\mu\text{A}$. Види се да се радна тачка практично не може више померати улево и да се практично не може појачавати улазни напон за време позитивне полупериоде. Овакав појачавач даје јако изобличен напон на свом излазу и практично је неупотребљив.

Ако се деси да се у појачавач стави примерак транзистора који има мали коефицијент струјног појачања (његове излазне карактеристике су на сл.4.4.2.в. нацртане испрекиданим кратким линијама), тада се радна тачка помера удесно на место означено са A'' . У овом случају може да дође до одсецања излазног напона, код негативне полупериоде напона на улазу, јер излазни напон може да се повећава само до напона напајања E_c .

Померање радне тачке може да буде проузроковано променом температуре полупроводника, што се често означава као промена температуре споја. При-



Сл.4.4.2. а), б) и в) Померање радне тачке код различитих примерака исте врсте транзистора

ликом пораста температуре долази до померања улазне карактеристике на сл. 3.4.2. улево, односно до смањења напона U_{BE} за око $2,3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Код кола на сл. 4.4.1. промена напона између базе и емитора практично не утиче на струју базе јер је напон извора напајања обично знатно виши од напона U_{BE} . Температурна промена напона U_{BE} је важна у неким специфичним случајевима, као на пример код појачавача једносмерног напона, логаритамских појачавача итд.

Повишењем температуре се повећава коефицијент струјног појачања h_{21E} за приближно $0,7 \% / ^\circ\text{C}$. Обично се узима да је нормална температура околине за електронске уређаје 25°C и да се мења од 0°C до 45°C . То значи да се због промене температуре у нормалним условима колекторска струја може да промени на више за око 14% или на ниже за око $17,5 \%$. Због температурне промене коефицијента струјног појачања h_{21E} померају се такође излазне карактеристике и радна тачка, слично претходном случају. Код неких уређаја је предвиђено да раде и изван наведеног температурног подручја, као на пример код неких индустријских постројења, код војних уређаја итд. и тада се карактеристике више померају. Повећање температуре полупроводника може да буде проузроковано и његовом сопственим загревањем.

Повишењем температуре повећава се такође инверзна струја колекторског споја. Видели смо раније да је ова струја код силицијумских транзистора мале снаге веома мала и да износи око 1 nA . Повишењем температуре за око 10°C ова струја се повећава за око два пута, што је још увек мало за неко озбиљније повећање колекторске струје у нормалним радним условима. Инверзна струја колекторског споја може знатно да утиче на рад транзистора уколико је температура споја виша од 100°C . Треба напоменути да ово не важи за германијумске транзисторе и да код њих стално мора да се води рачуна о овој струји.

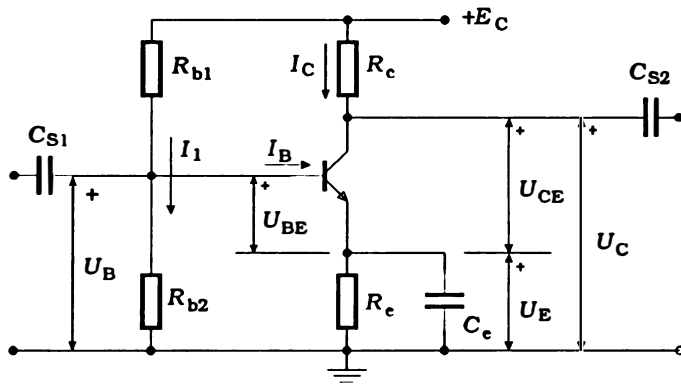
Из наведене анализе се види да се колекторска струја може променити због разних узрока и да се на тај начин помери радна тачка. Померање радне тачке може да доведе до одсецања појединих делова појачаног напона и до његовог изобличења на излазу појачавача. Очигледно је да се на неки начин мора стабилизovati радна тачка и то тако што ће се стабилизovati колекторска струја.

Стабилизација радне тачке се најчешће изводи на начин који је приказан на сл. 4.4.3. Отпорници R_{b1} и R_{b2} чине разделник напона и обезбеђују сталан једносмерни напон U_B на бази транзистора. Напон између базе и емитора транзистора U_{BE} је практично константан и износи око $0,7 \text{ V}$. Једносмерни напон U_E између емитора транзистора и масе се добије када се од напона U_B одузме напон U_{BE} :

$$U_E = U_B - U_{BE} \quad 4.4.1.$$

Видели смо да су напони U_B и U_{BE} практично константни, што значи да је константан и напон U_E . Отпорност R_e је такође константна, па је константна и струја која тече кроз њу; ова струја је практично једнака колекторској струји.

Уколико се колекторска струја повећа због неког од наведених разлога, повећаће се и напон U_E на отпорнику R_e . Како је напон на бази транзистора U_B остао константан, смањиће се напон U_{BE} између базе и емитора транзистора и на



Сл.4.4.3. Појачавач са стабилизованом радном тачком

тај начин биће смањена струја кроз транзистор. Тако се поништава повећање колекторске струје.

Колекторска струја треба да се повећава или смањује код појачања наизменичног напона. У том случају коло за стабилизацију радне тачке не треба да спречава наизменичну промену колекторске струје. Да би се омогућила промена колекторске струје приликом појачања наизменичног напона, поставља се кондензатор C_e паралелно отпорнику R_e . Капацитивност кондензатора C_e је обично велика (на пример $100 \mu\text{F}$) и одабира се тако да буде практично кратак спој за наизменичну струју. Брзе промене колекторске струје код појачања наизменичног напона не изазивају промену напона на отпорнику R_e . На овај начин коло за стабилизацију радне тачке не утиче на рад појачавача код појачања наизменичног напона. Израчунавање вредности капацитивности C_e ће бити детаљно обрађено у поглављу о фреквенцијској карактеристици појачавача.

У електроници се често догађа да приликом решавања неког проблема има више непознатих него једначина. У таквим случајевима се вредности вишка непознатих усвајају на основу искуства. Неки елементи појачавача на сл.4.4.3. се такође одређују на основу стечених практичних искустава и уз објашњење ће бити дат један пример прорачуна. Нека је на почетку већ усвојено да је напон напајања $E_C = 10 \text{ V}$ и да је отпорност $R_c = 2 \text{ k}\Omega$.

Сматра се да је добро решење да једносмерни напон на отпорнику R_e треба да износи од 10 до 30 % напона напајања E_C , али да то буде између 0,5 V и 3 V; на овај начин се мали део напона напајања губи на отпорнику R_e , док се добије релативно добра стабилизација радне тачке. Овде ћемо усвојити да је $U_E = 2 \text{ V}$, тако да збир напона на транзистору и отпорнику R_e износи 8 V. Овај напон се дели са два, па напон на транзистору U_{CE} износи 4 V, а на отпорнику R_e такође 4 V; напон U_C може да се повишава и снижава за 4 V, па се на излазу може добити доста висок наизменични напон. Ако се једносмерни напон на отпорнику R_e подели са његовом отпорношћу, добије се једносмерна струја I_C , која у нашем случају износи $4 \text{ V} / 2 \text{ k}\Omega = 2 \text{ mA}$. Када се одабрани једносмерни напон U_E подели

са колекторском струјом I_C у радној тачки, добије се отпорност емиторског отпорника R_e . У нашем случају је $R_e = 2 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 1 \text{ k}\Omega$.

Једносмерна струја базе I_B је мања од колекторске струје за коефицијент струјног појачања h_{21E} . Нека је коефицијент струјног појачања овог транзистора $h_{21E} = 100$. Сада је струја базе I_B једнака I_C / h_{21E} . У овом случају то је $2 \text{ mA} / 100 = 20 \mu\text{A}$. Струја I_1 треба да буде бар 5 пута већа од струје базе I_B , тако да евентуална промена струје I_B не утиче знатно на напон на бази транзистора. У нашем случају струја $I_1 = 5 \cdot I_B = 5 \cdot 20 \mu\text{A} = 100 \mu\text{A}$. Сада је познат напон на оба отпорника R_{b1} и R_{b2} и струја кроз њих. По Омовом закону њихов збир је једнак:

$$R_{b1} + R_{b2} = \frac{E_C}{I_1} \quad 4.4.2.$$

што у нашем случају износи

$$R_{b1} + R_{b2} = 10 \text{ V} / 100 \mu\text{A} = 10 \text{ V} / (100 \cdot 10^{-6} \text{ A}) = 100 \text{ k}\Omega.$$

Напон на бази транзистора U_B је виши од напона на његовом емитору за око $0,7 \text{ V}$, тј. $U_B = U_{BE} + U_E$.

У нашем случају то је:

$$U_B = 2 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 2,7 \text{ V}.$$

Помоћу напона U_B одређује се отпорност R_{b2} ; $R_{b2} = U_B / I_1$, јер је $I_B \ll I_1$. У нашем случају то је:

$$R_{b1} = 2,7 \text{ V} / 100 \mu\text{A} = 27 \text{ k}\Omega.$$

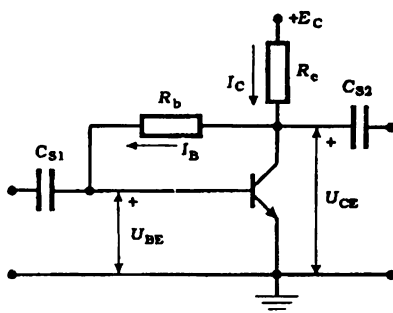
Отпорност R_{b1} се добије када се од раније добијеног збира R_{b1} и R_{b2} одузме вредност отпорности R_{b1} . У овом случају то је:

$$R_{b1} = 100 \text{ k}\Omega - 27 \text{ k}\Omega = 73 \text{ k}\Omega,$$

што није стандардна вредност, па се усваја $75 \text{ k}\Omega$.

Треба напоменути да се додавањем емиторског отпорника померају радна права и радна тачка. Ако се испуне горе наведени услови приликом избора елемената, померање радне тачке неће битно погоршати рад појачавача. Савршена стабилизација радне тачке није ни потребна јер се она нормално помера због толеранција отпорника, које су обично 5% или 10% .

Појачавач на сл.4.4.3. има релативно много елемената и добро стабилизовану радну тачку. Понекад је економичније употребити појачавач са мање елемената и слабијом стабилизацијом радне тачке. Пример стабилизованог појачавача са мало елемената је приказан на сл.4.4.4. Стабилизација радне тачке се изводи помоћу отпорника R_b , који је везан између колектора и базе транзистора. Ако се колекторска струја повећа због неког од раније наведених узрока, расте и напон на отпорнику R_e , док напон U_{CE} опада. Смањењем напона U_{CE} смању-



Сл.4.4.4. Појачавач са мање елемената и слабије стабилизованом радном тачком

је се струја базе I_B , а тиме и колекторска струја. Види се да се овај појачавач супроставља повећању колекторске струје, што у суштини представља стабилизацију радне тачке. Слична појава се дешава и код смањења колекторске струје.

Једносмерни напон радне тачке U_{CE} треба да буде једнак половини напона напајања E_C (ако је напон напајања $E_C = 10 \text{ V}$, тада је $U_{CE} = 5 \text{ V}$). Напон на отпорнику R_C такође треба да буде приближно једнак половини напона напајања, тј:

$$R_C \cdot I_C = \frac{E_C}{2} \quad 4.4.3.$$

(у овом случају је: $R_C \cdot I_C = 5 \text{ V}$). Отпорност R_C се одређује на основу потребног појачања појачавача, што ће касније бити детаљније објашњено.

Нека је одређено да је вредност отпорности $R_C = 2 \text{ k}\Omega$. Тада је колекторска струја једнака:

$$I_C = \frac{E_C}{2 \cdot R_C} \quad 4.4.4.$$

У овом случају је $I_C = 10 \text{ V} / 2 \cdot 2000 \Omega = 2,5 \text{ mA}$. Струја базе I_B се одређује тако што се струја колектора (у овом случају је једнака $2,5 \text{ mA}$) подели једносмерним коефицијентом струјног појачања h_{21E} :

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21E}} \quad 4.4.5.$$

(нека је у овом случају коефицијент струјног појачања $h_{21E} = 200$, па је тада $I_B = 2,5 \text{ mA} / 200 = 12,5 \mu\text{A}$). Отпорност отпорника R_b се добије ако се напон на њему, $U_{CE} - U_{BE}$ подели струјом базе:

$$R_b = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B} \quad 4.4.6.$$

У овом случају је $R_b = (5 \text{ V} - 0,7 \text{ V}) / 12,5 \mu\text{A} = 344 \text{ k}\Omega$ (заокружено на стандардну вредност $330 \text{ k}\Omega$).

Из једначина 4.4.5. и 4.4.6. се види да се отпорност R_b израчунава помоћу вредности h_{21E} . Познато је да се овај коефицијент разликује код различитих примерака исте врсте транзистора. То значи да прорачуната вредност отпорности R_b добро поставља радну тачку за типичан примерак транзистора, док за остале може да дође до њеног померања, али се она не помера на крајеве радне праве, где је струја $I_C = 0$ или је $U_{CE} = 0$.

Прикључивање отпорника R_b између колектора и базе транзистора може у неким случајевима да изазове смањење појачања појачавача, као на пример у случају да побудни генератор има велику унутрашњу отпорност, што се у пракси не догађа сувише често. Већ је наведено да стабилност радне тачке није најбоља, па може да дође до одсецања врхова наизменичног напона. Због тога је еконо-

мично овакав појачавач употребити тамо где је улазни напон низак (на пример 1 mV).

Питања и задаци

1. Због чега се најчешће помера радна тачка?
2. Како се најчешће стабилизује радна тачка и како се то у суштини обавља?
3. Како се одређују елементи за стабилизацију радне тачке?
4. Одреди остале елементе за стабилизацију радне тачке ако је $R_c = 3 \text{ k}\Omega$, $E_C = 12 \text{ V}$ и $h_{21E} = 200$.
5. Одреди остале елементе за стабилизацију радне тачке ако је $R_c = 5 \text{ k}\Omega$, $E_C = 15 \text{ V}$ и $h_{21E} = 80$.
6. Одреди остале елементе за стабилизацију радне тачке ако је $R_c = 1 \text{ k}\Omega$, $E_C = 5 \text{ V}$ и $h_{21E} = 300$.
7. Зашто се додаје кондензатор C_e ?
8. Како се у суштини врши стабилизује радна тачка код појачавача са мало елемената?
9. Како се прорачунава R_b код кола на сл.4.4.4.?
10. Израчунај R_b код појачавача на сл.4.4.4. ако је $E_C = 12 \text{ V}$, $R_c = 3 \text{ k}\Omega$ и $h_{21E} = 80$.
11. Израчунај R_b код појачавача на сл.4.4.4. ако је $E_C = 6 \text{ V}$, $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ и $h_{21E} = 120$.
12. Израчунај R_b код појачавача на сл.4.4.4. ако је $E_C = 15 \text{ V}$, $R_c = 5 \text{ k}\Omega$ и $h_{21E} = 250$.
13. Каква је стабилизација радне тачке код кола на сл.4.4.4. и где је погодно користити овакав појачавач?

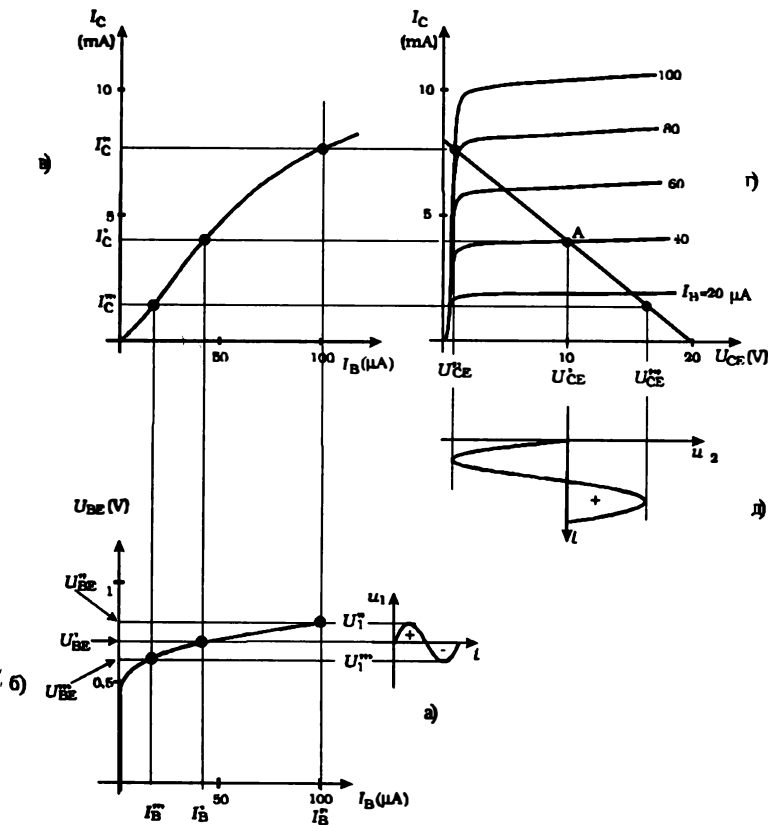
4.5. ГРАФИЧКА АНАЛИЗА ПОЈАЧАВАЧА СА ЗАЈЕДНИЧКИМ ЕМИТОРОМ

Видели смо у досадашњим излагањима о транзистору да он може да ради као појачавач. Сада ћемо видети како транзистор стварно појачава напон.

Принцип појачања се може графички анализирати помоћу сл.4.5.1. на којој су приказане улазне, директно-преносне и излазне карактеристике транзистора. На овој слици је улазна карактеристика окренута тако да је прилагођена улазном напону. Треба напоменути да ове карактеристике не дају у потпуности праву слику појачавача у динамичком режиму рада, али дају приближну. На пример, карактеристика $I_B = f(U_{BE})$ се даје за константан напон U_{CE} , док се тај исти напон мења за време појачања наизменичног напона. Произвођачи транзистора иначе не дају динамичке карактеристике у графичком, него у бројном облику, који је погодан за примену у једначинама. Ова графичка анализа је намењена разумевању принципа појачања транзисторског појачавача.

Нека су радне тачке тако одабране да је у једносмерном режиму рада струја базе I'_B је око $40 \mu\text{A}$, напон U'_{BE} је око $0,7 \text{ V}$, отпорност R_c је $2,5 \text{ k}\Omega$. Са исте слике се види да је струја колектора $I'_C = 4 \text{ mA}$, колекторски напон $U'_{CE} = 10 \text{ V}$, а напон напајања E_C је 20 V .

У позитивној полупериоди улазног напона U_1 (означеној са +) он нарасте до вредности U''_1 (за око 100 mV); помоћу улазне карактеристике на сл.4.5.1.б се добије повећање струје базе на I'' (за око $60 \mu\text{A}$); помоћу преносне карактеристике на сл.4.5.1.в. се за повећање струје базе на I''_B добије повећање колекторске струје на I''_C (за око $3,5 \text{ mA}$), а помоћу радне праве на излазним карактеристикама на сл.4.5.1.г. добије се снижење колекторског напона на U''_{CE} (за око 9 V). Видимо да



Сл.4.5.1. Графичко одређивање појачања

се за малу позитивну промену улазног напона од 100 mV добије велика негативна промена излазног за око 9 V, као на сл.4.5.1.д, тј. $\Delta U_{CE} = -9$ V. Ако се ове вредности поделе према једначини 4.1.1. добије се да је промена улазног напона појачана са вредности 100 mV на вредност -9 V, односно -9 V / 100 mV = -90 пута. Знак минус означава да се за позитивну промену улазног напона добије негативна промена излазног, односно да су улазни и излазни напон у противфази.

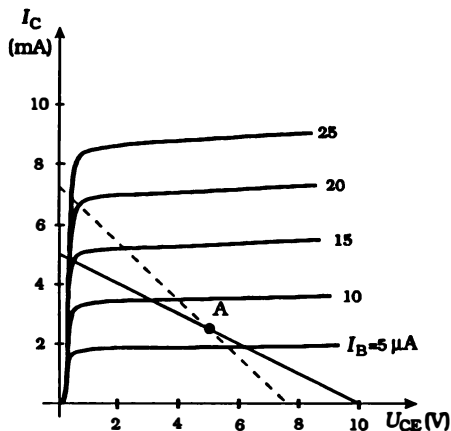
У негативној полупериоди улазни напон U_1 се повиси у негативном смеру на вредност U_1^- (за око -100 mV); струја базе се смањи на вредност I_B^- (за око 25 μA); струја колектора се смањи на вредност I_C^- (за око 2,5 mA), а напон на колектору се повиси на вредност U_C^- (за око 7 V). Сада се за исту негативну промену улазног напона добије мања позитивна промена излазног, што значи да је сада појачање напона мање и износи 7 V / (-100 mV) = -70.

Из наведене анализе се види да се наизменични напон појачава тако што изазива промену улазне струје. Промена улазне струје изазива већу промену колекторске струје, која ствара на отпорнику R_c знатно већу промену излазног

напона него што је била промена улазног напона; ова промена излазног напона се одваја кондензатором.

Са сл.4.5.1. се види да је веће појачање код позитивне него код негативне полупериоде улазног напона. Излазни појачани напон је очигледно изобличен и то због закривљености улазних карактеристика. Изобличење је веће код већег улазног напона. Ако се же и мало изобличење код појачавача који је приказан на сл.4.2.1 тада очигледно у азни напон мора да буде низак (на пример 1 mV) и тада ће обе полупериоде улазног напона бити приближно једнако појачане јер код ниског улазног напона је мали део улазне криве лево и десно од радне тачке скоро линеаран.

Радна права на сл.4.2.2. је нацртана узимајући у обзир само колекторски отпорник R_c . Отпорност потрошача R_p је практично везана паралелно колекторском отпорнику. За наизменичну струју, отпорност између колектора и масе је једнака паралелној вези отпорности R_c и R_p . Отпорност паралелне везе је свакако мања од отпорности R_c , па радна права за наизменичну струју има стрмији нагиб, као што је то приказано испрекиданом линијом на сл.4.5.2.



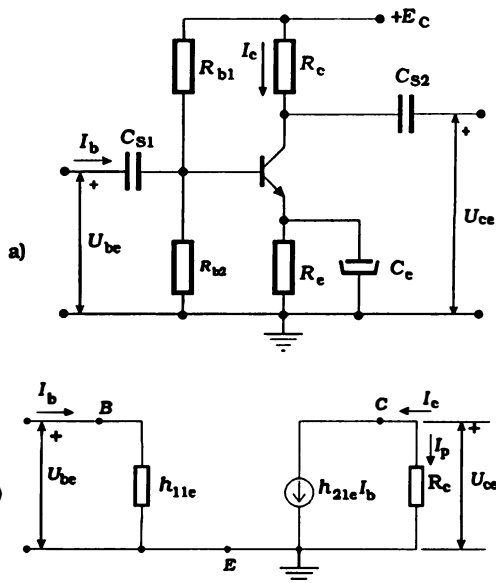
Сл.4.5.2. Промена радне праве због прикључивања потрошача

Питања и задаци

1. Чему служи графичка анализа појачања транзисторског појачавача?
2. Шта настаје као последица повишења улазног напона у његовој позитивној полупериоди?
3. Шта настаје као последица повећања струје базе?
4. Шта настаје као последица повећања колекторске струје?
5. Шта се дешава код смањења улазног напона у његовој негативној полупериоди?
6. Где се добије појачан напон?
7. Како се израчунава појачање напона?
8. Нека је промена напона на излазу -3 V, а промена напона на улазу 50 mV. Колико је појачање напона?

4.6. ИЗРАЗИ ЗА ПОЈАЧАЊЕ СТРУЈЕ, НАПОНА И СНАГЕ

Видели смо како се одређује и стабилизује радна тачка транзистора. Такође смо видели како се у суштини појачава напон и како се то графички одређује. У пракси се графичко одређивање појачања ретко примењује јер се оно може знатно лакше одредити рачунски. На сл.4.6.1.а је приказан транзисторски појачавач са стабилисаном радном тачком. Елементи овог појачавача, који служе



Сл.4.6.1. а) Појачавач са заједничким емитором и назначеним наизменичним величинама; б) еквивалентна шема појачавача са h параметрима

за стабилизацију радне тачке, не утичу на рад транзисторског појачавача код појачања наизменичног напона. Отпорности R_{b1} и R_{b2} су знатно веће од улазне отпорности транзистора; пошто су ове отпорности везане паралелно улазној отпорности транзистора, њихов утицај се занемарује. Импеданса кондензатора C_e је за наизменичну струју кратак спој, па кроз њега тече практично сва наизменична струја транзистора. Кроз отпорник R_c практично не тече наизменична струја транзистора јер је кратко спојен кондензатором C_e за наизменичну струју.

Еквивалентна шема транзистора са h параметрима је раније приказана на сл.

4.3.7. Ако се ова шема допуни колекторском отпорношћу R_c са сл.4.6.1.а, а изоставе елементи R_{b1} , R_{b2} , R_e , C_e и извор напајања E_C , добије се еквивалентна шема транзисторског појачавача за наизменичну струју, која је приказана на сл.4.6.1.б. На сл.4.6.1.а је један крај отпорника R_c прикључен на колектор транзистора, а други на позитиван крај извора напајања E_C . Извор напајања E_C представља кратак спој за наизменичну струју (напон E_C је увек исти без обзира колика струја текла кроз извор; ако на крајевима неког елемента нема промене напона када се кроз њега мења струја, то значи да је тај елемент кратак спој за наизменичну струју. Омов закон за наизменичну струју у том случају гласи: $I \cdot R = 0$, што значи да је његова отпорност једнака нули, односно да представља кратак спој па се један крај отпорника R_c у еквивалентној шеми прикључује на масу).

Ако је један крај наизменичног напона на маси, тада се он обично обележава са „-“ и назива се хладни крај, а онај други се означава са „+“ и назива се врући крај. Ознаке „+“ и „-“ означавају поларизацију наизменичног напона у једном тренутку, у којем се посматрају сви наизменични напони у колу да би се

знало да ли су међусобно у фази или противфази. Ако се приликом рачунања за неки наизменични напон добије предзнак „+“, то значи да је у фази са напонам са којим се упоређује (референтним напонам); ако се добије предзнак „-“, то значи да је у противфази са референтним напонам.

Наизменични напон U_{ce} се рачуна од колектора транзистора до масе и то било којим путем. На сл.4.6.1. наизменична струја I_c тече кроз отпорник R_c од негативног ка позитивном крају напона U_{ce} , мада би требало обрнуто. То значи, да струја потрошача R_c , која је означена са I_p , има супротан смер од смера струје I_c па се за њих може да напише:

$$I_p = -I_c \quad 4.6.1.$$

Наизменични напон на отпорнику R_c износи:

$$U_{ce} = I_p \cdot R_c = -I_c \cdot R_c \quad 4.6.2.$$

Сада треба израчунати појачања напона, струје и снаге помоћу хибридних параметара транзистора.

ПОЈАЧАЊЕ СТРУЈЕ. - Појачање струје A_i се дефинише као количник струје потрошача (у овом случају отпорника R_c) I_p и улазне струје I_b :

$$A_i = \frac{I_p}{I_b} = \frac{-I_c}{I_b} = -h_{21e} \quad 4.6.3.$$

Из ове једначине се види да је струјно појачање транзистора практично једнако параметру $-h_{21e}$. Као пример се може навести да је појачање струје код транзистора *BC107B* једнако -330. Овде је потребно напоменути да се понекад може наћи у литератури да је струјно појачање једнако h_{21e} без негативног знака; у том случају је као излазна струја узета колекторска струја I_c јер улази у транзистор као четворопол.

Појачање напона A_u се дефинише као количник напона на потрошачу (у овом случају отпорнику R_c) и улазног напона U_{be} . Овде такође треба обратити пажњу на чињеницу да струје I_p и I_c имају супротан смер.

$$A_u = \frac{U_{ce}}{U_{be}} = \frac{I_p \cdot R_c}{U_{be}} = \frac{-I_c \cdot R_c}{U_{be}} \quad 4.6.4.$$

Знамо да је $I_c = h_{21e} \cdot I_b$ и да је $U_{be} = h_{11e} \cdot I_b$. Када се ове вредности замене у једначину 4.6.4, добије се:

$$A_u = -\frac{h_{21e} \cdot R_c}{h_{11e}} \quad 4.6.5.$$

Израчунаћемо напонско појачање транзисторског појачавача са транзистором *BC107B* за $h_{21e} = 330$, $h_{11e} = 4,5 \text{ k}\Omega$ и за $R_c = 1 \text{ k}\Omega$:

$$A_u = -330 \cdot 1000 \Omega / 4500 \Omega = -73$$

Из једначине 4.6.5. се види да за веће напонско појачање треба узети већу колекторску отпорност. На пример, да је отпорност R_c била $5 \text{ k}\Omega$, тада би на-

понско појачање било -365. Видећемо касније да већа колекторска отпорност ствара понекад тешкоће и то нарочито код вишестепених појачавача.

Појачање снаге G_p се дефинише као количник излазне и улазне снаге (P_2 је излазна, а P_1 улазна снага), а такође као производ појачања напона и струје:

$$G_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_{ce} \cdot I_p}{U_{be} \cdot I_b} = A_u \cdot A_i = -\frac{h_{21e} \cdot R_c}{h_{11e}} \cdot (-h_{21e}) = \frac{h_{21e}^2 \cdot R_c}{h_{11e}} \quad 4.6.6.$$

У пракси је појачање снаге релативно велико и према претходним вредностима параметара h_{21e} и h_{11e} и за $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ добије се да је појачање снаге у овом случају $G_p = (-330) \cdot (-73) = 24\,090$.

Упоредивањем појачања струје, напона и снаге се види да се биполарни транзистор најбоље понаша као појачавач струје јер појачање струје практично не зависи од спољних елемената појачавача, него само од транзистора.

Улазна отпорност се дефинише као количник улазног напона и улазне струје и према сл.4.6.1.б износи:

$$R_{ul} = \frac{U_{be}}{I_b} = \frac{h_{11e} \cdot I_b}{I_b} = h_{11e} \quad 4.6.7.$$

У пракси је типична вредност улазне отпорности неколико $\text{k}\Omega$, колико износи и параметар h_{11e} (на пример $3 \text{ k}\Omega$).

Излазна отпорност самог транзистора је према сл.4.3.7. бесконачно велика (унутрашња отпорност струјног извора је бесконачно велика), док је према сл.4.3.6. једнака $1/h_{21e}$. У пракси је типична вредност излазне отпорности транзистора према сл.4.3.6. око $30 \text{ k}\Omega$ и обично је знатно већа од колекторске отпорности. Укупна излазна отпорност појачавача је једнака паралелној вези излазне отпорности транзистора и отпорности R_c . Како је излазна отпорност транзистора знатно већа од отпорности R_c , укупна излазна отпорност појачавача је практично једнака R_c . До овог израза се може доћи применом израза 4.1.4. из поглавља 4.1, где је излазна отпорност једнака количнику напона празног хода и струје кратког споја. На сл.4.4.1. се види да је напон празног хода једнак напону $U_{20} = U_{ce} = -R_c \cdot I_c$. Струја кратког споја се добије када се излаз кратко споји и одреди струја кроз такво коло. Ако се излаз појачавача на сл.4.4.1. кратко споји, ка маси на излазном делу кола тече струја $I_{ks} = -I_c$ јер се струја из струјног генератора не мења код промене отпорности у колу. Када се ове величине поделе, добије се излазна отпорност појачавача:

$$R_{iz} = \frac{U_{20}}{I_{ks}} = \frac{-R_c \cdot I_c}{-I_c} = R_c \quad 4.6.8.$$

Све наведене вредности хибридних параметара, појачања, отпорности итд. су оријентационе и дате се за једну радну тачку типичног нискофреквенцијског транзистора мале снаге *BC107B*. За другу радну тачку или код других типова транзистора ове вредности могу доста да се разликују. На пример, код тран-

зистора снаге 2N3055, за $I_C = 1$ А и $U_C = 5$ V, параметар h_{21e} је око 50, h_{11e} око 10 Ω итд.

Питања и задаци

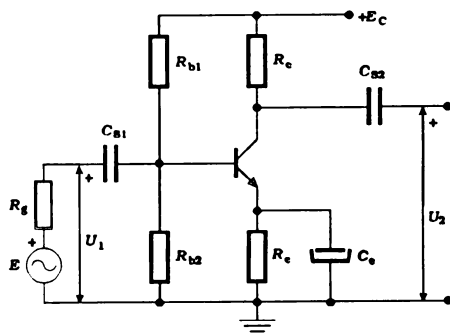
1. Зашто у еквивалентну шему транзисторског појачавача не улазе отпорности R_{b1} , R_{b2} и R_e и капацитивности C_{s1} и C_{s2} ?
2. Зашто се у еквивалентној шеми појачавача један крај отпорника R_e прикључује на масу?
3. Како се изражава појачање струје и колико оријентационо износи?
4. Како се изражава појачање напона и колико оријентационо износи?
5. Шта значи негативан предзнак у изразу за појачање напона и струје?
6. Како се изражава појачање снаге и колико оријентационо износи?
7. Како се изражава улазна отпорност и колико оријентационо износи?
8. Како се изражава излазна отпорност и колико оријентационо износи?
9. Нека су параметри $h_{11e} = 2$ k Ω и $h_{21e} = 150$, док је $R_e = 3$ k Ω . Колико износи појачање струје, напона и снаге, улазна и излазна отпорност?
10. Нека су параметри $h_{11e} = 5$ k Ω и $h_{21e} = 300$, док је $R_e = 2$ k Ω . Колико износи појачање струје, напона и снаге, улазна и излазна отпорност?
11. Нека су параметри $h_{11e} = 3$ k Ω и $h_{21e} = 100$, док је $R_e = 2,7$ k Ω . Колико износи појачање струје, напона и снаге, улазна и излазна отпорност?
12. Нека је појачање струје -200, појачање напона -120 и $R_e = 3,3$ k Ω . Колико износе параметри h_{11e} и h_{21e} ?

* 4.7. ФРЕКВЕНЦИЈСКА КАРАКТЕРИСТИКА ПОЈАЧАВАЧА *

Већ је раније напоменуто да се транзисторски појачавачи првенствено праве за појачање наизменичних напона (узгред треба напоменути да се појачавачи за једносмерни напон углавном праве помоћу интегрисаних кола и да се обрађују у трећем разреду).

Појачавач би требао да једнако појачава сигнале свих учестаности, што у пракси није могуће остварити.

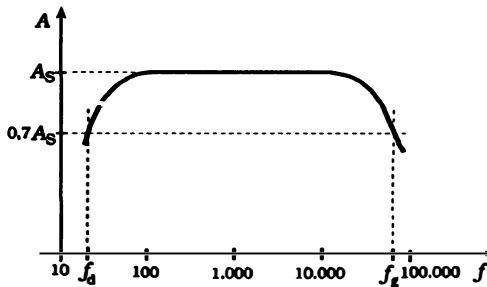
Основни појачавач на сл. 4.7.1. садржи кондензаторе за спрегу C_{s1} и C_{s2} и емиторски кондензатор C_e кола за стабилизацију радне тачке. Поред ових капацитивности постоје и паразитне (штетне), које постоје због тога што свака два тела чине некакав кондензатор. Највеће су паразитне капацитивности између електрода транзистора, које су већ



Сл.4.7.1. Појачавач са побудним генератором за одређивање капацитивности C_e

приказане на сл.4.3.12. Ове паразитне капацитивности су ефективно везана између улаза појачавачког степена и масе или између излаза појачавача и масе.

Кондензатор за спрегу C_{S1} (кондензатор C_{S2} улази у састав следећег степена) и емиторски кондензатор C_e одабрани су тако да на средњим учестаностима (на пример на 1 kHz) имају занемарљиво малу импедансу и да не утичу на рад појачавача. Ако појачавач ради на ниским учестаностима (на пример на 50 Hz), реактанса ових кондензатора може знатно да порасте и да смањи струју базе транзистора, а са тим и појачање појачавача.

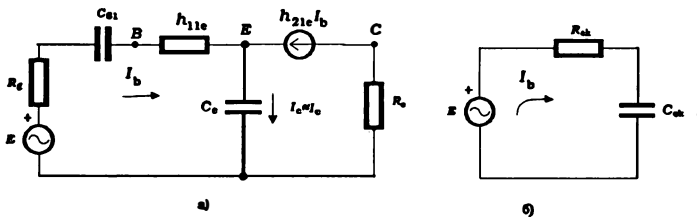


Сл.4.7.2. Фреквенцијска карактеристика појачавача на сл.4.7.1.

На високим учестаностима појачање појачавача се смањује због паразитних капацитивности, које одводе наизменичну струју на масу или га смањују на неки други начин, што ће бити детаљно објашњено касније.

Зависност појачања од учестаности је приказана на сл. 4.7.2. Подела учестаности је логаритамска да би се јасно видело шта се дешава и на ниским и на високим учестаностима. Види се, да се тачно не

може одредити када је појачање почело да опада. Сматра се да људско уво не може лако да осети смањење снаге за 2 пута, па се граничне учестаности f_d и f_g дефинишу на местима где је појачање опало $\sqrt{2}$ пута; ту је снага P опала 2 пута, а напон $\sqrt{2}$ пута јер је $P = U^2/R$.



Сл.4.7.3. а) Екивалентна шема појачавача са сл.4.7.1. на ниским учестаностима; б) упрошћена шема прве контуре

Екивалентна шема појачавача на ниским учестаностима са сл.4.7.1, помоћу h параметара је приказана на сл.4.7.3.а. Овде су изостављене отпорности R_{B1} и R_{B2} јер су знатно веће од улазне отпорности појачавача. Видели смо у поглављу о стабилизацији радне тачке да се капацитивност C_e тако бира да њена импеданса буде знатно мања од отпорности емиторског отпорника R_e , па је због тога R_e изостављен на сл.4.7.3.а. Емитор је преко кондензатора C_e прикључен на масу. Да би коло било што једноставније, такође је узето да је капацитивност C_{S1} веома

велика и да је њена импеданса занемарљиво мала. E је електромоторна сила побудног генератора, а R_g је његова унутрашња отпорност.

Појачање појачавача на ниским учестаностима опадне $\sqrt{2}$ пута ако струја базе опадне такође $\sqrt{2}$ пута. Други Кирхофов закон за прву контуру кола на сл.4.7.3.а има облик:

$$\underline{E} - R_g \cdot \underline{I}_b - h_{11e} \cdot \underline{I}_b - \underline{I}_c \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C_e} = 0 \quad 4.7.1.$$

Ако се уместо $\underline{I}_c$ напише $h_{21e} \cdot \underline{I}_b$, добије се:

$$\underline{E} - R_g \cdot \underline{I}_b - h_{11e} \cdot \underline{I}_b - h_{21e} \cdot \underline{I}_b \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C_e} = 0 \quad 4.7.2.$$

Извлачењем струје $\underline{I}_b$ испред заграде добије се:

$$\underline{E} - \underline{I}_b \cdot \left(R_g + h_{11e} + \frac{h_{21e}}{j\omega \cdot C_e} \right) = 0 \quad 4.7.3.$$

Из једначине 4.7.3. видимо, да на улазу кола на сл.4.7.3.а постоји еквивалентна отпорност $R_{ek} = R_g + h_{11e}$ и еквивалентна капацитивност $C_{ek} = C_e / h_{21e}$ јер у изразу за реактансу кондензатора све што је уз члан $1 / j\omega$ је $1 / C_{ek}$. Еквивалентна шема леве стране овог кола је приказана на сл.4.7.3.б. Импеданса овог кола на средњим учестаностима је једнака R_{ek} јер је тада импеданса еквивалентне капацитивности занемарљиво мала. На ниским учестаностима импеданса се састоји од редне везе отпорности R_{ek} и реактансе кондензатора C_{ek} , па је њен модуо једнак:

$$|Z| = \sqrt{R_{ek}^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C_{ek}} \right)^2} \quad 4.7.4.$$

Појачање појачавача опадне $\sqrt{2}$ пута када се струја базе смањи $\sqrt{2}$ пута, а то се се десити на учестаности f_d (кружна учестаност ω_d) када модуо импедансе изражене једначином 4.7.4 постане већи $\sqrt{2}$ пута од отпорности R_{ek} :

$$\sqrt{R_{ek}^2 + \left(\frac{1}{\omega_d \cdot C_{ek}} \right)^2} = \sqrt{2} \cdot R_{ek} \quad 4.7.5.$$

Квадрирањем обе стране једначине 4.7.5. добије се:

$$R_{ek}^2 + \left(\frac{1}{\omega_d \cdot C_{ek}} \right)^2 = 2 \cdot R_{ek}^2 \quad 4.7.6.$$

Ако се једначина 4.7.6. скрати за R_{ek}^2 , добије се:

$$\left(\frac{1}{\omega_d \cdot C_{ek}} \right)^2 = R_{ek}^2 \quad 4.7.7.$$

Ако се обе стране ове једначине коренују, добије се

$$\frac{1}{\omega_d \cdot C_{ek}} = R_{ek} \quad 4.7.8.$$

Видимо да на учестаности f_d (кружна учестаност ω_d), на којој појачање опадне $\sqrt{2}$ пута, импеданса еквивалентног кондензатора C_{ek} мора бити једнака еквивалентној отпорности R_{ek} у колу. Из једначине 4.7.8 се добије вредност капацитивности C_{ek} :

$$C_{ek} = \frac{1}{\omega_d \cdot R_{ek}} \quad 4.7.9.$$

Видели смо да је $C_{ek} = C_e/h_{21e}$, односно $C_e = C_{ek} \cdot h_{21e}$, па се добије:

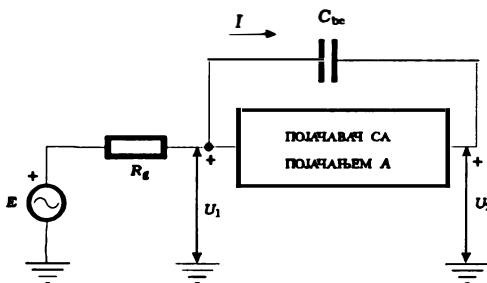
$$C_e = C_{ek} \cdot h_{21e} = \frac{h_{21e}}{\omega_d \cdot R_{ek}} \quad 4.7.10.$$

Пример: Нека је $h_{21e} = 200$, $h_{11e} = 5 \text{ k}\Omega$ и $f_d = 20 \text{ Hz}$ ($\omega_d = 125,6 \text{ rad/s}$) и $R_g \approx 0$. Тада је $C_e = 200/(125,6 \text{ rad/s} \cdot 5000 \Omega) = 318 \mu\text{F}$. Ова вредност није стандардна, па треба узети следећу већу, а то је $330 \mu\text{F}$. Овај кондензатор мора бити електролитски а његов „+” крај везан на емитор транзистора, а „-” на масу.

У овом прорачуну није узета у обзир капацитивност C_{s1} ; ако се и она узме у обзир, на сл.4.7.3.а треба ставити кондензатор C_{s1} између отпорника R_g и h_{11e} . Тада се еквивалентна капацитивност састоји од редне везе капацитивности C_{s1} и капацитивности C_e/h_{21e} и њу треба ставити уместо C_e/h_{21e} . У овом случају бисмо из једначине 4.7.10. добили вредност редне везе ове две капацитивности, односно имали бисмо једну једначину са две непознате. Тада је најједноставније узети да су капацитивности C_{s1} и C_e/h_{21e} једнаке, а свака посебно је два пута већа од капацитивности њихове редне везе.

Пример: Ако узмемо у обзир и C_{s1} , тада је $C_e = 2 \cdot 330 \mu\text{F} = 660 \mu\text{F}$. $C_{s1} = C_e/h_{21e} = 660 \mu\text{F}/200 = 3,3 \mu\text{F}$

МИЛЕРОВ ЕФЕКАТ. - Горња гранична учестаност појачавача највише зависи од елемената R_g , h_{11e} , C_{be} и C_{bc} , мада на њу могу у неким случајевима да утичу још неки елементи појачавача. Видели смо у поглављу 3.6. да је улазна капацитивност транзистора врло



Сл.4.7.4. Коло за објашњење Милеровог ефекта

блиска унутрашњој капацитивности C_{be} и да износи око 100 pF , док је повратна блиска капацитивности C_{bc} и износи око 5 pF .

Повратна капацитивност изазива тзв. Милеров ефекат, који бити објашњен помоћу сл.4.7.4. капацитивност постоји између за и излаза појачавача. Струја кондензатор C_{bc} се добије када

напон на њему ($U_1 - U_2$) подели његовом импедансом ($1/j\omega C_{bc}$):

$$\underline{I} = \frac{U_1 - U_2}{\frac{1}{j\omega C_{bc}}} = (U_1 - U_2) \cdot j\omega C_{bc} = \underline{U}_1 \cdot j\omega C_{bc} - \underline{U}_2 \cdot j\omega C_{bc} \quad 4.7.11.$$

Појачање појачавача је једнако $A = U_2 / U_1$, одакле се добије да је $U_2 = A \cdot U_1$, па израз за струју I постаје:

$$\underline{I} = \underline{U}_1 \cdot j\omega C_{bc} - A \cdot \underline{U}_1 \cdot j\omega C_{bc} = \underline{U}_1 \cdot j\omega C_{bc} \cdot (1 - A) \quad 4.7.12.$$

Када се једначина 4.7.12. подели са $\underline{I}$ и $j\omega C_{bc} \cdot (1 - A)$, добије се:

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{I}} = \frac{1}{j\omega C_{bc} \cdot (1 - A)} \quad 4.7.13.$$

Улазни напон подељен са улазном струјом даје улазну импедансу. У овом случају је та импеданса капацитивног карактера јер у имениоцу има $j\omega \cdot C_{bc} \cdot (1 - A)$. У имениоцу једначине 4.7.13. све оно што није $j\omega$ представља еквивалентну капацитивност, а то је у овом случају $C_{bc} \cdot (1 - A)$. Појачање појачавача је негативно и обично много веће од 1, па је еквивалентна капацитивност $C_{uk} \approx C_{bc} \cdot (-A)$.

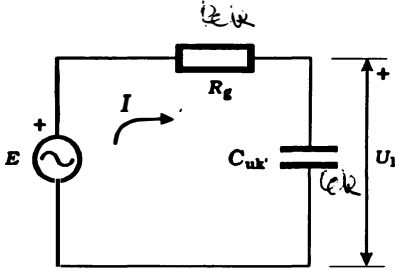
Једначина 4.7.13. представља Омов закон за улазни део појачавача. У њој имамо напон U_1 подељен струјом I чији количник даје импедансу кондензатора C_{uk} , чија је капацитивност за $-A$ већа од капацитивности C_{bc} . То значи да се због капацитивности C_{bc} улаз појачавача понаша као да је између њега и масе прикључен кондензатор чија је капацитивност C_{uk} .

У једначини 4.7.13. је појачање A негативно и знатно веће од јединице (износи на пример -100), па је капацитивност C_{uk} знатно већа од капацитивности C_{bc} и да износи приближно $-A \cdot C_{bc}$. Ако је $A = -100$ и $C_{bc} = 5$ pF, улазна капацитивност је повећана присуством капацитивности C_{bc} за 500 pF. Ако је дифузна капацитивност између базе и емитора била 100 pF и ако је повећана због капацитивности између колектора и базе за 500 pF, то значи да је укупна улазна капацитивност у овом случају: $C'_{uk} = C_{uk} + C_{be} = 500$ pF + 100 pF = 600 pF.

Милеров ефекат се може објаснити и физички. Струја која тече од улаза појачавача кроз капацитивност C_{bc} ка излазу је много већа од струје која би текла кроз ту исту капацитивност ако би она била везана између улаза и масе. Излазни напон је много виши и супротног смера од улазног, па је разлика потенцијала између улаза и излаза појачавача много већа него између улаза и масе. На пример, нека је улазни напон 1 mV и појачање појачавача -100; излазни напон је -100 mV. Струја кроз капацитивност C_{bc} тече од тачке где је потенцијал 1 mV ка тачки где је потенцијал -100 mV. Ако би ова иста капацитивност била везана између улазног краја и масе, струја би текла од тачке где је потенцијал 1 mV ка маси и била би знатно мања. Повећана струја кроз капацитивност C_{bc} је иста као и струја кроз капацитивност $C_{bc} \cdot (-A)$ између улазног краја и масе. То значи да се капацитивност

тивност C_{bc} , која је везана између колектора и базе, понаша као да је везана између базе и емитора и да износи $C_{bc} \cdot (-A)$.

На сл.4.7.5. је приказан улазни део појачавача на који је прикључен генератор са унутрашњом отпорношћу R_g . Види се да унутрашња отпорност генератора



Сл.4.7.5. Еквивалентна шема улазног кола на високим учестаностима

са улазном капацитивношћу транзисторског појачавача чини нискофреквенцијски филтар (филтар који пропушта сигнале ниских учестаности, док сигнале високих учестаности слаби одводећи их кроз кондензатор C'_{uk} на масу). На ниским учестаностима овај филтар нема слабљења, па је напон на улазу појачавача U_1 исти као и електромоторна сила генератора E .

На високим учестаностима наизменична струја тече кроз кондензатор C'_{uk} на масу. Струја која тече кроз овај кондензатор износи:

$$\underline{I} = \frac{E}{R_g + \frac{1}{j\omega C_{uk}}} \quad 4.7.14.$$

Напон на улазу појачавача је једнак импеданси кондензатора C'_{uk} помноженој са овом струјом:

$$\underline{U}_1 = \frac{1}{j\omega C_{uk}} \cdot I = \frac{1}{j\omega C_{uk}} \cdot \frac{E}{R_g + \frac{1}{j\omega C_{uk}}} = \frac{E}{1 + j\omega C_{uk} \cdot R_g} \quad 4.7.15.$$

Апсолутна вредност напона U_1 на високим учестаностима износи:

$$|U_1| = \frac{E}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot C_{uk}^2 \cdot R_g^2}} \quad 4.7.16.$$

Видели смо да је напон U_1 на ниским учестаностима једнак E , док је на високим нижи и изражен једначином 4.7.16. Овај напон опадне $\sqrt{2}$ пута на горњој граничној учестаности f_g (кружна учестаност ω_g), када именилац у једначини 4.7.16. буде једнак $\sqrt{2}$, односно када израз под кореном буде једнак 2:

$$1 + \omega_g^2 \cdot C_{uk}^2 \cdot R_g^2 = 2 \quad 4.7.17.$$

Скраћивањем за 1 добије се:

$$\omega_g^2 \cdot C_{uk}^2 \cdot R_g^2 = 1 \quad 4.7.18.$$

Кореновањем ове једначине добије се:

$$\omega_g \cdot C_{uk} \cdot R_g = 1 \quad 4.7.19.$$

Када се ова једначина подели са $C'_{uk}R_g$, добије се:

$$\omega_g = \frac{1}{C'_{uk} \cdot R_g} \quad 4.7.20.$$

У овој једначини се може ставити $2\pi f$ уместо ω :

$$2\pi f_g = \frac{1}{C'_{uk} \cdot R_g} \quad 4.7.21.$$

Дељењем ове једначине са 2π , добије се:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C'_{uk} \cdot R_g} \quad 4.7.22.$$

Ако је унутрашња отпорност генератора занемарљиво мала, као на пример 50Ω код генератора функција, тада је горња гранична учестаност овог појачавача једнака:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C'_{uk} \cdot R_g} = \frac{1}{2\pi \cdot 600 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot 50 \Omega} = 5,6 \text{ MHz} \quad 4.7.23.$$

У пракси се добије нешто нижа горња гранична учестаност (2 до 3 MHz) јер и друге паразитне капацитивности на њу утичу, па ју је тешко тачно одредити.

Ако побудни генератор има велику унутрашњу отпорност (на пример $2 \text{ k}\Omega$), горња гранична учестаност се доста снижава и у овом случају износи:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C'_{uk} \cdot R_g} = \frac{1}{2\pi \cdot 600 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot 2000 \Omega} = 132 \text{ kHz} \quad 4.7.24.$$

Област од доње граничне учестаности f_d до горње f_g може да се употреби за нормално појачање напона и назива се пропусни опсег појачавача.

Ако се на излаз једног појачавача прикључи улаз следећег, тада се излазна импеданса првог појачавача понаша за њега као унутрашња отпорност генератора. То значи да ће у пракси први појачавачки степен имати високу горњу граничну учестаност (на пример 2 MHz), а други (и следећи) ниску (на пример 100 kHz). Укупна горња гранична учестаност оба појачавачка степена је нижа од најниже у ланцу. Код једнаких појачавачких степени горња гранична учестаност је нижа него код само једног јер се и код њих она рачуна на месту где појачање опадне $\sqrt{2}$ пута.

Питања и задаци:

1. Како изгледа фреквенцијска карактеристика појачавача?
2. Због чега појачање опада на ниским учестаностима?
3. Због чега појачање опада на високим учестаностима?
4. Због чега се граничне учестаности одређују у тачкама где појачање опадне $\sqrt{2}$ пута?

5. Израчунај капацитивност емиторског кондензатора ако је $R_g = 1 \text{ k}\Omega$, $h_{11e} = 3 \text{ k}\Omega$, $h_{21e} = 130$ и $f_d = 20 \text{ Hz}$.

6. Израчунај капацитивност емиторског кондензатора ако је $R_g = 100 \Omega$, $h_{11e} = 2 \text{ k}\Omega$, $h_{21e} = 150$ и $f_d = 100 \text{ Hz}$.

7. Израчунај капацитивност емиторског кондензатора ако је $R_g = 10 \text{ k}\Omega$, $h_{11e} = 5 \text{ k}\Omega$, $h_{21e} = 200$ и $f_d = 50 \text{ Hz}$.

8. Израчунај капацитивност кондензатора C_e и C_{s1} тако да имају исти утицај на фреквенцијску карактеристику, ако је $R_g = 1 \text{ k}\Omega$, $h_{11e} = 3 \text{ k}\Omega$, $h_{21e} = 300$ и $f_d = 20 \text{ Hz}$.

9. Израчунај капацитивност кондензатора C_e и C_{s1} тако да имају исти утицај на фреквенцијску карактеристику, ако је $R_g = 600 \Omega$, $h_{11e} = 2 \text{ k}\Omega$, $h_{21e} = 300$ и $f_d = 60 \text{ Hz}$.

10. Израчунај доњу граничну учестаност појачавача ако је $R_g = 1 \text{ k}\Omega$, $h_{11e} = 2,5 \text{ k}\Omega$, $h_{21e} = 200$ и $C_e = 200 \mu\text{F}$.

11. Израчунај доњу граничну учестаност појачавача ако је $R_g = 600 \Omega$, $h_{11e} = 3 \text{ k}\Omega$, $h_{21e} = 120$ и $C_e = 50 \mu\text{F}$.

12. Које капацитивности највише утичу на горњу граничну учестаност?

13. Како се капацитивност C_{bc} пресликава на улазне крајеве појачавача?

14. Колико износи укупна улазна капацитивност појачавача на високим учестаностима?

15. Нека је $C_{bc} = 3 \text{ pF}$, а $C_{be} = 30 \text{ pF}$, $R_g = 1 \text{ k}\Omega$, а појачање појачавача је $A = -120$. Колика је горња гранична учестаност појачавача?

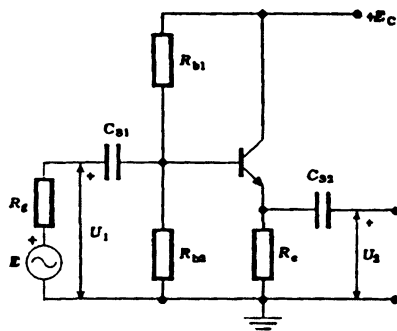
16. Нека је $C_{bc} = 1 \text{ pF}$, а $C_{be} = 20 \text{ pF}$, $R_g = 100 \Omega$, а појачање појачавача је $A = -40$. Колика је горња гранична учестаност појачавача?

17. Нека је $C_{bc} = 2 \text{ pF}$, а $C_{be} = 40 \text{ pF}$, $R_g = 600 \Omega$, а појачање појачавача је $A = -75$. Колика је горња гранична учестаност појачавача?

5. 4.8. ПОЈАЧАВАЧ СА ЗАЈЕДНИЧКИМ КОЛЕКТОРОМ

Појачавач са заједничким колектором је приказан на сл.4.8.1. Он се често назива емиторски појачавач. Колектор је за наизменичну струју спојен на масу преко извора напајања E_C ; због тога је колектор заједничка електрода. Улаз појачавача за наизменичну струју је између базе и колектора, а излаз између емитора и колектора. На улаз појачавача се доводи напон из генератора, чија је електромоторна сила E , а унутрашња отпорност R_g ; код овог појачавача је важна вредност унутрашње отпорности побудног генератора. Отпорници R_{b1} и R_{b2} служе за стабилизацију једносмерне радне тачке. Излазни напон U_2 се налази на отпорнику R_e , а на њега може да се прикључи потрошач. Овај појачавач је сличан појачавачу на сл. 4.71; добије се од њега када му се избаце колекторски отпорник и кондензатор C_c .

Једносмерни напон на емиторском отпорнику треба тако одабрати да код појачања наизменичног напона исти може да расте и опада за исти износ; тада је једносмерни напон на отпорнику R_e приближно једнак половини напона напајања E_C . Због тога су отпорници R_{b1} и R_{b2} једнаки па је напон на бази транзистора једнак половини напона напајања E_C . Приликом разматрања особина овог појачавача под ознакама за струју и напон



сл.4.8.1. Појачавач са заједничким колектором

подразумевају се наизменичне величине.

На сл.4.8.2. је нацртана еквивалентна шема појачавача са заједничким колектором, где су изостављени отпорници R_{b1} и R_{b2} . За прву контуру може да се напише II Кирхофов закон:

$$E - R_g \cdot I_b - h_{11e} \cdot I_b - R_e \cdot I_c = 0 \quad 4.8.1.$$

Овде је узето да је струја кроз отпорник R_e приближно једнака I_c . Када се уместо I_c стави $h_{21e} \cdot I_b$, добије се:

$$E - R_g \cdot I_b - h_{11e} \cdot I_b - h_{21e} \cdot R_e \cdot I_b = 0 \quad 4.8.2.$$

Када се I_b извуче из чланова на левој страни, добије се:

$$E - I_b \cdot (R_g + h_{11e} + h_{21e} \cdot R_e) = 0 \quad 4.8.3.$$

Типичне вредности величина у загради су: $R_g = 2 \text{ k}\Omega$, $h_{11e} = 2 \text{ k}\Omega$, $h_{21e} = 100$ и $R_e = 1 \text{ k}\Omega$. Очигледно је да је члан $h_{21e} \cdot R_e \gg R_g + h_{11e}$, па се израз у загради своди на $h_{21e} \cdot R_e$. Сада једначина 4.8.3. постаје:

$$E - I_b \cdot h_{21e} \cdot R_e = 0 \quad 4.8.4.$$

Ако се уместо $I_b \cdot h_{21e}$ поново стави I_c , добије се:

$$E - R_e \cdot I_c = E - U_2 = 0 \quad 4.8.5.$$

јер је $R_e \cdot I_c = U_2$. Из једначине 4.8.5. се добије:

$$E = U_2 \quad 4.8.6.$$

Пошто је пад напона на елементима R_g и h_{11e} занемарљиво мали, величине E , U_1 и U_2 су приближно једнаке ($E = U_1 = U_2$). Због тога се за напонско појачање појачавача може написати:

$$A = \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{E}{E} = 1 \quad 4.8.7.$$

Улазна струја је једнака струји базе I_b , а излазна струји која тече кроз отпорник R_e и која је приближно једнака струји колектора I_c .

Струјно појачање је једнако количнику излазне струје I_c и улазне I_b :

$$A_1 = \frac{I_c}{I_b} = \frac{h_{21e} \cdot I_b}{I_b} = h_{21e} \quad 4.8.8.$$

Види се да је струјно појачање приближно једнако коефицијенту струјног појачања h_{21e} .

Улазна отпорност појачавача се добије као количник напона U_1 и струје I_b :

$$R_{ul} = \frac{U_1}{I_b} \quad 4.8.9.$$



Са сл.4.8.2.се види да је напон U_1 једнак:

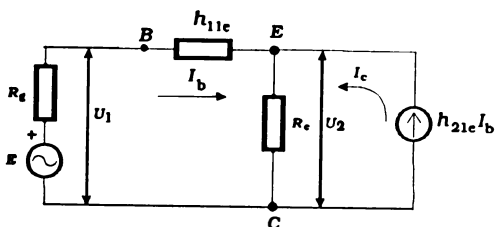
$$U_1 = h_{11e} \cdot I_b + R_e \cdot I_c = h_{11e} \cdot I_b + R_e \cdot h_{21e} \cdot I_b = (h_{11e} + h_{21e} \cdot R_e) \cdot I_b \quad 4.8.10.$$

Ако се ова вредност напона U_1 замени у једначини 4.8.9, добије се:

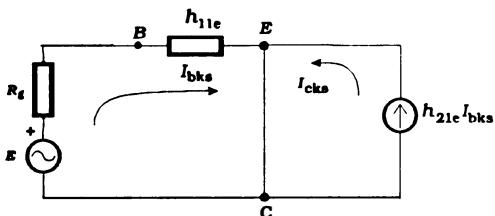
$$R_{ul} = \frac{(h_{11e} + h_{21e} \cdot R_e) \cdot I_b}{I_b} = h_{11e} + h_{21e} \cdot R_e \quad 4.8.11.$$

Обично је $h_{21e} \cdot R_e > h_{11e}$, па једначина 4.8.11. постаје:

$$R_{ul} \approx h_{21e} \cdot R_e \quad 4.8.12.$$



Сл.4.8.2. Еквивалентна шема кола са сл.4.8.1.



Сл.4.8.3. Одређивање струје кратког споја

Израз 4.8.12. за улазну отпорност је такође приближан. Из њега се види да је улазна отпорност у нормалним случајевима (када је израз $R_e \cdot h_{21e} \gg h_{11e}$, што је у пракси скоро увек случај) релативно велика. На пример за $R_e = 1 \text{ k}\Omega$ и $h_{21e} = 300$, улазна отпорност је $R_{ul} = 300 \cdot 1000 \Omega = 300 \text{ k}\Omega$. У пракси је улазна отпорност мања јер су паралелно улазној отпорности израженој једначином 4.8.12. везани отпорници R_{b1} и R_{b2} .

Сада је потребно одредити излазну отпорност емиторског појачавача. Еквивалентна шема емиторског појачавача је приказана на сл.4.8.2. Излазна отпорност је према једначини 4.1.4. једнак количнику излазног напона празног хода U_{20} и излазне струје кратког споја I_{cks} :

$$R_{iz} = \frac{U_{20}}{I_{cks}} = \frac{E}{I_{cks}} \quad 4.8.13.$$

Напон празног хода је у ствари напон U_2 , који је приближно једнак електромоторној сили генератора E . Струја колектора код кратког споја на излазу I_{cks} се добије када се отпорник R_e кратко споји као на сл.4.8.3. Сада је струја базног споја I_{bks} на излазу већа и једнака је:

$$I_{bks} = \frac{E}{R_g + h_{11e}} \quad 4.8.14.$$

Струја колектора код кратког споја I_{cks} је од ове струје већа приближно h_{21c} пута:

$$I_{cks} \approx h_{21c} \cdot I_{bks} = h_{21c} \cdot \frac{E}{R_g + h_{11c}} \quad 4.8.15.$$

Када се ова вредност струје I_{cks} замени у једначини 4.8.13, добије се:

$$R_{iz} = \frac{E}{h_{21c} \cdot E} = \frac{R_g + h_{11c}}{h_{21c}} \quad 4.8.16.$$

Једначина 4.8.16. даје вредност излазне отпорности транзистора у споју са заједничким колектором; њој је паралелно везана отпорност R_e , која је од ње много већа па се може занемарити.

Из једначине 4.8.16. се види да излазна отпорност емиторског појачавача зависи од отпорности извора. Нека је на пример унутрашња отпорност извора 600Ω и параметар $h_{11c} = 3 \text{ k}\Omega$, а параметар $h_{21c} = 100$. Тада је излазна отпорност према једначини 4.8.16.: $R_{iz} = (3000 \Omega + 600 \Omega) / 100 = 36 \Omega$.

Уопште, појачавач са заједничким колектором има напонско појачање приближно једнако јединици, велику улазну и малу излазну отпорност. Често се употребљава за прилагођење импедансе између два појачавачка степена. Нека претходни појачавачки степен има велику излазну отпорност, а следећи малу улазну. Очигледно је да ова два појачавачка степена не треба директно повезати. Између њих се поставља емиторски појачавач. Сада је велика улазна отпорност емиторског појачавача прилагођена великој излазној отпорности претходног појачавача; мала излазна отпорност емиторског појачавача је такође прилагођена малој улазној отпорности следећег појачавачког степена.

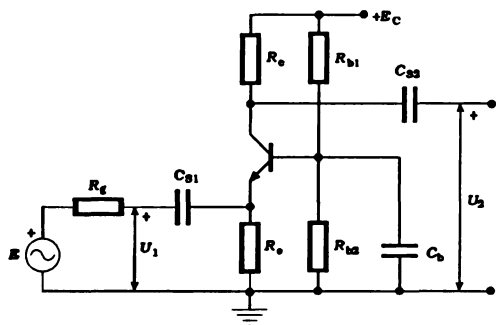
Емиторски појачавач има велико струјно појачање па се често користи као струјни појачавач у појачавачима снаге.

Питања и задаци

1. Зашто елементи R_{b1} , R_{b2} и E_C не улазе у еквивалентну шему појачавача?
2. Зашто се део чланова у једначини 4.8.3. може занемарити?
3. Колико је приближно појачање појачавача са заједничким колектором?
4. Колика је улазна, а колика излазна отпорност?
5. Где се употребљава појачавач са заједничким колектором?
6. Нека је $E = 0,5 \text{ V}$. Колики је излазни напон?
7. Нека је $R_g = 600 \Omega$, $h_{11c} = 2,2 \text{ k}\Omega$, $h_{21c} = 250$, $R_e = 2 \text{ k}\Omega$. Колики су појачање, улазна и излазна отпорност овог појачавача?
8. Нека је $R_g = 50 \Omega$, $h_{11c} = 1,5 \text{ k}\Omega$, $h_{21c} = 50$, $R_e = 800 \Omega$. Колики су појачање, улазна и излазна отпорност овог појачавача?
9. Нека је $R_g = 2 \text{ k}\Omega$, $h_{11c} = 2 \text{ k}\Omega$, $h_{21c} = 150$, $R_e = 1 \text{ k}\Omega$. Колики су појачање, улазна и излазна отпорност овог појачавача?

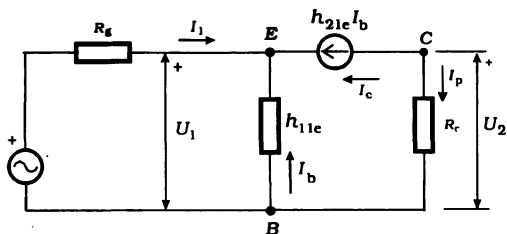
6. 4.9. ПОЈАЧАВАЧ СА ЗАЈЕДНИЧКОМ БАЗОМ

Шема појачавача за заједничком базом је приказана на сл.4.9.1. Појачавач садржи све елементе кола за стабилизацију радне тачке, док му је база уземљена за наизменичну струју преко кондензатора C_b . Елементи R_{b1} , R_{b2} и R_e служе за



Сл.4.9.1. Појачавач са заједничком базом

који немају значајну улогу у појачавању наизменичног сигнала, поједностављена еквивалентна шема појачавача са заједничком базом може се нацртати као



Сл.4.9.2. Еквивалентна шема кола са сл.4.9.1.

гитивној струји колектора $-I_c$. Појачање струје је приближно једнако јединици јер су ове струје приближно једнаке:

$$A_i = \frac{I_p}{I_1} = 1$$

4.9.

Појачање напона се такође израчунава на сличан начин као код појачавача са заједничким емитором, једино треба имати на уму да је овде улазни напон

прикључен између емитора и базе, док је тамо био прикључен између базе и емитора. Улазни напон према сл.4.9.2. износи:

$$U_1 = -h_{11e} \cdot I_b \quad 4.9.2.$$

Знак „-“ постоји због тога што струја I_b иде од негативног ка позитивном крају напона U_1 . Излазни напон U_2 је једнак напону на потрошачу R_c и износи $U_2 = I_p \cdot R_c = -I_c \cdot R_c = -h_{21e} \cdot I_b \cdot R_c$. Сада је напонско појачање једнако:

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-h_{21e} \cdot I_b \cdot R_c}{-h_{11e} \cdot I_b} = \frac{h_{21e} \cdot R_c}{h_{11e}} \quad 4.9.3.$$

Напонско појачање је позитивно, што значи да овај појачавач не обрће фазу.

Улазна отпорност се може наћи дељењем улазног напона са улазном струјом, уз напомену да је $U_1 = -U_{be}$, $I_e = -I_c = -h_{21e} \cdot I_b$ и $U_{be}/I_b = h_{11e}$:

$$R_{ul} = \frac{U_1}{I_e} = \frac{-U_{be}}{-I_c} = \frac{U_{be}}{h_{21e} \cdot I_b} = \frac{h_{11e} \cdot I_b}{h_{21e} \cdot I_b} = \frac{h_{11e}}{h_{21e}} \quad 4.9.4.$$

Ако је $h_{11e} = 3000 \, \Omega$, а $h_{21e} = 100$, тада је улазна отпорност $R_u = h_{11e}/h_{21e} = 3000 \, \Omega/100 = 30 \, \Omega$. Улазна отпорност транзистора је обично знатно мања од емиторске отпорности R_e која је типично једнака $1 \, k\Omega$, па се отпорност изражена једначином 4.9.4. може сматрати и укупном улазном отпорношћу појачавача на сл.4.9.1. Излазна отпорност је иста као код појачавача са заједничким емитором јер је на излазу отпорност R_c .

Појачавач са заједничком базом има струјно појачање приближно једнако јединици, малу улазну отпорност, напонско појачање и излазну отпорност као код појачавача са заједничким емитором. Напонско и струјно појачање је позитивно. Изразиту ману појачавача са заједничком базом чини мала улазна отпорност, па се често комбинује са појачавачем са заједничким колектором или са заједничким емитором.

Питања и задаци

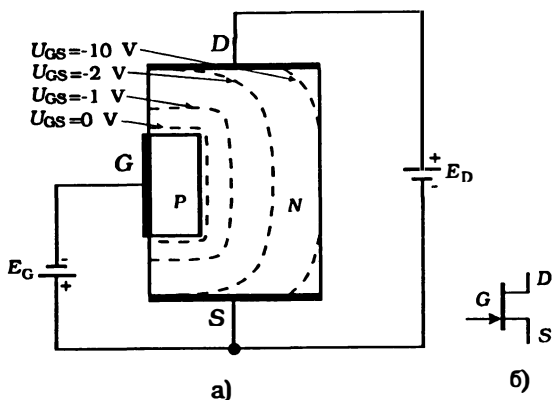
1. Где је улаз, где излаз појачавача са заједничком базом?
2. Зашто је база спојена кондензатором на масу?
3. Колико износи струјно, а колико напонско појачање појачавача са заједничком базом?
4. Колика је улазна, а колика излазна отпорност појачавача са заједничком базом?
5. Где се употребљава појачавач са заједничком базом?
6. Нека је $h_{21e} = 150$, $h_{11e} = 3 \, k\Omega$ и $R_c = 2 \, k\Omega$. Колико износи струјно и напонско појачање, улазна и излазна отпорност?
7. Нека је $h_{21e} = 100$, $h_{11e} = 4 \, k\Omega$ и $R_c = 4 \, k\Omega$. Колико износи струјно и напонско појачање, улазна и излазна отпорност?
8. Нека је $h_{21e} = 300$, $h_{11e} = 2,5 \, k\Omega$ и $R_c = 3 \, k\Omega$. Колико износи струјно и напонско појачање, улазна и излазна отпорност?

5. FET-ови

5.1. СПОЈНИ ТРАНЗИСТОРИ СА ЕФЕКТОМ ПОЉА (FET-ови)

Код транзистора са ефектом поља протицање струје се контролише помоћу електричног поља, којег ствара прикључени напон на управљачкој електроди. Оригинални назив за ову врсту транзистора на енглеском језику је *Field Effect Transistor*, који се често пише скраћено као *FET*. За њега се може такође у литератури сусрести назив униполарни транзистор, јер струју кроз њега чини само једна врста носиоца - електрони или шупљине.

Прва врста, која ће бити обрађена, су спојни транзистори са ефектом поља који се скраћено називају фетови. Пресек фета је приказан на сл.5.1.1.а. Има проводни канал *N*-типа на којег су прикључене две електроде, које се називају сорс и дрејн. На сл.5.1.1.б је приказан графички симбол фета. Има такође контролну област *P*-типа, која је директно спојена са каналом *N*-типа, па одатле потиче назив спојни; на њу је прикључена електрода која се зове гејт. Оригинални називи ових електрода су на енглеском језику *source*, *drain* и *gate* и у преводу значе извор, одвод и врата. Електрони се крећу од сорса ка дрејну, а помоћу гејта се контролише њихов проток.



Сл.5.1.1. а) Пресек фета са каналом *N*-типа и прикљученим напонима; б) његова онака

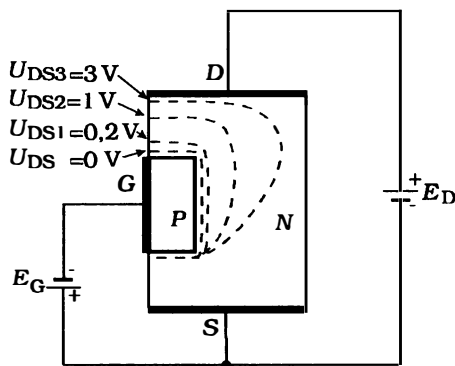
Између дрејна и сорса се прикључује извор напајања E_D . Позитиван крај напона напајања прикључује се на дрејн, а негативан на сорс. Између гејта и сорса се прикључује други извор E_G , чији се позитиван крај прикључује на сорс, а негативан на гејт.

Размотримо најпре случај када је напон између дрејна и сорса низак (на пример 1 V), а напон између гејта и сорса се мења од нуле ка негативним вредностима. Ако је напон између гејта и сорса једнак нули (сл.5.1.1.а), тада је област прос-

торног наелектрисања уска и канал је широк. Канал има малу отпорност и кроз њега може да тече релативно велика струја (на пример 5 mA). Ако се напон

између гејта и сорса повиси у негативном смеру (на пример на -1 V), тада се област просторног наелектрисања шири, а канал се сужава (сл.5.1.1.а). У суштини, негативан напон на гејту потискује електроне ка другом делу канала. Сада је отпорност канала већа, а струја кроз њега мања. Даљим повишењем напона између гејта и сорса у негативном смеру (на пример на -2 V) област просторног наелектрисања се даље шири, канал се још више сужава, његова отпорност се повећава, а струја кроз њега се смањује. Ако се напон између гејта и сорса много повиси у негативном смеру (на пример на -10 V), област просторног наелектрисања прошири се на цео канал; он уопште не проводи, па струја кроз њега престаје да тече. Из ове анализе се види да помоћу негативног напона између гејта и сорса може да се мења струја кроз канал фета; може чак и да се потпуно прекине.

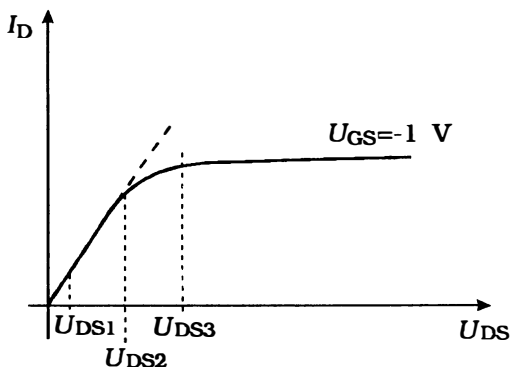
Ради бољег познавања фета треба детаљније проучити његово понашање и за веће напона између дрејна и сорса. У овом случају узећемо да је напон између гејта и сорса константан (на пример -1 V), као на сл.5.1.2. Нека се напон између дрејна и сорса мења од нуле до око $0,2\text{ V}$, затим до око 1 V , па до око 3 V). Треба имати у виду да потенцијал од сорса до дрејна постепено расте дуж канала, као што потенцијал расте дуж отпорника.



Сл. 5.1.2. Сужавање канала код повишења напона U_{DS}

Ако је напон између дрејна и сорса низак (око $0,2\text{ V}$), око гејта се формира практично уједначена област просторног наелектрисања и канал је једнако широк на почетку (код сорса) и крају (код дрејна); граница просторног наелектрисања је обележена са U_{DS1} . Код малог повишења напона U_{DS} струја расте сразмерно порасту напона. У овој области се фет понаша као отпорник.

Ако се напон између дрејна и сорса повиси, као на пример на U_{DS2} на сл.5.1.2, повишава се инверзни напон PN -споја између гејта и дрејна и проширује област просторног наелектрисања у близини дрејна. Проширење области просторног наелектрисања у близини сорса је једнако нули јер је инверзни напон између канала у

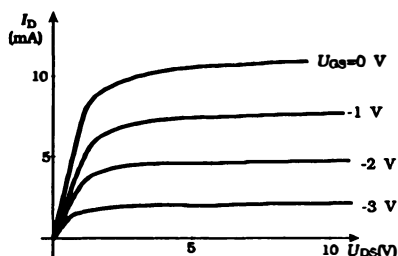


Сл. 5.1.3. Карактеристика фета за један напон U_{GS}

овом делу и гејта низак. Што се више удаљавамо од сорса ка дрејну, област просторног наелектрисања се све више шири јер је овде инверзни напон између канала и гејта све виши, док се канал све више сужава. Да се подсетимо, напон напајања E_D се расподељује дуж канала идући од сорса ка дрејну, који се понаша као отпорник.

Ако се напон између дрејна и сорса још више повиси, као на пример на U_{DS} на сл.5.1.2, област просторног товара се толико прошири да скоро прекрије цео канал, остављајући узану област за пролаз електрона. Ако се напон између дрејна и сорса и даље повишава, тада се област за пролаз електрона сужава, тј. повећава се отпорност канала. Види се да се повишењем напона између дрејна и сорса повећава и отпорност канала, па струја остаје приближно константна и скоро је једнака за област виших напона између дрејна и сорса (сл.5.1.3.), на пример од $U_{DS} = 5 \text{ V}$ до $U_{DS} = 20 \text{ V}$. Ова област се назива област засићења. Фетови се у овој области користе као појачавачи.

Прекомерним повишењем напона (на пример преко 30 V) између дрејна и сорса долази до пробоја канала; струја нагло расте и уколико се не ограничи, долази до пробоја фета.

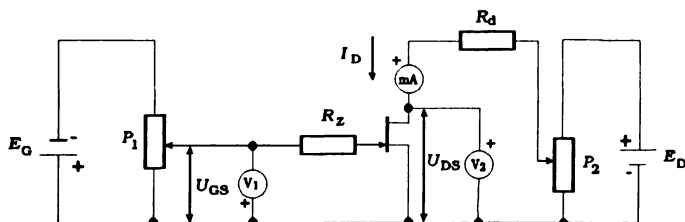


Сл.5.1.4. Излазне карактеристике фета

За други напон између гејта и сорса се добије друга карактеристика, па се излазне карактеристике дају у облику фамилије, као на сл.5.1.4. За разне напоне између гејта и сорса добије се различит нагиб карактеристике код ниских напона између дрејна и сорса; на овај начин може мењати отпорност канала помоћу напона U_{GS} .

Снимање карактеристика фета може да се обави помоћу кола на сл.5.1.5. Извор E_G даје напон који је негативан у односу на масу. Вредност негативног напона U_{GS} се подешава потенциометром P_1 , а мери волтметром V_1 . Отпорник R_z служи за заштиту од

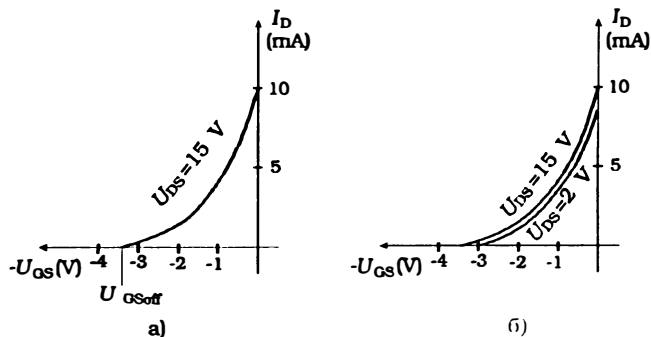
погрешног укључивања и треба да има вредност око $10 \text{ k}\Omega$. Извор E_D даје позитиван напон у односу на масу. Напон U_{DS} се подешава потенциометром P_2 , а мери електронским волтметром V_2 . Отпорник R_d служи за заштиту излазног кола од



Сл.5.1.5. Коло за снимање карактеристика фета

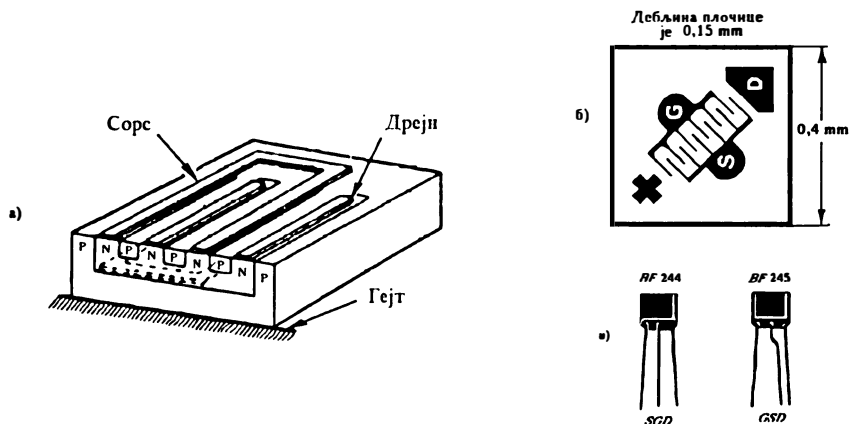
погрешног укључивања и треба да има вредност око $10 \text{ k}\Omega$. Извор E_D даје позитиван напон у односу на масу. Напон U_{DS} се подешава потенциометром P_2 , а мери електронским волтметром V_2 . Отпорник R_d служи за заштиту излазног кола од

погрешног укључивања и има вредност око $1\text{ k}\Omega$. Излазне карактеристике се снимају тако што се постави одређени напон U_{GS} као параметар; помоћу потенциометра P_2 се мења напон U_{DS} , а помоћу милиамперметра (mA) се мери струја дрејна. Напон U_{DS} треба мењати у скоковима по 1 V . Овај поступак се понавља онолико пута колико треба излазних карактеристика (обично 5).



Сл.5.1.6. а) Преносна карактеристика фета за један напон U_{DS} ;
б) преносне карактеристике фета за два напона U_{DS}

Код фета постоје такође преносне карактеристике где је напон између гејта и сорса улазна променљива, а зависно променљива је струја дрејна кроз канал. Једна карактеристика има облик као на сл.5.1.6.а и даје се за један напон између дрејна и сорса, у овом случају за 15 V . Ако је напон гејта довољно негативан, престаје да тече струја дрејна I_D . Овај напон се назива прекидни и обележава се са $U_{GS(off)}$. Померањем напона гејта ка нули струја дрејна расте и за $U_{GS} = 0$ достиже максималну вредност. Напон U_{GS} се у принципу не повишава преко нуле у позитивном смеру. Карактеристика се може дати и за неку другу вредност



Сл.5.1.7. а) Пресек фета у планарној технологији; б) облик полупроводничке плочице;
в) пример спољних облика фета

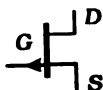
напона између дрејна и сорса као на сл.5.1.6.б за 2 V.

Снимање преносних карактеристика се обавља за константан напон U_{DS} ; напон U_{GS} се мења од 0 V у негативном смеру док не престане да тече струја дрејна и то у скоковима по 0,5 V.

Код неких фетова (на пример 2N3819), због потпуно симетричне унутрашње структуре сорс и дрејн могу да замене места а да им се не промене карактеристике.

Посебно треба напоменути да се карактеристике фетова много разликују код различитих примерака истог типа, чак више него код биполарних транзистора.

Фетови се производе планарном технологијом. Пресек стварног фета има облик као на сл.5.1.7.а. На сл.5.1.7.б. је приказан облик полупроводничке плочице фета BF245 са контактима за прикључивање проводника. Примери спољних облика фета који се често сусрећу у пракси је приказан на сл.5.1.7.в. Иначе, дозвољени напон између сорса и дрејна обично може да буде до 30 V, снага до 300 mW; максимална струја се обично не даје, него струја која тече за напон $U_{GS} = 0$ V; она обично иде од 2 mA до 20 mA.



Сл.5.1.8.Шема P-каналног фета

Поред описаног N каналног фета постоји такође P канални, код којег је канал од полупроводника P типа, а гејт N типа. Сви напони и струје имају смер супротан смеру код N-каналног фета. Ређе се производи од N-каналног. Његов симбол је приказан на сл.5.1.8.

Питања за понављање

1. Које врсте полупроводника се користе код N-каналног фета?
2. Како је поларисан PN-спој код фета?
3. Шта се дешава када се мења негативан напон U_{GS} ?
4. Шта се дешава у каналу када се повишава напон U_{DS} ?
5. Шта је прекидни напон?
6. У којој области се фет понаша као отпорник?
7. Колико преносних карактеристика може имати фет, а колико се обично користи?
8. Колико излазних карактеристика може имати фет, а колико се обично користи?
9. Могу ли код фетова сорс и дрејн да замене места?

5.2. ФЕТОВИ СА ИЗОЛОВАНИМ ГЕЈТОМ (MOSFET-ови)

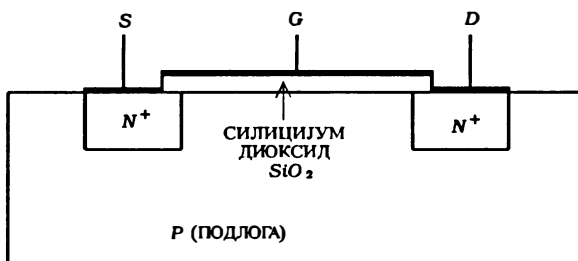
Поред спојних транзистора са ефектом поља постоје и транзистори са ефектом поља са изолованим гејтом или скраћено IGFET-ови, где IG означава изоловани гејт. У пракси се много чешће употребљава назив MOSFET-ови, где MOS претставља скраћеницу од енглеског израза Metal Oxide Semiconductor, што у преводу означава три слоја: метал - оксид - полупроводник.

Постоје две врсте MOSFET-ова: са индукованим и уграђеним каналом.

MOSFET са индукованим каналом нормално не садржи проводни канал

када је напон на гејту једнак нули. Прикључивањем одговарајућег напона на гејт образује се канал и тада струја кроз њега може да тече.

Функционални пресек *MOSFET*-а са индукованим каналом *N*-типа је приказан на сл.5.2.1. Основни материјал је подлога *P*-типа. На њој се дифузијом формирају две области са великом концентрацијом *N*-примеса, па се добију две *N*⁺ области. Једна *N*⁺ област чини сорс, а друга дрејн. На површину полупроводника, између сорса и дрејна, наноси се слој силицијум-диоксида који служи као изолатор између канала и гејта. На силицијум-диоксид се наноси слој метала који служи као гејт. Гејт мора делимично да прекрије сорс и дрејн, тј. да обезбеди да канал допире до обе поменуте електроде. На *N*⁺ области се такође наносе слојеви метала који служе као прикључци за сорс и дрејн.

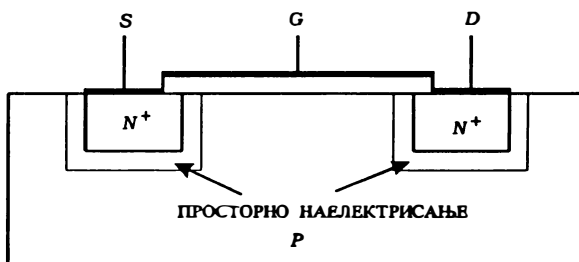


Сл.5.2.1. Пресек *MOSFET*-а са индукованим каналом *N*-типа

Уколико између електрода *MOSFET*-а нису прикључени никакви напони, око сорса и дрејна се формира област просторног наелектрисања (сл.5.2.2.).

Ако је напон између гејта и сорса једнак нули, електрони не могу да се крећу од сорса ка дрејну јер се између њих налази *P*-област. Да се подсетимо, у *P*-области су шупљине главни носиоци електрицитета.

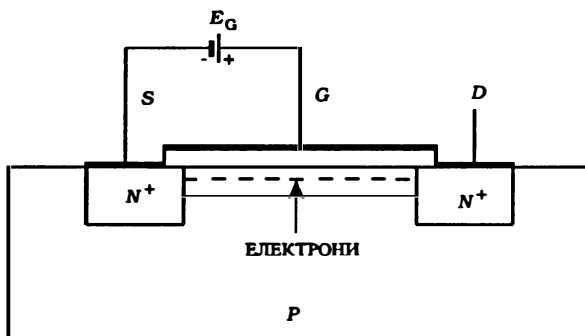
Ако се напон на гејту повишава у позитивном смеру у односу на сорс, долази до формирања канала на површини



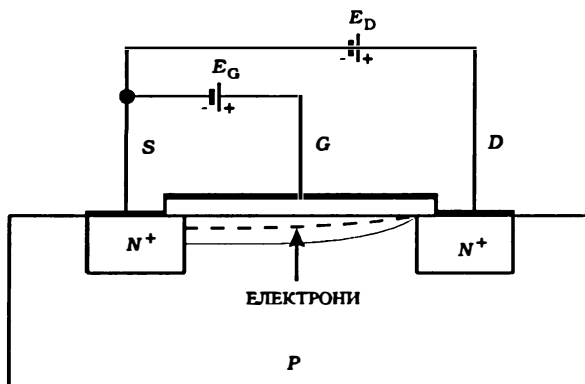
Сл.5.2.2. Област просторног наелектрисања код *MOSFET*-а

полупроводника, као на сл.5.2.3. Позитиван потенцијал на гејту привлачи из *P*-области споредне негативне носиоце електрицитета - електроне, који се гомилају на површини полупроводника. Нагомилани слој електрона на површини полупроводника омогућава кретање електрона од сорса ка дрејну, тј. представља накондно формиран (индукован) канал. До формирања канала не долази одмах, него после неког минималног напона између гејта и сорса. Овај напон се назива напон прага.

Ако се позитиван напон на гејту одржава константним, а повишава напон



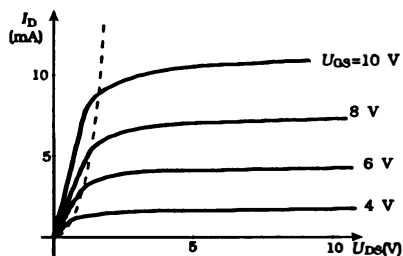
Сл.5.2.3. Формирање канала на површини полупроводника



Сл.5.2.4. Сужевање канала у близини дрејна

између дрејна и сорса, повећава се струја кроз канал и он се понаша као отпорник. Даљим повишењем напона између дрејна и сорса шири се област просторног наелектрисања и сужава се канал у близини дрејна као на сл.5.2.4. У овој области са повишењем напона између дрејна и сорса се не повећава струја кроз канал, него остаје приближно константна. Ово је такође област засићења.

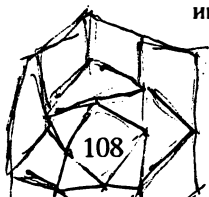
Излазне карактеристике се снимају на начин који је сличан снимању карактеристика спојног фета, само се овде напон гејта мења од нуле ка позитивним вредностима. Пример излазних карактеристика је приказан на сл.5.2.5. У области лево од исцртане границе, *MOSFET* се понаша као отпорност и ова област се често назива триодном. Област десно од ове границе се назива област засићења и она се користи када *MOSFET* ради као појачавач. Још више удесно би се налазила област пробоја, која се овде неће разматрати јер је слична претходним.



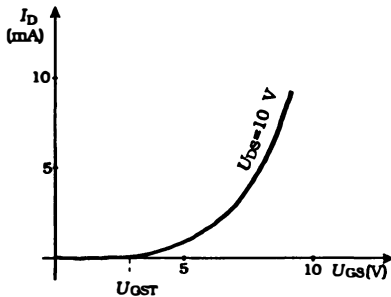
Сл.5.2.5. Излазне карактеристике *MOSFET*-а са индукованим каналом *N*-типа

MOSFET са индукованим каналом има такође преносну карактеристику, $I_D = f(U_{GS})$ која је приказана на сл.5.2.6. Види се, да струја дрејна не тече док напон гејта не порасте преко напона прага U_{GST} . Даљим порастом напона гејта, струја расте. Напон прага је обично од 1 до 6 V.

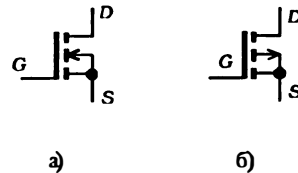
MOSFET са индукованим каналом може такође да буде *P*-канални. Тада су сви напони и струје обрнутог



смера у односу на N -канални $MOSFET$.



Сл.5.2.6. Преносна карактеристика $MOSFET$ -а са индукованим каналом N -типа



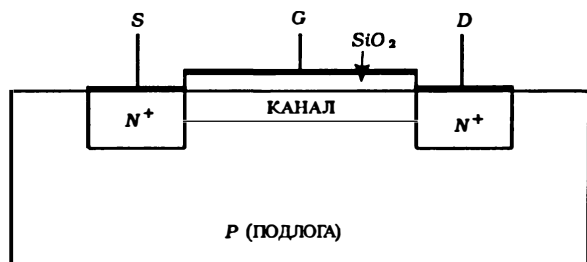
Сл.5.2.7. а) Ознака $MOSFET$ -а са индукованим каналом N и б) P -каналом

Шематска ознаке за $MOSFET$ са индукованим каналом N -типа је приказан на сл.5.2.7.а, а за P -канални на сл.5.2.7.б. Овде је интересно приметити да стрелице не показују смер струје, него PN -спој између подлоге и канала.

Обе варијанте $MOSFET$ -а са индукованим каналом се много користе у дигиталним интегрисаним колима јер заузимају мало простора на полупроводничкој плочици.

$MOSFET$ СА УГРАЂЕНИМ КАНАЛОМ. - $MOSFET$ са уграђеним каналом садржи проводни канал и када је напон на гејту једнак нули. Напон на гејту може да се мења у позитивном или негативном смеру чинећи канал више или мање проводним.

Функционални пресек $MOSFET$ -а са уграђеним каналом је приказан на сл.5.2.8. $MOSFET$ се израђује на основи P -типа. На основи се формирају две области N^+ типа, на које се стављају метални контакти и које чине сорс и дрејн. У површинском слоју полупроводника између сорса и дрејна постоји слој полупроводника N -типа. Овај слој чини канал N -типа. На каналу се формира слој силицијум диоксида, на којег се наноси слој метала и који представља гејт.

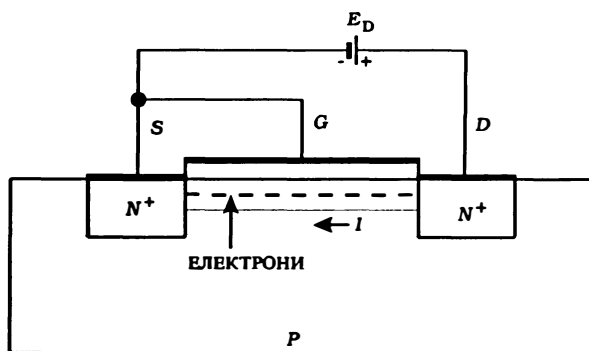


Сл.5.2.8. Пресек $MOSFET$ -а са уграђеним каналом N -типа

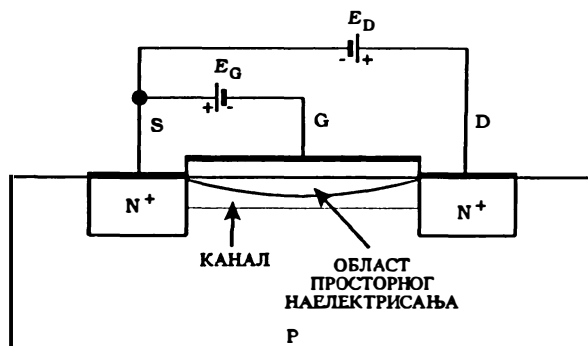
Ако је напон између гејта и сорса једнак нули, и ако се између дрејна и сорса прикључи напон као на сл.5.2.9, струја протиче кроз канал.

Ако се напон између гејта и сорса повиси у негативном смеру, сужава се канал и смањује струја кроз њега као на сл.5.2.10. Рад $MOSFET$ -а у овом случају је практично исти као код фета. Довољно високи негативни напон на гејту прекида струју кроз канал.

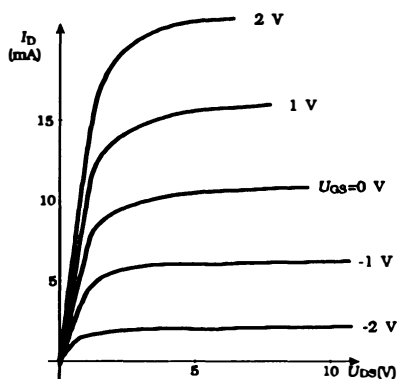
Ако се на гејт доведе позитиван напон, његово позитивно наелектрисање



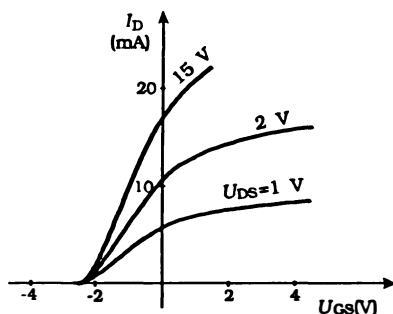
Сл.5.2.9. Протицање струје кроз канал за $U_{GS} = 0$



Сл.5.2.10. Протицање струје кроз канал за $U_{GS} < 0$



Сл.5.2.11. Излазне карактеристике MOSFET-а са уграђеним каналом



Сл.5.2.12. Преносне карактеристике MOSFET-а са уграђеним каналом

ове две електроде. Због смањених међуелектродних капацитивности MOSFET са уграђеним каналом је погодан за рад на високим учестаностима (на пример на 200 MHz).

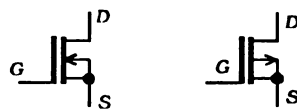
Типичан пример MOSFET-а са уграђеним каналом је 3N138, који има

привлачи електроне из подлоге и канал се шири.

Излазне карактеристике MOSFET-а са уграђеним каналом су приказане на сл.5.2.11, док је преносна карактеристика приказана на сл.5.2.12. Ове карактеристике су сличне карактеристикама већ обрађених фетова и није их потребно посебно анализирати. Интересантно је приметити да се преносна карактеристика продужава у област где је напон U_{GS} позитиван. Ознака за MOSFET са уграђеним каналом N -типа је приказана на сл.5.2.13.а, а P -типа на сл.5.2.13.б.

Ако се пажљиво погледа сл.5.2.9, види се да област гејта не наткриљује области сорса и дрејна. На овај начин је нешто смањена капацитивност између гејта и

следеће карактеристике: напон између дрејна и сорса може да буде до 30 V, а између гејта и сорса највише 10 V. Струја дрејна може да буде до 50 mA, а снага до 300 mW. Капацитивност између гејта и дрејна је око 0,25 pF. Подлога транзистора је везана за кућисте и за њу постоји посебан извод који се обично споља прикључује за сорс.

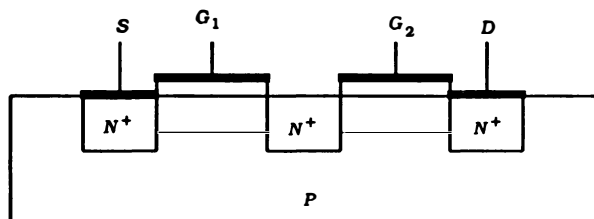


а)

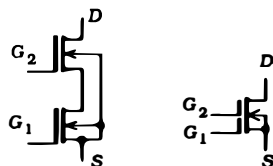
б)

Сл.5.2.13. ознака за *N*-канални (а) и *P*-канални (б) *MOSFET* са уграђеним каналом

***MOSFET* СА ДВА ГЕЈТА.** - Видели смо код биполарног транзистора да је капацитивност између улазне и излазне електроде главни разлог за слаб рад на високим учестаностима. Слично се дешава и код било којег типа фета на високим учестаностима. Због тога се понекад употребљавају два повезана *MOSFET*-а са уграђеним каналом на једној подлози, као на сл.5.2.14.а. Његова еквивалентна



а)



б)

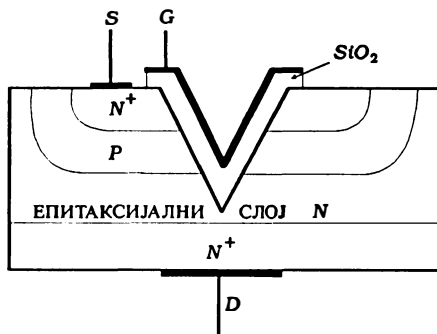
в)

Сл.5.2.14. а) Пресек *MOSFET*-а са два гејта; б) његова еквивалентна шема; в) његова шематска ознака

шема коју чине два повезана *MOSFET*-а је приказана на сл.5.3.14.б, а шематска ознака на сл.5.3.14.в. Излазне карактеристике се обично дају за један гејт, док се други држи на сталном потенцијалу. Пример оваквог *MOSFET*-а је 3N200; његова капацитивност између дрејна и првог гејта (G_1) је око 0,02 pF.

MOSFET-ови са два гејта се користе првенствено као појачавачи на врло високим учестаностима (на пример на 200 MHz). Такође се често употребљавају за мешање двеју учестаности. Иначе, мешањем двеју учестаности се добије њихов збир и разлика.

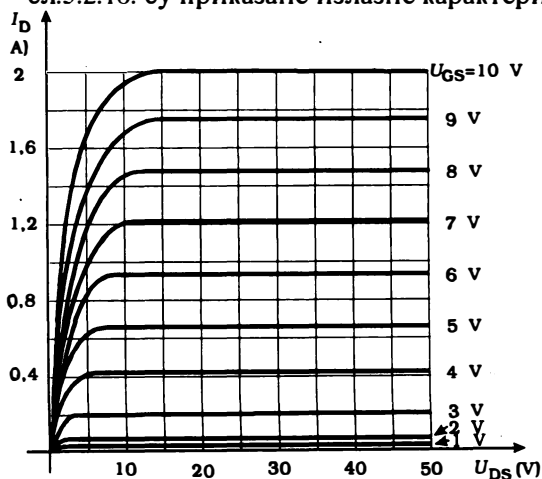
***VMOSFET*-ови.** - До сада обрађене варијанте *MOSFET*-ова су израђиване у планарној техници. Проводни канал је био релативно танак и дугачак. Због тога је отпорност канала била релативно велика, а дозвољена струја дрејна мала.



Сл.5.2.15. Пресек *VMOSFET*-а

Око 1976. године је почела производња новог типа *MOSFET*-а, код којег постоји кратак и широк канал и код којег струја може да буде релативно велика. Канал је постављен вертикално па се због тога назива *VMOSFET* (вертикални *MOSFET*). Функционални пресек *VMOSFET*-а је приказан на сл.5.2.15. Полазна основа је полупроводник N^+ типа (са великом концентрацијом примеса N -типа), на којем се формира епитаксијални слој. Епитаксијални слој је полупроводник са слабом концентрацијом N -примеса. У епитаксијалном слоју се дифузијом формира P -слој, у којем може да се индукује проводни канал. На површинском делу P -полупроводника се такође дифузијом формира N^+ област, која представља сорс. Досадашњи поступак је веома сличан поступку формирања епитаксијалног биполарног транзистора. У тако формираним слојевима се посебним поступцима нагризања формира канал „ V ” облика. На његову површину се наноси слој силицијум диоксида, на који се наноси метални слој, који чини гејт. Дрејн се налази на доњој страни и његов прикључак се наноси на N^+ подлогу. Поред *VMOS* варијанте, постоје и друге сличне конструкције, као на пример *DMOS*, *TMOS* итд.

Између сорса и дрејна постоји P -област, у којој не постоји формиран канал. То значи да канал може да се индукује и да се ради о *MOSFET*-у са индукованим каналом. Ако се на гејт прикључи довољно позитиван напон, у P -области се формира проводни канал и струја тече од дрејна ка сорсу. Излазне карактеристике су веома сличне карактеристикама *MOSFET*-а са индукованим каналом у планарној техници, само су вредности струја дрејна далеко веће. На сл.5.2.16. су приказане излазне карактеристике *VMOSFET*-а *VN88AF*, фирме Си-



Сл.5.2.16. Излазне карактеристике *VMOSFET*-а *VN88AF*

ликоникс. Типична вредност струје дрејна је неколико ампера, мада може да буде и знатно већа (на пример за *MTE200N05* фирме Моторола максимална струја је 200 А). Максимална дозвољена снага такође може да буде доста велика и да износи неколико десетина вата (на пример 125 W за *BUZ45* фирме Сименс). Код неких типова дозвољени напон између дрејна и сорса може да буде релативно висок (на пример 1000 V за *BUZ54* фирме Сименс).

VMOSFET-ови могу да буду и P -каналног типа, код којих су области супротне врсте, а напон и струје супротног смера.

Наведене врсте *VMOSFET*-ова служе као брзи прекидачи у електронским колима релативно велике снаге. Имају релативно велике међуелектродне капацитивности. На пример, код *VMOSFET*-а *BUZ45* је капацитивност $C_{DS} = 200$ pF, $C_{GS} = 3500$ pF и $C_{DG} = 100$ pF. Време искључивања је око 450 ns. Неке варијанте *VMOSFET*-ова се употребљавају на врло високим учестаностима за појачање

снаге, као на пример *VMF4* фирме Силиконикс на 450 MHz. Употребљавају се такође у излазном степену нискофреквенцијског појачавача снаге на месту комплементарног или квазикомплементарног пара транзистора. Њихова посебна одлика је што се приликом загревања повећава отпорност проводног канала и тако смањује струја па теже долази до неконтролисаног прегревања ове врсте транзистора.

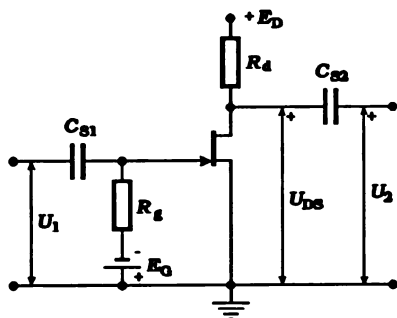
Питања за понављање

1. Шта значи скраћеница *MOSFET*?
2. Како се формира канал код *MOSFET*-а са индукованим каналом?
3. Како се формира канал код *MOSFET*-а са уграђеним каналом?
4. Како се може прекинути струја кроз канал *MOSFET*-а са индукованим каналом?
5. Како се може прекинути струја кроз канал *MOSFET*-а са уграђеним каналом?
6. Колико типично износи напон прага код *MOSFET*-а са индукованим каналом?
7. Како се добије *MOSFET* са два гејта и чему служи?
8. Каквог типа су *VMOSFET*-ови?
9. Колика може да буде струја код *VMOSFET*-ова?

6. ПОЈАЧАВАЧИ СА FET-ОВИМА

6.1. ЈЕДНОСМЕРНИ РЕЖИМ РАДА ПОЈАЧАВАЧА СА ФЕТОВИМА

Појачавачи са FET-овима треба да имају изворе напајања и дефинисане једносмерне величине, које одређују радну тачку. Детаљном анализом радне тачке видеће се да је њен положај знатно теже дефинисати и стабилизovati него код биполарних транзистора. Најпре ће бити обрађен појачавач са спојним транзистором са ефектом поља (фетом).



Сл.6.1.1. Основни појачавач са фетом

Главни напон напајања E_D се прикључује између дрејна и сорса преко отпорника, као на сл.6.1.1., а напон за поларизацију гејта E_G између гејта и сорса преко отпорника R_g . Отпорник R_g има велику отпорност и спречава спајање улаза са масом за наизменичну струју преко извора E_G . У колу дрејна се налази отпорник R_d , на којем се добије излазни појачани напон. Излазне карактеристике фета су приказане на сл.6.1.2. За коло које обухвата извор напајања E_D , отпорник R_d и фет може да се напише други Кирхофов закон:

$$E_D - R_d \cdot I_D - U_{DS} = 0 \quad 6.1.1.$$

У овој једначини променљиве величине су I_D и U_{DS} , док су величине E_D и R_d константне. Величина I_D је зависно, а U_{DS} независно променљива. Из једначине 6.1.1. се може наћи зависно променљива I_D (начин тражења зависно променљиве је исти као и код транзистора у поглављу 4.2.). Када се из једначине 6.1.1. издвоји струја I_D , добије се:

$$I_D = \frac{E_D}{R_d} - \frac{U_{DS}}{R_d} \quad 6.1.2.$$

Ово је једначина праве, коју треба повући кроз две тачке. Најлакше је наћи

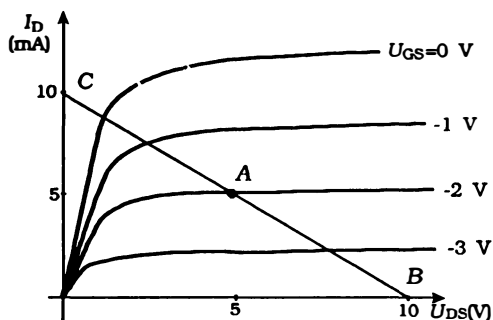
тачке на вертикалној и хоризонталној оси. На хоризонталној оси је струја I_D једнака нули. Када се стави $I_D = 0$ у једначину 6.1.2., добије се:

$$0 = \frac{E_D}{R_d} - \frac{U_{DS}}{R_d} \quad 6.1.3.$$

Множењем ове једначине са R_D и пребацивањем члана U_{DS} на леву страну добије се:

$$U_{DS} = E_D \quad 6.1.4.$$

Ова тачка је нацртана на хоризонталној оси (сл.6.1.2.) и означена је са B .



Сл.6.1.2. Радна права појачавача са фетом

На вертикалној оси је напон $U_{DS} = 0$. Када се стави $U_{DS} = 0$ у једначину 6.1.2, добије се:

$$I_D = \frac{E_D}{R_D} \quad 6.1.5.$$

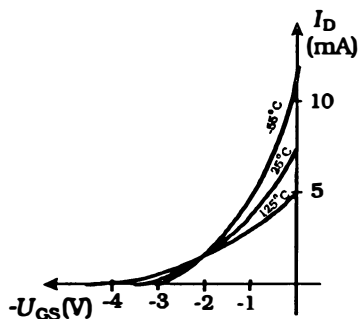
На основу ове једначине је на сл.6.1.2. нацртана тачка на вертикалној оси и обележена са C .

Кроз тачке B и C је нацртана радна права.

Једносмерна радна тачка се обично одабира да буде на средини радне праве да би напон U_{DS} и струја I_D могли да се повећавају и опадају. Често је погодније да буде померена мало удесно да би се избегле нелинеарности у области малих напона између дрејна и сорса. На сл.6.1.2. се види да је потребно да за овакве излазне карактеристике једносмерни напон између гејта и сорса буде -2 V, тј. толико треба да буде једнак напон другог извора E_G .

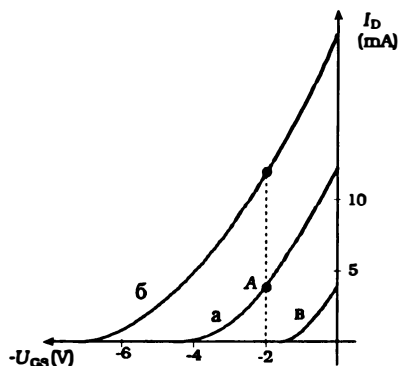
Када се изучавају појачавачи са фетовима, треба увек имати на уму да су дате карактеристике типичне за тај тип фета, али да се оне могу много разликовати од једног до другог примерка истог типа. На пример код често коришћеног фета 2N3819 струја дрејна је типично једнака 5 mA за напон гејта једнак нули, али може да буде од 2 до 20 mA. Прекидни напон између гејта и сорса је типично -2 V, али може да буде било где између $-0,5$ и $-7,5$ V.

Неки фетови су због наведених разлика груписани у подврсте, као на пример

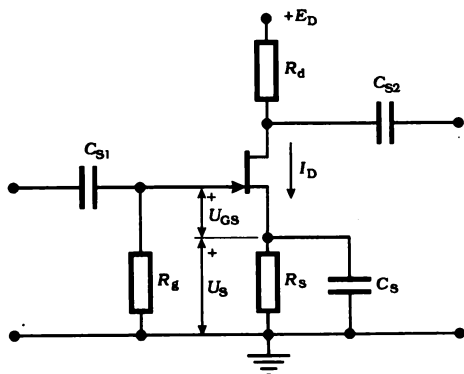


Сл.6.1.3. Зависност преносних карактеристика од температуре

Њу појединих примерака исте врсте на стабилност радне тачке такође утиче промена температуре. Температурне промене преносних карактеристика су приказане на сл.6.1.3.



Сл.6.1.4. Преносне карактеристике код различитих примерака исте врсте фета



Сл.6.1.5. Појачавач са аутоматским преднапоном

BF245 (овде треба напоменути да се фетови *BF244* и *BF245* разликују само по распореду ножица). Код њега постоји подврста *BF245A*, код којег је прекидни напон између гејта и сорса од -0,4 до -2,2 V, а струја за $U_{GS} = 0$ износи од 2 до 6,5 mA. За подврсту *BF245B* вредности су од -1,6 до -3,8 V и од 6 до 15 mA; за *BF245C* вредности су од -3,2 до -7,5 V и од 12 до 25 mA. Од наведених подврста најчешће се употребљава *BF245B*.

Поред наведених разлика између

Очигледно је да се не може гарантовати да ће појачавач уопште радити ако се на гејт доводи напон из посебног извора као на сл.6.1.1. На пример, на гејт се доведе напон -2 V који одговара типичном примерку тог фета и радна тачка треба да буде на месту које је приказано на сл.6.1.4.a. Може се догодити да се у појачавачу налази други примерак фета исте врсте код којег ће код напона -2 V између гејта и сорса потпуно престати да тече струја дрејна и да појачавач уопште не ради, као на сл.6.1.4.v. Исто тако се може десити да код другог примерка фета струја буде превелика као на сл.6.1.4.6.

Повољније решење представља аутоматски преднапон, који се добије стављањем отпорника R_g у коло сорса као на сл.6.1.5. Отпорник R_g служи за спајање гејта са масом и обично има велику отпорност (обично између 100 k Ω и 10 M Ω); његова отпорност је истовремено улазна отпорност овог типа појачавача, јер је улазна отпорност фета практично бесконачно велика. На сл.6.1.6. је нацртана типична преносна карактеристика $I_D = f(U_{GS})$ и

обележена са а. Минимална карактеристика за тај тип транзистора обележена је ознаком в, а максимална са б.

Напон U_S на отпорнику R_s је истовремено и напон између гејта и сорса са негативним знаком:

$$U_S = R_s \cdot I_D = -U_{GS} \quad 6.1.6.$$

јер кроз отпорник R_s не тече струја и напон на њему је једнак нули. Из једначине 6.1.6. се добије:

$$I_D = \frac{U_S}{R_s} = -\frac{U_{GS}}{R_s} \quad 6.1.7.$$

Ово је једначине праве, која нема одсечка на вертикалној оси, односно почиње из координатног почетка. Друга тачка се одређује на основу струје I_D и напона $-U_{GS} = U_S$ који се одређује из типичних карактеристика фета. На сл.6.1.2. се за $I_D = 4 \text{ mA}$ добије да је напон $-U_{GS} = 2 \text{ V} = U_S$.

Из једначине 6.1.7. се може одредити отпорност R_s :

$$R_s = \frac{U_S}{I_D} \quad 6.1.8.$$

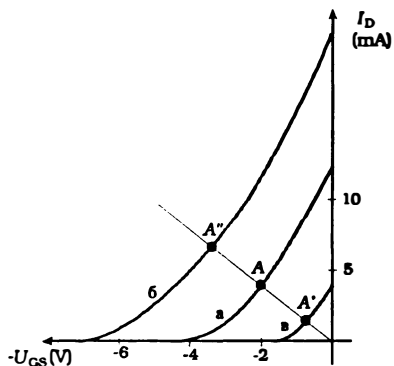
Када се горе наведене вредности замене у једначину 6.1.8, добије се вредности отпорности R_s :

$$R_s = \frac{U_S}{I_D} = \frac{2 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 500 \Omega \quad 6.1.9.$$

Радна тачка такође постоји и на преносним карактеристикама (сл.6.1.6.); добије се на пресеку ове праве и преносне карактеристике. Види се да је код типичних карактеристика а радна тачка А, код минималних А', а код максималних А". У сва три случаја струја протиче кроз фет и он може да ради као појачавач. Види се да је у сва три случаја струја кроз фет различита, па се једносмерни напон између дрејна и масе може много да разликује од случаја до случаја.

Поред оваквог решења постоје и варијанте са позитивним преднапоном, са посебним извором негативног напона за гејт итд., а објашњења могу да се нађу у литератури.

Прорачун елемената појачавача са фетом је знатно сложенији од прорачуна елемената појачавача са биполарним

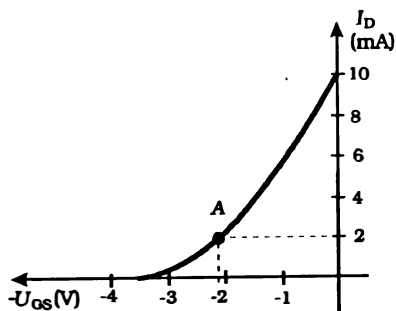


Сл.6.1.6. Радна тачка код различитих примерака исте врсте фета

транзистором. Радна тачка се слабо стабилизује и одступања од прорачуна могу бити доста велика. Због тога је погодно узети што виши напон напајања E_D (на

пример, 15 V). Код нижег напона напајања (на пример, 5 V) је често потребно ставити уместо отпорника реостат и подешавати напон између дрејна и сорса. Исто тако постоје различити начини прорачунавања. Овде ће бити објашњен најједноставнији начин.

На сл.6.1.7. је нацртана преносна карактеристика фета *BF245B* за напон $U_{DS} = 15 \text{ V}$. Видимо да се струја дрејна може мењати од нуле до 10 mA за $U_{DS} = 15 \text{ V}$



Сл.6.1.7. Пример постављања радне тачке на преносну карактеристику транзистора

и да се средина карактеристике по хоризонтални добије приближно за $I_D = 4 \text{ mA}$. Усвојимо да струја I_D буде 2 mA да би радна тачка била померена нешто удесно на излазним карактеристикама. Пошто се преносна карактеристика мало мења за различите напоне U_{DS} , то значи да су карактеристике за остале напоне између дрејна и сорса у близини ове. На преносну карактеристику фета се унесе вредност $I_D = 2 \text{ mA}$ и за њу се добије да је преднапон $U_{GS} = -2,1 \text{ V}$. Исти оволики напон постоји и на отпорнику R_s , па се

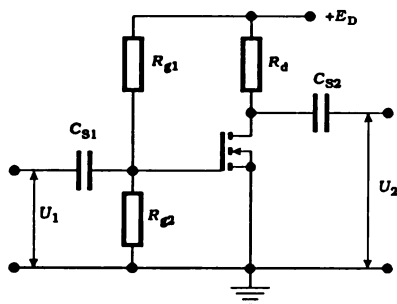
отпорност R_s добије као количник напона U_s и струје I_D : $R_s = U_s / I_D = 2,1 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 1,05 \text{ k}\Omega$ (заокружено на стандардну вредност 1,1 k Ω). Преостали напон до 15 V (12,9 V) се дели тако да на фету буде нешто више од половине (на пример, 8 V), а нешто мање на отпорнику R_d (4,9 V), јер су излазне карактеристике фета за ниске напоне U_{DS} јако закривљене. Сада се отпорност R_d рачуна као количник напона на њему (4,9 V) и струје кроз њега (2 mA): $R_d = 4,9 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 2,45 \text{ k}\Omega$ (заокружено на стандардну вредност 2,4 k Ω). Приликом мерења струје и напона могу се добити вредности које се доста разликују од предвиђених јер се поједини примерци фета исте врсте могу доста разликовати.

Треба напоменути да овај пример важи само за овај тип фета, док се за неки други тип мора извести нови прорачун.

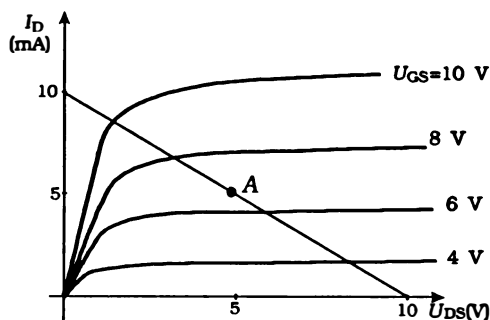
Исто тако се може усвојити мања (или већа) струја дрејна и за њу урадити прорачун. Обично се сматра да струја дрејна треба да буде мања од половине максималне јер се може десити да се код другог примерка фета добије већа струја, која може знатно смањити напон на фету. Мању струју дрејна треба обавезно усвојити код фетова где је струја дрејна за $U_{GS} = 0$ доста велика (на пример *BF246C* ова струја може да буде до 300 mA за $U_{GS} = 0$); код оваквих фетова би постављање радне тачке на средину карактеристике могло довести до њиховог прегревања и уништења.

Прорачун појачавача са фетовима може да се обави и на друге начине, зависно од тога шта се првенствено тражи од њега.

Отпорник R_s се премештава кондензатором C_s који треба да буде кратак спој за наизменичну струју. Начин одређивања капацитивности C_s биће објашњен касније код појачавача са заједничким сорсом.



Сл.6.1.8. Појачавач са *MOSFET*-ом са индукованим каналом



Сл.6.1.9. Радна права кола на сл.6.1.8.

Поларизација *MOSFET*-а са индукованим каналом *N*-типа се у принципу изводи као на сл.6.1.8. Дрејн се прикључује на позитиван напон, а гејт се прикључује на мањи позитиван напон добијен помоћу разделника напона R_{g1} и R_{g2} . Радна права и радна тачка су приказане на сл.6.1.9. Оваква поларизација се примењује и код *VMOSFET*-ова.

Напон гејта код *MOSFET*-а са уграђеним каналом може у принципу да буде позитиван или негативан, или да буде једнак нули. Обично је у пракси напон гејта негативан и поларизација електрода је иста као код фета. Једино се код *MOSFET*-а са два гејта сусреће позитиван напон на другом гејту.

Сви наведени случајеви се односе на *N*-каналне фетове. Код *P*-каналних фетова се поларизација електрода изводи на исти начин, само су напони и струје супротног знака.

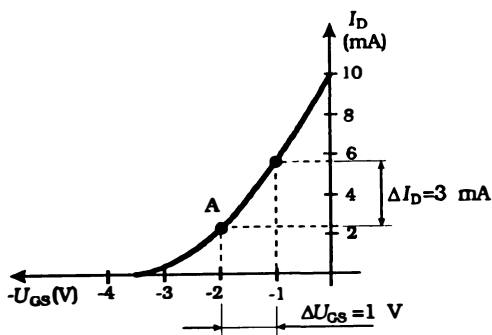
Питања и задаци

1. Како се обезбеђује негативан преднапон у основној верзији појачавача са *N*-каналним фетом и зашто такво решење није погодно за практичну употребу?
2. Како се црта радна права код појачавача са фетом?
3. Како се обезбеђује аутоматски преднапон код појачавача са фетом?
4. Нацртај праву која одређује преднапон појачавача са фетом *BF245B*, тако да му је струја у радној тачки 3 mA.
5. Нацртај радну праву на карактеристикама фета за напон напајања $E_D = 15\text{ V}$ и отпорност $R_D = 2\text{ k}\Omega$.
6. Колика је струја у радној тачки у задатку бр.5, ако је ова тачка на средини радне праве?

6.2. ПАРАМЕТРИ ФЕТА

И овде је потребно фет представити отпорницима, струјним и напонским генераторима да би се могло искористити знање из основа електротехнике.

На улазу фета постоји инверзно поларисани PN -спој, па је његова улазна отпорност врло велика. Типична вредност улазне отпорности је око $1\text{ G}\Omega$. Може



Сл.6.2.1. Одређивање параметра g_m

се сматрати да је за једносмерну струју и сигнале ниских учестаности улаз одвојен од осталих елемената фета. Због тога не треба одређивати зависност улазног напона од осталих елемената фета. Према сл.5.1.4. и 5.1.6 промена једносмерне струје I_D , која се може изразити као наизменична струја I_d (исто као и код биполарних транзистора), зависи од улазног напона U_{gs} и излазног напона U_d , па се за њу може написати:

$$I_d = g_m \cdot U_{gs} + g_o \cdot U_d \quad 6.2.1.$$

Из ове једначине се може наћи параметар g_m ако је наизменични напон $U_d = 0$, односно ако је једносмерни напон U_{DS} константан:

$$I_d = g_m \cdot U_{gs}; \quad U_d = 0 \text{ или } U_{DS} = \text{const.} \quad 6.2.2.$$

Из једначине 6.2.2. се добије:

$$g_m = \frac{I_d}{U_{gs}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \quad 6.2.3.$$

Параметар g_m се назива стрмина фета. На сл.6.2.1. је нацртана преносна карактеристика за константан напон U_{DS} и на њој обележене промене струје I_D ($\Delta I_D = 3\text{ mA}$) и напона U_{GS} ($\Delta U_{GS} = 1\text{ V}$). Када се ове вредности поделе према једначини 6.2.3, добије се:

$$g_m = \frac{I_d}{U_{gs}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} = \frac{3\text{ mA}}{1\text{ V}} \quad 6.2.4.$$

Мада је права јединица за проводност 1 S (1 сименс), овде је уобичајено да се остави јединица 1 mA/V .

Други параметар је g_o . Он се добије из једначине 6.2.1. када се стави да је $U_{gs} = 0$, односно да је једносмерни напон U_{GS} константан:

$$I_d = g_o \cdot U_d; \quad U_{gs} = 0 \text{ или } U_{GS} = \text{const.} \quad 6.2.5.$$

Из једначине 6.2.5. се добије:

$$g_o = \frac{I_d}{U_d} = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta U_{DS}} \quad 6.2.6.$$

На сл.6.2.2. је нацртана промена струје I_D ($\Delta I_D = 0,25 \text{ mA}$) и одговарајућа промена напона U_{DS} ($\Delta U_{DS} = 10 \text{ V}$). Када се ове вредности поделе према једначини 6.2.6, добије се:

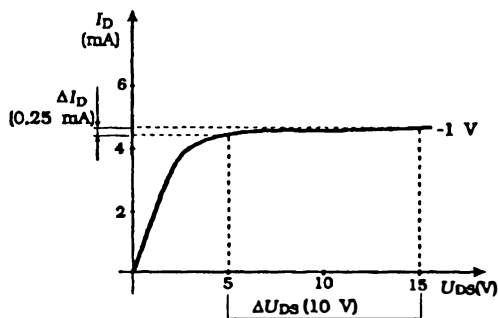
$$g_o = \frac{I_d}{U_d} = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta U_{DS}} = \frac{0,25 \text{ mA}}{10 \text{ V}} = 0,000025 \text{ S (Сименса)} \quad 6.2.7.$$

Параметар g_o се назива излазна проводност фета.

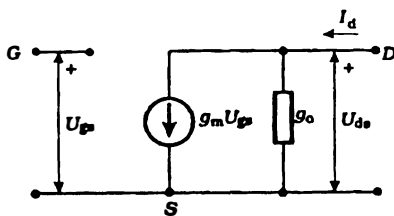
На сл.6.2.3. је нацртана еквивалентна шема фета, где је на улаз доведен напон $U_1 = U_{gs}$; ту се коло прекида, пошто на улазу нема струје. Из једначине 6.2.1. се види да се струја I_d састоји од два дела и да се грана на $g_m \cdot U_{gs}$ и $g_o \cdot U_{ds}$ па на излазу имамо струјни генератор $g_m \cdot U_{gs}$ јер не постоји непосредна веза напона U_{gs} и струје I_d . Израз $g_o \cdot U_{ds}$ означава да је други део струје I_d сразмеран напону U_{ds} и та сразмерност је изражена параметром g_o . То значи да параметар g_o има димензије проводности.

Из примера у једначини 6.2.7. се види да је параметар g_o веома мали и да се може занемарити. Стављајући $g_o \approx 0$ у једначину 6.2.1., добије се:

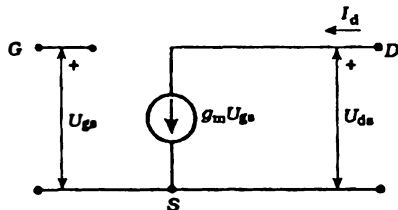
$$I_d = g_m \cdot U_{gs} \quad 6.2.8.$$



Сл.6.2.2. Одређивање параметра g_o

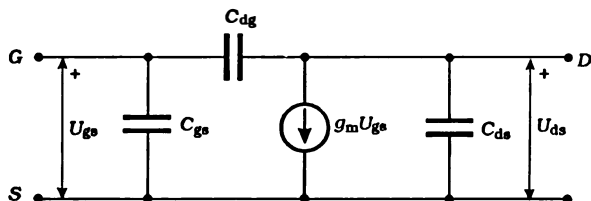


Сл.6.2.3. Еквивалентна шема фета



Сл.6.2.4. Поједностављена еквивалентна шема фета

Према једначини 6.2.8. на сл.6.2.4. нацртана је поједностављена еквивалентна шема фета. На улаз фета се доводи наизменични напон U_{gs} , али у гејт не



Сл.6.2.5. Еквивалентна шема фета на високим учестаностима

тече струја због велике улазне отпорности, па је ту нацртан прекид. Излазна струја потиче од струјног генератора $g_m \cdot U_{gs}$ изведеног из једначине 6.2.8.

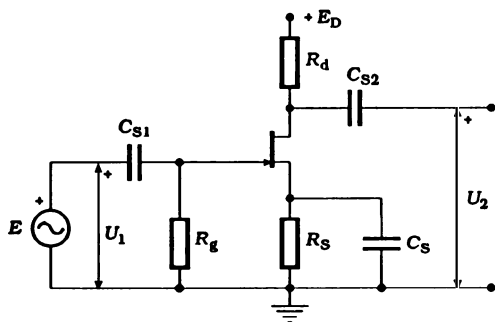
На високим учестаностима на карактеристике фета утичу штетне капацитивности приказане на сл.6.2.5. Типична вредност улазне капацитивности C_{GS} је од 5 до 10 pF, повратне C_{DG} је од 1 до 5 pF, а излазне C_{DS} је 1 до 5 pF.

Еквивалентна шема *MOSFET*-а за наизменичне сигнале је слична еквивалентној шеми спојног фета, која је већ приказана на сл.6.2.4. Чак су и вредности параметара сличне (на пример, стрмина је око 6 mA/V). Једино је улазна отпорност *MOSFET*-а већа и износи од $10^{10} \Omega$ до $10^{15} \Omega$.

Питања и задаци

1. Који параметри постоје код фета и колико типично износе?
2. Нацртај поједностављену еквивалентну шему фета и објасни зашто је на улазу нацртан прекид и зашто је у излазном колу нацртан струјни генератор?
3. Колико износи стрмина фета на сл.6.2.1. за струју $I_D = 1 \text{ mA}$, а колико за $I_D = 5 \text{ mA}$?

6.3. ПОЈАЧАВАЧ СА ЗАЈЕДНИЧКИМ СОРСОМ



Сл.6.3.1. Појачавач са фетом и побудним генератором

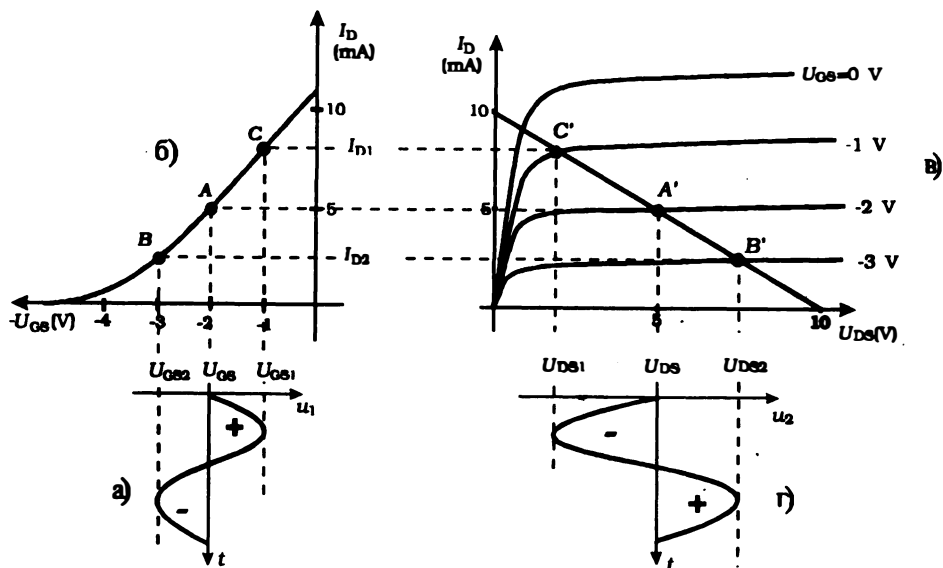
ГРАФИЧКА АНАЛИЗА ПОЈАЧАЊА. - Видели смо како се одређује радна тачка појачавача са фетовима. Видећемо како се одређују његове особине као појачавача наизменичног напона.

На сл.6.3.1. је приказан основни појачавач са заједничким сорсом.

Појачавач са фетом има једносмерне напоне за поларизацију његових електрода: између гејта и сорса постоји негативан предна-

пон, а између дрејна и сорса постоји једносмерни напон радне тачке U_{DS} . Између сорса и масе је прикључен кондензатор C_s , који представља кратак спој за наизменичну струју. На улаз појачавача са фетом доводи се наизменични напон U_1 ; појачан наизменични напон U_2 се добије на његовом излазу.

На сл.6.3.2. су приказане преносне и излазне карактеристике фета намењене графичкој анализи појачања. На улаз појачавача се доводи наизменични напон u_1 и он се у позитивној полупериоди сабира са једносмерним негативним преднапоном U_{GS} , па се добије виши укупни напон између гејта и сорса (U_{GS1} на сл.6.3.2.а, тачка C) и већа струја дрејна I_{D1} ; за већу струју дрејна добије се нижи напон између дрејна и сорса (U_{DS1} на сл.6.3.2.в, тачка C'). Види се да се за позитивну полупериоду наизменичног напона на улазу појачавача добије негативна полупериода наизменичног напона на његовом излазу (сл.6.3.2.г).



С.л.6.3.2. Графичко одређивање појачања појачавача са фетом

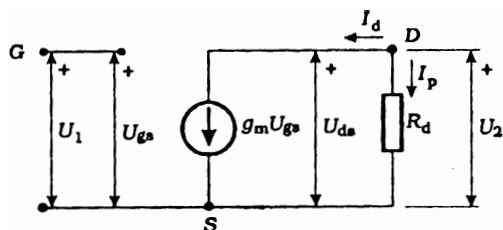
Улазни наизменични напон у негативној полупериоди се одузима од једносмерног преднапона па се добије још нижи негативан напон између гејта и сорса (U_{GS2} на сл.6.3.2.б, тачка B) и мања струја дрејна I_{D2} ; за мању струју дрејна добије се виши напон између дрејна и сорса (U_{DS2} на сл.6.3.2.в тачка B').

Види се да се код мање промене наизменичног улазног напона добије већа промена излазног напона, па ово коло представља појачавач за наизменичну струју. За повишење наизменичног напона у позитивној полупериоди на улазу од 1 V добије се промена излазног напона од -3 V. Појачање напона је једнако количнику промене излазног и улазног напона, тј. $-3 \text{ V} / 1 \text{ V} = -3$.

За снижење наизменичног напона у негативној полупериоди на улазу од 1 V добије се промена излазног напона од 2,5 V. Појачање напона је једнако

количнику промене излазног и улазног напона, тј. $2,5 \text{ V} / (-1 \text{ V}) = -2,5$. Види се да је у оба случаја појачање негативно, што значи да су улазни и излазни напони у противфази. Исто тако се види да се више појачава позитивна полупериода од негативне и да ће излазни напон бити изобличен.

ПОЈАЧАЊЕ НАПОНА - изражено помоћу параметара фета може да се нађе



Сл.6.3.3. Еквивалентна шема кола на сл.6.3.1.

помоћу еквивалентне шеме појачавача са фетом, која је приказана на сл.6.3.3. И овде је други крај отпорника R_d прикључен на масу, јер је извор напајања E_D кратак спој за наизменичну струју. Треба имати на уму да се ознаке струја и напона односе на наизменичне величине, које треба сматрати малим променама једносмерних величина.

Појачање струје је веома велико и обично се не израчунава посебно јер је улазна струја веома мала;

њу је иначе тешко израчунати или измерити, па се само наводи да је појачање струје оријентационо око 10^9 пута.

Напонско појачање се одређује следећим разматрањем: у излазном колу тече наизменична струја $I_p = -I_d = -g_m \cdot U_{gs}$, где је напон U_{gs} једнак наизменичном улазном напону U_1 ; она такође тече кроз отпорник R_d и на њему ствара напон U_{ds} :

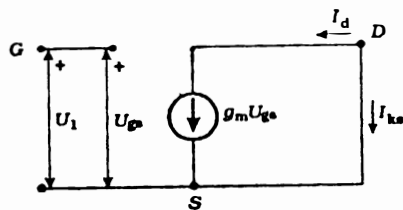
$$U_{ds} = -I_d \cdot R_d = -g_m \cdot U_{gs} \cdot R_d \quad 6.3.1.$$

Негативан знак означава да струја I_d тече кроз отпорник од негативног краја напона U_{ds} ка позитивном. Из ове једначине се лако одређује напонско појачање појачавача са фетом делећи излазни напон U_2 са улазним напоном U_1 :

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{ds}}{U_{gs}} = \frac{-g_m \cdot U_{gs} \cdot R_d}{U_{gs}} = -g_m \cdot R_d \quad 6.3.2.$$

Пример: Нека је отпорност R_d у колу дрејна једнака $1 \text{ k}\Omega$ и $g_m = 5 \text{ mA/V}$. Према једначини 6.3.2. добије се да је напонско појачање овог појачавача $A_u = -5 \text{ mA/V} \cdot 1 \text{ k}\Omega = -5 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \cdot 1000 \Omega = -5$.

Види се да је напонско појачање појачавача са фетом релативно мало и



Сл.6.3.4. Одређивање излазне струје кратког споја

знатно мање него код биполарних транзистора. Пажљивим избором типа и примерка фета, радне тачке и отпорности у колу дрејна може се добити веће појачање (на пример -30) али је и то још увек знатно мање него код биполарних транзистора.

Појачање снаге се обично не израчунава јер није тачно познато појачање струје, али се наглашава да је веома велико због великог појачања струје.

Излазна отпорност се добије дељењем излазног напона празног хода и струје кратког споја. Излазни напон празног хода је према сл.6.3.3. једнак $U_{20} = U_{ds} = -I_d \cdot R_d$. Када се излазни крајеви кратко споје (сл.6.3.4.), кроз коло тече иста струја I_d , па је $I_{ks} = -I_d$. Излазна отпорност је једнака:

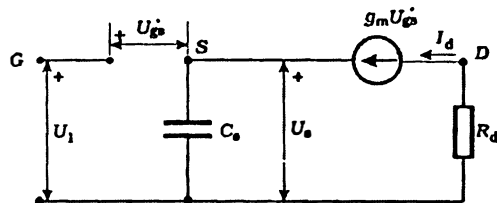
$$R_{iz} = \frac{U_{20}}{I_{ks}} = \frac{-I_d \cdot R_d}{-I_d} = R_d \quad 6.3.3.$$

На пример, ако је отпорност $R_d = 3 \text{ k}\Omega$, толика је и излазна отпорност појачавача са фетом.

ОДРЕЂИВАЊЕ КАПАЦИТИВНОСТИ КОНДЕНЗАТОРА C_s . На средњим и високим учестаностима кондензатор C_s је кратак спој за наизменичну струју; сорс је практично за наизменичну струју прикључен на масу; напон U_1 је једнак напону U_{gs} :

$$U_1 = U_{gs} \quad 6.3.4.$$

На ниским учестаностима се појачање смањује, јер се импеданса кондензатора повећава и он сада не представља кратак спој за наизменичну струју. Еквивалентна шема појачавача на ниским учестаностима је приказана на сл.6.3.5. На ниским учестаностима кондензатор C_s је прикључен између сорса и масе. Напон U_1 је сада једнак збиру напона U'_{gs} , који је сада нижи од напона U_1 и напона на кондензатору $U_s = I_d \cdot j\omega \cdot C_s$:



Сл.6.3.5. Одређивање капацитивности C_s

$$U_1 = U_{gs} + I_d \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C_s} \quad 6.3.5.$$

Струја I_d се добије множењем параметра g_m и напона U'_{gs} , односно $I_d = g_m \cdot U_{gs}$. Једначина 6.3.5. постаје:

$$U_1 = U_{gs} + I_d \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C_s} = U_{gs} + g_m \cdot U_{gs} \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C_s} = U_{gs} \cdot \left(1 + \frac{g_m}{j\omega \cdot C_s}\right) \quad 6.3.6.$$

Појачање појачавача опадне $\sqrt{2}$ пута када напон U'_{gs} постане $\sqrt{2}$ пута нижи од напона U_1 ; тада напон U'_{gs} помножен са $\sqrt{2}$ даје напон U_1 , што значи да модуо израза $(1 + g_m/j\omega \cdot C_s)$ треба да буде једнак $\sqrt{2}$. Израз $(1 + g_m/j\omega \cdot C_s)$ има модуо:

$$\sqrt{1 + \left(\frac{g_m}{\omega \cdot C_s}\right)^2} \quad 6.3.7.$$

Овај израз треба да буде једнак $\sqrt{2}$:

$$\sqrt{1 + \left(\frac{g_m}{\omega \cdot C_s}\right)^2} = \sqrt{2} \quad 6.3.8.$$

Квадрирањем једначине 6.3.8., добије се:

$$1 + \left(\frac{g_m}{\omega \cdot C_s}\right)^2 = 2 \quad 6.3.9.$$

Скраћивањем за 1, добије се:

$$\left(\frac{g_m}{\omega \cdot C_s}\right)^2 = 1 \quad 6.3.10.$$

Кореновањем ове једначине добије се:

$$\frac{g_m}{\omega \cdot C_s} = 1 \quad 6.3.11.$$

Из ове једначине се добије вредност капацитивности C_s за коју је појачање на доњој граничној учестаности f_d (кружна учестаност ω_d) опало $\sqrt{2}$ пута:

$$C_s = \frac{g_m}{\omega_d} = \frac{g_m}{2\pi \cdot f_d} \quad 6.3.12.$$

За пример појачавача са фетом који је обраћен код једносмерног режима рада где је $g_m = 3 \text{ mA/V} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$ и $f_d = 50 \text{ Hz}$ добије се да је капацитивност C_s :

$$C_s = (3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}) / (2\pi \cdot 50 \text{ Hz}) = 9,55 \mu\text{F} \approx 10 \mu\text{F}.$$

Појачавач са заједничким сорсом се обично примењује у случајевима где је потребна велика улазна отпорност и то обично код улазних појачавача у разним уређајима, као на пример код аудио-појачавача, код електронских инструмената итд. Правилним избором радне тачке фета може се добити појачавач који има мањи шум него са биполарним транзистором, па је у том случају погоднији за уградњу у улазни појачавач: сигнал, који треба појачати, најмањи је на улазу у први појачавач па је важно да у њему сметње буду што мање.

Питања и задаци

1. Нацртај потребне карактеристике фета и покажи како се графички одређује напонско појачање.
2. Како се израчунава напонско појачање и колико типично износи?
3. Колико је напонско појачање ако је $g_m = 4 \text{ mA/V}$ и $R_d = 3 \text{ k}\Omega$?
4. Колико је напонско појачање ако је $g_m = 1 \text{ mA/V}$ и $R_d = 2 \text{ k}\Omega$?
5. Колико је напонско појачање ако је $g_m = 5 \text{ mA/V}$ и $R_d = 1,5 \text{ k}\Omega$?
6. Колика је улазна, а колика излазна отпорност појачавача?
7. Како се одређује капацитивност C_s ?
8. Одреди капацитивност кондензатора C_s ако је $g_m = 5 \text{ mA/V}$ и $f_d = 100 \text{ Hz}$.
9. Одреди капацитивност кондензатора C_s ако је $g_m = 1 \text{ mA/V}$ и $f_d = 30 \text{ Hz}$.
10. Одреди капацитивност кондензатора C_s ако је $g_m = 3 \text{ mA/V}$ и $f_d = 10 \text{ kHz}$.

6.4. ПОЈАЧАВАЧ СА ЗАЈЕДНИЧКИМ ГЕЈТОМ

Појачаваач са заједничким гејтом је приказан на сл.6.4.1. И овде се аутоматски преднапон добија помоћу отпорника у емиторском колу R_S , док му је гејт прикључен на масу. Напон из побудног генератора се доводи на сорс, а појачани напон се одводи са дрејна. Његова еквивалентна шема је приказана на сл.6.4.2. Код овог појачаваача је улазна струја I_1 , а излазна I_p . Улазни напон је U_1 и једнак је напону $U_{gs} = -U_{gs}$ јер је овде + крај („врући“ крај) генератора везан на сорс, а уземљени на гејт. Излазни напон је $U_2 = I_p \cdot R_d = -I_d \cdot R_d = -g_m \cdot U_{gs} \cdot R_d$.

Напонско појачање овог појачаваача је позитивно и износи:

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-g_m \cdot U_{gs} \cdot R_d}{-U_{gs}} = g_m \cdot R_d \quad 6.4.1.$$

Види се да је појачање појачаваача са заједничким гејтом исто као код појачаваача са заједничким сорсом, само са позитивним предзнаком.

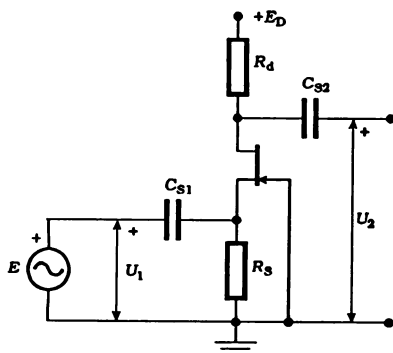
Појачање струје се добије када се излазна струја подели са улазном. На сл.6.4.2. се види да је улазна струја једнака излазној и да је струјно појачање једнако јединици, односно да је $A_i = 1$.

Улазна отпорност се израчунава као количник улазног напона $U_1 = -U_{gs}$ и улазне струје, која је једнака струји дрејна са негативним знаком $I_1 = -I_d = -g_m \cdot U_{gs}$. Када се ове величине поделе, добије се:

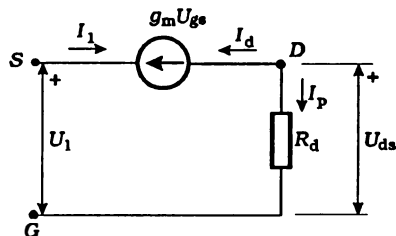
$$R_{ul} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{-U_{gs}}{-g_m \cdot U_{gs}} = \frac{1}{g_m} \quad 6.4.3.$$

Како је параметар g_m типично $3 \text{ mA} / \text{V}$, добије се да типична улазна отпорност појачаваача са заједничким гејтом износи око $R_{ul} = 1/(3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}) \approx 300 \Omega$. Отпорност R_d је обично неколико пута већа, тако да је укупна улазна отпорност приближно изражена једначином 6.4.3.

Излазна отпорност иста је као и код заједничког сорса ($R_{iz} = R_d$), јер им је излазни део кола исти.



Сл.6.4.1. Појачаваач са заједничким гејтом



Сл.6.4.2. Еквивалентна шема појачаваача са заједничким гејтом

Појачавач са заједничким гејтом се углавном користи на високим и врло високим учестаностима (на пример на 100 MHz) као и појачавач са заједничком базом код биполарних транзистора.

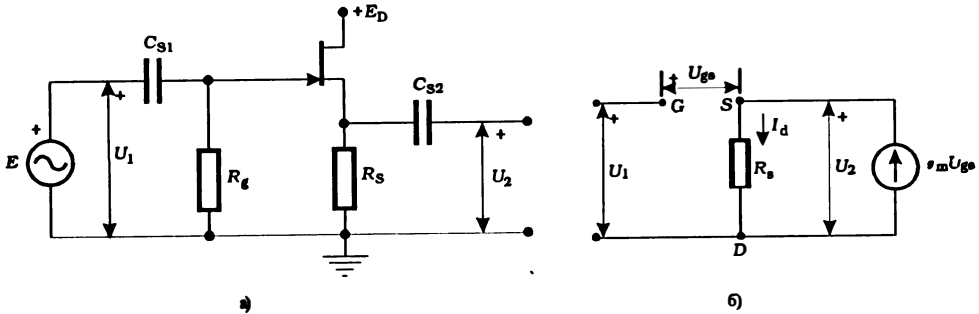
Питања и задаци

1. Колико износи напонско појачање појачавача са заједничким гејтом?
2. Колико износи струјно појачање појачавача са заједничким гејтом?
3. Колико износи улазна отпорност појачавача са заједничким гејтом?
4. Колико износи излазна отпорност појачавача са заједничким гејтом?
5. Колико износи напонско појачање појачавача са заједничким гејтом ако је $g_m = 4 \text{ mA/V}$ и $R_d = 5 \text{ k}\Omega$?
6. Колико износи напонско појачање појачавача са заједничким гејтом ако је $g_m = 2 \text{ mA/V}$ и $R_d = 2 \text{ k}\Omega$?

6.5. ПОЈАЧАВАЧ СА ЗАЈЕДНИЧКИМ ДРЕЈНОМ

Појачавач са заједничким дрејном је по особинама сличан појачавачу са заједничким колектором и приказан је на сл.6.5.1.а. Излазни напон U_2 се одузима од улазног напона U_1 и њихова разлика се води на улаз фета. Његова еквивалентна шема је приказана на сл.6.5.1.б. Код њега је напон U_{gs} једнак разлици напона U_1 и U_2 , тј.:

$$U_{gs} = U_1 - U_2 \quad 6.5.1.$$



Сл.6.5.1. а) Појачавач са заједничким дрејном;
б) еквивалентна шема појачавача са заједничким дрејном

Струја дрејна је према претходним еквивалентним шемама једнака струја

мини g_m помноженој напонам између гејта и сорса:

$$I_d = g_m \cdot U_{gs} = g_m \cdot (U_1 - U_2) = g_m \cdot U_1 - g_m \cdot U_2 \quad 6.5.2.$$

У овој једначини се струја I_d може заменити са U_2 / R_s па се добије:

$$\frac{U_2}{R_s} = g_m \cdot U_1 - g_m \cdot U_2 \quad 6.5.3.$$

Пребацивањем члана $g_m \cdot U_2$ на леву страну, добије се:

$$\frac{U_2}{R_s} + g_m \cdot U_2 = g_m \cdot U_1 \quad 6.5.4.$$

Одваде се добије:

$$U_2 \cdot \left(\frac{1}{R_s} + g_m \right) = g_m \cdot U_1 \quad 6.5.5.$$

Дељењем ове једначине са $(1/R_s + g_m) \cdot U_1$ добије се израз за напонско појачање:

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{g_m}{g_m + \frac{1}{R_s}} = \frac{g_m \cdot R_s}{g_m \cdot R_s + 1} \quad 6.5.6.$$

Из једначине 6.5.6. се види да је потребно да отпорност R_s буде знатно већа (бар десет пута) од $1/g_m$ и тада је напонско појачање блиско јединици.

Пример: Нека је $g_m = 3 \text{ mA/V} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$ и $R_s = 1 \text{ k}\Omega = 1000 \Omega$; $A_u = 3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \cdot 1000 \Omega / (3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \cdot 1000 \Omega + 1) = 0,75$.

Изразна отпорност између излазне тачке и масе се добије као количник напона празног хода U_{20} и струје кратког споја I_{ks} . Напон празног хода је већ приказани напон U_2 и приближно је једнак напону U_1 , односно $U_{20} \approx U_1$. Струја кратког споја I_{ks} се добије када се излаз кратко споји са масом. Тада је струја дрејна једнака производу напона између гејта и сорса (код кратког споја на излазу напон U_1 је једнак напону U_{gs}) и стрмине фета g_m , тј. $I_{ks} = g_m \cdot U_1$. Количник ових величина је изразна отпорност фета:

$$R_{iz} = \frac{U_{20}}{I_{ks}} = \frac{U_1}{g_m \cdot U_1} = \frac{1}{g_m} \quad 6.5.7.$$

Типична вредност стрмине фета g_m је $3 \text{ mA/V} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$, па је типична изразна отпорност фета $1/(3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}) \approx 300 \Omega$. Изразна отпорност фета изражена једначином 6.5.7. је паралелно везана отпорности R_s . Отпорност R_s је обично око $1 \text{ k}\Omega$, па је укупна изразна отпорност појачавача практично једнака излазној отпорности фета, тј. типично је једнака 300Ω .

Појачавач са заједничким дрејном се доста често користи као појачавач за прилагођење импедансе: има велику улазну, а малу излазну отпорност и напонско појачање блиско јединици. Често се може сусрести на улазу разних уређаја.

Питања и задаци

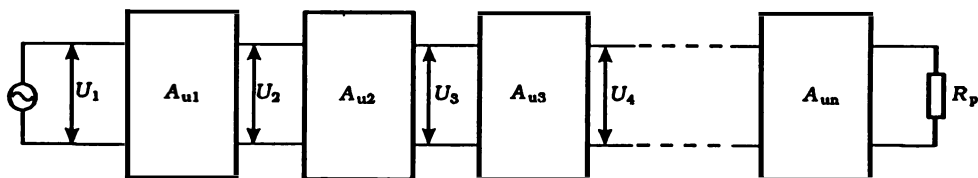
1. Како се изражава напонско појачање појачавача са заједничким дрејном и колико типично износи?
2. Колико типично износи улазна, а колико излазна отпорност појачавача са заједничким дрејном?
3. Нека је $g_m = 2 \text{ mA/V}$ и $R_s = 500 \Omega$. Колико је напонско појачање?
4. Нека је $g_m = 5 \text{ mA/V}$ и $R_s = 1500 \Omega$. Колико је напонско појачање?
5. Нека је $g_m = 1 \text{ mA/V}$ и $R_s = 2 \text{ k}\Omega$. Колико је напонско појачање?



7. СЛОЖЕНИ ПОЈАЧАВАЧИ

7.1. ВИШЕСТЕПЕНИ ПОЈАЧАВАЧИ

У пракси се често догађа да је појачање једног појачавачког степена недо-вољно. Да би се добило веће појачање потребно је употребити више појачавачких степени, као на сл.7.1.1. На улаз првог појачавачког степена је доведен сигнал



Сл.7.1.1. Вишестепени појачавач

који треба појачати; на његов излаз везан је улаз другог, на излаз другог је везан улаз трећег, итд. На излаз последњег појачавачког степена прикључен је потрошач. Овакав начин везивања назива се каскадни.

Нека је напонско појачање првог појачавачког степена A_{u1} , другог A_{u2} , трећег A_{u3} итд. Улазни напон U_1 је појачан са првим појачавачким степеном, на чијем излазу се добије напон:

$$U_2 = A_{u1} \cdot U_1 \quad 7.1.1.$$

Напон U_2 се појачава другим појачавачким степеном па се добије напон:

$$U_3 = A_{u2} \cdot U_2 = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot U_1 \quad 7.1.2.$$

Напон U_3 се појачава трећим појачавачким степеном, на чијем излазу се добије напон:

$$U_4 = A_{u3} \cdot U_3 = A_{u3} \cdot A_{u2} \cdot A_{u1} \cdot U_1 \quad 7.1.3.$$

Из једначине 7.1.3. се види да је укупно напонско појачање вишестепеног појачавача једнако производу појединачних напонских појачања свих појачавачких степени:

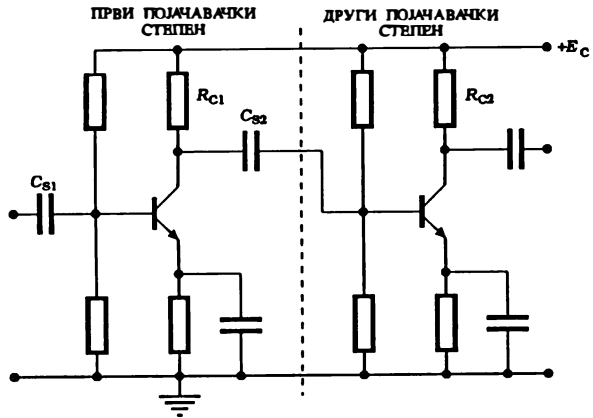
$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} \quad 7.1.4.$$

Када имамо више појачавачких степени, општи облик укупног појачања је:

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} \cdot \dots \quad 7.1.4.$$

Пример каскадне везе два појачавачка степена је приказан на сл.7.1.2. Са излаза првог појачавачког степена напон се даље води на улаз следећег, преко кондензатора за спрегу C_{s2} .

Излаз првог појачавачког степена се не може директно прикључити на улаз следећег јер је једносмерни напон на колектору првог степена знатно виши од једносмерног напона на улазу другог. Кроз кондензатор не може да тече једносмерна струја, док наизменична може. Због тога се постављањем кондензатора за спрегу C_{s2} , једносмерни напони на колектору првог степена и бази следећег се одвајају, док су наизменични спојени. На овај начин је улазна отпорност другог појачавачког степена паралелно везана колекторској отпорности R_{c1} првог степена и то само за наизменичну струју.



Сл.7.1.2. Двостепени појачавач

Први појачавачки степен има колекторску отпорност R_c и она је у поглављу 4.6. рачуната као отпорност потрошача у изразима за појачање струје, напона и снаге. На сл.7.1.2. видимо да је паралелно колекторској отпорности R_c првог појачавачког степена прикључена улазна отпорност следећег степена. То значи да је отпорност оптерећење првог појачавачког степена једнака паралелној вези R_c првог степена и R_{u1} другог:

$$R'_c = \frac{R_c \cdot R_{u1}}{R_c + R_{u1}} \quad 7.1.6.$$

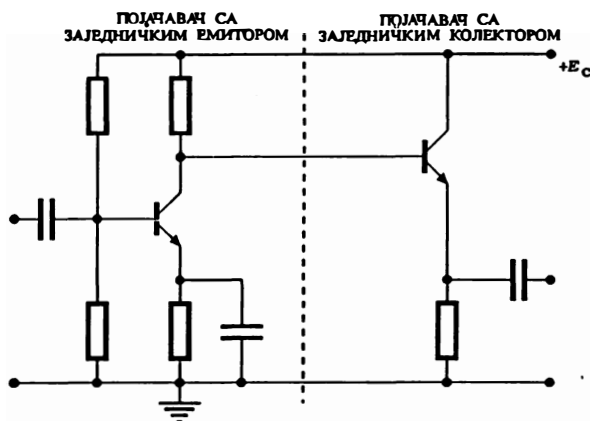
Ова отпорност је нижа од отпорности R_c па је напонско појачање такође мање:

$$A_u = -\frac{h_{21} \cdot R'_c}{h_{11e}} \quad 7.1.7.$$

Струјно појачање је такође мање јер се излазна струја дели на струју кроз отпорност R_c и отпорност потрошача.

Излаз једног појачавачког степена може се ипак директно прикључити на улаз следећег (без кондензатора за спрегу) у неким посебним случајевима. На пример, на излаз појачавача са заједничким емитором се често прикључије

појачавач са заједничким колектором као на сл.7.1.3. Видели смо да појачавач са заједничким колектором има малу излазну отпорност, појачање струје приближно једнако h_{21e} и напонско појачање приближно једнако јединици. Оваквом везом се обично обезбеђује мала излазна отпорност (на пример 20Ω) и овде појачавач са заједничким емитором служи као раздвојни појачавач.



Сл.7.1.3. Повезивање појачавача са заједничким емитором и заједничким колектором

Видели смо у поглављу 4.7. да један појачавачки степен има пропусни опсег од f_d до f_g . Видели смо такође да је појачање опало $\sqrt{2}$ пута на доњој граничној учестаности. Ако имамо исти такав појачавачки степен везан каскадно са првим, онда је на истој учестаности појачање опало $\sqrt{2}$ пута на првом, а исто толико пута на другом појачавачком степену. Укупно је појачање опало $\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} = 2$ пута. Видимо да је укупно појачање опало 2 пута и да ово више није доња гранична учестаност. Она је сада виша и пропусни опсег ужи, па се прорачун мора извести поново. Прорачун пропусног опсега вишестепеног појачавача може се наћи у литератури.

Питања за понављање

1. Како се појачање добије везивањем више појачавача каскадно?
2. Какав је пропусни опсег вишестепеног појачавача у односу на пропусни опсег једног од њих?
3. Зашто се појачање једног степена смањује прикључивањем другог појачавача на његов излаз?

7.2. ПОВРАТНА СПРЕГА

Обичан појачавач са заједничким емитором, који је већ обрађен у поглављу 4.6, има нестабилно појачање, које зависи од употребљеног примерка транзистора, температуре, итд. Појачање једног таквог појачавача може много да

одступа од предвиђене вредности. На пример, прорачуна се и предвиди да појачање појачавача буде 100, а после израде се утврди да износи 250. Код вишестепених појачавача одступања могу да буду још већа, јер се појачања појединих степени множе, како је то већ објашњено у поглављу 7.1. Видели смо такође да изобличење наведених појачавача може да буде велико и то нарочито ако је излазни наизменични напон виши од 100 mV; изобличење се лако уочава код излазног напона који је виши од 1 V.

Да би се поправиле карактеристике појачавача, предузимају се различите мере. Једна од ефикасних мера је примена негативне повратне спреге.

Појачавач са повратном спрегом садржи основни појачавач (обележен са A и обрађен, на пример, у поглављу 4.6.) и коло повратне спреге (обележено са β) и приказан је на сл.7.2.1. Преко кола повратне спреге део излазног сигнала се враћа на улаз појачавача и алгебарски сабира са улазним сигналом; алгебарско сабирање значи да се напони сабирају са знаком; ако су им знаци исти, сабирају се, а ако су различити, одузимају се.

Повратна спрега може бити позитивна и негативна. Позитивна повратна спрега се добије када се сигнал, враћен преко кола повратне спреге, сабира са улазним сигналом; користи за израду осцилатора (електронских кола који производе променљив синусни напон или напон неког другог облика). Негативна повратна спрега се добије када се сигнал, враћен преко кола повратне спреге, одузима од улазног сигнала;

користи се за поправљање карактеристика појачавача.

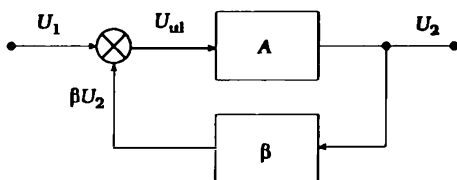
Код повратне спреге, са излаза основног појачавача, део сигнала се враћа на улаз преко кола повратне спреге β и алгебарски сабира са основним улазним сигналом, који је означен са U_1 . Коло повратне спреге је обично ослабљивач, па се на улаз враћа део излазног сигнала; део излазног сигнала U_2 ћемо означити са $\beta \cdot U_2$, где је β обично мање од јединице (на пример $\beta = 0,2$, а $\beta \cdot U_2 = 0,2 \cdot U_2$). На овој слици су напони означени само у једној тачки, док им је друга тачка на маси. Иначе, маса је обично заједничка тачка за сва кола у неком уређају.

На сл.7.2.1. се види да се улазни напон U_1 сабира са напоном $\beta \cdot U_2$, који је враћен на улаз преко кола повратне спреге, па је напон U_{ul} на улазу основног појачавача једнак њиховом алгебарском збиру:

$$U_{ul} = U_1 + \beta \cdot U_2 \quad 7.2.1.$$

Напон U_{ul} се појачава основним појачавачем, чије је појачање A , па се на излазу појачавача добије напон:

$$U_2 = A \cdot U_{ul} \quad 7.2.2.$$



Сл.7.2.1. Основна шема појачавача са повратном спрегом

Из једначина 7.2.1. и 7.2.2. се добије:

$$U_2 = A \cdot (U_1 + \beta \cdot U_2) = A \cdot U_1 + \beta \cdot A \cdot U_2 \quad 7.2.3.$$

Ако се $\beta \cdot A \cdot U_2$ пребаци на леву страну, добије се:

$$U_2 \cdot (1 - \beta \cdot A) = A \cdot U_1 \quad 7.2.4.$$

Дељењем једначине 7.2.4. са $(1 - \beta \cdot A)$ добије се:

$$U_2 = \frac{A \cdot U_1}{1 - \beta \cdot A} \quad 7.2.5.$$

Појачање појачавача са реакцијом A_r (целог појачавача на сл.7.2.1.) добије се када се излазни напон U_2 подели улазним напоном U_1 :

$$A_r = \frac{U_2}{U_1} = \frac{A}{1 - \beta \cdot A} \quad 7.2.6.$$

Нека је појачање A негативно као код појачавача са заједничким емитором; сигнал на излазу појачавача је у противфази са улазним сигналом. Нека је коефицијент β позитиван. То значи, да кроз коло повратне спреге нема померања фазе, па је враћени сигнал у противфази са улазним сигналом. Враћени сигнал се одузима од улазног сигнала и имамо негативно повратну спрегу.

Нека је појачање A негативно и коефицијент повратне спреге β такође негативно. Укупно померање фазе кроз појачавач и коло повратне спреге је 360° (или 0°). Сада је враћени сигнал у фази са улазним сигналом; они се сабирају и имамо позитивну повратну спрегу.

Преносни однос кола повратне спреге је једнак количнику његовог излазног напона ($\beta \cdot U_2$) и улазног (U_2):

$$\frac{\beta \cdot U_2}{U_2} = \beta \quad 7.2.7.$$

Преносни однос кола повратне спреге је обично мањи од јединице (на пример $\beta = 0,2$) јер је ово коло обично састављено од пасивних елемената (отпорника, кондензатора или калемова).

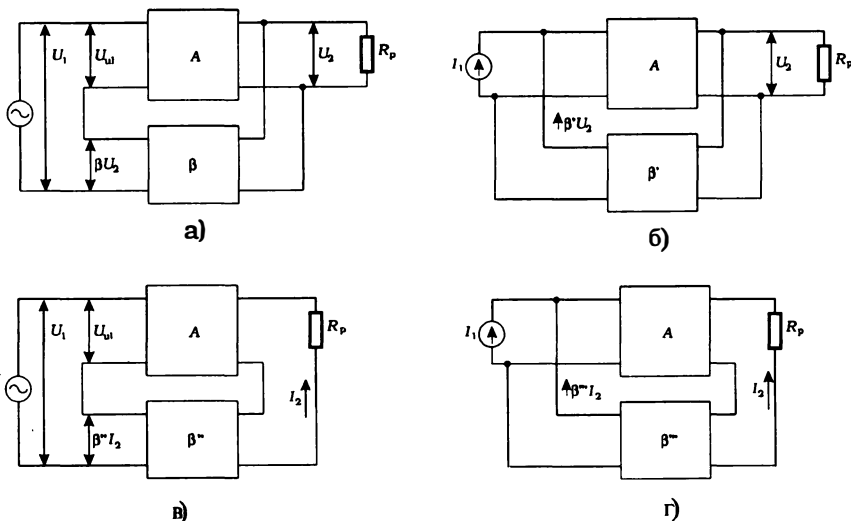
Слабљење кола повратне спреге се дефинише као количник његовог улазног и излазног напона:

$$\frac{U_2}{\beta \cdot U_2} = \frac{1}{\beta} \quad 7.2.8.$$

Слабљење кола повратне спреге је обично веће од јединице (на пример $1/\beta = 5$).

Повратна спрега може да буде напонска и струјна. Повратна спрега је напонска када се сигнал повратне спреге добије од излазног напона, као на сл.7.2.2.а и б. Напонска повратна спрега може да буде напонско-редна (сл.7.2.2.а) када се враћени сигнал сабира са улазним напоном. На излазу појачавача имамо напон U_2 , који се води преко кола повратне спреге β , па се добије сигнал $\beta \cdot U_2$.

Напон $\beta \cdot U_2$ се сабира са улазним напонам U_1 . Напонска спрега може да буде напонско-паралелна као на сл.7.2.2.б.; овде се враћени сигнал добије од излазног напона, али се прикључује паралелно улазном сигналу.



Сл.7.2.2. Врсте повратних спрега: а) напонско-редна; б) напонско-паралелна; в) струјно-редна; г) струјно-паралелна

Повратна спрега је струјна, када се сигнал повратне спреге добије од излазне струје (сл.7.2.2.в и г). На сл.7.2.2.в је приказана струјно-редна повратна спрега, где се напон $\beta \cdot I_2$, који се добије од излазне струје I_2 , сабира са улазним напонам U_1 . На сл.7.2.2.г је приказана струјно-паралелна повратна спрега где је враћени сигнал прикључен паралелно улазном сигналу.

Питања за понављање

1. Шта садржи појачавач са повратном спрегом?
2. Колико износи напон на улазу основног појачавача?
3. Како се изражава појачање укупног појачавача?
4. Када је повратна спрега позитивна, а када негативна?
5. Која кола се изводе са негативном, а која са позитивном повратном спрегом?

7.3 НЕГАТИВНА ПОВРАТНА СПРЕГА

1.

Негативна повратна спрега се добије када се сигнал враћен преко кола повратне спреге стварно одузима од улазног сигнала, односно враћени сигнал је у противфази са улазним сигналом. Овакав случај имамо када је појачање

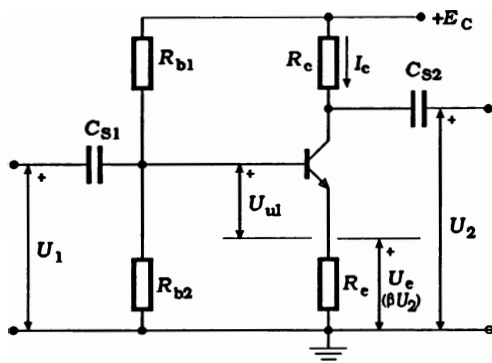
позитивно, а коло повратне спреге има фазни померај 180° . У овом случају је производ $\beta \cdot A$ негативан.

У неким случајевима је производ $\beta \cdot A$ знатно већи од јединице, што значи да је појачање A основног појачавача много веће од слабљења кола повратне спреге $1/\beta$. Тада се у једначини 7.2.6. јединица може занемарити у односу на $\beta \cdot A$, па израз за појачање појачавача са повратном спрегом постаје приближно:

$$A_r = \frac{U_2}{U_1} = \frac{A}{1 - \beta \cdot A} \approx \frac{A}{-\beta \cdot A} = \frac{1}{-\beta} \quad 7.3.1.$$

и не зависи од појачања A основног појачавача. У пракси то значи да је појачање појачавача са повратном спрегом приближно константно, али мора бити знатно мање (бар 5 пута) од појачања основног појачавача без повратне спреге.

У литератури може да се сусретне израз $1 + \beta \cdot A$, уместо $1 - \beta \cdot A$, због тога што се у једначини 7.2.6. узима алгебарско сабирање, где се знак враћеног сигнала не уноси одмах, него се за њега сматра да може да буде и позитиван и негативан, зависно од тога каква је повратна спрега.



Сл. 7.3.1. Пример појачавача са негативном повратном спрегом

Видели смо да негативна повратна спрега може да буде напонска или струјна. Повратна спрега код простијих транзисторских појачавача је најчешће струјна. Напон повратне спреге $\beta \cdot U_2$ се добије од излазне струје I_2 (струја I_2 тече кроз коло повратне спреге) као на сл. 7.3.1. и одузима се од улазног напона U_1 .

Негативна повратна спрега може да има и друге облике: може да се добије од излазног напона; може на улазу да се одузима струја а не напон итд.

Типичан пример негативне повратне спреге је приказан на појачавачу са отпорником за повратну спрегу у колу емитора, као на сл. 7.3.1. Ово коло је слично колу на сл. 4.4.3. којем недостаје емиторски кондензатор C_e . Наизменична компонента колекторске струје I_c тече и кроз отпорник R_e и на њему ствара напон $R_e \cdot I_c$; овај напон се одузима од улазног напона U_1 . Коефицијент повратне спреге β показује колики се део излазног сигнала враћа на улаз. Излазна струја је I_c , а излазни напон $\dot{U}_c = -R_c \cdot I_c$. Враћени напон је једнак напону U_e на емиторском отпорнику R_e и износи $U_e = R_e \cdot I_c$. У овом конкретном случају враћени напон се одузима од улазног напона, па напон U_e треба узети са негативном знаком ($-U_e$). Коефицијент повратне спреге је једнак напону повратне спреге са нега-

тивним знаком и колекторског напона ($-U_c$ и U_c):

$$\beta = \frac{-U_c}{U_c} = \frac{-R_c \cdot I_c}{-R_c \cdot I_c} = \frac{R_c}{R_c} \quad 7.3.2.$$

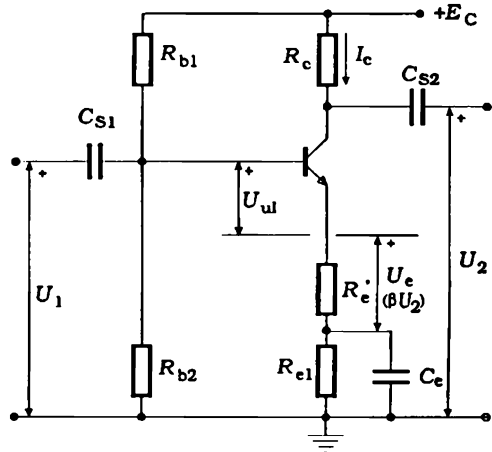
Сада је појачање појачавача са негативном повратном спрегом према једначинама 7.3.1. и 7.3.2.:

$$A_r = -\frac{1}{\beta} = -\frac{R_c}{R_c} \quad 7.3.3.$$

У пракси ово појачање обично треба да буде бар пет пута мање од нестабилисаног појачања, односно да $\beta \cdot A > 5$. На пример, ако је нестабилисано појачање око 100, тада стабилисано треба да буде мање од 20. У овом случају се према једначини 7.3.3. за $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ и $A_r = -20$ добије:

$$R_c = -\frac{R_c}{A_r} = -\frac{1000 \Omega}{-20} = 50 \Omega \quad 7.3.4.$$

Емиторска отпорност добије-на применом једначине 7.3.4. може да буде сувише мала за стабилизацију једносмерне радне тачке, па се често коло на сл.7.3.1. модификује у коло које је приказано на сл.7.3.2. Отпорник $R_{c'}$ служи за повећање укупне отпорности у колу емитора ради ефикасне стабилизације радне тачке и израчунава се како је то наведено у поглављу 4.4. Премошћен је кондензатором C_e који онемогућава сувише велику негативну повратну спрегу. Повратна спрега зависи само од отпорности $R_{c'}$.



Коло на сл.7.3.2. (а такође и коло на сл.7.3.1.) има већу улазну отпорност него појачавач без овакве негативне повратне спреге. За коло на сл.7.3.2. може се написати приближан израз за други Кирхофов закон за улазно коло:

Сл.7.3.2. Појачавач са негативном повратном спрегом и добром стабилизацијом радне тачке

$$U_1 - U_{be} - U_e = 0 \quad 7.3.5.$$

Како је $U_{be} = h_{11e} \cdot I_b$, а $U_e = R_{c'} \cdot I_c = R_{c'} \cdot h_{21e} \cdot I_b$ добије се:

$$U_1 - I_b \cdot h_{11e} - I_b \cdot h_{21e} \cdot R_{c'} = 0 \quad 7.3.6.$$

Пребацавањем чланова са I_b на десну страну добије се:

$$U_1 = I_b \cdot (h_{11e} + h_{21e} \cdot R_{c'}) \quad 7.3.7.$$

Filip Filip Car

Из једначине 7.3.7. добије се приближан израз за улазну отпорност појачавача на сл 7.3.2:

$$R_u = \frac{U_1}{I_b} = h_{11e} + h_{21e} \cdot R'_e \quad 7.3.8.$$

Често је h_{11e} много мање од $h_{21e} \cdot R'_e$, па израз за улазну отпорност постаје:

$$R_u \approx h_{21e} \cdot R'_e \quad 7.3.9.$$

На пример, нека је $h_{21e} = 300$ и $R'_e = 100 \Omega$; према једначини 7.3.9. добије се: $R_u = h_{21e} \cdot R'_e = 300 \cdot 100 \Omega = 30 \text{ k}\Omega$. Види се да се применом овакве негативне повратне спреге може знатно повећати улазна отпорност. У неким другим случајевима негативне повратне спреге може се смањити улазна отпорност.

Помоћу негативне повратне спреге се може проширити пропусни опсег појачавача и поправити његова фреквенцијска карактеристика. Нека је појачање појачавача на средњим учестаностима (на пример 1 kHz) једнако -200. Нека је горња гранична учестаност 100 kHz и нека је на њој појачање основног појачавача без повратне спреге опало на -140. Ако се примени негативна повратна спрега, као на сл.7.3.2. за $\beta = R'_e/R_c = 50\Omega/1\text{k}\Omega = 0,05$, тада је појачање појачавача на средњим учестаностима:

$$A_r = \frac{-200}{1 - 0,05 \cdot (-200)} = -18 \quad 7.3.10.$$

На горњој граничној учестаности без повратне спреге од 100 kHz појачање са негативном реакцијом износи:

$$A_r = \frac{-140}{1 - \beta \cdot A} = \frac{-140}{1 - (-0,05 \cdot 140)} = -17,5 \quad 7.3.11.$$

Видимо да је појачање са негативном реакцијом на 100 kHz сада незнатно мање од појачања на средњим учестаностима; то значи да је горња гранична учестаност знатно виша него без негативне реакције (повратне спреге).

Видели смо да код појачавача без негативне повратне спреге долази до приметног изобличења појачаног високог напона на излазу појачавача, као на сл.4.5.1; негативна полупериода улазног напона појачана је мање од позитивне. Применом негативне повратне спреге приближно се изједначава појачање у позитивној и негативној полупериоди, а исто тако се смањују остала изобличења која настају у појачавачу.

Према једначини 7.3.1, уз услов да је $\beta \cdot A$ много веће од јединице, појачање појачавача са негативном повратном спрегом не зависи од појачања основног појачавача, него само од елемената повратне спреге. То значи да ће једнако бити појачане обе полупериоде наизменичног напона и да излазни напон неће бити изобличен, чак иако је релативно висок (на пример 10 V, али под условом да не излази изван радне праве). Уколико $\beta \cdot A$ није много веће од јединице, особине појачавача са негативном повратном спрегом налазе се између појачавача без реакције и описаног појачавача са јаком негативном реакцијом.

Код извођења негативне повратне спреге може се десити да се она због

штетних (паразитних) капацитивности и индуктивности претвори, нежељено, у позитивну, и да уместо појачавача добијемо осцилатор - коло које само производи наизменични напон али не може да послужи као појачавач.

Као закључак треба да се нагласи да негативна повратна спрега смањује појачање појачавача, смањује његова изобличења, док може зависно од кола да му смањи или повећа улазну отпорност.

Питања и задаци

1. Како се, у општем случају, остварује појачавач са негативном повратном спрегом?
2. Од чега зависи појачање појачавача са негативном повратном спрегом ако је $\beta \cdot A > 1$?
3. Од чега се може добити сигнал повратне спреге?
4. Како се најчешће остварује појачавач са негативном повратном спрегом?
5. Колико износи појачање појачавача са отпорником за негативну повратну спрегу у колу емитора?
6. Нека је $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ и $R_e = 200 \Omega$. Колико је појачање овог појачавача?
7. Нека је $R_c = 3 \text{ k}\Omega$ и укупна отпорност у колу емитора $1 \text{ k}\Omega$, док је њен део преспојен кондензатором C_e , $R_e = 900 \Omega$. Колико је појачање појачавача са негативном повратном спрегом?

7.4. ДАРЛИНГТОНОВ СПОЈ

Често је потребно да транзистор у појачавачу има веома велики коефицијент струјног појачања h_{21c} (на пример 10.000). Постоји посебна веза два (или више) транзистора која се понаша као транзистор са јако великим коефицијентом струјног појачања h_{21c} ; приказана је на сл.7.4.1.а. Оваква веза транзистора има такође три краја који у ствари чине еквивалентни колектор, базу и емитор и назива се Дарлингтон спој или Дарлингтонов спој. За примену овог кола је важно одредити његове укупне параметре h_{11u} и h_{21u} .

У следећим разматрањима особина Дарлингтоновог споја сматраће се да су струје емитора и колектора једног транзистора приближно исте.

Нека је струја базе транзистора T_1 означена са I_{b1} . Струја колектора овог истог транзистора је h'_{21c} пута већа од његове струје базе, где је h'_{21c} коефицијент струјног појачања транзистора T_1 тј: $I_{c1} = h'_{21c} \cdot I_{b1}$. Ова струја чини струју базе другог транзистора T_2 и означена је са I_{b2} . Када се струја базе другог транзистора I_{b2} (која је у ствари једнака струји колектора првог транзистора и износи $h'_{21c} \cdot I_{b1}$) помножи коефицијентом h''_{21c} другог транзистора, добије се колекторска струја другог транзистора I_{c2} која је приближно једнака:

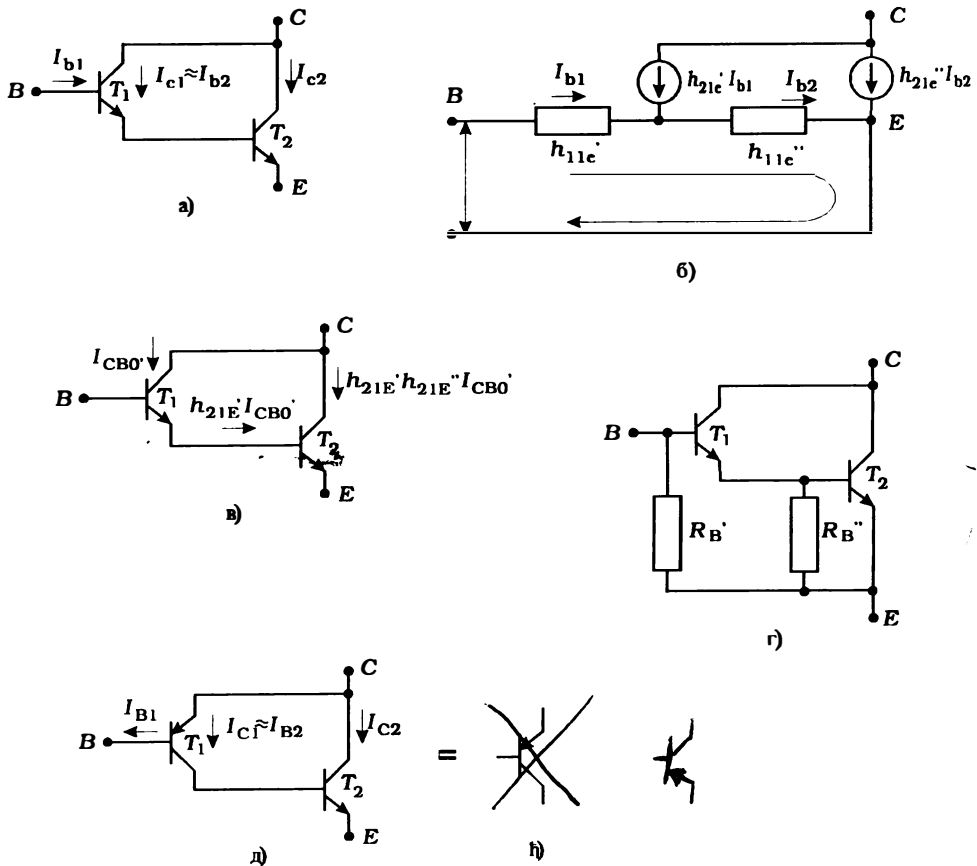
$$I_{c2} = h'_{21c} \cdot h''_{21c} \cdot I_{b1} = h_{21u} \cdot I_{b1} \quad 7.4.1.$$

где је еквивалентни (укупни) коефицијент струјног појачања Дарлингтоновог споја:

$$h_{21u} = h'_{21c} \cdot h''_{21c} \quad 7.4.2.$$

Према једначини 7.4.2. може се закључити да је еквивалентни коефицијент

h_{21u} Дарлингтоновог споја једнак производу коефицијената h_{21e} појединачних транзистора, односно да је веома велик. Нека су на пример оба коефицијента h_{21e} једнака 100, добије се да је еквивалентни коефицијент h_{21u} једнак $100 \cdot 100 = 10000$; у пракси се добије мања вредност јер је коефицијент h_{21e} мали код првог транзистора због мале колекторске струје.



Сл.7.4.1. а) Основни облик Дарлингтоновог споја; б) одређивање улазне отпорности Дарлингтоновог споја; в) одређивање струје „цурења“ код Дарлингтоновог споја; г) принцип смањња струје „цурења“; д) комплементарни Дарлингтонов спој; е) његова еквивалентна шема

Улазна отпорност овакве везе се може одредити ако се нацрта еквивалентна шема Дарлингтоновог споја, као на сл.7.4.1.б. За улазно коло на сл.7.4.1.б се може написати други Кирхофов закон:

$$U_1 - h_{11e}' \cdot I_{b1} - h_{11e}'' \cdot I_{b2} = 0 \quad 7.4.3.$$

Уместо I_{b2} се може написати $h'_{21e} \cdot I_{b1}$, па једначина 7.4.3. постаје:

$$U_1 - h'_{11e} \cdot I_{b1} - h''_{11e} \cdot h'_{21e} \cdot I_{b1} = 0 \quad 7.4.4.$$

Из другог и трећег члана једначине 7.4.4. може се извући I_{b1} , па она постаје:

$$U_1 - I_{b1} \cdot (h'_{11e} + h''_{11e} \cdot h'_{21e}) = 0 \quad 7.4.5.$$

На левој страни се оставља члан U_1 , а они уз I_{b1} пребацују на десну страну:

$$U_1 = I_{b1} \cdot (h'_{11e} + h''_{11e} \cdot h'_{21e}) \quad 7.4.6.$$

Када се улазни напон подели улазном струјом, добије се улазна отпорност Дарлингтоновог споја:

$$R_{ul} = \frac{U_1}{I_{b1}} = \frac{I_{b1} \cdot (h'_{11e} + h''_{11e} \cdot h'_{21e})}{I_{b1}} = h'_{11e} + h''_{11e} \cdot h'_{21e} \quad 7.4.7.$$

Коефицијент h_{21e} је типично једнак 100, а коефицијенти h'_{11e} и h''_{11e} су типично око 3 kΩ. Због множења са h'_{21e} , други члан ($h''_{11e} \cdot h'_{21e}$) у једначини 7.4.7. је много већи од првог h'_{11e} , па је улазна отпорност приближно једнака:

$$R_{ul} \approx h''_{11e} \cdot h'_{21e} \quad 7.4.8.$$

На пример, нека је $h''_{11e} = 3 \text{ k}\Omega$ и $h'_{21e} = 100$. Добије се да је $R_{ul} = 100 \cdot 3000 \Omega = 300 \text{ k}\Omega$. У пракси се добије мања вредност због смањеног коефицијента h_{21e} код првог транзистора. Очигледно је да Дарлингтонов спој има велику улазну отпорност и без отпорника у емитору.

Из наведене анализе се види да је Дарлингтонов спој два транзистора еквивалентан транзистору који има велики коефицијент струјног појачања h_{21e} (на пример 5.000) и велики коефицијент h_{11e} (на пример 300 kΩ). Погодан је за употребу у колима где је потребно постићи велико појачање (струјно и напонско) и велику улазну отпорност. Често се користи у појачавачима снаге где је потребно постићи веома велико струјно појачање.

Дарлингтонов спој има и неке недостатке. Иако у базу транзистора на сл.7.4.1.в T_1 не тече никаква струја, може се десити да струја кроз транзистор T_2 буде знатна и то нарочито на вишој температури. Инверзна струја I_{CBO} колекторског споја транзистора T_1 (типична вредност је око 1 nA) умножава се коефицијентом h'_{21e} , па у базу транзистора T_2 тече струја $h'_{21e} \cdot I_{CBO}$ (у овом случају за $h'_{21e} = h''_{21e} = 100$ то износи око 100 nA). Ова струја се даље појачава коефицијентом струјног појачања h''_{21e} и износи $h'_{21e} \cdot h''_{21e} \cdot I_{CBO}$ (у овом случају то је 10 μA). Повећањем температуре ова струја може знатно да порасте и да битно поремети рад кола у којем се налази. Због ове струје није пожељно формирати Дарлингтонов спој са 3 или више транзистора. Овај недостатак се добрим делом отклања ако се између база и масе прикључе отпорници погодне отпорности R'_b и R''_b , као на сл.7.4.1.г. Типична вредност отпорности R'_b је 3 kΩ, а R''_b је 300 Ω. Ови отпорници одводе већи део наведених струја на масу, али такође смањују улазну отпорност Дарлингтоновог споја. ~~Смањивањем отпорности R'_b и R''_b може се смањити улазна отпорност споја.~~

~~Како се израчунава вредност параметра h_{21e} и h_{11e} у Дарлингтоновом споју?~~

Често се производе транзистори снаге у Дарлингтоновом споју у једном кућишту, као на пример $BDX33$ (NPN) или $BDX34$ (PNP); код њих је типична вредност оточних отпорности $R'_b = 6 \text{ k}\Omega$ и $R''_b = 150 \Omega$. Код транзистора снаге у Дарлингтоновом споју је укупни коефицијент струјног појачања мањи и обично је око 750.

Поред наведеног основног облика постоји и тзв. комплементарни Дарлингтонов спој, који је приказан на сл. 7.4.1.д. Транзистор T_1 је PNP , а T_2 је NPN типа.

Струја базе I_{b1} се појачава коефицијентом h'_{21e} , па се добије колекторска струја транзистора T_1 . Добијена струја $h'_{21e} \cdot I_{b1}$ чини струју базе за транзистор T_2 , чија колекторска струја износи $h'_{21e} \cdot h''_{21e} \cdot I_{b1}$, као и код нормалног Дарлингтоновог споја.

Струја базе I_{b1} , код кола на сл.7.4.1.д, почиње да тече када напон између емитора и базе транзистора T_1 пређе његов праг провођења. Главна струја тече од колектора ка емитору транзистора T_2 . Ова варијанта Дарлингтоновог споја се понаша као PNP транзистор, чији су еквивалентни прикључци емитора, базе и колектора приказани на сл.7.4.1.ђ; често се користи као замена PNP транзистора код појачавача снаге.

Из наведених анализа се види да је еквивалентни транзистор, који се добије Дарлингтоновим спојем, истог типа као први транзистор у споју.

Питања и задаци

1. Колико износе еквивалентни параметри h_{21e} и h_{11e} два транзистора у Дарлингтоновом споју?
2. Нека је $h'_{21e} = 120$, $h'_{11e} = 3 \text{ k}\Omega$, $h''_{21e} = 150$ и $h''_{11e} = 2,5 \text{ k}\Omega$. Наћи h параметре еквивалентног транзистора.
3. Нека је $h'_{21e} = 200$, $h'_{11e} = 1 \text{ k}\Omega$, $h''_{21e} = 100$ и $h''_{11e} = 3 \text{ k}\Omega$. Наћи h параметре еквивалентног транзистора.
4. Нека је $h'_{21e} = 300$, $h'_{11e} = 5 \text{ k}\Omega$, $h''_{21e} = 50$ и $h''_{11e} = 1 \text{ k}\Omega$. Наћи h параметре еквивалентног транзистора.

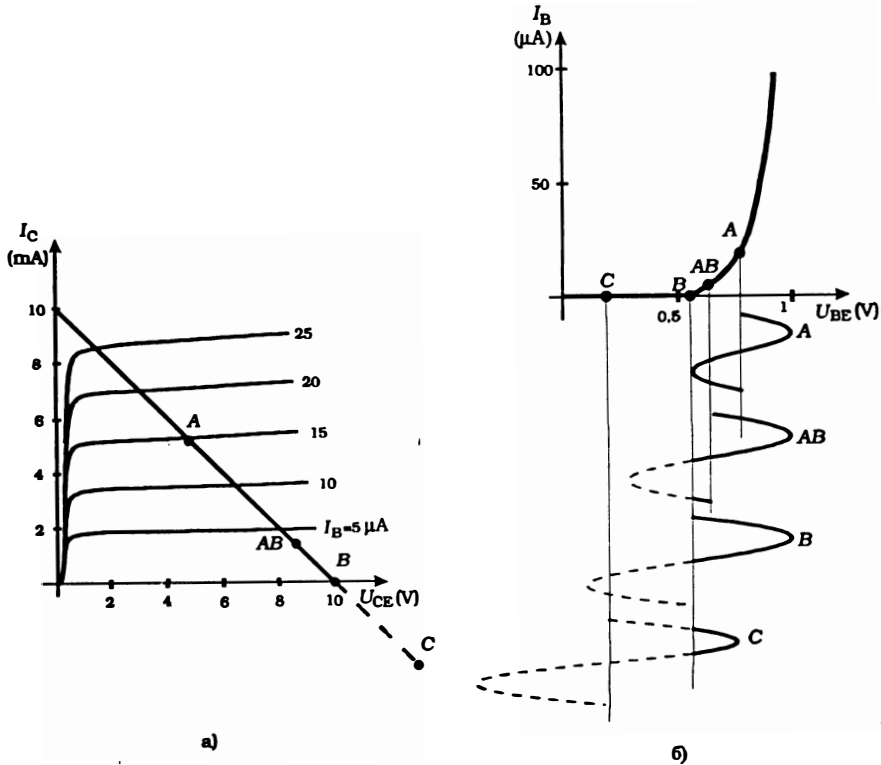
7.5. КЛАСЕ РАДА ПОЈАЧАВАЧА

Зависно од положаја радне тачке, транзистор може да ради у класи A , B , AB и C . Поред ових класа постоје и друге (на пример класа D), али се ретко употребљавају. Транзистор ради у класи A ако му се радна тачка налази на средини радне праве, као на сл.7.5.1.а.. у тачки A . Уколико нема наизменичног напона на улазу, кроз транзистор тече једносмерна струја I'_c , а између колектора и емитора је напон U'_c ; снага на њему је $P'_c = U'_c \cdot I'_c$. Појачавачи у класи A се користе код појачања малих сигнала.

Ако је радна тачка на месту означеном са B на сл.7.5.1.а., транзистор ради у класи B ; уколико нема наизменичног напона на улазу, струја кроз транзистор је

једнака нули, а такође и снага на њему. Обично се појачавачи у класи *B* израђују са два транзистора тако да један појачава позитивну, а други негативну полупериоду. При том се обично појављују изобличења, па се транзистори постављају да раде у класи *AB*, како је то означено на сл.7.5.1.а. Појачавачи у класи *B* или *AB* се користе код појачавача снаге (на пример 20 W). Радне тачке су нацртане и на улазним карактеристикама на сл.7.5.1.б.

Ако се на базу транзистора доведе напон нижи од прага провођења, тада транзистор не проводи. Сада на улаз треба довести довољно високи напон који треба да пређе преко напона прага; транзистор проводи само у делу једне полупериоде (код *NPN* транзистора у делу позитивне полупериоде улазног напона). Ово је рад у класи *C* (тачка *C* на сл.7.5.1.). Појачавачи у класи *C* се употребљавају код радиопредајника.



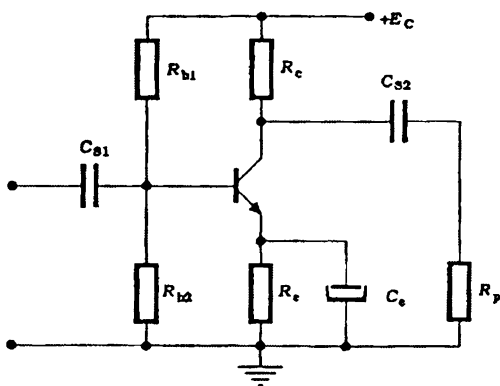
Сл.7.5.1. Класе рада транзистора

Питања за понављање

1. Када појачавачи раде у класи *A*?
2. Када појачавачи раде у класи *B*?
3. Када појачавачи раде у класи *C*?
4. У којој класи рада појачавача долази до највећег изобличења појачаног сигнала?

7.6. ПОЈАЧАВАЧИ СА КОМПЛЕМЕНТАРНИМ И КВАЗИ-КОМПЛЕМЕНТАРНИМ ПАРОМ ТРАНЗИСТОРА

Код појачавача се у принципу на улаз доводи ниски наизменични напон. Он се појачава па се добије наизменични напон U_{ce} који се доводи на потрошач R_p (сл.7.6.1.). Кроз потрошач тече наизменична струја I_p . Снага потрошача P_k је једнака производу наизменичног напон U_{ce} и струје потрошача I_p , односно $P_k = U_{ce} \cdot I_p$.



Сл.7.6.1. Појачавач снаге у класи А

Појачавач је прикључен на једносмерни напон напајања E_C . Кроз њега тече једносмерна колекторска струја I_C . Производ $E_C \cdot I_C = P_C$ представља једносмерну снагу, која се троши на појачавачу са потрошачем.

Количник P_k / P_C показује који се део утрошене електричне снаге достави потрошачу и назива се степен искоришћења:

$$\eta = \frac{P_k}{P_C} \quad 7.6.1.$$

Степен искоришћења је мањи од јединице, јер је снага P_k мања од снаге P_C . Степен искоришћења се може такође изразити у процентима:

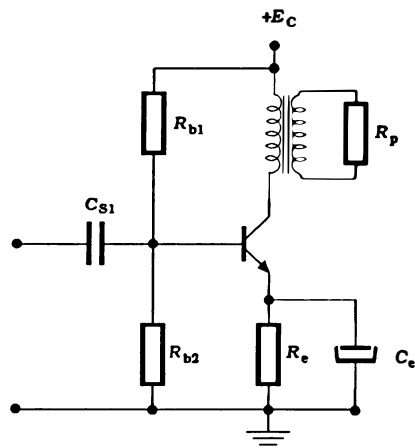
$$\eta (\%) = \frac{P_k}{P_C} \cdot 100 \% \quad 7.6.2.$$

До сада обрађени појачавачи су били предвиђени за појачање напона или струје. Такве врсте појачавача у принципу нису предвиђене за појачање снаге и њихова излазна снага је обично мала (на пример 100 mW). Потрошачи, који се прикључују на излаз електронских уређаја (на пример на излаз појачавача за музичке инструменте), често захтевају да излазна снага буде знатно већа (на пример 100 W за звучнике).

Појачавачи снаге на ниским учестаностима обично раде у класи В или АВ, јер је степен искоришћења у класи А сувише мали, а код класе С би излазни напон био сувише изобличен.

Појачавач, који ради у класи А је већ приказан на сл.7.6.1. Потрошач је преко кондензатора за спрегу прикључен на излаз појачавача. Код оваквог појачавача се део корисне снаге (који је обично већи од корисне снаге на потрошачу R_p) троши на колекторском отпорнику R_c . Степен искоришћења оваквог појачавача је веома мали (на пример 5 %), али то није било битно код појачавача напона, док је веома важно код појачавача снаге.

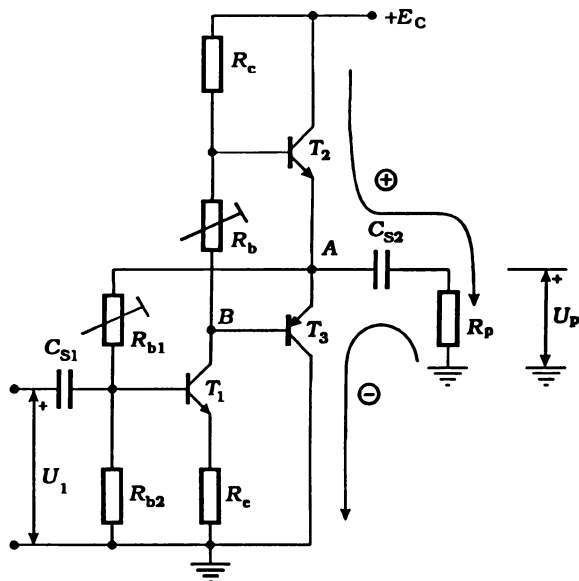
Боље решење представља употреба трансформатора у колекторском колу појачавача, као на сл.7.6.2. Овакво решење се још понекад примењује код простих транзисторских радиопријемника. Једносмерна колекторска струја тече кроз примар трансформатора, али не тече кроз његов секундар нити кроз потрошач R_p . Скоро целокупна наизменична снага се преноси преко трансформатора на потрошач R_p , мада се чешће каже да се потрошач пресликава преко трансформатора у колекторско коло транзистора. Са оваквим појачавачем је могуће постићи знатно већи степен искоришћења (теоријски до 50 %). Велики недостатак овог појачавача је употреба трансформатора, који је обично гломазан, тежак и скуп. У трансформатору такође постоје губици енергије, па је обично степен искоришћења мањи од 40 %.



Сл.7.6.2. Појачавач снаге у класи А са трансформатором

ПОЈАЧАВАЧИ СА КОМПЛЕМЕНТАРНИМ ПАРОМ ТРАНЗИСТОРА. –

Најбоље решење за појачаваче снаге представља употреба појачавача са комплементарним паром транзистора на излазу (комплементарни значи да се међусобно допуњују). Један пример таквог појачавача је приказан на сл.7.6.3. Састоји се од побудног појачавача, којег чини транзистор T_1 са отпорницима R_c , R_b , R_{b1} и R_{b2} и излазног степена којег чине транзистори T_2 и T_3 . На излаз појачавача је прикључен потрошач R_p преко кондензатора C_{s2} . Појачавач се напаја из једног извора E_c , мада се може напајати из два посебна извора, од којих је један позитиван у односу на масу, а други негативан као

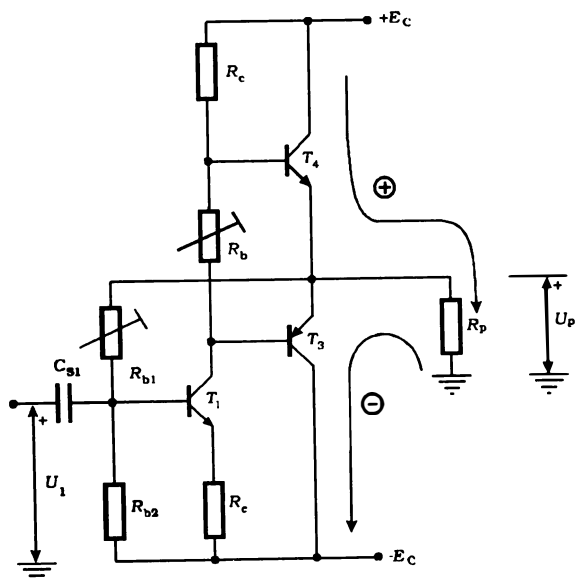


Сл.7.6.3. Појачавач снаге у класи В са комплементарним паром транзистора и једним извором напајања

на сл.7.6.4.; код овог кола није потребан кондензатор за спрегу C_{s2} .

Код обе варијанте појачавача са комплементарним паром транзистора (сл. 7.6.3. и 7.6.4.) [REDACTED] струја не тече кроз потрошач уколико нема наизменичног сигнала. Овде ће бити детаљније размотрена варијанта са једним

извором напајања као економичнија (сл.7.6.3.), мада су сви закључци о степену искоришћења, максималној снази итд. исти за оба кола.



Сл.7.6.4. Појачавач са сл.7.6.3. са два извора напајања

На улазу овог појачавача снаге се налази појачавач напона са транзистором T_1 , који ради као појачавач великих сигнала са стабилисаним појачањем. У неким случајевима нема отпорника R_c и тада је то појачавач са заједничким емитором. Отпорници R_b и R_c чине његово колекторско оптерећење, а отпорници R_{b1} и R_{b2} служе за поларизацију базе и стабилизацију једносмерне радне тачке. Излазни транзистори T_2 и T_3 су појачавачи струје; раде као појачавачи са заједничким колектором, где је T_2 појачавач за позитиван, а T_3 за негативан напон. Према наведено-

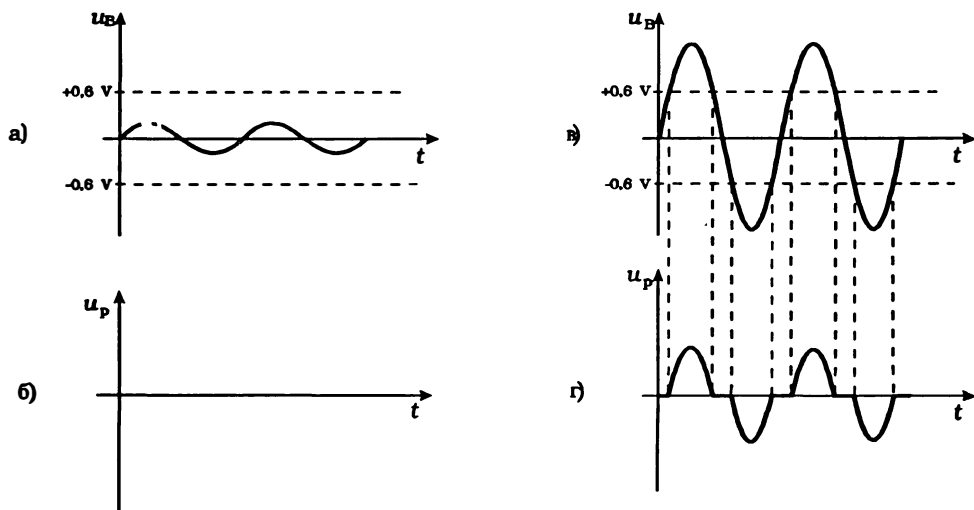
ном, транзистор T_1 ради као појачавач напона, а транзистори T_2 и T_3 као појачавачи струје и заједно чине појачавач снаге.

У позитивној полупериоди излазног наизменичног напона струја тече од позитивног краја извора ($+E_c$), кроз транзистор T_2 , кондензатор C_{S2} и потрошач R_p на масу. Овом приликом се пуни кондензатор C_{S2} . У негативној полупериоди наизменичног напона на излазу, кондензатор се празни и струја тече од масе, кроз потрошач R_p , кондензатор C_{S2} и транзистор T_3 на масу. Интересантно је напоменути да у негативној полупериоди кроз потрошач не тече струја из извора напајања него из кондензатора.

Отпорник R_{b1} је полупроменљив (тример) и помоћу њега се подешава да једносмерни напон у тачки A буде једнак $E_c / 2$. У том случају излазни напон може да расте и опада за исти износ ($E_c / 2$). Ако на пример, једносмерни напон у тачки A опадне, опадне и струја кроз отпорник R_{b1} , затим напон на бази и струја базе транзистора T_1 . Због опадања струје базе транзистора T_1 опада и његова колекторска струја, а расте напон на његовом колектору (у тачки B). Порастом напона у тачки B , расте и напон у тачки A , јер је он виши од напона у тачки B за напон између емитера и базе транзистора T_3 . Види се да опадање напона у тачки A проузрокује његово повећање, што у ствари чини његову стабилизацију. Прорачуната вредност за отпорност R_{b1} обично није довољно тачна, па је треба подешавати. Такође је погодно да се ова отпорност састоји од редне везе сталног отпорника и реостата, да се приликом подешавања не деси да његова вредност

буде једнака нули и да не дође до уништења транзистора T_1 .

Отпорник R_b служи за компензацију прага провођења између базе и емитора излазних транзистора T_2 и T_3 . Уколико би уместо овог отпорника био кратак спој, тада би напон на базама транзистора T_2 и T_3 био исти. Силицијумски транзистор има праг провођења између базе и емитора и он износи око $0,6\text{ V}$. Ако би напон на базама наведених транзистора био исти тада мала промена напона у тачки B (на пример $0,2\text{ V}$), као на сл.7.6.5.а. не би била довољна да доведе излазни

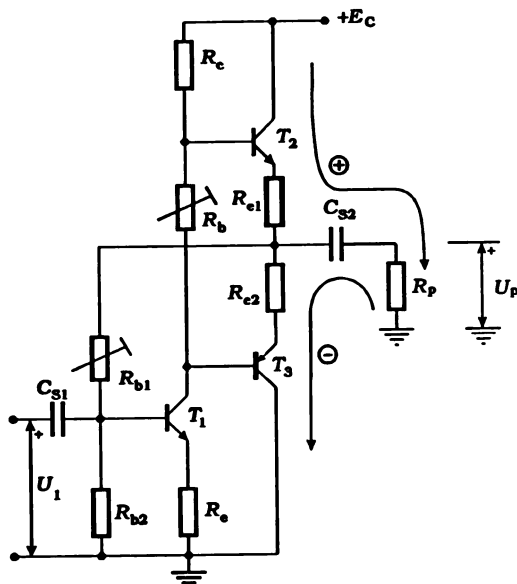


Сл.7.6.5. Изобличења излазног напона без отпорника R_b

транзистор у стање провођења и не би била прослеђена на потрошач као на сл.7.6.5.б. То значи да би излазни степен одсецао ниски излазни напон, који је нижи од прага провођења излазних транзистора (око $\pm 0,6\text{ V}$). Код високог излазног напона дошло би до одсецања ниског напона око нуле, као на сл.7.6.5.в, и излазни напон би био знатно изобличен, као на сл.7.6.5.г. Ако се постави одговарајући отпорник R_b и одабере тако да је једносмерни напон на њему једнак вредности прага провођења оба излазна транзистора (око $1,2\text{ V}$), тада је напон база оба излазна транзистора једнак прагу провођења. Сада се мала промена напона у тачки B одмах преноси у тачку A и на потрошач. На место отпорника R_b се често ставља NTC отпорник (отпорник, чија се отпорност смањује повишењем температуре), па се на тај начин компензује снижење напона U_{BE} транзистора T_2 и T_3 код повишења температуре.

На капацитивности C_{S2} не сме да постоји знатан пад напона па је она обично веома велика (на пример $5000\mu\text{F}$), јер је отпорност потрошача обично веома мала (на пример код звучника износи 4Ω).

Често се у емиторско коло излазних транзистора стављају отпорници мале отпорности (на пример $0,5\Omega$), као на сл.7.6.6, који служе за заштиту од кратког споја а и за ограничење мирне струје код рада у класи AB ; мирна струја протиче кроз транзистор у класи AB кад нема наизменичног сигнала и једнака је струји



Сл.7.6.6. Појачавач са сл.7.6.3. са емиторским отпорницима

у радној тачки AB на сл.7.5.1.

Заштита од кратког споја делује на следећи начин: ако се излаз појачавача кратко споји са масом, повећава се струја кроз транзистор T_2 и отпорник R_{e1} ; повећање струје изазива повећање напона на отпорнику R_{e1} , а такође и на емитору транзистора T_2 . Напон на бази транзистора T_2 је остао исти, па повећање напона на његовом емитору изазива смањење напона између базе и емитора, што чини транзистор мање проводним. Види се да колекторска струја транзистора T_2 може да расте до одређене границе; њен даљи раст спречава повећање напона на његовом емитору. Слична појава се јавља код кратког споја у негативној полупериоди.

(Није најпогодније да излазни транзистори раде у класи B , јер раде на прагу провођења, где је улазна карактеристика $I_B = f(U_{BE})$ много закривљена. Знатно је повољније да ради у класи AB и да кроз њих тече нека мала струја и у случају када нема наизменичног напона. Протицање мирне струје се омогућава повећањем напона на отпорнику R_b (односно повећањем отпорности R_b), који треба да буде нешто виши од прага провођења оба излазна транзистора (око $2 \times 0,65 \text{ V}$).

Теоријски, излазни напон може код позитивне полупериоде да иде на горе до напона напајања E_C и код негативне на доле до масе. То значи да највећа амплитуда наизменичног напона може да буде једнака половини напона напајања, тј.:

$$U_m = \frac{E_C}{2} \quad 7.6.3.$$

На пример, ако је напон напајања 30 V , амплитуда наизменичног напона може да буде највише 15 V . Када излазни напон достигне вредност $+E_C$, тада је на транзистору T_3 напон такође једнак напону извора E_C . Слично се дешава у негативној полупериоди. Види се да сваки излазни транзистор мора да издржи напон напајања E_C .

Корисна снага на потрошачу је једнака производу ефективне вредности напона и струје на потрошачу $P_t = U \cdot I$. Ефективна вредност напона је једнака његовој амплитуди подељеној са $\sqrt{2}$, тј. $U = U_m / \sqrt{2}$; исто важи и за струју, па је корисна снага на потрошачу P_t једнака:

$$P_k = U \cdot I = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{U_m \cdot I_m}{2} = \frac{E_c}{2} \cdot \frac{I_m}{2} \quad 7.6.4.$$

Максимална амплитуда струје кроз потрошач I_m је једнака максималној амплитуди напона на њему, подељеној са његовом отпорношћу R_p :

$$I_m = \frac{U_m}{R_p} = \frac{E_c}{2 \cdot R_p} \quad 7.6.5.$$

Максимална корисна снага (треба је разликовати од амплитуде снаге $U_m \cdot I_m$) може да се нађе из једначина 7.6.4. и 7.6.5.:

$$P_{km} = \frac{U_m \cdot I_m}{2} = \frac{E_c}{2} \cdot \frac{E_c}{2 \cdot R_p} \cdot \frac{1}{2} = \frac{E_c^2}{8 \cdot R_p} \quad 7.6.6.$$

Средња једносмерна струја I_c , која тече из извора за време једне периоде, једнака је половини средње вредности наизменичне струје (средња вредност наизменичне струје у току једне полупериоде је једнака $2 \cdot I_m / \pi$):

$$I_c = \frac{I_m}{\pi} = \frac{E_c}{2 \cdot R_p \cdot \pi} \quad 7.6.7.$$

Потрошња транзистора T_1 је занемарљива у односу на потрошњу у излазном степену. Укупна снага потрошње извора је једнака производу једносмерне струје из извора I_c и напона извора E_c :

$$P_c = E_c \cdot I_c = \frac{E_c \cdot I_m}{\pi} \quad 7.6.8.$$

Из једначине 7.6.8. се види да се не троши електрична енергија уколико нема корисног сигнала (I_m је струја кроз потрошач), као и да је потрошња сразмерна корисном сигналу. Пошто је $I_m = U_m / R_p$ и максимална амплитуда напона $U_m = E_c / 2$, снага извора је једнака:

$$P_c = \frac{E_c \cdot I_m}{\pi} = \frac{E_c \cdot U_m}{R_p \cdot \pi} = \frac{E_c \cdot E_c}{2 \cdot R_p \cdot \pi} = \frac{E_c^2}{2 \cdot R_p \cdot \pi} \quad 7.6.9.$$

Максимални степен искоришћења појачавача је једнак количнику максималне корисне снаге (једначина 7.6.6) и снаге потрошње извора у том случају (једначина 7.6.9.):

$$\eta = \frac{P_{km}}{P_c} = \frac{\frac{E_c^2}{8 \cdot R_p}}{\frac{E_c^2}{2 \cdot R_p \cdot \pi}} = \frac{\pi}{4} = 0,785 \quad 7.6.10.$$

Максимални степен искоришћења у процентима се добије када се степен

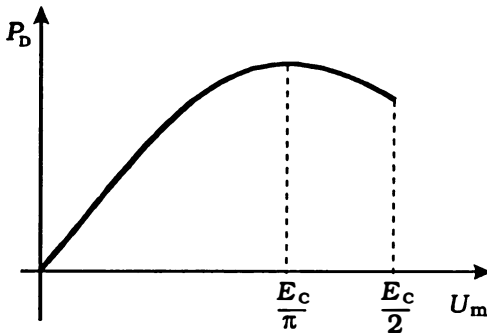
искоришћења изражен једначином 7.6.10. помножи са 100 %:

$$\eta (\%) = 0,785 \cdot 100 \% = 78,5 \% \quad 7.6.11,$$

што је знатно више него код појачавача у класи А. Овде треба напоменути да се овако добијена корисна снага не троши на помоћним елементима, као што су трансформатори и слично.

Снага дисипације (загревања) на излазним транзисторима, за било коју амплитуду напона на потрошачу, добије се ако се од снаге потрошње извора одузме корисна снага на потрошачу (једначине 7.6.8. и 7.6.4.):

$$P_D = P_C - P_k = \frac{E_C \cdot I_m}{\pi} - \frac{U_m \cdot I_m}{2} = \frac{E_C \cdot U_m}{R_p \cdot \pi} - \frac{U_m^2}{2 \cdot R_p} \quad 7.6.12.$$



Сл.7.6.7. Зависност дисипације од амплитуде напона U_m

Ако се нацрта зависност снаге дисипације од амплитуде наизменичног напона, $P_D = f(U_m)$, на излазним транзисторима према једначини 7.6.12. добије се крива која је приказана на сл.7.6.7. Види се да крива има максимум за $U_m = E_C / \pi$. Са ове слике се види да снага дисипације није највећа за највећу амплитуду корисног сигнала на потрошачу, него да наступа нешто раније. На пример, ако је напон напајања $E_C = 30 \text{ V}$, тада је максимална амплитуда напона на потрошачу 15 V, а максимална дисипација на излазним транзисторима наступа када је амплитуда напона на потрошачу око 10 V.

Ако се уместо амплитуде напона U_m у једначини 7.6.12. стави E_C / π , добије се да је максимална снага дисипације:

$$P_{DM} = \frac{E_C \cdot E_C}{R_p \cdot \pi \cdot \pi} - \frac{E_C^2}{2 \cdot R_p \cdot \pi^2} = \frac{E_C^2}{2 \cdot R_p \cdot \pi^2} \quad 7.6.13.$$

Однос максималне снаге дисипације изражене помоћу једначине 7.6.13. и максималне корисне снаге потрошача изражене помоћу једначине 7.6.6. износи:

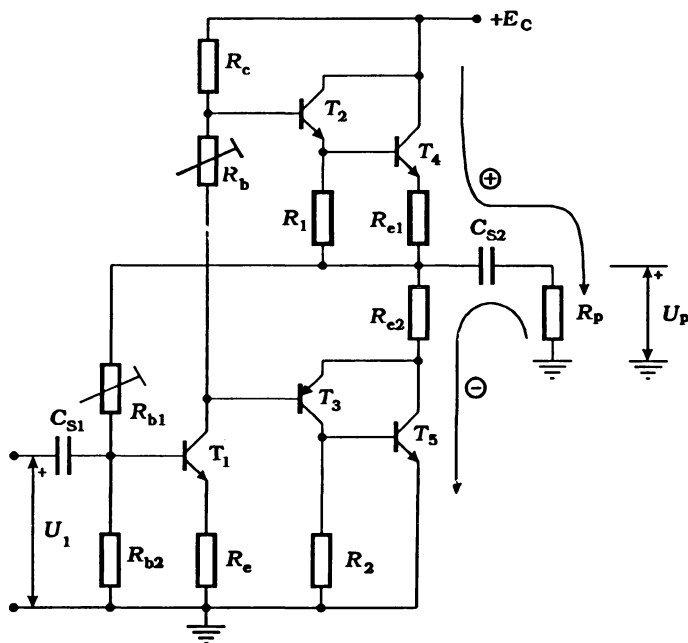
$$\frac{P_{DM}}{P_{kM}} = \frac{\frac{E_C^2}{2 \cdot R_p \cdot \pi^2}}{\frac{E_C^2}{8 \cdot R_p}} = \frac{4}{\pi^2} \approx 0,4 \quad 7.6.14.$$

Из једначине 7.6.14. се види да максимална снага дисипације на излазним транзисторима износи око 40 % од максималне корисне снаге уз напомену да обе наведене снаге не наступају за исту амплитуду напона на потрошачу. Треба имати у виду да се снага дисипације распоређује на оба излазна транзистора. То значи, ако је максимална корисна снага потрошача 100 W, тада је максимална

снага дисипације на оба транзистора 40 W, а на једном транзистору 20 W.

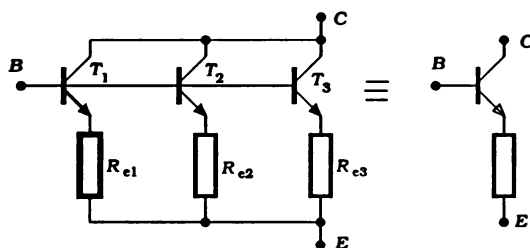
У пракси је обично највећа амплитуда наизменичног напона ипак нешто мања од $E_C / 2$ (на пример 80 % од $E_C / 2$), па је и степен искоришћења мањи.

ПОЈАЧАВАЧИ СА КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНИМ ПАРОМ ТРАНЗИСТОРА. - Код појачавача на сл.7.6.3. на излазу су употребљени комплементарни транзистори који треба да имају што сличније карактеристике. То се релативно лако постиже код транзистора за мале и средње снаге, а за велике знатно теже, јер *PNP* транзистори за велике снаге имају лошије карактеристике. Због тога је знатно повољније употребити *NPN*-транзистор уместо T_3 на сл.7.6.3. Директна замена наравно није могућа, него се она изводи посредно употребом обе врсте Дарлингтоновог споја (сл. 7.4.1.). Видели смо у поглављу 7.4. да се употребом једног *PNP* и једног *NPN* транзистора добије еквивалентни *PNP*-транзистор са великим коефицијентом струјног појачања. Обично је *PNP*-транзистор мале снаге (на пример *BC287*), а *NPN* велике (на пример *2N3055*).



Сл.7.6.8. Појачавач са квазикокомплементарним паром транзистора

На сл.7.6.8. је приказан појачавач снаге са *PNP*-транзисторима на излазу у тзв. квазикокомплементарној (налик комплементарној) спрези. Коло на сл.7.6.8. је веома слично колу на сл.7.6.3. Код кола на сл.7.6.8, уместо излазног комплементарног пара употребљени су један нормалан и један комплементарни Дарлингтонов спој. Нормалан Дарлингтонов спој чине транзистори T_2 и T_4 (на пример *BC286* и *2N3055*), а комплементарни чине T_3 и T_5 (на пример *BC287* и *2N3055*). Улога отпорника R_1 и R_2 је објашњена у поглављу о Дарлингтоновом



Сл.7.6.9. Паралелно повезивање транзистора

споју и они могу да се изоставе. Иначе, сви напред изведени закључци о корисној снази, дисипацији итд. важе и за ово коло.

Уколико је излазна снага веома велика (на пример 500 W), уместо једног излазног транзистора поставља се више паралелно везаних, као на сл.7.6.9.; сваки од њих има засебан емиторски отпорник мале отпорности (на пример 0,5 Ω) ради равномерније распо-

деле струја. Ако кроз неки од паралелно везаних транзистора протекне већа струја него кроз остале, тада порасте напон на његовом емитору, што га чини мање проводним, па се струја кроз њега смањује. На овај начин се струја скоро равномерно распоређује на све паралелно везане транзисторе.

Питања и задаци

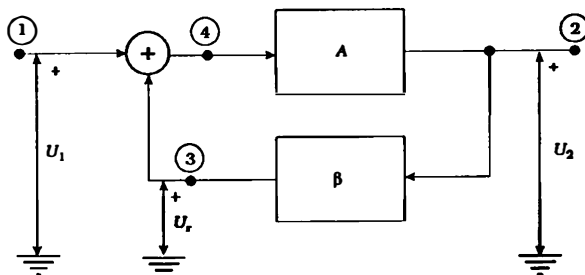
1. Где се употребљава појачавач са комплементарним паром транзистора?
2. Како се изражава максимална корисна снага?
3. Како се изражава снага потрошње извора код максималне корисне снаге?
4. Како се дефинише степен искоришћења и колико износи код појачавача са комплементарним паром транзистора?
5. Какав однос постоји између максималне корисне снаге и максималне снаге дисипације код транзистора?
6. Нека је потребан појачавач са максималном корисном снагом од 200 W. Колика је максимална снага дисипације на једном транзистору?
7. Нека је напон напајања $E_C = 60$ V. Колика је максимална могућа амплитуда наизменичног напона? За коју амплитуду наизменичног напона наступа максимална дисипација на излазним транзисторима?

8. ОСЦИЛАТОРИ

8.1. ПОЗИТИВНА ПОВРАТНА СПРЕГА. БАРКХАУЗЕНОВ УСЛОВ ОСЦИЛОВАЊА

Видели смо да постоје две основне врсте повратне спреге: негативна и позитивна. Позитивна повратна спрега се обично употребљава за формирање електронских кола, која претварају једносмерну енергију у наизменичну, односно дају наизменични напон. Ова кола се називају осцилатори.

Принцип рада осцилатора може да се види из следећег примера. Нека је на улазу појачавача (тачка 4 на сл.8.1.1.) доведен наизменични напон од 1 V. Нека је појачање појачавача $A = 10$. На излазу појачавача ће се добити напон 10 V. Овај напон (10 V) се преко кола повратне спреге β враћа на улаз појачавача ослабљен 10 пута ($\beta = 1/10$) па се добије напон од 1 V. Овако враћен напон се опет појачава појачавачем



Сл.8.1.1. Појачавач са позитивном спрегом

на чијем се излазу опет добије напон 10 V итд. Види се да за добијање напона од 10 V на излазу појачавача уопште није потребан улазни напон U_1 (осим на почетку), уколико је појачање појачавача једнако слабљењу кола повратне спреге и уколико је враћени напон у фази са напоном, који је претходно био на улазу појачавача (у тачки 4). Очигледно је да је за осциловање појачавача потребан још један услов: да појачање појачавача A и слабљење кола повратне спреге β морају да имају укупан фазни померај 0° , 360° , 720° итд. Из наведене анализе следи још једна важан закључак: осцилатор је појачавач који сам себе побуђује. Често се поставља питање како осцилатор почиње да осцилује. У електричним колима увек има малих варијација напона, затим напон шума, промене напона у тренутку укључивања уређаја итд., што изазива неку малу промену напона у тачки 4 на сл.8.1.1. Ова мала промена напона се појачава појачавачем, затим се враћа на његов улаз преко кола повратне спреге, поново појачава итд. Обично је појачање појачавача нешто веће од слабљења кола повратне спреге, па напон

поремећаја расте док не достигне максималну вредност и почне да се изобличује због засићења појачавача. У том тренутку обично почињу да делују елементи за смањење изобличења добијеног напона, односно за аутоматску регулацију појачања, што ће се детаљно објаснити код RC осцилатора.

Услови осциловања у математичком облику видеће се из следећег излагања.

На улаз 1 кола на сл.8.1.1. доводи се напон U_1 , који се алгебарски сабира са напоном U_r и њихов збир ($U_1 + U_r$) се води на улаз појачавача. Видели смо у поглављу 7.2. да појачање појачавача са повратном спрегом износи:

$$A_r = \frac{U_2}{U_1} = \frac{A}{1 - \beta \cdot A} \quad 8.1.1.$$

Из једначине 8.1.1. се види да ће појачање појачавача са позитивном повратном спрегом A бити по апсолутној вредности веће него без ње, ако је израз $\beta \cdot A$ позитиван и ако се његова вредност налази између 0 и 2. Тада је именилац у изразу 8.1.1. мањи од јединице.

Ако је $\beta \cdot A = 1$, појачање са позитивном повратном спрегом, према једначини 8.1.1., постаје бесконачно велико, јер је $1 - \beta \cdot A = 0$ и $A_r = A/0 = \infty$. Израз $\beta \cdot A = 1$ може да се напише у облику $A = 1/\beta$, односно да је појачање појачавача A једнако слабењу кола повратне спреге $1/\beta$.

Остаје још да видимо шта у ствари значи бесконачно велико појачање. Сигнал, враћен преко кола повратне спреге довољан је да поново побуди појачавач. То значи да се на улаз оваквог појачавача може довести бесконачно ниски улазни напон да се на његовом излазу добије напон који се нормално сусреће у електронским колима (на пример 1 V).

Појачање појачавача A и преносни однос кола повратне спреге могу бити комплексне величине јер могу садржати калемове и кондензаторе. Да би израз $\beta \cdot A$ био једнак јединици, значи да је његова апсолутна вредност једнака јединици, тј. да нема имагинарних чланова. То значи да појачање A и коефицијент повратне спреге β могу појединачно да буду комплексни, али њихов производ $\beta \cdot A$ мора бити реалан. Тада овакав појачавач постаје осцилатор.

Осцилатори дају у принципу променљив напон; за нас је најинтересантији случај када се добије синусни напон (или што сличнији синусном) и да им се учестаност може контролисати.

Појачавач може да има неки фазни померај. Обично га и има јер се појачавач често изводи само помоћу једног појачавачког степена са фетом или са биполарним транзистором. Може такође да се употреби вишестепени појачавач. Ако се употреби само један појачавачки степен са заједничким емитором, улазни и излазни напон су у противфази, односно фаза им се разликује за 180° . Да би се добио укупан фазни померај од 0° или 360° , коло повратне спреге мора да има фазни померај -180° или $+180^\circ$. Фазни померај у колу повратне спреге се обично постиже комбиновањем пасивних елемената (отпорника, калемова и кондензатора). Њихова комбинација у колу повратне спреге даје укупан фазни померај 0° , 360° итд., али само на једној учестаности и то је учестаност на којој осцилатор осцилује.

Из наведеног излагања се види да за осциловање осцилатора треба да буде задовољен услов:

$$\beta \cdot A = 1$$

8.1.2.

Овај услов се назива Баркхаузенев услов осциловања. Овде је $|\beta \cdot A| = 1$, а фаза је $0^\circ, 360^\circ, 720^\circ$, итд.

У пракси је тешко постићи да појачање појачавача буде тачно једнако слабљењу кола повратне спреге. Обично је појачање веће, па синусни напон расте до засићења појачавача и тада је изобличен. Ако је појачање мање, осцилације (уколико их је уопште и било) постепено слабе и престају. Због тога се често у осцилаторе уграђују посебна кола за стабилизацију амплитуде осциловања.

Питања за понављање

1. Како се добије позитивна повратна спрега?
2. Како ради осцилатор?
3. Како гласи Баркхаузенев услов осциловања?
4. Када се добије бесконачно велико појачање и шта то значи у физичком смислу?
5. Колико треба да буде појачање појачавача у односу на слабљење кола повратне спреге и колики треба да буде укупан фазни померај?
6. Због чега је напон на излазу појачавача обично изобличен?

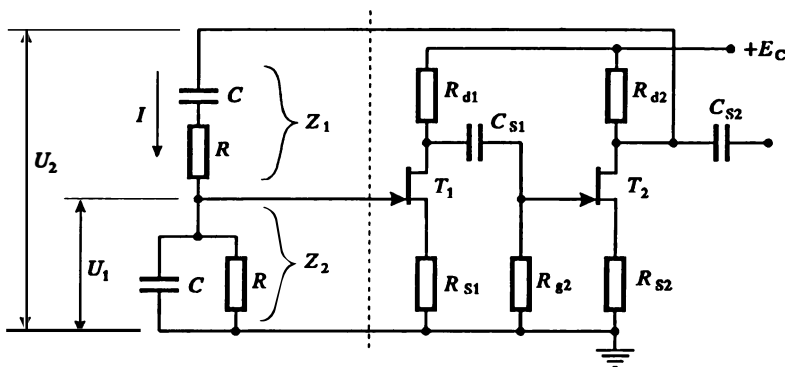
8.2. RC ОСЦИЛАТОРИ (ВАРИЈАНТЕ СА ВИНОВИМ МОСТОМ И СА ФАЗНИМ ПОМЕРАЈЕМ)

RC осцилатори су намењени производњи синусног напона у области звучних учестаности (од 20 Hz до 20 kHz), а могу се успешно користити до 1 MHz. Имају релативно једноставну конструкцију и могу се конструисати тако да производе синусни напон са малим изобличењем.

RC осцилатори се углавном праве на два начина: са Виновим мостом и са фазним померајем.

Осцилатор са Виновим мостом је приказан на сл.8.2.1. Као и остали осцилатори, састоји се од појачавача и кола повратне спреге. Појачавач је двостепени и на сл.8.2.1. се налази десно од испрекидане линије. Један степен помера фазу за 180° , а други за исто толико, па је укупно померање фазе 360° . Први појачавач треба да буде са фетом да би имао велику улазну отпорност. У овом случају је и други појачавач са фетом.

Видели смо да оба појачавачка степена помере фазу за укупно 360° . Да би укупни фазни померај појачавача и кола повратне спреге био 360° , померај фазе кола повратне спреге мора да буде једнак нули. Део осцилатора лево од испрекидане линије је коло повратне спреге које се састоји од једне редне и једне паралелне везе отпорника R и кондензатора C ; редна и паралелна веза ових елемената су везане редно. Оваква веза елемената одговара комплексној грани Виновог моста.



Сл.8.2.1. RC-осцилатор са Виновим мостом

Када неко коло садржи само отпорнике, фазни померај напона у њему је једнак нули. Ако неко коло садржи отпорнике и реактивне елементе (кондензаторе или калемове), у општем случају су напони у таквом колу фазно померени. Коло повратне спреге садржи отпорнике и кондензаторе и фазни померај између напона U_1 и U_2 је различит од нуле. На некој учестаности ови напони могу да буду у фази; управо на тој учестаности је испуњен услов да је укупни фазни померај нула или 360° . У следећем излагању ће бити објашњено како се долази до учестаности на којој је фазни померај кола повратне спреге једнак нули. На тој учестаности ће осциловати осцилатор.

Видели смо да коефицијент повратне спреге означава који се део излазног напона U_2 доводи на улаз појачавача као напон U_1 , односно да је једнак количнику напона на улазу и излазу појачавача. У овом случају коефицијент повратне спреге β износи:

$$\beta = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\underline{Z}_2 \cdot \underline{I}}{(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) \cdot \underline{I}} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \quad 8.2.1.$$

Импедансу $\underline{Z}_1$ чини редна веза елемената R и C , а $\underline{Z}_2$ паралелна веза R и C , па је:

$$\underline{Z}_1 = R + \frac{1}{j\omega \cdot C} \quad 8.2.2.$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C}}{R + \frac{1}{j\omega \cdot C}} = \frac{R}{1 + j\omega \cdot C \cdot R} \quad 8.2.3.$$

Заменом израза за импедансе $\underline{Z}_1$ и $\underline{Z}_2$ из једначина 8.2.2. и 8.2.3. у једначину 8.2.1., добије се:

$$\underline{\beta} = \frac{\frac{R}{1 + j\omega \cdot C \cdot R}}{R + \frac{1}{j\omega \cdot C} + \frac{R}{1 + j\omega \cdot C \cdot R}} \quad 8.2.4$$

Ако се бројилац и именилац помноже са $(1 + j\omega \cdot C \cdot R)$, добије се:

$$\underline{\beta} = \frac{R}{R \cdot (1 + j\omega \cdot C \cdot R) + \frac{1 + j\omega \cdot C \cdot R}{j\omega \cdot C} + R} \quad 8.2.5.$$

Ослобађањем од заграда добије се:

$$\underline{\beta} = \frac{R}{R + j\omega \cdot C \cdot R^2 + \frac{1}{j\omega \cdot C} + R + R} \quad 8.2.6.$$

Видели смо да укупни фазни померај појачавача и кола повратне спреге треба да буду једнаки нули. То значи напони U_1 и U_2 морају бити у фази. То ће се десити када коефицијент повратне спреге буде реалан, односно када не садржи имагинарне чланове. У изразу 8.2.6. неће бити имагинарних чланова када они буду једнаки нули:

$$j\omega \cdot C \cdot R^2 + \frac{1}{j\omega \cdot C} = 0 \quad 8.2.7.$$

Ако се ова једначина помножи са $j\omega \cdot C$, добије се:

$$-\omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2 + 1 = 0 \quad 8.2.8.$$

Одавде је:

$$\omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2 = 1 \quad 8.2.9.$$

Делећи једначину 8.2.9. са $C^2 \cdot R^2$, добије се:

$$\omega^2 = \frac{1}{C^2 \cdot R^2} \quad 8.2.10.$$

Кореновањем једначине 8.2.10. добије се (негативна учестаност нема физичког смисла, па се узима само позитивни корен):

$$\omega = \frac{1}{C \cdot R} \quad 8.2.11.$$

Једначина 8.2.11. даје израз за кружну учестаност при којој су напони U_1 и U_2 у фази. Када се уместо ω напише $2 \cdot \pi \cdot f$, добије се:

$$2 \cdot \pi \cdot f = \frac{1}{C \cdot R} \quad 8.2.12.$$

Дељењем једначине са 2π добије се учестаност f при којој су напони U_1 и U_2 у фази:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} \quad 8.2.13.$$

На овој учестаности имагинарни чланови у једначини 8.2.6. су једнаки нули и на њој ће радити осцилатор. Коефицијент повратне спреге сада износи:

$$\beta = \frac{R}{R + R + R} = \frac{1}{3} \quad 8.2.14.$$

Баркхаузенов услов осциловања за овакав RC осцилатор се може написати применом једначина 8.1.2. и 8.2.14. на следећи начин:

$$A \cdot \beta = A \cdot \frac{1}{3} = 1 \quad 8.2.15.$$

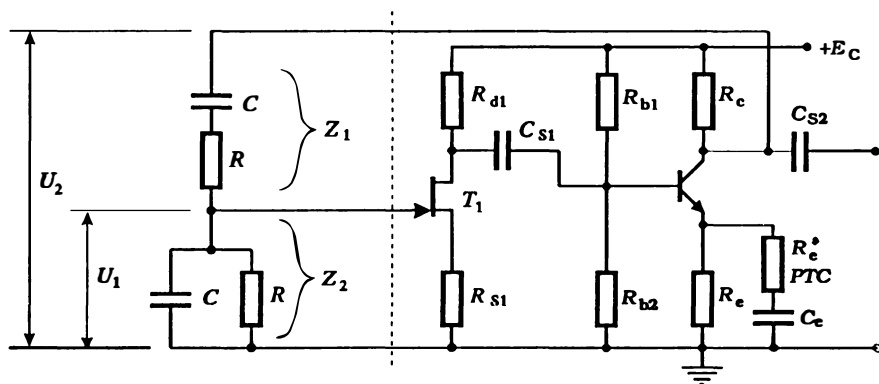
Из једначине 8.2.15. следи:

$$A = 3 \quad 8.2.16.$$

Двостепени појачавач има обично појачање знатно веће од 3, па се у коло сорса фета ставља отпорник за негативну повратну спрегу који смањује појачање; овај отпорник иначе служи за добијање аутоматског преднапона.

У пракси је веома тешко постићи да појачање појачавача буде тачно једнако слабљењу кола повратне спреге (у овом случају комплексне гране Виновог моста). Већ смо видели, ако је појачање појачавача веће од слабљења кола повратне спреге, амплитуда осцилација стално расте и долази до изобличења синусног напона. У супротном случају осцилације се постепено смањују и нестају.

Стабилизација амплитуде и врло мало изобличење синусног напона може се постићи ако се појачање појачавача стално подешава да буде једнако слабљењу кола повратне спреге. То се може постићи код двостепеног појачавача на сл.8.2.2, где је први појачавач са фетом. Појачавач са фетом има велику улазну отпорност, али је тешко стабилизовати његово појачање. Због тога је погодније други појачавач направити помоћу биполарног транзистора који у колу емитора има



Сл.8.2.2. RC -осцилатор са Виновим мостом и стабилизацијом амплитуде

PTC отпорник (отпорник чија отпорност расте са порастом температуре). Код овог појачавача отпорник R_c служи за стабилизацију једносмерне радне тачке. Наизменична струја тече углавном кроз R'_c , који је *PTC* отпорник, и кондензатор C_c ; на отпорнику R'_c ствара се напон повратне спреге; ово је појачавач са негативном повратном спрегом и његово појачање је раније дато једначином 7.3.3.

Нека је излазни напон U_2 сувише порастао и постао изобличен. Ако се у коло емитора стави *PTC* отпорник, порастом излазног напона расте и напон на отпорнику R'_c . Због повишења напона отпорник R'_c се загрева и његова отпорност расте. Порастом отпорности R'_c , према једначини 7.3.3. смањује се појачање појачавача, чиме се смањује излазни напон, а такође и његово изобличење.

Обично *PTC* отпорници имају дуго време загревања (неколико секунди или неколико десетина секунди), па се амплитуда споро стабилизује. Боље резултате даје минијатурна сијалица, која се понаша као *PTC* отпорник који веома брзо реагује (обично брже од једне секунде). Отпорност загревног влакна сијалице се приликом загревања јако повећава, тако да је код усијања око 15 пута већа него у хладном стању.

RC осцилатори са Виновим мостом и оптималном стабилизацијом амплитуде дају синусни напон са врло малим изобличењем (око 0,1 %), па се користе код електронских мерних генератора. Генератори са овако малим изобличењем могу да се користе за испитивање електронских аудиоуређаја.

Учестаност *RC* осцилатора (сл.8.2.1.) може се променити истовременим мењањем обе отпорности R или обе капацитивности C . Континуална промена учестаности истовременом променом две отпорности ретко се примењује јер је потребно имати два отпорника на истој осовини (тандем потенциометри). Континуална промена учестаности обично се изводи променом обе капацитивности, које се обично могу мењати у односу 1:10, док се веће промене (опсези) добијају променом обе отпорности.

Први појачавач треба да има фет на улазу јер отпорност у комплексној грани Виновог моста могу да имају доста велику вредност на ниским учестаностима. За $2 \times C = 2 \times 500 \text{ pF}$ и за опсег учестаности од 20 Hz до 200 Hz, отпорности износе око $2 \times R = 2 \times 16 \text{ M}\Omega$, за опсег од 200 Hz до 2 kHz око 1,6 M Ω , итд.

Веома је битно напоменути да *RC* осцилатори треба да буду добро оклопљени металним уземљеним оклопом како сметње не би продирале у појачавач. Ово је нарочито важно код учестаности испод 1 kHz јер је тада отпорност на улазу појачавача велика и сметње из градске мреже лако продиру у појачавач.

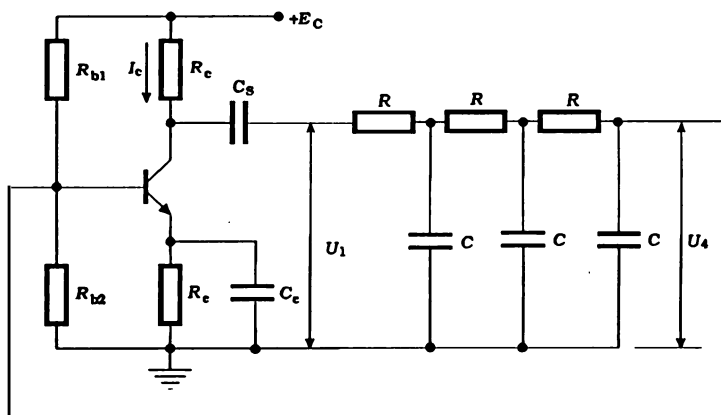
RC ОСЦИЛАТОРИ СА ФАЗНИМ ПОМЕРАЈЕМ праве се када је потребан јевтин осцилатор код којег се учестаност не мења. Они се изводе на два основна начина, а један је приказан на сл.8.2.3. Појачавач је изведен са једним транзистором, а повратна спрега са три кондензатора и три отпорника.

Појачавач обрће фазу за 180°. Да би се добио укупан фазни померај од 0° или 360°, мрежа од три отпорника и три кондензатора такође би требало да има фазни померај од 180°. Једна *RC* ћелија је приказана на сл.8.2.4. Напон U_1 према Омовом закону је једнак производу струје и импедансе кондензатора и отпорника:

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_c \cdot \underline{I} + R \cdot \underline{I} = \underline{I} \cdot (\underline{Z}_c + R) = \underline{I} \cdot \left(\frac{1}{j\omega \cdot C} + R \right) \quad 8.2.17.$$

Напон $\underline{U}_2$ је једнак производу импедансе кондензатора и исте струје:

$$\underline{U}_2 = \underline{Z}_c \cdot \underline{I} = \underline{I} \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C} \quad 8.2.18.$$



Сл.8.2.3. RC-осцилатор са фазним померајем код којег су отпорници у редној, а кондензатори у паралелној грани

Преносни однос (количник напона на излазу и улазу) за ову ћелију износи:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\frac{1}{j\omega \cdot C} \cdot \underline{I}}{\left(R + \frac{1}{j\omega \cdot C} \right) \cdot \underline{I}} = \frac{\frac{1}{j\omega \cdot C}}{R + \frac{1}{j\omega \cdot C}} \quad 8.2.19.$$

Када се бројилац и именилац на десној страни једначине 8.2.19. помноже са $j\omega \cdot C$, добије се:

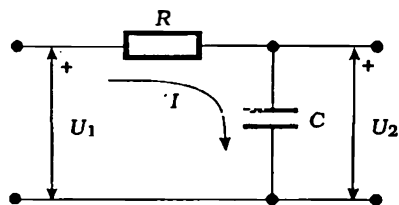
$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{1}{1 + j\omega \cdot C \cdot R} \quad 8.2.20$$

На врло ниским учестаностима је $\omega \cdot C \cdot R \ll 1$ и израз у једначини 8.2.20. постаје приближно 1, док је његов фазни померај једнак нули, јер нема имагинарних чланова. На високим учестаностима је $\omega \cdot C \cdot R \gg 1$ и израз 4.2.16. постаје приближно једнак $1/(j\omega \cdot C \cdot R)$.

Видели смо у предмету *основе електротехнике*, када уз неки израз стоји "j", да то означава фазни померај за 90° . Очигледно је да фазни померај кола на сл.8.2.4. може да буде између 0° (на врло ниским учестаностима) и 90° (на високим учестаностима). Фазни померај од 180° може теоријски да се постигне са две овакве ћелије, док се у пракси постиже са три. Свака ћелија помера фазу за око

60°, а све три за 180°, али само за одређену учестаност. На тој учестаности осцилује осцилатор.

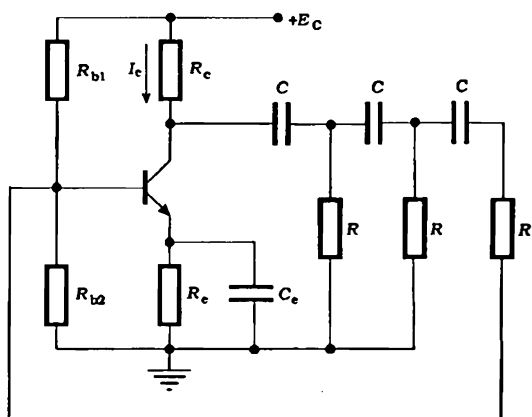
Израчунавање преносног односа напона U_4 и U_1 (U_4/U_1 на сл.8.2.3.) је веома компликовано, а изрази су веома велики. Овде ће се навести само како то може да се уради. Решавање RC мреже се треба извести применом I и II Кирхофовог закона. Овде ће се дати само коначан резултат: учестаност, за коју је фазни померај целе RC мреже 180°, износи:



Сл.8.2.4. Једна RC -хелија

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad 8.2.21.$$

Слабљење кола повратне спреге у овом случају износи 29, односно $\beta = 1/29$. Ови изрази важе у случају када је излазна отпорност појачавача занемарљиво мала, а улазна бесконачно велика. Обично наведени услови нису испуњени па се добије одступање од израчунатих вредности, или отпорности појачавача треба узети у обзир приликом израчунавања учестаности осциловања и слабљења кола повратне спреге.



Сл.8.2.5. RC -осцилатор са фазним померајем код којег су кондензатори у редној, а отпорници у паралелној грани

Овај осцилатор даје релативно добар синусни напон јер се RC мрежа понаша као нискофреквенцијски филтар, који слаби више хармонике настале изобличењем синусног напона. Синусни напон је најбољи на улазу појачавача.

RC осцилатор са фазним померајем може се извести и на начин приказан на сл.8.2.5. Овај осцилатор има такође мрежу за стварање фазног помераја, која се разликује од претходне по томе што су кондензатори и отпорници у њој заменили места. Овај осцилатор даје изобличенији синусни напон јер нема нискофреквенцијски филтар, као код кола на сл.8.2.3.

Учестаност осциловања осцилатора са сл.8.2.5. износи:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{6}} \quad 8.2.22.$$

Код осцилатора са фазним померајем ретко се изводи аутоматска регулација појачања ради смањења изобличења, јер је то знатно теже реализовати.

Ова врста осцилатора се користи тамо где је потребан јефтин осцилатор у области звучних учестаности. Континуална промена учестаности је теоријски могућа истовременом променом све три капацитивности или све три отпорности, што је очигледно непрактично. Код ових осцилатора учестаност се обично мења у уском опсегу променом само једне капацитивности или отпорности, а у том случају долази до одступања од датих израза за учестаност и потребно појачање појачавача.

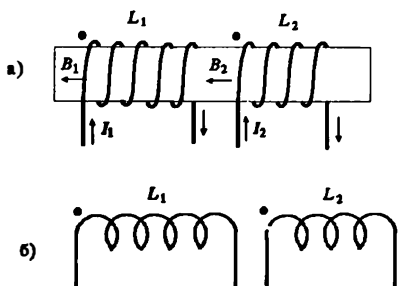
Интересантно је напоменути да је осцилаторе са фазним померајем релативно тешко остварити са фетовима јер је са њима тешко добити потребно појачање (29).

Питања и задаци

1. Од чега се састоји осцилатор са Виновим мостом?
2. Како се израчунава коефицијент повратне спреге код осцилатора са Виновим мостом?
3. Колико треба да буде појачање појачавача код осцилатора са Виновим мостом?
4. Зашто се на излазу осцилатора са Виновим мостом добије изобличен напон и како се изобличење може смањити?
5. Одреди елементе R и C (R усвојити) код осцилатора са Виновим мостом тако да се добије учестаност 5 kHz .
6. Нека је код осцилатора са Виновим мостом $R = 20 \text{ k}\Omega$ и $f = 500 \text{ Hz}$. Одреди капацитивност?
7. Нека је код осцилатора са Виновим мостом $R = 1 \text{ k}\Omega$ и $f = 50.000 \text{ Hz}$. Одреди капацитивност?
8. Нека је код осцилатора са Виновим мостом $C = 20 \text{ nF}$ и $f = 100 \text{ kHz}$. Одреди отпорност?
9. Одреди елементе R и C код осцилатора са фазним померајем - обе варијанте (једну величину усвојити) да се добије учестаност $f = 8 \text{ kHz}$.
10. Одреди R код обе варијанте RC осцилатора са фазним померајем ако је $C = 2 \text{ nF}$ да се добије учестаност $f = 100 \text{ kHz}$.
11. Зашто је тешко направити осцилатор са фазним померајем помоћу фетова?

8.3. ОСЦИЛАТОР СА ИНДУКТИВНОМ СПРЕГОМ (МАЈСНЕРОВ ОСЦИЛАТОР)

За потпуно разумевање осцилатора са индуктивном спрегом потребно је најпре размотрити начине мотања калемова и њихово означавање. Пример два индуктивно спрегнута калема приказан је на сл.8.3.1.а, а њихова шематска ознака на сл.8.3.1.б. Део линија магнетне индукције првог калема (L_1) пролази кроз други калем (L_2), што значи да су ови калемови индуктивно спрегнути, односно



Сл.8.3.1. Индуктивно спрегнути калемови и начин њиховог обележавања

да се енергија може преносити из једног калема у други. Тачке на крајевима калемова означавају да струје, које улазе у ове крајеве, стварају магнетне индукције истог смера, чији се флуксеви кроз калемове сабирају. Може се рећи и другачије: тачке означавају крајеве калемова који се мотају у истом смеру на калемско тело.

Паралелно осцилаторно коло се на резонантној учестаности понаша као његова динамичка отпорност $R_d = L/C \cdot R$, где је L

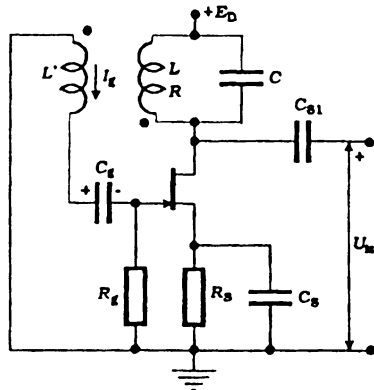
његова индуктивност, C капацитивност, а R отпорност калема.

Осцилатори се обично знатно лакше изводе са фетовима јер имају велику улазну отпорност. Мајснеров осцилатор са фетом је приказан на сл.8.3.2. Фет и паралелно осцилаторно коло чине појачавач за напон једне учестаности и њене блиске околине. Ова учестаност се израчунава по Томсоновом обрасцу:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad 8.3.1.$$

Појачавач који појачава напон једне учестаности и њене блиске околине назива се селективни појачавач. Осцилаторно коло се на резонантној учестаности понаша као термогена отпорност, па појачавач помера фазу за 180° .

Интересантно је приметити да појачавач са фетом, који има обичан отпорник (на пример од $1 \text{ k}\Omega$) у колу дрејна, има релативно мало напонско појачање (на пример 5). Ако се у коло дрејна стави осцилаторно коло, као на сл.8.3.2, добије се знатно веће појачање (на пример 100) јер је типична вредност динамичке отпорности осцилаторног кола око $30 \text{ k}\Omega$.



Сл.8.3.2. Мајснеров осцилатор

Преко индуктивне спреге између калемова L и L' део наизменичне енергије се враћа на улаз појачавача. Напон, који се индукује у калему L' и води на улаз појачавача, треба да буде фазно померен за 180° у односу на напон на дрејну. Тада је укупан фазни померај 360° . Ово фазно померање се постиже постављањем калемова као на сл.8.3.2 (тачке су на супротним странама калемова), где су напони на дрејну и гејту у противфази.

Поред помераја фазе за 180° потребно је још задовољити услов $\beta \cdot A = 1$, што значи да индуковани напон у калему L' треба да има довољно велику амплитуду. Да би се ово остварило, потребно је да калем L' има довољно навојака (неколико пута мање од броја навојака калема L), као и да се налази на погодном растојању од калема L . Подешавањем ових величина подешава се спрега између калемова L и L' , а тиме и изобличење добијеног синусног напона. Сувише велика спрега изазива изобличење, а код сувише мале може се десити да осцилатор уопште не осцилује.

Кондензатор C_g и отпорник R_g служе за стварање аутоматског преднапона и стабилизацију амплитуде осцилација. Када амплитуда осцилација довољно порасте, дешава се да напон на гејту фета буде позитиван и већи од прага провођења PN споја гејт-сорс, који се у овом случају понаша као диода. Тада од масе тече струја I_g кроз калем L' , кондензатор C_g и спој гејт-сорс фета. Кондензатор се пуни у смеру протицања ове струје, тако да је негативан пол напона на кондензатору прикључен на гејт фета. У негативној полупериоди се спој гејт-сорс фета инверзно поларише, па кроз њега не може да тече струја. Кондензатор

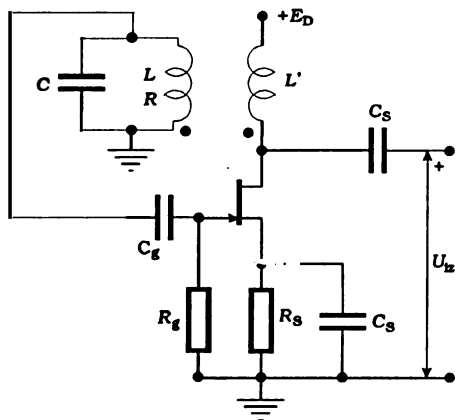
се празни кроз отпорник R_g , који обично има велику отпорност (неколико $M\Omega$). Између два пуњења се кондензатор C_g мало испразни тако да је напон на њему практично константан и представља сталан негативни преднапон између гејта и сорса фета.

Требало би размотрити како се стабилизује амплитуда осцилација са кондензатором C_g и отпорником R_g . Ако је напон на излазу појачавача (на дрејну фета) сувише висок и изобличен, на његовом улазу биће такође висок и изобличен. Сувише висок напон на улазу појачавача проузроковаће већу струју којом се пуни кондензатор и виши негативни преднапон на кондензатору C_g . Виши негативан преднапон ће изазвати смањење појачања јер се смањује стрмина фета. На овај начин се снижава излазни напон и изобличење, тј. донекле се стабилизује амплитуда осцилација.

Наизменични напон на гејту је обично доста висок па у позитивној полу-периоди обично тече струја кроз гејт, а у негативној се често прекида чак и кроз канал, па тада појачавач ради у класи С.

Код Мајснеровог осцилатора учестаност осциловања може да се мења у врло широким границама. Обично се учестаност континуално мења променом капацитивности кондензатора. Капацитивност променљивих кондензатора се обично мења у односу 1:10, што изазива промену учестаности у односу 3,16 : 1, јер се капацитивност у Томсоновом обрасцу налази у имениоцу под кореном. Већа промена учестаности (опсег) обавља се променом калемова L и L' истовремено.

Излазни напон се одводи са дрејна фета на следећи степен. У овом случају мора се пазити да капацитивност спрежног кондензатора и улазна капацитивност следећег степена не изазову непредвиђену промену учестаности осциловања. Одвођење наизменичног напона ка следећем степену може такође да се изведе помоћу посебног калема који је индуктивно спрегнут са калемом осцилаторног кола L . У њему се индукује наизменични напон истог облика као и у калему L .



Сл.8.3.3. Мајснеров осцилатор са осцилаторним колом на улазу појачавача

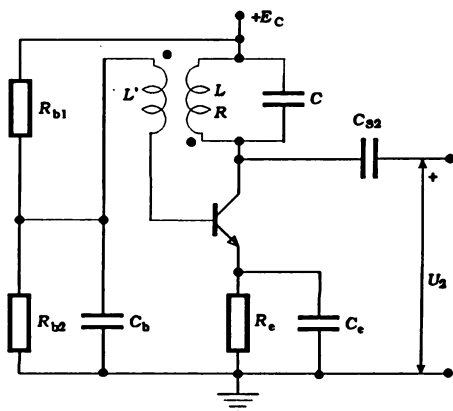
Добро конструисан Мајснеров осцилатор даје релативно добар синусни напон, скоро без приметних изобличења, па је погодан за директну употребу код радио-уређаја, електронских мерних генератора итд. Уколико се учестаност мења по опсезима, тада се калемови L и L' налазе у металном бубњу који се окреће преклопником. На овај начин се смањује утицај паразитних капацитивности и обезбеђује боља стабилност учестаности.

Главни недостатак Мајснеровог осцилатора је употреба два индуктивно спрегнута калема које тре-

ба мотати према конструкцији осцилатора. Погодан је за употребу у високо-серијским уређајима (на пример у радио-пријемницима), где је развијен јевтин начин производње спрегнутих калемова. Често се спрегнути калемови, иначе произведени за израду радио-пријемника, користе за израду осцилатора за друге сврхе јер су јевтини.

Неке варијанте Мајснеровог осцилатора имају осцилаторно коло на улазу појачавача као на сл.8.3.3. Осцилаторно коло осцилује пригушеним осцилацијама побуђујући улаз појачавача. Наизменични напон на улазу појачавача се појачава и преко спреге између калемова L' и L враћа се на осцилаторно коло надокнађујући му губитке. И овде елементи R_b и C_b служе за добијање аутоматског преднапона и стабилизацију амплитуде. Напон повратне спреге се такође може довести у коло сорса. Тада имамо појачавач са заједничким гејтом.

Мајснеров осцилатор може да се изведе и са биполарним транзисторима, као што се види на сл.8.3.4. У овом колу отпорници R_{b1} , R_{b2} и R_e служе за поларизацију базе и стабилизацију радне тачке. Кондензатор C_e служи да спречи негативну повратну спрегу преко отпорника R_e . Кондензатор C_e се често изоставља јер се тако повећава улазна отпорност појачавача, а велико појачање није увек потребно. Кондензатор C_b спаја други крај калема L' са масом за наизменични напон. Овде калем L' има још мање навојака у односу на осцилатор са фетом јер је појачање појачавача са биполарним транзистором веће.



Сл.8.3.4. Мајснеров осцилатор са биполарним транзистором

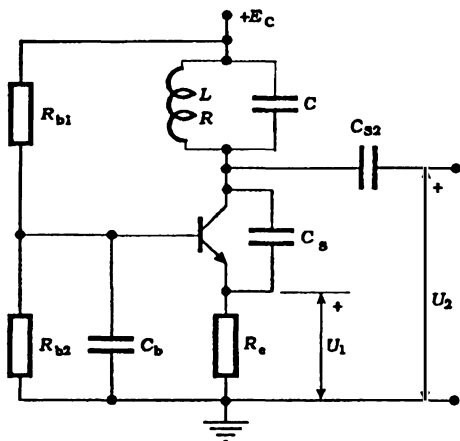
Мајснеров осцилатор се може користити за производњу синусног напона од неколико десетина kHz (на пример 30 kHz) до неколико стотина MHz (на пример 300 MHz).

Питања и задаци

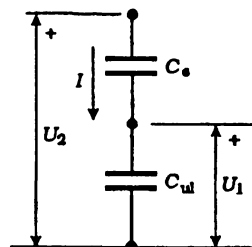
1. Шта значе тачке код индуктивно спрегнутих калемова?
2. Зашто се један калем не означава тачкама?
3. Како се остварује повратна спрега код Мајснеровог осцилатора?
4. Како се смањују изобличења код Мајснеровог осцилатора?
5. Може ли се Мајснеров осцилатор направити помоћу обе врсте транзистора (фетови и биполарни)?
6. Одреди елементе L и C код Мајснеровог осцилатора да би се добила учестаност од 455 kHz (усвојити L).
7. Одреди C код Мајснеровог осцилатора да би се добила учестаност од 1 MHz, ако је $L = 200 \mu\text{H}$.
8. Одреди L код Мајснеровог осцилатора да би се добила учестаност од 20 MHz, ако је $C = 200 \text{ pF}$.

8.4. ОСЦИЛАТОРИ СА КАПАЦИТИВНОМ СПРЕГОМ

Код овог типа осцилатора спрега између излаза и улаза појачавача остварује се помоћу кондензатора. На сл.8.4.1. је приказан један тип осцилатора са капа-



Сл.8.4.1. Осцилатор са капацитивном спрегом



Сл.8.4.2. Коло повратне спреге код осцилатора на сл.8.4.1.

цитивном спрегом. Појачавач је са заједничком базом, где је база преко кондензатора C_b спојена на масу; оваква врста појачавача не обрће фазу. Излаз појачавача је на колектору транзистора, а улаз на његовом емитору. Отпорник R_e у колу емитора служи за стабилизацију радне тачке (а такође и као улаз појачавача) и није премошћен кондензатором.

Осцилаторно коло служи као оптерећење у колу колектора за наизменичну струју. На резонантној учестаности осцилаторно коло има велику динамичку отпорност (типично $30 \text{ k}\Omega$), па је појачање појачавача релативно велико (на пример 300). Са излаза појачавача (колектора) напон се води на његов улаз (емитор) преко кола повратне спреге који чине кондензатор C_s и улазна капацитивност појачавача C_{ul} ; ова капацитивност је дифузне природе и постоји код пропусно полариснаог PN споја емитор-база; код вискофреквенцијских транзистора је око 20 pF . На сл.8.4.2. су приказане ове капацитивности и напони на њима. Напон U_1 је на капацитивности C_{ul} и износи:

$$U_1 = \frac{1}{j\omega \cdot C_{ul}} \cdot I \quad 8.4.1.$$

Напон U_2 је једнак напону на обе капацитивности и према сл.8.4.2. износи:

$$U_2 = \frac{1}{j\omega \cdot C_{ul}} \cdot I + \frac{1}{j\omega \cdot C_s} \cdot I = \left(\frac{1}{j\omega \cdot C_{ul}} + \frac{1}{j\omega \cdot C_s} \right) \cdot I \quad 8.4.2.$$

Коефицијент повратне спреге је једнак количнику напона U_1 и напона U_2 :

$$\beta = \frac{U_1}{U_2} \quad 8.4.3.$$

Када се у једначини 8.4.3. замене вредности напона U_1 и U_2 из једначина 8.4.1. и 8.4.2., добије се:

$$\beta = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\frac{1}{j\omega \cdot C_{ul}} \cdot I}{\left(\frac{1}{j\omega \cdot C_{ul}} + \frac{1}{j\omega \cdot C_s} \right) \cdot I} \quad 8.4.4.$$

Када се бројилац и именилац на десној страни једначине 8.4.4. помноже са $j\omega$ и поделе са I , добије се:

$$\beta = \frac{\frac{1}{C_{ul}}}{\frac{1}{C_{ul}} + \frac{1}{C_s}} \quad 8.4.5.$$

Најмањи заједнички за C_{ul} и C_s је $C_{ul} \cdot C_s$, па једначина 8.4.5. постаје:

$$\beta = \frac{\frac{1}{C_{ul}}}{\frac{C_{ul} + C_s}{C_{ul} \cdot C_s}} = \frac{C_s}{C_{ul} + C_s} \quad 8.4.6.$$

Видели смо да је капацитивност C_{ul} код високофреквенцијских транзистора око 20 pF. Пошто коло повратне спреге треба да има неко слабљење, капацитивност C_s је обично неколико пута мања и износи типично 5 pF. Према једначини 8.4.6. коефицијент повратне спреге типично је једнак:

$$\beta = \frac{5 \text{ pF}}{20 \text{ pF} + 5 \text{ pF}} = \frac{1}{5} \quad 8.4.7.$$

Исто тако се види да је реалан, односно да нема фазног помераја.

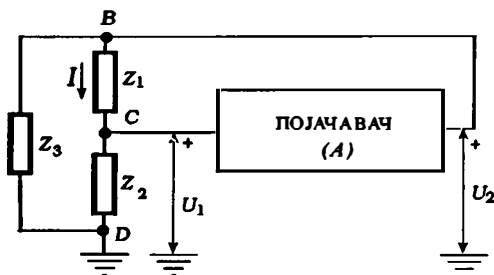
Осцилатор са капацитивном спрегом се често употребљава код радиопријемника као локални осцилатор и мешач за област УКТ таласа (од 88 до 108 MHz). Интересантно је напоменути да овај осцилатор не може да ради на нижим учестаностима (на пример на 1 MHz) јер је на њима импеданса улазне капацитивности сувише велика.

Наведена анализа овог осцилатора је приближна јер на рад осцилатора утичу и остале капацитивности, а нарочито C_{bc} ; детаљна анализа рада овог осцилатора је веома сложена и може да се нађе у литератури.

1. Како се остварује повратна спрега код осцилатора са капацитивном спрегом?
2. На којим учестаностима обично ради овај тип осцилатора?
3. Како се одређује учестаности осциловања код осцилатора са капацитивном спрегом?
4. Нека је капацитивност 30 pF. Израчунај индуктивност у осцилаторном колу тако да учестаност осциловања буде 100 MHz.

8.5. ОСЦИЛАТОРИ У ТРИ ТАЧКЕ; КОЛПИЦОВ ОСЦИЛАТОР

Осцилатори у три тачке такође садрже појачавач и коло повратне спреге. Коло повратне спреге је прикључено на три тачке појачавача као на сл.8.5.1.: излаз (тачка *B*), улаз (тачка *C*) и масу (тачка *D*).



Сл.8.5.1. Основни облик осцилатора у три тачке

Општи услови осциловања произилазе из следећег објашњења: појачавач се обично састоји од једног појачавачког степена са фетом (са заједничким сорсом) или са биполарним транзистором (са заједничким емитором). Овакав појачавач нормално помера фазу за 180° . Да би укупан фазни померај био 360° , коло повратне спреге треба да је помери за још 180° . У поглављу 8.1. је објашњено да појачање појачавача *A* треба да буде једнако слабењу кола повратне спреге $1/\beta$, односно да буде $\beta \cdot A = 1$. Повратна спрега се код оваквих осцилатора остварује преко осцилаторног кола, које је на сл.8.5.1. представљено импедансама Z_1 , Z_2 и Z_3 . Повратна спрега се остварује преко импеданси Z_1 и Z_2 , а Z_3 служи да се образује паралелно осцилаторно коло.

Коефицијент повратне спреге је једнак:

$$\beta = \frac{U_1}{U_2} = \frac{Z_2 \cdot I}{(Z_1 + Z_2) \cdot I} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad 8.5.1.$$

Импедансе су обично реактивне па уместо Z_1 може да се пише jX_1 , jX_2 уместо Z_2 , а jX_3 уместо Z_3 . Када се ове вредности замене у једначини 8.5.1, добије се:

$$\beta = \frac{jX_2}{jX_1 + jX_2} = \frac{X_2}{X_1 + X_2} \quad 8.5.2.$$

Да би коефицијент кола повратне спреге био негативан, односно да би померај фазе био 180° , реактансе X_1 и X_2 морају имати различите предзнаке и модуо реактансе X_1 мора бити већи од модула реактансе X_2 . То значи, ако је реактанса X_1 индуктивна, реактанса X_2 мора бити капацитивна, а мора бити и $|X_1| > |X_2|$.

На резонантној учестаности збир реактанси унутар осцилаторног кола треба да буде једнак нули:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad 8.5.3.$$

Ако је реактанса X_1 једног знака (на пример позитивна, односно индуктивна), реактансе X_2 и X_3 морају бити другог знака (у овом случају негативне, односно капацитивне). Из једначине 8.5.3. се добије:

$$X_1 + X_2 = -X_3 \quad 8.5.4.$$

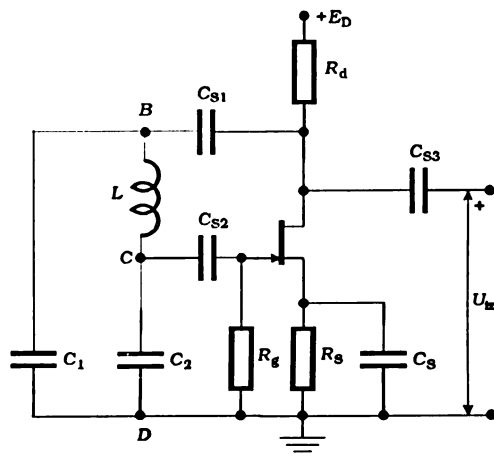
Ако се ова вредност за $X_1 + X_2$ замени у једначини 8.5.2, добије се:

$$\beta = \frac{X_2}{X_1 + X_2} = -\frac{X_2}{X_3} \quad 8.5.5.$$

Ако је реактанса X_1 индуктивна, а X_2 и X_3 капацитивне, тада имамо Колпицов осцилатор, а ако је обрнуто, тада је то Хартлејев осцилатор.

Још једино треба да се задовољи услов да појачање појачавача буде једнако слабљењу кола повратне спреге, односно да се задовољи услов $|\beta \cdot A| = 1$, што обично није тешко постићи. Наиме, реактансе се могу одабрати тако да коло повратне спреге уопште нема слабљење, па тада могу да се употребе појачавачи са малим појачањем (већим од 1).

Колпицов осцилатор са фетом је приказан на сл.8.5.2. Фет са елементима R_d , R_s и C_s чини појачавач са заједничким сорсом, чије је напонско појачање релативно мало (на пример 5). Повратна спрега се остварује преко осцилаторног кола, које се састоји од калема L , кондензатора C_1 и C_2 . На сл.8.5.2. се види да је једна тачка осцилаторног кола прикључена на излаз појачавача (тачка B), друга на његов улаз (тачка C) и трећа на масу (тачка D).



Сл.8.5.2. Колпицов осцилатор са фетом

Требало би објаснити како се фаза обрне за 180° од тачке B до тачке C у односу на масу. Ако се једначина 8.5.5. примени на сл.8.5.2, за слабљење кола повратне спреге може да се напише:

$$\frac{1}{\beta} = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{X_3}{X_2} = -\frac{\frac{1}{\omega \cdot C_1}}{\frac{1}{\omega \cdot C_2}} = -\frac{C_2}{C_1} \quad 8.5.6.$$

Из једначине 8.5.6. се види да је коефицијент повратне спреге негативан, што значи да му је фазни померај једнак 180° . Ако су капацитивности C_1 и C_2

једанаке, слабљење кола повратне спреге је једнако јединици (односно нема слабљења), па је довољно да појачање појачавача буде нешто веће од јединице.

Учестаност осциловања се одређује из једначине 8.5.3, где треба уместо X_1 ставити $\omega \cdot L$, уместо X_2 ставити $-1/\omega \cdot C_2$, а $-1/\omega \cdot C_1$ уместо X_3 , па се добије:

$$\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C_2} - \frac{1}{\omega \cdot C_1} = \omega \cdot L - \frac{1}{\omega} \cdot \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1} \right) = \omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C_u} = 0 \quad 8.5.7.$$

Одавде је учестаност осциловања једнака:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_u}}; \quad f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_u}} \quad 8.5.8.$$

Еквивалентна капацитивност C_u је једнака редној вези капацитивности C_1 и C_2 , односно $C_u = C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2)$.

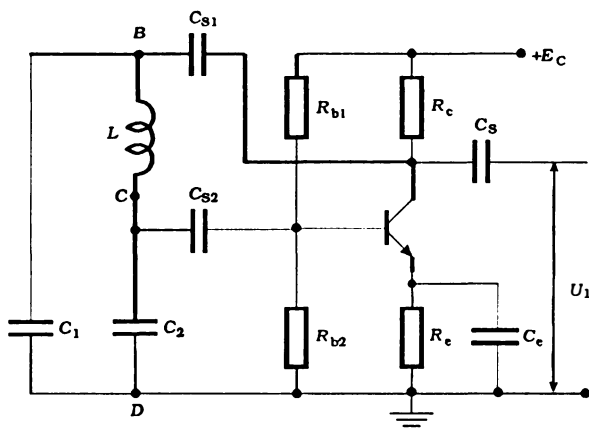
Код Колпицовог осцилатора је веома важно да излазна отпорност појачавача буде што већа јер је на његов излаз прикључено паралелно осцилаторно коло. Излазна отпорност појачавача на сл.8.5.2. је приближно једнака отпорности R_d , која код нормалних појачавача износи неколико $k\Omega$. Овако мала излазна отпорност појачавача би пригушивала осцилаторно коло, па се овде обично узима нешто већа вредност за отпорност R_d (10 до 30 $k\Omega$). Тада је струја дрејна мала (на пример 50 μA) и треба такође ставити већу отпорност R_s у коло сорса (на пример 5 $k\Omega$) да би се добио довољан аутоматски преднапон U_{GS} . Излазна импеданса појачавача се може повећати стављањем мале капацитивности на место C_{s1} . Понекад се уместо кондензатора C_{s1} ставља отпорник велике отпорности (на пример 100 $k\Omega$) да би пригушење осцилаторног кола било што мање и једнако на свим учестаностима. Што је пригушење осцилаторног кола мање, његова селективност је већа, а такође је већа стабилност учестаности. Понекад се уместо отпорника R_d ставља пригушница (калем велике индуктивности). Њена импеданса је на високим учестаностима обично знатно већа од отпорности R_d , али је то знатно скупље решење.

Видели смо да су кондензатори C_1 и C_2 обично једнаки. Ако је потребно континуално мењати учестаност, тада се употребљавају два иста промењлива кондензатора на истој осовини, који се иначе производе за потребе радио-индустрије. Није погодно мењати само једну капацитивност јер би се мењало слабљење кола повратне спреге, па би се могло десити да излазни напон буде сувише изобличен или да осциловање престане. И овде се капацитивности нормално мењају у односу 1:10, а учестаности 3,16:1.

Колпицов осцилатор се може употребити у врло широком опсегу учестаности, као на пример од 100 kHz до 300 MHz, са истим кондензаторима уз промену калема. Изнад 300 MHz би се калем свео на само један навојак, па би било тешко контролисати и стабилизovati учестаност. Овај тип осцилатора обично има јако изобличен синусни напон на излазу појачавача. Изобличен напон садржи, поред синусног напона основне учестаности, такође и синусне напоне виших учестаности, које су 2,3,... пута више од основне. Изобличење је знатно мање на улазу појачавача, јер се између тачке С на сл.8.5.2. и масе налази кондензатор C_2 . Он је практично кратак спој за више хармонике, чија је учестаност

неколико пута виша од основне учестаности осциловања.

Колпицов осцилатор може такође да се изведе помоћу биполарних транзистора као што је приказано на сл.8.5.3. Принцип рада овог осцилатора је исти као и код оног на сл.8.5.2, само је овде мања улазна отпорност појачавача. Да би се добила већа улазна отпорност, понекад се изоставља кондензатор C_c . И овде се може уместо отпорника R_c ставити пригушница.



Сл.8.5.3. Колпицов осцилатор са биполарним транзистором

Други тип осцилатора у три тачке је Хартлејев осцилатор. Код њега се на место калема са сл.8.5.2. ставља један кондензатор, а уместо кондензатора C_1 и C_2 стављају се два калема. Неповољнији је за израду јер су потребна два калема (или један калем са изводом) и ређе се употребљавају.

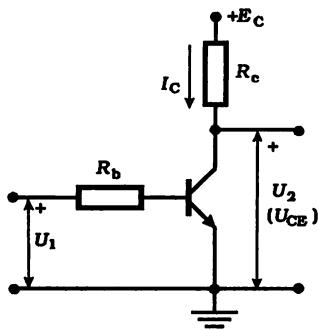
Питања и задаци

1. Како се остварује повратна спрега код осцилатора у три тачке?
2. Зашто су елементи повратне спреге реактивни?
3. Зашто постоји импеданса Z_3 код осцилатора у три тачке?
4. Како се остварује померај фазе за 180° код осцилатора у три тачке?
5. По чему се разликују Колпицов и Хартлејев осцилатор.
6. Који осцилатор даје мање изобличен напон на улазу појачавача и зашто?
7. Одреди индуктивност калема код Колпицовог осцилатора ако су капацитивности $C_1 = C_2 = 200$ pF и ако је потребна учестаност 3 MHz.
8. Одреди индуктивност калема код Колпицовог осцилатора ако су капацитивности $C_1 = C_2 = 50$ pF и ако је потребна учестаност 20 MHz.
9. Одреди капацитивност оба кондензатора код Колпицовог осцилатора ако су једнаки и ако му је индуктивност калема $L = 120 \mu\text{H}$ и ако је потребна учестаност 300 kHz?

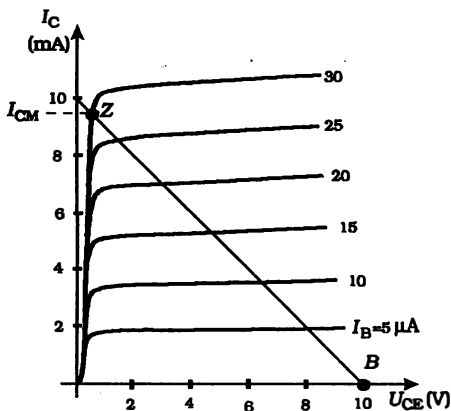
9. ТРАНЗИСТОР КАО ПРЕКИДАЧ

9.1. БИПОЛАРНИ ТРАНЗИСТОР КАО ПРЕКИДАЧ

У електронским колима често је потребно да се транзистор употреби као прекидач, тј. да преко њега неки потрошач буде укључен или искључен. Пример



Сл.9.1.1. Биполарни транзистор као прекидач



Сл.9.1.2. Одређивање напона и струје транзистора

једног таквог електронског кола је приказан на сл.9.1.1. У овом случају отпорник R_C је потрошач кроз који се применом транзистора може пропустити (или не пропустити) струја I_C . У овом колу отпорник R_b служи за ограничење струје базе. Код кола на сл.9.1.1. је употребљено коло са заједничким емитором, али исто тако може да се употреби коло за заједничком базом или заједничким колектором.

Када се посматра транзистор као прекидач, треба проучити стање његовог непровођења (закочења), затим стање његовог пуног провођења и прелазак из једног наведеног стања у друго.

Излазне карактеристике транзистора су приказане на сл.9.1.2. и на њима је нацртана радна права за отпорност потрошача R_C .

Транзистор не проводи ако је његова струја базе једнака нули; тада је и његова колекторска струја једнака нули. Зна се да је струја I_{ce0} , која тече од његовог колектора ка емитору уз струју базе једнаку нули, код силицијумских транзистора занемарљиво мала. Типична вредност ове струје је 100 nA за транзисторе мале снаге; за транзисторе веће снаге она је већа али је такође већа

њихова нормална колекторска струја.

Ако струја базе I_B почне да расте, такође расте и колекторска струја I_C , а напон U_{CE} према једначини 4.2.3. опада. Радна тачка се креће дуж радне праве на сл.9.1.2. улево. Ако се струја базе I_B и даље повећава, колекторска струја I_C може се повећавати само до вредности I_{CM} на сл.9.1.2, када транзистор прелази у стање пуног провођења, односно засићења (тачка Z на сл.9.1.2)

Сматра се да је стандардни транзистор мале снаге сигурно у стању пуног провођења, односно засићења, када је његова колекторска струја око десет пута већа од струје базе. У стању засићења струја базе је знатно већа од нормалне, која се добије када се колекторска струја подели коефицијентом h_{21E} . Напон између колектора и емитора није једнак нули; назива се напон засићења и означава са U_{CESat} . Напон засићења се обично даје

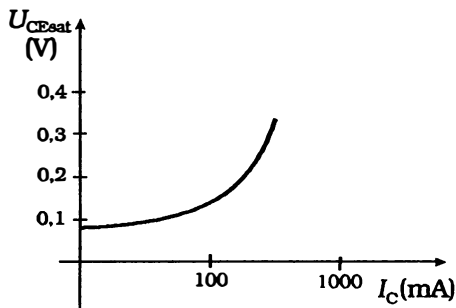
за однос струје колектора и базе $I_C/I_B = 10$; пример зависности напона засићења од колекторске струје за транзистор BSY51 приказан је на сл. 9.1.3. Види се да је напон засићења између колектора и емитора код овог транзистора нормално нижи од 0,5 V. Код осталих транзистора овај напон је обично нешто виши, али ретко прелази 1,5 V. Напон засићења је доста висок код Дарлингтоновог споја, где је обично виши од 1 V, јер други транзистор није у засићењу. Уопште, у стању засићења је напон засићења U_{CESat}

између колектора и емитора низак, док колекторска струја може да буде велика. Због ниског напона засићења U_{CESat} снага на транзистору је обично знатно мања од максималне па није увек потребно стављати **транзистор на хладњак**.

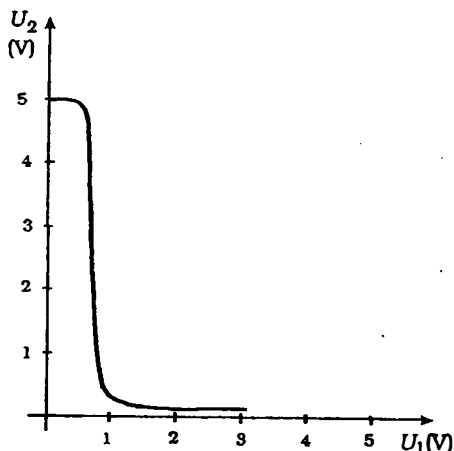
Видели смо, када се транзистор налази у стању засићења, његова струја базе је знатно већа (око 10 пута) од нормалне струје базе. Због повећане струје базе повећан је и напон између базе и емитора, који се означава са U_{BESat} . Његова типична вредност је 0,8 V до 1 V.

Приликом преласка из стања провођења у стање непровођења, транзистор пролази кроз прелазно стање. Тада се радна тачка премешта из тачке Z у тачку B . У прелазном стању се може догодити да снага на транзистору буде велика, па је зато важно време преласка са стања провођења у стање непровођења или обрнуто. Време загревања транзистора је обично дуже од 10 ms (на пример за транзистор 2N1613 износи око 80 ms), па прелазно стање треба да буде бар 10 пута краће; уколико прелазно стање траје дуже, треба обезбедити хлађење транзистора, као када он ради као појачавач. Максимална снага на транзистору се добије када је напон на њему једнак половини напона напајања ($U_{CE} = E_C/2$) и струја једнака половини максималне струје ($I_C = I_{CM}/2 = E_C/2 \cdot R_C$). Тада је максимална снага на транзистору једнака: $P_{CM} = I_C \cdot U_{CE} = E_C/2 \cdot E_C/2 \cdot R_C = E_C^2/4 \cdot R_C$.

Коло на сл.9.1.1. је инвертор јер се повишењем напона на улазу U_1 снижава



Сл.9.1.3. Зависност напона засићења од колекторске струје



Сл.9.1.4. Преносна карактеристика инвертора

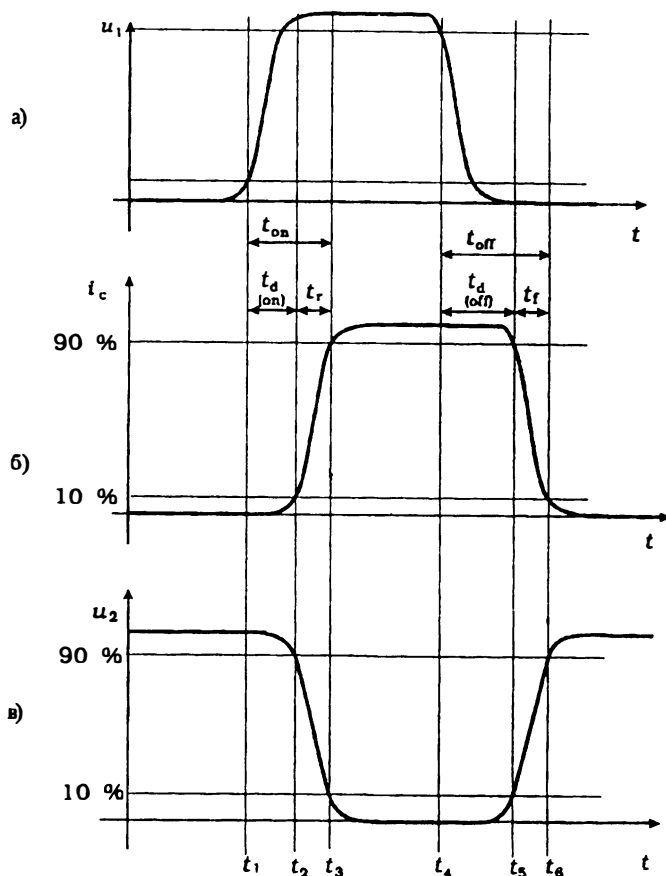
лазни напон U_2 даље практично константан. Отпорник у колу базе R_b треба да има релативно малу отпорност (на пример 100 - 1.000 Ω) и служи за ограничење струје базе; без њега би струја базе могла неконтролисано да порасте и уништи транзистор.

Код кратког времена укључивања и искључивања транзистора, на његов рад утичу паразитне капацитивности (нарочито C_{be} и C_{bc} на сл.4.3.12.) капацитивност веза итд. Обично се каже да је главни разлог продужавања времена укључивања и искључивања, прелазак електрона у базу и њихово враћање из базе у емитор, што је већ урачунато у капацитивност C_{be} , коју углавном чини дифузна капацитивност. Ако се на улаз инвертора доведе позитиван импулс, као на сл.9.1.5.а, колекторска струја има облик као на сл.9.1.5.б, а колекторски напон као на сл.9.1.5.в.

На сл.9.1.5.б се види да колекторска струја не почиње одмах да расте него после времена t_d које се назива време кашњења. Време кашњења постоји због утицаја паразитних капацитивности; после времена кашњења t_d колекторска струја почиње да расте. Њен пораст није тренутан, него расте постепено. На сл.9.1.5.б се види да није могуће прецизно одредити тренутак када је колекторска струја почела да расте, ни када је достигла максималну вредност, па се њен пораст рачуна од тренутка када је порасла на 10 % до тренутка када је нарасла на 90 % од максималне вредности. Ове границе су обележене на сл.9.1.5.б и време пораста је обележено са t_r .

За време даљег трајања импулса ништа се не мења. После завршетка улазног импулса колекторска струја наставља да тече после тренутка t_4 до тренутка t_5 , док се споредни носиоци електрицитетa не врате из базе у емитор. Време од t_4 до t_5 се означава са t_d и назива се време задржавања. После тренутка t_5 колекторска струја почиње да опада. Време њеног опадања се означава са t_f и дефинише

напон на излазу U_2 . На тај начин се на излазу добије напон који је инверзан (обрнут) од улазног. Од инверзије напона потиче назив инвертор. Ако је улазни напон U_1 максималан, излазни напон U_2 је близак нули; ако је улазни напон U_1 једнак нули, излазни напон U_2 је максималан. Преносна карактеристика инвертора је приказана на сл. 9.1.4. Када улазни напон U_1 расте од нуле до прага провођења између базе и емитора (око 0,6 V), излазни напон је једнак напону напајања E_c . Повећањем улазног напона U_1 преко прага провођења колекторска струја се нагло повећава и напон на колектору транзистора нагло опада. Транзистор врло брзо долази у засићење, па је из-



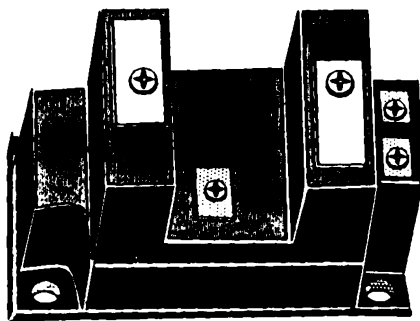
Сл.9.1.5. Дефинисање временских појмова код импулса

се као време опадања са 90 % на 10 % максималне вредности.

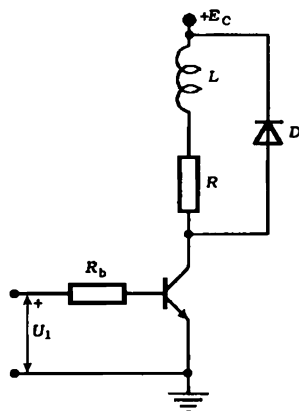
Време од t_1 до t_3 се назива време укључивања, означава се са t_{on} и једнако је $t_{on} = t_d + t_r$. Време од t_4 до t_6 се назива време искључивања, означава се са t_{off} и једнако је $t_{off} = t_d + t_r$. Време укључивања и искључивања јако зависи од колекторске струје; оба расту са порастом колекторске струје. Типична им је вредност код прекидачких транзистора (на пример BSY51) око 100 ns.

У енергетској електроници се употребљава посебна врста прекидачких транзистора, који су намењени за прекидање великих струја при релативно високим напонима. Пример таквог транзистора је TSD1D14804-055 фирме Томсон у Дарлингтоновом споју, који може да прекида струју до 850 A, а може да издржи напон до 500 V. Његов спољни изглед је приказан на сл.9.1.6.а.

Оптерећење транзистора може да буде индуктивно комбиновано са отпорним, као на сл.9.1.6.б. Овакав случај у пракси имамо када се релеј или неки други електромагнет укључује преко транзистора. Колекторска струја у овом колу још спорије расте, јер се електромоторна сила самоиндукције супротставља свакој промени струје кроз калем. Приликом искључивања транзистора струја нагло опада (за обичне калемове време опадања од 100 ns је веома кратко) и у калему се



Сл.9.1.6. а) Транзистор за велике струје и напоне



Сл.9.1.6. б) Транзистор са индуктивно-отпорним оптерећењем

индукује релативно висока електромоторна сила самоиндукције (на пример 500 V). Њен смер је исти као и смер прекинуте струје. Овако високи напон често пробија транзистор од колектора ка емитору. Ако је још струја била довољно велика, долази до уништења транзистора. Да се ово не би догодило, паралелно индуктивном оптерећењу треба поставити диоду D , као на сл.9.1.6.б. После искључења транзистора индукује се у калему електромоторна сила; ова електромоторна сила је кратко спојена диодом; сада кроз калем струја и даље тече и постепено опада, док је напон на њему врло мали и једнак напону на проводној диоди.

Питања за понављање

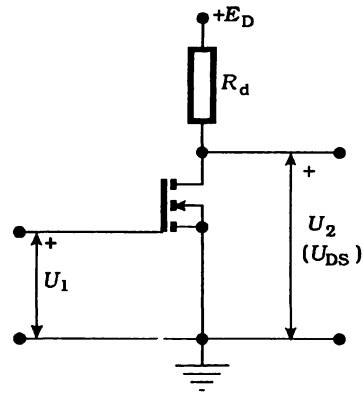
1. У којем споју се транзистор најчешће користи као прекидач?
2. Која стања постоје код транзистора који ради као прекидач?
3. Колико типично износи напон засићења?
4. Да ли транзистор који ради као прекидач мора увек имати хладњак?
5. Шта је време успона, кашњења, задржавања и опадања импулса?
6. Шта се дешава када се у колекторском колу транзисторског прекидача налази индуктивно оптерећење?
7. На који начин се спречава пробој транзистора код индуктивног оптерећења?

MOSFET КАО ПРЕКИДАЧ

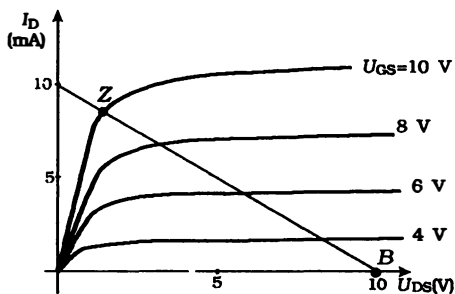
У импулсним и дигиталним колима се често *MOSFET* користи као прекидач. Обично се употребљава *MOSFET* са индукованим каналом који има позитиван праг провођења. Такође се често употребљава посебна варијанта *MOSFET*-а

за велике струје и напоне тзв. *VMOSFET*, који је обрађен у поглављу 5.2.

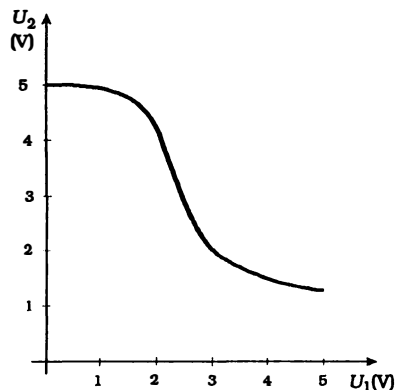
MOSFET са индукованим каналом у колу инвертора је приказан на сл.9.1.7. Излазне карактеристике *MOSFET*-а су приказане на сл.9.1.8. и на њима је повучена радна права. И овде постоји стање провођења, непровођења и прелазно стање. Са сл.9.1.7. се може закључити да је код улазног напона $U_1 = 0$ струја дрејна такође једнака нули. Ова тачка је на сл.9.1.8. обележена са *B*. Ако је улазни напон U_1 довољно позитиван (на пример једнак 10 V), *MOSFET* се налази у засићењу. Ова тачка је означена са *Z*. Прелазно стање се може видети на преносној карактеристици инвертора, која је приказана на сл.9.1.9. Види се да је стрмина прелаза са проводног у непроводно стање знатно мања него код биполарног транзистора, јер је појачање *MOSFET*-а знатно мање. Напон засићења је такође знатно виши. Код *MOSFET*-а такође постоји време укључивања и искључивања.



Сл.9.1.7. Инвертор са *MOSFET*-ом



Сл.9.1.8. Радна права инвертора са сл.9.1.7.



Сл.9.1.9. Преносна карактеристика инвертора са сл.9.1.7.

MOSFET-ови су у неким случајевима погоднији од биполарних транзистора јер им је потрошња у улазном колу практично једнака нули. Неке варијанте се користе у меморијама великог капацитета јер заузимају веома мало простора.

Питања за понављање

1. Које области постоје код *MOSFET*-а као прекидача?
2. Каква је стрмина преносне карактеристике?
3. Зашто преносна карактеристика не иде до нуле?
4. Каква је потрошња на улазу *MOSFET*-а као прекидача?

10. ТИРИСТОРИ

ВРСТЕ ТИРИСТОРА. - Тиристори су полупроводнички прекидачки елементи код којих су обично радни напони и струје релативно велики (на пример 500 V и 20 A, али могу да иду чак до 4000 V и 4000 A). Углавном се употребљавају у области енергетске електронике, као на пример у усмерачима велике снаге, у колима за регулацију већих струја и напона, за регулацију брзине обртања електромотора, за регулацију осветљења итд.

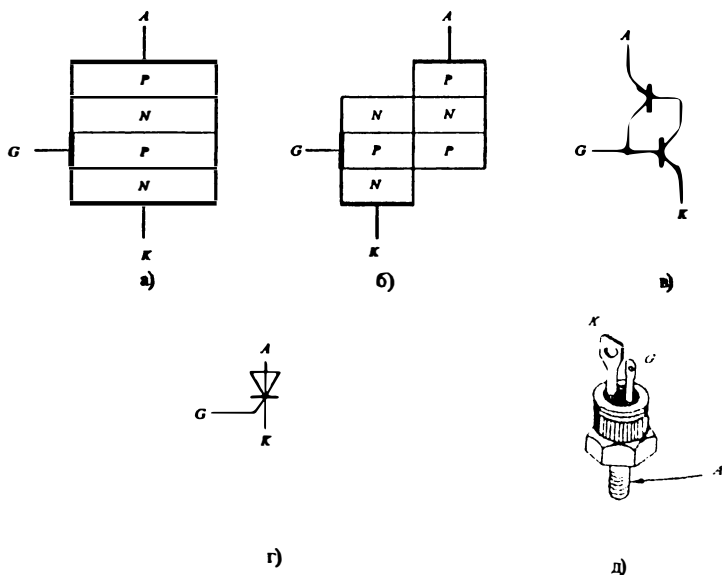
Постоји више електронских елемената који се називају заједничким именом тиристори. То су: триодни тиристор (често се означава као *SCR*, што представља скраћеницу од енглеског назива *Silicon Controlled Rectifier* - што у преводу значи силицијумски контролисани усмерач), двосмерни триодни тиристор (триак), диак, тетродни тиристор, четверослојна диода итд.

10.1. ТРИОДНИ ТИРИСТОРИ

ЕКВИВАЛЕНТНО КОЛО ТРИОДНОГ ТИРИСТОРА. - Најчешће коришћени тип тиристора је триодни тиристор. Триодни тиристор је састављен од четири полупроводничка слоја који су наизменично поређани па чине три *PN*-споја као на сл.10.1.1.а. Триодни тиристор има три прикључка: аноду *A*, катоду *K* и гејт *G*. Четири полупроводничка слоја тиристора се могу поделити на два дела по три слоја, као на сл.10.1.1.б. Сваки део чини по један еквивалентни транзистор; горњи транзистор је *PNP*, а доњи *NPN* типа, који су повезани као на сл.10.1.1.в, на којој је приказана еквивалентна шема тиристора. Иначе, званична ознака за триодни тиристор је приказана на сл.10.1.1.г. Његов типичан слољни изглед је приказан на сл.10.1.1.д, мада неки типови имају облик транзистора, док тиристори за велике снаге могу бити у облику велике таблете пречника око 60 mm итд. Овде треба посебно напоменути да су код ових еквивалентних транзистора сви слојеви релативно дебели, тако да не постоји изразито уска база која би омогућила велико струјно појачање.

Принцип рада триодног тиристора је најлакше разумети помоћу еквивалентне шеме и извора напајања, који су приказани на сл.10.1.2.

Ако се на аноду тиристора прикључи позитиван напон у односу на катоду, кроз њега неће тећи струја. Да би горњи *PNP*-транзистор проводио, потребно је да тече побудна струја из његове базе. Да би доњи *NPN* транзистор проводио,



Сл.10.1.1. а) Структура триодног тиристора; б) разлагање основне структуре на два дела по три слоја; в) еквивалентна шема тиристора састављена од два биполарна транзистора; г) графичка ознака за триодни тиристор; д) пример спољног изгледа тиристора

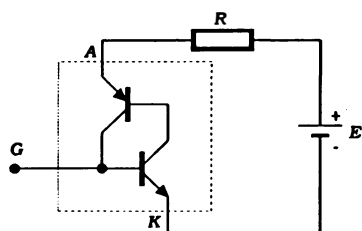
потребно је да побудна струја тече у његову базу. Уколико у базу *NPN*-транзистора није доведена никаква спољна струја, он не проводи. Види се да су оба еквивалентна транзистора непроводна, па је триодни тиристор у стању директног непровођења (директно је поларисан, а не проводи).

Ако се при позитивној поларизацији аноде на гејт доведе струја из неког спољног извора, тада ова струја тече кроз спој база-емитор *NPN*-транзистора. *NPN*-транзистор почиње да проводи па тече струја од његовог колектора ка емитору. Ова струја тече из базе *PNP* транзистора, па и он почиње да проводи; његова колекторска струја тече у базу *NPN*-транзистора повећавајући његову колекторску струју. Повећањем колекторске струје *NPN*-транзистора још више се повећава колекторска струја *PNP* транзистора итд.

Видимо да се струје кроз еквивалентне транзисторе повећавају само после почетног довођења струје на гејт. Процес повећавања струја је веома брз (често се каже да је кумулативан) тако да за кратко време она достиже максимум и оба транзистора долазе у стање засићења и тиристор се налази у проводном стању. Струја кроз тиристор је ограничена само спољним колом (на пример отпорником R на сл.10.1.2). Уколико не постоји спољна отпорност за ограничење струје, она прекомерно расте и уништава тиристор.

Карактеристика триодног тиристора (зависност његове главне струје I_T

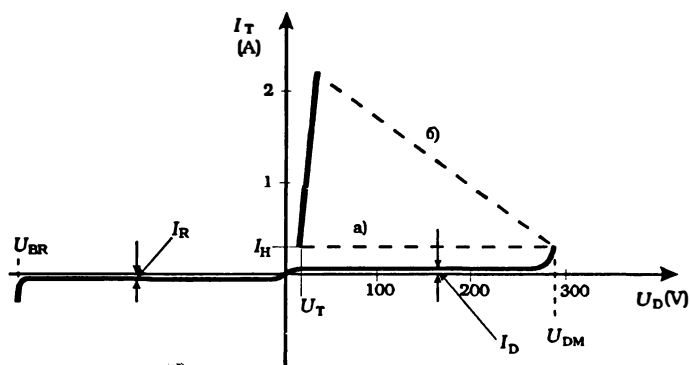
која тече од аноде ка катоди, од напона између аноде и катоде U_D) је приказана



Сл.10.1.2. Триодни тиристор са потрошачем

на сл.10.1.3. Ако се повећава напон директне поларизације између аноде и катоде, кроз тиристор тече нека мала струја цурења, која је обично око 1 mA, мада код тиристора за веома велике струје (на пример за 1000 A) може да буде знатно већа (на пример 50 mA). Струја цурења је на сл. 10.1.3. обележена са I_D ; слична струја цурења такође тече код инверзне поларизације и она је обележена са I_R . Обе струје цурења су занемарљиво мале и карактеристика практично лежи на хоризонталној оси.

Тиристор може да дође у стање директног провођења ако му се напон између аноде и катоде U_D повећа преко одређене границе. Спојеви база-колектор оба транзистора су инверзно поларисани. Ако се позитиван напон на аноди повећава, то практично значи да се повећава напон на овим спојевима, јер су други спојеви директно поларисани. Порастом напона на аноди, преко пробојног напона ових спојева, долази до њиховог пробоја и узајамног потпомагања у повећању струје, као и у претходном случају. После пробоја у директном смеру, не долази до уништења триодног тиристора уколико је струја ограничена испод дозвољене вредности спољним отпорником. После пробоја, тиристор проводи као и у претходном случају. Карактеристика тиристора при повећању напона на



Сл.10.1.3. Карактеристика триодног тиристора

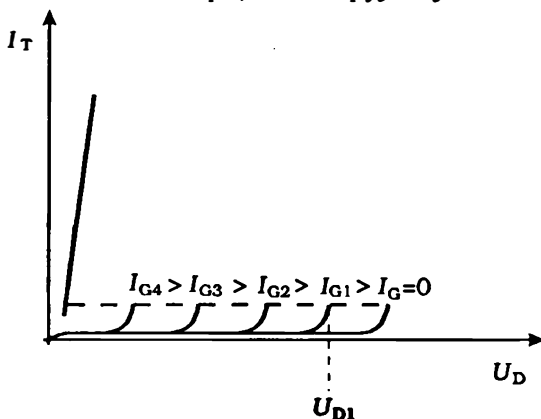
аноди приказана је на сл.10.1.3. Напон се повећава до пробојног напона U_{DM} . После повишења напона преко ове вредности тиристор нагло прелази у стање провођења. Напон на њему нагло опада на вредност U_T , а струја расте. Директан пробој је приказан непрекиданом линијом на сл.10.1.3.

Карактеристика тиристора, приказана на сл.10.1.3.а, одговара колу у којем је извор напајања индуктивног типа или је оптерећење тиристора индуктивног типа. Кроз индуктивни елеменат (калем, електромотор, трансформатор) струја не може нагло да расте. Када тиристор почне да проводи, напон на њему нагло опада али струја не расте нагло, па се добије карактеристика означена са а. Ако је извор напајања идеалан и оптерећење активно, односно ако није индуктивног карактера, струја

и напон се мењају дуж радне праве као код свих полупроводника и на сл.10.1.3. је означена са б.

Тиристор може да буде пробијен и у инверзном смеру, тј. када се на катоду доведе позитиван напон, а на аноду негативан. У овом случају су инверзно поларисани PN спојеви емитор-база оба еквивалентна транзистора на сл.10.1.1.в. Ако се инверзни напон повиси изнад дозвољене границе (U_{BR} на сл.10.1.3.), долази до пробоја ових спојева. Пробој је лавинског типа. После пробоја нема кумулативног процеса ни међусобног потпомагања транзистора. Напон на триодном тиристор у остаје приближно једнак напону пробоја U_{BR} . Због велике струје и напона, односно велике снаге, обично долази до уништења тиристора.

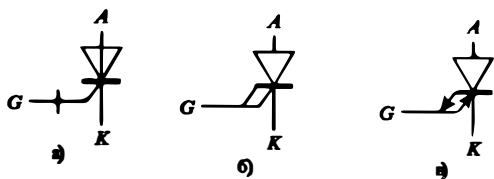
На карактеристику тиристора у директном смеру може се утицати помоћу струје гејта. Ако се струја гејта мало повећа, али да још увек буде мања од струје која доводи тиристор у проводно стање, долази до пробоја тиристора у директном смеру код нижег напона на аноди. У ствари, мала струја гејта доводи оба транзистора у стање слабе проводности, која није довољна да доведе до кумулативног процеса, када се провођење нагло повећава. Ипак слаба проводност транзистора доводи до њиховог лакшег пробоја, који се дешава при nižем напону на аноди. Што је струја гејта већа, до пробоја долази код нижег напона између аноде и катодe. Карактеристике тиристора у директном смеру за различите струје гејта приказане су на сл.10.1.4. На пример, довољна струја за окидање тиристора код напона U_{D1} је I_{G1} . Иначе, ове карактеристике произвођачи тиристора обично не дају и ретко се користе, јер су непоуздане.



Сл.10.1.4. Карактеристике тиристора за различите струје гејта

Струја која већ тече кроз стандардни триодни тиристор у директном смеру не може да се прекине прикључивањем било чега на гејт. Провођење струје може да престане само ако се она смањи испод одређене границе. Вредност минималне струје тиристора, испод које он престаје да проводи, назива се струја држања и она је обележена са I_H на сл.10.1.3; њена вредност је типично 100 мА.

Поред стандардних триодних тиристора, постоји њихова посебна врста код које се може прекинути главна струја довођењем негативног напона на гејт. Негативни напон гејта извлачи шупљине из доње P -области на сл.10.1.1.б. Доњи NPN -транзистор престаје да проводи, а са њим и горњи PNP . Струја престаје да тече кроз тиристор. Ова врста триодних тиристора се назива искључни тиристор, док се у иностраној литератури често означава као GTO тиристор (*Gate Turn off* - искључивање гејтом). Код искључних тиристора се дефинише количина електрицитета коју треба извући из гејта да би тиристор престао да проводи. Та



Сл.10.1.5. а) Ознака искључног тиристора;
б) и в) иностране ознаке

количина електрицитета је обично неколико mC (миликулона) за тиристоре који су намењени за рад са великим струјама (на пример за 500 А). Исто тако је важна брзина извлачења ове количине електрицитета из гејта. Његова ознака је приказана на сл. 10.1.5.а, док се у иностраној литератури обично обележавају као на сл.10.1.5.б и в.

Могућност искључивања тиристора довођењем негативног напона на гејт је и раније била позната, али су постојала велика ограничења у погледу струје и радног режима, па се нису индустријски производили. Око 1982. су пуштени у продају први серијски произведени искључни тиристори са релативно малом главном струјом (око 5 А). Ова врста тиристора има неколико пута већу окидну струју гејта. Садашњи (1990) искључни тиристори могу да контролишу знатно већу главну струју, као на пример *DG758SU* фирме Маркони за струју до 800 А и напон до 2500 V; окидна струја гејта му је 8 А, а количина електрицитета коју треба извући из гејта је 3,5 mC ; за њега се препоручује да инверзна струја гејта код искључивања расте брзином 60 $\text{A}/\mu\text{s}$.

Питања за понављање

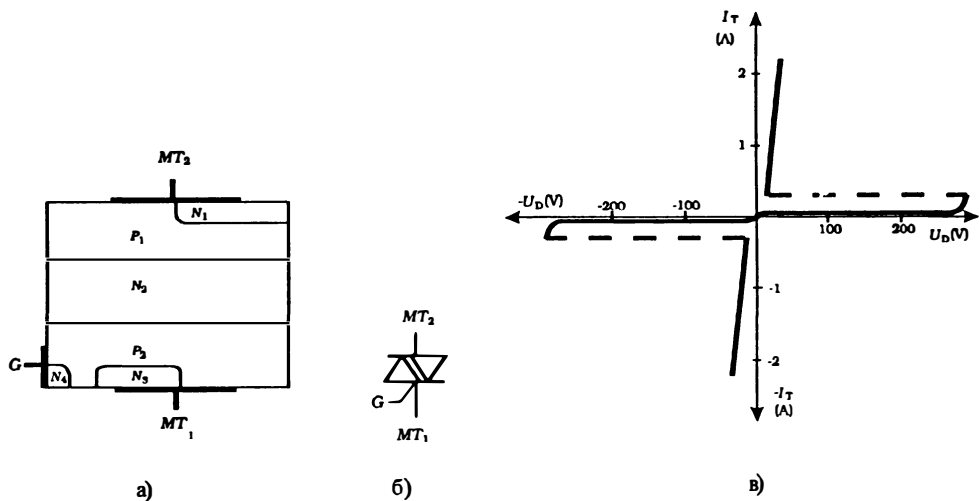
1. Како се црта еквивалентна шема триодног тиристора?
2. Како се укључује триодни тиристор?
3. Како се искључује триодни тиристор?
4. Шта се дешава када триодни тиристор буде пробијен у инверзном смеру?
5. Како се може искључити *GTO* тиристор?

10.2. ТРИАК И ДИАК

Двосмерни тиристори могу да проводе у оба смера. Диак има два краја и може да проводи у оба смера. Триак је двосмерни триодни тиристор, који такође може да проводи у оба смера, али се његово провођење може контролисати преко треће електроде - гејта. Триак се много чешће користи, па ће бити први обрађен.

Триак се у суштини састоји од два супротно везана еквивалентна једносмерна триодна тиристора. Један еквивалентни тиристор проводи у једном смеру, а други у другом. Унутрашња структура триака је приказана на сл.10.2.1.а, док је његов графички симбол приказан на сл.10.2.1.б. Његова три краја се означавају као главни прикључак 1 (MT_1), главни прикључак 2 (MT_2) и гејт (G).

Већ је речено да триак може да проводи у оба смера. Исто тако може да буде пробијен у оба смера повећањем напона између главних крајева изнад одређене границе. Ово је један начин довођења триака у проводно стање, који се у пракси



Сл.10.2.1. а) Структура триака; б) ознака триака; в) карактеристика триака

ретко користи. Карактеристике напонског пробоја у оба смера су приказане на сл.10.2.1.в. и то за индуктивно оптерећење или индуктивни извор напајања.

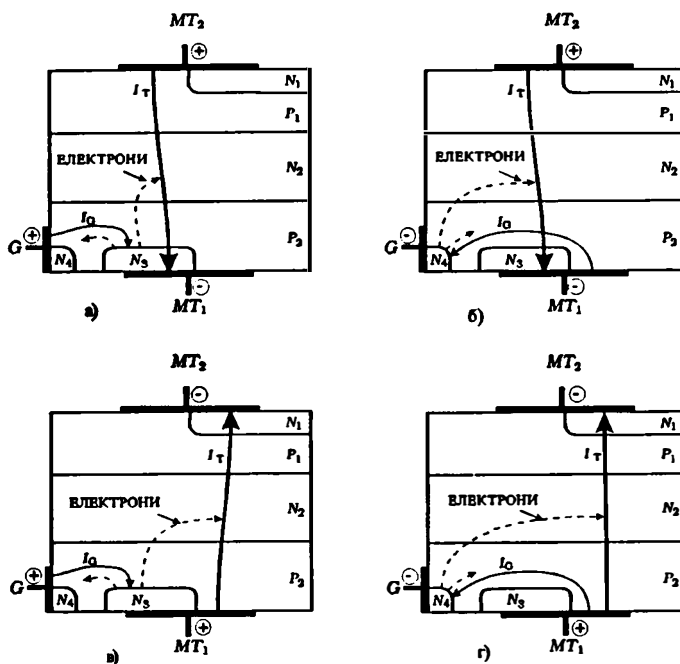
Триак се нормално доводи у проводно стање довођењем у гејт побудне струје, слично једносмерном триодном тиристор. Побудна струја гејта може да буде истог смера као и главна струја кроз триак, али може да буде и супротног. Постоје четири комбинације смерова главне струје кроз триак и побудне струје гејта. Оне се обично означавају на следећи начин: 1. ознака ++ означава да су обе струје позитивне и да теку ка главном прикључку 1; 2. ознака +- означава да је главна струја позитивна, а струја гејта негативна; 3. ознака -+ означава да је главна струја негативна, а струја гејта позитивна; 4. ознака -- означава да су обе струје негативна и да обе теку из главног прикључка 1. Све ове комбинације су приказане на сл.10.2.2.

Прва комбинација је приказана на сл.10.2.2.а. Побудна струја гејта тече из његовог прикључка у P_2 слој, а главна струја тече кроз слојеве P_1, N_2, P_2 и N_3 као и код једносмерног триодног тиристора.

У другом случају (сл.10.2.2.б) је струја гејта негативна, а главна струја је позитивна. Струја гејта тече од главног прикључка 1, кроз слој P_2 ка помоћном слоју N_4 . Слојеви P_2 и N_4 чине PN спој, па шупљине из P_2 области улазе у област N_4 , а електрони из N_4 у P_2 . Електрони из области N_4 се дифузно крећу кроз P_2 област, пролазе кроз њу и доспевају у N_2 област. Формирао се помоћни транзистор од слојева N_3, P_2 и N_2 , који побуђује горњи основни транзистор и тада почиње кумулативан процес, који доводи триак у проводно стање.

У трећем случају (сл.10.2.2.в) се на главни прикључак 1 доводи позитиван, а на главни прикључак 2 негативан крај напона напајања, док је струја гејта позитивна. Сада главна струја тече кроз слојеве P_2, N_2, P_1 и N_1 . Побудна струја гејта тече у P_2 слој, а затим из њега у N_3 . Слојеви P_2 и N_3 чине PN спој; приликом протицања струје кроз овај PN спој, из слоја N_3 у P_2 доспева велики број електрона, који дифузно продужују у N_2 слој; ови електрони изазивају провођење еквивалентног PNP транзистора састављеног од слојева P_2, N_2 и P_1 па тада започиње кумулативан процес, који доводи триак у проводно стање.

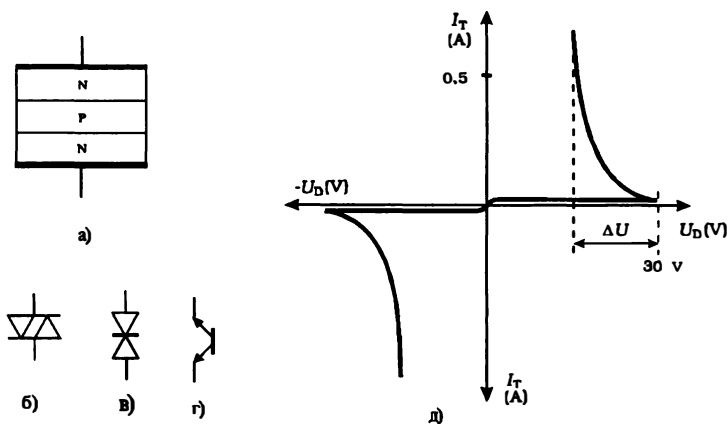
У четвртм случају (сл. 10.2.2.г) је потенцијал на главном прикључку 2 и даље нижи од потенцијала главног прикључка 1, док су струја и напон гејта негативни. Сада побудна струја тече од главног прикључка 1, кроз слојеве P_2 и N_4 ка спољном колу гејта. Приликом протичања струје гејта, из N_4 у P_2 слој доспева велик број електрона, који дифузно продужују у слој N_2 изазивајући провођење еквивалентног PNP транзистора, којег чине слојеви P_2, N_2 и P_1 . Сада је омогућен почетак кумулативног процеса, који доводи триак у проводно стање.



Сл.10.2.2. Стање унутар триака при: а) позитивној струји гејта и главној струји; б) негативној струји гејта и позитивној главној струји; в) позитивној струји гејта и негативној главној струји; г) негативној струји гејта и негативној главној струји

Из наведених анализа се види да струја кроз триак може да тече у оба смера, док његово окидање може у сваком смеру да се обави позитивном или негативном струјом гејта. Типична окидна струја гејта (на пример за триак $TXD98$ фирме Сименс) је око 50 mA, када струја гејта и главна струја имају исти смер, односно око 100 mA, када су им смерови различити. Код других типова триака ове струје могу да имају другачије вредности. Пример триака производње "Искра" Крањ је $KT207/400$ за струју до 5 A и напон до 400 V.

Диак има два краја потпуно једнака краја. Састоји се од три слоја, као на сл.10.2.3.а, док му је графички симбол приказан на сл.10.2.3.б. По унутрашњој грађи је сличан биполарним транзисторима, само је симетричан и база нема прикључак. Приликом повишења напона на његовим крајевима преко одређене границе долази до пробоја и смањења напона на диаку, као на сл.10.2.3.д. Пробој може да се изведе у оба смера. Види се да пробој не наступа нагло и да се диак



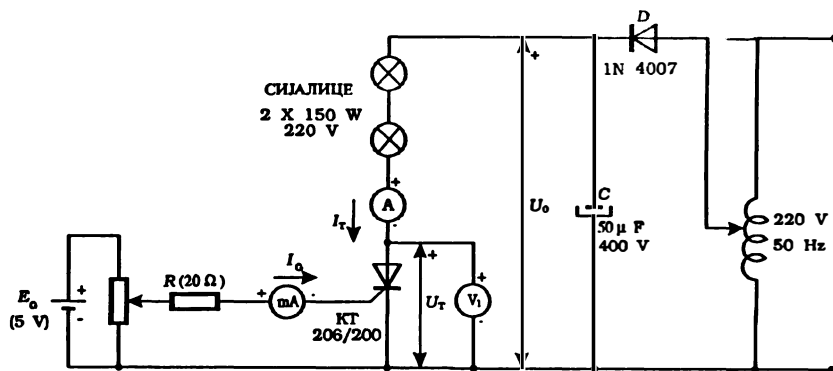
Сл.10.2.3. а) Структура дијака; б) његова ознака; в) и г) ознаке које се понекад могу сусрести; д) карактеристике дијака

после пробоја понаша као елемент са негативном отпорношћу, што значи да се повећањем струје снижава напон. Пробој је сличан пробоју транзистора, који је приказан на сл.3.4.8. Типичан пробојни напон у оба смера је око 30 V, а опадање напона после пробоја ΔU је око 9 V. Пример диака је KR206 производње "Искра" са пробојним напonom око 32 V и опадањем напона после пробоја за више од 6 V.

Треба напоменути да се у литератури и техничкој документацији сусреће доста различитих симбола за диак, као на пример на сл.10.2.3.в, г итд.

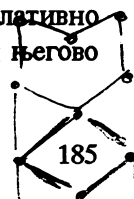
СНИМАЊЕ КАРАКТЕРИСТИКА ТИРИСТОРА. - Код триодног тиристора се снимају улазне и излазне карактеристике. Излазне карактеристике су већ приказане на сл.10.1.3, док су му улазне сличне карактеристици диоде.

Снимање карактеристика се обавља на начин који је приказан на сл.10.2.4.



Сл.10.2.4. Коло за снимање карактеристика тиристора

и доста се разликује од досадашњих снимања карактеристика полупроводника. Коло за снимање се мора прорачунати, јер су струје, напони и снаге релативно велики. Главни напон није погодно мењати потенциометром, јер би његово



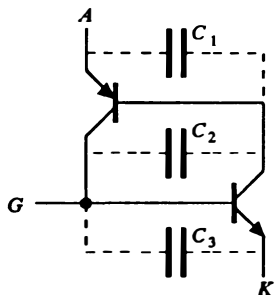
загревање било сувише велико. Због релативно високог напона (око 300 V), који може да буде опасан по живот, потребно је предузети посебне мере предострожности (уземљавање, постављање топливих осигурача, забрана рада без одговарајуће контроле, итд.). Један крај регулационог трансформатора је директно прикључен на мрежни прикључак, па је потребно обезбедити да тај крај буде нулти проводник у градској мрежи. Још је боље употребити регулациони трансформатор са раздвојеним примаром и секундаром.

Напон из градске мреже се доводи на регулациони трансформатор. Са његовог извода се део мрежног напона води на усмерач који се састоји од диоде D и електролитског кондензатора C . Усмерени и филтрирани напон се води на потрошач, који је у овом случају састављен од две сијалице везане редно, јер напон на излазу усмерача може да буде виши од 220 V, а затим се даље води на тиристор. Померањем клизача на регулационом трансформатору, повишава се наизменични напон на његовом секундару, а са тиме и једносмерни напон U_0 на кондензатору C , који је до пробоја једнак напону на тиристор U_D . Главна струја тиристора се мери амперметром A (опсег око 5 A), а напон волтметром V (опсег око 500 V). Струја гејта се мери милиамперметром mA (опсег око 100 mA).

Снимање излазних карактеристика почиње за $I_G = 0$. Напон између аноде и катоде се повишава померањем клизача регулационог трансформатора, док не дође до пробоја. Тада напон на тиристор нагло пада, а струја кроз њега постаје велика и може да се измери амперметром A . Пробојни напон треба запамтити у тренутку пробоја. Обично је струја кроз тиристор пре пробоја релативно мала (на пример 2 mA) и обично се не може измерити на истом опсегу нити приказати на истој размери са главном струјом тиристора (која је знатно већа - на пример 1 A) После снимања прве карактеристике напон U_0 треба смањити на нулу, да би тиристор престао да проводи. Сада се може снимити друга карактеристика за прву струју гејта (на пример 2 mA), затим за другу струју гејта (на пример 4 mA) итд.

Карактеристика $I_G = f(U_{GK})$ се снима као и код диоде у пропусном смеру.

На сличан начин се снимају карактеристике триака; најпре се сниме карактеристике у једном смеру, затим се поларизација напона напајања промени, па се снимање обави за други смер. Може такође да се мења и смер струје гејта. Снимање карактеристике диака је слично снимању карактеристика Ценерове диоде.



Сл.10.2.5. Паразитне капацитивности тиристора

НЕКА ДОДАТНА ОГРАНИЧЕЊА КОД ТИРИСТОРА. - Код тиристора мора да се ограничи брзина пораста напона између његових главних крајева. Између електрода тиристора постоје паразитне капацитивности, које су релативно велике јер су полупроводнички слојеви релативно широки. Ове капацитивности су приказане на сл.10.2.5. Приликом брзог пораста напона ове капацитивности се пуне и кроз њих краткотрајно тече струја. Ако напон брзо расте, струја пуњења кондензатора може да буде доста велика и да изазове нежељено

окидање тиристора. Највећи утицај на понашање тиристора има капацитивност C_2 јер су C_1 и C_3 везане паралелно пропусно поларисаним PN -спојевима. Приликом наглог пораста напона струја тече кроз пропусно поларисани спој база-емитор PNP -транзистора, затим кроз капацитивност C_2 на базу NPN -транзистора. Краткотрајно протицање струје кроз базе транзистора може да изазове нежељено окидање тиристора. Типична вредност дозвољене брзине пораста напона која неће довести до нежељеног окидања тиристора је око $100 \text{ V}/\mu\text{s}$, док је оријентациона вредност капацитивности C_2 око 100 pF .

Код тиристора је такође ограничена брзина пораста главне струје. Приликом пораста струје кроз тиристор долази до ширења проводне области унутар полупроводника. Ако струја расте брже него што се шири област провођења, долази до прекомерног загревања поменуте области полупроводника и његовог уништења. Због тога се брзина пораста струје кроз тиристор мора ограничити. Типично ограничење струје је на око $100 \text{ A}/\mu\text{s}$. Брзине пораста струје се обично ограничава стављањем калема на ред са тиристором, чија је индуктивност неколико μH јер струја кроз калем не може тренутно да порасте.

Питања за понављање

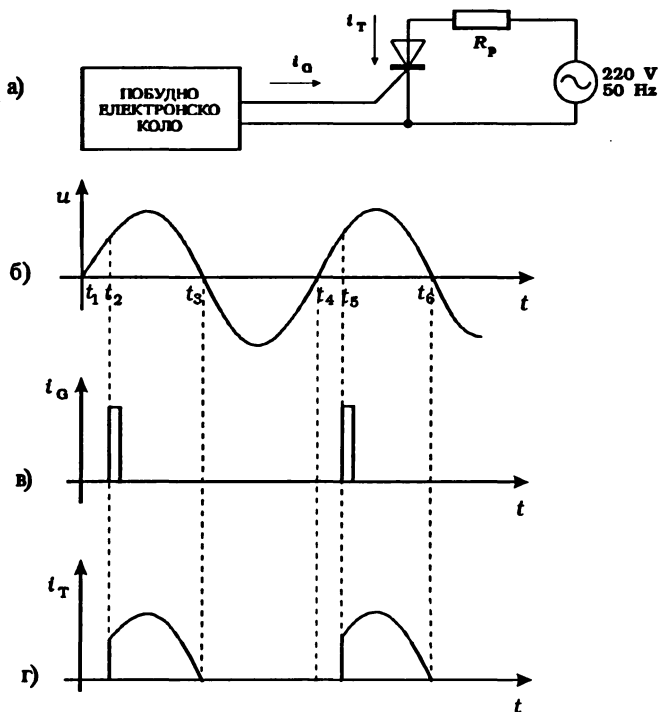
1. Од колико слојева полупроводника се састоји триак?
2. Како се може укључити триак, а како искључити?
3. Од колико се слојева састоји диак?
4. Зашто је карактеристика триака и диака симетрична?
5. Како се снимају карактеристике триодног тиристора?
6. Која ограничења постоје код тиристора?

10.3. ПОБУЂИВАЊЕ ТИРИСТОРА

Тиристори могу да се побуђују на више начина: 1. побуђивање једносмерним напонем из посебног извора; 2. побуђивање напонем из извора главног напона, који се доводи на тиристор; 3. побуђивање импулсима из посебног побудног кола; 4. побуђивање напонем, који се добије фазним померањем главног напона итд.

Побуђивање једносмерним напонем је већ објашњено у колу за снимање карактеристика тиристора. На сличан начин се може извести побуђивање из истог једносмерног извора напајања.

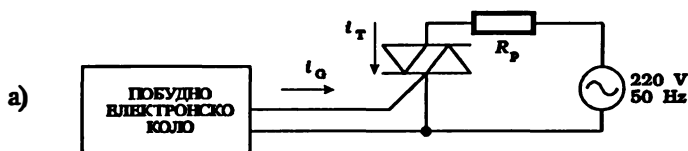
Побуђивање тиристора импулсима из посебног побудног електронског кола је приказано на сл.10.3.1.а. Главни напон напајања је наизменични (обично из градске мреже), и одређени његов део треба да се доведе на потрошач R_p . Овај тиристор може да проводи само у једном смеру, односно само у току позитивне полупериоде наизменичног напона. У тренутку t_2 (сл.10.3.1.в) наилази окидни импулс и тиристор постаје проводан. Кроз тиристор и потрошач тече струја i_T од тренутка t_2 до t_3 , затим од t_3 до t_6 као на сл.10.3.1.г итд. Време провођења



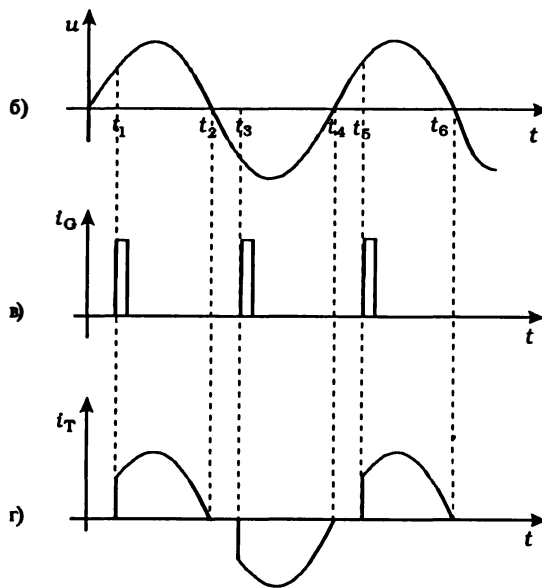
Сл.10.3.1. а) Побуђивање тиристора импулсима из електронског кола; б) наизменични напон градске мреже; в) побудни струјни импулси; г) струја кроз потрошач и тиристор

тиристора може да се мења променом времена наилаaska окидних импулса и тако може да се мења и средња струја кроз потрошач. У неким случајевима је важнија ефективна вредност струје кроз потрошач, које се може знатно да разликује од средње, јер струја није синусна. На овај начин се регулише усмерена једносмерна струја кроз потрошач. Овакво коло може да се употреби за регулацију средње вредности једносмерног напона.

Окидање импулсима из посебног извора може да се изведе и код триака, као на сл.10.3.2, који може да се окида импулсима истог поларитета. На потрошач и триак се доводи наизменични напон (обично из градске мреже). Из побудног електронског кола се на гејт триака доводе побудни импулси у тренуцима t_1 , t_3 , t_5 , итд. Кроз триак и потрошач тече позитивна струја од t_1 до t_2 , затим негативна од



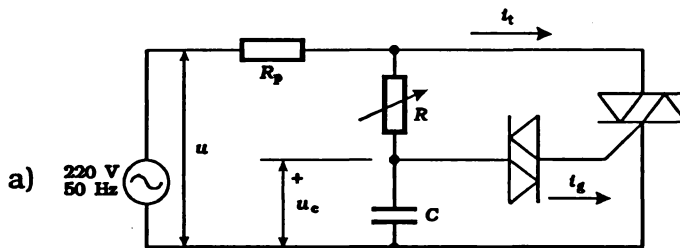
Сл.10.3.2. а) Побуђивање триака помоћу побудног електронског кола



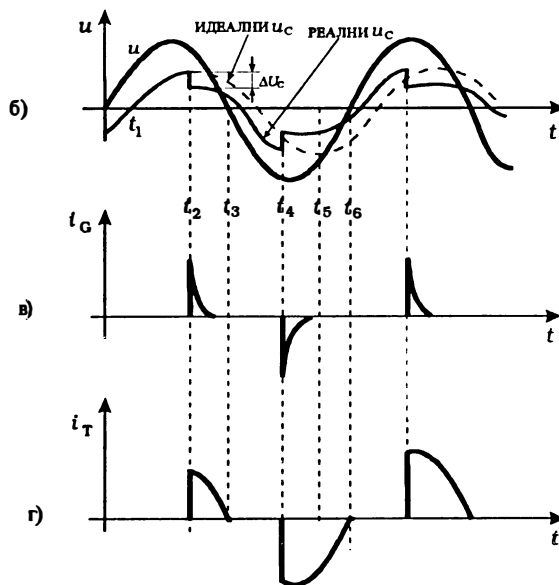
Сл.10.3.2. б) Наизменични напон градске мреже; в) побудни струјни импулси;
г) струја кроз потрошач и триак

t_3 до t_4 , итд. Наизменична струја кроз потрошач није синусна, али се њена средња и ефективна вредност могу мењати променом трајања времена провођења (или угла провођења).

ФАЗНО РЕГУЛИСАЊЕ ПРИМЕНОМ ДИАКА И ТРИАКА. - Фазно регулисање помоћу диака и триака се нормално изводи са напонем из градске мреже. Основни принцип фазне регулације је приказан на сл.10.3.3.а. На извор наизменичног напона је прикључен потрошач R_p преко триака. Ако је триак проводан, тада тече струја кроз потрошач. Вредности елемената R и C се бирају тако да је струја кроз њих занемарљиво мала у односу на главну струју кроз триак. Кроз елементе R и C тече струја која фазно предњачи напону u за неки угао између 0° и 90° . Због тога напон на кондензатору фазно заостаје за неки угао иза



Сл.10.3.3. а) Једноставно кола за фазну регулацију струје



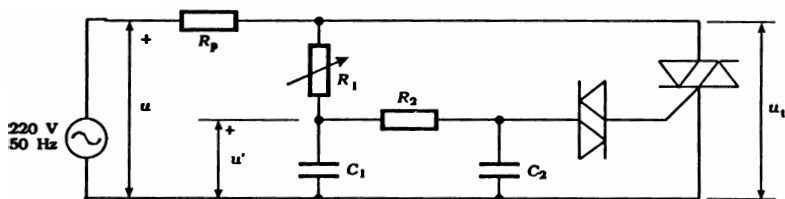
Сл.10.3.3. б) Напон градске мреже и напон на кондензатору u_c ;
в) струја гејта; г) струја кроз триак

напона u , као на сл.10.3.3.б. Фазно заостајање може да се мења променом отпорности R .

На сл.10.3.3.б. се види да напон u_c у почетку расте и да у тренутку t_2 достиже вредност U_d , која доводи диак у проводно стање. После пробоја, напон на диаку нагло опада и кондензатор C се нагло празни; кроз диак протиче краткотрајни струјни импулс у тренутку t_2 , који окида триак (сл.10.3.3.в). Триак почиње да проводи и кроз њега и потрошач тече струја од тренутка t_2 до t_3 . У тренутку t_3 струја престаје да тече јер је напон извора опао на нулу.

Са сл.10.3.3.б се види да је напон на кондензатору u_c такође наизменични. У тренутку t_5 напон u_c постаје једнак напону пробоја диака у другом смеру; сада диак постаје проводан и преко њега се опет окида триак, али у супротном смеру; сада струја тече од тренутка t_5 до t_6 . Овако би било у идеалном случају који се нешто разликује од стварног стања. Стварно стање би изгледало овако: у тренутку окидања диака (тренутак t_2 на сл.10.3.3.б) напон u_c опадне за неку вредност (ΔU_c) па сада брже опада до нуле и брже достиже негативни максимум у тренутку t_4 , провођење триака траје нешто дуже (од t_4 до t_6 итд.).

Коло на сл.10.3.3.а има низ недостатака. Код њега долази до знатног изобличења напона u_c и релативно тешке тачне контроле угла провођења; не може се увек постићи контрола преко целе полупериоде итд. Боље карактеристике даје коло на сл.10.3.4. И овде се напон напајања доводи из градске мреже. Напон u' се фазно помера у односу на напон u и његово подешавање се обавља променом отпорности R_1 . Отпорност R_2 и капацитивност C_2 врше додатно фазно померање,

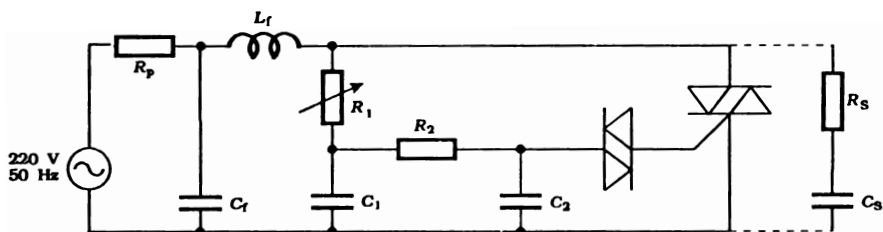


Сл.10.3.4. Сложено коло за фазну регулацију.

па је осигурана контрола преко целе периоде наизменичног напона. Када напон на кондензатору C_2 достигне напон пробоја диака, долази до окидања триака и струја тече кроз потрошач. Исто тако после пробоја, напон на диаку нагло опада. Окидна струја тече кратко време и диак опет постаје непроводан. Кондензатор C_1 брзо надопуњује делимично испразњем кондензатор C_2 .

Коло на сл.10.3.4. може у принципу да се употреби за контролу струје кроз неки потрошач и на тај начин може да се мења брзина обртања колекторских мотора (на пример код електричних бушилица), затим да се регулише осветљење помоћу сијалица, итд.; ово коло обично изазива радио-смeтње, па му треба додати филтар (L_f и C_f) за њихово отклањање, као на сл.10.3.5.

Ако потрошач има и индуктивну компоненту (на пример код мотора), може



Сл.10.3.5. Сложено коло за фазну регулацију са филтром за отклањање радио-смeтњи (L_f и C_f) и посебним колом за контролу струје кроз индуктивно оптерећење (R_s и C_s)

да дође до губитка контроле због фазног помераја струје и напона на потрошачу и триаку. Ова смeтња се отклања додавањем посебног кола (R_s и C_s на сл.10.3.5.), које спречава нагли пораст напона на триаку у тренутку прекида кола и омогућава контролу провођења струје.

Ако се кола на сл.10.3.4. и 10.3.5. напајају из мреже напона 220 V, 50 Hz, тада могу да се употребе следећи елементи: $R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega - 1/2 \text{ W}$ отпорник + $500 \text{ k}\Omega - 1 \text{ W}$ потенциометар, $R_2 = 15 \text{ k}\Omega - 1/2 \text{ W}$, $C_1 = C_2 = C_f = 100 \text{ nF}/400 \text{ V}$, $L_f = 200 \mu\text{H}$, диак KR206 и триак KT207/400 производње "Искра". Ако се регулише брзина обртања електромотора, теба узети $R_s = 100 \Omega$ и $C_s = 0,22 \mu\text{F}/400 \text{ V}$. Могу да се употребе и други тиристори и друге одговарајуће вредности елемената.

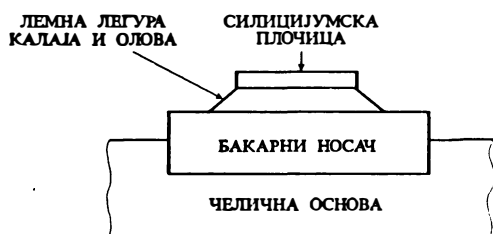
Питања за понављање

1. Како се тиристори укључују једносмерним напонам?
2. Како се тиристори укључују из истог наизменичног извора?
3. Како се тиристори укључују импулсима?
4. Чему служи коло за фазно регулисање помоћу диода и триака?
5. Чему служе елементи R и C код кола за фазно регулисање?
6. Чему служе елементи R_S и C_S код кола за фазну регулацију?
7. Чему служе елементи R_f и C_f код кола за фазну регулацију?

10.4. ХЛАЂЕЊЕ ПОЛУПРОВОДНИКА. ПРОРАЧУН РАСХЛАДНОГ КОЛА

Због протицања струје кроз полупроводник и због напона на њему он се загрева. Снага загревања је једнака производу напона и струје, тј. $P = UI$. Снага загревања увек постоји без обзира на хлађење полупроводника.

Код транзистора се топлота развија највише у колекторском споју јер кроз њега тече колекторска струја и на њему је скоро сав напон између колектора и емитора. Ову топлоту треба пренети на кућиште, а са њега даље на околину. Због тога се обично колектор налази ближе кућишту, како би се топлота лакше пренела са полупроводника на кућиште транзистора (сл.10.4.1).



Сл.10.4.1. Начин причвршћења транзистора на подлогу

Топлота се, иначе, преноси провођењем (кондукцијом), зрачењем (радијацијом) и струјањем (конвекцијом). Често се ови начини комбинују, па је врло тешко израчунати тачно њено преношење. Осим тога значајно је да ли се хладњак (метално тело на које је монтиран транзистор и са којег се топлота преноси на околину) налази у слободном простору или је затворен у металну кутију у којој има и других извора топлоте итд. Уопште

се сматра да се при прорачунавању може нормално погрешити за око 50 %.

Одвођење топлоте од транзистора на околину може се извести директно, при чему се она са колекторског споја најпре преноси на кућиште, а са кућишта одводи даље на околину на један од наведених начина. Одвођење топлоте је ефикасније ако се она са колекторског споја најпре пренесе на кућиште, затим са кућишта на хладњак, а затим са хладњака на околину.

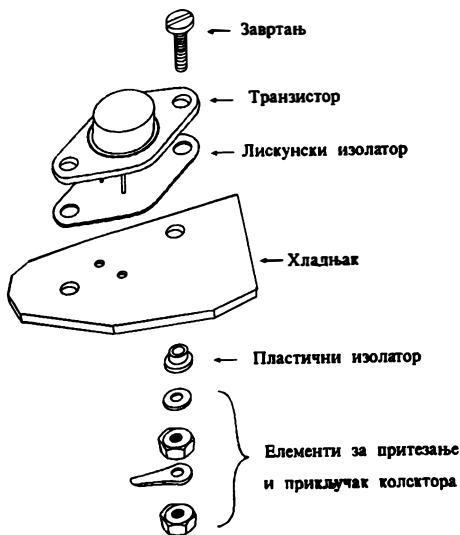
Преношење топлоте са једног тела на друго није идеално јер између њих постоји нека топлотна отпорност. Топлотна отпорност означава за колико се степени Целзијуса повишава температура ако се снага на транзистору повећа за 1 W. Она има јединицу $^{\circ}\text{C}/\text{W}$; на пример, $1,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ значи да се код повећања снаге за 1 W температура између полупроводника и кућишта повиси за $1,5^{\circ}\text{C}$.

Преношење топлоте са полупроводника на метално кућиште такође није

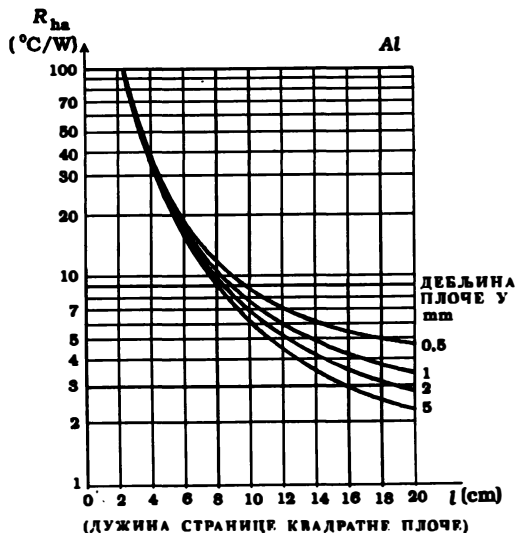
идеално, па постоји између њих топлотна отпорност R_{jc} ; код транзистора 2N3055 ова отпорност износи $1,5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$). Топлоту треба даље пренети са кућишта транзистора на хладњак, који може да се направи од равне алуминијумске плоче (мада може бити и од других метала и другачијег облика). Пример монтаже транзистора на хладњак приказан је на сл. 10.4.2.

Између кућишта транзистора и хладњака постоји топлотна отпорност R_{ch} . Она веома зависи од облика транзистора и начина причвршћивања. Ако се на пример, транзистор 2N3055 директно монтира на алуминијумску плочу, ова је отпорност око $0,5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Ако се између транзистора и хладњака постави силиконска маст и транзистор добро притегне, ова отпорност износи око $0,1\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Ако се између хладњака и транзистора постави лискунски изолатор (лискун је минерал који добро проводи топлоту, а у електричном погледу је изолатор), тада је отпорност око $1\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Ако се лискунски изолатор подмаже силиконском машћу и добро притегне, отпорност ће опати на око $0,5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

Топлота се даље преноси са хладњака на околину (некад се то назива амбијент). Између хладњака и околине постоји топлотна отпорност R_{ha} . Ова отпорност веома зависи од величине и облика хладњака, његове боје и положаја. Ако се хладњак прави од алуминијумске плоче, она треба да буде постављена вертикално, јер тада ваздух боље струји око ње; треба да буде црно обојена, јер тада боље зрачи топлоту на околину. За хладњаке направљене од алуминијумских плоча топлотна отпорност се може наћи из дијаг-

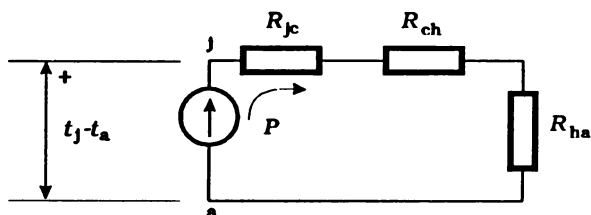


Сл.10.4.2. Монтажа транзистора на хладњак



Сл.10.4.3. Дијаграми за одређивање топлотне отпорности алуминијумских плоча

рама на сл.10.4.3. Добијене вредности треба повећати за 30 %, ако се плоча постави хоризонтално јер је тада струјање ваздуха слабије; ако се плоча обоји у црно, топлотна отпорност је мања за око 30 %, јер је зрачење боље. На сл.10.4.3. се види да за алуминијумску плочу, дебљине 2 mm а ширине и дужине по 20 cm, ова отпорност износи око 3 °C/W. За остале хладњаке треба узети податке од произвођача. Топлотна отпорност хладњака се знатно смањује принудним хлађењем вентилатором (до око 10 пута).



Сл.10.4.4. Еквивалентно коло хлађења транзистора

Хлађење транзистора се може представити помоћу еквивалентне шеме као на сл.10.4.4. Снага не зависи од расхладног кола и црта се слично извору константне струје (снага зависи од напона и струје који постоје на полупроводничком елементу). Снага тече кроз расхладно коло и ствара на топлотним отпорностима температурну разлику. Ово

коло се решава као и електрична кола. Температурна разлика између тачака j и a биће једнака:

$$t_j - t_a = P \cdot (R_{jc} + R_{ch} + R_{ha}) . \quad 10.4.1.$$

Произвођач транзистора даје максималну дозвољену температуру полупроводника t_j , која је обично од 150 до 200 °C. Нека је дозвољена температура полупроводника 150 °C, а температура околине $t_a = 25$ °C. Види се да повећање температуре полупроводника изнад температуре околине може да буде $t_j - t_a = 125$ °C. Вредност топлотне отпорности R_{jc} се узима из података произвођача. Отпорност R_{ch} је око 0,5 °C. Треба одредити отпорност R_{ha} тако да се загревање транзистора налази у дозвољеним границама. Из једначине 10.4.1. се добије:

$$R_{ha} = \frac{t_j - t_a}{P} - R_{jc} - R_{ch} \quad 10.4.2.$$

Помоћу овако одређене вредности за отпорност R_{ha} одређује се хладњак.

Пример: Нека је потребно обезбедити хлађење транзистора 2N 3055 на којем се развија снага од 20 W и који се директно причвршћује на кућиште без лискунског изолатора и без силиконске масти. Код њега је $R_{jc} = 1,5$ °C/W, а $R_{ch} = 0,5$ °C/W. Нека је усвојено да је $t_a = 45$ °C, док је $t_j = 200$ °C. Ако се ове вредности замене у једначину 10.4.2, добија се:

$$R_{ha} = \frac{(200 \text{ } ^\circ\text{C} - 45 \text{ } ^\circ\text{C})}{20 \text{ W}} - 1,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} - 0,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 5,75 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Са сл.10.4.3. се види да за добијање овакве топлотне отпорности код алуминијумске плоче дебљине 2 mm треба узети дужину и ширину приближно по 11 cm. Због могућих одступања од прорачуна треба узети већу плочу, па је разумно усвојити дужину и ширину плоче по око 15 cm.

Слично се изводе и прорачунавају хладњаци код осталих полупроводника.

Питања и задаци

1. Зашто се загревају полупроводници?
2. Где се развија највећа количина топлоте код транзистора?
3. Како се може одвести топлота од њеног извора?
4. Шта је топлотна отпорност?
5. Шта показује вредност топлотне отпорности (на пример, $2^{\circ}\text{C}/\text{W}$)?
6. Како се смањује топлотна отпорност?
7. Колико типично износе топлотне отпорности између полупроводника и кућишта, између кућишта и хладњака, затим између хладњака и амбијента?
8. Како се пише други Кирхофов закон за топлотно коло код хлађења транзистора?
9. Које величине у топлотном колу се могу лако мењати, које тешко, а које никако?
10. Како се израчунава величина хладњака?
11. Нека је снага на транзистору 50 W, његова отпорност $R_{jc} = 1^{\circ}\text{C}/\text{W}$, $t_j = 200^{\circ}\text{C}$, $t_a = 45^{\circ}\text{C}$ и нека је монтиран директно на хладњак од алуминијумске плоче ($R_{ch} = 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$) дебљине 3 mm. Нађи дужину стране квадратног хладњака.
12. Нека је снага на транзистору 30 W, његова отпорност $R_{jc} = 3^{\circ}\text{C}/\text{W}$, $t_j = 200^{\circ}\text{C}$, $t_a = 55^{\circ}\text{C}$ и нека је монтиран на хладњак од алуминијумске плоче са лискуном и силиконском машћу ($R_{ch} = 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$) дебљине 2 mm. Нађи дужину стране квадратног хладњака.
13. Нека је снага на транзистору 10 W, његова отпорност $R_{jc} = 5^{\circ}\text{C}/\text{W}$, $t_j = 175^{\circ}\text{C}$, $t_a = 25^{\circ}\text{C}$ и нека је монтиран директно на хладњак од алуминијумске плоче ($R_{ch} = 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$) дебљине 2 mm. Нађи дужину стране квадратног хладњака.

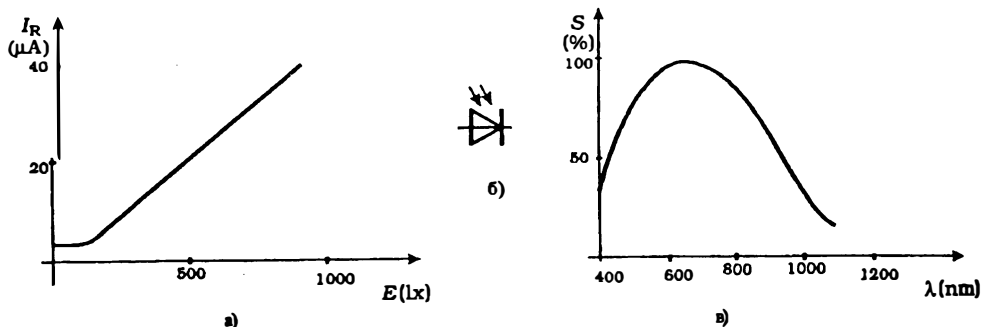
11. ОПТОЕЛЕКТРОНИКА

Основе фотометрије. - Светлосни зраци се шире од извора светлости. Скуп свих светлосних зрака који пролазе кроз неку површину чине светлосни флуks Φ кроз ту површину. Јединица светлосног флуksа је 1 лумен (1 lm). Ако се неки сноп светлости рашири и пролази кроз већу површину, укупан светлосни флуks кроз већу површину остаје исти, али се густина светлосног флуksа смањује. То значи да се густина светлосног флуksа смањује са повећањем површине, док се повећава повећањем самог флуksа. Веза између флуksа и његове густине се може изразити као $E = \Phi/S$, где је E густина светлосног флуksа, Φ светлосни флуks, а S је површина кроз коју пролази светлост. Густина светлосног флуksа се још назива и осветљеност; јединица је 1 лукс (1 lx). Основна величина у фотометрији је јачина светлосног извора I ; јединица јој је 1 кандела (1 cd) и једнака је 1 lm/sr (sr је стерадијан - јединица за просторни угао).

Таласна дужина видљиве светлости иде од око 400 nm (љубичаста) до око 700 nm (црвена). Испод 400 nm су ултраљубичасти, а изнад 700 nm су инфрацрвени зраци.

11.1. ФОТОДИОДЕ, ФОТОТРАНЗИСТОРИ И ФОТООТПОРНИЦИ

ФОТОДИОДЕ. - Унутрашња грађа фотодиоде је слична грађи обичне диоде. Разлика се састоји у томе што је код фотодиоде PN -спој откривен и на њега



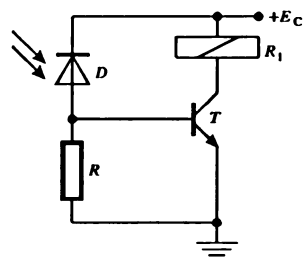
Сл.11.1.1. а) Карактеристика фотодиоде; б) њена ознака; в) зависност осетљивости од таласне дужине

могу да падају светлосни зраци. Када светлост удари у PN -спој, стварају се парови шупљина-електрон. Ако се диода инверзно поларише, тада кроз њу тече повећана инверзна струја. Повећање инверзне струје I_R кроз диоду је приближно сразмерно повећању осветљености E . Типично повећање струје је око 100 nA/lx. Карактеристика фотодиоде је приказана на сл.11.1.1.а.

Симбол фотодиоде је приказан на сл.11.1.1.б. Фотодиода нормално ради у области видљиве светлости и у инфрацрвеној области. Типична осетљивост фотодиоде је приказана на сл.11.1.1.в. Види се да је диода најосетљивија за таласну дужину око 800 nm. Код мале осветљености (на пример 10 lx) на укупну струју знатно утиче инверзна топлотна струја диоде, тако да је рад несигуран. Код веће осветљености (на пример 1000 lx) инверзна струја линеарно зависи од осветљености и фотодиода се може употребити у мерне сврхе.

Фотодиода се најчешће употребљава као детектор постојања или непостојања светлости. Примењује се код сигналних уређаја, код светловода итд.

Типичан пример примене фотодиоде је приказан на сл.11.1.2. На диоду је прикључен инверзни напон E_c . Ударом светлосних зрака диода постаје делимично проводна. Кроз њу протиче струја, која на отпорнику R ствара напон, због којег тече струја базе транзистора. Транзистор постаје проводан и активира реле R_1 .

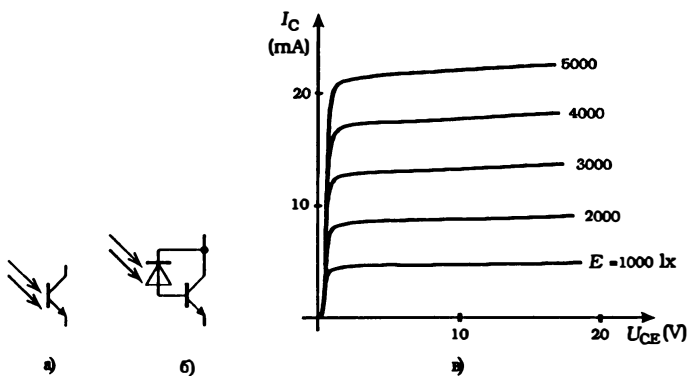


Сл.11.1.2. Коло за укључивање релеа помоћу фотодиоде

Време укључивања или искључивања код обичних фотодиода је око $1 \mu s$ (на пример код фотодиоде *BPX60* фирме Сименс). Код брзих фотодиода може да буде краће од 1 ns (на пример код фотодиоде *BPX65* фирме Сименс).

Фототранзистори су такође слични обичним транзисторима; и код њих је полупроводник откривен па на њега може да пада светлост. Ако се обичном транзистору открије полупроводник, он се такође понаша као фототранзистор, мада су боље карактеристике фототранзистора који су посебно направљени за ту сврху. Исто тако и фототранзистор може да ради као обичан транзистор.

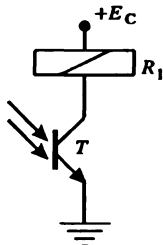
Графички симбол фототранзистора је приказан на сл.11.1.3.а. Спој база-колектор се понаша као фотодиода, тако да се еквивалентна шема фототранзистора може приказати као на сл.11.1.3.б. Ударом светлосних зрака у *PN*-спој



Сл.11.1.3. а) Ознака фототранзистора; б) његова еквивалентна шема; в) карактеристике

база-колектор, кроз њега протиче повећана инверзна струја. Ова струја се појачава коефицијентом струјног појачања h_{21E} па се добије знатно већа колекторска струја I_C . Повећањем осветљености повећава се инверзна колекторска струја, а такође и струја колектора. Карактеристике фототранзистора су приказане на сл.11.1.3.в.

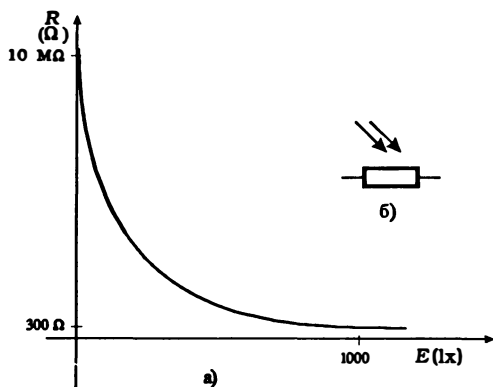
Фототранзистор има знатно већу осетљивост од фотодиоде јер се струја добијена ударом светлосних зрака у њему појачава. Време успостављања или ишчезавања струје кроз транзистор је знатно дуже него код фотодиода и износи типично око $5 \mu s$ (на пример за *BPX103* фирме Сименс). И код фототранзистора је осетљивост највећа за таласну дужину светлости око 800 nm .



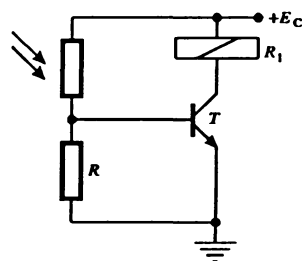
Сл.11.1.4. Коло за укључивање релеја помоћу фототранзистора

Фототранзистори се примењују такође као детектори постојања или непостојања светлости. Обично им није потребан посебан појачавач. Типично коло употребе фототранзистора је приказано на сл.11.1.4. и веома је слично колу на сл.11.1.2. И овде је транзистор непроводан када на њега не пада светлост. Ако светлост падне на фототранзистор, он проведе и релеј се активира.

Фотоотпорници се најчешће праве од кадмијум-сулфида. У њему нормално има мало слободних носилаца електрицитета уколико се налази у мраку. Ако се осветли, удар светлосних зрака ствара слободне носиоце електрицитета. Што је већа осветљеност, већи је њихов број, док је отпорност мања. Карактеристика фотоотпорника је приказана на сл.11.1.5.а, на којој се види да његова отпорност опада са порастом осветљености по кривој, која је слична хиперболи. Графички симбол фотоотпорника је приказан на сл.11.1.5.б. Карактеристика фотоотпорника зависи и од стања у којем се налазио непосредно пре испитивања.



Сл.11.1.5. а) Карактеристика фотоотпорника;
б) његова ознака



Сл.11.1.6. Коло за укључивање релеја помоћу фотоотпорника

Фотоотпорници имају велико време укључивања и искључивања (око 1 ms) и то им је један од највећих недостатака. Отпорност фотоотпорника се мења у врло широким границама па се често употребљава за детекцију нивоа осветљености. Помоћу њих се често праве аутомати за укључивање уличног осветљења, светлећих реклама итд. Типично коло за укључивање неког уређаја код одређеног светлосног нивоа је приказано на сл.11.1.6, чији рад је скоро идентичан раду кола на сл.11.1.2, само што се овде лакше одређује ниво код којег се реле активира.

Питања за понављање

1. У којој области лежи таласна дужина видљиве светлости?
2. Шта је јачина светлосног извора и која је њена јединица?
3. Шта је светлосни флуks и која је његова јединица?
4. Шта је густина светлосног флуksа и која је њена јединица?
5. По чему се фотодиода разликује од обичне диоде?
6. Како изгледа карактеристика фотодиоде?
7. Чему служе фотодиоде?
8. По чему се фототранзистор разликује од обичног транзистора?
9. Може ли се обичан транзистор употребити као фототранзистор?
10. У којој области је осетљивост фототранзистора највећа?
11. Чему служе фототранзистори?
12. Како раде фотоотпорници?
13. Чему служе фотоотпорници?

11.2. СВЕТЛЕЋЕ ПОЛУПРОВОДНИЧКЕ ДИОДЕ

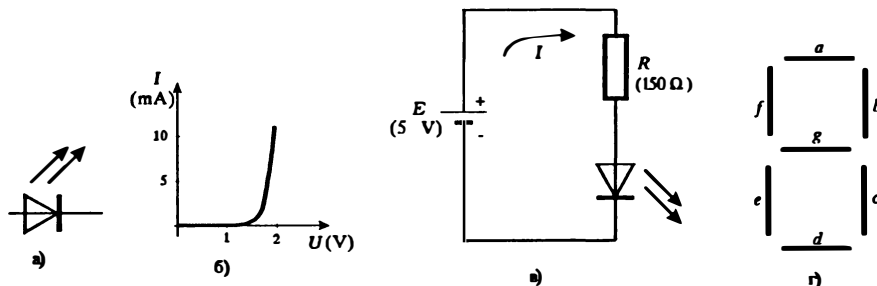
Светлеће полупроводничке диоде су поларисане у пропусном смеру. Приликом рекомбинације шупљина и електрона ослобађа се енергија у виду светлости. Боја светлости зависи од употребљеног полупроводничког материјала и примеса. Најчешће се као полупроводнички материјали употребљавају галијум арсенид, галијум арсенид-фосфид итд. Као примесе се најчешће користе цинк, селен, телур итд. Ширина области емитовања је доста уска (типично 40 nm) па је боја добијене светлости веома чиста.

Светлећа диода је веома слаб конвертор енергије. Типичан степен искоришћења је око 0,5 %, што значи да се само 0,5 % уложене енергије претвара у светлост, док се 99,5 % претвара у топлоту. Код диода које раде у инфрацрвеној области степен искоришћења је знатно већи и износи преко 10 %.

Време искључивања и укључивања светлећих диода је неколико наносекунди.

Графички симбол за светлећу диоду је приказан на сл.11.2.1.а, док је њена карактеристика у пропусном смеру приказана на сл.11.2.1.б. Посебно је потребно напоменути да је дозвољени инверзни напон ових диода веома низак (типично 3 V).

Типичан радни напон светлеће диоде је од 1,5 до 2,5 V, а струја 10 mA. Струја може да тече и у импулсима и тада је већа (типично 100 mA). Диода се не укључује директно на напон напајања него се са њом на ред ставља отпорник за ограничење струје као на сл.11.2.1.в.



Сл.11.2.1. а) Ознака за светлећу диоду; б) њена карактеристика; в) светлећа диода са извором и отпорником за ограничење струје; г) седмосегментни показивач са светлешим диодама

Светлеће диоде се углавном употребљавају као индикатори укључености, неког стања итд. Посебан облик ових диода се користи за израду седмосегментних индикатора од којих је један пример приказан на сл.11.2.1.г. Сваки сегмент је једна диода издуженог облика или се светлост усмерава тако да на површину излази у облику једног сегмента. Диоде које раде у инфрацрвеној области и употребљавају се као извори невидљивих зрака код сигурносних уређаја, код светловода итд.

Питања за понављање

1. На који начин раде светлеће диоде?
2. Који је типичан радни напон и колика типична струја кроз светлећу диоду?
3. Зашто се светлећа диода не може директно прикључити на извор?
4. Колико се електричне енергије претвори у светлост у светлећој диоди?
5. У којој области таласне дужине раде светлеће диоде?
6. Чему служе светлеће диоде?

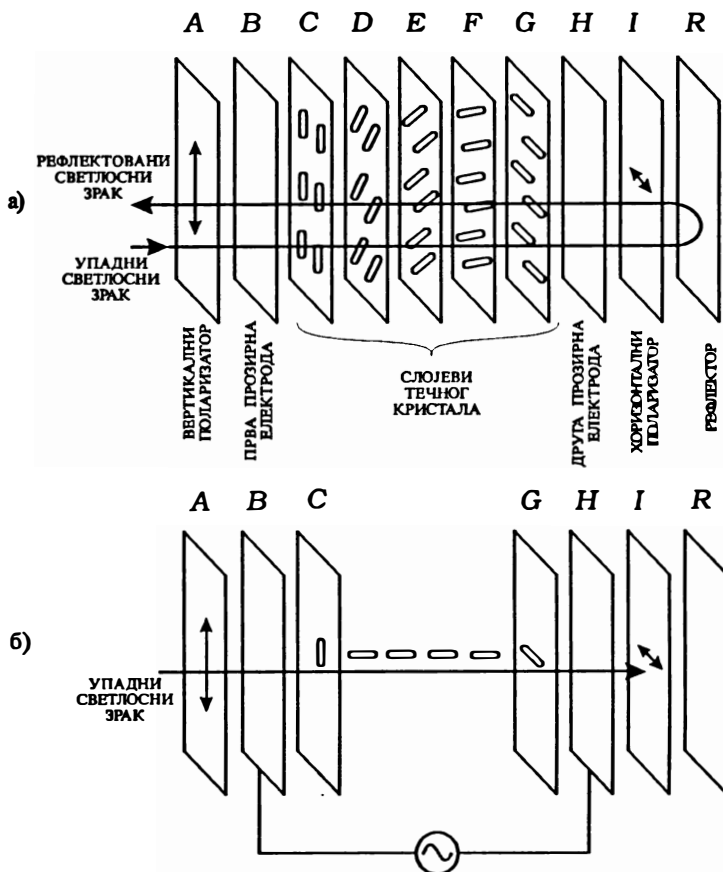
11.3. ТЕЧНИ КРИСТАЛИ

Течни кристали су материје које имају особине течности и кристала: течни су и могу се код собне температуре преливати из једног суда у други; светлост се различито простира у различитим правцима па се понаша као кристал.

Течни кристали су органског порекла. Постоји веома много материја са особинама течних кристала али се најчешће употребљавају материје као што је 4-метоксибензилиден-4-бутиланилин, затим 4-бутил-4-метоксиазоксибензол

итд. Молекули течног кристала су штапићастиг облика. Један крај молекула је позитиван, а други негативан, док је молекул укупно неутралан. Ако се нађу у електричном пољу, могу да се усмере у његовом смеру.

Сви молекули у једном слоју су поређани у истом смеру, који се назива директор. Ако се више оваквих слојева постави између две прозирне и проводне електроде, добије се сегмент течног кристала, као на сл.11.3.1.а. Прозирне и проводне електроде су *B* и *H*, а слојеви течног кристала су *C*, *D*, *E*, *F* и *G*. У стварности има далеко више слојева течног кристала.



Сл.11.3.1. а) Сегмент течног кристала без укљученог електричног поља; овај сегмент није видљив;
б) сегмент са укљученим електричним пољем

Испред прве прозирне електроде се поставља вертикални поларизатор (оптичка решетка). Светлосни зраци, који долазе до вертикалног поларизатора осцилују у свим правцима. Кроз њега пролазе само они који осцилују у вертикалном правцу. Овај вертикално поларизовани светлосни талас пролази кроз прву прозирну электроду неизмењен. Кроз први слој течног кристала *C* пролази такође неизмењен, затим га слој *D* заокреће мало удесно. Следећи слојеви *E* и *F*

још више заокрећу правац осциловања удесно, а слој G га поставља у хоризонтални положај.

Светлосни талас са овако заокренутим правцем осциловања, пролази кроз другу прозирну электроду H и долази на хоризонтални поларизатор I . Овај поларизатор пропушта само светлосни талас који осцилује у хоризонталном правцу. У овом случају светлосни талас пролази кроз хоризонтални поларизатор и удара у рефлектор R (огледало), који га одбија назад. Светлосни талас се враћа истим путем - пролази кроз хоризонтални поларизатор, заокреће се слојевима течног кристала у вертикални положај, пролази кроз вертикални поларизатор и долази на место одакле је пошао. Ако светлост пође од неког места ка огледалу и врати се истим путем назад, на његовом путу не постоје видљиве препреке па овај сегмент није видљив.

Ако се на прозирне електроде прикључи одговарајући напон, између њих постоји електрично поље. Штапићасти молекули течног кристала се усмеравају у смеру поља као на сл.11.3.1.б. Само молекули који се налазе непосредно уз прозирну электроду остају у првобитном положају. Овако поређани молекули течног кристала више не заокрећу раван поларизације па светлосни талас долази до хоризонталног поларизатора I вертикално поларисан. Кроз њега не може да прође па остаје у течном кристалу. Сада сегмент течног кристала апсорбује светлост и понаша се као рупа у којој она нестаје, па је црне боје.

Показивач са течним кристалима мора да ради на наизменични напон чија је учестаност обично од 30 до 300 Hz, јер би једносмерни извршио електролизу органских материја и тако им драстично смањено век трајања. Наизменични напон напајања обично има правоугаони облик јер га је лако направити помоћу дигиталних кола и обично има амплитуду између 1 V и 18 V. Течни кристал има типичну отпорност $100 \text{ M}\Omega/\text{cm}^2$. Густина струје која тече кроз њега износи типично $1 \mu\text{A}/\text{cm}^2$, што значи да му је потрошња веома мала.

Показивачи од течног кристала се најчешће праве у седмосегментном облику. Сегменти се често обликују да цифра формирана од њих има лепши облик. Често се користе код џепних рачунара (дигитрона), дигиталних часовника, електронских инструмената итд. Од течних кристала се такође израђују екрани формирани од његових тачака, који се најчешће користе код рачунара или преносних телевизора. Највећи недостатак течних кристала је мала брзина реаговања. Типично време реаговања је 100 ms. Типичан век трајања течног кристала је 50.000 часова. Осетљиви су на механичке деформације (притискање показивача прстима често доводи до његовог уништења).

Питања за понављање

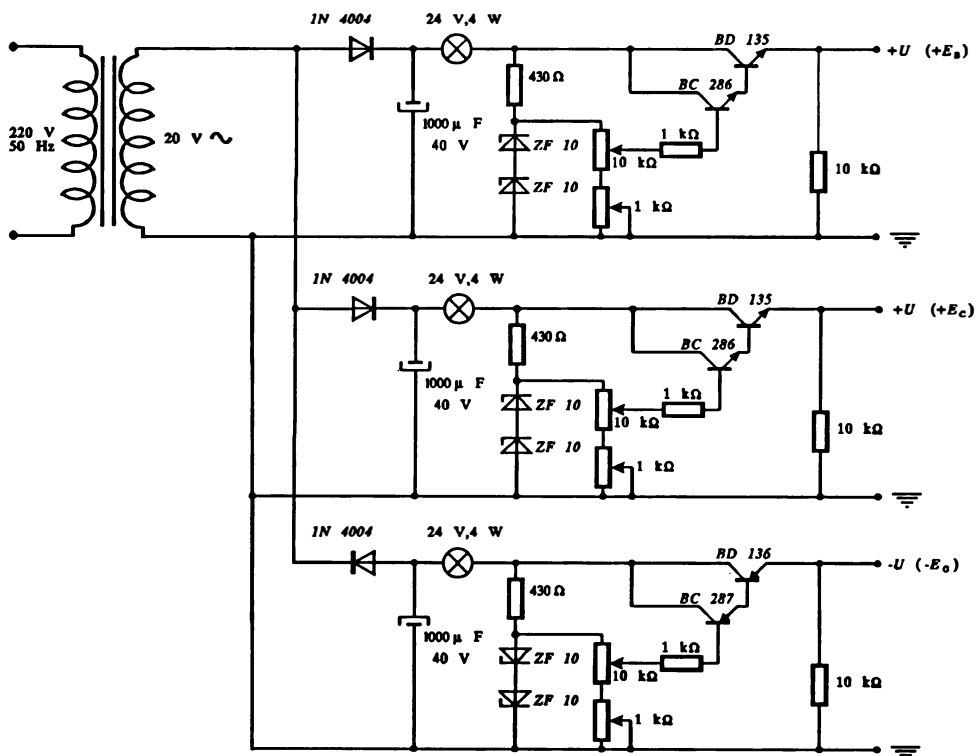
1. Зашто су течни кристали добили ово име?
2. Какви су молекули течних кристала?
3. Од којих слојева се састоји индикатор од течних кристала?
4. Шта је оптичка решетка?
5. Шта се дешава када се на течни кристал прикључи електрични напон?
6. Шта се дешава када се на течни кристал прикључи једносмерни напон?
7. Колики је типичан радни напон и струја течног кристала?
8. Где се користи течни кристал?

ОПШТА УПУТСТВА ЗА ИЗВОЂЕЊЕ ЛАБОРАТОРИЈ- СКИХ ВЕЖБИ ИЗ ЕЛЕКТРОНИКЕ I

Пре почетка вежби ученици су дужни да проуче упутсто за вежбу. Ученици сами повезују елементе на макети и инструменте, али прикључивање на напон напајања могу да изведу тек пошто професор прегледа везе. Ако је позната вредност мерене величине, опсег мерења на инструменту се поставља тако да се мерена величина нађе у овом опсегу; уколико мерена величина није позната, поставити највећи опсег и приликом мерења га смањивати док се мерена величина не нађе у друге 2/3 опсега мерења. Избегавати употребу прве трећине скале, јер су ту грешке мерења релативно велике (на пример, на опсегу од 10 V не треба мерити напона ниже од 3 V уколико се не мора). Код дигиталног мултиметра постоји заштита од погрешног укључивања код мерења напона и отпорности, док код мерења струје треба почети од највећег опсега; уопште, најчешће се инструменти оштећују приликом мерења струје, па таква мерења треба избегавати.

Вежба треба да буде комплетно завршена за 2 спојена школска часа.

На доњој слици је приказан један пример извора напајања помоћу којег се могу извести скоро све вежбе. Извор је заштићен од погрешне употребе (кратког



споја и преоптерећења). Трансформатор треба да даје струју око 0,5 А и наизменични напон око 20 V. Могу да се употребе и друга врста трансформатора и стабилизатора напона, али такво коло треба посебно прорачунати и испитати. Сијалице су 24 V/4 W за камионе. Реостат од 1 kΩ служи за фино, а потенциометар од 10 kΩ за грубо подешавање напона.

На шемама где је предвиђено више волтметара, може се употребљавати само један, јер се лако премешта са једног места на друго.

ВЕЖБА БР.1.

ПОТЕНЦИОМЕТАР

Прибор:

1. Извор једносмерног напона
2. Потенциометар
3. Два отпорника
4. Волтметар једносмерног напона или дигитални мултиметар
5. Милиамперметар за једносмерну струју

Задатак:

1. Прегледати инструменте и остали прибор за вежбу. Утврдити улогу појединих елемената, места прикључака, улогу појединих преклопника и прекидача на инструментима, врсту скале (ако их имају) и начин читавања мерење величине. Код инструмената тачно предвидети опсег мерења или почети од највећег.

2. Повезати елементе према сл.1. (без прикљученог потрошача). Померати клизач потенциометра према табели I и притом мерити напон на њему. Резултате мерење уносити у табелу I.

Табела I ($R_p = \infty$)

α (pod.)	0	2	4	6	8	10
U_p (V)						

3. Повезати елементе према сл.2, а отпорност потрошача одредити да буде око 5 пута већа од отпорности потенциометра. Померати клизач на потенциометру према табели II и притом мерити напон на њему, односно на потрошачу. Резултате мерења унети у табелу II.

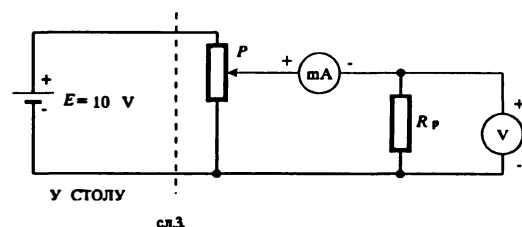
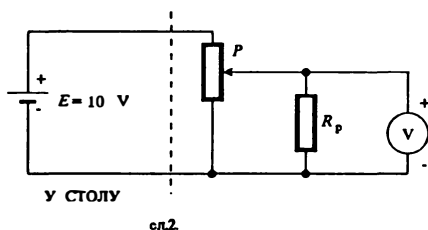
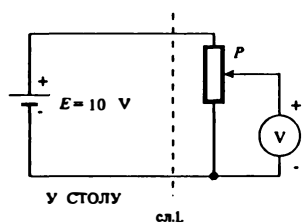
Табела II ($R_p \approx 5 R_{pot}$)

α (pod.)	0	2	4	6	8	10
U_p (V)						

4. Повезати елементе према сл.3, али нека сада отпорност потрошача буде приближно једнака отпорности потенциометра. Померати клизач на потенциометру према табели III и притом мерити напон на потрошачу и струју кроз њега. Резултате мерења унети у табелу III.

Табела III

α (pod.)	0	2	4	6	8	10
U_p (V)						
I_p (mA)						



5. На основи резултата из тачака 2, 3 и 4 нацртати на милиметарској хартији зависност напона на клизачу потенциометра од угла α . Узети размену 1 подеок = 1 cm и 1 V = 1 cm. После цртања дијаграма утврдити у којем случају се излазни напон линеарно мења са променом угла потенциометра, а у којем је зависност нелинеарна:

- а) зависност је линеарна према мерењу у тачки ____ када је R_p ____.
 б) зависност је мало нелинеарна према мерењу у тачки ____ када је R_p ____.
 в) зависност је много нелинеарна према мерењу у тачки ____ када је R_p ____.

ВЕЖБА БР.2.

СНИМАЊЕ КАРАКТЕРИСТИКА ДИОДА

Прибор:

1. Усмерач са потенциометром (у столу)
2. Волтметар
3. Милиамперметар
4. Макета са диодама

Задатак:

1. Повезати елементе према сл.1 за снимање карактеристика силицијумске диоде.
2. Снимити зависност директне струје од директног напона према табели I. На милиметарској хартији нацртати зависност директне струје од директног напона узимајући размену 1 cm = 1 mA и 1 cm = 0,1 V.

Табела I

U_D (V)	0	0,2	0,3	0,4	0,45	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7
I_D (mA)										

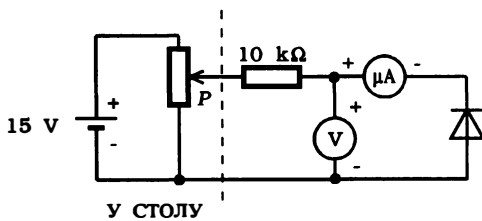
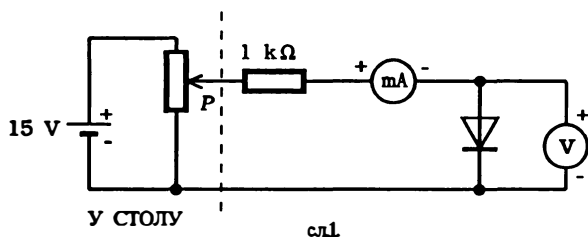
3. Повезати елементе као на сл.1 само уместо силицијумске диоде ставити германијумску. Снимити такође зависност директне струје од директног напона према табели II. Снимити зависност инверзне струје од инверзног напона према сл.2. и табели III. Нацртати зависност струје од напона на милиметарској хартији узимајући размену 1 cm = 1 mA и 1 cm = 0,1 V код директне и 1 cm = 1 μ A и 1 cm = 5 V код инверзне поларизације и то на истом дијаграму.

Табела II

U_D (V)	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
I_D (mA)										

Табела III

U_1 (V)	0	1	3	5	10	15
I_1 (μ A)						



ЈЕДНОСТРАНИ И ДВОСТРАНИ УСМЕРАЧ

Прибор:

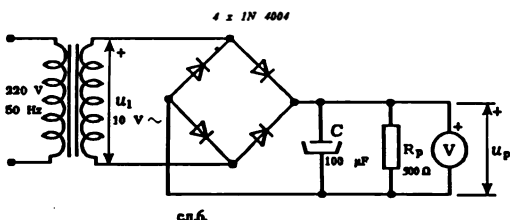
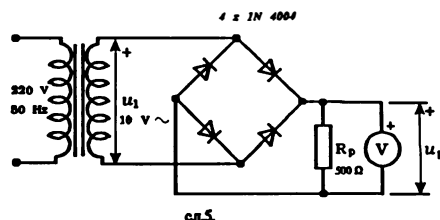
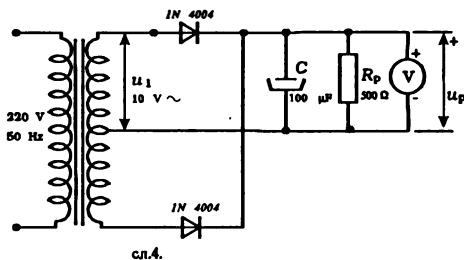
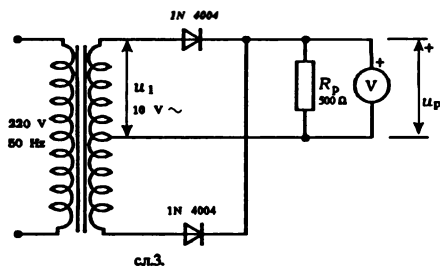
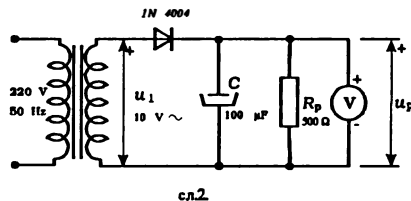
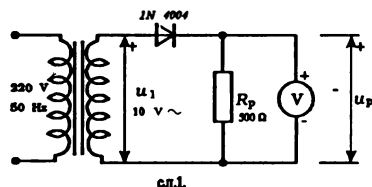
1. Макета усмерача
2. Волтметар за једносмерни напон
3. Двоканални осцилоскоп

Задатак:

1. Повезати елементе на макети за остваривање једностраног усмерача без филтарског кондензатора према сл.1.

2. На улаз усмерача прикључити један канал осцилоскопа, а на излаз други канал осцилоскопа и волтметар. Нацртати на милиметарској хартији, помоћу осцилоскопа, облик напона на улазу и излазу усмерача и то један испод другог. За вертикалну поделу узети $1\text{ cm} = 5\text{ V}$, а за хоризонталну 1 периода = 4 cm. Помоћу волтметра измерити средњу вредност једносмерног напона на излазу усмерача.

3. Повезати елементе за остваривање једностраног усмерача са филтарским кондензатором према сл.2. Извести мерење и снимања из тачке 2 за овај случај.



4. Повезати елементе за двострано усмеравање без филтарског кондензатора према сл.3. Извести мерење и снимање из тачке 2 за овај случај.

5. Повезати елементе за остваривање двостраног усмерача са филтарским кондензатором према сл.4. Извести мерење и снимања према тачки 2 за овај случај.

6. Повезати елементе за остваривање Грецовог усмерача према сл.5. Прикључити само други канал осцилоскопа. Извести мерење и снимања само напона U_p .

7. Повезати елементе за остваривање Грецовог усмерача са филтарском кондензатором према сл.6. Прикључити само други канал осцилоскопа. Извести мерење и снимања само напона U_p .

ВЕЖБА БР.4.

СТАБИЛИЗАТОР НАПОНА СА ЦЕНЕРОВОМ ДИОДОМ

Прибор:

1. Макета стабилизатора са Ценеровом диодом и отпорницима за оптерећење

2. Усмерач са потенциометром

3. Два волтметра за једносмерни напон

4. Два милиамперметра

Задатак:

1. Повезати усмерач, стабилизатор, потрошач и инструменте према сл.1., али без прикључене Ценерове диоде.

2. Мењати напон на улазу стабилизатора према табели I и мерити напоне и струје за сваки наведени улазни напон. Резултате мерења унети у табелу I.

Табела I

U_1 (V)	10	11	12	13	14	15	16	17
U_p (V)								
I_z (mA)								
I_p (mA)								

3. Повезати усмерач, стабилизатор, потрошач и инструменте према сл. 1, али са прикљученом Ценеровом диодом.

4. Мењати напон на улазу овог кола према табели II и мерити напоне и

струје за сваки наведени улазни напон. Резултате мерења унети у табелу II.

Табела II

U_1 (V)	10	11	12	13	14	15	16	18
U_p (V)								
I_z (mA)								
I_p (mA)								

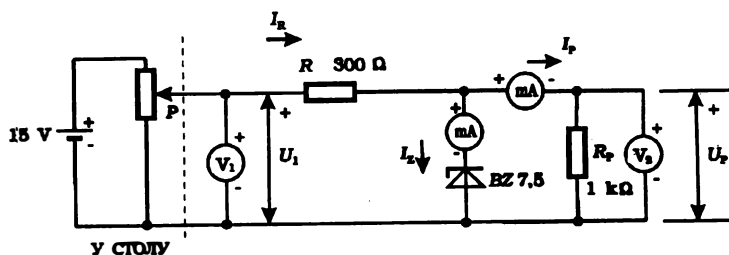
5. Према тачкама 2 и 4 нацртати на милиметарској хартији зависност излазног напона, струје кроз Ценерову диоду и потрошач од улазног напона. За размеру по хоризонтали узети $1 \text{ cm} = 1 \text{ V}$, а по вертикали $1 \text{ cm} = 1 \text{ V}$ и $1 \text{ cm} = 2 \text{ mA}$.

6. Поставити улазни напон на вредност 15 V , а отпорност потрошача мењати према табели III. Измерити излазни напон и струје кроз диоду и потрошач за све случајеве наведене у овој табели. Резултате мерења унети у табелу III.

Табела III

R_p (k Ω)	0,2	0,5	1	2	5	10
U_p (V)						
I_z (mA)						
I_p (mA)						

7. Нацртати на милиметарској хартији зависност излазног напона и свих струја од отпорности потрошача, узимајући за хоризонталну поделу $1 \text{ cm} = 1 \text{ k}\Omega$, а за вертикалну $1 \text{ cm} = 1 \text{ V}$ и $1 \text{ cm} = 2 \text{ mA}$.



СНИМАЊЕ УЛАЗНИХ И ИЗЛАЗНИХ КАРАКТЕРИСТИКА БИПОЛАРНОГ ТРАНЗИСТОРА

Прибор:

1. Макета за снимање карактеристика биполарних транзистора
2. Два волтметра за једносмерни напон (бар један дигитални)
3. Милиамперметар за једносмерну струју
4. Микроамперметар за једносмерну струју

Задатак:

1. Повезати елементе макете према сл.1.
2. Снимити улазне карактеристике биполарног транзистора мењајући напон између базе и емитора према табели I, уз константан напон између колектора и емитора.

Табела I

	$U_{BE} (V)$	0	0,4	0,45	0,5	0,53	0,56	0,6	0,63	0,66	0,7
$U_{CE}=2 V$	$I_B (\mu A)$										
$U_{CE}=10 V$	$I_B (\mu A)$										

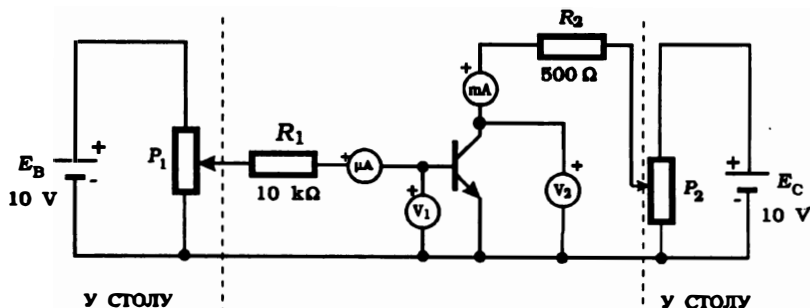
3. Нацртати карактеристике на једном дијаграму узимајући размеру $1 \text{ cm} = 0,1 V$ и $1 \text{ cm} = 10 \mu A$.

4. Снимити излазне карактеристике биполарног транзистора према сл.1 и табели II.

Табела II

	$U_{CE}(V)$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,5	2	4	6	8
$I_B=10 \mu A$	$I_C (mA)$											
$I_B=20 \mu A$	$I_C (mA)$											
$I_B=30 \mu A$	$I_C (mA)$											

5. Нацртати излазне карактеристике на једном дијаграму узимајући раз-
меру $1\text{ cm} = 1\text{ mA}$ и $1\text{ cm} = 1\text{ V}$.



ВЕЖБА БР.6.

СНИМАЊЕ ПРЕНОСНИХ КАРАКТЕРИСТИКА БИПОЛАРНИХ ТРАНЗИСТОРА

Прибор:

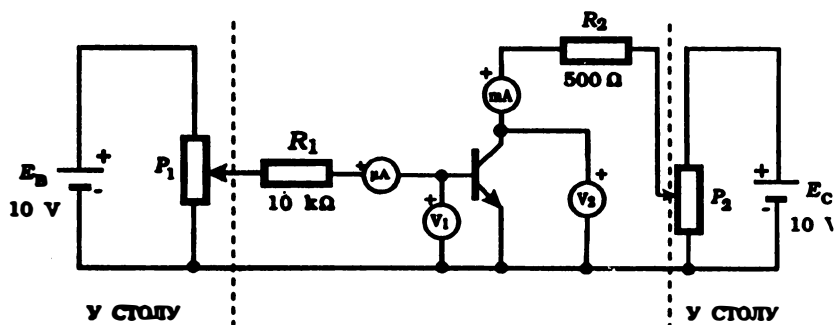
1. Макета за снимање карактеристика биполарних транзистора
2. Два волтметра за једносмерни напон
3. Милиамперметар за једносмерну струју
4. Микроамперметар за једносмерну струју

Задатак:

1. Повезати елементе према сл.1.
2. Снимити зависност колекторске струје од струје базе уз константан напон између колектора и емитора према табели I.

Табела I

	$I_B (\mu A)$	0	5	10	15	20	25	30
$U_{CE}=2\text{ V}$	$I_C (\text{mA})$							
$U_{CE}=10\text{ V}$	$I_C (\text{mA})$							



3. Према табели *I* нацртати на милиметарској хартији директно-преносне карактеристике узимајући размену по хоризонтали $1 \text{ cm} = 5 \mu\text{A}$ и $1 \text{ cm} = 1 \text{ mA}$ по вертикали.

4. Снимити зависност колекторске струје од напона између базе и емитора уз константан напон између колектора и емитора према табели *II*.

Табела *II*

	$U_{BE}(\text{V})$	0	0,4	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75
$U_{CE}=2 \text{ V}$	$I_C(\text{mA})$								
$U_{CE}=10 \text{ V}$	$I_C(\text{mA})$								

5. Према табели *II* нацртати на милиметарској хартији повратно преносне карактеристике узимајући размену по хоризонтали $1 \text{ cm} = 0,1 \text{ V}$, по вертикали $1 \text{ cm} = 1 \text{ mA}$.

ЈЕДНОСМЕРНИ РЕЖИМ РАДА РС ПОЈАЧАВАЧА

Прибор:

1. Макета појачавача са заједничким емитором и три транзистора (*BC108A*, *BC108B* и *BC108C*)
2. Дигитални волтметар
3. Милиамперметар за једносмерну струју
4. Микроамперметар за једносмерну струју

Задатак:

1. Повезати елементе према сл.1 тако да они чине нестабилисани појачавач са заједничким емитором. Употребити транзистор *BC108B* и реостатом *P* подесити да једносмерни напон између колектора и емитора буде једнак половини напона напајања. Измерити колекторску струју у овом случају. Не дирајући реостат ставити транзистор *BC108A* и измерити колекторску струју. Поступак поновити за транзистор *BC108C*. Резултате унети у табелу *I*.

Табела *I*

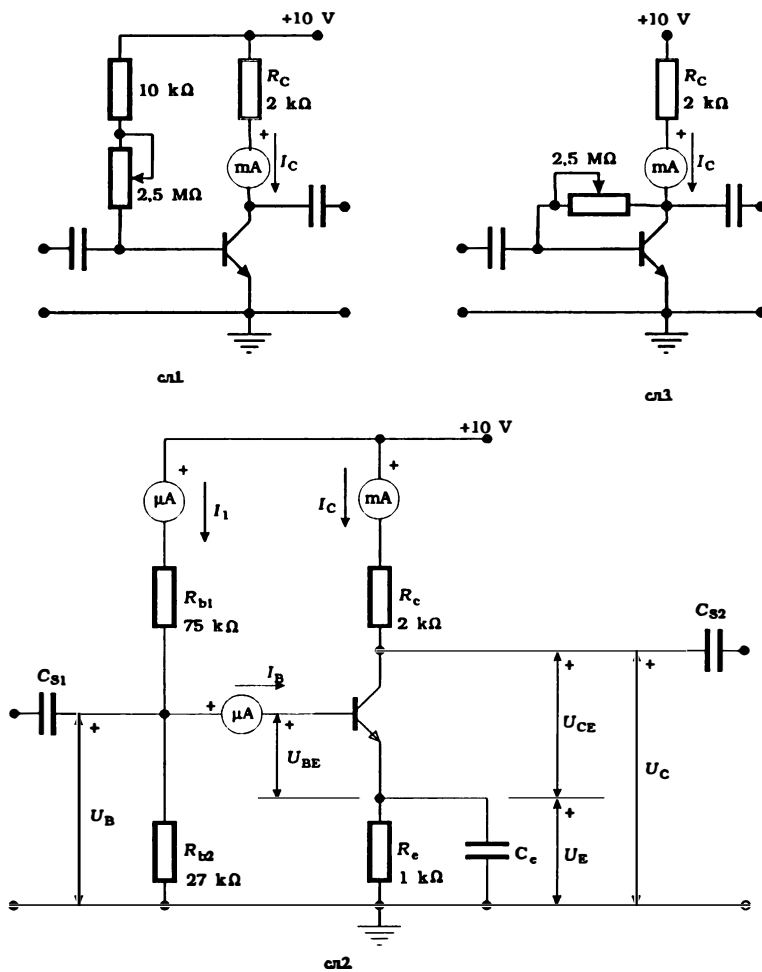
	I_C (mA)	ΔI_C	$(\Delta I_C / I_C) \cdot 100 \%$
<i>BC108B</i>			
<i>BC108A</i>			
<i>BC108C</i>			

2. Израчунати одступање колекторске струје у процентима код замене транзистора *BC108B* са транзисторима *BC107A* и *BC108C*; ΔI_C је разлика струје код транзистора *BC108A* (или *BC108C*) и *BC108B*, а I_C је колекторска струја транзистора *BC108B*.

3. Формирати стабилисани појачавач са заједничким емитором према сл.2. Измерити једносмерни напон између колектора и базе $U_C =$ _____, између емитора и базе $U_E =$ _____ и између базе и емитора $U_{BE} =$ _____, између базе и емитора $U_{BE} =$ _____ и струје $I_C =$ _____, $I_B =$ _____ и $I_1 =$ _____ за транзистор *BC108B*. Измерити колекторску струју и код остала два примерка транзистора према табели *II*.

Табела II

	I_C (mA)	ΔI_C	$(\Delta I_C / I_C) \cdot 100 \%$
BC108B			
BC108A			
BC108C			



4. Формирати стабилисани појачавач са мало елемената и транзистором *BC108B* према сл.3. Помоћу реостата *P* подесити да колекторски напон буде једнак половини напона напајања. Измерити колекторску струју за сва три транзистора према табели *III*. Израчунати одступање колекторске струје у процентима.

Табела *III*

	I_C (mA)	ΔI_C	$(\Delta I_C/I_C) \cdot 100 \%$
<i>BC0108B</i>			
<i>BC108A</i>			
<i>BC108C</i>			

ВЕЖБА БР.8.

ПОЈАЧАВАЧ СА ЗАЈЕДНИЧКИМ ЕМИТОРОМ

Прибор:

1. Усмерач
2. Макета појачавача са заједничким емитором
3. *RC* генератор
4. Електронски волтметар
5. Двоканални осцилоскоп

Задатак:

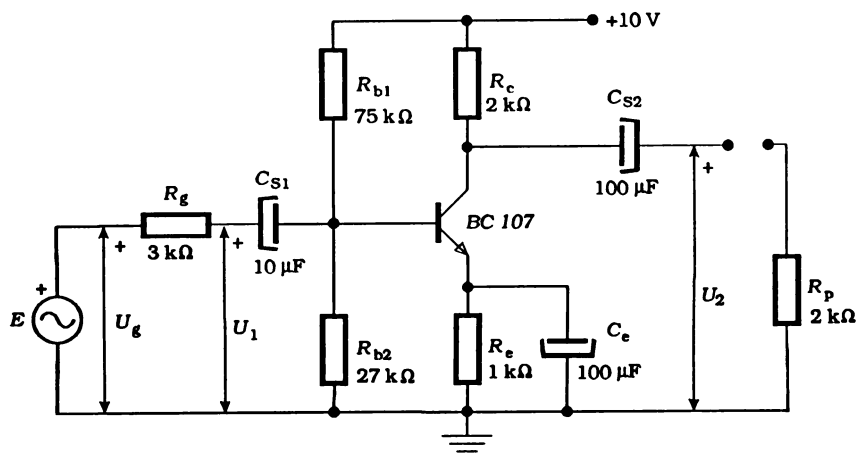
1. Повезати елементе према сл.1.
2. Подесити да наизменични напон учестаности 1 kHz на улазу појачавача буде 10 mV. Довести напоне са улаза и излаза појачавача на двоканални осцилоскоп и на милиметарској хартији нацртати њихов облик један испод другог тако да се види њихов облик и фазни померај.
3. Мењати учестаност на улазу појачавача према табели *I*. Измерити излазни наизменични напон и израчунати појачање појачавача. Резултате унети у табелу *I*.

Табела I $U_g = 10 \text{ mV}$

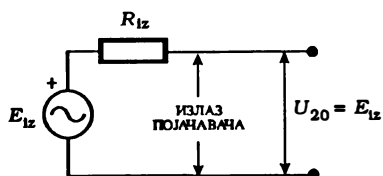
$f \text{ (Hz)}$	20	50	100	300	500	1 kHz	10 kHz	50 kHz	100 kHz	150 kHz	200 kHz
$U_2 \text{ (V)}$											
A_u											

4. Нацртати на милиметарској хартији зависност појачања од учестаности. На хоризонталној оси цртати учестаност у логаритамској размери: прву вредност - 10 Hz поставити у координатни почетак; за остале израчунати логаритам и узети размеру 4 cm = 1 (на пример $\log 50$ је 1,7; у тачки где је растојање од координатног почетка 0,7 треба означити учестаност 50 Hz; 20 Hz на растојању 0,3; 100 Hz на растојању 1 итд.). На дијаграму обележити пропусни опсег појачавача и посебно назначити граничне учестаности.

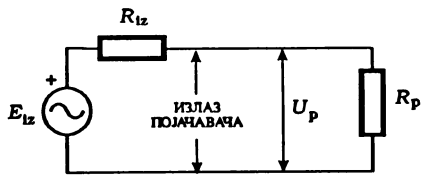
5. Измерити наизменични напон на учестаности од 1 kHz на оба краја отпорника R_g и њихову разлику поделити са његовом отпорношћу и тако израчунати струју која улази у појачавач. Поделити улазни напон са улазном струјом и тако израчунати улазну отпорност појачавача: $R_{ul} = \underline{\hspace{2cm}}$.



сл.1.



сл.2.



сл.3.

6. На $f = 1 \text{ kHz}$ прикључити потрошач и за $U_g = 10 \text{ mV}$ поново измерити излазни напон: $U_p = \underline{\hspace{2cm}}$. Према сл.3. израчунати излазну отпорност појачавача $R_{iz} = \underline{\hspace{2cm}}$.

$$R_{iz} = \frac{U_{z0} - U_p}{U_p} \cdot R_p$$

ВЕЖБА БР.9.

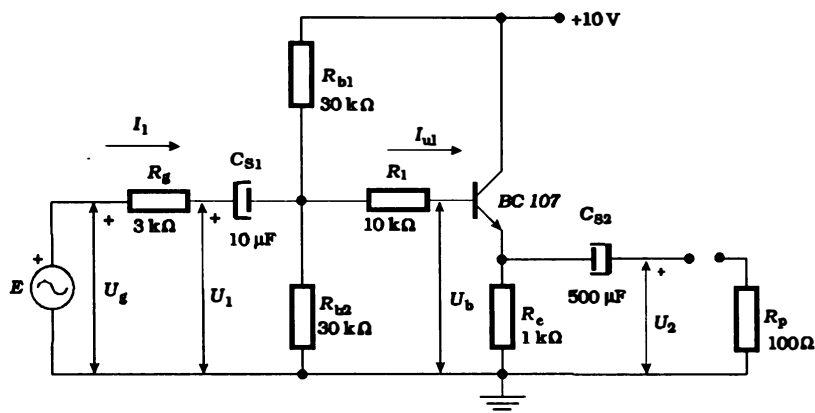
ПОЈАЧАВАЧ СА ЗАЈЕДНИЧКИМ КОЛЕКТОРОМ

Прибор:

1. Макета појачавача са заједничким колектором
2. Усмерач
3. Електронски волтметар за наизменични напон
4. RC генератор
5. Волтметар за једносмерни напон.

Задатак:

1. Повезати елементе према сл.1.
2. Измерити једносмерни напон између емитора и масе $U_E = \underline{\hspace{2cm}}$ и између базе и масе $U_B = \underline{\hspace{2cm}}$.
3. Довести на улаз појачавача наизменични напон $U_1 = 100 \text{ mV}$, 1 kHz . Измерити излазни напон $U_2 = \underline{\hspace{2cm}}$ без прикљученог потрошача и израчунати напонско појачање $A_u = U_2 / U_1 = \underline{\hspace{2cm}} = \underline{\hspace{2cm}}$.
4. Измерити наизменичне напоне $U_g = \underline{\hspace{2cm}}$, $U_1 = \underline{\hspace{2cm}}$ и $U_b = \underline{\hspace{2cm}}$. Разлика напона $U_g - U_1$ подељена са R_g даје улазну струју појачавача $I_1 = (U_g - U_1) / R_g = \underline{\hspace{2cm}} = \underline{\hspace{2cm}}$. Када се улазни напон U_1 подели са улазном струјом I_1 , добије се улазна отпорност појачавача: $R_u = U_1 / I_1 = \underline{\hspace{2cm}} = \underline{\hspace{2cm}}$. Разлика напона $U_1 - U_b$ подељена са отпорношћу R_1 даје улазну струју појачавача без утицаја отпорника R_{b1} и R_{b2} : $I_{u1} = (U_1 - U_b) / R_1 = \underline{\hspace{2cm}} = \underline{\hspace{2cm}}$.
Улазна отпорност појачавача без утицаја отпорника R_{b1} и R_{b2} износи: $R'_{u1} = U_1 / I_{u1} = \underline{\hspace{2cm}} = \underline{\hspace{2cm}}$.
5. Измерити излазни напон без прикљученог потрошача $U_{z0} = \underline{\hspace{2cm}}$.
Прикључити потрошач и поново измерити излазни напон: $U_p = \underline{\hspace{2cm}}$.
Према упутству из вежбе бр.8. израчунати излазну отпорност појачавача: $R_{iz} = R_p (U_{z0} - U_p) / U_p = \underline{\hspace{2cm}} = \underline{\hspace{2cm}}$.



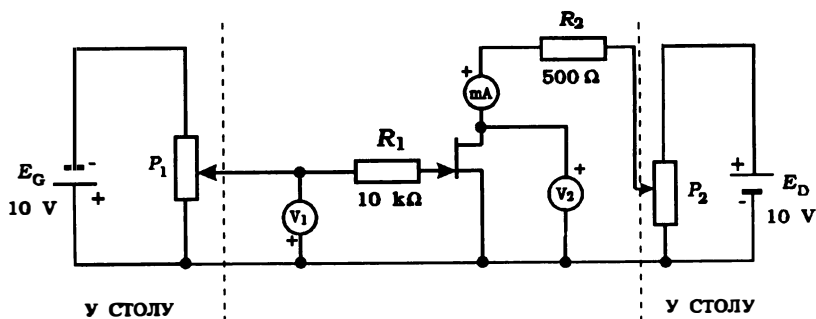
сл. 1

ВЕЖБА БР.10.

СТАТИЧКЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ ФЕТА

Прибор:

1. Макета за снимање карактеристика фета
2. Два волтметра за једносмерни напон
3. Милиамперметар за једносмерну струју
4. Усмерач за позитиван и негативан напон



Задатак:

1. Повезати елементе према сл.1.
2. Снимити изазне карактеристике фета мењајући напон између дрејна и сорса према табели I, одржавајући напон између гејта и сорса константним, према накнадно датим вредностима.

Табела I

	U_{DS}	0	0,5	1	1,5	2	3	4	6	8	10
$U_{GS} = 0$	I_D (mA)										
$U_{GS} =$	I_D (mA)										
$U_{GS} =$	I_D (mA)										

3. На милиметарској хартији нацртати излазне карактеристике узимајући размеру 1 cm = 1 mA и 1 cm = 1 V.

4. Снимити преносне карактеристике узимајући вредности према табели II.

Табела II

	U_{GS}	0	-0,5	-1	-1,5	-2	-3	-4	Прекидни напон
$U_{DS}=2V$	I_D								
$U_{DS}=5V$	I_D								
$U_{DS}=15V$	I_D								

5. На милиметарској хартији нацртати преносне карактеристике узимајући размеру 1 cm = 1 mA и 2 cm = 1 V.

6. Из преносних карактеристика одредити стрмину фета на средини карактеристике за напон између дрејна и сорса 15 V, $g_m =$ _____.

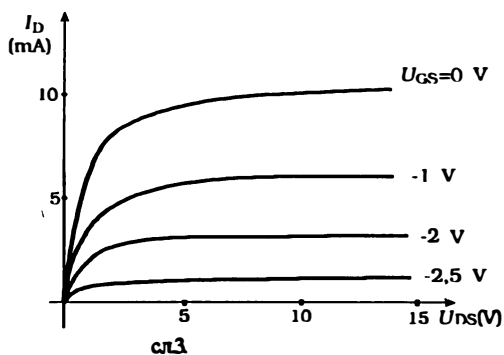
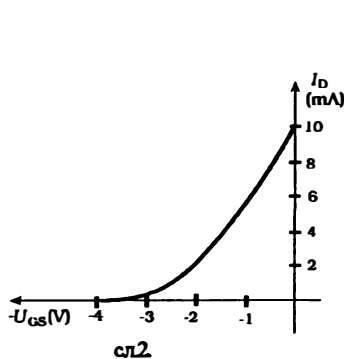
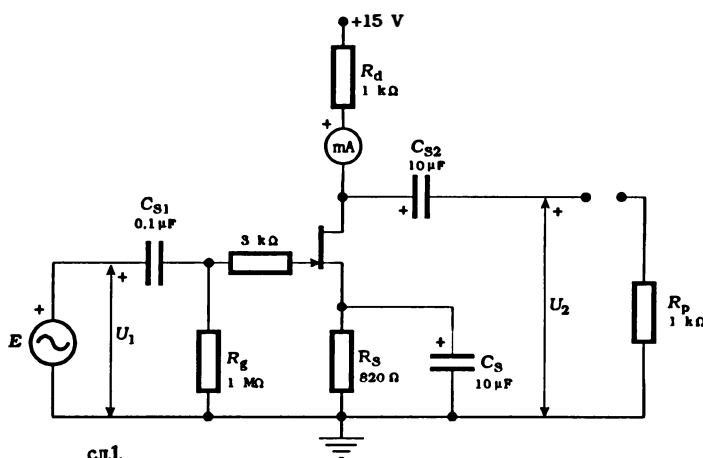
ПОЈАЧАВАЧ СА ФЕТОМ

Прибор:

1. Макета појачавача са фетом
2. Усмерач
3. RC генератор
4. Електронски волтметар за наизменични напон
5. Волтметар за једносмерни напон

Задатак:

1. Повезати елементе према сл.1. (отпорник од $3\text{ k}\Omega$ служи за заштиту од погрешног укључивања).



2. На сл.2. су дате преносне карактеристике фета *BF245B*; на њима нацртати радну праву за отпорност у колу сорса 620 Ω . Са пресека радне праве и карактеристике прочитати струју дрејна.

3. Измерити струју дрејна и израчунати одступање од израчунате вредности у процентима. Измерити напон између дрејна и масе. Резултате унети у табелу I.

Табела I

	I_D (mA)	ΔI_D (mA)	$(\Delta I_D / I_{D0}) \cdot 100 \%$	U_D (V)
<i>BF245B</i>				
<i>BF245A</i>				
<i>BF245C</i>				

I_{D0} је струја дрејна добијена у тачки 2.

4. Уместо фета *BF245B* ставити *BF245A* и измерити струју дрејна и напон између дрејна и масе. Резултате и одступање струје у процентима унети у табелу I. Исти поступак поновити за фет *BF245C*.

5. На сл.3 су дате излазне карактеристике фета *BF245B*; на њима нацртати радну праву за напон напајања 10 V и отпорност у колу дрејна 1 k Ω . Уцртати радне тачке према измереним струјама дрејна за сва три случаја.

6. Довести на улаз појачавача наизменични напон 100 mV, 1 kHz из RC генератора. Измерити излазни напон и израчунати напонско појачање појачавача: $U_2 =$ _____, $A_u = U_2 / U_1 =$ _____.

7. Прикључити потрошач и поново измерити наизменични излазни напон. На основу принципа из вежбе бр.8 израчунати излазну отпорност појачавача. $R_{iz} =$ _____.

ПОЈАЧАВАЧ СА КОМПЛЕМЕНТАРНИМ ПАРОМ ТРАНЗИСТОРА

Прибор:

1. Извор позитивног стабилисаног напона
2. Милиамперметар за једносмерну струју
3. Волтметар за једносмерни напон
4. Макета појачавача са комплементарним паром транзистора
5. Генератор функција
6. Двоканални осцилоскоп

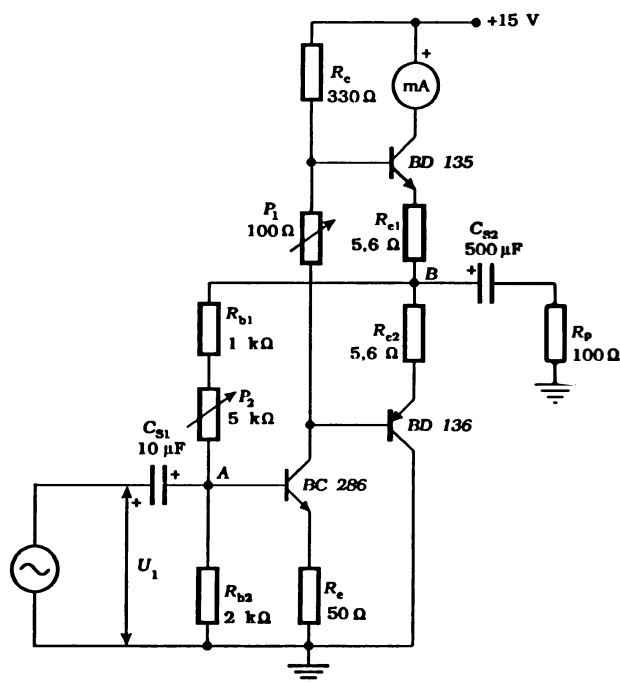
Задатак:

1. Подесити да напон стабилисаног извора буде 15 V.
2. Повезати елементе макете према датој шеми.
3. Искључити генератор функција. Кратко спојити реостат P_1 и са реостатом P_2 подесити да једносмерни напон у тачки B буде једнак половини напона напајања појачавача.
4. На улаз појачавача (тачка A) прикључити први канал, а на његов излаз (тачка B) други канал осцилоскопа.
5. Укључити генератор функција и подесити да напон од врха до врха у тачки A буде $= 0,5 \text{ V}$. Са екрана осцилоскопа снимити на милиметарску хартију напон на улазу и излазу појачавача.
6. Искључити генератор функција и подесити реостатом P_1 да мирна струја излазног степена буде 5 mA.
7. Укључити генератор функција и поново снимити напоне на улазу и излазу појачавача.
8. Мењати улазни напон од врха до врха према табели I и мерити струју кроз излазни степен. Помоћу ове струје и напона напајања појачавача израчунати снагу потрошње излазног степена. Нацртати зависност снаге од улазног напона.

Табела I $P_C = I_C \cdot E_C$

$U_{\text{pp}} \text{ (V)}$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2
$I_C \text{ (mA)}$							
$P_C \text{ (mW)}$							

9. Повећавати напон из генератора функција док напон у тачки B не почне приметно да се изобличује. Забележити вредност овог напона на излазу појачавача од врха до врха: $U_{\text{pp}} = \underline{\hspace{2cm}}$.



ВЕЖБА БР.13.

RC ОСЦИЛАТОРИ

Прибор:

1. Макета RC осцилатора са Виновим мостом и напајањем
2. Макета RC осцилатора са фазним померајем и напајањем
3. Двоканални осцилоскоп

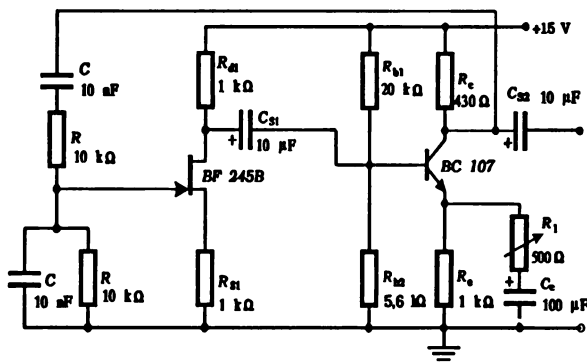
Задатак:

1. Формирати RC осцилатор према сл.1. Прикључити један канал осцилоскопа на улаз појачавача, а други на његов излаз. Уколико се осцилације не појаве, тада подешавати реостат R_1 док се на излазу не добије деформисан синусни нагон. Покушати финијим подешавањем добити чисти синусни напон.

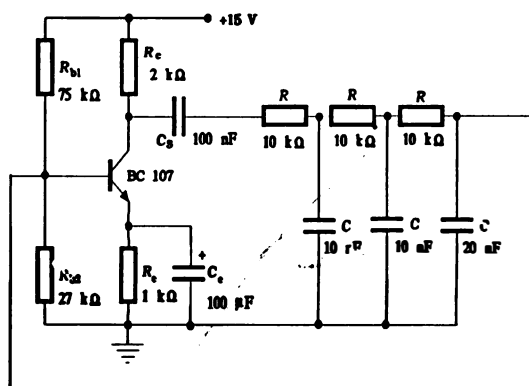
Нацртати на милиметарској хартији облике ових напона. Измерити учестаност осциловања мерећи периоду добијеног напона.

2. Ставити на место реостата R_1 минијатурну сијалицу, чија отпорност у хладном стању износи око 80Ω . Нацртати сада облик излазног напона са екрана осцилоскопа. Измерити поново учестаност осциловања и упоредити је са измереном вредношћу у тачки 1.

3. Формирати осцилатор са фазним померајем према сл.2. На улаз појачавача прикључити један улаз осцилоскопа, а други на његов излаз. Нацртати на милиметарској хартији облике ових сигнала.



sl.1



sl.2

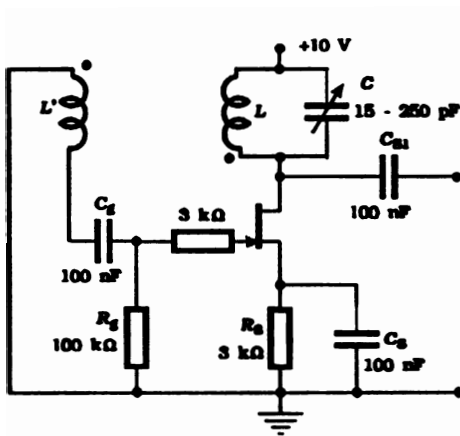
ОСЦИЛАТОР СА ИНДУКТИВНОМ СПРЕГОМ

Прибор

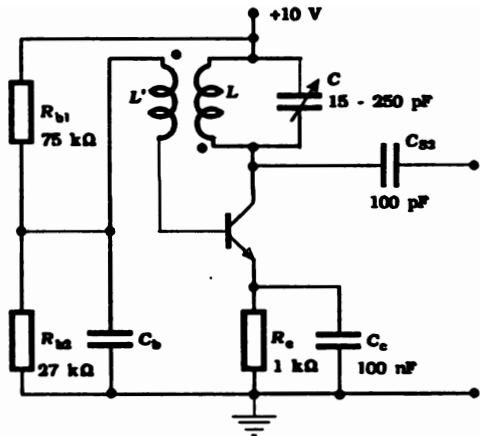
1. Макета Мајснеровог осцилатора са фетом и напајањем
2. Макета Мајснеровог осцилатора са биполарним транзистором и напајањем
3. Двоканални осцилоскоп са две фреквенцијски компензоване сонде

Задатак:

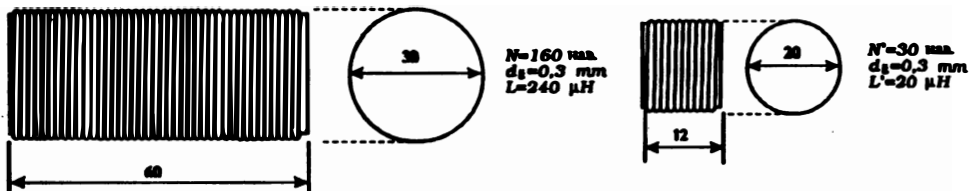
1. Формирати Мајснеров осцилатор према сл.1. без елемената за стабилизацију амплитуде. На улаз појачавача прикључити један канал осцилоскопа, а други на његов излаз користећи фреквенцијски компензоване сонде. На милиметарској хартији нацртати оба напона.
2. Укључити елементе за стабилизацију амплитуде и поновити цртање напона.
3. Измерити учестаност осциловања за максималну и минималну капацитивност мерећи периоду добијеног наизменичног напона.



сл.1.



сл.2.



сл.3.

4. Мењати растојање једног калема од другог и утврдити када се добије најмање изобличење синусног напона на излазу појачавача. Нацртати облик излазног напона у овом случају.

5. Формирати Мајснеров осцилатор са биполарним транзистором према сл.2. и поновити снимање улазног и излазног напона.

ВЕЖБА БР.15.

ТРАНЗИСТОР КАО ПРЕКИДАЧ

Прибор:

1. Макета транзисторског прекидача
2. Усмерач
3. Два волтметра за једносмерни напон
4. Двоканални осцилоскоп
5. Генератор функција
6. Милиамперметар за једносмерну струју
7. Микроамперметар за једносмерну струју

Задатак:

1. Повезати елементе према сл.1.
2. Снимити преносну карактеристику транзисторског прекидача. Мењати улазни напон и мерити излазни према табели I. Нацртати зависност излазног напона од улазног, узимајући размеру $1 \text{ cm} = 1 \text{ V}$.

Табела I

$U_1 (\text{V})$	0	0,5	0,6	0,7	0,8	1	2	3	4	5	10
$U_2 (\text{V})$											

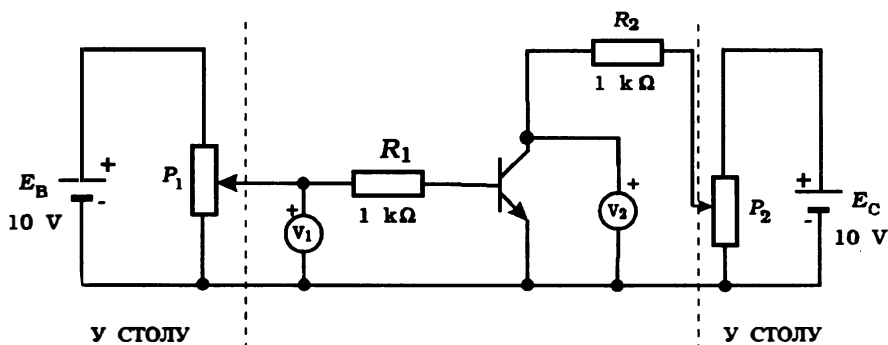
3. Снимити карактеристику засићења транзистора транзистора према подацима из табеле II. Мењати струју колектора помоћу напона напајања, а помоћу уграђеног потенциометра стално подешавати да струја базе буде 10 пута мања од колекторске струје.

Табела II $I_C = 10 \cdot I_B$

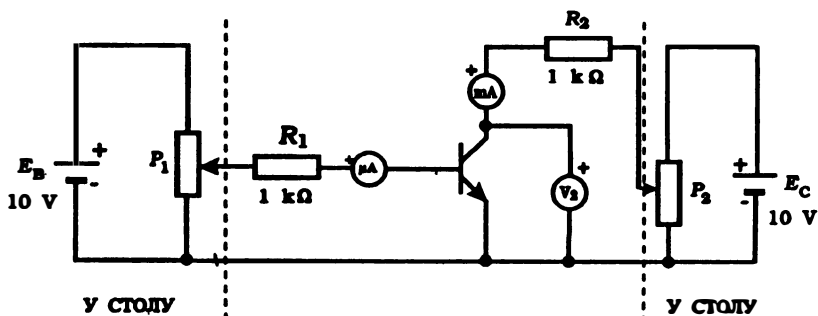
I_C (mA)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
U_{CEsat} (V)										

4. Нацртати на милиметарској хартији зависност напона засићења од колекторске струје узимајући размену $10 \text{ cm} = 0,1 \text{ V}$ и $1 \text{ cm} = 1 \text{ mA}$.

5. Довести из генератора функција преко отпорника од $1 \text{ k}\Omega$ на базу транзистора четвртасти напон 4 V од врха до врха, учестаности 1 kHz . Први канал осцилоскопа прикључити на базу, а други на колектор транзистора. Нацртати на милиметарској хартији њихове облике један испод другог.



сл. 1



сл. 2

СНИМАЊЕ КАРАКТЕРИСТИКА ТИРИСТОРА И ТРИАКА

ПОСЕБНА НАПОМЕНА: НЕ ДОДИРИВАТИ РУКОМ ГОЛЕ ПРОВОДНИКЕ ЈЕР СУ ПОД ВИСОКИМ НАПОНОМ КОЈИ ЈЕ ОПАСАН ПО ЖИВОТ!

Прибор:

1. Аутотрансформатор
2. Усмерач
3. Макета за снимање карактеристика тиристора
4. Макета за снимање карактеристика триака
5. Два волтметра за једносмерни напон
6. Амперметар за једносмерну струју
7. Милиамперметар за једносмерну струју

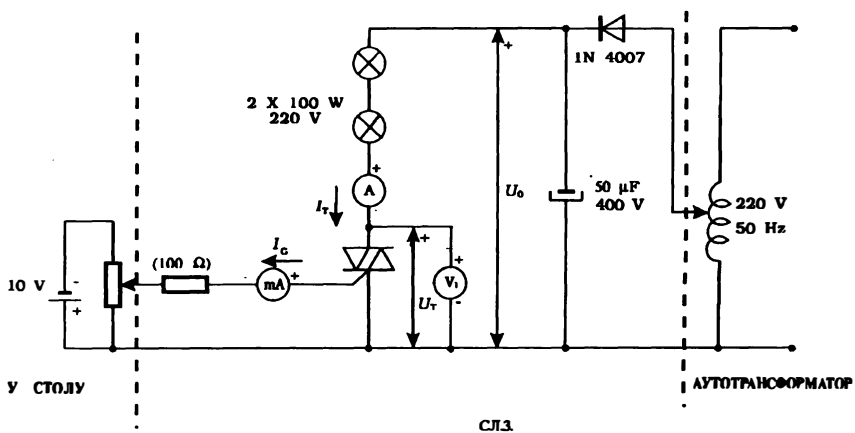
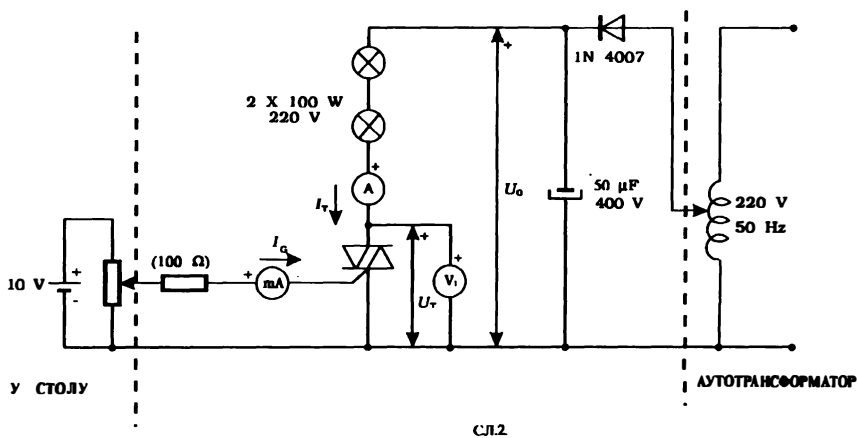
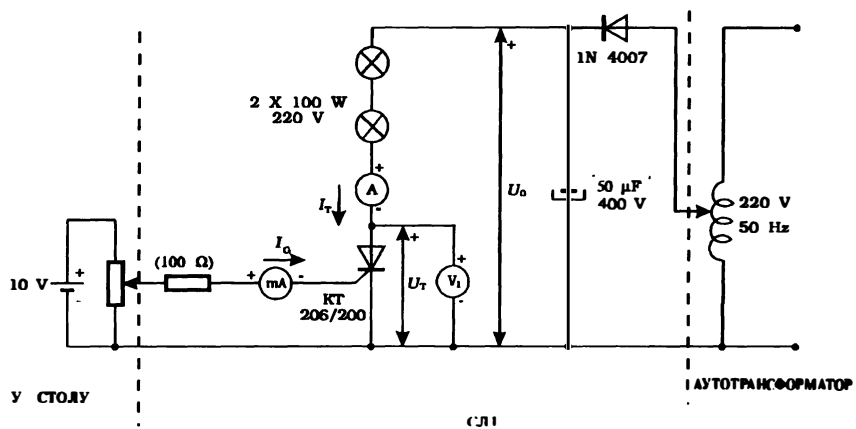
Задатак:

1. Повезати елементе према сл.1.
2. Подесити да струја гејта буде према подацима из табеле I. (Ове податке унети накнадно). Повећавати напон на аноди тиристора док не проведе. Снимити фамилију карактеристика тиристора према табели I.

Табела I

I_G (mA)					
U_{DM} (V)					
U_T (V)					

3. Нацртати на милиметарској хартији фамилију статичких карактеристика тиристора.
4. Смањивати напон напајања тиристора, док не престане да проводи. Забележити вредност струје држања струје кроз тиристор: $I_H =$ _____.
5. Ставити триак уместо тиристора као на сл.2. Напон на главном крају 2 триака подесити да буде 200 V. Повећавати позитивну струју гејта док триак не проведе. Забележити вредност ове струје: _____.
6. Променити смер струје гејта променом смера напона у колу гејта као на сл.3. Повећавати негативну струју гејта док триак не проведе. Забележити вредност ове струје: _____.



ФАЗНА РЕГУЛАЦИЈА СНАГЕ ПОТРОШАЧА ТРИАКОМ

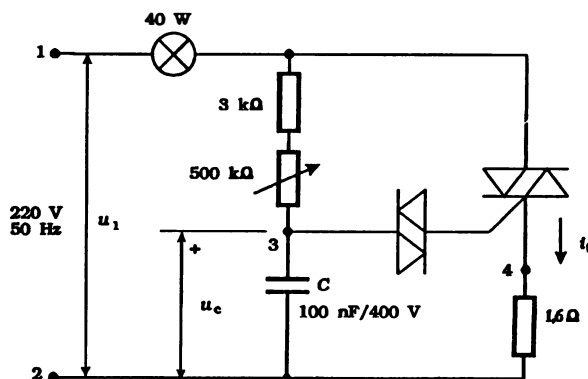
Прибор:

1. Макета регулатора снаге са триаком
2. Двоканални осцилоскоп са две фреквенцијски компензоване сонде

НАПОМЕНА: НЕ ДОДИРИВАТИ РУКОМ ГОЛЕ ПРОВОДНИКЕ НИ МЕТАЛНЕ ДЕЛОВЕ ИНСТРУМЕНАТА ЈЕР СУ ПОД НАПОНОМ КОЈИ ЈЕ ОПАСАН ПО ЖИВОТ! ПОСЕБНУ ПАЖЊУ ОБРАТИТИ НА ПРИКЉУЧИВАЊЕ ОСЦИЛОСКОПА, КОД КОЈЕГ ЈЕ МАСА СОНДЕ ПРИКЉУЧЕНА НА ЊЕГОВО МРЕЖНО УЗЕМЉЕЊЕ. ЗБОГ ТОГА ОСЦИЛОСКОП НЕ УКЉУЧИВАТИ У ШУКО УТИКАЧ (СА УЗЕМЉЕЊЕМ) НЕГО У ОБИЧНИ (БЕЗ УЗЕМЉЕЊА). МАСЕ ОБЕ СОНДЕ ПРИКЉУЧИТИ У ИСТУ ТАЧКУ (МАСУ НА МАКЕТИ).

Задатак:

1. Повезати елементе према сл.1. Прикључити први канал осцилоскопа на довод мрежног напона (тачка 1 „врући“ крај, а точка 2 маса), а други на кондензатор (тачка 3 врући крај, а точка 2 маса). Нацртати на милиметарској хартији таласне облике мрежног напона и напона на кондензатору за углове који се рачунају од нуле до почетка провођења: $\approx 0^\circ, 30^\circ, 90^\circ, 120^\circ$. На истом дијаграму нацртати облик струје кроз триак за исте углове; облик струје кроз триак је исти као и облик напона на отпорнику у тачки 4.



1. Jacob Millman: Microelectronics, McGraw-Hill, New York 1979.
2. Др. Славолуб Марјановић: Електроника, Научна књига Београд 1981.
3. Др. инж. Бранко Раковић: Електроника I, Научна књига, Београд 1972.
4. Ванчо Литовски, Слободан Лазовић: Увод у електронику, Институт за документацију заштите на раду, Ниш 1981.
5. Војин Цвекић: Полупроводничке диоде и транзистори, Техничка књига, Београд 1983.
6. Милутин Петковић: Електроника, Завод за уџбенике и наставна средства, Београд 1985.
7. Александар Николић: Електроника II, Завод за уџбенике и наставна средства, Београд 1982.
8. L. W. Turner: Electronics Engineers Reference Book, Newnes-Butterworth, London 1976.
9. Pierre Aloisi: Power Switch, издање фирме Моторола 1986.
10. Power transistors, издање фирме RCA 1971.
11. Power Transistors, каталог фирме RCA 1974.
12. Diodes, каталог фирме ГТТ 1975/76.
13. Transistors, каталог фирме ГТТ 1975/76.
14. NF Leistung transistoren, каталог фирме Valvo 1985.
15. High frequency, switching and field effect transistors, каталог фирме Филипс, 1978.
16. Discrete devices, каталог фирме Thomson 1986.
17. MOS-Leistungs-Feldeffekt-transistoren, каталог фирме Valvo 1984.
18. FET Data Book, каталог фирме Siliconix 1977.
19. MOSPOWER FET design catalog, фирме Siliconix 1982.
20. Power MOSFET transistor data, каталог фирме Моторола 1985.
21. Data and design manual, каталог фирме Teledyne 1981.
22. Thyristors, Rectifiers and Diacs, каталог фирме RCA 1974.
23. Power semiconductors: Thyristors, Triacs, Diacs, каталог фирме Сименс 1974/75.
24. Devices for opto-electronics, каталог фирме Филипс 1973.
25. Optoelektronik Halbleiter, каталог фирме Сименс 1975/76.
26. Linear integrated circuits and MOS devices, каталог фирме RCA, 1974.
27. Senturia & Wedlock: Electronic circuits and applications, "John Willey and sons" Nework, 1975.

РАТКО ОПАЧИЋ: ЕЛЕКТРОНИКА I за други разред електротехничке школе • Осмо прерађено издање, 2002. година • Издавач: ЗАВОД ЗА УЏБЕНИКЕ И НАСТАВНА СРЕДСТВА, Београд, Обилићев венац 5 • Ликовни уредник: мр. ТАМАРА ПОПОВИЋ-НОВАКОВИЋ • Лектор: ДРАГИЦА ТУБИЋ-БУДА • Цртежи: РАТКО ОПАЧИЋ, ДРАГАН ЧАКАРЕВИЋ • Графички уредник: ПЕТАР БОСАНАЦ • Коректор: РАТКО ОПАЧИЋ • Рукопис предат у штампу октобра 2001. год. • Штампане завршено јануара 2002. године • Обим: 14 1/2 штампарских табака • Формат: 17×24 cm • Тираж: 3500 примерака • Штамп ГИП „Култура“, Београд, М. Бирјужова 28
