

El transistor

Estructura física i aplicacions

Asier Ibeas Hernández

PID_00170099



Universitat Oberta
de Catalunya

Los textos e imágenes publicados en esta obra están sujetas –excepto que se indique lo contrario– a una licencia de Reconocimiento-Compartir igual (BY-SA) v.3.0 España de Creative Commons. Podéis modificar la obra, reproducirla, distribuirla o comunicarla públicamente siempre que citéis el autor y la fuente (FUOC. Fundació per a la Universitat Oberta de Catalunya), y siempre que la obra derivada quede sujeta a la misma licencia que el material original. La licencia completa se puede consultar en <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/es/legalcode.es>.

Índex

Introducció	5
Objectius	7
1. El transistor bipolar d'unió	9
1.1. Estructura d'un transistor BJT	10
1.2. Mecanismes interns de funcionament d'un BJT	12
1.2.1. El BJT amb fonts de tensió	13
1.2.2. La influència de la base	15
1.3. Configuracions del BJT	16
1.4. Característiques intensitat-voltatge d'un BJT	18
1.4.1. Característiques I-V en base comuna	20
1.4.2. Equacions en emissor comú	25
1.4.3. Representació gràfica de les característiques I-V	26
1.5. Anàlisi de les regions d'operació del BJT	30
1.5.1. Regió activa directa	31
1.5.2. Regió de tall	38
1.5.3. Regió de saturació	39
1.5.4. Conclusió sobre les regions d'operació	40
1.6. Efectes tèrmics en els transistors	40
1.7. Recapitulació	42
2. El transistor a freqüències intermèdies i petit senyal	43
2.1. Polarització i punt de treball del transistor	45
2.1.1. Punt de treball del BJT i recta de càrrega	45
2.1.2. Topologies de circuits de polarització	49
2.1.3. Disseny de xarxes de polarització	58
2.2. Què significa <i>petit senyal</i> i <i>freqüència intermèdia</i> ?	63
2.3. Models lineals del transistor BJT	64
2.3.1. Model de paràmetres híbrids del BJT	65
2.3.2. Model de paràmetres r	67
2.4. Anàlisi d'un circuit amplificador lineal	70
2.4.1. Configuració d'emissor comú	71
2.4.2. Configuració de base comuna	83
2.4.3. Configuració de col·lector comú	88
2.4.4. Resum dels tipus d'amplificadors	91
2.5. Recapitulació	92
3. El transistor d'efecte de camp	93
3.1. Diferències i semblances del FET amb el BJT	95

3.2.	El FET d'unió, JFET	96
3.2.1.	Terminals del JFET	98
3.2.2.	Símbols circuital i configuracions del JFET	99
3.3.	Característiques d'intensitat voltatge del JFET	101
3.3.1.	Influència de la tensió de drenador en absència de tensió de porta	101
3.3.2.	Influència de la tensió de drenador amb tensions de porta negatives	106
3.3.3.	Zones de treball d'un JFET	110
3.4.	Circuits de polarització per al JFET	113
3.4.1.	Circuit de polarització elemental	113
3.5.	El FET en petit senyal i a freqüències intermèdies	121
3.5.1.	Model lineal del JFET	123
3.5.2.	Topologia d'amplificació amb JFET	125
3.6.	El FET de metall-òxid-semiconductor (MOSFET)	128
3.6.1.	El MOSFET d'acumulació	129
3.6.2.	El transistor MOSFET de depleció	143
3.7.	Circuits MOSFET digitals	145
3.7.1.	Conceptes d'electrònica digital	146
3.7.2.	Porta NOT	148
3.7.3.	Porta NOT real	149
3.7.4.	Porta NAND	152
3.8.	Recapitulació.....	153
4.	Problemes resolts	155
4.1.	Enunciats	155
4.2.	Resolució.....	159
Resum	175
Exercicis d'autoavaluació	177
Solucionari	179
Glossari	179
Bibliografia	181

Introducció

En el mòdul “El díode. Funcionament i aplicacions” heu estudiat el comportament de la unió PN i la utilització en el disseny d’un dispositiu semiconductor anomenat *díode*. La principal aportació d’aquest dispositiu al disseny de circuits elèctrics era que permetia implementar d’una manera senzilla funcions que no es podien exercir amb els components elèctrics de l’època, que en la dècada de 1950 consistien en resistències, condensadors i bobines. En concret, es tractava d’utilitzar-lo com a interruptor elèctric. En aquest sentit, el díode permetia dissenyar circuits per a noves aplicacions i va estimular enormement la investigació en dispositius d’estat sòlid basats en semiconductors.

El mòdul que ara comenceu té per objectiu conèixer un dels dispositius semiconductors d’estat sòlid més importants, el **transistor**. A més, després de presentar-ne els fonaments, aprofundirem en les aplicacions en el disseny de circuits elèctrics.

El transistor és un element de tres terminals, és a dir, que disposa de tres connexions externes, i pot complir un ampli ventall de funcions. No obstant això, les més esteses són la funció d’interruptor elèctric i la funció d’amplificador. Totes dues funcions exerceixen papers fonamentals en l’electrònica actual. En aquest sentit, és interessant fer ressaltar que podem dissenyar portes lògiques per a circuits digitals gràcies a un transistor que opera com a interruptor elèctric.

D’altra banda, els circuits d’amplificació també exerceixen un paper fonamental en l’electrònica moderna en formar part de multitud de dispositius tant professionals com de consum. A manera d’exemple, podem citar els aparells de reproducció d’àudio i vídeo. La clau del procés d’amplificació que du a terme el transistor prové del fet que el corrent que circula per dos dels terminals és proporcional al corrent que circula pel tercer. Aquesta és la idea fonamental del concepte de transistor, que haureu de tenir en ment al llarg del mòdul.

En aquest mòdul, anem a treballar en la regió de **baixa freqüència**.

Entenem per **baixa freqüència** aquella regió de freqüències del senyal d’entrada amb longitud d’ona molt més gran que les dimensions del circuit. També es consideren senyals de baixa freqüència els senyals constants o de continu.

Dispositius d’estat sòlid

Els dispositius d’estat sòlid són aquells dispositius construïts enterament de materials sòlids en què els portadors de càrrega es troben confinats per complet en el seu interior. Ara com ara, aquesta denominació sona estranya, però històricament aquest terme es va idear en contraposició de les tecnologies electròniques anteriors basades en tubs de buit o dispositius de descàrrega de gasos i dels dispositius electromecànics (com interruptors o commutadors) amb parts mòbils.

Amplificador

Un circuit treballa com a **amplificador** quan a la sortida proporciona un valor de tensió o corrent superior del que hi ha a l’entrada.

En aquesta situació, els efectes de propagació d'ones (de tensió i de corrent) d'una part a una altra del circuit es poden menysprear.

Hi ha dos tipus fonamentals de transistors utilitzats en electrònica de baixa freqüència:

- El transistor bipolar d'unió, BJT (per les seves sigles en anglès, *bipolar junction transistor*).
- El transistor d'efecte de camp, FET (per la seva sigles en anglès, *field effect transistor*).

L'objectiu d'aquest mòdul és que conegueu l'estructura física d'aquests dispositius i que n'utilitzeu les propietats, fonamentalment, en el disseny de circuits d'amplificació. Així, l'estudi de tots dos transistors està articulat en dues parts diferenciades: una per al BJT, que es recull en els apartats 1 i 2, i una altra per al FET continguda en l'apartat 3. Cadascuna està organitzada seguint la mateixa estructura:

1) En primer lloc, coneixerem l'estructura física del dispositiu, veurem de quines parts està compost i fixarem la nomenclatura i notació per a aquestes parts.

2) A continuació, obtindrem el model que en defineix el comportament elèctric des del punt de vista dels terminals. Això ens permetrà disposar d'equacions matemàtiques que descriuen el dispositiu i que es poden utilitzar posteriorment per a establir l'anàlisi dels circuits dels quals forma part.

3) Finalment, estudiarem algunes aplicacions típiques (fonamentalment d'amplificació) juntament amb els procediments d'anàlisi i disseny.

Podreu trobar al costat de la teoria diversos exemples d'aplicació que aclareixen els conceptes exposats. És convenient que els reproduïu vosaltres mateixos per a entendre bé com s'utilitza el model elèctric del transistor en executar l'anàlisi del circuit.

També utilitzarem amb bastant freqüència certs mètodes d'anàlisi com les lleis de Kirchhoff i el teorema de Thévenin, que són les eines fonamentals de la teoria de circuits, per a analitzar circuits amb transistors. És convenient que repasseu aquests mètodes abans de començar amb la lectura del mòdul. Per a això, s'han reunit els més importants en l'annex amb l'objecte que els tingueu molt a mà. D'aquesta manera, ja podreu començar estudiant el transistor BJT en el primer apartat.

Objectius

Els objectius d'aquest mòdul són els següents:

- 1.** Conèixer l'estructura física dels transistors més usats en baixa freqüència.
- 2.** Conèixer els models elèctrics utilitzats per a la descripció del funcionament.
- 3.** Calcular el punt i regió de treball d'un transistor.
- 4.** Aprendre a dissenyar xarxes de polarització de transistors.
- 5.** Conèixer configuracions típiques de circuits amplificadors.
- 6.** Analitzar el funcionament de circuits d'amplificació basats en transistors.
- 7.** Conèixer com es poden sintetitzar portes lògiques utilitzant transistors.

1. El transistor bipolar d'unió

En aquest apartat coneixereu l'estructura física i el principi de funcionament del transistor bipolar d'unió (BJT). Per a això, estudiarem en el subapartat 1.1. quin tipus de materials semiconductors conformen un BJT i com estan disposats. A continuació, en el subapartat 1.2., veurem quins són els mecanismes bàsics de funcionament del transistor.

El transistor, en ser un component de tres terminals, pot treballar en diferents **configuracions** en funció del paper que cada terminal exerceixi en relació amb la resta del circuit. El concepte de configuració i les possibles configuracions del BJT seran introduïdes en el subapartat 1.3. Després, en el subapartat 1.4., us mostrarem les equacions que descriuen el comportament elèctric del transistor des del punt de vista de les seves terminals. És a dir, en formularem matemàticament el comportament pel que fa a les variables elèctriques externes existents entre ells. Una vegada tinguem disponible el model elèctric, podrem substituir el transistor per aquest conjunt d'equacions i ser capaços d'analitzar el comportament dels circuits que s'hi basen, com farem en l'apartat 2 d'aquest mòdul per a analitzar els circuits d'amplificació.

Les equacions que descriuen elèctricament el BJT són equacions no lineals que, com veureu, exhibeixen un ventall molt gran de comportaments. El que farem llavors en el subapartat 1.5. és presentar aquests diferents comportaments que defineixen les anomenades **regions d'operació del BJT**.

Finalment, tractarem breument com és la dependència del comportament del transistor BJT amb la temperatura en el subapartat 1.6. En general, pràcticament tots els dispositius electrònics es veuen afectats d'una manera o una altra per la temperatura, i el BJT no és cap excepció.

Fins aquest punt, haurem introduït la física i el funcionament bàsic del BJT. La pregunta que us podríeu plantejar ara és què podem fer amb el BJT en un circuit? En l'apartat 2 donarem una resposta a aquesta pregunta i utilitzarem el BJT en el disseny de circuits d'amplificació.

Què aprendrem? En aquest apartat, aprendreu:

- L'estructura física d'un transistor BJT.
- El mecanisme bàsic de funcionament del BJT.
- Els diferents modes d'operació que pot tenir un BJT.
- Un model matemàtic del comportament elèctric del transistor.

Què suposarem? Suposarem que teniu coneixements d'anàlisi de circuits i de la unió PN assolits en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions". En particular:

- Que coneixeu les lleis de Kirchhoff.
- Que coneixeu la característica intensitat-corrent d'un díode.
- Que coneixeu el comportament de la unió PN en equilibri.
- Que coneixeu la funció exponencial i les seves característiques principals.

Ara, començarem el mòdul amb l'estructura física del transistor BJT.

1.1. Estructura d'un transistor BJT

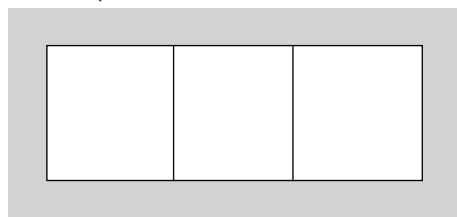
El transistor bipolar d'unió (BJT) va ser descobert gairebé per casualitat en els Laboratoris Bell el 1947 per Bardeen, Brattain i Shockley i constitueix el primer tipus de transistor inventat. El nom *bipolar* fa referència al fet que, en aquest, el transport de corrent el fan tant electrons com forats.

Descobridors del BJT

Els descobridors del BJT van ser guardonats amb el premi Nobel de Física per aquest motiu l'any 1956. Posteriorment, el 1972, Bardeen va ser premiat una altra vegada al costat de Cooper i Schrieffer amb el Nobel per la seva teoria de la superconductivitat, i així es va convertir en la primera persona de la història a rebre dos premis Nobel de Física.

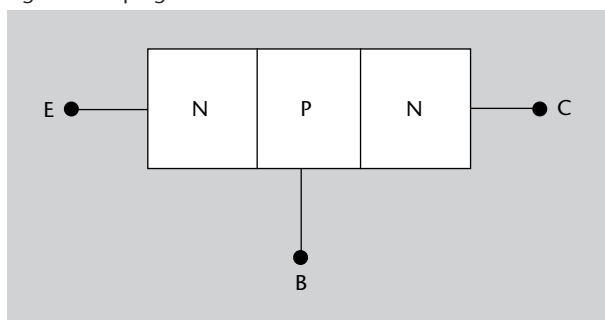
El BJT es construeix a partir d'un bloc de semiconductor en el qual podem distingir tres parts, com mostra la figura 1. Cadascuna està dopada de manera alternativa.

Figura 1. Bloc semiconductor monocristal·lí amb tres parts diferenciades



Així, es podria començar amb un dopatge tipus N per a continuar amb un de tipus P i finalitzar amb un altre de tipus N, com mostra la figura 2.

Figura 2. Dopatge NPN



Forats

El **forat** representa una partícula amb càrrega positiva igual en valor absolut a la d'un electró.

Figura 1

Bloc d'un material semiconductor que s'ha dividit en tres parts. Cadascuna d'aquestes parts estarà dopada d'una manera determinada.

Tipus de dopatge

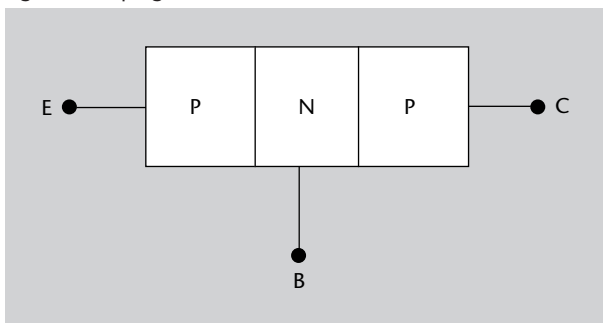
Una impuresa de tipus N és aquella que proporciona excés d'electrons, i una de tipus P, la que proporciona excés de forats.

Figures 2 i 3

Representació dels possibles tipus de dopatge de la barra de semiconductor dividida en tres parts, amb dopatge N als extrems i P al centre i viceversa: P als extrems i N al centre.

Alternativament, es podria dopar inicialment amb tipus P, després N i finalment P de nou, com mostra la figura 3.

Figura 3. Dopatge PNP



D'aquesta manera, hem obtingut els dos tipus de transistor BJT que hi ha –l'NPN i el PNP– segons els tipus de dopatge emprats. Com veieu, posseeixen tres parts ben definides que fan que el BJT sigui un element de tres terminals:

- La part central del dispositiu es denomina **base**, B.
- Un extrem es denomina **emissor**, E.
- L'altre extrem es denomina **col·lector**, C.

Aquesta nomenclatura ja s'ha utilitzat en les figures 2 i 3, on podeu observar els tres terminals identificats per les seves sigles, emissor (E), base (B) i col·lector (C).

A fi de simplificar-ne la representació circuital, s'han triat internacionalment els símbols mostrats en les figures 4 i 5 per a indicar el transistor NPN i el PNP, respectivament. Noteu que és el sentit de la fletxa el que diferencia un tipus de transistor d'un altre.

Figura 4. Símbol circuital del transistor NPN

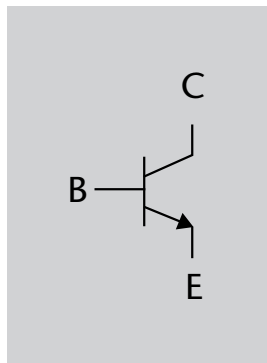


Figura 4

Símbol circuital internacional del BJT de tipus NPN.

Terminals del BJT

Normalment, no s'escriuen les lletres que representen cada terminal del transistor en els circuits elèctrics. Per això, és important saber identificar bé quin és cadascun a partir únicament del seu símbol circuital.

Figura 5. Símbol circuital del transistor PNP

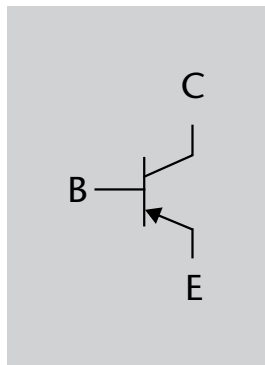


Figura 5

Símbol circuital internacional del BJT de tipus PNP.

Símbols dels transistors

Una regla que permet recordar el símbol de tots dos tipus de transistors és que la fletxa sempre està en un dels terminals (en concret, en l'emissor) apuntant des del dopatge P cap a l'N. Una altra manera de recordar el símbol dels transistors és que el de tipus PNP PuNxa perquè la fletxa està dirigida (punxa) al transistor, mentre que el NPN No PuNxa, en tenir la fletxa cap a fora.

Com podeu observar en les figures 2 i 3, el BJT consisteix bàsicament en dues unions PN disposades de manera oposada. De fet, bona part del comportament del transistor depèn d'aquesta configuració. No obstant això, no es tracta de dues unions aïllades, ja que totes dues formen part d'un mateix bloc semiconductor. Per tant, hi ha efectes d'acoblament entre aquestes, que s'hauran de tenir en compte per a explicar-ne el funcionament. Intentem conèixer els mecanismes interns de funcionament d'un BJT. D'aquesta manera, podrem arribar a deduir un model elèctric del dispositiu.

1.2. Mecanismes interns de funcionament d'un BJT

En aquest subapartat, introduïrem els mecanismes interns fonamentals de funcionament d'un BJT. Per a això, ens centrarem en els NPN, que són els que s'utilitzen en la majoria d'aplicacions. Aquest fet no representa un problema important perquè podríem obtenir els mateixos resultats per als de tipus PNP simplement intercanviant les paraules *electró* i *forat* en els desenvolupaments teòrics i canviant el signe dels corrents en les equacions.

Fixeu-vos, en primer lloc, en la unió PN entre l'emissor i la base mostrada en la figura 2. Per mitjà d'aquesta unió, passaran electrons de l'emissor a la base i forats de la base a l'emissor a causa dels processos de difusió. Com il·lustra la figura 6, aquesta difusió de portadors crearà una zona de càrrega espacial (ZCE), que és una regió del material on, en situació d'equilibri del semiconductor, no hi ha portadors lliures (electrons i forats).

Vegeu també

En el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions", ja va estudiar la zona de càrrega espacial (ZCE) en relació amb la unió PN.

Semiconductors en equilibri

Un semiconductor es diu que assoleix l'equilibri quan no disposa de fonts de tensió externes connectades a ell i arriba a una situació estable en la qual no es produeixen moviments de càrregues en el seu interior.

Figura 6. Generació de les zones de càrrega espacial

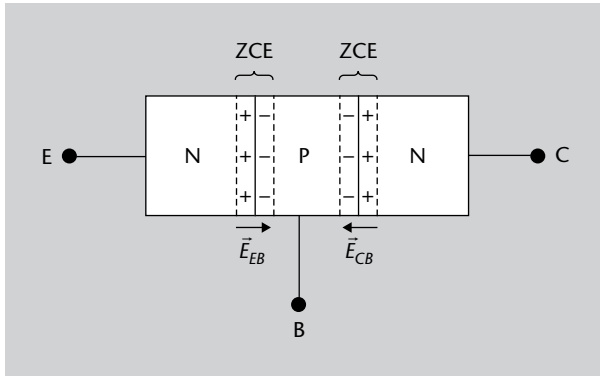


Figura 6

Formació de zones de càrrega espacial (ZCE) en les dues unions PN que formen el transistor.

En no haver-hi portadors lliures, les úniques càrregues que romanen a la zona espacial de càrrega són les dels ions de la xarxa cristal·lina, positius al costat de l'emissor i negatius al costat de la base. Aquestes càrregues fixes generen un camp elèctric, tal com mostra la figura 6. En la unió entre la base (B) i el col·lector (C), ocorre un procés de difusió semblant que dóna lloc al camp elèctric corresponent, com representa també la figura 6.

Xarxa cristal·lina

La xarxa cristal·lina està formada pels àtoms fixos del material que formen una estructura periòdica en l'espai.

El camp elèctric generat actua com una barrera de potencial per als electrons que volen passar de l'emissor (E) a la base (B) de tal manera que només aquells amb suficient energia cinètica la poden saltar i passar a la zona de la base. No obstant això, en l'equilibri no hi ha flux de corrent dins del dispositiu, ja que els electrons interns no tenen l'energia suficient per a travessar la barrera. Serà necessari proporcionar-los d'alguna manera una energia cinètica més gran. Vegem com ho podem fer.

Energia cinètica

L'energia cinètica d'un objecte és l'energia que posseeix a causa del seu estat de moviment. En concret, el seu valor depèn de la velocitat i de la massa de l'objecte per mitjà de l'equació $E_c = \frac{1}{2}mv^2$.

1.2.1. El BJT amb fonts de tensió

Una manera de dotar els electrons de suficient energia per a travessar la barrera és connectar el dispositiu a unes fonts de tensió externes, com mostra la figura 7. En aquesta figura s'han col·locat dues fonts de tensió, denominades V_{EE} i V_{CC} , connectades als terminals d'emissor i de col·lector, respectivament, i que comparteixen el terra juntament amb la base.

Tensions de les fonts

Noteu que la font de tensió V_{CC} es correspon amb el potencial existent entre la base i el col·lector i el potencial de font V_{EE} es correspon amb el potencial existent entre la base i l'emissor.

Figura 7. Aplicació de fonts de tensió al transistor

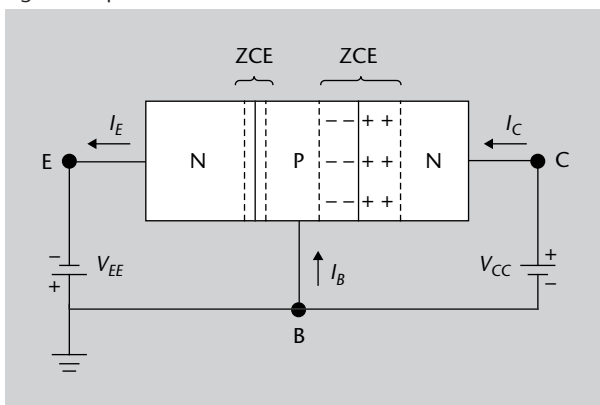


Figura 7

Representació d'un BJT al qual s'han col·locat dues fonts externes de tensió contínua. Com a conseqüència, la mida de les zones de càrrega espacial ha canviat. La ZCE de la unió emissor-base s'ha reduït, mentre que la de la unió base-col·lector ha augmentat.

L'efecte d'aquestes fonts de tensió col·locades en aquesta configuració en concret és disminuir el potencial de la barrera entre l'emissor i la base i augmentar el potencial de la base al col·lector, com mostra la figura 7. Això és possible, ja que el pol negatiu de la font V_{EE} proporciona electrons a l'emissor i, per tant, l'acumulació de càrregues es redueix a la zona d'aquesta unió. Com a resultat, el potencial de la barrera disminueix.

Llavors, l'energia cinètica dels electrons és ara suficient per a travessar la unió amb un potencial menor i l'emissor pot injectar electrons a la base. Aquests electrons la travessen i recorren cap al col·lector, que els *col·lecta*, ja que la unió base-col·lector pot ser travessada gràcies a l'acció del camp elèctric (molt gran) que hi apareix. Aquest camp elèctric apareix a causa de l'existència d'una zona espacial de càrrega en la unió base-col·lector que s'incrementa per la connexió d'una font externa.

És convenient destacar que tot el procés acaba creant un corrent elèctric a través del dispositiu. La font externa té per missió proporcionar a l'emissor els electrons que injecta cap a la base. Segons el valor de les tensions V_{EE} i V_{CC} aplicades, les barreres disminuiran o augmentaran més o menys i, per tant, la col·locació d'aquestes fonts permet controlar el flux d'electrons a través del dispositiu.

Val la pena detenir-se una mica més en dos punts:

- Què hauria passat si les fonts s'haguessin connectat de manera inversa? En aquest cas, s'hauria fet més gran la barrera de potencial entre l'emissor i la base, la qual cosa hauria fet més difícil el pas d'electrons a través de la unió. Això es deu al fet que la tensió proporcionada per la font s'hauria sumat a la que crea la distribució de càrregues inicial i hauria atret més electrons a l'altre costat de la unió. Com a conseqüència, la intensitat del camp elèctric i del potencial associat hauria augmentat.

D'altra banda, els electrons que poguessin arribar a la base no es precipitarien cap al col·lector a causa que el camp elèctric en la unió base-col·lector s'hauria afeblit. Per tant, si es connectessin les fonts de manera inversa, s'estaria afavorint que el dispositiu funcioni com un aïllant. D'aquestes consideracions, podeu deduir el paper tan important que exerceixen les fonts i, en general, els circuits exteriors en el comportament del transistor.

Moviment d'electrons

Recordeu que el sentit del corrent elèctric és, per conveni, el contrari al flux d'electrons.

Força elèctrica

Recordeu que la força elèctrica està determinada per $\vec{F} = q\vec{E}$, en què \vec{E} representa el camp elèctric i q , la càrrega que sofreix l'efecte del camp. Llavors, si $q < 0$, com els passa als electrons, la força elèctrica té sentit contrari que el camp.

Els circuits externs que permeten configurar el comportament del transistor s'anomenen **circuits o xarxes de polarització**.

- La font de tensió connectada a l'emissor, la connectada al col·lector i la base estan unides entre si, com es pot veure en la figura 7, és a dir, totes dues fonts **tenen la base en comú**.

Fets aquests comentaris, podem seguir amb els mecanismes de funcionament del dispositiu. Ens havíem quedat que els electrons poden travessar la barrera entre l'emissor i la base i continuar empesos pel camp elèctric de l'altra unió en el seu camí cap al col·lector, la qual cosa crea així un corrent elèctric. No obstant això, aquest no és l'únic fenomen que ocorre, ja que els electrons han de travessar la base i aquesta influeix en el comportament del corrent generat. I, què passa amb el corrent de base? D'on surt? Ho veurem a continuació.

1.2.2. La influència de la base

En aquest subapartat veurem com afecta la base el flux de càrregues dins del dispositiu. Quan, en el seu camí cap al col·lector, els electrons entren a la base, es poden començar a recombinar amb els forats que hi ha en aquesta. És a dir, poden anar ocupant l'espai que han deixat buit els forats que han migrat a l'emissor. D'aquesta manera, no tots els electrons que han travessat la primera unió arriben a la segona, sinó només una part. Podeu veure aquest fenomen representat en la figura 8. En aquesta figura podeu veure que, de tot el flux d'electrons, una part es recombinava i una altra arriba al col·lector. La proporció d'electrons que arriba al col·lector s'anomena α_F .

α_F es llegeix *alfa sub efa*.

Figura 8. Recombinació dels electrons a la base

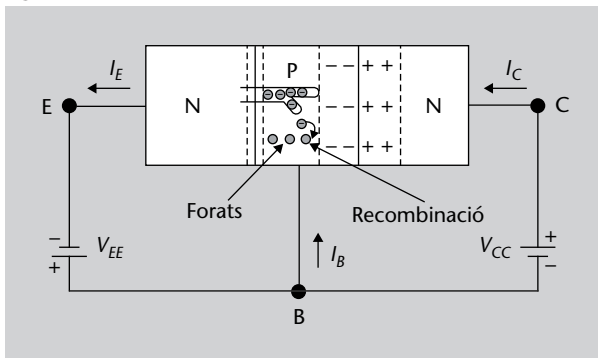


Figura 8

Alguns dels electrons que entren a la base es recombinen amb els forats que hi ha en aquesta i no contribueixen al flux de corrent a través del dispositiu.

La proporció d'electrons que arriba al col·lector se simbolitza com α_F i s'anomena **transferència d'electrons**.

El valor de α_F està comprès en l'interval $0 \leq \alpha_F \leq 1$. El que interessa és que aquest valor sigui el més gran possible perquè es perdin a la base com menys electrons millor. En dispositius reals pren valors que poden anar des de 0,990 fins a 0,997. Per a aconseguir aquest valor de α_F tan proper a la unitat, és necessari fer la base molt estreta, i així els electrons arriben al col·lector més

fàcilment sense recombinar-se. Aquesta és, de fet, una de les característiques de l'estructura bàsica del BJT.

D'altra banda, en rebaixar-se la barrera de potencial entre l'emissor i la base, és a dir, en estar en la situació mostrada en la figura 7, també hi ha un flux de forats des d'aquesta cap a l'emissor, ja que ara també és més fàcil per a ells travessar la barrera. El flux de forats redueix el corrent net que travessa la unió i, per tant, ens interessa minimitzar-lo. Per a això, el que es fa és dopar amb molta més força la part de l'emissor que la de la base. Llavors, el flux de forats cap a l'emissor no disminueix, però tan sols representa una part molt petita del flux total de càrrega.

Podríeu haver pensat que el BJT és un dispositiu simètric en el sentit que els papers de l'emissor i el col·lector són intercanviables. No obstant això, aquest dopatge molt més fort de l'emissor obliga que els terminals estiguin etiquetats adequadament, ja que la seva estructura física és diferent i, per tant, trenquem la simetria del dispositiu.

A manera de conclusió, el BJT està compost per tres zones amb dopatges alternatius, emissor, base i col·lector, de tal manera que:

- La base és molt estreta en comparació de l'emissor i el col·lector.
- L'emissor està més fortament dopat que la base i el col·lector.

Com hem vist, el BJT posseeix tres terminals i les característiques dels dopatges a cada zona fan que no siguin intercanviables entre si. Per tant, la manera com el BJT està inclòs en un circuit exerceix un paper crucial amb vista al seu comportament. A continuació, veurem de quines maneres podem incloure el BJT en circuits elèctrics o, dit amb altres paraules, quins poden ser les configuracions del BJT.

1.3. Configuracions del BJT

En general, en tots els circuits dels quals formin part transistors BJT, els circuits de polarització introduïts en el subapartat 1.2.1. compartiran un terminal del transistor. Segons quin sigui aquest terminal comú, es diu que el BJT treballa en una **configuració** diferent.

El BJT es pot trobar, llavors, en una de les configuracions següents:

- Base comuna, si el terminal comú és la base.
- Emissor comú, si el terminal comú és l'emissor.
- Col·lector comú, si el terminal comú és el col·lector.

Vegeu també

En el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions" s'estudien els tipus de dopatge i el concepte de dopatge fort.

Circuits de polarització

Recordeu que els circuits externs que permeten configurar la manera de funcionament del transistor s'anomenen *circuits de polarització*.

Els transistors mostrats en el subapartat 1.2. per a introduir l'estructura del BJT estaven en base comuna, ja que les fonts de tensió compartien el terra amb la base, és a dir, tenien aquest terminal comú. Per a emfatitzar el fet que un dels terminals és comú i representar-lo adequadament en els esquemàtics, el que es fa habitualment és duplicar el terminal comú perquè es vegi explícitament com es comparteix entre tots dos circuits. Llavors, passem de tenir un element de tres terminals a tenir-ne un de quatre, en què un dels terminals està duplicat, és a dir, és el mateix.

En la figura 9 podeu veure un transistor BJT en configuració d'emissor comú en què ja hem usat la representació circuital del BJT de tipus NPN introduïda en la figura 4. Com podeu veure en la figura 9, el terminal d'emissor està duplicat, per la qual cosa dos terminals estan etiquetats com a E en la figura 9. A més, també es poden apreciar els altres dos terminals que no es comparteixen. Habitualment, el terminal que està situat a l'esquerra del dibuix rep el nom d'**entrada** del transistor i el que està situat a la dreta rep el nom de **sortida**.

Figura 9. Representació d'un BJT en emissor comú

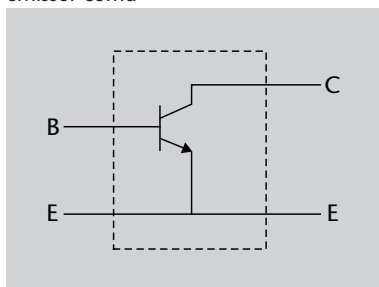


Figura 9

Representació d'un BJT en emissor comú. L'**entrada** seria la base i la **sortida**, el col·lector.

De la mateixa manera, les figures 10 i 11 mostren la interpretació de les configuracions de base i col·lector comú, en què es pot apreciar el terminal comú duplicat en cada cas.

Figura 10. Representació d'un BJT en base comuna

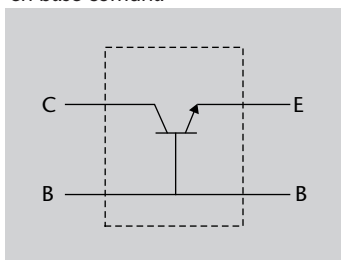


Figura 10

Representació d'un BJT en base comuna. L'**entrada** seria el col·lector i la **sortida**, l'emissor.

Figura 11. Representació d'un BJT en col·lector comú

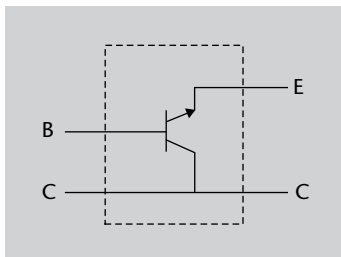


Figura 11

Representació d'un BJT en col·lector comú. L'**entrada** seria la base i la **sortida**, l'emissor.

La representació del transistor com un element de quatre terminals rep amb freqüència el nom de **representació en forma de biporta**. Una biporta és un element circuital que posseeix quatre terminals (dos per cada porta), de manera que les intensitats i corrents en cadascun es poden relacionar per mitjà d'equacions algebraïques.

Ara que ja coneixeu l'estructura física d'un transistor BJT i les diferents configuracions en les quals es pot utilitzar, anem a veure un model elèctric que ens permeti analitzar els circuits en què aparegui el transistor. Això s'aconsegueix gràcies a les característiques intensitat-voltatge del transistor.

1.4. Característiques intensitat-voltatge d'un BJT

Fins ara, ens hem fixat fonamentalment en els processos interns que tenen lloc dins del transistor i que defineixen els corrents i voltatges que apareixen entre els seus terminals. No obstant això, no hem arribat a quantificar aquestes variables d'una manera que sigui útil després per a integrar-ho en circuits elèctrics.

En aquest subapartat introduïrem un model elèctric per al BJT. L'objectiu últim és obtenir les equacions que representen la característica d'intensitat-voltatge (I-V) del dispositiu, és a dir, les equacions que lliguen els corrents que entren pels seus terminals amb les tensions a les quals es troba cadascun.

Atès que manejarem tensions, resulta necessari definir el conveni per a descriure-les.

Quan escriguem un voltatge, aquest disposarà de dos subíndexs:

- el primer indica el terminal del qual mesurem el voltatge, i
- el segon indica el terminal que actua com a referència per a mesurar-lo.

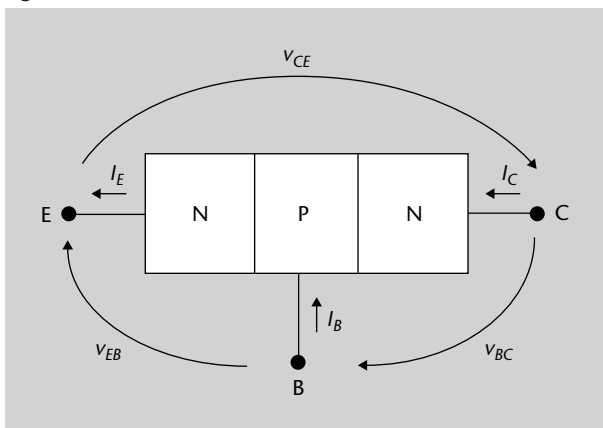
Així, v_{CE} indica que estem mesurant el potencial del terminal col·lector (C) pel que fa a l'emissor (E).

Fixeu-vos bé que, d'acord amb el criteri que acabem de definir, tenim que $v_{EC} = -v_{CE}$.

Les característiques I-V relacionaran els corrents i voltatges entre si, però abans hem de tenir clar de quines variables elèctriques disposem:

- Les intensitats de base, de col·lector i d'emissor I_B , I_C i I_E mostrades en la figura 12.
- Els voltatges entre els terminals v_{CE} , v_{EB} i v_{BC} .

Figura 12. Corrents en un transistor NPN



No obstant això, no totes les variables de corrent que acabem d'esmentar són independents entre si, ja que s'ha de satisfer la llei de Kirchhoff dels corrents aplicada al BJT. Aquesta llei implica que la suma d'intensitats que entren ha de ser igual a la suma d'intensitats que surten del dispositiu i, per tant, segons la figura 12 tenim que:

$$I_C + I_B = I_E \quad (1)$$

De la mateixa manera, tots els potencials són dependents entre si, a causa que la segona llei de Kirchhoff o llei de les tensions implica que la suma de caigudes de potencial en un camí tancat ha de ser zero. Per tant,

$$v_{CE} + v_{EB} + v_{BC} = 0 \quad (2)$$

De les equacions 1 i 2, podeu deduir que, conegudes dues intensitats, en podeu aïllar la tercera, i el mateix per als voltatges. Així doncs, tenim diferents opcions per a triar com construirem les característiques I-V buscades en funció de quina intensitat i quin voltatge triem per a aïllar en les equacions 1 i 2, respectivament.

Normalment, s'aïlla de l'equació 1 aquella intensitat corresponent al terminal comú. Si, per exemple, el terminal comú és la base, llavors:

Voltatges entre terminals

v_{CE} indica el potencial del col·lector pel que fa a l'emissor, v_{EB} indica el potencial de l'emissor pel que fa a la base i v_{BC} representa el potencial de la base pel que fa al col·lector.

Figura 12

Representació del criteri habitual de corrents en un transistor BJT de tipus NPN.

Llei de Kirchhoff dels corrents

La llei de Kirchhoff dels corrents diu que la suma dels corrents que entren en un node és igual a la suma dels corrents que en surten. És a dir, per a qualsevol node:

$$\sum I_{\text{entrada}} = \sum I_{\text{sortida}}$$

Vegeu també

La llei de Kirchhoff dels corrents s'estudia amb més detall en l'annex de l'assignatura.

Llei de Kirchhoff de les tensions

La llei de Kirchhoff de les tensions diu que, si seguim un camí tancat en un circuit, la suma de totes les tensions val 0 V.

- En un inici, determinem el valor dels corrents dels altres terminals I_E i I_C .
- Després, aïllem el valor de I_B a partir de l'equació 1.

De manera anàloga, es tria el terminal comú com a punt des del qual mesurem voltatges. Així, si treballem en base comuna, els voltatges que hem de mesurar seran el del col·lector pel que fa a la base, v_{CB} , i el de l'emissor pel que fa a la base, v_{EB} . Llavors s'aïlla de l'equació 2 el que falta.

Activitat

Si treballéssim en emissor comú, quin seria el terminal de referència per als voltatges? Per tant, quins voltatges hauríem de conèixer i quin calcularíem després? Quines serien les intensitats conegudes i quina la calculada?

Atès que disposem de diferents alternatives per a l'elecció de les variables elèctriques, també hi haurà diferents equacions característiques intensitat-voltatge del dispositiu en funció de quina variable triem per a aïllar de les equacions 1 i 2 o, dit d'una altra manera, del terminal que escollim com a comú. Per a trobar les diferents alternatives a les característiques I-V del dispositiu, seguirem els passos següents:

- 1) En primer lloc, triarem una alternativa concreta i obtindrem les equacions característiques corresponents.
- 2) A partir d'aquestes, serem capaços d'obtenir les equacions corresponents a la resta de possibilitats a partir de les equacions 1 i 2.

Començarem amb el primer punt obtenint les característiques I-V per al transistor en base comuna. Després, mostrarem a manera d'exemple com podem trobar les característiques pel que fa a un altre terminal comú, que serà el d'emissor.

1.4.1. Característiques I-V en base comuna

Suposem que treballem amb el BJT en la configuració de base comuna. En aquest subapartat trobarem la característica I-V del dispositiu, que consisteix a conèixer l'equació que relaciona les intensitats que és necessari conèixer, I_E i I_C , en termes dels potencials que es mesuren, v_{CB} i v_{EB} . És a dir, busquem una relació de la forma:

$$(I_E, I_C) = f(v_{EB}, v_{CB}) \quad (3)$$

Notació de funcions

La notació $y = f(x)$ indica que la variable y és una funció de la variable x i es diu que y és funció de x . De vegades, s'utilitza la variable y mateixa per a denominar la funció i s'escriu $y = y(x)$. De la mateixa manera, $(I_E, I_C) = f(v_{EB}, v_{CB})$ indica que les variables I_E i I_C seran, cadascuna, dependents de totes dues tensions, (v_{EB}, v_{CB}) .

L'equació 3 es pot representar d'una manera més pràctica per mitjà de les dues equacions següents:

$$I_E = I_E(v_{EB}, v_{CB}) \quad (4)$$

$$I_C = I_C(v_{EB}, v_{CB}) \quad (5)$$

Les equacions 4 i 5 s'interpreten de la manera següent. Si fixem un valor per a v_{EB} i un altre per a v_{CB} , llavors l'equació 4 retorna el valor que correspon a I_E , i l'equació 5 el que correspon a I_C . Una manera d'entendre millor el significat d'aquestes equacions és fer-ne la representació gràfica, que està mostrada en la figura 13.

Figura 13. Representació de les superfícies de les característiques I-V

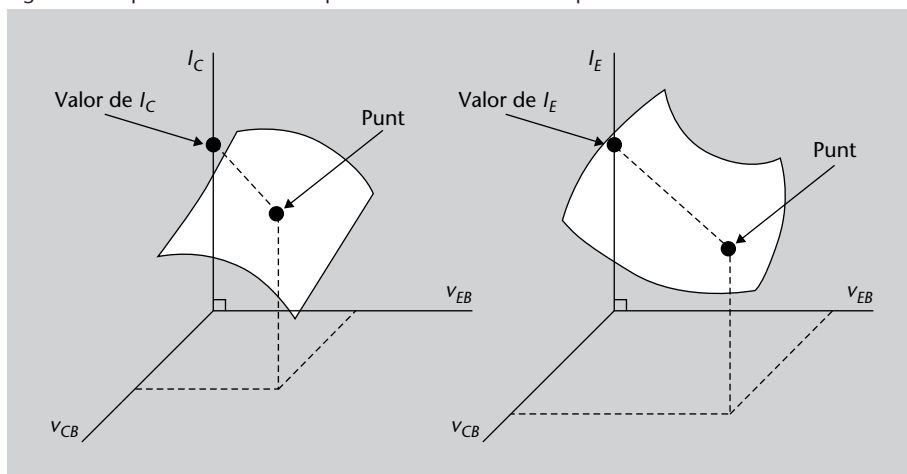


Figura 13

Representació gràfica de les intensitats de col·lector i d'emissor com dues superfícies que permeten calcular el valor dels corrents a partir del de les tensions.

Com veieu, disposem de dues equacions i cadascuna depèn de dues variables, v_{EB} i v_{CB} . Això significa que la seva representació gràfica consisteix en dues superfícies, una per cada equació.

En la figura 13 podeu veure representades aquestes superfícies. En dos eixos, veiem els voltatges i en cadascun dels eixos verticals veiem les intensitats. D'aquesta manera, a cada parell ordenat (v_{EB}, v_{CB}) li correspon un únic valor de I_C i I_E . El que intentarem aconseguir en aquest subapartat és trobar les equacions que defineixen aquestes superfícies, és a dir, donar una expressió concreta per a les equacions 4 i 5.

Per a obtenir la forma concreta de les equacions 4 i 5, partirem del fet exposat en el subapartat 1.1. pel qual el transistor BJT no és més que dues unions PN oposades més un fenomen d'interacció entre aquestes que es va anomenar **transferència d'electrons** en el subapartat 1.2.2. Aquesta transferència d'elec-

Definició de superfície

Les equacions 4 i 5 defineixen dues superfícies, ja que, per a cada parell de valors de tensió, hi ha un punt de l'espai corresponent al valor d'intensitat. La unió d'aquests punts defineix una superfície en l'espai.

trons dona compte de l'acoblament entre les unions a causa dels electrons que surten de l'emissor, passen per la base i arriben fins al col·lector.

Sota aquesta concepció, Ebers i Moll van presentar el 1954 un model del comportament elèctric del BJT que va resultar especialment bo per a la descripció del funcionament del dispositiu. D'aquesta manera, van obtenir un esquema elèctric que representava el transistor en els circuits en què apareixia i en permetia fer l'anàlisi circuital.

En aquest punt, heu de tenir en compte que la visió que oferim del comportament intern del BJT és realment simplificada i que, com en tot dispositiu d'estat sòlid, els fenòmens en el seu interior són múltiples. No obstant això, aquesta concepció del transistor representa un bon model per a caracteritzar-lo elèctricament. Ara, anem a introduir el model elèctric d'Ebers-Moll i disposarem així de les equacions que lliguen les variables elèctriques entre si.

Model elèctric d'Ebers-Moll

El model elèctric d'Ebers-Moll consisteix en un circuit equivalent del transistor format per elements més senzills i que en representa el comportament elèctric des del punt de vista dels terminals. Aquest model està representat pel circuit de la figura 14 i consta de dues parts, una per cada unió PN entre emissor-base (part 1) i base-col·lector (part 2).

Figura 14. Circuit corresponent al model d'Ebers-Moll

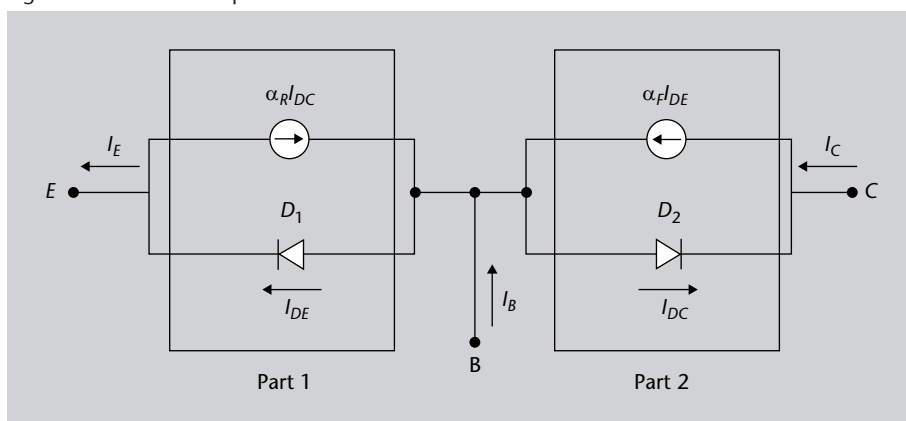


Figura 14

Circuit elèctric que representa el model d'Ebers-Moll del comportament del BJT. Veiem que hi ha dos díodes: el díode d'emissor, pel qual circula un corrent I_{DE} , i el díode de col·lector, amb un corrent I_{DC} . Els subíndexs fan referència al fet que es tracta d'un corrent que passa pel díode respectiu, díode emissor i díode col·lector.

Podem identificar els elements següents:

- Dos díodes oposats, D_1 i D_2 , que fan referència a les dues unions PN de les quals consta el dispositiu.
- Una font de corrent de valor $\alpha_F I_{DC}$ que representa l'efecte d'acoblament entre unions exposat en el subapartat 1.1.

Vegeu també

Els díodes i la unió PN s'estudien en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions".

- Una font de corrent de valor $\alpha_R I_{DE}$ que representa els efectes d'acoblament entre unions quan la polarització de les fonts de continu (també anomenades **bateries**) de la figura 7 s'inverteix. En aquest cas, el flux d'electrons canvia de sentit i, per aquest motiu, el paràmetre α_R es diu **coeficient de transferència invers**.

α_F es llegeix *alfa sub efa*.
 α_R es llegeix *alfa sub erra*.

El paràmetre α_R rep el nom de *coeficient de transferència invers*.

La geometria del dispositiu està optimitzada per a una transferència directa gran, com esmentem en el subapartat 1.1. i, per tant, el valor de α_R sol ser petit, entorn de 0,05.

A partir de la figura 14, podem deduir el model elèctric del BJT a partir de la llei de Kirchhoff de corrents aplicada a l'emissor (part 1) i al col·lector (part 2). Així, per al col·lector tenim:

$$I_C = \alpha_F I_{DE} - I_{DC} \quad (6)$$

A continuació, substituïm en 6 les expressions per a I_{DE} i I_{DC} per a la característica I-V del díode:

$$I = I_0(e^{v/V_T} - 1) \quad (7)$$

en què I és la intensitat que circula pel díode i v representa la diferència de potencial entre els seus extrems. Així mateix, V_T és l'anomenat voltatge tèrmic i I_0 és el corrent invers de saturació. El resultat és el següent:

$$I_C = \alpha_F I_{ES}(e^{-v_{EB}/V_T} - 1) - I_{CS}(e^{-v_{CB}/V_T} - 1) \quad (8)$$

en què:

- α_F és la transferència directa a través de la base.
- I_{ES} i I_{CS} són els corrents de saturació inversa de les unions PN respectives. Com totes dues unions formen part del mateix bloc de material semiconductor, hi ha una relació entre aquestes i els coeficients de transferència, de tal manera que

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S \quad (9)$$

Aquesta relació es diu que és una **relació de reciprocitat**.

Vegeu també

Les expressions per a I_{DE} i I_{DC} s'estudien en el mòdul 1.

Voltatge tèrmic

El voltatge tèrmic està determinat per $V_T = \frac{kT}{q}$, en què T és la temperatura en kelvins, k és la constant de Boltzmann de valor $1,38 \cdot 10^{-23}$ joules/kelvin i q és la càrrega de l'electró en valor absolut.

Corrent invers de saturació

El corrent invers de saturació és el corrent constant i petit que circula a través del díode quan aquest es troba polaritzat en inversa.

Vegeu també

El corrent invers de saturació s'estudia en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions" d'aquesta assignatura.

- v_{EB} i v_{CB} són els potencials de l'emissor i del col·lector mesurats des de la base. És a dir, la caiguda de potencial entre emissor-base i col·lector-base, respectivament.
- V_T és el voltatge tèrmic de la unió PN, que a 25°C pren un valor aproximat de 26 mV.

D'aquesta manera, hem obtingut l'equació 5 i una primera aproximació al model elèctric del BJT. Per a obtenir l'equació 4, que correspon al valor de I_E , podem partir, de nou, de la llei de Kirchhoff de corrents aplicada a l'emissor (part 1) i substituir les expressions de la característica dels díodes donades per l'equació 7 de la mateixa manera que acabem de fer. El resultat final és el següent:

$$I_E = I_{ES}(e^{-v_{EB}/V_T} - 1) - \alpha_R I_{CS}(e^{-v_{CB}/V_T} - 1) \quad (10)$$

en què α_R representa el coeficient de transferència inversa a través de la base i la resta de paràmetres té el mateix significat que en l'equació 8. Aquesta equació completa al costat de 8 les equacions que defineixen la característica I-V del BJT en base comuna.

Vegeu també

La unió PN s'estudia en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions".

La característica I-V del BJT en base comuna està definida per les equacions:

$$I_C = \alpha_F I_{ES}(e^{-v_{EB}/V_T} - 1) - I_{CS}(e^{-v_{CB}/V_T} - 1) \quad (11)$$

$$I_E = I_{ES}(e^{-v_{EB}/V_T} - 1) - \alpha_R I_{CS}(e^{-v_{CB}/V_T} - 1) \quad (12)$$

en què:

- v_{EB} i v_{CB} són les tensions respectives de l'emissor i el col·lector mesurades des de la base.
- I_{ES} i I_{CS} són els valors del corrent invers de saturació d'un díode.
- V_T és el voltatge tèrmic de la unió PN que ja va veure en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions" i que a 25°C pren un valor aproximat de 26 mV.
- α_F i α_R representen la transferència directa i inversa d'electrons, respectivament.

Activitat

Obtingueu l'equació 10 a partir de la característica del díode i de la llei de Kirchhoff de corrents com hem fet per a l'equació 8.

Malgrat obtenir-se a partir d'un model simplificat, les equacions d'Ebers-Moll 8 i 10 capturen tan bé el comportament del transistor que es poden utilitzar també quan les polaritzacions de les fonts externes són arbitràries. És a dir, quan els pols positiu i negatiu de totes dues fonts estan situats d'una manera totalment diferent pel que fa a l'indicat en la figura 7.

Una vegada que ja tenim les equacions que descriuen el comportament del transistor amb un terminal comú, podem obtenir les equacions corresponents a la resta de terminals comuns d'una manera senzilla. A manera d'exemple, vegem com queden les equacions en mode d'emissor comú.

1.4.2. Equacions en emissor comú

Les equacions del BJT en mode emissor comú es poden obtenir a partir de les equacions 8 i 10 mitjançant l'ús de les equacions 1 i 2.

Les equacions que descriuen el comportament del transistor BJT en emissor comú són:

$$I_B = (1 - \alpha_F)I_{ES}(e^{v_{BE}/V_T} - 1) + (1 - \alpha_R)I_{CS}(e^{(v_{BE}-v_{CE})/V_T} - 1) \quad (13)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES}(e^{v_{BE}/V_T} - 1) - I_{CS}(e^{(v_{BE}-v_{CE})/V_T} - 1) \quad (14)$$

en què:

- v_{BE} i v_{CE} són les tensions respectives de la base i col·lector mesurades des de l'emissor.
- I_{ES} i I_{CS} són els valors del corrent invers de saturació d'un díode.
- V_T és el voltatge tèrmic de la unió PN que ja va veure en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions" i que a 25 °C pren un valor aproximat de 26 mV.
- α_F i α_R representen la transferència directa i inversa d'electrons, respectivament.

Activitat

Com a exercici, podeu deduir vosaltres mateixos les equacions 13 i 14. Les equacions 13 i 14 es poden obtenir aïllant I_B de l'equació 1 i substituint les tensions per les noves variables de tensió mitjançant l'equació 2.

A pesar que disposem de les equacions matemàtiques que descriuen el comportament del BJT, sol ser habitualment molt més intuïtiu fer-ne la representa-

ció gràfica. D'aquesta manera, es pot apreciar d'un cop d'ull el comportament del BJT. En el subapartat següent abordarem la representació gràfica de les característiques del BJT.

1.4.3. Representació gràfica de les característiques I-V

Com hem esmentat en el subapartat 1.4.1. en parlar de les equacions 4 i 5, aquestes representen superfícies. En lloc de dibuixar aquestes superfícies en un espai tridimensional, es recorre a una representació bidimensional que permet manejar les característiques d'una manera més senzilla i dóna lloc a resultats intuïtius més clars. A manera d'exemple, considerem ara les equacions del BJT en mode d'emissor comú presentades en el subapartat 1.4.2.

Per a obtenir la representació bidimensional de les característiques, es dibuixa I_C i I_B enfront de v_{CE} per a diferents valors constants de v_{BE} . D'aquesta manera, es tenen dues famílies de gràfics bidimensionals que indiquen el comportament d'aquestes equacions d'una manera més intuïtiva que una superfície.

En la figura 15 podeu veure com quedaria aquesta representació gràfica. Veiem que en l'eix horitzontal estan disposats els valors de v_{CE} , mentre que en l'eix vertical hi ha els dels corrents I_C i I_B .

Figura 15. Característiques I-V bidimensionals del BJT.

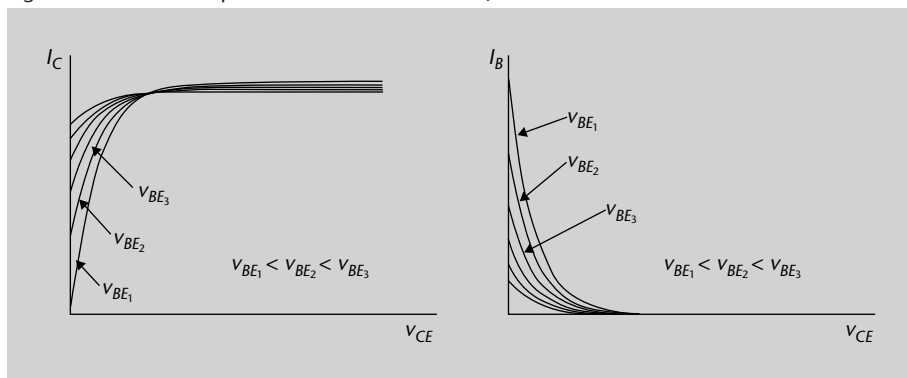


Figura 15

Representació de les característiques del transistor en dos gràfics bidimensionals en lloc de mitjançant dues superfícies.

En el cos de cada gràfica, veiem un conjunt de línies. Cadascuna d'aquestes línies està associada a un valor constant diferent de v_{BE} . Per a obtenir cadascuna de les corbes, el que es fa és considerar el valor constant de v_{BE} triat i substituir-lo en les equacions 13 i 14. Llavors, v_{BE} deixa de ser una variable i les equacions 13 i 14 passen a ser equacions amb una única variable independent, v_{CE} . Cadascuna d'aquestes equacions es pot dibuixar en un pla bidimensional. Quan es repeteix aquest procediment per a diferents valors de v_{BE} , s'obtenen les diferents corbes, com les que podeu veure en la figura 15. En aquesta figura els valors de v_{BE} són tals que $v_{BE1} < v_{BE2} < v_{BE3}$. Aquestes gràfiques són ara més fàcilment manejables que les superfícies.

Així i tot, en lloc de recórrer a dues gràfiques, moltes vegades es representa el comportament del BJT només en una. És a dir, el que es fa és representar I_C enfront de v_{CE} per a diferents valors de I_B . Així, en una sola gràfica podem veure simultàniament quant val I_B , v_{CE} i el corrent I_C . Per a això, es tria un conjunt de valors de I_B . Per a cadascun, es du a terme el procediment següent:

- 1) **Elecció de v_{CE} .** Es pren un conjunt de valors per a v_{CE} .
- 2) **Obtenció de v_{BE} .** Per a cada valor de v_{CE} , s'aïlla el de v_{BE} de l'equació 13.
- 3) **Càlcul de I_C .** El valor de v_{BE} se substitueix en l'equació 14 per a calcular I_C .
- 4) **Representació de I_C .** Finalment, es representa el valor de I_C enfront de v_{CE} per al valor corresponent de I_B .

Fem aquest procediment amb una mica més de detall.

- 1) **Elecció de v_{CE} .** En primer lloc, seleccionem un conjunt de valors de v_{CE} a elecció nostra.
- 2) **Obtenció de v_{BE} .** A continuació, hem d'aïllar v_{BE} de l'equació 13 suposant que coneixem I_B i v_{CE} . Per a això, partim de l'equació 13:

$$I_B = (1 - \alpha_F)I_{ES}(e^{v_{BE}/V_T} - 1) + (1 - \alpha_R)I_{CS}(e^{(v_{BE}-v_{CE})/V_T} - 1) \quad (15)$$

Després, agrupem en un únic terme la variable que volem aïllar, que és v_{BE} . En primer lloc, traiem parèntesi:

$$\begin{aligned} I_B &= (1 - \alpha_F)I_{ES}e^{v_{BE}/V_T} - (1 - \alpha_F)I_{ES} + \\ &+ (1 - \alpha_R)I_{CS}e^{(v_{BE}-v_{CE})/V_T} - (1 - \alpha_R)I_{CS} \end{aligned} \quad (16)$$

En segon lloc, separem l'exponencial en producte d'exponencials:

$$\begin{aligned} I_B &= (1 - \alpha_F)I_{ES}e^{v_{BE}/V_T} - (1 - \alpha_F)I_{ES} + \\ &+ (1 - \alpha_R)I_{CS}e^{v_{BE}/V_T}e^{-v_{CE}/V_T} - (1 - \alpha_R)I_{CS} \end{aligned} \quad (17)$$

Per finalitzar, agrupem els termes que contenen l'exponencial buscada:

$$\begin{aligned} I_B &= \left((1 - \alpha_F)I_{ES} + (1 - \alpha_R)I_{CS}e^{-v_{CE}/V_T} \right) e^{v_{BE}/V_T} - \\ &- (1 - \alpha_F)I_{ES} - (1 - \alpha_R)I_{CS} \end{aligned} \quad (18)$$

Propietats de l'exponencial

Recordeu que la funció exponencial satisfà $e^{x+y} = e^x e^y$, per a qualssevol nombres reals x i y .

Ara que ja tenim la variable v_{BE} en una única posició, procedim a aïllar-la de l'equació 18. Comencem per aïllar l'exponencial:

$$e^{v_{BE}/V_T} = \frac{I_B + (1 - \alpha_F)I_{ES} + (1 - \alpha_R)I_{CS}}{(1 - \alpha_F)I_{ES} + (1 - \alpha_R)I_{CS}e^{-v_{CE}/V_T}} \quad (19)$$

i finalment, si prenem logaritmes, tenim:

$$v_{BE} = V_T \ln \frac{I_B + (1 - \alpha_F)I_{ES} + (1 - \alpha_R)I_{CS}}{(1 - \alpha_F)I_{ES} + (1 - \alpha_R)I_{CS}e^{-v_{CE}/V_T}} \quad (20)$$

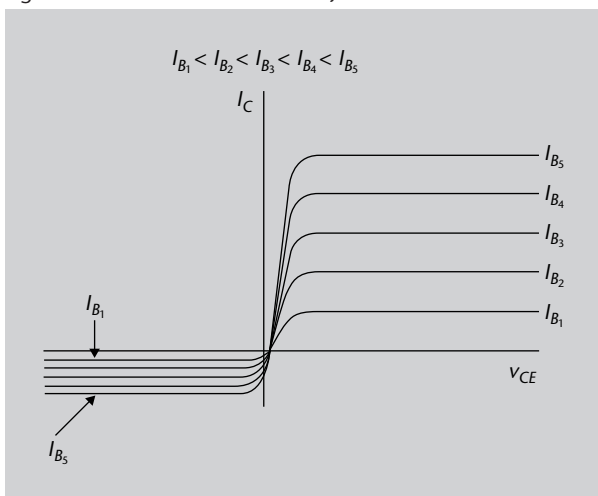
D'on hem aïllat el valor de v_{BE} .

3) Càlcul de I_C . Per a cada valor prefixat de I_B , es calcula el valor de v_{BE} per mitjà de l'equació 20. Una vegada es coneixen v_{BE} i v_{CE} , se substitueixen en 14 i es calcula I_C .

4) Representació de I_C . Finalment, es representa el valor en una gràfica de I_C enfront de v_{CE} .

Un exemple d'aquesta gràfica es troba en la figura 16.

Figura 16. Característica I-V d'un BJT



Exemple numèric

A manera d'exemple, podeu seguir vosaltres mateixos aquest procés de manera numèrica en un full de càlcul a fi que pugueu representar vosaltres mateixos aquestes corbes.

Figura 16

Representació de la característica del BJT en una sola gràfica. De fet, aquesta és la manera habitual de presentar les característiques d'un BJT.

En la figura 16 podeu veure com apareix la relació entre I_C i v_{CE} per a diferents valors del corrent de base I_B amb $I_{B_1} < I_{B_2} < I_{B_3} \dots$. D'aquesta manera, tots dos corrents es poden llegir de la mateixa gràfica i disposem d'una representació de les característiques del BJT molt més senzilla de manejar.

Sovint, s'aproxima el comportament real del transistor, associat a les equacions no lineals del díode, per a obtenir un model més senzill que sigui lineal a trams. En aquest cas, la gràfica de la figura 16 es converteix en la de la figura 17.

Lineal a trams

Un model es diu que és lineal a trams quan està compost per diferents trams rectes units entre si.

Figura 17. Característica aproximada I-V d'un BJT

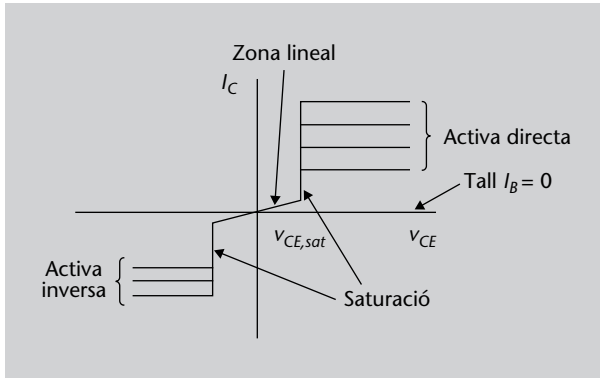


Figura 17

Model simplificat de la característica del BJT en el qual s'han substituït les corbes per trams rectes units entre si que donen lloc a un model lineal a trams. S'hi poden veure les quatre regions d'operació del BJT: activa directa, activa inversa, saturació i tall.

En la figura 17 es pot apreciar com el tram de pujada del primer quadrant s'ha substituït per una línia recta que recull el fet que el corrent és petit per a valors petits de la tensió v_{CE} . A més, s'ha unificat la tensió a partir de la qual la característica de transistor és plana. És a dir, s'ha dibuixat una línia vertical d'on surten totes les altres línies horitzontals que apareixen en el primer quadrant. El valor de la tensió v_{CE} a partir del qual ocorre això s'anomena *tensió de saturació*, $v_{CE,sat}$, i per a transistors de silici té un valor aproximat de $v_{CE,sat} \approx 0,2 \text{ V}$.

En la figura 17 també podeu apreciar la gran varietat de comportaments que pot exhibir el BJT: des d'un comportament lineal per a valors petits de v_{CE} fins a una saturació per a valors $v_{CE} > v_{CE,sat}$. Això es deu a la no-linealitat de les equacions que en descriuen la característica I-V. En concret, podem distingir els comportaments següents per al BJT:

- D'una banda, l'eix de les abscisses (l'eix horitzontal) representa la característica del transistor quan $I_B = 0$ i indica que $I_C = 0$ independentment del valor de la tensió v_{CE} ; llavors no hi ha corrent a través del dispositiu i es diu que el transistor està en **tall**.
- Les rectes horitzontals del primer quadrant representen un valor de I_C , relacionat amb un valor de I_B , que no canvia amb v_{CE} ; diem que el transistor està en **activa directa**. Fixeu-vos que aquest és precisament el principal interès del transistor, que el valor de I_C està controlat pel valor de I_B .
- Les rectes horitzontals del tercer quadrant representen un comportament que bàsicament és el mateix que en activa directa, però amb els corrents canviats de signe. Per això, es diu llavors que el transistor està en **activa inversa**.
- La recta vertical correspon al valor de $v_{CE,sat} \approx 0,2 \text{ V}$. Sobre aquesta recta, per a aquest valor constant de tensió, s'assoleixen diferents valors de I_C en funció del corrent I_B . Es diu llavors que el transistor està en **saturació**.

Com veieu, les figures 16 i 17 capturen el ventall de maneres d'operació del transistor i proporcionen el marc intuïtiu per a entendre el comportament

del BJT. Cadascun d'aquests comportaments rep normalment el nom de **regió d'operació**, ja que cada comportament només es produeix en un cert rang de valors de les seves variables elèctriques.

Es denomina **regió d'operació** cadascun dels modes de comportament que pot tenir el BJT.

En conclusió, el transistor es pot comportar de maneres molt diferents i, per a poder entendre'n bé les aplicacions en circuits electrònics, és necessari que ens detinguem amb una mica més de detall en les diferents maneres d'operació. Això és el que farem a continuació amb l'anàlisi de les regions d'operació.

1.5. Anàlisi de les regions d'operació del BJT

Com hem vist en el subapartat 1.4.3., el BJT exhibeix comportaments molt diferents que defineixen diferents regions d'operació. En aquest subapartat analitzarem amb una mica més de detall com és el seu comportament en cadascuna.

De fet, cada regió d'operació està caracteritzada per la manera com estan connectades les fonts de continu exteriors que defineixen els circuits de polarització introduïts en el subapartat 1.2.1. Atès que tenim dues fonts de tensió externes, tenim quatre possibles tipus de polaritzacions en funció de l'orientació de cadascuna. D'aquesta manera, es distingeixen les quatre regions diferents de funcionament del BJT.

Podeu apreciar en la figura 18 que la polarització de les fonts exteriors determina el signe de les diferències de potencial v_{EB} i v_{CB} . A partir d'aquestes, podríeu construir la taula 1, que recull les quatre diferents possibilitats en funció del signe de cadascuna.

Polaritzar

Polaritzar un circuit significa afegir fonts de tensió en determinats punts d'un circuit perquè elements circuitalers disposin en les seves terminals d'un determinat nivell de tensió.

Figura 18. Fonts de tensió externes

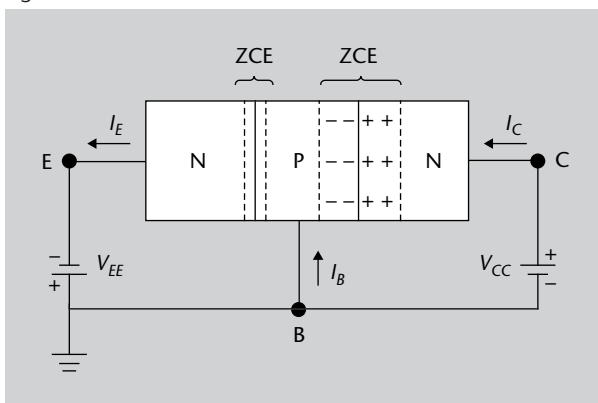


Figura 18

BJT amb unes fonts de tensió externes connectades. La manera com estan connectades aquestes fonts és la que determina el signe de les tensions v_{EB} i v_{CB} .

Taula 1. Regions del funcionament del BJT

Cas	Tensió base-emissor	Tensió base-col·lector	Nom del mode de funcionament
I	$v_{BE} \geq V_{\gamma}$	$v_{BC} \leq V_{\gamma}$	actiu directe
II	$v_{BE} \leq V_{\gamma}$	$v_{BC} \geq V_{\gamma}$	actiu invers
III	$v_{BE} \leq V_{\gamma}$	$v_{BC} \leq V_{\gamma}$	tall
IV	$v_{BE} \geq V_{\gamma}$	$v_{BC} \geq V_{\gamma}$	saturat

Com podeu observar clarament en la taula 1, el paràmetre que distingeix entre els diferents tipus de polarització no és zero sinó la tensió V_{γ} , que representa la tensió llindar de la corba característica del díode. La tensió llindar diferencia la situació de conducció i de tall de cadascuna de les dues unions PN que conformen el transistor. Aquesta tensió depèn del tipus de material semiconductor amb el qual s'ha fabricat el díode, i per al silici sol estar entorn de $V_{\gamma} \simeq 0,7$ V.

En aquest subapartat 1.5. estudiarem amb detall quin comportament té el transistor en cadascun d'aquests modes de funcionament. No obstant això, és interessant fer ressaltar aquí que el comportament del transistor és qualitativament molt diferent en cadascuna de les regions. Per tant, en els circuits basats en transistors haurem de tenir molt present en quina regió està actuant el dispositiu per a comprendre intuïtivament el funcionament del circuit complet. Per aquest motiu en aquest subapartat ens hi detindrem en detall.

Les regions d'interès de la taula 1 amb vista al disseny de circuits són bàsicament les que es corresponen a activa directa, tall i saturació. El funcionament del transistor a la regió d'activa inversa és similar (encara que amb alguna diferència a causa que l'emissor està més fortament dopat que el col·lector) al d'activa directa però fent que l'emissor i col·lector intercanviïn els seus papers. Llavors, ens restringirem a aquestes tres regions.

Per a cadascuna de les regions podrem simplificar les equacions no lineals del transistor i obtenir-ne una versió reduïda aplicable a la seva regió que ens permetin entendre intuïtivament què fa el BJT en cadascuna. Començarem l'estudi per la regió activa directa i prosseguirem per les regions de tall i saturació.

1.5.1. Regió activa directa

El BJT es troba a la regió activa directa quan $v_{BE} \geq V_{\gamma}$ i $v_{BC} \leq V_{\gamma}$. Per simplificar les equacions 8 i 10, podeu començar escrivint-les únicament en termes de I_S i α_F per mitjà de la relació de reciprocitat introduïda en l'equació 8. Així, el nombre de constants independents en les equacions 8 i 10 disminueix i són més fàcils de manejar. Així, les equacions 8 i 10 es converteixen en:

Tensió llindar

La tensió llindar d'un díode és el valor de potencial a partir del qual comença a circular un corrent apreciable pel díode. És la tensió que apareix en els models lineals estudiats en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions".

El símbol $a \simeq b$ indica que a té un valor molt semblant a b .

Relació de reciprocitat

Recordeu que la relació de reciprocitat està determinada per l'equació $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S$ en què I_{CS} i I_{ES} són els corrents inversos de saturació dels díodes que componen el model d'Ebers-Moll.

$$I_C = I_S(e^{-v_{EB}/V_T} - 1) - \frac{I_S}{\alpha_R}(e^{-v_{CB}/V_T} - 1) \quad (21)$$

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha_F}(e^{-v_{EB}/V_T} - 1) - I_S(e^{-v_{CB}/V_T} - 1) \quad (22)$$

A la regió activa directa e^{-v_{EB}/V_T} és habitualment molt més gran que la unitat, i per tant, podem simplificar $(e^{-v_{EB}/V_T} - 1)$ a únicament e^{-v_{EB}/V_T} , mentre que e^{-v_{CB}/V_T} és molt més petit que la unitat i, per tant, $(e^{-v_{CB}/V_T} - 1)$ és aproximadament -1 . És a dir, farem que:

$$(e^{-v_{EB}/V_T} - 1) \approx e^{-v_{EB}/V_T} \quad (23)$$

$$(e^{-v_{CB}/V_T} - 1) \approx -1 \quad (24)$$

Amb aquestes aproximacions, podem reescriure les equacions 21 i 22 de la manera següent més simplificada:

$$I_C \approx I_S e^{-v_{EB}/V_T} + \frac{I_S}{\alpha_R} \quad (25)$$

$$I_E \approx \frac{I_S}{\alpha_F} e^{-v_{EB}/V_T} + I_S \quad (26)$$

De fet, els sumands de la dreta de totes dues equacions són molt més petits que els primers a causa que els corrents de saturació inversa dels díodes solen ser molt petits:

$$\frac{I_S}{\alpha_R} \ll I_S e^{-v_{EB}/V_T} \quad (27)$$

$$I_S \ll \frac{I_S}{\alpha_F} e^{-v_{EB}/V_T} \quad (28)$$

Per tant, aquests corrents es poden menysprear per a obtenir el model simplificat del BJT a la regió activa directa:

$$I_C \approx I_S e^{-v_{EB}/V_T} \quad (29)$$

$$I_E \approx \frac{I_S}{\alpha_F} e^{-v_{EB}/V_T} \quad (30)$$

que implica que

$$I_C = \alpha_F I_E \quad (31)$$

Ara que ja tenim els corrents de col·lector i emissor, podem trobar el valor del corrent que falta, I_B , aplicant l'equació 31 i la llei de Kirchhoff de corrents, $I_E = I_B + I_C$ segons la figura 2:

Exponencials

Recordem el comportament de les exponencials. Quan $x \rightarrow \infty$ s'ha de:
 $e^x \rightarrow \infty$
 $e^{-x} \rightarrow 0$.

$$I_B = I_E - I_C = I_E - \alpha_F I_E = (1 - \alpha_F) I_E \quad (32)$$

Si utilitzem ara l'equació 30 per a I_E , arribarem finalment a:

$$I_B = \frac{(1 - \alpha_F) I_S}{\alpha_F} e^{-v_{EB}/V_T} \quad (33)$$

que juntament amb les equacions 29 i 30 completa el model elèctric del BJT a la regió activa directa.

El model simplificat del BJT vàlid per a la regió activa directa està definit per:

$$I_C = I_S e^{-v_{EB}/V_T} \quad (34)$$

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} e^{-v_{EB}/V_T} \quad (35)$$

$$I_B = \frac{(1 - \alpha_F)}{\alpha_F} I_S e^{-v_{EB}/V_T} \quad (36)$$

en què:

- $I_S = \alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$
- I_{ES} i I_{CS} són corrents de saturació inversa dels díodes del model d'Ebers-Moll.
- α_F i α_R són els coeficients de transferència inversa i directa.
- $V_T = \frac{kT}{q}$ és el potencial tèrmic, en què k és la constant de Boltzmann, T és la temperatura i q és la càrrega de l'electró en valor absolut.

En aquest punt, és important que us adoneu que les equacions 34- 36 són equacions no lineals i que, per tant, el comportament del BJT en aquesta regió no és lineal. Per a moltes aplicacions, no obstant això, és suficient utilitzar una aproximació lineal de les equacions 34- 36. Una d'aquestes aplicacions és l'amplificació de petit senyal, que serà tractada en l'apartat 2, on estudiarem el model lineal aproximat en aquesta regió.

D'aquesta manera, ja hem obtingut les equacions que descriuen el BJT a la regió d'activa directa. En aquesta regió, el BJT presenta dos aspectes molt importants que estudiarem a continuació i que seran molt útils a l'hora de resoldre circuits elèctrics en els quals el BJT estigui a la seva regió d'activa directa:

Equacions lineals

Una equació és lineal quan la relació entre les seves variables és de la manera $y = ax$, en què a és una constant.

- Un valor pràcticament constant de v_{BE} .
- Una relació senzilla entre tots els corrents del dispositiu.

Començarem estudiant el valor de v_{BE} i, després, la relació entre els corrents.

Valor constant de v_{BE} en activa directa

En aquest subapartat calcularem quant val v_{BE} quan el BJT està funcionant a la regió d'activa directa. Per a obtenir el valor, partirem de l'equació 20 repetida aquí per comoditat:

$$v_{BE} = V_T \ln \frac{I_B + (1 - \alpha_F)I_{ES} + (1 - \alpha_R)I_{CS}}{(1 - \alpha_F)I_{ES} + (1 - \alpha_R)I_{CS}e^{-v_{CE}/V_T}} \quad (37)$$

L'equació 37 permet calcular el valor de v_{BE} a partir dels valors de v_{CE} i I_B . Aquesta equació defineix una funció de dues variables, i la representació gràfica d'aquesta és, per tant, una superfície.

No obstant això, el que farem serà calcular v_{BE} en funció de v_{CE} per a diferents valors constants de I_B i fer-ne la representació gràfica. D'aquesta manera, podrem representar l'equació 37 en un gràfic bidimensional.

El rang de valors de v_{CE} que usarem és $v_{CE} > 0,2$ V ja que, com vam veure en analitzar la figura 17, aquest rang és el que caracteritza la regió activa directa. En fer la representació gràfica de 37 per a diferents valors del corrent de base, s'obté la figura 19. Cadascuna de les línies que veieu dibuixades es correspon amb un valor diferent de I_B .

Figura 19. Valor de v_{BE} en activa directa

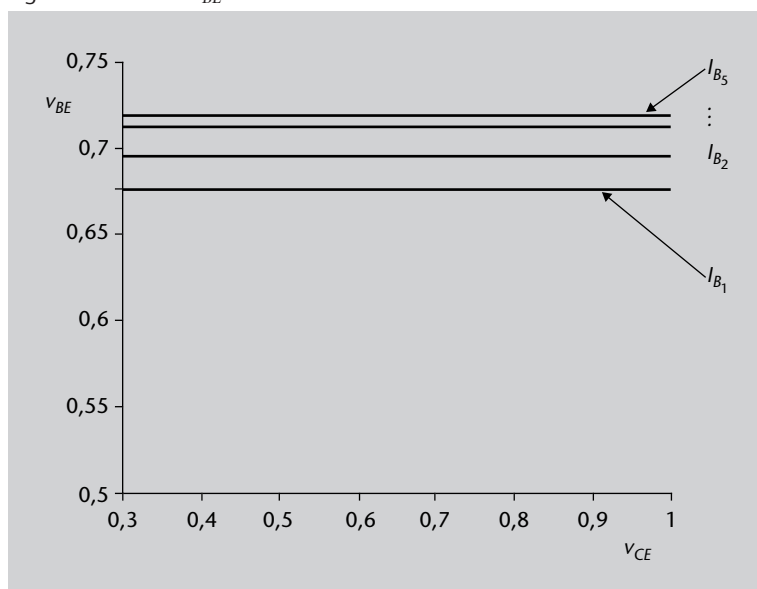


Figura 19

Representació del valor de v_{BE} en funció de v_{CE} per a diferents valors constants de I_B . Per tant, cadascuna de les línies que veieu representa un valor diferent del corrent de base. Totes estan entorn del valor de 0,7 V.

En la figura 19 podeu veure que el voltatge v_{BE} :

- 1) És constant en tot el rang de valors de v_{CE} .
- 2) Té un valor diferent segons quin sigui el valor del corrent de base I_B però no és una diferència important, ja que tots estan entorn dels 0,7 V.

El valor entorn del qual estan les gràfiques depèn del dispositiu, ja que està relacionat amb els corrents inversos de saturació i amb els coeficients de transferència directa i inversa (α_F i α_R). En aquest cas, ha sortit de 0,7 V a causa que s'estaven utilitzant les dades per al silici en l'equació 37. Per a altres materials, aquest valor serà diferent. Per exemple, per al germani, que és un altre material semiconductor típic, és de 0,2 V. Atès que la variació de v_{BE} amb I_B és petita, podem suposar en una primera aproximació que v_{BE} té el mateix valor de 0,7 V independentment de I_B .

Aquestes característiques de v_{BE} a la regió d'activa directa són molt importants ja que, en lloc d'haver de calcular v_{BE} en dur a terme l'anàlisi del circuit, la podem suposar coneguda per endavant i utilitzar-la com a tal per a resoldre el circuit.

El valor de v_{BE} en un BJT operant a la regió d'activa directa és constant amb v_{CE} . A més, suposarem que v_{BE} no depèn de I_B i que per al silici pren el valor de $v_{BE} = 0,7$ V i per al germani de $v_{BE} = 0,2$ V.

Una vegada que hem analitzat el comportament de v_{BE} , passem a estudiar la relació entre els corrents del BJT a la regió d'activa directa.

Relació entre els corrents del BJT a la regió d'activa directa

En aquest subapartat trobarem la relació entre els corrents del BJT quan aquest opera a la regió d'activa directa. Per a això, fixeu-vos en les equacions 29, 30 i 33 repetides aquí:

$$I_C = I_S e^{-v_{EB}/V_T} \quad (38)$$

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} e^{-v_{EB}/V_T} \quad (39)$$

$$I_B = \frac{(1 - \alpha_F)I_S}{\alpha_F} e^{-v_{EB}/V_T} \quad (40)$$

Totes semblen tenir la mateixa estructura basada en l'exponencial. De fet, suggereixen que es podrien posar unes en termes d'altres d'una manera relativament senzilla. Si partim, per exemple, de les equacions 38 i 39 podem deduir que

$$\begin{aligned} I_C &= I_S e^{-v_{EB}/V_T} = \frac{\alpha_F}{\alpha_F} I_S e^{-v_{EB}/V_T} = \\ &= \alpha_F \frac{I_S}{\alpha_F} e^{-v_{EB}/V_T} = \alpha_F I_E \end{aligned} \quad (41)$$

en què hem multiplicat i dividit per α_F . És a dir,

$$I_C = \alpha_F I_E \quad (42)$$

que mostra que el corrent de col·lector és proporcional (de fet, és α_F vegades) al corrent que circula per l'emissor. Aquest resultat coincideix amb la interpretació intuïtiva que vam fer en el subapartat 1.1. que α_F representava el coeficient de transferència d'electrons entre emissor i col·lector que donava compte dels electrons que, sortint de l'emissor, arribaven al col·lector sense recombinar-se a la base.

De la mateixa manera, també podríeu obtenir I_C en termes de I_B :

$$I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B \quad (43)$$

El quocient $\frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$ que relaciona totes dues corrents en l'equació 43 rep un nom especial, ja que exercirà un paper important en l'ús dels BJT en aplicacions d'amplificació; es denomina **guany de corrent** i es representa amb la lletra grega beta, β , que, per tant, pren la definició següent.

El paràmetre β rep el nom de **guany de corrent** i està definit per:

$$\beta = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad (44)$$

de tal manera que:

$$I_C = \beta I_B \quad (45)$$

Paràmetre β

El paràmetre β és un paràmetre del dispositiu i sol ser proporcionat pel fabricant en els seus fulls de característiques (*datasheets*).

A més, a partir de la llei dels corrents de Kirchhoff es pot obtenir l'equació

$$I_E = (1 + \beta)I_B \quad (46)$$

que mostra com es poden posar uns corrents en termes d'altres per mitjà d'equacions senzilles lligades mitjançant α_F i β . Fixeu-vos que en el denominador de l'equació 44 apareix la diferència $(1 - \alpha_F)$. Detinguem-nos-hi una mica més.

Si recordeu, en el subapartat 1.1. es va esmentar que el valor de α_F era molt proper a la unitat. Això implica que $(1 - \alpha_F)$ tindrà un valor petit i positiu i que, per tant, β en l'equació 44 serà un nombre gran. Típicament, els valors de β es troben entre 100 i 300. Si tenim en compte aquest fet, podem tornar de nou a l'equació 45 i observar que, quan el transistor està treballant a la regió d'activa directa, el corrent de col·lector, I_C , es converteix en β vegades més gran que el corrent de base. És a dir, el transistor proporciona un corrent de col·lector amb la mateixa dependència temporal que el corrent de base, però amb una amplitud molt més gran; el transistor està amplificant el corrent.

Aquesta, l'amplificació de corrent, serà la característica que més ens interessi del BJT, ja que li permetrà formar part de circuits d'amplificació.

Per finalitzar, és important recalcar que, com que β pren valors molt més grans que 1, $\beta \gg 1$, llavors sovint és vàlida l'aproximació:

$$1 + \beta \approx \beta \quad (47)$$

Usarem aquesta aproximació diverses vegades al llarg del mòdul, com en el resum següent de les relacions entre els corrents del BJT.

A la regió activa directa, els corrents en els terminals d'un BJT estan determinades per:

$$I_C = \beta I_B \quad (48)$$

$$I_E = (1 + \beta)I_B \approx \beta I_B \quad (49)$$

$$I_C = \alpha_F I_E \quad (50)$$

en què

- $\beta = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$ és el guany de corrent.
- α_F és la transferència directa d'electrons.

Amplificador de corrent

El transistor **amplifica** el corrent, ja que s'obté un corrent de col·lector que és diverses vegades el corrent de base. Aquest és el significat d'**amplificador**.

Vegeu també

Estudiarem més detingudament com podem dissenyar circuits d'amplificació basats en el BJT en l'apartat 2 d'aquest mòdul.

En el següent exemple, mostrarem l'ús d'aquestes relacions.

Exemple 1

Disposem d'un BJT de silici amb un valor de $\beta = 125$ que opera a la seva regió d'activa directa amb $I_B = 2 \cdot 10^{-5}$ A. Calculeu els corrents I_C i I_E i la diferència de potencial v_{BE} .

Solució

La variable més senzilla de calcular és la diferència de potencial v_{BE} . El motiu és que ens diuen en l'enunciat que el transistor opera a la seva regió d'activa directa, la qual cosa significa, segons el subapartat 1.5.1., que v_{BE} té un valor aproximadament constant en aquesta regió que depèn únicament del tipus de dispositiu. Com es tracta d'un BJT de silici, llavors $v_{BE} \simeq 0,7$ V. Fixeu-vos en com hem utilitzat aquesta propietat estudiada en el subapartat 1.5.1. per a posar directament el valor de v_{BE} sense necessitat d'efectuar cap càlcul.

A continuació, calcularem les intensitats I_C i I_E a partir de les equacions 49 i 50, respectivament. Per tant, el corrent I_C es calcula com:

$$I_C = \beta I_B = 125 \cdot 2 \cdot 10^{-5} = 2,50 \text{ mA} \quad (51)$$

i el corrent I_E com:

$$I_E = (1 + \beta)I_B = (1 + 125) \cdot 2 \cdot 10^{-5} = 2,52 \text{ mA} \quad (52)$$

Ara podríem comprovar l'error que comentem en el càlcul de I_E si en lloc d'utilitzar el valor de $(1 + \beta)$ en l'equació 52 utilitzem l'aproximació $1 + \beta \simeq \beta$. Amb aquesta aproximació, tindriem que $I_{E,aprox} = I_C$ i llavors l'error que hi ha entre tots dos càlculs, exacte i aproximat, és:

$$\frac{|I_E - I_{E,aprox}|}{I_E} \cdot 100 = \frac{|I_E - I_C|}{I_E} \cdot 100 = \frac{0,02}{2,52} \cdot 100 = 0,79\% \quad (53)$$

És a dir, l'aproximació comet un error més petit que el 0,8% del valor del corrent d'emissor, que és un error petit. Per aquest motiu, usarem amb freqüència l'aproximació $(1 + \beta) \simeq \beta$ en els càlculs fets al llarg del mòdul.

Vegem ara com es comporta el BJT quan és a la regió de tall.

1.5.2. Regió de tall

La regió de tall està caracteritzada perquè els dos díodes que descriuen el model d'Ebers-Moll en la figura 14 es troben en inversa. Per a això, és necessari que:

$$v_{BE} \leq V_\gamma; \quad v_{BC} \leq V_\gamma \quad (54)$$

Si tots dos estan en inversa, no hi circula corrent i, per tant, es comporten com a circuits oberts. Fixeu-vos que aquest comportament és el que es correspon al del díode en inversa.

Vegeu també

El díode en inversa s'estudia en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions" d'aquesta assignatura.

De la figura 14, que representa el circuit equivalent d'Ebers-Moll, també podeu deduir que, si pels díodes no passa corrent, les fonts controlades de corrent tampoc no generaran res, i d'aquesta manera el transistor es comporta com un circuit obert entre cada parell de terminals. Aquest comportament es pot representar per mitjà de la figura 20 on, com veieu, no hi ha connexió elèctrica entre els seus terminals a través del transistor. És a dir, disposem dels tres terminals del transistor, com mostra la figura 20, però entre aquests no hi ha cap tipus de connexió elèctrica.

Figura 20. BJT en estat de tall

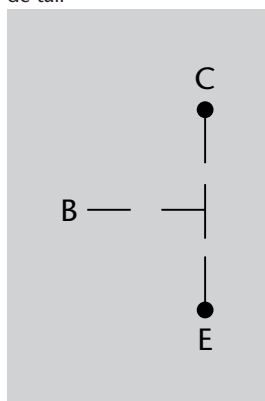


Figura 20

Esquema elèctric del BJT quan està a la regió de tall. Llavors, no hi ha connexió elèctrica entre els tres terminals.

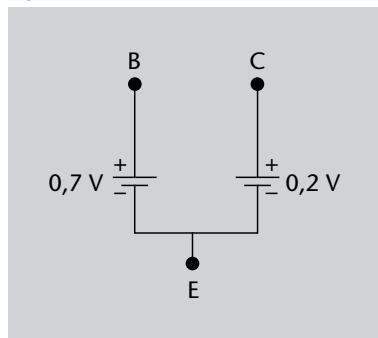
Quan tingueu un BJT en un circuit que està en mode de tall, el podeu substituir directament pel circuit de la figura 20.

1.5.3. Regió de saturació

Finalment, l'últim dels tres modes és el de saturació. A la regió de saturació, la tensió v_{CE} és constant i d'un valor aproximat de 0,2 V per al silici. D'aquesta manera, podem substituir la part del transistor corresponent a la branca de l'emissor al col·lector per una font de voltatge constant d'aquest valor. Si el transistor fos d'un altre material, el valor de la font de tensió seria el del corresponent al voltatge de saturació respectiu.

D'altra banda, a la regió de saturació, la unió base-emissor està polaritzada en directa. En estar polaritzada en directa, aquesta unió es pot considerar que té una diferència de potencial que correspon a la de la seva unió PN que, per al cas del silici, és d'entorn de 0,7 V. D'aquesta manera, la branca de la base a l'emissor es pot modelitzar com una font de tensió constant de valor 0,7 V, la qual cosa dóna lloc a la representació de la figura 21.

Figura 21. BJT en estat de saturació

**Figura 21**

Esquema elèctric que representa un BJT de silici quan és a la regió de saturació. En aquest cas, el BJT es pot substituir per dues fonts de continu entre els terminals del dispositiu.

El model elèctric del BJT quan el seu estat de funcionament és el de saturació és el descrit en la figura 21.

1.5.4. Conclusió sobre les regions d'operació

Finalment, és important que tingueu present un fet important sobre les regions d'operació i els models particulars que hem derivat en els subapartats 1.5.1.- 1.5.3. per a cadascuna d'aquestes.

El que hem fet en els subapartats 1.5.1., 1.5.2. i 1.5.3. és obtenir expressions més senzilles de les equacions 8 i 10 a costa que només siguin vàlides quan el transistor es trobi a la regió de funcionament respectiva. Per tant, per a aplicar-les, haurem de conèixer per endavant en quina regió està funcionant.

Com a conclusió de tot l'exposat en els subapartats 1.5.1., 1.5.2. i 1.5.3., podem observar que, segons com sigui el voltatge aplicat als terminals del BJT, el seu funcionament és qualitativament molt diferent.

Per finalitzar aquest apartat sobre l'estructura física i principi de funcionament del BJT, en el subapartat següent es considera l'efecte de la temperatura.

1.6. Efectes tèrmics en els transistors

La temperatura és un paràmetre que afecta notablement el comportament del transistor i de manera genèrica tots els dispositius basats en semiconductors. De fet, pot influir tant en el comportament del transistor que pot arribar a inestabilitzar-ne el funcionament.

En concret, la temperatura afecta els paràmetres següents d'un BJT:

- El valor dels corrents de saturació inversa, que són els corrents I_{CS} i I_{ES} esmentats en deduir la corba característica del BJT en les equacions 8 i 14.

Aquest efecte es pot menysprear a causa que aquest valor sol ser molt petit perquè doni lloc a un efecte apreciable en els circuits. La temperatura actua augmentant lleugerament aquest valor.

- El valor del potencial tèrmic, que té com a expressió $V_T = kT/q$, en què k representa la constant de Boltzmann, T és la temperatura en kelvins i q és la càrrega de l'electró en valor absolut.

Aquest efecte fa que el valor del potencial v_{BE} es redueixi amb l'augment de la temperatura. Per exemple, per al silici (amb valor de v_{BE} habitualment de 0,7 V) es redueix aproximadament 2 mV per cada kelvin d'augment de la temperatura. Això es deu al fet que el potencial tèrmic V_T està situat en l'exponencial i, per tant, la variació del seu valor influeix en el potencial al qual el díode passa de conducció a tall. A mesura que la temperatura és més gran, els electrons tenen una energia cinètica més gran i és més fàcil que puguin travessar per ells mateixos la barrera de potencial entre les unions, i per això es redueix la tensió llindar.

- El valor de la transferència directa d'electrons α_F , definit en el subapartat 1.2., que dona compte dels efectes microscòpics de moviment i recombinació d'electrons a la base.

Aquesta dependència de β amb la temperatura és la que pot canviar el comportament del transistor i, per tant, del circuit del qual forma part. Això es deu al fet que un augment de la temperatura causa que els electrons tinguin una vida mitjana més gran a la base abans de la recombinació, i per aquest motiu el paràmetre α_F augmenta amb la temperatura i es fa més proper a la unitat. Aquesta variació té com a conseqüència que β , que és el guany de corrent del transistor, definit per l'equació 44, augmenti el seu valor i, per tant, segons l'equació 43:

$$I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B = \beta I_B \quad (55)$$

augmenta el corrent de col·lector sense augmentar el de la base. Com a conseqüència, les variables elèctriques que inicialment estaven previstes per al circuit canvien el seu valor i aquest efecte pot fer que deixi de funcionar de manera correcta. Per tant:

La variació de temperatura causa una variació en el guany en corrent, β , del transistor, que pot comprometre el funcionament del circuit.

Inestabilitat del transistor

Podria ocórrer que, a causa de la variació de β , el punt d'operació estigui tan allunyat de l'inicialment plantejat que el valor dels potencials i corrents en la resta del circuit sigui molt diferent del planificat per disseny i que no es trobi si més no a la regió d'interès. Llavors, es diu que el comportament del transistor és **inestable**.

Fenòmens microscòpics

Es denominen fenòmens microscòpics als que esdevenen a escala atòmica dins del semiconductor.

Exemple 2

Disposem d'un BJT de silici que opera a la seva regió d'activa directa amb un valor de $I_B = 2 \cdot 10^{-5}$ A. Calculeu el corrent de col·lector per als valors de $\beta_1 = 120$ i $\beta_2 = 200$ i la seva variació relativa.

Solució

El corrent de col·lector, I_C , es pot calcular a partir del valor de β i de I_B per mitjà de l'equació 49 del subapartat 1.5.1. Així, per als dos valors de β que ens proporcionen en l'enunciat tindrem:

$$I_{C1} = \beta_1 I_B = 120 \cdot 2 \cdot 10^{-5} = 2,4 \text{ mA} \quad (56)$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_B = 200 \cdot 2 \cdot 10^{-5} = 4 \text{ mA} \quad (57)$$

La variació relativa es pot calcular com:

$$\frac{|I_{C2} - I_{C1}|}{I_{C1}} \cdot 100 = \frac{4 - 2,4}{2,4} \cdot 100 = 66,7 \% \quad (58)$$

és a dir, que el corrent de col·lector per al cas β_2 és un 66,7 % més gran que per al cas de β_1 , la qual cosa demostra la influència que té el paràmetre β en els corrents del transistor.

D'aquesta manera, concloem l'apartat dedicat al coneixement del transistor BJT i en l'apartat 2 veurem com utilitzar-lo en circuits reals dedicats a tasques d'amplificació.

1.7. Recapitulació

Què hem après? En aquest apartat,

- Heu conegut l'estructura física d'un transistor BJT.
- Heu conegut el mecanisme intern de funcionament d'un BJT.
- També heu obtingut un model elèctric senzill del seu comportament, però alhora suficientment representatiu.
- Heu conegut les diferents regions de funcionament d'un BJT.

Amb tot això, ja disposeu dels coneixements sobre el BJT necessaris perquè pugueu afrontar en l'apartat següent el disseny de circuits d'amplificació basats en BJT.

2. El transistor a freqüències intermèdies i petit senyal

En l'apartat 1 heu conegut l'estructura física del transistor i el seu principi bàsic de funcionament. Una de les seves característiques fonamentals és que, a la regió activa directa, el BJT es comporta com un amplificador de corrent: el corrent de col·lector és β vegades el corrent de base, tal com indica l'equació 49. Aquest és el fonament de l'amplificació basada en BJT i la base del denominat **efecte transistor**. En aquest apartat, us mostrarem com podeu utilitzar aquest fet per a dissenyar circuits d'amplificació basats en el transistor BJT.

En les aplicacions d'amplificació, el BJT treballa en la seva regió activa directa. Aquesta serà la regió en la qual treballarem en tot aquest apartat.

No obstant això, moltes vegades no estarem interessats en l'amplificació de corrent, sinó en l'amplificació de tensió. Llavors, podrien sorgir d'una manera natural les preguntes: què podem dir de les tensions?, podem aconseguir també guany en tensió si utilitzem un BJT en activa directa? D'altra banda, ja vam veure en el subapartat 1.3. que el BJT pot treballar en tres configuracions diferents (emissor, base o col·lector comú). Ens podríem plantejar si es poden dissenyar amplificadors basats en BJT per a cada configuració o només per a algunes. Respondrem aquestes preguntes al llarg d'aquest apartat.

Imagineu ara que volem amplificar un senyal de tensió que varia amb el temps i que, per exemple, pren valors positius i negatius. No podríem aplicar directament aquest senyal al BJT, ja que, en ser variable la seva polaritat, estaríem canviant el mode de funcionament del BJT en cada cicle del senyal i passar d'amplificar en unes situacions a funcionar en tall o en saturació en unes altres, la qual cosa implica que el BJT no té el comportament desitjat tot el temps.

Què podem fer davant aquesta circumstància? Una solució podria ser afegir al senyal oscil·lant que volem amplificar un component de continu d'amplitud suficientment gran de tal manera que, encara que el senyal per amplificar canviés amb el temps, la polaritat que senten els terminals no canviés. Així, el BJT sempre treballaria a la mateixa regió de funcionament, que en aquest cas volem que sigui la d'activa directa, que és la que convé per a amplificació.

Polaritat del senyal

Es diu polaritat del senyal el signe d'aquest, positiu o negatiu.

El **circuit o xarxa de polarització** és l'encarregat de proporcionar la tensió de continu que se superposa al senyal d'interès a fi que el BJT no canviï de regió d'operació malgrat les variacions temporals del senyal.

Per tant, el primer que veurem en el subapartat 2.1. és com són i com podem dissenyar aquests circuits de polarització. D'aquesta manera, podrem garantir que el BJT sempre es troba a la regió d'activa directa.

Com acabem d'esmentar, l'amplitud del senyal continu ha de ser més gran que l'amplitud del senyal oscil·lant perquè la polaritat no canviï o, dit amb altres paraules, l'amplitud del senyal per amplificar ha de ser més petita que l'amplitud del senyal de continu. En aquest sentit, direm que l'amplificador funciona en **petit senyal**: només amplifica un senyal més petit que el component de continu. Aquests conceptes de **petit senyal** i de **freqüència intermèdia** (als quals fa referència el títol de l'apartat) seran tractats en el subapartat 2.2. D'aquesta manera, establim les limitacions d'aplicació dels amplificadors que presentarem.

D'altra banda, una de les dificultats en el disseny de circuits electrònics basats en BJT és la no-linealitat de les equacions que el descriuen, com vam veure en el subapartat 1.4. Per sort, si l'amplitud del senyal per amplificar és petita, tots els corrents i voltatges es mouran entorn dels valors de continu i el comportament del BJT serà pràcticament lineal. Si aproximem el BJT per un model lineal, l'anàlisi del circuit serà molt més senzilla. Per tant, en el subapartat 2.3. presentarem els models lineals del BJT més utilitzats en l'anàlisi de circuits. Després d'aquestes preparacions preliminars, en el subapartat 2.4. per fi presentem i analitzem topologies concretes de circuits d'amplificació.

Què aprendrem? En aquest apartat, aprendreu:

- A analitzar un circuit de polarització.
- A dissenyar un circuit de polarització basat en divisor de tensió per a la regió activa directa.
- Els models de paràmetres h i r del transistor BJT.
- A analitzar un circuit d'amplificació basat en BJT.
- Les topologies bàsiques de circuits d'amplificació en emissor, base i col·lector comú amb les seves característiques principals.

Què suposarem? Suposarem que teniu coneixements d'anàlisi de circuits i de les equacions bàsiques del BJT assolides en l'apartat 1 d'aquest mòdul. En particular:

Vegeu també

Recordeu que el circuit de polarització ja va ser definit en el subapartat 1.2. d'aquest mòdul.

- Que coneixeu les lleis de Kirchhoff.
- Que coneixeu el principi del divisor de tensió.
- Que coneixeu el teorema de Thévenin.
- Que coneixeu les equacions que lliguen els corrents en un BJT que opera en la regió activa directa.
- Que coneixeu el concepte de freqüència intermèdia.

Comencem amb la presentació dels circuits de polarització del BJT.

2.1. Polarització i punt de treball del transistor

Segons l'indicat en la introducció a aquest apartat, hem d'acoblar al transistor un circuit extern (circuit de polarització) que fixi en els seus terminals unes tensions en continu que obliguin el BJT a treballar a la seva regió d'activa directa. Així, la superposició d'aquestes tensions contínues amb un senyal d'amplitud suficientment petit que variï amb el temps no traurà el BJT d'aquesta regió de funcionament. En definitiva, el que volem és fixar uns corrents i uns voltatges de continu determinats en els terminals del transistor.

Els valors dels corrents i voltatges en continu en els terminals del transistor defineixen el que es diu un **punt de treball** o **punt Q**.

Sorgeixen dues preguntes importants que hem de respondre:

- Donat un circuit de polarització, com calculem el punt de treball? És a dir, com calculem els valors de corrents i voltatges de continu que sent el transistor?
- Si triem un punt de treball, com dissenyem el circuit de polarització adequat?

Anem a intentar respondre ara aquestes preguntes, començant per la primera. Per a això, introduïrem una eina, denominada **recta de càrrega**, que serà l'encarregada de determinar el punt de treball del transistor.

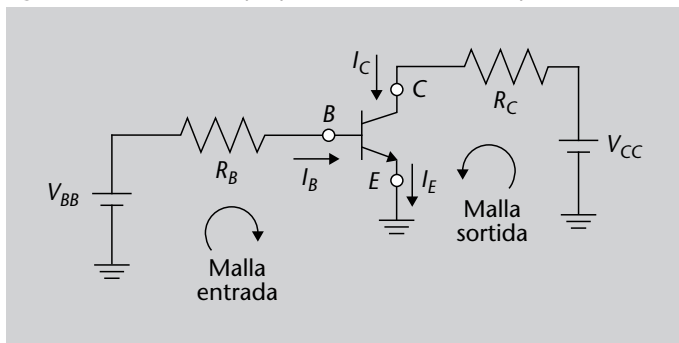
2.1.1. Punt de treball del BJT i recta de càrrega

En aquest subapartat, anem a veure com es determina el punt d'operació d'un BJT conegut el circuit de polarització utilitzat. Per a això, seguirem els passos que hem de donar en un exemple concret però suficientment representatiu del procediment. Considerem el circuit de la figura 22.

Terminals del transistor

Recordeu que els terminals del transistor reben els noms de col·lector (C), emissor (E) i base (B).

Figura 22. Circuit d'exemple per a la determinació del punt de treball

**Figura 22**

Circuit elèctric que serveix d'exemple per al càlcul del punt de treball del BJT. En concret, el circuit es diu de polarització de base. El punt de treball està determinat per les tensions i corrents de continu en els seus terminals.

Hi podem veure:

- El transistor BJT, de tipus NPN que es troba en mode d'emissor comú.
- Dues fonts de tensió contínua, V_{BB} i V_{CC} .
- Dues resistències R_B i R_C .

És raonable i intuïtiva la presència del BJT i de les fonts de tensió, que són les que han de proporcionar la polaritat a cada unió PN que conforma el BJT, en la figura 22. No obstant això, quin és el paper que exerceixen les resistències?

El circuit de polarització no té com a única missió establir els corrents i tensions del transistor en continu. Entre transistors fabricats en la mateixa partida hi pot haver una dispersió dels valors de β molt gran i el circuit de polarització té també com a missió fer que el punt de treball sigui el més insensible possible a aquesta dispersió de valors; per aquest motiu apareixen una sèrie de resistències col·locades d'una manera determinada per intentar aconseguir aquest objectiu. De fet, en dissenyar circuits de polarització en el subapartat 2.1.2. pararem esment a com es comporta el punt d'operació enfront de canvis en el valor de β .

Les variacions en el valor de β no solament provenen de la dispersió de fabricació sinó també de les variacions de temperatura, ja que aquesta influeix directament en el seu valor, com vam veure en el subapartat 1.6. Per tant, serà important aconseguir un circuit de polarització que mantingui el punt de treball el més estable possible, ja que aquestes variacions són típiques.

Per a determinar els corrents i tensions que circulen pel transistor, anem a seguir els passos següents:

1) Escriure l'equació de malla tancada en el circuit connectat a la base. Per a això, fem ús de la llei de Kirchhoff de tensions aplicada a la malla d'entrada indicada a la figura 22 i obtenim

$$V_{BB} = I_B R_B + v_{BE} \quad (59)$$

BJT en emissor comú

El BJT del circuit de la figura 22 està en emissor comú perquè és l'emissor el que comparteix la massa amb els circuits d'entrada i sortida, com vam veure en el subapartat 1.3. A més, la sortida està presa en el col·lector.

Dispersió de valors de β

La dispersió en els valors de β significa que alguns transistors amb la mateixa denominació comercial poden tenir valors molt diferents del paràmetre β .

en què v_{BE} és el potencial de la base mesurat des de l'emissor.

2) Aïllar de l'equació 59 el valor de I_B (ja que v_{BE} és conegut):

$$I_B = \frac{V_{BB} - v_{BE}}{R_B} \quad (60)$$

D'aquesta manera, el corrent I_B del transistor és ara conegut, ja que tots els elements del costat dret de l'equació 60 són coneguts.

3) Utilitzar l'equació 45, $I_C = \beta I_B$, per a trobar el valor de I_C . D'aquesta manera, donant valors a la resistència R_B es pot determinar el valor desitjat per a I_B i I_C , ja que és la resistència R_B la que determina el valor de I_B per mitjà de l'equació 60.

4) Escriure l'equació de malla tancada al circuit connectat al col·lector. Per a això, fem ús de la llei de Kirchhoff de tensions a la malla de sortida indicada en la figura 22 i obtenim:

$$V_{CC} = I_C R_C + v_{CE} \quad (61)$$

d'on podem determinar el valor de v_{CE} aïllant-lo de l'equació anterior 61:

$$v_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (62)$$

Mitjançant aquests passos, podem determinar tots els corrents i voltatges del BJT a la regió activa. Bàsicament, veiem que la determinació del punt d'operació està determinada si fixem els valors de (I_C, v_{CE}) de tal manera que ens referirem al punt de treball únicament mitjançant aquests valors.

El punt d'operació està definit mitjançant el parell $Q = (v_{CE}, I_C)$.

Una alternativa molt estesa a aquest mètode consisteix a trobar el punt de treball d'una manera gràfica. Per a això, aïllem I_C de l'equació 61 i el representem enfront de v_{CE} . Aquesta representació gràfica resulta una recta en el pla (v_{CE}, I_C) , que rep el nom de **recta de càrrega**.

Es diu **recta de càrrega** la recta resultant de representar I_C enfront de v_{CE} .

Potencial v_{BE}

Recordeu que a la regió d'activa directa aquest valor és pràcticament constant i igual a 0,7 V per als transistors de silici.

En la figura 23, podeu veure dibuixada la recta de càrrega.

Figura 23. Obtenció del punt d'operació mitjançant la recta de càrrega

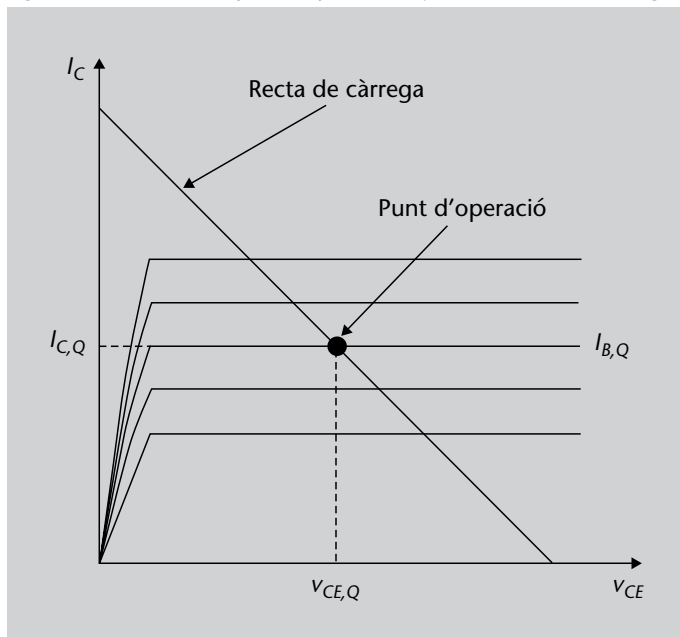


Figura 23

La recta de càrrega està superposada amb les característiques del transistor. El punt d'encreuament entre totes dues per a un valor determinat del corrent de base proporciona el punt de treball del transistor.

A continuació, se superposen les característiques del BJT a la regió d'activa directa i es busca el punt d'intersecció entre aquestes i la recta de càrrega per al valor desitjat de I_B . Aquesta intersecció és el punt d'operació. A partir de les coordenades del punt d'intersecció podem calcular els valors de $I_{C,Q}$ i de $v_{CE,Q}$ (que són els valors que corresponen al punt d'operació) com les projeccions d'aquest punt sobre els eixos de coordenades. Es tracta, per tant, d'un mètode gràfic per a determinar-ho.

En particular, la recta de càrrega calculada d'aquesta manera es denomina **recta de càrrega estàtica** a causa que el punt de treball roman inamovible una vegada fixat. La raó és que, com les tensions no canvien amb el temps, tots els paràmetres de l'equació 61 són estàtics i sempre defineixen la mateixa recta. Si les característiques del BJT no canvien, el transistor romandrà amb els valors de corrent i tensió especificats.

No obstant això, hi ha dos motius que poden fer variar el punt de treball:

1) El primer és si tenim a l'entrada una tensió variable en el temps. Llavors, I_B canviarà amb el temps, la qual cosa implica que I_C també ho farà, ja que estan relacionades per mitjà de l'equació 43. D'això podeu deduir que la recta de càrrega canviarà la seva posició amb el temps i, per tant, interceptarà en diferents posicions les característiques del BJT. Com a conseqüència, la posició del punt de treball canviarà. En la figura 24 podeu apreciar gràficament el que està ocorrent.

Figura 24. Superposició d'un senyal variable a un punt de treball en continu

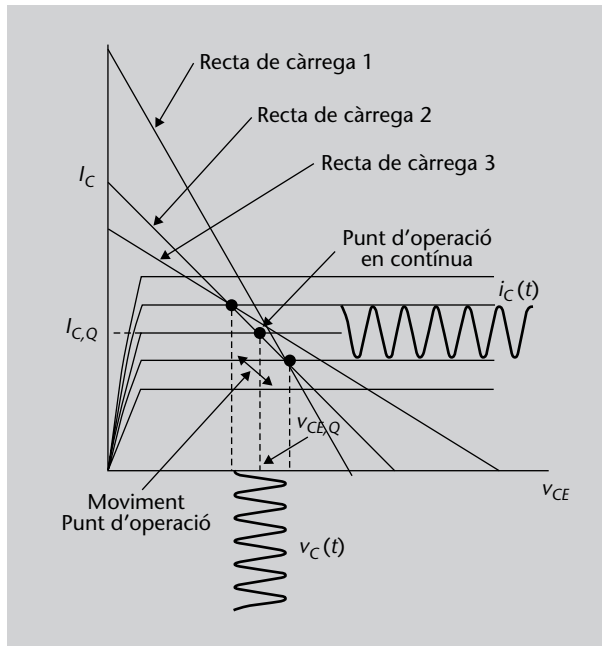


Figura 24

Es mostra com el punt de treball canvia la seva posició a causa que hi ha un senyal periòdic a l'entrada que canvia el valor del corrent de base. Llavors, la recta de càrrega intercepta en diferents posicions les característiques del transistor, la qual cosa dóna lloc a un punt de treball que varia en el temps.

Tenim un punt d'operació en continu, però a causa de la presència de senyals oscil·latoris que se superposen amb els valors de continu, la recta de càrrega canvia de posició. En la figura 24 teniu la recta de càrrega en tres instants de temps diferents que donen lloc a tres rectes de càrrega etiquetades amb 1, 2 i 3. El punt d'operació canvia en el temps i es mou entre aquests. La recta de càrrega canviant amb el temps es denomina **recta de càrrega dinàmica**.

La **recta de càrrega dinàmica** és la recta de càrrega que canvia amb el temps a causa del canvi amb el temps del corrent de base I_B .

Ara podem expressar l'objectiu d'aquest subapartat d'una manera més tècnica: el que pretenem és dissenyar un circuit de polarització que faci que la recta de càrrega dinàmica mantingui el punt de treball del BJT a la mateixa regió de funcionament.

2) L'altre motiu que pot fer variar el punt de treball és la variació de les característiques del transistor a causa que els seus paràmetres, en concret el valor de β , poden canviar amb el temps.

Aquestes variacions són inevitables, però el que sí que podem fer és intentar minimitzar-les mitjançant l'ús dels circuits de polarització. Vegem alguns exemples de circuits de polarització.

2.1.2. Topologies de circuits de polarització

En el subapartat anterior hem vist com podem determinar el punt de treball d'un BJT conegut el circuit de polarització utilitzat. En aquest subapartat

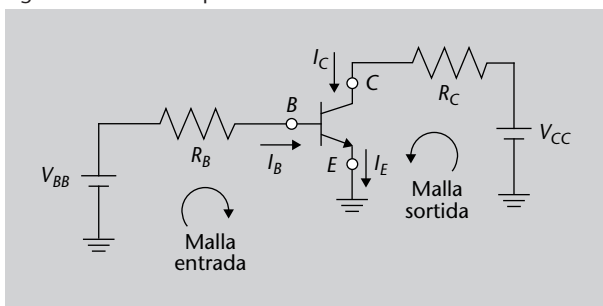
veurem diferents configuracions de circuits de polarització i aplicarem el procediment general presentat en el subapartat 2.1.1. per al càlcul del punt de treball.

Hi ha diferents topologies de circuits que permeten aconseguir els objectius plantejats en el subapartat 2.1.1. No les analitzarem totes amb detall, sinó que ens centrarem, a manera d'exemple, en dues: la polarització de base i la de divisió de tensió en emissor comú. La resta de topologies es poden analitzar d'una manera equivalent a com ho farem amb aquestes dues.

Polarització de base

El circuit de polarització de base està determinat per la figura 25.

Figura 25. Circuit de polarització de base



Com veieu, és el mateix circuit que hem pres d'exemple al començament del subapartat 2.1. Per tant, per a calcular el punt d'operació, només hem de seguir els passos mostrats en el subapartat 2.1.2. Vegem amb un exemple com es calcula.

Exemple 3

Calculeu el punt d'operació d'un circuit de polarització de base definit pels paràmetres següents:

- $R_B = 560 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1,8 \text{ k}\Omega$
- $V_{CC} = V_{BB} = 12 \text{ V}$
- $\beta = 120$ i $v_{BE} = 0,7 \text{ V}$

Solució

Per a calcular el punt d'operació, seguim els passos indicats en el subapartat 2.1.1.:

1) En primer lloc, escrivim l'equació de malla en l'entrada determinada per l'equació 63:

$$V_{BB} = I_B R_B + v_{BE} \Rightarrow 12 = I_B 560 \cdot 10^3 + 0,7 \quad (63)$$

2) A continuació, aïllem I_B a partir de l'equació 63:

Objectius dels circuits de polarització

Recordeu que els objectius dels circuits de polarització són bàsicament dos:

- 1) Fixar el mode de funcionament del BJT.
- 2) Aconseguir que el punt d'operació sigui el més insensible possible a les variacions de β .

Figura 25

Circuit elèctric que mostra la topologia de polarització del BJT, que rep el nom de *polarització de base*.

Valor de v_{BE}

Recordeu que a la regió d'activa directa, per al silici, v_{BE} té un valor típic de 0,7 V.

$$I_B = \frac{12 - 0,7}{560 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ A} \quad (64)$$

D'aquesta manera, ja hem calculat el valor del corrent de base.

- 3) El pas següent és calcular I_C segons l'equació 49:

$$I_C = \beta I_B = 120 \cdot 2 \cdot 10^{-5} = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 2,4 \text{ mA} \quad (65)$$

D'on ja tenim calculat el corrent de col·lector. Fixeu-vos que el corrent de col·lector és bastant més gran que el corrent de base.

- 4) L'últim pas és escriure la llei de Kirchhoff de tensions per a la malla de sortida i calcular v_{CE} :

$$v_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12 - 2,4 \cdot 10^{-3} \cdot 1.800 = 7,64 \text{ V} \quad (66)$$

El punt d'operació és, per tant:

$$Q = (I_C = 2,4 \text{ mA}, v_{CE} = 7,64 \text{ V}) \quad (67)$$

Comprovem ara com respon aquesta topologia de polarització davant possibles variacions en els paràmetres interns del transistor, és a dir, davant variacions en el valor de β .

Inicialment, s'ha fixat el punt de treball per a un corrent establert d'entrada I_B que donarà lloc a un valor del corrent I_C . Si ara el valor de β canvia, llavors el punt de treball es trasllada a una nova posició. Podeu comprovar aquest fet si partiu de l'equació 63 combinada amb la 49:

$$I_C = \frac{\beta}{R_B} (V_{CC} - v_{BE}) \quad (68)$$

D'aquesta equació podeu deduir directament que el corrent de col·lector canvia sense canviar el de base. Vegem quant és aquest canvi en un exemple.

Exemple 4

Suposem que estem davant el mateix circuit que en l'exemple 3, però que ara $\beta = 240$. Calculem el nou punt d'operació.

Solució

- 1) En primer lloc, escrivim l'equació de malla tancada a l'entrada, que és exactament l'equació 63.
- 2) A continuació, calculem I_B segons l'equació 64:

$$I_B = \frac{12 - 0,7}{560 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ A} \quad (69)$$

que, com que no depèn de β , no altera el seu valor.

Unitats

Totes les unitats han d'estar en el Sistema Internacional d'unitats; per tant, els kilohms de R_B s'han passat a ohms.

3) El pas següent és calcular I_C segons l'equació 49:

$$I_C = \beta I_B = 240 \cdot 2 \cdot 10^{-5} = 4,8 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 4,8 \text{ mA} \quad (70)$$

Veiem en aquesta equació que, en doblar-se el valor de β , s'ha doblat el valor del corrent de col·lector sense haver canviat el valor del corrent de base.

4) L'últim pas és calcular v_{CE} mitjançant l'equació 66:

$$v_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12 - 4,8 \cdot 10^{-3} \cdot 1.800 = 3,28 \text{ V} \quad (71)$$

El punt d'operació és, per tant, $Q = (I_C = 4,8 \text{ mA}, v_{CE} = 3,28 \text{ V})$. Si es compara aquest punt d'operació amb l'obtingut en l'exemple 3 s'observa que és un punt d'operació molt diferent!

Malgrat el circuit de polarització, la variació del punt de polarització continua essent important. Es podria millorar l'estabilitat del punt d'operació? En el subapartat següent veurem una topologia que ho permet aconseguir i analitzarem la font d'aquesta millora.

Polarització per divisió de tensió

Un dels circuits de polarització més emprats en amplificació és el que utilitza el principi del divisor de tensió, que podeu veure en la figura 26.

Figura 26. Circuit de polarització per divisió de tensió

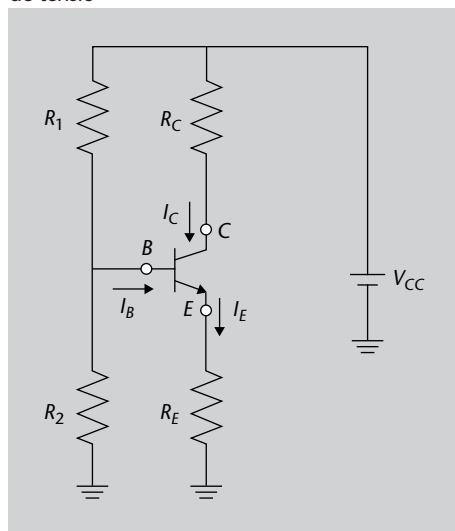


Figura 26

Topologia de polarització del BJT anomenada de *divisió de tensió*. És una de les topologies més usades en el disseny de circuits d'amplificació.

Aquí, el punt d'operació del BJT està determinat pel valor de les resistències R_1 i R_2 , com veurem. El motiu d'utilitzar-lo és la millora que s'obté en l'estabilitat del punt d'operació en comparació de la polarització de base que hem estudiat en el subapartat 2.1.2. La raó física d'aquesta millora es troba en la utilització d'una resistència d'emissor R_E .

Valor de I_B

El valor de I_B és molt petit enfront de la resta de corrents i per això, quan estigui sumat a altres corrents, cal menysprear-lo. Això és, $I_B + I_C \approx I_C$.

Estabilitat de punt d'operació

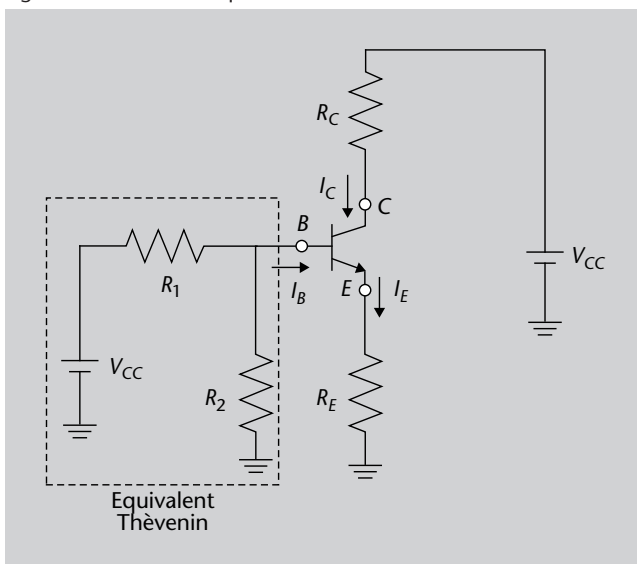
L'estabilitat del punt d'operació es refereix a la variació del punt d'operació pel que fa a les variacions en β ocasionades per la temperatura o bé per la dispersió de valors entre transistors amb la mateixa denominació.

Aquesta resistència exerceix un paper de **realimentació negativa** al punt d'operació del transistor de tal manera que, si hi ha factors externs que tendeixen a moure la seva posició, l'acció de R_E tendeix a oposar-se. Analitzem primer el punt d'operació del circuit de la figura 26 i a continuació la seva dependència amb β .

Aquest circuit és diferent de l'utilitzat com a exemple en el subapartat 2.1.2. No obstant això, podrem seguir uns passos completament anàlegs per al càlcul del punt d'operació. Vegem en què es tradueixen aquests passos per a aquest circuit.

Seguirem el mateix ordre que en el subapartat 2.1.2. En primer lloc, calcularem el valor del corrent de base, I_B , després el valor del corrent de col·lector, I_C , i després la tensió, v_{CE} . Per facilitar els càlculs que s'han de completar, és convenient, en primer lloc, simplificar el circuit de partida. Per a això, obtindrem l'equivalent Thévenin del circuit d'entrada. El podeu veure en la figura 27, on apareixen enquadrats els elements que s'empraran per a obtenir l'equivalent.

Figura 27. Càlcul de l'equivalent Thévenin del circuit d'entrada



A la vista d'aquesta configuració, podem explicar també per què es denomina **polarització per divisió de tensió**. Atès que I_B és molt més petit que I_{R_1} , podem suposar que gairebé tot el corrent I_{R_1} passa per R_2 i, per tant, que la caiguda de tensió que sent el terminal de base es correspon amb la d'un divisor de tensió format per les resistències R_1 i R_2 .

Vegeu també

El concepte de realimentació s'estudia en el mòdul "Realimentació i oscil·ladors" i consisteix a comparar la sortida que volem amb la sortida obtinguda per disminuir la desviació entre totes dues.

Figura 27

Modificació en la posició dels elements R_1 i R_2 de la figura 26 per a poder calcular més fàcilment l'equivalent Thévenin del circuit d'entrada.

La resistència equivalent està determinada per l'associació de R_1 i R_2 en paral·lel. Per tant,

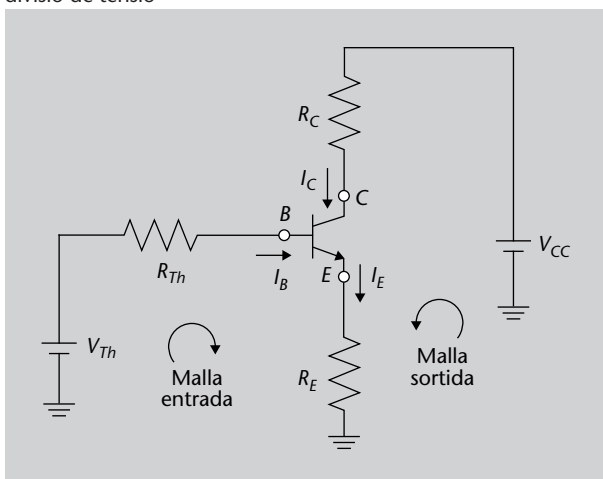
$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (72)$$

mentre que el voltatge equivalent es pot calcular com la caiguda de potencial en el terminal de base, B, del BJT de la figura 27:

$$V_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (73)$$

El circuit simplificat d'aquesta manera es pot veure en la figura 28.

Figura 28. Circuit equivalent del circuit de polarització per divisió de tensió



Vegeu també

En l'annex de l'assignatura teniu el procediment de càlcul de l'equivalent Thévenin.

Figura 28

Circuit de polarització per divisió de tensió en el qual s'ha substituït el circuit d'entrada pel seu equivalent Thévenin a fi que sigui més senzilla l'anàlisi.

Després d'haver fet aquesta simplificació, resulta molt més senzill seguir els passos esmentats en el subapartat 2.1.2.:

1) Escriure la llei de Kirchhoff de tensions per a la malla d'entrada,

$$V_{Th} = I_B R_{Th} + v_{BE} + I_E R_E \quad (74)$$

Si ara fem ús de l'equació 50 i escrivim I_E en termes de I_B , l'equació 74 es converteix en:

$$V_{Th} = I_B R_{Th} + v_{BE} + \beta I_B R_E = v_{BE} + (\beta R_E + R_{Th}) I_B \quad (75)$$

2) Aïllar d'aquesta equació I_B :

$$I_B = \frac{V_{Th} - v_{BE}}{R_{Th} + \beta R_E} \quad (76)$$

Recordeu que el valor de v_{BE} és aproximadament 0,7 V.

3) Calcular el valor de I_C a partir de l'equació 43,

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{V_{Th} - v_{BE}}{R_{Th} + \beta R_E} \quad (77)$$

4) Escriure la llei de Kirchhoff de tensions per a la malla de sortida,

$$V_{CC} = I_C R_C + v_{CE} + I_C R_E \quad (78)$$

d'on podem aïllar v_{CE} per a obtenir el punt de treball del BJT.

Vegem amb un exemple com es pot calcular el punt de treball d'un BJT polaritzat per divisor de tensió.

Exemple 5

Calculeu el punt d'operació d'un BJT polaritzat mitjançant divisió de tensió per al circuit definit pels paràmetres:

- $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 11 \text{ k}\Omega$
- $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1,2 \text{ k}\Omega$
- $V_{CC} = 9 \text{ V}$
- $\beta = 120$ i $v_{BE} = 0,7 \text{ V}$

Solució

Seguim els passos indicats per al càlcul del punt d'operació. En primer lloc, calculem els equivalents Thévenin del circuit d'entrada mitjançant les equacions 72 i 73:

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 7.333 \text{ }\Omega \quad (79)$$

$$V_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 3 \text{ V} \quad (80)$$

Una vegada que ja tenim els equivalents Thévenin, continuem amb els passos següents:

1) Escrivim la llei de Kirchhoff de tensions en la malla d'entrada, determinada per l'equació 74:

$$V_{Th} = I_B R_{Th} + v_{BE} + I_E R_E \quad (81)$$

$$3 = 7333 I_B + 0,7 + 1000 I_E \quad (82)$$

Ara fem ús de l'equació 50, $I_E \approx \beta I_B$, i convertim l'equació 82 en:

$$3 \approx 7.333 I_B + 0,7 + 1.000 \beta I_B \quad (83)$$

2) De l'equació 83 podem aïllar I_B (com indica l'equació 76):

$$I_B = \frac{3 - 0,7}{7.333 + 120 \cdot 1.000} = 1,81 \cdot 10^{-5} \text{ A} \quad (84)$$

i així ja tenim calculada I_B .

3) Ara podem calcular I_C mitjançant l'equació 77:

$$I_C = \beta I_B = 120 \cdot 1,81 \cdot 10^{-5} = 2,17 \text{ mA} \quad (85)$$

4) Finalment, si apliquem la llei de Kirchhoff de tensions en la malla de sortida determinada per l'equació 78 obtenim:

$$V_{CC} = I_C R_C + v_{CE} + I_C R_E \quad (86)$$

d'on aïllem v_{CE} :

$$v_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_C R_E = 4,2 \text{ V} \quad (87)$$

I ja tenim calculat el punt d'operació, que està determinat per:

$$Q = (v_{CE} = 4,2 \text{ V}, I_C = 2,17 \text{ mA}) \quad (88)$$

Comprovem si el circuit plantejat ofereix una insensibilitat més gran a la dispersió en el valor de β que la polarització de base mostrada en el subapartat 2.1.2. Fixeu-vos en l'equació 77. També es pot escriure com:

$$I_C = \frac{V_{Th} - v_{BE}}{\frac{R_{Th}}{\beta} + R_E} \quad (89)$$

A partir de l'equació 89 podem deduir que si β és un nombre molt més gran que R_{Th} (habitualment ho és) llavors $\frac{R_{Th}}{\beta} \ll R_E$ i així:

$$I_C \simeq \frac{V_{Th} - v_{BE}}{R_E} \quad (90)$$

és a dir, pràcticament insensible a la variació de β (ja que β no apareix explícitament en l'equació), amb la qual cosa hem aconseguit un dels objectius del circuit de polarització. Realment aquest objectiu s'ha aconseguit gràcies a la introducció de la resistència d'emissor R_E . Vegem per què.

Si β augmenta, el corrent de col·lector augmenta, però també el corrent d'emissor. Llavors, si el corrent d'emissor s'incrementa, la caiguda de potencial en la resistència R_E també augmenta, ja que se satisfà la llei d'Ohm. Ara bé, si V_{R_E} augmenta, la caiguda de potencial en la resistència equivalent R_{Th} disminueix i, per tant, I_B ha de disminuir, la qual cosa implica que el corrent I_C

Llei d'Ohm

La llei d'Ohm estableix que la caiguda de potencial V en una resistència R per la qual circula un corrent I està determinada per $V = IR$.

disminueixi; així, per tant, actua com una realimentació negativa, tal com vam estudiar en el mòdul “Realimentació i oscil·ladors”.

Exemple 6

Per a comprovar l'efecte de la variació de β en el punt d'operació en un esquema de polarització per divisor de tensió, considerem el cas de l'exemple 5, en el qual $\beta = 240$. Calculem el punt d'operació en aquest cas i comparem-lo amb l'obtingut llavors.

Solució

Els equivalents Thévenin de la malla d'entrada són els mateixos que en l'exemple 5, de manera que podem passar directament al càlcul de I_B , I_C i v_{CE} . Per a això:

1) Escrivim la llei de Kirchhoff de tensions a la malla d'entrada:

$$3 = 7.333I_B + 0,7 + 1.000I_E \quad (91)$$

Ara tornem a usar l'equació 50, $I_E \approx \beta I_B$, i convertim l'equació anterior en:

$$3 = 7.333I_B + 0,7 + 1.000\beta I_B \quad (92)$$

2) D'aquesta equació, podem aïllar I_B en la forma:

$$I_B = \frac{3 - 0,7}{7.333 + 240 \cdot 1.000} = 9,3 \cdot 10^{-6} \text{ A} \quad (93)$$

3) Ara podem calcular I_C com:

$$I_C = \beta I_B = 240 \cdot 9,58 \cdot 10^{-6} = 2,23 \text{ mA} \quad (94)$$

4) Finalment, aplicant la llei de Kirchhoff de tensions a la malla de sortida, obtenim:

$$V_{CC} = I_C R_C + v_{CE} + I_C R_E \quad (95)$$

d'on aïllem v_{CE} :

$$v_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_C R_E = 4,1 \text{ V} \quad (96)$$

I ja tenim calculat el punt d'operació, que està determinat per:

$$Q = (v_{CE} = 4,1 \text{ V}, I_C = 2,3 \text{ mA}) \quad (97)$$

Com podeu observar, la variació del punt d'operació fins a un primer decimal és inapreciable, amb la qual cosa s'aconsegueix un dels objectius que volíem amb la xarxa de polarització, que és que presenta insensibilitat enfront de variacions de β . La raó d'aquesta insensibilitat és que el corrent de base ara canvia amb el valor de β i, d'aquesta manera, el producte βI_B es manté pràcticament constant.

Tingueu en compte que aquesta insensibilitat als valors de β s'aconsegueix si $\frac{R_{Th}}{\beta} \ll R_E$. És a dir, haurem de triar R_1 i R_2 perquè se satisfaci aquesta desigualtat. Podem fixar el criteri següent, a l'efecte de disseny, per a satisfer aquesta condició:

$$R_E = 10 \frac{R_{Th}}{\beta_{min}} \quad (98)$$

en què β_{min} representa el valor de β més petit que pot tenir el BJT de la família que s'estigui usant. A manera d'exemple, podeu veure en la taula 2 alguns valors característics de β d'algunes famílies de transistors en què podeu observar l'enorme dispersió dels paràmetres i, per tant, la importància d'un bon circuit de polarització.

Taula 2. Valors típics de β en algunes famílies de transistors

	β_{min}	β_{max}
BC108	110	800
2N2222	100	300

Finalment, noteu que la clau per a aconseguir l'estabilitat del punt d'operació ha estat incloure una resistència d'emissor R_E , a causa que exerceix un paper de realimentació negativa. Aquest fet es podria haver estès també a la polarització de base que vam veure en el subapartat 2.1.2. incloent en el diagrama una resistència en l'emissor. No obstant això, un dels tipus de polarització més usats és el de divisió de tensió que hem vist en aquest subapartat.

Ara ja coneixeu dues topologies de polarització possibles i com dur-ne a terme l'anàlisi. El pas següent serà veure com es poden dissenyar.

2.1.3. Disseny de xarxes de polarització

L'objectiu d'aquest subapartat és proporcionar-vos una tècnica per al disseny de xarxes de polarització basades en la topologia de divisor de tensió que acabem d'estudiar en el subapartat 2.1.2. La idea és fixar el punt d'operació i, a partir d'aquest, fixar els valors de les resistències que apareixen a la xarxa de polarització. Aquest no és un procés trivial, ja que, per exemple, com mostra l'equació 98, no hem obtingut el valor directament de les resistències, sinó del seu equivalent Thévenin. A més, la solució no és única, és a dir, hi ha diferents conjunts de valors de resistències (R_1, R_2, R_E, R_C) que permeten obtenir el mateix punt d'operació.

El punt de partida serà el coneixement de v_{CE} i I_C , que determinen el punt d'operació, i el voltatge de l'alimentació V_{CC} . En aquest punt, apareix el problema de com cal triar aquests valors per a una certa aplicació. En aplicacions d'amplificació, aquests valors es trien normalment de tal manera que la sortida pugui ser el més gran possible sense que canviï la regió d'operació del BJT. Aquest criteri es pot veure gràficament en la figura 29.

Figura 29. Superposició d'un senyal variable a un punt de treball en continu

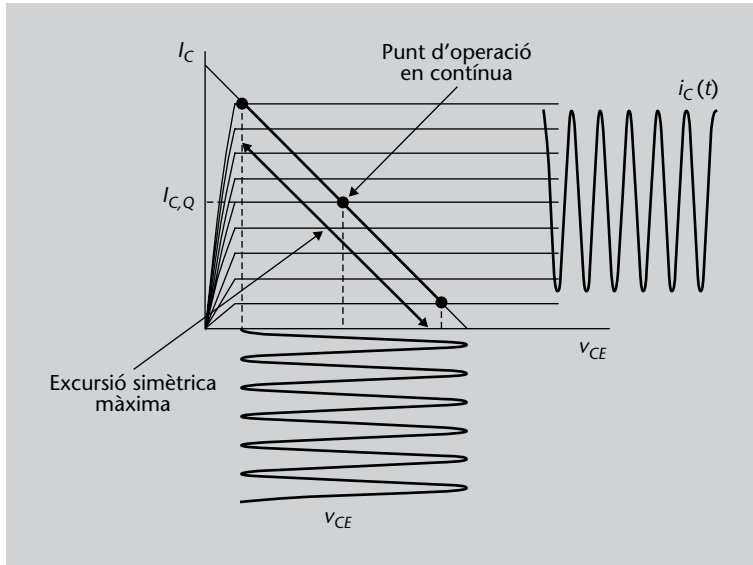


Figura 29

Representació d'un punt d'operació en continu al qual s'ha superposat un senyal extern periòdic descrit pel senyal sinusoidal I_C , dibuixat en la part dreta del dibuix. Llavors, el punt d'operació també es mou periòdicament. En conseqüència, els valors dels corrents i tensions en els terminals ho fan. En la figura, podeu veure la tensió V_{CE} com un senyal sinusoidal en la part inferior del dibuix.

Hi podem observar, superposats, el punt d'operació en continu i el seu moviment a causa dels senyals variables en el temps. El que volem és que el moviment del punt d'operació pugui ser de la major amplitud possible sense que se surti de la regió de treball. És a dir, que es pugui moure amb la major amplitud possible cap a tots dos costats i que, per tant, tingui una **excursió simètrica màxima**. Així, podrem amplificar senyals de més amplitud. Per a això, el punt d'operació se sol situar en un lloc central a la regió d'activa directa.

Regions de polarització

La polarització que presentem en aquest subapartat no és l'única possible per al transistor. De vegades, pot ser necessari sacrificar excursió simètrica i linealitat per a aconseguir millorar altres paràmetres com l'eficiència del circuit i el consum energètic. No obstant això, en aquest mòdul no aprofundirem en aquests aspectes.

Per a calcular un punt central, mirem la figura 30. Podeu veure que la recta de càrrega intercepta l'eix horitzontal en un valor de tensió determinat per $V_{CE} = V_{CC}$.

Figura 30. Lloc central en les característiques

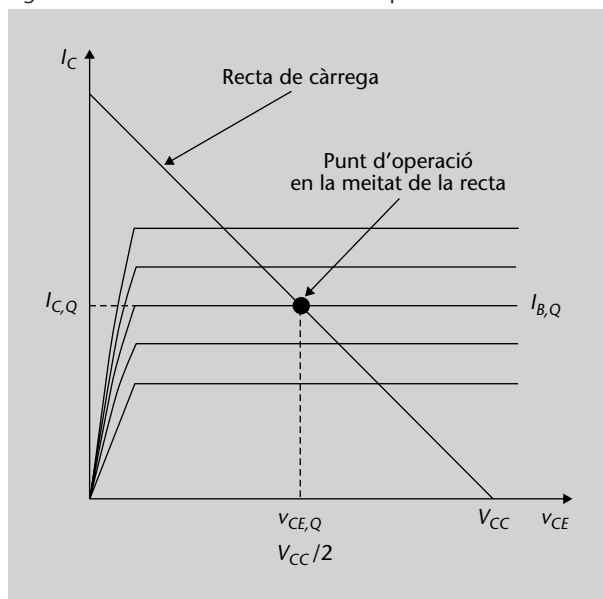


Figura 30

Recta de càrrega i situació del punt d'operació sobre aquesta perquè permeti un moviment màxim a banda i banda. La solució és situar-lo en una part central de les característiques del BJT.

Si ara tenim en compte que $v_{CE,sat} \ll V_{CC}$, llavors el punt central se situarà aproximadament en la meitat de la recta de càrrega, que serà quan el potencial v_{CE} sigui la meitat de la tensió en continu V_{CC} . Per tant, un lloc central en les característiques es podrà obtenir per mitjà de l'equació:

$$v_{CE} \simeq 0,5 V_{CC} \quad (99)$$

L'equació 99 es pot interpretar com un criteri de disseny per a col·locar el punt d'operació. Això significa que és tan sols una recomanació, no és necessari que sempre triem aquest punt; el dissenyador pot triar el valor de v_{CE} que decideixi. En qualsevol cas, una vegada tenim les dades d'entrada, ja podem procedir al disseny del circuit de polarització. No obstant això, abans de passar a descriure els passos del disseny fem un breu resum de les dades i criteris que hem d'utilitzar:

- Punt de treball que volem, (I_{CQ}, v_{CEQ}) .
- Voltatge d'alimentació que volem, V_{CC} .
- Condició perquè el circuit presenti insensibilitat pel que fa a variacions de β , $R_E = 10 \frac{R_{Th}}{\beta_{min}}$
- Finalment, imposem que $v_{R_E} \simeq 0,1 V_{CC}$. Aquesta condició cal imposar-la per a obtenir una solució concreta al problema de disseny, ja que hi ha diferents combinacions de valors de resistències que podrien aconseguir el punt d'operació que volem. Per tant, és una manera d'obtenir una solució única al problema.

Recordatori de símbols

Els símbols que utilitzem tenen els significats següents:

- R_E és la resistència d'emissor.
- v_{CE} és la tensió de col·lector mesurada des de l'emissor.
- R_{Th} és l'equivalent Thévenin de les resistències R_1 i R_2 .
- v_{R_E} és la caiguda de tensió en la resistència R_E .

Els passos que hem de seguir a fi de dissenyar una xarxa de polarització són els següents:

- 1) Conèixer I_C i v_{CE} , que situen el punt de treball que volem per al transistor.
- 2) Conèixer el valor de V_{CC} , que és la font d'alimentació del circuit i normalment dada del problema.
- 3) Conèixer el valor de β_{min} , que dóna compte del valor més petit de β que es pot presentar en la família de transistors utilitzats i que proporciona el fabricant del dispositiu.
- 4) Fer que $v_{R_E} = 0,1 V_{CC}$ i obtenir el valor de la resistència R_E , mitjançant la llei d'Ohm:

$$R_E = \frac{v_{R_E}}{I_C} \quad (100)$$

5) Dimensionar la font Thévenin en la forma

$$V_{Th} = 0,7 + v_{R_E} \quad (101)$$

Aquesta equació sorgeix de la malla d'entrada en la qual s'ha suposat que I_B és suficientment petita perquè no caigui una tensió apreciable en R_{Th} .

6) Triar la resistència Thévenin amb el criteri mostrat en l'equació 98:

$$R_{Th} = 0,1\beta_{min}R_E \quad (102)$$

7) A partir dels punts 5 i 6, calcular R_1 i R_2 utilitzant les equacions 101 i 102:

$$R_1 = \frac{V_{CC}R_{Th}}{V_{Th}} \quad (103)$$

$$R_2 = \frac{V_{CC}R_{Th}}{V_{CC} - V_{Th}} \quad (104)$$

8) Finalment, aïllar R_C de l'equació 78:

$$R_C = \frac{V_{CC} - v_{CE} - I_C R_E}{I_C} \quad (105)$$

ja que ara la resta de variables són conegudes.

Equació 101

El valor de 0,7 V que apareix en l'equació 101 és a causa que $v_{BE} \approx 0,7$ V per a transistors de silici.

D'aquesta manera, podreu dissenyar un circuit de polarització amb una insensibilitat adequada pel que fa a les variacions de β en funció del dispositiu i en el punt d'operació que vulgueu.

Exemple 7

Dissenyu un circuit de polarització per divisió de tensió com el representat en la figura 26 per a situar un BJT de $\beta_{min} = 100$ i $v_{BE} = 0,7$ V en el punt d'operació donat per $Q = (v_{CE} = 4 \text{ V}, I_C = 2,5 \text{ mA})$ si la font utilitzada és de $V_{CC} = 10$ V. (Fixeu-vos que en aquest exemple el dissenyador ha decidit no seguir la recomanació de $v_{CE} \approx 0,5 V_{CC}$.)

Solució

Seguim els passos esmentats en el requadre gris. En primer lloc, hem de tenir disponibles les dades inicials:

- 1) Conèixer el punt de treball per al transistor. En aquest cas, és $Q = (v_{CE} = 4 \text{ V}, I_C = 2,5 \text{ mA})$.

- 2) Conèixer el valor de la font de continu, V_{CC} . En el nostre problema, $V_{CC} = 10 \text{ V}$.
- 3) Conèixer el valor de β_{min} . En l'enunciat, ens diuen que $\beta_{min} = 100$. Ara que ja tenim presents totes les dades necessàries, podem començar amb la fase de disseny pròpiament dita.
- 4) Inicialment, hem de calcular la resistència R_E . Primer en calculem la diferència de potencial segons:

$$V_{R_E} = 0,1V_{CC} = 1 \text{ V} \quad (106)$$

i a continuació el valor de la resistència fent ús de la llei d'Ohm:

$$R_E = \frac{V_{R_E}}{I_C} = \frac{1}{0,0025} = 400 \text{ } \Omega \quad (107)$$

- 5) Ara dimensionem la font Thévenin en la forma:

$$V_{Th} = 0,7 + v_{R_E} = 0,7 + 1 = 1,7 \text{ V} \quad (108)$$

- 6) Triem la resistència Thévenin, R_{Th} , com:

$$R_{Th} = 0,1\beta_{min}R_E = 0,1 \cdot 100 \cdot 400 = 4.000 \text{ } \Omega = 4 \text{ k}\Omega \quad (109)$$

- 7) Una vegada que ja tenim els equivalents Thévenin donats per les equacions 108 i 109, calculem les resistències R_1 i R_2 :

$$R_1 = \frac{V_{CC}R_{Th}}{V_{Th}} = \frac{10 \cdot 4.000}{1,7} = 2,353 \cdot 10^4 \text{ } \Omega \quad (110)$$

$$R_2 = \frac{V_{CC}R_{Th}}{V_{CC} - V_{Th}} = \frac{10 \cdot 4.000}{10 - 1,7} = 4.819 \text{ } \Omega \quad (111)$$

- 8) Finalment, aïllem el valor de R_C :

$$V_{CC} = I_C R_C + v_{CE} + I_C R_E \quad (112)$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - v_{CE}}{I_C} - R_E = \frac{10 - 5}{0,0025} - 400 = 1.600 \text{ } \Omega \quad (113)$$

Per tant, ja tenim tots els paràmetres que defineixen la xarxa de polarització buscada. Ara, com a exercici, podeu analitzar el circuit amb els paràmetres oposats per a comprovar que el punt d'operació obtingut és pràcticament el que volem.

En aquest subapartat, hem dissenyat i analitzat circuits de polarització que fixen el punt de treball del BJT a la regió activa directa. És a dir, els circuits de polarització fixen en els terminals del BJT uns valors de tensió i corrent de continu. Sobre aquests valors de continu, superposarem un senyal que oscil·li en el temps, que serà el senyal que es vol amplificar. Gràcies als circuits de

polarització, si l'amplitud del senyal que volem superposar és més petita que l'amplitud de continu, el transistor no canviarà la seva regió de funcionament a causa de variacions del senyal. Direm llavors que el transistor amplifica en **petit senyal**. Aquest concepte de petit senyal, juntament amb el de freqüència intermèdia, es tracta en el subapartat següent.

2.2. Què significa *petit senyal* i *freqüència intermèdia*?

L'objectiu d'aquest subapartat és establir els conceptes de **petit senyal** i de **freqüències intermèdies**. Els amplificadors que veurem en el subapartat 2.4. només són vàlids amb aquests qualificatius i hem de tenir clar quan els podem aplicar.

Ja hem indicat en el subapartat 2.1. que l'amplitud del senyal per amplificar ha de ser més petita que la tensió de continu que fixa el punt d'operació del BJT. En cas contrari, podria ocórrer que el BJT canviés la seva regió de funcionament en algun interval de temps. No obstant això, aquest no és l'únic problema que apareix: el transistor està definit per equacions no lineals.

La no-linealitat de les equacions del BJT complica d'una manera substancial l'anàlisi de circuits basats en aquest. L'ideal seria que el seu comportament fos lineal, ja que així podríem utilitzar les tècniques lineals que ja coneixem de la teoria de circuits. Per a solucionar aquest problema, el que farem és restringir encara més l'amplitud del senyal d'entrada, de tal manera que oscil·li poc entorn del punt d'operació. En aquest cas, el BJT es comportarà d'una manera pràcticament lineal entorn del seu punt d'operació, podem aproximar les equacions no lineals per equacions lineals i simplificar així el procés d'anàlisi del circuit.

Per tant, direm que treballem en **petit senyal** quan l'amplitud del senyal d'entrada sigui suficientment petita per a suposar que el BJT es comporta d'una manera lineal entorn del punt de treball triat.

Aquest fet serà molt important, ja que si la resta del circuit és lineal llavors en podem calcular la sortida mitjançant el principi de superposició. El principi de superposició afirma que la sortida d'un circuit lineal davant una entrada que sigui una suma de tensions es pot calcular com la suma de les sortides que oferiria el circuit per a cadascuna de les tensions com si estiguessin aplicades per separat. Així, l'anàlisi se simplifica notablement.

D'altra banda, el títol de l'apartat també estableix que treballarem a **freqüències intermèdies**; però, què significa freqüència intermèdia? Recordeu que ja

Vegeu també

Per a saber més sobre el principi de superposició podeu consultar l'annex de l'assignatura.

en l'apartat 1 vam esmentar el concepte de **baixa freqüència**. Dèiem que un senyal era de baixa freqüència quan la seva longitud d'ona era molt més gran que les dimensions del circuit. Llavors, podríem menysprear els fenòmens de transmissió i propagació d'ones a través d'aquest. Juntament amb els senyals periòdics d'una certa freqüència, la **baixa freqüència** incloïa també els senyals de continu. Des d'un punt de vista matemàtic, els senyals de continu no són senyals periòdics i no posseeixen ni període ni freqüència associada; per això s'afegien de manera separada als senyals periòdics. A més, només teníem en compte la baixa freqüència per a evitar que apareguessin fenòmens complexos dins dels materials semiconductors.

Per **freqüència intermèdia**, entenem la regió de baixa freqüència, però **sense comptar els senyals de continu**.

El motiu pel qual establim aquesta distinció és que els senyals de continu defineixen el punt de treball del transistor i la seva regió d'operació. Llavors, si el senyal d'entrada posseeix component de continu, podria ocórrer que el punt d'operació del transistor fos canviant de regió i que no estigués situat sempre a la regió d'activa directa. Precisament, això és el que volem evitar amb el circuit de polarització i l'especificació dels valors de continu, i per això traïem els senyals de continu del conjunt de senyals externs.

A manera de conclusió, en tot aquest apartat treballarem en freqüència intermèdia i petit senyal. Com a conseqüència, el comportament del BJT serà lineal.

El pas següent serà, per tant, obtenir models lineals del BJT entorn del punt de treball determinat pel circuit de polarització. Serà el que farem en el subapartat següent. En aquest punt, val la pena recordar que el BJT és realment un dispositiu complicat i per això, abans d'entendre'n les aplicacions com a amplificador, hem de passar per tots aquests passos intermedis, que són el disseny de xarxes de polarització i l'obtenció de models lineals. No hem de perdre de vista el que volem: conèixer i analitzar circuits d'amplificació.

2.3. Models lineals del transistor BJT

En aquest subapartat, veurem dos dels models lineals més estesos del BJT, i que són d'ús habitual en l'anàlisi de circuits que s'hi basen. En concret, es tracta dels següents:

- Model de paràmetres híbrids o paràmetres h .
- Model de paràmetres r .

El model de paràmetres híbrids és un model general vàlid per a molts dispositius electrònics i el seu ús està molt estès en electrònica. El model de paràmetres r és un model particular del BJT, però que ens dóna una visió més física del comportament del dispositiu i del seu paper en els circuits d'amplificació.

En els propers subapartats, establirem una breu presentació de tots dos models. Començarem pel model de paràmetres híbrids i continuarem amb el de paràmetres r .

2.3.1. Model de paràmetres híbrids del BJT

En aquest subapartat, presentarem la descripció de paràmetres híbrids d'un BJT. La idea bàsica subjacent és la de trobar una equació que lligui les variables elèctriques entre els terminals, però que tingui una estructura lineal. Per a això, es trien una sèrie de variables elèctriques independents i altres de dependents i es busca una equació lineal que les lligui.

En el model de paràmetres híbrids, les variables independents són v_{CE} i I_B , mentre que les dependents són v_{BE} i I_C . Fixeu-vos que, en tots dos conjunts de variables, hi ha tant tensions com corrents, i per això es diuen paràmetres híbrids. La relació lineal entre els paràmetres es produeix només al voltant del punt de treball, de manera que el primer pas és dividir cada variable amb la suma del seu valor en el punt de treball més una variació petita entorn d'aquest a causa del senyal d'entrada.

D'aquesta manera, cada variable elèctrica es pot escriure com:

$$v_{BE}(t) = v_{BEQ} + \widehat{v}_{BE}(t) \quad (114)$$

$$I_C(t) = I_{CQ} + \widehat{I}_C(t) \quad (115)$$

$$v_{CE}(t) = v_{CEQ} + \widehat{v}_{CE}(t) \quad (116)$$

$$I_B(t) = I_{BQ} + \widehat{I}_B(t) \quad (117)$$

en què:

- $v_{BE}(t)$, $I_C(t)$, $v_{CE}(t)$ i $I_B(t)$ són les tensions i corrents variables en el temps que descriuen el comportament del BJT.

- v_{BEQ} , I_{CQ} , v_{CEQ} i I_{BQ} són els valors de les variables en el punt de treball del BJT.
- $\hat{v}_{BE}(t)$, $\hat{I}_C(t)$, $\hat{v}_{CE}(t)$ i $\hat{I}_B(t)$ són les variacions de les variables elèctriques del BJT al voltant del punt de treball del BJT.

En el model lineal, tan sols ens interessa trobar una relació entre les variables amb barret, ja que les variables del punt de treball les determina el circuit de polarització extern, en treballar a la regió de freqüències intermèdies i no posseir terme de continu el senyal d'entrada. Per tant, el model de paràmetres h només relaciona les variables amb barret.

El model de paràmetres híbrids (o paràmetres h) està definit per les equacions 118 i 119, que relacionen les variables al voltant del punt de treball:

$$\hat{v}_{BE} = h_{11}\hat{I}_B + h_{12}\hat{v}_{CE} \quad (118)$$

$$\hat{I}_C = h_{21}\hat{I}_B + h_{22}\hat{v}_{CE} \quad (119)$$

en què h_{11} , h_{12} , h_{21} i h_{22} són nombres que defineixen els paràmetres híbrids del BJT per al punt de treball seleccionat.

Aquesta és la representació del BJT mitjançant els seus paràmetres híbrids. Molt sovint, també rep el nom de representació mitjançant **paràmetres h** , en ser aquesta lletra la utilitzada per a representar-los.

Fixeu-vos en un detall important, i és que no tots els paràmetres h tenen les mateixes dimensions:

- El paràmetre h_{11} té dimensions de resistència.
- El paràmetre h_{22} té dimensions d'admitància, és a dir d'invers de resistència.
- Els paràmetres h_{11} i h_{22} són adimensionals, és a dir, no tenen dimensions.

Per això els valors grans o petits d'aquests paràmetres tenen significat diferent. A manera d'exemple, vegem què significa que els paràmetres h_{11} i h_{22} tinguin valors petits:

- Que el paràmetre h_{11} tingui un valor petit significa que és una resistència amb un valor petit i es pot substituir per un curtcircuit.

Paràmetres híbrids

Els paràmetres híbrids són dades proporcionades pel fabricant del dispositiu en els fulls de característiques, *datasheets*.

Paràmetres h

Els paràmetres h també es representen de la manera següent alternativa:

$$\begin{aligned} h_{11} &= h_{ie} \\ h_{12} &= h_{re} \\ h_{21} &= h_{fe} \\ h_{22} &= h_{oe} \end{aligned}$$

- Que el paràmetre h_{22} tingui un valor petit significa que el seu invers, la resistència, és molt gran, i es pot substituir per un circuit obert.

El cas de valors grans es resoldria d'una manera similar. El model de paràmetres h és un dels més estesos dins de l'estudi dels circuits amb dispositius electrònics, i, per tant, és important que coneguem en què consisteix.

En molts transistors es verifica que

$$h_{12} \approx 0; h_{22} \approx 0 \quad (120)$$

amb la qual cosa, a efectes pràctics, les podem eliminar i obtenim un model simplificat determinat per:

$$\hat{v}_{BE} = h_{11}\hat{I}_B \quad (121)$$

$$\hat{I}_C = h_{21}\hat{I}_B \quad (122)$$

Les equacions 121 i 122 es poden representar gràficament per mitjà de la figura 31.

Figura 31. Model simplificat de paràmetres h d'un BJT

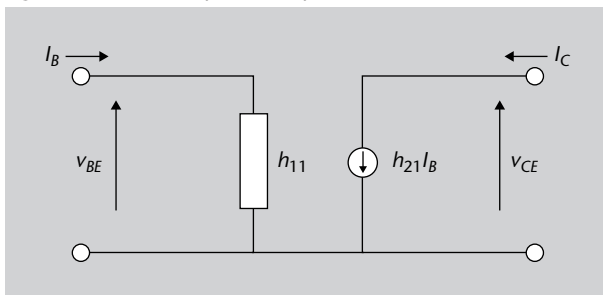


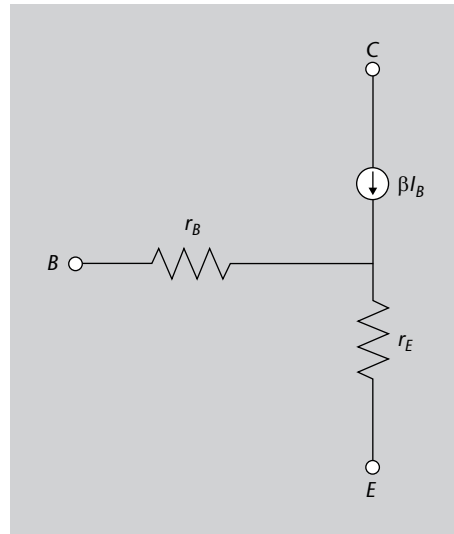
Figura 31

Representació esquemàtica del significat de les equacions simplifiades del model de paràmetres h .

Encara que el model de paràmetres h és un dels més estesos, no és l'única representació lineal del BJT. Una altra de les possibles representacions lineals del BJT està determinada pel denominat **model de paràmetres r** . L'avantatge dels paràmetres r enfront dels h és que ens ofereixen una descripció més física de per què és així el model del BJT. A continuació descriurem el model de paràmetres r i disposarem de dos models lineals diferents del BJT.

2.3.2. Model de paràmetres r

En aquest subapartat presentarem el model de paràmetres r del transistor BJT. Aquest model està representat en la figura 32.

Figura 32. Model de paràmetres r d'un BJT

Hi observem tres elements que defineixen el model:

- Una font dependent de corrent que representa el comportament de col·lector determinat per l'equació 43, $I_C = \beta I_B$.
- Una resistència de base, r_B , que representa el comportament de la base.
- Una resistència d'emissor, r_E , que representa el comportament de l'emissor.

És important que noteu com estan disposats els terminals del transistor en la figura 32, ja que quan substituïu el BJT pel seu model haureu de respectar com està connectat. 

Veiem en la figura 32 que el model està descrit per tres paràmetres: β , r_B i r_E . Vegem quin és l'ordre de magnitud d'aquests paràmetres i com es poden calcular:

- β . Del paràmetre beta ja hem parlat en el subapartat 1.5.1. Aquest paràmetre representa el **guany de corrent** del BJT i, en els exemples de l'apartat 1, vam veure que podia prendre valors de l'ordre de les centenes.
- r_B . Aquest paràmetre és la **resistència de base** i captura la resistència que oposa aquesta al pas de corrent. En les tecnologies actuals, el valor de r_B és de l'ordre de 10 o 100 Ω , mentre que $I_B \approx 1 \mu A$, cosa que implica que la caiguda de potencial en r_B és molt petita, ja que la llei d'Ohm estableix que la caiguda de potencial en una resistència és el producte del valor d'aquesta resistència pel corrent que la travessa. D'aquesta manera, a efectes pràctics, podem suposar que $r_B \approx 0$ i suprimir-la del model inicial per a obtenir el model simplificat representat en la figura 33.

Figura 33. Model simplificat de paràmetres r d'un BJT

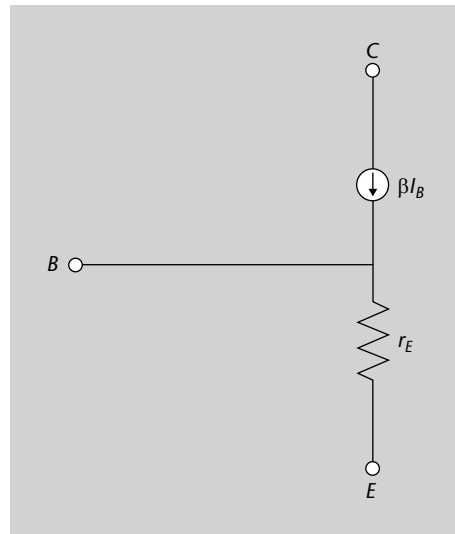


Figura 33

Model de paràmetres r simplificat en el qual s'ha eliminat la resistència de base en caure en aquesta una tensió molt petita pel que fa a la tensió v_{CB} .

- r_E . Finalment, la resistència r_E es denomina **resistència dinàmica d'emissor** i és la resistència que correspon a un díode en directa entorn del punt d'operació triat. Aquesta resistència captura l'efecte de la unió PN que hi ha entre l'emissor i la base. El seu valor és:

$$r_E = \frac{0,026}{I_{E_Q}} \quad (123)$$

en què I_{E_Q} és el valor del corrent d'emissor en el punt d'operació.

Exemple 8

Calculeu el valor de la resistència dinàmica d'emissor per a un BJT si el seu corrent d'emissor en el punt d'operació és $I_E = 2,5$ mA.

Solució

El valor de la resistència dinàmica d'emissor està determinat per l'equació 123:

$$r_E = \frac{0,026}{I_{E_Q}} = \frac{0,026}{0,0025} = 10,4 \, \Omega \quad (124)$$

Com veieu, es tracta habitualment d'un valor petit, més petit que el valor de les resistències que formen part del circuit de polarització.

Ja tenim definits tots els paràmetres que defineixen el model r del BJT. Fixeu-vos en com cadascun d'aquests paràmetres respon a un fet físic concret del BJT: el guany en corrent (β), la resistència de base (r_B) i la unió PN (resistència r_E). Per aquest motiu, el model de paràmetres r és un model més intuïtiu que el model de paràmetres h presentat en el subapartat 2.3.1.

Vegeu també

La resistència dinàmica d'emissor s'estudia en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions" d'aquesta assignatura.

Vegeu també

Podeu consultar el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions" per a l'explicació de l'equació 123, en el qual us expliquem l'aparició del valor 0,026.

El model de paràmetres r del BJT està representat en la figura 33, en què:

- β és el guany en corrent del BJT.
- r_E és la resistència dinàmica d'emissor, que es calcula com:

$$r_E = \frac{0,026}{I_{E_Q}} \quad (125)$$

en què I_{E_Q} és el valor del corrent d'emissor en el punt de treball Q .

Ara que ja coneixeu diferents models lineals del BJT, estem en disposició de presentar i analitzar diferents topologies utilitzades en aplicacions d'amplificació basades en BJT. En primer lloc, presentarem el procediment general d'anàlisi i després veurem exemples concrets de circuits amplificadors. Vegem en primer lloc quin és el mètode general d'anàlisi.

2.4. Anàlisi d'un circuit amplificador lineal

En aquest subapartat utilitzarem els models lineals desenvolupats en el subapartat 2.3. per a analitzar els circuits d'amplificació. Al llarg de text, suposarem que el BJT opera en un cert punt d'operació a la regió d'activa directa aconseguit gràcies a un circuit de polarització adequat.

En el subapartat 2.1.2. ja vam veure com podem calcular el punt d'operació del BJT i establir els valors de continu de les tensions i corrents. Ara, estarem interessats únicament a veure com es comporta el transistor davant senyals d'entrada de freqüència intermèdia.

Fixeu-vos que el que estem fent és, en definitiva, l'anàlisi de continu de la polarització, d'una banda, com vam fer en el subapartat 2.1., i ara, per l'altre costat, l'anàlisi de freqüència intermèdia del senyal d'entrada. Com el circuit és lineal, podrem calcular la sortida total davant una entrada mitjançant el principi de superposició: mitjançant la suma de les sortides que hàgim obtingut per a cadascuna de les anàlisis. Ara ens centrarem en l'anàlisi d'altern.

El procediment d'anàlisi per a senyals d'altern es pot dividir en els passos següents:

- 1) Substituir les fonts de tensió contínua per curtcircuits i les fonts de corrent continu per circuits oberts, ja que només estem interessats en els senyals d'altern.

Freqüència intermèdia

Recordeu que entenem per freqüència intermèdia el rang de baixes freqüències en el qual s'han exclòs els components de continu.

Anàlisi de freqüència intermèdia

L'anàlisi de freqüència intermèdia també rep el nom d'**anàlisi en altern**.

- 2) Identificar la configuració en la qual està treballant el BJT. La configuració del BJT pot ser emissor, base o col·lector comú.
- 3) Substituir el BJT pel seu model lineal equivalent. Per a això, s'hauran d'identificar clarament els terminals del transistor i es comprovarà que el model lineal té situats els mateixos terminals en el mateix lloc que el BJT inicial. El resultat és un circuit lineal equivalent.
- 4) Finalment, resoldre el circuit lineal utilitzant qualsevol mètode d'anàlisi de circuits lineals.

Ara que ja coneixeu el procediment que seguirem, l'aplicarem a algunes configuracions típiques de circuits d'amplificació basats en BJT. Malgrat ser exemples concrets, són topologies típiques que és important que conegueu, i a més ens servirà de banc de proves per a mostrar-vos com es pot dur a terme l'anàlisi del circuit. En concret, veurem com són les topologies d'amplificació per a les tres configuracions del BJT. Començarem amb una topologia d'amplificació en emissor comú i prosseguirem amb les de base i col·lector comú. En tot cas, recordeu que la sortida total serà la suma del component continu de polarització més el senyal d'altern obtingut d'aquesta anàlisi.

2.4.1. Configuració d'emissor comú

En primer lloc, presentem la topologia d'amplificació en emissor comú representada en la figura 34.

Figura 34. Amplificador en emissor comú

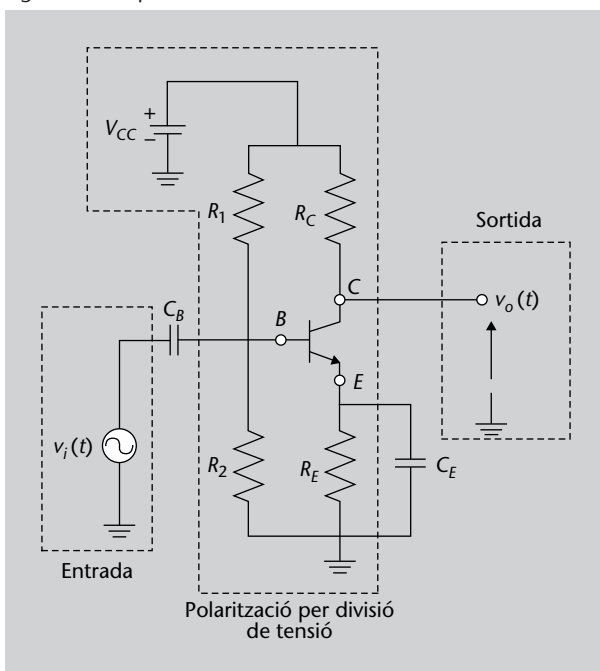


Figura 34

Topologia bàsica d'un circuit amplificador en emissor comú.

En la figura 34, podeu veure l'estructura de l'amplificador. Hi podem distingir diverses parts:

- Un circuit de polarització per divisió de tensió com el que ja vam veure en el subapartat 2.1.2.
- Dos condensadors, C_E i C_B .
- El senyal d'entrada, $v_i(t)$, i el de sortida, $v_o(t)$, que és la tensió en el terminal de col·lector.

Ara podem començar amb l'anàlisi del circuit mitjançant la metodologia introduïda en el subapartat 2.4.:

1) En primer lloc, hauríem de resoldre el punt de treball del BJT per mitjà de l'anàlisi del circuit en continu. Per a això, el que fem és convertir tots els condensadors en circuits oberts. Si tornem a la figura 34 i convertim tots els condensadors en circuits oberts, obtenim un circuit que és exactament el circuit de polarització per divisió de tensió presentat en el subapartat 2.1.2. Llavors, mitjançant els mètodes presentats en aquest subapartat podem calcular el punt de treball del BJT, com vam fer en els exemples 5 i 6.

En aquest punt, podem interpretar la topologia de l'amplificador en emissor comú representada en la figura 34 de la manera següent:

- Veiem que la topologia de l'amplificador és agafar un circuit de polarització per divisió de tensió, acoblar-li un senyal d'entrada i prendre com a sortida la tensió en el col·lector.
- Per a acoblar el senyal d'entrada s'interposa un condensador, C_B . Aquest condensador aïlla el component de continu de l'entrada de la resta del circuit i permet que el punt de treball del BJT estigui fixat únicament pel circuit de polarització, al marge dels valors del senyal d'entrada.

Com a resultat d'executar l'anàlisi en continu, coneixeríem el punt de treball del transistor.

2) El pas següent és iniciar l'anàlisi en altern del circuit per mitjà dels passos del subapartat 2.4.:

- Els condensadors es posen en curtcircuit i les fonts de continu, a zero (les fonts de voltatge es converteixen en curtcircuits i les de corrent, en circuits oberts). El resultat és la gràfica de la figura 35.

En la figura 35, podeu observar que, en haver eliminat les fonts de continu i curtcircuitat dels condensadors, ha desaparegut la resistència R_E . Això és així perquè el condensador C_E de la figura 34 ha curtcircuitat el terminal d'emissor i el terra.

Senyals d'entrada i de sortida

Els subíndexs i i o en els senyals d'entrada i de sortida fan referència a *input* (entrada) i *output* (sortida), respectivament.

Condensadors

Recordeu que la impedància d'un condensador és

$$Z = \frac{1}{j\omega C}$$

i, per tant, quan $\omega \rightarrow 0$ (que és el cas de continu) es torna molt gran i el condensador es comporta com un circuit obert.

Condensadors en curtcircuit

Perquè els condensadors es puguin substituir per curtcircuits és necessari que tinguin un valor de capacitat suficientment gran. Llavors, la seva impedància a la freqüència de treball del senyal seria molt petita i serien molt semblants a curtcircuits.

Figura 35. Amplificador en emissor comú. Anàlisi en altern

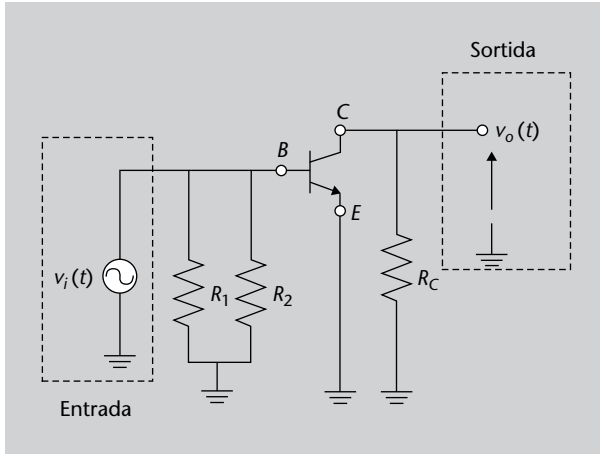


Figura 35

Circuit que representa en anàlisi en altern de l'amplificador en emissor comú. Els condensadors s'han substituït per curtcircuits i les fonts de tensió contínua han desaparegut.

- b) Identifiquem la configuració en la qual treballa el BJT: emissor comú. La manera de determinar la configuració en la qual treballa el transistor consisteix a mirar el circuit d'altern que es pretén analitzar, i que està representat en la figura 35. Llavors, veiem que hi ha un terminal, que és l'emissor, que està connectat a massa, i aquest es comparteix entre l'entrada i la sortida. També veiem que la sortida es pren en el terminal de col·lector. Per tant, encaixa amb la representació de la figura 9 en la qual el terminal d'emissor es compartia entre els circuits d'entrada i de sortida i la sortida es pren en el col·lector. Llavors, estem davant una configuració d'emissor comú.
- c) Substituïm el BJT per un model lineal. En aquest cas, utilitzarem a manera d'exemple el model de paràmetres r representat en la figura 33. Per a això, eliminem el BJT del circuit original i posem en el seu lloc el model lineal, com mostra la figura 36.

Figura 36. Procés de substitució del BJT pel seu model lineal

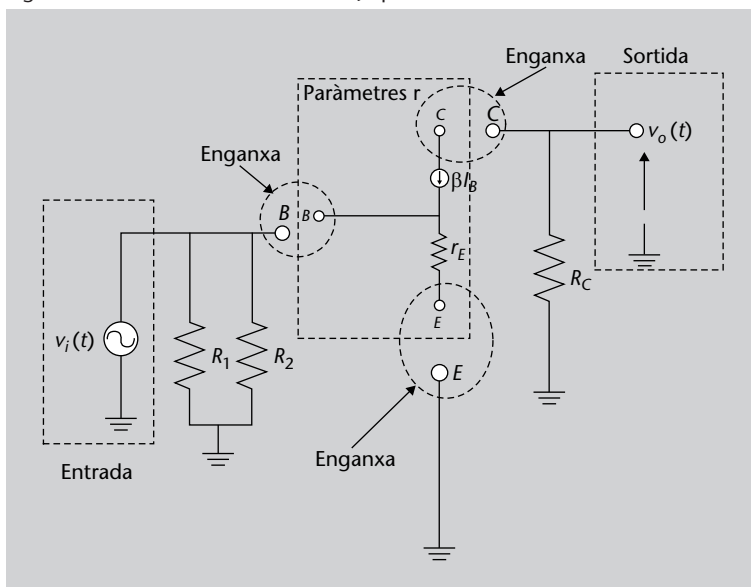


Figura 36

Procés pel qual el model lineal del BJT de paràmetres r substitueix el BJT en el circuit d'amplificació.

En la figura 36 podeu veure com hem llevat el BJT i col·locat el model lineal de tal manera que es respecten els terminals d'enganxament entre el model i els originals del BJT. És important que tingueu molta cura en aquest punt, ja que d'això depèn executar l'anàlisi del circuit correctament. Per a això, ens podem fixar en el terminal comú i així no confondre'ns a l'hora d'introduir el model. El resultat de l'enganxament apareix en la figura 37.

Figura 37. Substitució del BJT pel seu model lineal

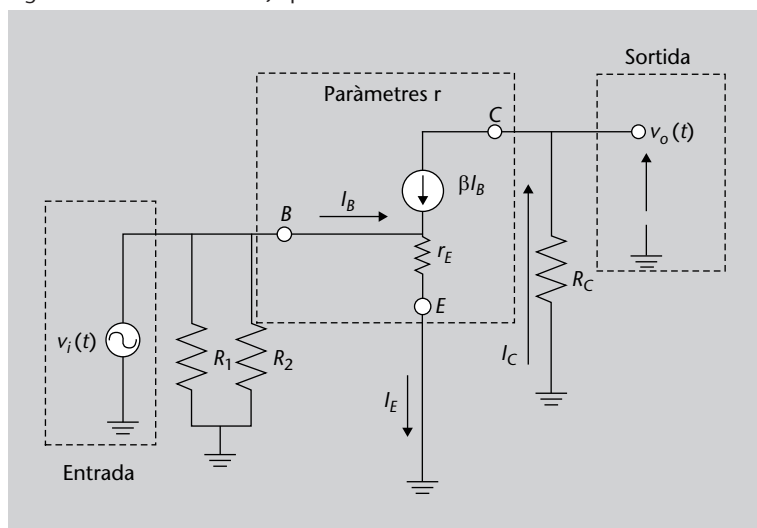


Figura 37

Resultat de substituir el BJT pel seu model lineal de paràmetres r . El resultat és un circuit lineal que pot ser analitzat mitjançant qualsevol tècnica de teoria de circuits.

d) Ja tenim el circuit lineal i tan sols queda analitzar-lo per mitjà de les tècniques conegudes d'anàlisi de circuits lineals.

L'últim punt de l'anàlisi del circuit el farem a continuació de manera separada per a cadascuna de les variables que ens interessarà conèixer en un amplificador: el guany en voltatge, la resistència d'entrada i la resistència de sortida. Començarem pel guany en voltatge.

Guany en voltatge

En primer lloc, calcularem el guany en voltatge de l'amplificador. Aquest és un dels paràmetres que més ens interessaran del circuit. El guany en voltatge de l'amplificador està definit com el quocient de la tensió de sortida entre la d'entrada, és a dir:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \quad (126)$$

Podrem calcular quant val aquest guany si calculem totes dues tensions i fem la divisió. Seguint aquest procés, calculem v_o i després v_i :

1) El voltatge v_o és la caiguda de potencial en la resistència R_C com es pot veure en la figura 37. Amb el sentit dibuixat per a la intensitat I_C , la caiguda de potencial en la resistència R_C es pot calcular per mitjà de la llei d'Ohm com:

$$v_o = -I_C R_C \quad (127)$$

en què el signe menys fa referència al fet que el corrent I_C circula del potencial més petit al més gran, en lloc del més gran al més petit. No obstant això, el corrent I_C és el mateix que circula per la font de corrent de la figura 37, i per tant tenim que

$$I_C = \beta I_B \quad (128)$$

Si ara substituïm l'equació 128 en 127 podem calcular la tensió de sortida com:

$$v_o = -\beta I_B R_C \quad (129)$$

2) Ara calcularem la tensió d'entrada v_i . Podeu observar de la figura 37 que el potencial v_i es correspon amb la caiguda de potencial en qualsevol de les resistències R_1 , R_2 o r_E , ja que es troben totes en paral·lel. En particular, el més senzill és calcular v_i com la caiguda de potencial en r_E . La caiguda de potencial en r_E es pot calcular mitjançant la llei d'Ohm i dóna:

$$v_i = I_E r_E \quad (130)$$

en què el corrent d'emissor es pot calcular mitjançant la llei de Kirchhoff de corrents com la suma dels corrents que entren al terminal d'emissor:

$$I_E = I_B + \beta I_B = (1 + \beta) I_B \quad (131)$$

Per tant, la tensió d'entrada queda:

$$v_i = (1 + \beta) I_B r_E \quad (132)$$

Finalment, per a obtenir el guany en voltatge, només hem de dividir l'equació 129 entre la 132:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\beta I_B R_C}{(1 + \beta) I_B r_E} = -\frac{\beta R_C}{(1 + \beta) r_E} \quad (133)$$

que és el guany en voltatge de l'amplificador en emissor comú presentat en la figura 34. Per tant, amb el transistor hem aconseguit fer un amplificador en voltatge i responem la primera de les preguntes formulades al començament d'aquest apartat.

D'altra banda, veiem que apareix un signe menys en l'equació 133. Llavors, el senyal de sortida té el signe oposat que el senyal d'entrada; es tracta d'un **amplificador inversor**, ja que canvia la polaritat del senyal.

L'equació 133 encara es pot simplificar una mica més si tenim en compte que, com s'ha esmentat en el subapartat 1.5.1.:

$$\beta \gg 1 \quad (134)$$

i, per tant,

$$(1 + \beta) \simeq \beta \quad (135)$$

Si substituïm l'aproximació 135 en l'equació 133, obtenim l'expressió simplificada del guany en voltatge.

El guany en voltatge de l'amplificador en emissor comú està determinat per:

$$A_v = -\frac{\beta R_C}{(1 + \beta)r_E} \simeq -\frac{\beta R_C}{\beta r_E} = -\frac{R_C}{r_E} \quad (136)$$

Vegem en un exemple com es pot calcular el guany.

Exemple 9

Calculeu el guany en voltatge del circuit de la figura 34 amb els valors següents dels paràmetres:

- $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 11 \text{ k}\Omega$
- $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1,2 \text{ k}\Omega$
- $V_{CC} = 9 \text{ V}$
- $\beta = 120$ i $v_{BE} = 0,7 \text{ V}$

Solució

El guany en voltatge del circuit de la figura 34 està determinat per l'equació 136. Per a poder calcular aquest guany, és necessari conèixer la resistència R_C i la resistència dinàmica de l'emissor r_E . La resistència R_C la coneixem, ja que és una dada de l'exercici, però la resistència r_E no, i l'hem de calcular. El valor de r_E es pot calcular per mitjà de l'equació 123:

$$r_E = \frac{0,026}{I_{E_Q}} \quad (137)$$

Veiem que, per a emprar l'equació 137, necessitem conèixer el corrent d'emissor del punt de treball. Llavors, ara hauríem de calcular el punt de treball del transistor per a conèixer aquest corrent, ja que és pràcticament igual que el corrent de col·lector. Per sort, no és necessari que fem això ara, ja que ho vam fer en l'exemple 5, ja que utilitzem les mateixes dades que en aquest exemple. El punt de treball està determinat per $Q = (v_{CE} = 4,2 \text{ V}, I_C = 2,17 \text{ mA})$. Llavors, la resistència dinàmica d'emissor és:

$$r_E = \frac{0,026}{I_{EQ}} = \frac{0,026}{0,00217} = 11,98 \Omega \quad (138)$$

Per tant, el guany en voltatge és:

$$A_v = -\frac{1.200}{11,98} = -106,17 \quad (139)$$

i ja tenim calculat el guany en tensió.

D'aquest exemple podem extreure dos aspectes importants que són generals:

- La resistència dinàmica d'emissor té habitualment un valor de l'ordre de les desenes d'ohms.
- El guany habitual del circuit presentat sol ser de l'ordre de la centena.

No obstant això, no és únicament el guany de l'amplificador el paràmetre que ens interessa del circuit. També ens interessaran les resistències d'entrada i de sortida, ja que això proporciona una idea de com actua el circuit en acoblar-lo a un altre circuit extern. Calculem quant val la resistència d'entrada i de sortida del circuit.

Resistència d'entrada de l'amplificador en emissor comú

En aquest subapartat calcularem la resistència d'entrada del circuit. La resistència d'entrada, R_i , es pot calcular a partir del circuit de la figura 37, que repetim aquí per comoditat i que representa el concepte de resistència d'entrada que volem calcular ara.

La resistència d'entrada es defineix com:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} \quad (140)$$

en què v_i és el voltatge d'entrada i i_i és el corrent d'entrada al circuit, tal com es mostra en la figura 38. Per al càlcul d'aquest corrent i el voltatge d'entrada, la sortida ha d'estar en circuit obert. Com que no hem connectat res a la sortida del circuit, no hem de fer cap canvi més.

Corrents de col·lector i emissor

Recordeu que es considera que els corrents de col·lector i emissor són pràcticament iguals, és a dir, $I_E \approx I_C$. Per tant, on apareix el corrent d'emissor, I_E , podem utilitzar el corrent de col·lector, I_C .

Figura 38. Circuit per al càlcul de la resistència d'entrada

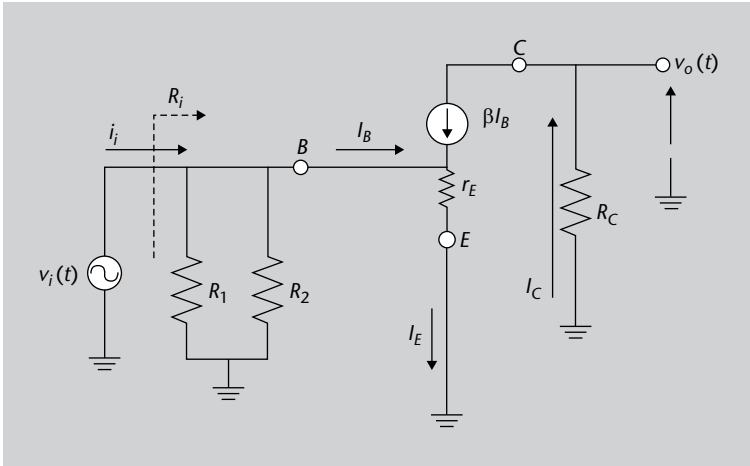


Figura 38

Circuit simplificat utilitzat en el càlcul de la resistència d'entrada per a l'amplificador en emissor comú. La sortida ha d'estar en circuit obert, cosa que en aquest cas es compleix, en no haver-hi cap càrrega connectada a v_o .

No obstant això, per a fer més senzill el càlcul de la resistència d'entrada, executarem un pas intermediari, que és el càlcul de la resistència R'_i indicada en la figura 39.

Figura 39. Representació de la resistència intermèdia R'_i

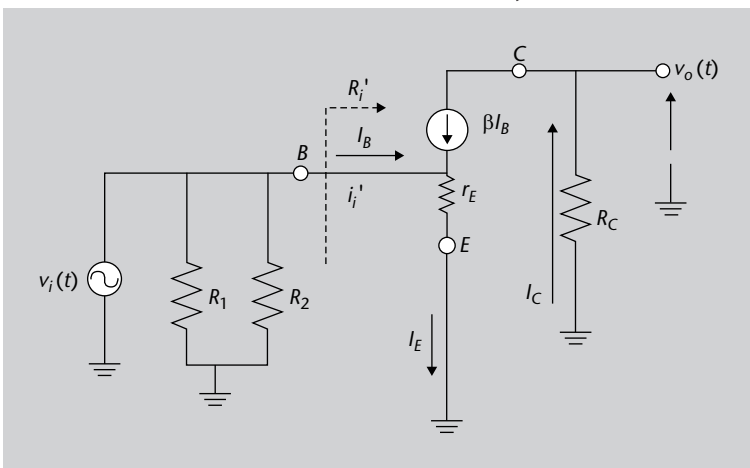


Figura 39

Circuit auxiliar perquè sigui més senzill el càlcul de la resistència d'entrada de l'amplificador en emissor comú.

Si coneixem R'_i , la resistència d'entrada es calcularà llavors com l'associació en paral·lel de R_1 , R_2 i R'_i , tal com podeu veure de la figura 40.

Figura 40. Representació de la resistència intermèdia R'_i

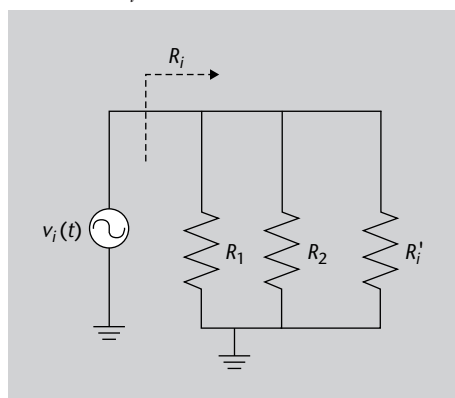


Figura 40

Circuit final per al càlcul de la resistència d'entrada. Ara apareix una resistència intermèdia, R'_i , que facilita el càlcul de la resistència d'entrada.

La raó d'introduir aquest canvi és que facilita el càlcul, ja que podem calcular R'_i en conèixer el valor dels corrents i voltatges que entren a aquesta part del circuit. De fet, la resistència R'_i es defineix com:

$$R'_i = \frac{v'_i}{i'_i} \quad (141)$$

Però ara tenim $i'_i = I_B$, com veiem en la figura 39. D'altra banda, el voltatge v'_i es pot calcular com la caiguda de potencial en la resistència r_E determinada per l'equació 132:

$$v'_i = (1 + \beta)I_B r_E \quad (142)$$

Ara podem calcular el valor de R'_i :

$$R'_i = \frac{v'_i}{i'_i} = \frac{(1 + \beta)I_B r_E}{I_B} = (1 + \beta)r_E \simeq \beta r_E \quad (143)$$

en què hem usat que $\beta \gg 1$. Per tant, la resistència d'entrada es calcula com l'associació en paral·lel:

$$R_i = R_1 // R_2 // R'_i = R_1 // R_2 // \beta r_E \quad (144)$$

que proporciona un valor de la resistència d'entrada que es calcula per mitjà de:

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{\beta r_E} \quad (145)$$

Associació en paral·lel

Sovint s'utilitza el símbol // per a indicar l'associació en paral·lel de resistències. D'aquesta manera, $R_1 // R_2$ significa que totes dues resistències estan en paral·lel. Aquest símbol s'utilitza especialment quan hi ha diverses resistències en paral·lel, la qual cosa faria que obtenir una expressió per a la resistència total donés lloc a una expressió matemàtica feixuga.

Per tant, la resistència d'entrada R_i de l'amplificador en emissor comú és:

$$R_i = \frac{\beta R_2 r_E + \beta R_1 r_E + R_1 R_2}{\beta R_1 R_2 r_E} \quad (146)$$

Exemple 10

Calculeu el valor de la resistència d'entrada del circuit amplificador de la figura 34 amb les dades de l'exemple 9.

Solució

En primer lloc, calculem el valor de R'_i mitjançant l'equació 143:

$$R'_i \simeq \beta r_E = 120 \cdot 11,3 = 1.356 \Omega \quad (147)$$

Ara fem l'associació en paral·lel de R_1 , R_2 i R'_i i obtenim:

$$R_i = 1.144 \Omega \quad (148)$$

que és el valor que estem buscant.

En el disseny de circuits electrònics, interessa disposar de circuits amb una resistència d'entrada molt alta. D'aquesta manera, en acoblar el circuit a altres sistemes els carregarà molt poc i no alterarà els valors de tensions i corrents que tenen els circuits originals. Per aquest motiu, interessa calcular el valor de la resistència d'entrada i disposar d'amplificadors amb una resistència d'entrada molt alta. Finalment, calculem la resistència de sortida.

Resistència de sortida de l'amplificador en emissor comú

En aquest subapartat, anem a calcular l'últim paràmetre que ens interessa de l'amplificador: la resistència de sortida. El valor de la resistència de sortida es defineix com:

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} \quad (149)$$

en què v_o és la tensió de sortida i i_o és el corrent de sortida de l'amplificador, com mostra la figura 41 si posem l'entrada en circuit obert.

Figura 41. Representació de la resistència de sortida

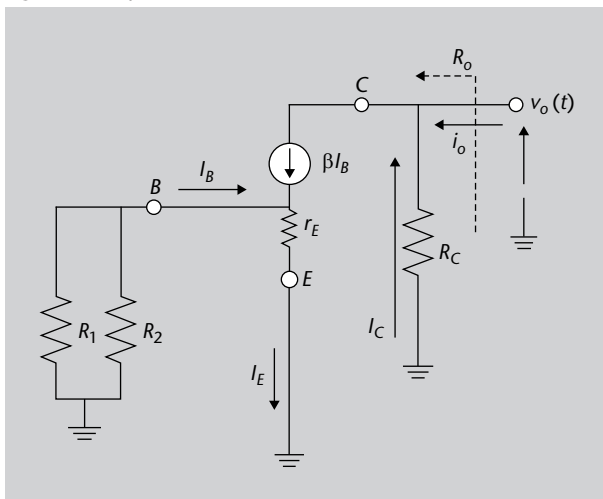


Figura 41

Circuit utilitzat en el càlcul de la resistència de sortida. En aquest cas, l'entrada es deixa en circuit obert.

La resistència de sortida és més fàcil de calcular que la d'entrada, ja que el voltatge a la sortida és el que cau en la resistència de col·lector i el corrent que entra és exactament el corrent βI_B .

Llavors, la resistència de sortida de l'amplificador en emissor comú és:

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{\beta I_B R_C}{\beta I_B} = R_C \quad (150)$$

Veiem que la resistència de sortida és exactament la resistència de col·lector.

Exemple 11

Calculeu la resistència de sortida del circuit de l'exemple 9.

Solució

La resistència de sortida és la resistència de col·lector que pren el valor següent:

$$R_o = R_C = 1,2 \text{ k}\Omega \quad (151)$$

Amb aquest paràmetre, ja tenim tots els que volíem estudiar i tenim analitzat el circuit amplificador en emissor comú.

No obstant això, com hem esmentat al començament d'aquest apartat, l'amplificador no és un circuit aïllat, sinó que forma part d'un circuit més gran. En el subapartat següent veurem com podem incloure aquest circuit en un circuit extern per a donar lloc així a aplicacions electròniques més complexes.

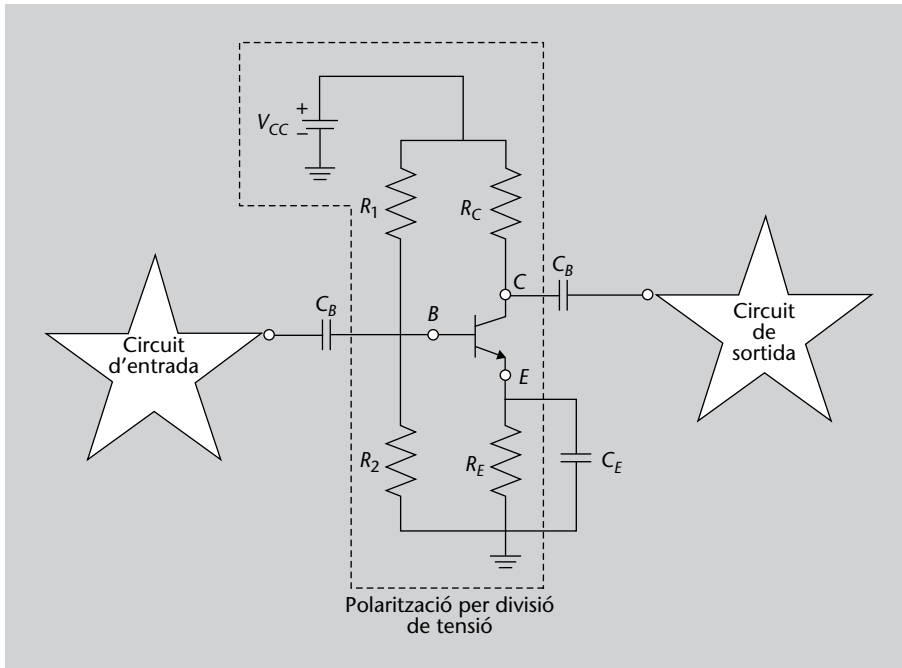
Integració de l'amplificador en un circuit extern

En aquest subapartat veurem com podem incloure l'amplificador en un circuit extern. La manera de fer-ho és com mostra la figura 42.

En la figura 42 podeu veure que tenim el mateix circuit d'amplificació que hem considerat, circuits externs d'entrada i de sortida, i entre l'amplificador i cada circuit extern dos condensadors, C_B , que reben el nom de **condensadors de desacoblament**.

La funció dels condensadors de desacoblament és que els senyals de continu provinents dels circuits externs no alterin el punt d'operació del BJT.

Figura 42. Amplificador en connexió amb la resta del circuit

**Figura 42**

Manera com el circuit d'amplificació en emissor comú es podria connectar a un circuit més gran. Per això, es disposen dos condensadors de desacoblament, un a l'entrada i un altre a la sortida.

Per això el nom d'aquests condensadors, perquè desacoblen els components de continu del BJT i de la resta del circuit:

- A l'entrada, perquè el senyal que es vol amplificar pot contenir un terme de continu.
- A la sortida, perquè la tensió de col·lector posseeix dos components: una tensió variable associada a la tensió variable d'entrada i un component continu associat al punt d'operació del BJT. El condensador impedeix el pas d'aquest component continu i deixa passar tan sols el senyal d'altern amplificat.

En general, el guany de l'amplificador canviarà en incloure'l en un circuit més gran, a causa que la resta del circuit influirà en les variables elèctriques de l'amplificador i el guany no serà el que hem calculat fins ara. Perquè això no ocorri, seria convenient que l'amplificador tingués una resistència d'entrada gran i una resistència de sortida molt baixa. D'aquesta manera, l'amplificador es comportaria com un circuit obert en acoblar-lo a un altre circuit i, per tant, no el carregaria. De la mateixa manera, es comportaria com un circuit tancat enfront d'un circuit que s'hi acoblés i no pertorbaria les variables elèctriques de la càrrega.

Com hem vist en els exemples 10 i 11, aquest no és el cas de l'amplificador en emissor comú. Per això hem de continuar investigant altres possibles topologies de circuits per a esbrinar si alguna compleix amb aquests requisits.

Continuarem presentant les topologies d'amplificació en base i en col·lector comú i calcularem els paràmetres que les caracteritzen. Comencem amb la topologia de base comuna.

2.4.2. Configuració de base comuna

En aquest subapartat introduïrem la topologia d'amplificador en base comuna, que pren la forma representada en la figura 43.

Figura 43. Amplificador en base comuna

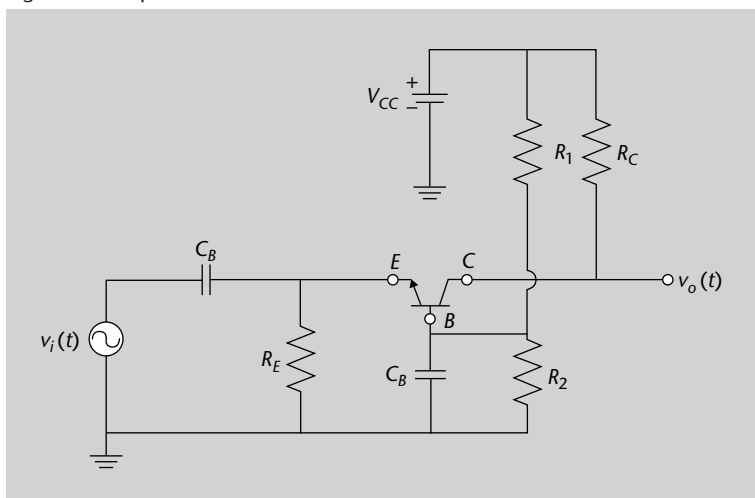


Figura 43

Circuit amplificador en base comuna.

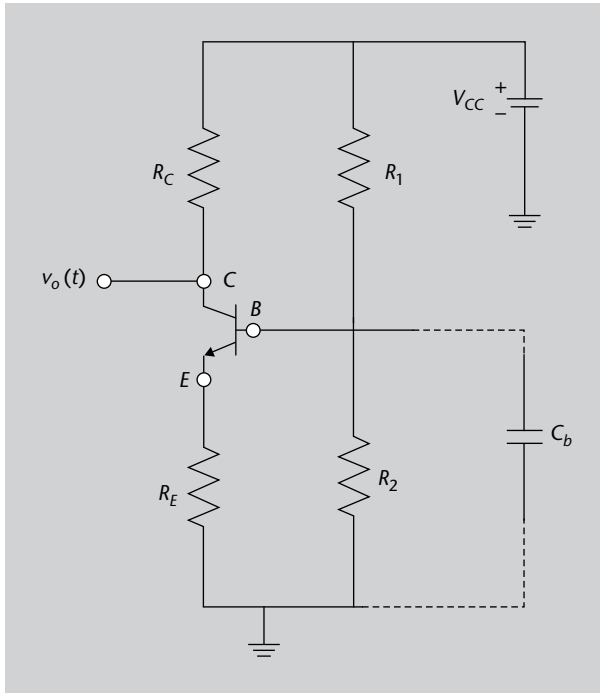
Noteu dues característiques importants d'aquesta configuració:

- El BJT està en configuració de base comuna, ja que la base és el terminal que es comparteix entre els circuits d'entrada i de sortida en altern quan substituïm els condensadors per curtcircuits.
- No obstant això, la polarització és d'emissor per divisió de tensió.

Per a comprovar que la polarització és de tipus divisió de tensió, podem començar amb l'anàlisi del circuit en continu. Per a això, substituïm els condensadors per circuits oberts. Llavors obtenim l'esquema de la figura 44.

Si en la figura 44 substituïm el condensador per un circuit obert, comprovarem que és exactament la polarització per divisió de tensió que vam veure en el subapartat 2.1.2. Per tant, el procediment d'anàlisi de continu és el mateix que vam veure en aquest subapartat. D'aquesta manera, ja coneixem el comportament en continu del circuit.

Figura 44. Anàlisi en continu de l'amplificador en base comuna

**Figura 44**

Anàlisi en continu de l'amplificador en base comuna. S'observa que la polarització es correspon amb una de divisió de tensió.

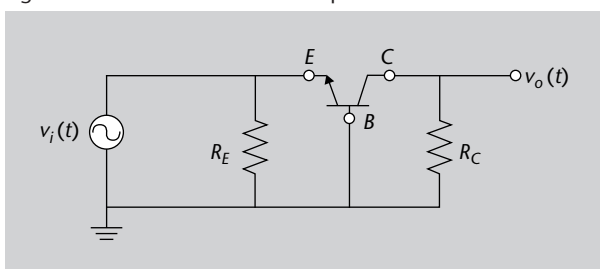
També podem deduir de l'anàlisi de continu el paper dels condensadors C_B . De la mateixa manera que per a l'amplificador en emissor comú, actuen desacoblant el component continu de la font del circuit de polarització. D'aquesta manera, en el circuit de la figura 44 no apareix l'entrada v_i a causa que els condensadors s'han convertit en circuits oberts. En conseqüència, l'entrada no canvia el punt de polarització del BJT aconseguit gràcies al circuit de polarització.

A més, en la figura 44 podeu veure que, quan substituïm el condensador per un curtcircuit, és a dir, fem l'anàlisi en altern, la font de tensió V_{cc} s'ha de posar llavors a zero i les resistències R_1 i R_2 apareixen connectades a massa. Com a conseqüència, en altern desapareixen i no tenen cap paper.

Ara que hem vist com queda el circuit en continu, seguim amb l'anàlisi en altern. Per a això, seguim una vegada més el procediment exposat en el subpartat 2.4.:

1) Posem els condensadors en curtcircuit i anul·lem les fonts de tensió de continu. El resultat és el circuit de la figura 45.

Figura 45. Anàlisi en altern de l'amplificador en base comuna

**Figura 45**

Circuit simplificat per a l'anàlisi en altern de l'amplificador en base comuna.

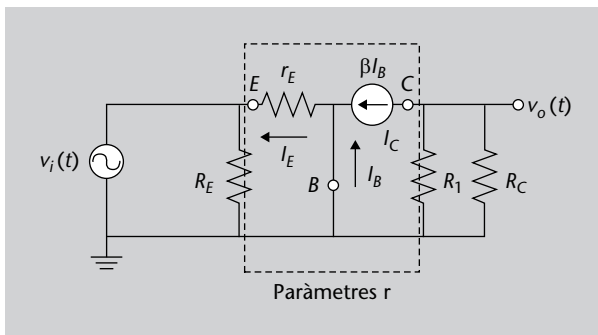
Veiem que convertir els condensadors en curtcircuits ha fet que desapareguin les resistències R_1 i R_2 . En aquest sentit, ocorre el mateix que per a l'amplificador en emissor comú: desapareix la resistència que està connectada al terminal que fa de terminal comú. Aquí és la resistència connectada a la base i en el subapartat 2.4.1. era la resistència d'emissor, R_E .

Ara que ja tenim el circuit preparat, podem passar al pas següent.

2) Identifiquem el terminal que actua com a comú; en aquest cas és la base, ja que és el terminal connectat a massa que és comú a tot el circuit i la sortida es pren en el col·lector.

3) Substituïm el BJT pel seu model de petit senyal, que serà a manera d'exemple el model de paràmetres r de la figura 32. En aquest pas, haurem d'anar amb compte de connectar els terminals en la posició correcta. El resultat està mostrat en la figura 46.

Figura 46. Model lineal de l'amplificador en base comuna



4) Ara que ja tenim el circuit lineal, podem aplicar qualsevol tècnica d'anàlisi de circuits lineals per a conèixer el funcionament del circuit.

Com hem fet abans, calcularem els tres paràmetres que ens interessin: guany de voltatge, resistència d'entrada i resistència de sortida de manera separada. Comencem amb el guany en voltatge.

Guany en voltatge d'un amplificador en base comuna

En aquest subapartat calcularem el guany en voltatge de l'amplificador en base comuna presentat en la figura 46. El guany en voltatge es defineix com:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \quad (152)$$

en què v_i és el voltatge d'entrada i v_o és el voltatge de sortida, que és el terminal de col·lector. Així doncs, hem de calcular tots dos voltatges i després fer-ne la divisió:

Condensadors en altern

Recordeu que considerem que els condensadors són suficientment grans perquè es comportin com a curtcircuits en altern (és a dir, a freqüències intermèdies).

Figura 46

Circuit lineal d'amplificador en base comuna. El BJT s'ha substituït pel seu model de paràmetres r .

- Comencem calculant el voltatge v_i . En la figura 46, podeu veure que el voltatge v_i és exactament la caiguda de potencial en la resistència r_E , ja que la font i les resistències R_E i r_E estan en paral·lel. Podríem haver pres la resistència R_E , però no ho hem fet perquè el càlcul de la caiguda de potencial en r_E és més senzill. Llavors, la caiguda de potencial en r_E es pot calcular a partir de la llei d'Ohm:

$$v_i = I_E r_E \quad (153)$$

Ara bé, de la llei de Kirchhoff de corrents sabem que:

$$I_E = I_B + \beta I_B = (1 + \beta) I_B \quad (154)$$

Per tant, el potencial d'entrada és:

$$v_i = I_E r_E = (1 + \beta) I_B r_E \quad (155)$$

- Ara calculem el potencial de sortida v_o . El potencial de sortida és la caiguda de potencial en la resistència R_C . La llei d'Ohm ens permet escriure:

$$v_o = I_C R_C \quad (156)$$

Si ara tenim en compte que $I_C = \beta I_B$, llavors:

$$v_o = \beta I_B R_C \quad (157)$$

i ja tenim calculats tots dos voltatges.

Finalment, l'única cosa que ens quedarà per fer per a conèixer el guany és fer la divisió de l'equació 157 entre la 155.

El guany de l'amplificador en base comuna és:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\beta I_B R_C}{(1 + \beta) I_B r_E} = \frac{\beta R_C}{(1 + \beta) r_E} \quad (158)$$

Si ara utilitzem que $\beta \gg 1$, com expliquem en el subapartat 1.5.1., llavors:

$$\frac{\beta}{1 + \beta} \simeq 1 \quad (159)$$

i podrem obtenir la versió simplificada del guany:

$$A_v = \frac{R_C}{r_E} \quad (160)$$

Veiem que, en aquest cas, queda amb signe positiu, és a dir l'amplificador no inverteix la polaritat del senyal d'entrada, al contrari del que feia l'amplificador en emissor comú en l'equació 136. Calculem ara les resistències d'entrada i sortida.

Resistència d'entrada de l'amplificador en base comuna

En aquest subapartat calcularem la resistència d'entrada de l'amplificador en base comuna. No farem el procés amb tot detall, ja que hem de seguir uns passos completament anàlegs als seguits en el subapartat 2.4.1. en el càlcul de la resistència d'entrada de l'amplificador en emissor comú. Ens limitarem a indicar-ne el valor i fer un petit comentari sobre l'ordre de magnitud. La resistència d'entrada de l'amplificador en base comuna està determinada per:

$$R_{in} = R_E // r_e = \frac{R_E r_e}{R_E + r_e} \quad (161)$$

De l'equació 161 es pot deduir que com

$$r_e \ll R_E \quad (162)$$

a causa que la resistència dinàmica d'emissor pren valors baixos, com vam veure en el subapartat 2.3.2., llavors el valor de la resistència d'entrada serà de l'ordre de r_e :

$$R_{in} \simeq r_e \quad (163)$$

i, per tant, petita. L'amplificador en base comuna és un amplificador amb una resistència d'entrada petita. A manera de conclusió:

La resistència d'entrada de l'amplificador en base comuna està donada per:

$$R_{in} = R_E // r_e = \frac{R_E r_e}{R_E + r_e} \simeq r_e \quad (164)$$

Vegem què ocorre amb la resistència de sortida.

Resistència de sortida de l'amplificador en base comuna

De la mateixa manera que hem fet en el subapartat anterior per al càlcul de la resistència d'entrada, no en farem el càlcul detallat, sinó que indicarem el valor i donarem una idea de l'ordre de magnitud.

La resistència de sortida de l'amplificador en base comuna és:

$$R_o = R_C \quad (165)$$

Com veieu, la resistència de sortida és la resistència de col·lector, que sol ser habitualment de l'ordre d'uns kilohms. A manera de conclusió, veiem que el transistor en base comuna presenta una gran amplificació en voltatge però té unes resistències d'entrada i de sortida que s'allunyen bastant del comportament ideal. Finalment, analitzem la configuració del transistor que falta, que és la de col·lector comú.

Resistències d'entrada i de sortida

Recordeu que el comportament ideal es correspon al fet que la resistència d'entrada sigui molt gran i la de sortida molt petita.

2.4.3. Configuració de col·lector comú

En aquest subapartat analitzarem l'amplificador quan la configuració del transistor és la de col·lector comú. La topologia del circuit està representada en la figura 47.

Figura 47. Amplificador en col·lector comú

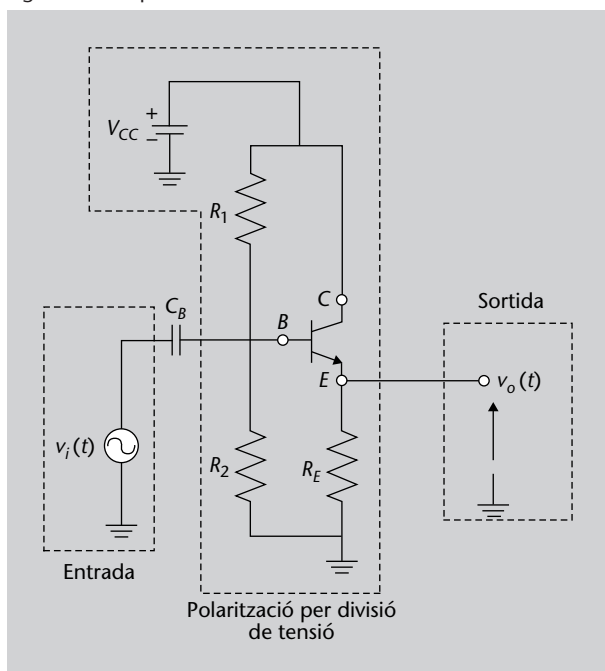


Figura 47

Circuit amplificador en col·lector comú, també conegut amb el nom de seguidor de tensió.

Com veieu, ara no s'ha utilitzat una resistència de col·lector i la sortida del circuit s'ha pres en l'emissor. Quan curtcircuitem les fonts de voltatge per executar l'anàlisi en altern, el que ocorrerà és que el col·lector estarà connectat directament a massa, que està compartida pels circuits d'entrada i de sortida, la qual cosa posa de manifest que estem davant una configuració d'amplificació de col·lector comú. No obstant això, la polarització torna a ser d'emissor, ja que, quan substituïm els condensadors per circuits oberts en fer l'anàlisi de continu, estarem davant la mateixa configuració que la presentada en el subapartat 2.1.2. per a la polarització d'emissor, tret que ara no hi ha resistència de col·lector.

El procés d'anàlisi del circuit segueix els mateixos passos que hem fet en els subapartats 2.4.1. i 2.4.2.. En primer lloc, analitzem el component de continu i dissenyem la xarxa de polarització adequada. A continuació, analitzem el circuit en altern; per a això, obtenim el circuit lineal equivalent mitjançant el model de paràmetres r presentat en el subapartat 2.3.2. i mostrat en la figura 32. El resultat està representat en la figura 48.

Figura 48. Circuit lineal equivalent de l'amplificador en col·lector comú

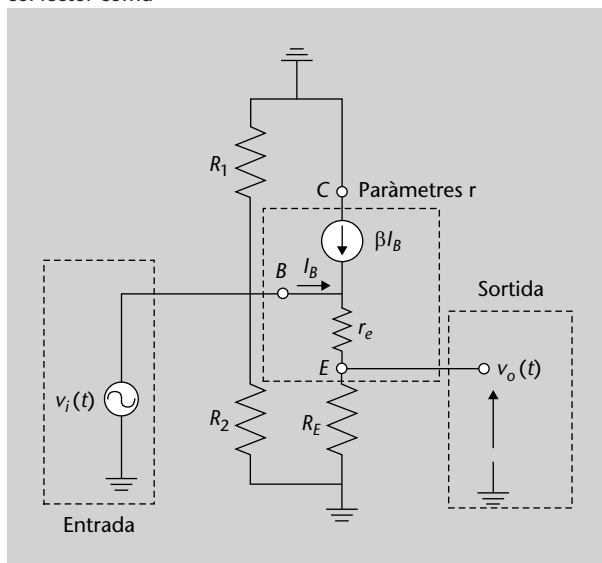


Figura 48

Circuit lineal equivalent utilitzat per a fer l'anàlisi en altern de l'amplificador en col·lector comú.

Per a aquest circuit, en podem calcular el guany en voltatge i les resistències d'entrada i de sortida. En aquest cas, n'indicarem les expressions sense deduir-les, ja que empren les mateixes tècniques que ja hem utilitzat en el subapartat 2.4.1. per a l'amplificador en emissor comú.

Guany en voltatge de l'amplificador en col·lector comú

El guany en voltatge de l'amplificador en col·lector comú és la següent:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_E // R_I}{(R_E // R_I) + r_e} \quad (166)$$

Recordem que els símbols // fan referència a l'associació en paral·lel d'aquestes resistències. S'ha preferit deixar el valor del guany indicat d'aquesta manera, atès que la resolució de les associacions en paral·lel donaria lloc a una expressió matemàtica complicada que no aportaria res que no faci l'equació 166.

Com ja hem indicat en el subapartat 2.3.2., el valor de la resistència dinàmica r_e és petit i, en conseqüència, més petit que l'associació en paral·lel de R_E i R_I , és a dir,

$$r_e \ll R_E // R_I \quad (167)$$

Amb això el guany en voltatge de l'amplificador en col·lector comú és el següent:

$$A_v = \frac{R_E // R_I}{(R_E // R_I) + r_e} \simeq 1 \quad (168)$$

És a dir, la configuració en col·lector comú no amplifica el senyal de voltatge. Vegem què ocorre amb les resistències d'entrada i de sortida.

Resistència d'entrada de l'amplificador en col·lector comú

La resistència d'entrada d'un amplificador en col·lector comú està determinada aproximadament per:

$$R_{in} = (1 + \beta)(r_e + R_E) \simeq (1 + \beta)R_E \quad (169)$$

Aquest valor es correspondrà amb una resistència d'entrada molt alta. Per exemple, si $\beta = 150$ i $R_E = 2,2 \text{ k}\Omega$ llavors la resistència d'entrada és de $330 \text{ k}\Omega$, que és un valor elevat. Per tant, ens interessarà, ja que en una resistència d'entrada molt alta implicarà que aquest circuit és una càrrega petita per al circuit al qual es connecti. Vegem què ocorre amb la resistència de sortida.

Resistència de sortida de l'amplificador en col·lector comú

La resistència de sortida de l'amplificador en col·lector comú pren el valor següent:

$$R_o = R_E // \left(\frac{R_1 // R_2}{\beta} + r_e \right) \quad (170)$$

Símbols //

Recordeu que els símbols // indiquen l'associació en paral·lel de resistències.

Aquest valor es correspon amb una resistència de sortida molt petita, que s'apropa al valor ideal de la resistència de sortida desitjada per a un circuit elèctric, que seria zero. El funcionament d'un circuit que es connecti a la seva sortida estarà molt poc influït per l'amplificador en col·lector comú. En conclusió, tenim un circuit amb un guany en tensió pràcticament d'1 i bons valors d'impedàncies d'entrada i de sortida. Es tracta d'un circuit adequat per a actuar de separador entre dos circuits de tal manera que no hi hagi càrregues entre aquests i, per tant, actua d'adaptador d'impedàncies. A causa d'aquestes propietats tan bones, aquesta configuració de col·lector comú rep el nom de *seguidor de tensió* o *buffer*.

2.4.4. Resum dels tipus d'amplificadors

Una vegada conegudes les configuracions bàsiques d'amplificació, podem arribar a les conclusions següents:

- Es poden construir circuits d'amplificació de tensió basats en BJT.
- Les configuracions d'emissor i de base comuna causen amplificació, però la de col·lector comú no.

De fet, podríem reunir les principals característiques dels amplificadors que hem vist en la taula 3.

Taula 3. Resum de les característiques dels amplificadors

	Guany	Resistència d'entrada	Resistència de sortida
Emissor comú	moderada	gran	gran
Base comuna	gran	petita	gran
Col·lector comú	1	gran	petita

En la taula 3 hem recollit les propietats qualitatives dels tres tipus d'amplificadors. L'amplificador ideal seria un amplificador d'un guany gran, una resistència d'entrada gran i una resistència de sortida petita. Com veieu en la taula 3, no hi ha cap que compleixi amb totes aquestes característiques. Què podem fer llavors?

Una possible solució consistiria a acoblar diversos d'aquests amplificadors entre si, un a continuació de l'altre, la qual cosa donaria lloc a un amplificador **multietapa**. De fet, això és una pràctica habitual en el disseny d'amplificadors i s'ha fet tan popular que els amplificadors multietapa es venen com a components individuals en un encapsulament especial. Els amplificadors multietapa que són d'alt guany, resistència d'entrada gran i resistència de sortida petita i que es venen com un únic component reben el nom d'**amplificadors operacionals**.

Amb això hem arribat al final de l'estudi de les aplicacions del BJT al disseny de circuits d'amplificació.

Vegeu també

Els amplificadors operacionals s'estudien en el mòdul "L'amplificador operacional" d'aquesta assignatura.

2.5. Recapitulació

Què hem après?

En aquest apartat:

- Heu conegut el mètode d'anàlisi d'un circuit de polarització.
- Heu après a dissenyar circuits de polarització.
- Heu conegut models lineals del BJT a la regió activa directa.
- Heu utilitzat aquests models per a l'anàlisi de circuits d'amplificació basats en BJT en la configuració de:
 - emissor comú,
 - base comuna,
 - col·lector comú.

D'aquesta manera, ja teniu coneixements bàsics del transistor BJT i el seu ús en circuits d'amplificació. En el nostre camí en el coneixement dels transistors, el pas següent és el transistor d'efecte de camp.

3. El transistor d'efecte de camp

En aquest últim apartat estudiarem un tipus diferent de transistor que es denomina **transistor d'efecte de camp**, o FET per la seva sigla en anglès, de *field effect transistor*. Bàsicament, la seva comesa és la mateixa que el BJT, controlar el corrent que hi ha entre dos terminals utilitzant-ne un tercer. La diferència és com s'aconsegueix aquest efecte d'una manera tecnològica. En concret, s'aconsegueix mitjançant l'acció d'un camp elèctric, i per això el nom. D'aquesta manera, es tracta d'un element de tres terminals, tal com era el transistor bipolar dels apartats 1 i 2.

Atès que la comesa del dispositiu és la mateixa que la del BJT, es podrà usar amb els mateixos objectius que aquest dins d'un circuit electrònic: com a interruptor o amplificador, per exemple. En particular, en l'apartat 2 vam estudiar l'aplicació del BJT com a amplificador, mentre que l'ús com a interruptor no es va tractar detalladament. Serà en aquest apartat on explorarem com es comporta el FET com a interruptor, i no ens detindrem amb prou feines en l'aplicació com a amplificador, ja que és molt similar a la ja explicada en l'apartat 2 pel BJT.

Hi ha diferents tecnologies per a la realització dels dispositius d'efecte de camp que, bàsicament, s'agrupen en dues variants:

- Transistor d'efecte de camp **d'unió** o JFET, de *junction field effect transistor*.
- Transistor d'efecte de camp **metall-òxid-semiconductor** o MOSFET, de *metal oxide semiconductor field effect transistor*.

En primer lloc veurem en el subapartat 3.1. quines són les semblances i diferències entre els transistors d'efecte de camp i els BJT de l'apartat 1. A continuació, passarem a estudiar tots dos tipus de transistors, els JFET i els MOSFET. Per a estudiar els transistors d'efecte de camp, seguirem per a cada tipus els mateixos passos que es van fer en l'apartat 1:

- 1) En primer lloc veurem l'estructura física del transistor, la qual cosa us ajudarà a entendre'n els possibles usos i la manera d'utilització en circuits elèctrics pràctics.
- 2) A continuació, us mostrarem un model elèctric del funcionament. Disposar d'un model elèctric ens ajudarà a poder executar l'anàlisi dels circuits en els quals intervé d'una manera molt més senzilla. Per a això, descriurem la característica intensitat-voltatge del dispositiu.

3) Finalment, veurem alguns circuits basats en transistors d'efecte de camp i coneixerem algunes de les aplicacions típiques d'aquests dispositius.

Comencem per l'estudi dels JFET. En el subapartat 3.2. presentarem l'estructura física d'aquests transistors i n'exposarem el principi de funcionament. Conèixer-ne d'una manera intuïtiva l'estructura i funcionament ens ajudarà a obtenir un model elèctric del transistor, que serà el que farem després en el subapartat 3.3. Com a conclusió, veurem que els JFET també necessiten circuits de polarització quan es volen usar en circuits d'amplificació. Per tant, ens detindrem a introduir alguna topologia de circuits de polarització per JFET en el subapartat 3.4. Per finalitzar aquest subapartat, en veurem d'una manera breu les aplicacions com a amplificador en el subapartat 3.5.

Una vegada hàgim estudiat els JFET, passarem a estudiar l'altre tipus de transistor de camp, els MOSFET. Per a aquests, de nou no presentarem tots els punts tocats en el cas del JFET, ja que són molt semblants i contindrien un material gairebé idèntic. El que farem en el subapartat 3.6. serà centrar-nos a exposar les diferències fonamentals de funcionament amb els JFET i els models elèctrics que els representen perquè els conegueu i tingueu a mà. On sí que ens detindrem una mica serà a veure com es pot treure partit de la manera de funcionament dels MOSFET com a interruptors en el disseny de circuits electrònics digitals; això es farà en el subapartat 3.7. Amb això acabarà el mòdul i haureu obtingut una panoràmica general d'alguns tipus de transistors molt utilitzats en electrònica, els principis bàsics de funcionament i alguns circuits típics que s'hi poden fer.

Què aprendrem? En aquest apartat, aprendreu els aspectes següents dels transistors JFET i MOSFET:

- Les estructures físiques bàsiques.
- Els mecanismes de funcionament bàsic.
- Les diferents regions d'operació.
- Les característiques I-V a les diferents regions.
- Els models de paràmetres h .
- La topologia de polarització per divisió de tensió.
- Una topologia d'amplificació per al JFET.
- L'aplicació dels transistors MOSFET al disseny de circuits digitals.

Què suposarem? Suposarem que teniu coneixements de teoria de circuits i dels procediments d'anàlisi de circuits d'amplificació adquirits en l'apartat 2 d'aquest mòdul. En particular:

- Que coneixeu les lleis de Kirchhoff.
- Que coneixeu el principi del divisor de tensió.
- Que coneixeu el teorema de Thévenin.

- Que coneixeu els procediments bàsics d'anàlisi de circuits d'amplificació.
- Que coneixeu el concepte de freqüència intermèdia.

No obstant això, abans de començar amb tots aquests punts, és interessant comentar algunes semblances i diferències que tenen aquests tipus de transistors en comparació dels BJT vistos en l'apartat 1. Això us donarà una idea de l'ús d'un tipus de transistor o un altre.

3.1. Diferències i semblances del FET amb el BJT

En aquest subapartat abordarem inicialment algunes semblances i diferències dels FET amb el transistor bipolar d'unió, el BJT. Podríem resumir les principals semblances i diferències en els punts següents:

- Principals semblances:
 - Són dispositius de tres terminals de material semiconductor.
 - El rang d'aplicacions dels FET és molt semblant al rang d'aplicacions dels BJT.
- Principals diferències:
 - En comparació dels BJT, en els quals la conducció està basada en tots dos tipus de portadors, majoritaris i minoritaris, en els FET la conducció tan sols està basada en els majoritaris. Per tant, són dispositius **unipolars**.
 - De la mateixa manera que els BJT són dispositius controlats per corrent, de fet, pel corrent de base I_B , els FET són dispositius controlats per tensió.
 - Els FET presenten en general una resistència d'entrada molt alta, normalment molt més gran que la que presenten els BJT i, per tant, els atorga una posició d'avantatge pel que fa als BJT en aquest sentit per a aplicacions d'amplificació.
 - Els BJT disposen d'una sensibilitat més gran als canvis de l'entrada. Això és, la variació en el corrent de sortida en un BJT davant una variació del corrent de base és molt més gran que la variació de corrent en un FET a conseqüència d'una variació de la tensió que el controla. Per això, els guanys d'amplificació en altern que presenten els amplificadors basats en BJT són més grans que els presentats en els basats en FET.
 - En general, els FET són més estables en temperatura que els BJT i, per tant, no serà necessari fer un estudi dels efectes de la temperatura com el fet en el subapartat 1.6.

Vegeu també

El transistor bipolar d'unió s'estudia en l'apartat 1 d'aquest mòdul.

Portadors majoritaris i minoritaris

Els portadors majoritaris en un semiconductor de tipus N són els electrons, mentre que els minoritaris són els forats. En un semiconductor de tipus P, la situació s'inverteix i els majoritaris són els forats, mentre que els minoritaris són els electrons.

Vegeu també

Sobre els portadors majoritaris i minoritaris, vegeu el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions".

- L'estructura física dels FET permet que es puguin fabricar més petits que els BJT i, per tant, són més adequats per a utilitzar-los en circuits integrats.
- Els FET es poden comportar a més com si fossin elements passius com resistències i condensadors. D'aquesta manera, es poden construir circuits electrònics basats únicament en aquests sense necessitat d'incorporar altres tipus de components. Això representa un important avantatge pel que fa als BJT en el procés de fabricació de circuits integrats, ja que és més fàcil fabricar un transistor que una resistència o un condensador.

Com veieu, hi ha bastants diferències entre ells. A més d'aquestes consideracions, podeu deduir el motiu pel qual molts circuits integrats (com poden ser els microprocessadors, per exemple) es fan utilitzant tecnologia de tipus FET: es poden fabricar amb una mida molt petita i d'una manera relativament senzilla.

Ara que ja coneixeu les bondats dels transistors d'efecte de camp i l'interessant d'utilitzar-los, podem començar amb l'estudi del funcionament físic. Començarem pels transistors d'unió, els JFET, i prosseguirem pels MOSFET.

3.2. El FET d'unió, JFET

En aquest subapartat, descriurem l'estructura física del transistor JFET a fi de conèixer-ne intuïtivament el funcionament. Així, estarem posteriorment en disposició de deduir un model elèctric que el representi. Per a descriure'n l'estructura física, ens basarem en la figura 49.

Figura 49. Estructura física del transistor JFET de canal N

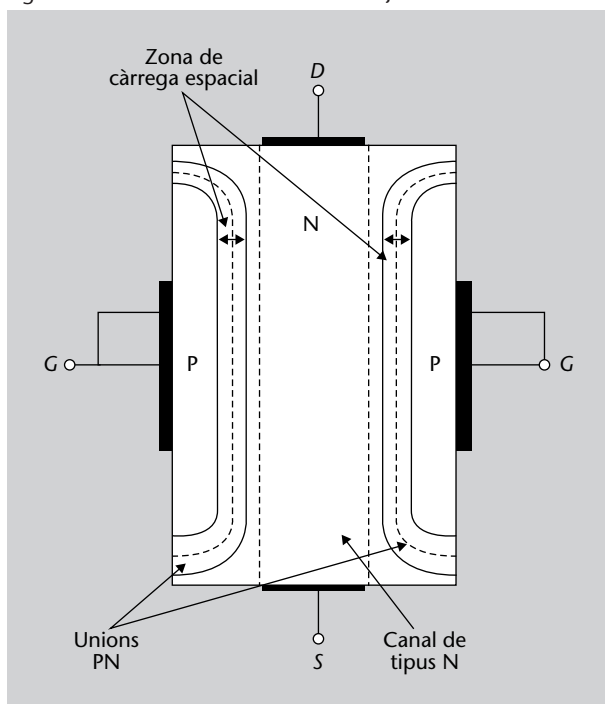


Figura 49

Estructura física del transistor JFET de canal N. Hi podem veure els terminals de què disposa: drenador (D), porta (G) i font (S) i els dopatges de cada part del dispositiu. La part central és de tipus N, mentre que els laterals són de tipus P.

Com veieu en la figura 49, la major part del dispositiu la conforma una barra rectangular de material semiconductor dopat de tipus N als laterals de la qual hi ha dues regions dopades de tipus P. D'aquesta manera, entre totes dues regions sembla que queda un **canal** que uneix els altres dos extrems del dispositiu, el superior i l'inferior.

Alternativament, podríem haver partit d'una barra de material dopada de tipus P i haver dopat els laterals de tipus N com mostra la figura 50.

Figura 50. Estructura física del transistor JFET de canal P

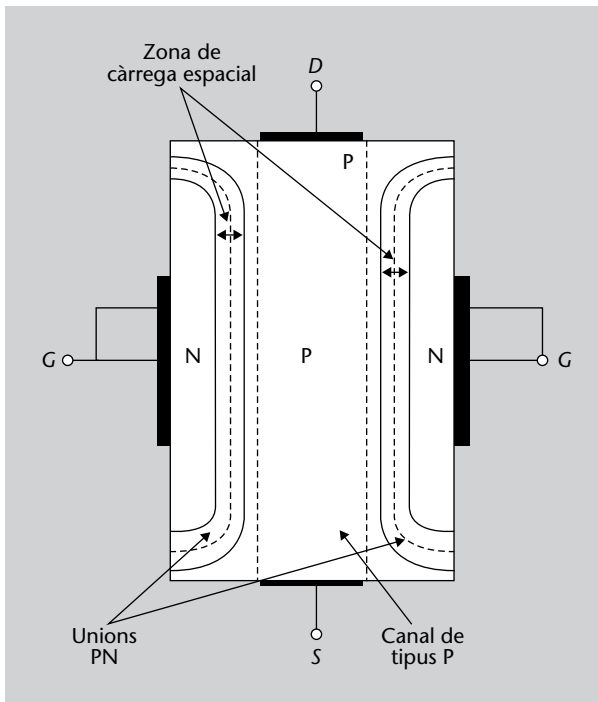


Figura 50

Dopatge de les diferents parts del transistor JFET de canal P. La part central és de tipus P, mentre que els laterals són de tipus N.

De la mateixa manera que abans, sembla que hi ha un **canal** entre els extrems superior i inferior del dispositiu. De fet, és el dopatge d'aquest canal el que s'usa per a diferenciar les dues alternatives de JFET que hem presentat: el JFET de **canal N** i el JFET de **canal P**.

Hi ha dos tipus de JFET: els de canal N i els de canal P segons si el dopatge del canal és de tipus N o P, respectivament.

Com podeu veure en les figures 49 i 50, es creen dues unions PN en els laterals del dispositiu, motiu pel qual es denominen transistors d'**unió**. Com correspon a les unions PN, es forma una zona espacial de càrrega al voltant de cadascuna d'aquestes en l'equilibri. Aquesta zona de càrrega espacial la teniu també representada en les figures 49 i 50. Fixeu-vos, a més, en la figura 51, com s'assembla aquesta estructura a la presentada en el subapartat 1.1. per al BJT.

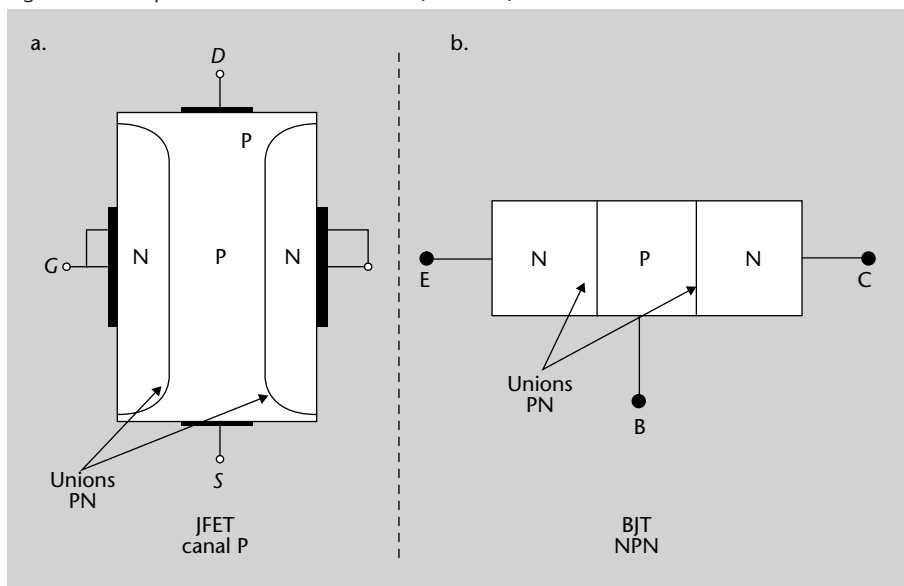
Zona espacial de càrrega

La zona espacial de càrrega és una regió al voltant de la unió, lliure de portadors a causa del procés de difusió d'aquests que es produeix prop de la unió.

Vegeu també

La zona espacial de càrrega s'estudia en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions" d'aquesta assignatura.

Figura 51. Comparació entre estructures: a. JFET. b. BJT.

**Figura 51**

Comparació de les estructures dels dos tipus de transistors estudiats, el JFET en la figura a i el BJT en la b. Es pot apreciar que tots dos estan basats en el concepte d'unió PN. Aquí no s'han representat les zones espacials de càrrega, encara que n'hi ha, a fi de fer més evident la semblança entre les estructures.

Tots dos transistors tenen dues unions PN, però la connexió dels terminals és diferent. Vegem quins terminals té el JFET i quines diferències presenta pel que fa al BJT en el moviment d'electrons dins del dispositiu.

3.2.1. Terminals del JFET

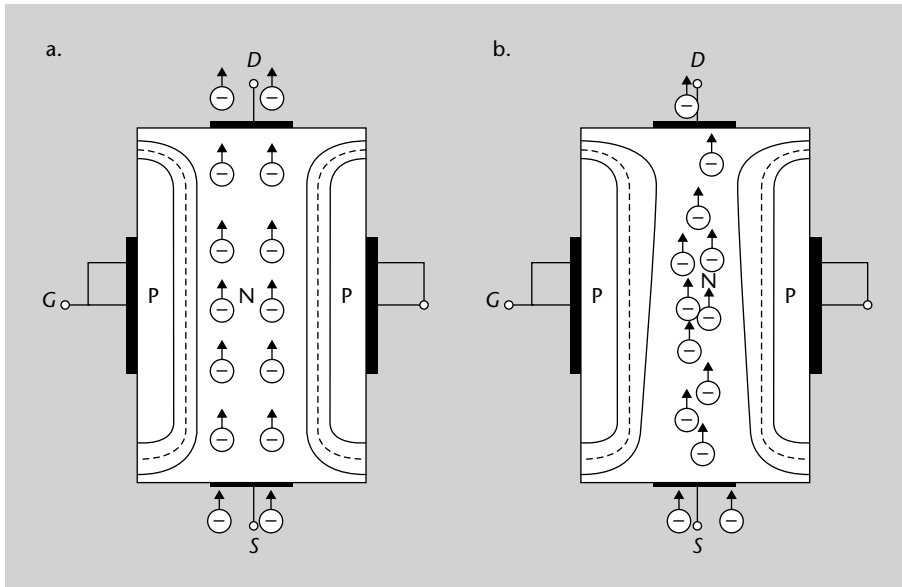
Sobre la barra de semiconductor es dipositen quatre contactes: dos damunt de les unions PN i dos més sobre els extrems superior i inferior del dispositiu. Els terminals superior i inferior es denominen **drenador** i **font**, respectivament, i es representen amb les seves sigles en anglès, *D* de *drain* i *S* de *source*. Els dos contactes sobre les unions PN solen estar curtcircuitats entre si i reben el nom de **porta**, representat amb la lletra *G*, de l'anglès *gate*. Per aquest motiu, apareix la lletra *G* a banda i banda del dispositiu en la figura 49. Així, el JFET és un dispositiu de tres terminals.

El JFET és un dispositiu de tres terminals, denominats:

- porta, *gate*, *G*
- drenador, *drain*, *D*
- font, *source*, *S*

Quan es connecta una font de tensió entre el drenador i la font, els portadors de càrrega, que en aquest cas són els electrons, entren al dispositiu a través de la font, *S*, (d'aquí ve el nom), passen a través del canal i surten pel drenador, *D*, (el nom del qual prové del fet que actua traient els portadors de dispositiu), com podeu veure en la figura 52a.

Figura 52. Moviment d'electrons en un JFET

**Figura 52**

a. La figura representa el moviment d'electrons que es produeix dins d'un JFET de canal N. En aquest, els electrons entren per la font, travessen el dispositiu i surten pel drenador. La facilitat amb la qual els electrons passen a través del canal està controlada per mitjà de la tensió de porta.

b. La figura mostra l'efecte d'aplicar una tensió de porta que fa que la zona de càrrega espacial augmenti i dificulti el pas dels electrons. Per tant, el corrent està controlat per la tensió de porta.

Si en aquest moment s'aplica una font de tensió a la porta, G, llavors la zona espacial de càrrega canvia la seva amplitud facilitant o dificultant el pas de corrent. En la figura 52b podeu veure com, a manera d'exemple, l'amplada de la zona espacial de càrrega ha augmentat i, com a conseqüència d'això, dificulta el pas d'electrons, la qual cosa fa que el corrent total a través del dispositiu sigui menor. D'aquesta manera, el corrent entre els terminals drenador i font es pot controlar per mitjà de la tensió de la porta. Aquesta és la característica fonamental dels JFET.

En aquest moment, podem deduir quina és la diferència bàsica pel que fa al funcionament dels BJT. En aquests, el corrent travessa les unions PN, mentre que en els JFET el corrent es mou al llarg del canal sense travessar en cap moment les unions. Si volem que sigui aquest el mode de funcionament del transistor, necessitem que les unions PN estiguin polaritzades en inversa perquè no hi hagi possibilitat que hi hagi un flux de corrent a través d'aquestes. Si això és així, per la porta no circularà cap corrent, ja que les unions actuaran com a circuits oberts i el terminal de porta no està en contacte directe amb el corrent que circula pel dispositiu.

En els BJT, el corrent travessa les unions PN, mentre que en els JFET el corrent es mou al llarg del canal sense travessar en cap moment les unions. Per això, les unions PN hauran d'estar polaritzades sempre en inversa.

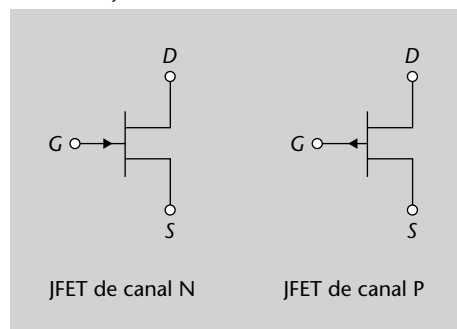
JFET de canal P

Si en lloc d'un JFET de tipus N poséssim un JFET de tipus P, el mode de funcionament seria equivalent canviant electrons per forats, els sentits de moviment d'aquests i els noms dels terminals corresponents.

3.2.2. Símbols circuitalis i configuracions del JFET

De la mateixa manera que vam fer en el subapartat 1.1., en la figura 53 podeu veure els símbols que representen els JFET en els circuits elèctrics.

Figura 53. Representació circuital dels transistors JFET



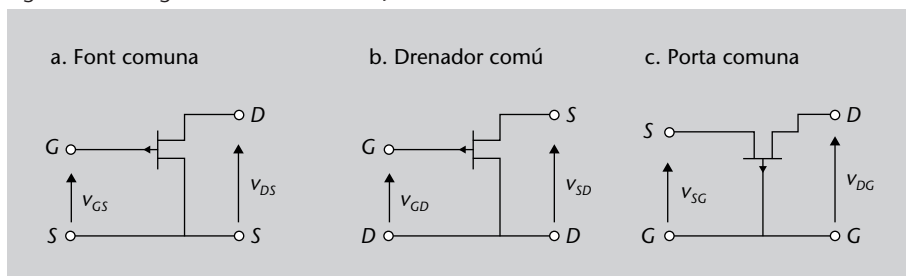
Com veieu, els símbols són diferents dels usats per al BJT. En aquests, ja s'ha indicat la notació habitual per a la porta (G), el drenador (D) i la font (S). A més, de la mateixa manera que per als BJT, podem distingir fàcilment entre els símbols de tots dos tipus de JFET mitjançant un truc: la fletxa del terminal de porta sempre apunta des de la part P cap a la N.

Igual que els BJT, els JFET es poden usar en tres configuracions diferents, segons sigui la font, el drenador o la porta el terminal comú als circuits d'entrada i de sortida.

Les diferents configuracions del JFET estan representades en la figura 54 i són les següents:

- El JFET en font comuna en la figura 54a.
- El JFET en drenador comú en la figura 54b.
- El JFET en porta comuna en la figura 54c.

Figura 54. Configuracions del transistor JFET



Una vegada ja us heu fet una idea de la manera de funcionar dels JFET, els símbols circuital i les configuracions possibles, n'analitzarem amb una mica més de detall el principi de funcionament per a obtenir les característiques d'intensitat voltatge.

Figura 53

Símbols circuital internacionals dels transistors JFET.

Terminals del JFET

Normalment, no s'escriuen les lletres que representen cada terminal del transistor en els circuits elèctrics. Per això, és important saber identificar bé quin és cadascun a partir únicament del seu símbol circuital.

Figura 54

Diferents configuracions possibles dels JFET. En aquest cas, hi pot haver diferents configuracions:

- Font comuna.
- Drenador comú.
- Porta comuna.

3.3. Característiques d'intensitat voltatge del JFET

En aquest subapartat, analitzarem amb una mica més de detall el funcionament del JFET en funció de les tensions aplicades als terminals. Com a resultat de l'anàlisi, deduirem les característiques de tensió corrent del dispositiu que ens permetran disposar del model elèctric.

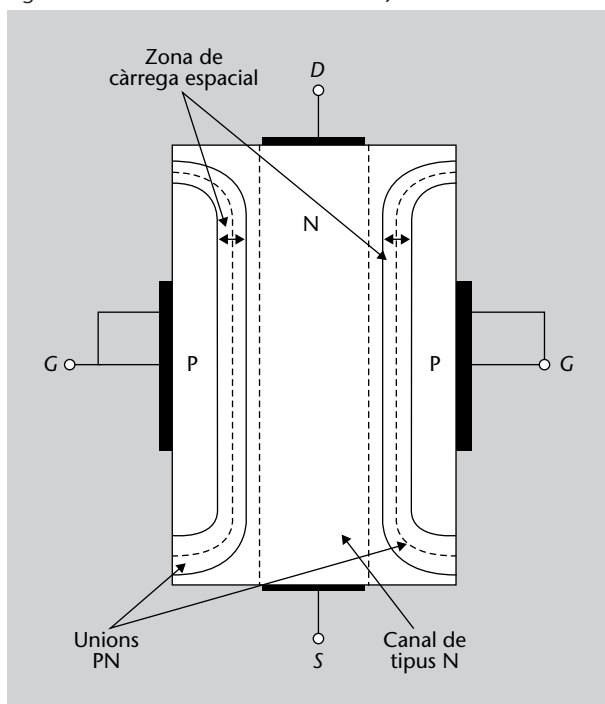
3.3.1. Influència de la tensió de drenador en absència de tensió de porta

En primer lloc, començarem l'anàlisi quan $v_{GS} = 0$, és a dir, quan no hi ha tensió aplicada a la porta, G, mesurada des del terminal de font, S, i variarem el potencial v_{DS} , que és el de drenador, D, pel que fa a la font, S. D'aquesta manera, el terminal que actua controlant el corrent no exerceix cap paper i analitzem el comportament com si es tractés d'un element de dos terminals.

L'estudi de la influència de v_{DS} comença des d'un valor zero i a continuació el pujarem per veure què ocorre:

- Si $v_{DS} = 0$ i $v_{GS} = 0$ estem davant d'un dispositiu en equilibri. En tal cas, una representació gràfica del dispositiu és la donada en la figura 55, on podeu veure els contactes que defineixen els terminals, les unions PN i la zona espacial de càrrega al voltant de la unió.

Figura 55. Estructura física del transistor JFET de canal N



Equilibri de semiconductors

Recordeu que un semiconductor arriba a un estat d'equilibri quan no hi ha fonts externes connectades a ell.

Figura 55

JFET en absència d'excitació externa. El dispositiu està en equilibri i hi ha una zona espacial determinada de càrrega al voltant de les unions PN.

- A continuació, augmentem el valor de la tensió v_{DS} . En fer aquest procediment, la porta i la font estan al mateix potencial, ja que $v_{GS} = 0$ i, per tant, la zona espacial de càrrega prop de la font, S, no es distorsiona. No obstant això, ara que la diferència de potencial entre la font i el drenador és positiva, ocorren tres fenòmens que estan representats en la figura 56:
- Les unions PN de la porta es troben polaritzades en inversa. En efecte, com v_{DS} és positiu, hi ha més tensió en el canal que en la porta i, per tant, les unions estan polaritzada en inversa. Com a conseqüència, no hi ha flux de corrent a través d'aquestes.

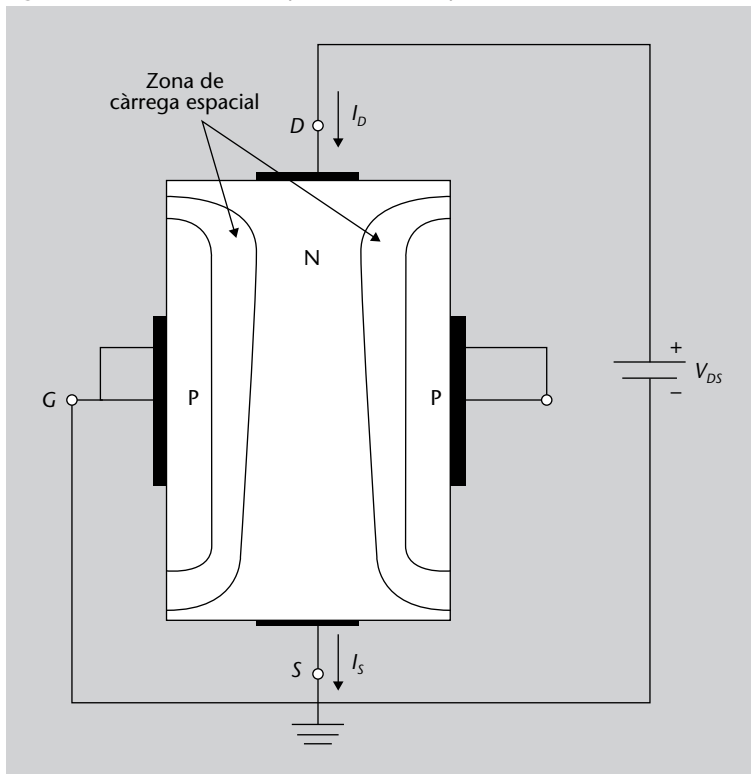
Figura 56. Transistor JFET en aplicar una tensió positiva v_{DS} 

Figura 56

Efecte de l'aplicació d'una tensió drenador-font positiva. No circula corrent a través de la base, circula corrent pels terminals de drenador i font i la zona de càrrega espacial s'eixampla al costat del drenador.

- El drenador comença a atreure electrons cap a si, ja que el pol positiu de la font al qual està connectat els atreu. Com a resultat, apareix un corrent I_D que travessa el canal des de la font. Per tant, com per les unions PN no passa corrent, el corrent de porta és zero, $I_G = 0$ i el corrent de font coincideix amb el de drenador $I_S = I_D$.
- Com s'aprecia en la figura 56, la zona de càrrega espacial es distorsiona al voltant del drenador i es fa més ampla.

Sentit del corrent

Recordeu que el corrent elèctric té, per conveni, el sentit contrari al moviment dels electrons.

Caiguda de potencial

La caiguda de potencial associada a un camp elèctric depèn de la distància recorreguda segons l'equació $\Delta V = -E \Delta d$, en què E és el camp elèctric i d és la distància. Per tant, el potencial va caient uniformement amb la distància.

Val la pena detenir-se una mica més en aquest últim procés. En aplicar una tensió v_{DS} positiva entre els terminals, aquesta va caient des del valor positiu fins a zero al llarg del canal. D'aquesta manera el drenador, que està més allunyat de la font, estarà a un potencial més gran que qualsevol punt intermedi del canal. Aquest fet implica que la unió PN sent un potencial invers més gran a la zona del drenador que a la de la font. Com a conseqüència, la zona de càrrega espacial serà més gran en la part del drenador, la qual cosa dóna lloc a aquesta imatge bombada que podeu veure en la figura 56 i que fa que l'amplada del canal sigui més petita en la part del drenador.

Si la tensió v_{DS} és petita, l'estrenyiment no serà gaire gran i, per a increments petits de tensió, el corrent també s'incrementarà: el dispositiu es comportarà com una resistència. Per tant, hi haurà una relació lineal entre la tensió aplicada i la intensitat que circula pel canal, com estableix la llei d'Ohm. De fet, el JFET es comportarà com una resistència de valor petit.

Vegeu també

Podeu consultar la llei d'Ohm en l'annex de l'assignatura.

- Vegem què ocorre ara en augmentar indefinidament la tensió v_{DS} . Si la tensió aplicada es torna massa gran, l'estrenyiment del canal es fa més important i dificulta cada vegada més el pas dels portadors, com està representat en les figures 57a i 57b, on podeu veure com augmenta la zona espacial de càrrega en augmentar la tensió v_{DS} . D'aquesta manera, el corrent no creix tant com abans (quan v_{DS} era petita) en augmentar la tensió i es perd el comportament lineal. A mesura que el voltatge va augmentant, arriba un moment en el qual el canal s'escanya a causa que la zona espacial de càrrega de cada unió s'ha eixamplat tant que s'arriben a ajuntar, com mostra la figura 57c. La tensió per a la qual es produeix l'estrangulament es denomina **tensió de saturació** i es representa com a v_{DSsat} .

Podríeu pensar que en aquestes condicions no circula corrent entre el drenador i la font. Això no és així, i **hi ha un corrent entre drenador i font representat com a I_{Dsat}** . Aquest resultat pot semblar sorprenent, però veurem que ha de ser així per l'argument següent: si no circulés corrent entre el drenador, D, i la font, S, llavors no circularia corrent per tot el canal. Entre aquests hi hauria una caiguda de potencial de zero, ja que si no fos així hi hauria corrent. Si la caiguda de potencial és zero, llavors no hi hauria deformació de les zones espacials de càrrega i no estaríem en la situació d'estrangulament, la qual cosa és una contradicció i, per tant, hi ha de circular corrent.

A manera de conclusió, en condicions d'estrangulament, és a dir, quan el valor de la tensió drenador-font, v_{DS} , arriba a la tensió de saturació, $v_{DS} = v_{DSsat}$, hi ha d'haver necessàriament un corrent entre font i drenador, i es representa per I_{Dsat} .

Figura 57. Increment de la tensió v_{DS}

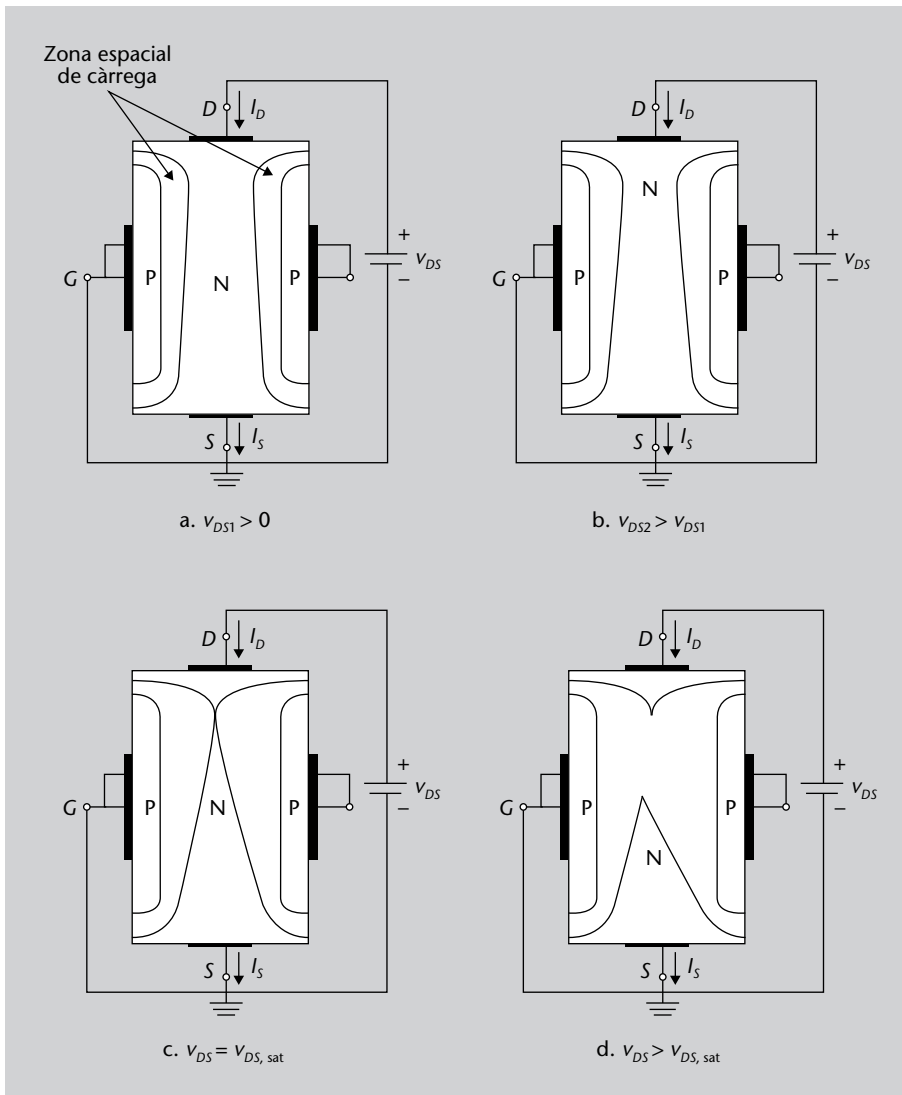


Figura 57

Procés que ocorre dins del material en augmentar la tensió v_{DS} . En augmentar v_{DS} , les ZCE s'eixamplen fins que arriba un moment en el qual es produeix l'estrangulament del canal en la figura c. Llavors, el corrent a través del dispositiu roman constant.

Les tensions v_{DS} més grans que la tensió de saturació provocarien que les zones espacials de càrrega s'ajuntessin cada vegada més, com mostra la figura 57d). Aquestes tensions més grans, no obstant això, no causen un increment en el corrent i , per tant, s'arriba també al corrent de saturació, $I_{D, sat}$. Aquest corrent de saturació és el corrent més gran que podem tenir en un transistor JFET.

La relació entre el potencial v_{DS} i el corrent I_D en cadascun de les casos descrits està reflectida en la figura 58.

Seguirem el mateix procediment que abans. Partirem de $v_{DS} = 0$ i n'anirem augmentant el valor. En la figura 58a podeu veure la regió de tensions $v_{DS} < v_{DS, sat}$. En aquesta regió hi ha una proporcionalitat entre la tensió i el corrent que travessa el dispositiu. Per això, rep el nom de regió **lineal**, que correspon al comportament, segons la llei d'Ohm, d'una resistència.

En la figura 58b podeu veure que, a mesura que ens anem apropant a la tensió de saturació, es perd aquest comportament lineal i la relació entre la tensió i

Tensions i corrents

Recordeu que la tensió v_{DS} representa la tensió de drenador mesurada des de la font i que I_D representa el corrent de drenador.

el corrent es torna no lineal. Quan assolim $v_{DS_{sat}}$, estem en la condició d'estrangulament. Si ara continuem augmentant v_{DS} per sobre de la tensió de saturació, llavors el corrent es manté constant a causa de l'estrangulament, com representa la figura 58c. Aquesta última gràfica representa el comportament global del JFET quan $v_{GS} = 0$.

Figura 58. Característica I-V del JFET quan $v_{GS} = 0$

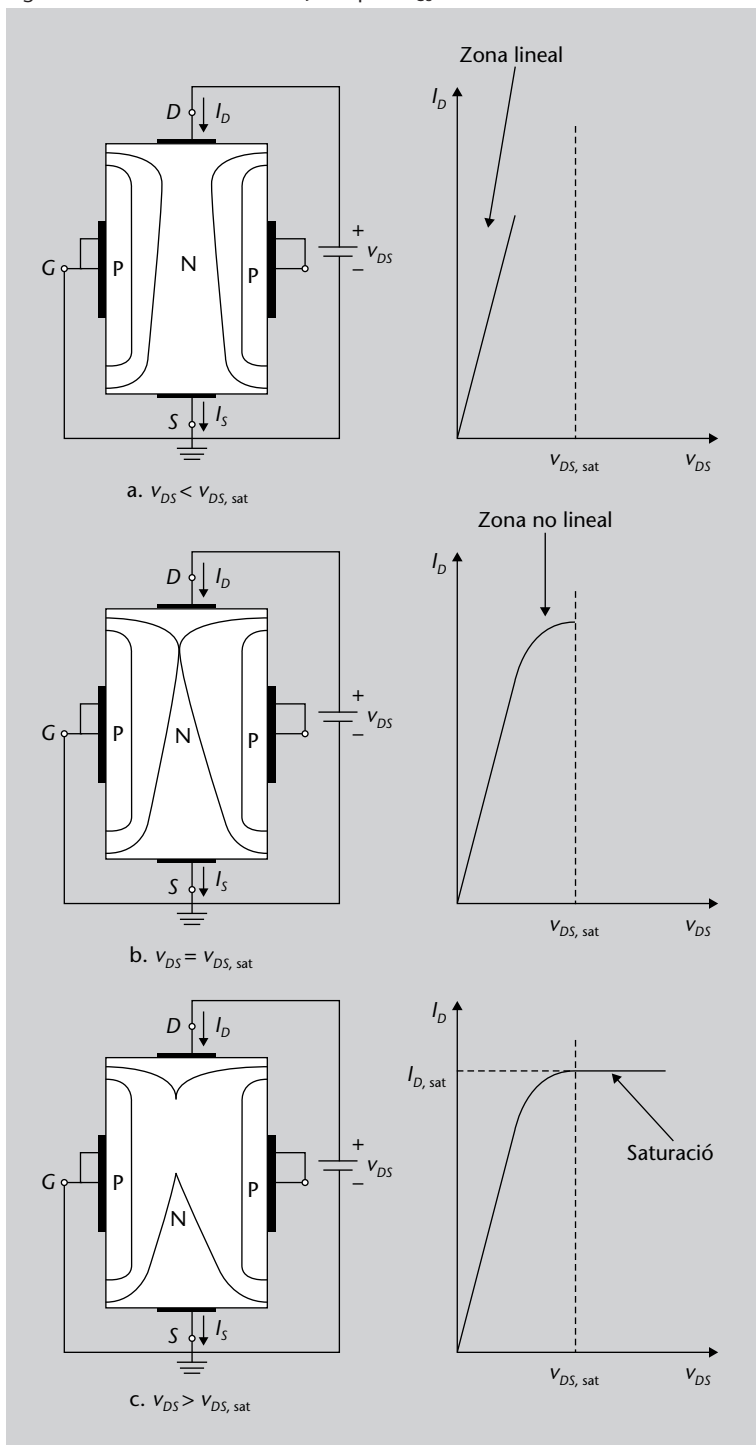


Figura 58

Característica I-V del JFET que mostra la relació que hi ha entre el corrent de drenador i la tensió drenador-font quan $v_{GS} = 0$. En la figura a s'observa la regió lineal, quan les zones espacials de càrrega no s'han ajuntat encara. En la figura b podeu veure el punt d'estrangulament i el comportament no lineal en el corrent que es produeix en arribar. Finalment, la c mostra el comportament a la zona de saturació.

Si la tensió v_{DS} continua augmentant indefinidament, arriba un moment en el qual es fa tan gran que pot provocar la **ruptura** del dispositiu i llavors el corrent a través seu es torna molt gran. Aquesta és una situació que s'allunya

de la que busquem durant el disseny dels circuits electrònics basats en JFET, i l'evitarem.

Fins aquí heu estudiat el comportament del transistor quan $v_{GS} = 0$. A continuació, veurem què ocorre amb el seu comportament en canviar els valors de v_{GS} . Així, ja tindrem el comportament del JFET en tots els casos possibles.

3.3.2. Influència de la tensió de drenador amb tensions de porta negatives

Per completar l'estudi de les característiques del JFET, n'estudiarem el comportament quan $v_{GS} < 0$, és a dir, quan la tensió de la porta mesurada des de la font és negativa. Noteu que, en aquest cas, les unions PN estan polaritzades en inversa, que és el cas que ens interessa, ja que el que es vol és que els portadors circulin pel canal des de la font fins al drenador i no que travessin les unions, com veieu en la figura 59. Per tant, només estudiarem el cas de tensions v_{GS} negatives.

Unions polaritzades en inversa

Una unió PN està polaritzada en inversa quan el potencial de la part N és més gran que el de la part P.

Figura 59. Moviment desitjat dels electrons

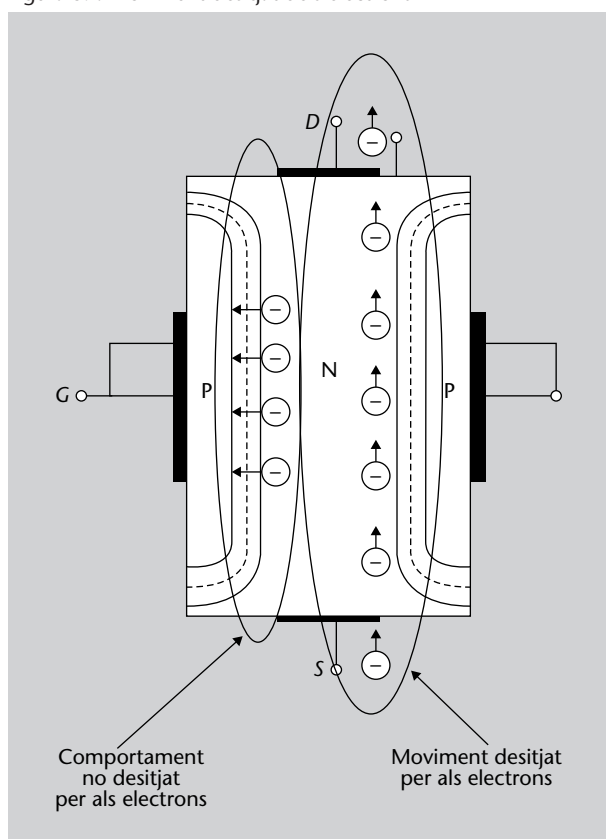


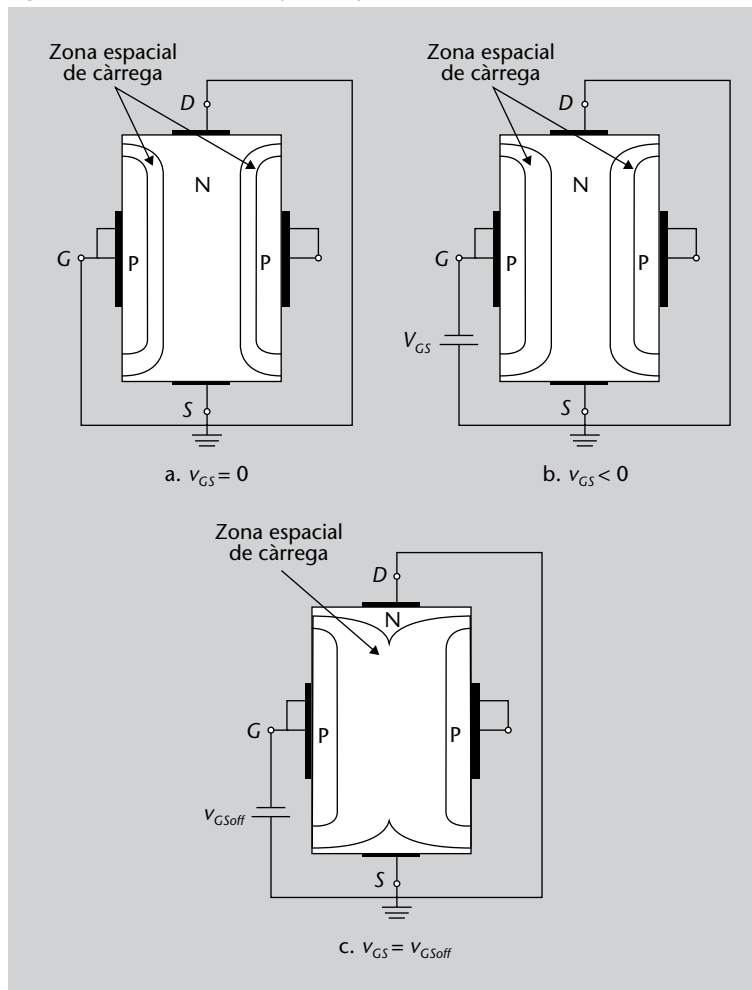
Figura 59

Comportament desitjat per als electrons que es mouen des de la font, S, fins al drenador, D, sense poder sortir per la porta, G.

Quan $v_{GS} < 0$, les unions PN estan polaritzades en inversa, i per tant la regió de càrrega espacial al voltant seu es fa més gran. Per tant, en aquest cas el canal es torna més estret. En la figura 60 podeu veure aquest procés.

Vegeu també

La polarització de les unions PN i la regió de càrrega espacial al voltant d'aquestes s'estudien en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions".

Figura 60. Zona lineal del dispositiu quan $v_{GS} < 0$ **Figura 60**

Mida de les ZCE quan la tensió de porta i font és negativa, $v_{GS} < 0$. En la figura a podeu veure la mida de la ZCE quan $v_{GS} = 0$. En la figura b la tensió es fa negativa i la zona de càrrega espacial augmenta. Si aquesta tensió es fa molt negativa, les dues zones s'ajunten, com mostra la figura c.

En la figura 60a podem veure les zones espacials de càrrega de les unions quan $v_{GS} = 0$. Si ara apliquem una tensió $v_{GS} < 0$, veiem en la figura 60b com les zones espacials de càrrega s'han ampliat. Si continuem disminuint v_{GS} , arriba un moment en el qual les unions s'han eixamplat tant que s'acaben fonent en una única, com mostra la figura 60c. Vegem com afecta aquesta modificació de les zones espacials de càrrega el pas d'electrons.

Mentre la tensió aplicada no sigui gaire gran en valor absolut, les zones espacials de càrrega no s'eixamplen prou per a dificultar massa el pas dels electrons i aquests encara poden travessar el canal. En aquest cas, el flux és més gran com més gran sigui la diferència de potencial v_{DS} . Per tant, el JFET es continua comportant com una resistència (amb una dependència lineal entre voltatge i corrent), però en aquest cas amb un pendent més petit que quan $v_{GS} = 0$, com il·lustra la figura 61, en la qual es mostren les rectes que caracteritzen el dispositiu per a diferents tensions v_{GS} i com varia el pendent.

A mesura que v_{GS} és més petit (és a dir, augmenta en valor absolut, ja que és negativa) el pendent és menor, ja que els portadors troben més resistència al

pas al canal. Això fa que en la figura 61 les rectes corresponents a una tensió v_{GS} menor estiguin per sota de la recta corresponent a $v_{GS} = 0$.

Figura 61. Zona de càrrega espacial quan $v_{GS} < 0$

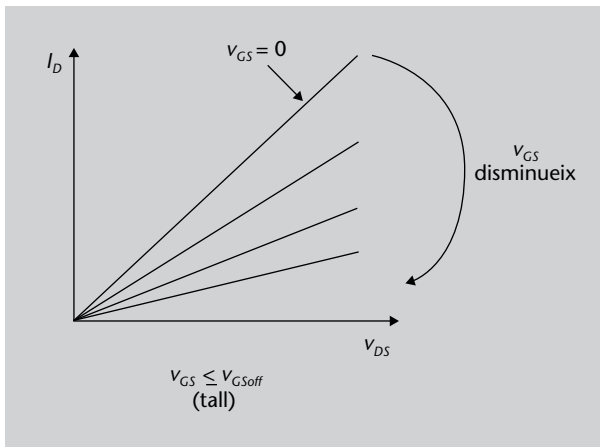


Figura 61

Representació de la zona lineal del dispositiu per a diferents valors de v_{GS} . S'observa que el pendent es fa més petit a mesura que la tensió v_{GS} disminueix, (es fa més gran en valor absolut). Noteu que es representa la intensitat (I) enfront de la tensió (v) en lloc de fer-ho a l'inrevés i que, per tant, el pendent d'aquesta recta és la inversa de la resistència. En conseqüència, si el pendent disminueix, la resistència augmenta.

Si v_{GS} és molt negativa, igual o més petita que una **tensió llindar**, $v_{GS(off)}$, llavors el pendent de la recta ha descendit tant que es converteix en l'eix horitzontal, com veieu en la figura 61. En conseqüència, no pot circular corrent pel dispositiu. Diem llavors que el JFET està en estat de **tall**.

La tensió $v_{GS(off)}$ és una tensió característica de cada JFET i el seu valor l'ha de proporcionar el fabricant.

Arribats a aquest punt, si la tensió v_{GS} es torna massa negativa, llavors arriba un moment en el qual les unions PN es poden perforar. Estarem llavors a la regió de **ruptura** del dispositiu. És important destacar que, una vegada la tensió v_{GS} ha descendit per sota de $v_{GS(off)}$, el corrent que circula pel dispositiu és pràcticament nul. Per tant, el fet de disminuir encara més la tensió v_{GS} (molt per sota de $v_{GS(off)}$) no causa cap variació apreciable en el corrent, només possibilita que les unions PN es puguin perforar.

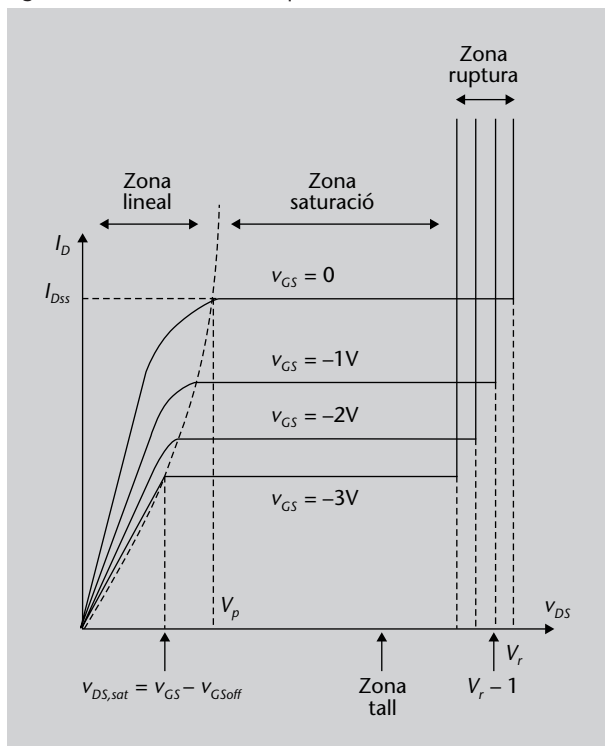
Estat de tall

No heu de confondre l'estat de tall amb la tensió llindar. El **tall** representa un estat del transistor, mentre que el **llindar** fa referència a un valor concret de la tensió v_{GS} .

Si fixem un valor constant i negatiu de v_{GS} i a continuació modifiquem v_{DS} , llavors observem el mateix comportament que el descrit en el subapartat 3.3.1. per a $v_{GS} = 0$; el corrent s'arriba a saturar a causa de l'estrangulament del canal prop del drenador. Per tant, el que es té són rèpliques de les característiques mostrades en la figura 58c però per a valors més petits del corrent de drenador I_D . En la figura 62 podeu veure dibuixades com quedarien les característiques del JFET.

En la figura 62 podeu veure les corbes característiques per a un JFET de canal N. Hi podeu observar el corrent de drenador I_D representat enfront de la tensió v_{DS} per a diferents valors de la tensió de porta v_{GS} . Com podeu veure, són corbes molt semblants a les de la figura 58c però desplaçades verticalment a causa de l'augment de resistència que representa l'aplicació d'una tensió de porta negativa que polaritza inversament les unions PN.

Figura 62. Corbes característiques I-V del transistor JFET



També podeu veure en la figura 62 el valor de v_{DS} que fa que s'assoleixi la saturació quan $v_{GS} = 0$. Aquest valor concret de tensió es denomina algunes vegades V_p de *pinch-off* perquè fa referència al moment en el qual comença l'estrangulament. Per a molts dispositius, el valor de $v_{GS,off}$ coincideix en valor absolut amb V_p , però és de signe oposat, de tal manera que $v_{GS,off} = -V_p$.

El valor de la tensió v_{DS} a la qual es produeix saturació per a una tensió de referència v_{GS} es pot calcular com:

$$v_{DS,sat} = v_{GS} - v_{GS,off} \tag{171}$$

a causa que podem considerar que totes dues tensions v_{GS} i v_{DS} sumen els seus efectes per a produir l'estrangulament. Per tant, la diferència de valors en l'equació 171 és la responsable de la saturació en corrent del dispositiu.

Les zones de treball del transistor JFET estan representades en la figura 62 i són les següents:

- zona de tall,
- zona lineal o òhmica,
- zona de saturació,
- zona de ruptura.

Tensions en les equacions

Recordeu que, en totes les equacions, les tensions han de participar amb els seus signes respectius. Així, la tensió $v_{GS,off}$ en l'equació 171 és negativa i hi ha d'entrar amb aquest signe. Com a resultat, estarà sumada a v_{GS} .

Zona òhmica

La zona lineal també rep el nom de **zona òhmica**, ja que la llei d'Ohm defineix un comportament lineal entre el voltatge i el corrent.

Aquestes zones responen comportaments diferenciats del JFET i val la pena detenir-se amb cert detall en cadascuna d'aquestes, de la mateixa manera que vam fer en el subapartat 1.5. per al transistor BJT.

3.3.3. Zones de treball d'un JFET

En aquest subapartat, analitzarem amb una mica més de detall les zones de treball d'un transistor JFET obtingudes en el subapartat 3.3.2. i representades en la figura 62.

Zona de tall

Començarem l'estudi per la zona de tall. Com podeu veure en la gràfica 62, aquesta zona es correspon amb el semieix horitzontal positiu fins a la tensió de ruptura. En conseqüència, el corrent de drenador és zero, $I_D = 0$, independentment del valor del voltatge v_{DS} .

El transistor es troba operant a la regió de tall quan la tensió v_{GS} és més petita que la seva tensió llindar:

$$v_{GS} \leq v_{GS_{off}} \quad (172)$$

En aquesta situació, el canal es troba completament tancat i aquesta condició no és compatible amb l'existència de corrent a través seu. El transistor actua, per tant, com un circuit obert. Prosseguim amb la zona òhmica o lineal.

Zona òhmica o lineal

El transistor opera a la zona lineal quan, per a un valor fix de v_{GS} , la tensió v_{DS} és superior a la tensió de saturació.

El JFET és a la zona lineal quan:

$$v_{DS} \leq v_{GS} - v_{GS_{off}} \quad (173)$$

en què $v_{GS_{off}}$ és la tensió llindar.

En aquesta regió el transistor es comporta com una resistència de valor controlat per la tensió v_{GS} , sobretot per a valors petits de v_{DS} . Això és així, ja que, com podeu apreciar en la figura 62, hi ha una relació lineal entre I_D i v_{DS} la pendent de la qual (que és l'invers de la resistència) canvia en funció dels valors de la tensió de porta, v_{GS} . A mesura que v_{GS} disminueix, el canal s'estreny i el pendent disminueix a causa que els portadors troben més resistència en el seu recorregut a través del canal, tal com mostrava la figura 60.

D'altra banda, en augmentar el valor de v_{DS} i aproximar-se al valor de saturació, es perd la linealitat a causa que el canal s'acosta de nou a l'estrangulament. Si augmentem massa la tensió v_{DS} , s'arriba a la zona de saturació.

Zona de saturació

El transistor es troba a la zona de saturació per a valors de v_{DS} superiors al de saturació.

El transistor es troba en saturació quan:

$$v_{DS} \geq v_{DS_{sat}} \quad (174)$$

en què $v_{DS_{sat}}$ és el valor de la tensió de saturació, que depèn del valor aplicat de v_{GS}

En aquesta situació, el corrent I_D és constant i no depèn del valor concret de la tensió aplicada v_{DS} ; tan sols depèn del valor de v_{GS} . Per tant, en aquesta zona de treball, el transistor es comporta com una font de corrent de valor controlat per la tensió de porta, v_{GS} .

L'equació que relaciona en la zona de saturació el valor constant del corrent I_D amb el valor de la tensió de porta v_{GS} és la següent:

$$I_D = I_{D_{ss}} \left(1 - \frac{v_{GS}}{v_{GS_{off}}} \right)^2 \quad (175)$$

en què $I_{D_{ss}}$ és el corrent de saturació del dispositiu quan $v_{GS} = 0$.

D'aquesta manera, ja tenim l'equació que lliga totes dues variables, I_D i v_{GS} , entre si. Finalment, l'última zona de treball en la qual ens detindrem és la zona de ruptura.

Zona de ruptura

Com heu vist en el subapartat 3.2., el transistor JFET està compost de dues unions PN polaritzades en inversa. A més, aquesta polarització inversa és més gran com més petit sigui el valor de v_{GS} .

Quan una unió PN es troba polaritzada en inversa llavors la zona espacial de càrrega augmenta. No obstant això, aquesta tensió inversa no es pot augmentar indefinidament, ja que si se supera un valor determinat (tensió de ruptura, V_z , característic de cada unió, que sol proporcionar el fabricant en els fulls de característiques) la unió es perfora, la qual cosa produeix la ruptura del dispositiu.

Les unions es troben més fortament polaritzades en el costat del drenador, ja que la caiguda de tensió drenador-porta és més gran que la de porta-font. Llavors, es produirà la ruptura de les unions quan

$$v_{DG} > V_z \quad (176)$$

En aquest sentit, ja que $v_{DS} = v_{DG} + v_{GS}$, el transistor es troba a la seva zona de ruptura quan

$$v_{DS} \geq V_z + v_{GS} \quad (177)$$

Si tenim en compte que la tensió v_{GS} és negativa, el valor de la tensió v_{DS} de ruptura anirà disminuint en anar disminuint el valor de v_{GS} . Aquest és el motiu pel qual les corbes de ruptura tallen les corbes de saturació en la figura 62.

D'aquesta discussió sobre les regions de funcionament es pot deduir un fet que ocorre de manera semblant que en els BJT: si volem que el transistor treballi en una regió independentment del valor de tensió variable en el temps que es connecti a la seva porta, és necessari un **circuit de polarització**. Aquest circuit l'obligarà a comportar-se sempre de la mateixa manera encara que el senyal d'entrada variï en el temps. La raó és que el circuit de polarització superposarà, com en el cas del BJT, un senyal continu sobre el senyal variable en el temps que farà que el valor de la tensió de porta no oscil·li massa per a canviar-ne la regió de funcionament.

En el subapartat següent coneixereu alguns dels circuits de polarització més típics en transistors JFET.

Polaritat de v_{GS}

Recordeu que v_{GS} ha de ser negatiu perquè les unions estiguin en inversa i, per tant, com més petit sigui aquest valor, més en inversa estaran polaritzades les unions.

Vegeu també

La unió PN s'estudia en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions" d'aquesta assignatura.

Recordeu que representem la tensió de ruptura per V_z .

3.4. Circuits de polarització per al JFET

Igual que en els transistors BJT, el circuit de polarització seleccionarà la regió de funcionament del transistor. En particular, el circuit de polarització seleccionarà el punt de treball al voltant del qual està treballant. La xarxa de polarització es dissenyarà amb el mateix criteri de mantenir la màxima estabilitat possible del punt d'operació enfront de variacions de paràmetres i permetre la màxima amplitud possible en el senyal d'entrada (és a dir, excursió simètrica màxima).

Ens podríem fixar en aquest cas també en l'aplicació del JFET a circuits d'amplificació. De la mateixa manera que els BJT es polaritzen a la regió activa, els transistors JFET es polaritzaran a la regió de saturació per a les seves aplicacions d'amplificació. Per a això, s'utilitzen els circuits que analitzarem en aquest apartat. Començarem amb un circuit elemental i finalitzarem amb una xarxa de polarització per divisió de tensió molt semblant a la que ja vam estudiar en el subapartat 2.1.3. per al transistor BJT.

3.4.1. Circuit de polarització elemental

En primer lloc, ens centrarem en l'estudi d'un circuit de polarització elemental, que ens permetrà situar el transistor a la seva zona de treball de saturació. Això ens permetrà fixar el procediment bàsic per a l'anàlisi, que seguirà uns passos molt semblants als que vam seguir en el subapartat 2.1.3. Després, seguirem aquests passos per a analitzar un circuit de polarització amb una topologia diferent.

El circuit que estudiem en aquest subapartat està representat en la figura 63, i és un dels circuits més típics utilitzats per a polaritzar JFET.

Figura 63. Circuit de polarització elemental per al JFET de canal N

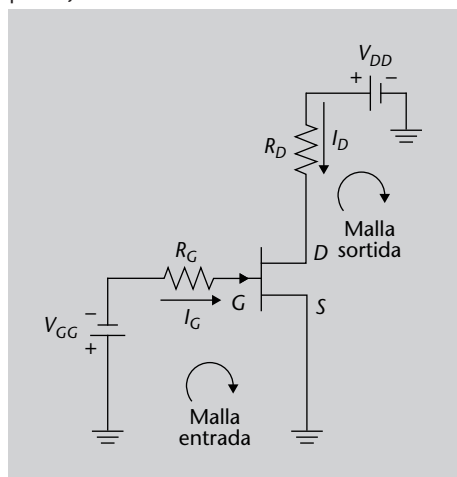


Figura 63

Topologia de polarització per al transistor JFET de canal N, que fa que la regió d'operació del transistor sigui la de saturació.

Per al cas dels JFET, els passos per a analitzar el circuit de polarització són els següents:

1) Apliquem la llei de Kirchhoff de voltatges a la malla d'entrada:

$$V_{GG} + I_G R_G + v_{GS} = 0 \quad (178)$$

2) Com la impedància d'entrada del JFET vista des de la porta, G, és molt alta a causa que la unió PN de la porta està polaritzada en inversa, podem suposar que el corrent que circula per la resistència R_G és molt petit, $I_G \approx 0$, i per tant, de l'equació 178 obtenim:

$$v_{GS} \approx -V_{GG} \quad (179)$$

L'objectiu d'aquest pas és aïllar de l'equació 178 el paràmetre que actua controlant la sortida: en aquest cas, és la tensió v_{GS} i, en el cas del BJT, era el corrent de base I_B .

3) Escrivim la relació entre l'entrada v_{GS} i la sortida I_D per mitjà de l'equació 175, ja que la zona de treball del transistor és la de saturació:

$$I_D = I_{Dss} \left(1 - \frac{v_{GS}}{v_{GS_{off}}} \right)^2 \quad (180)$$

Aquesta equació ens permet calcular el corrent de drenador, I_D .

4) Després, apliquem la llei de Kirchhoff de voltatges a la malla de sortida:

$$V_{DD} = I_D R_D + v_{DS} \quad (181)$$

5) Finalment, aïllem de l'equació 180 el valor de I_D i en substituïm el valor en l'equació 181. A continuació, ja podem aïllar el valor de la tensió v_{DS} :

$$v_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = V_{DD} - I_{Dss} \left(1 - \frac{v_{GS}}{v_{GS_{off}}} \right)^2 R_D \quad (182)$$

D'aquesta manera, ja tenim calculats els valors dels corrents i tensions del dispositiu en el punt de treball o punt Q. En aquest cas, el punt de treball està caracteritzat pels valors $Q = (v_{DS}, I_D)$.

Resistència R_G

La resistència R_G no té cap paper, en ser molt petit el valor del corrent I_G . No obstant això, es col·loca en el circuit per a representar l'efecte de les resistències col·locades en el terminal de porta del transistor que sempre hi ha en un circuit real.

El punt de treball d'un JFET està caracteritzat pels valors $Q = (v_{DS}, I_D)$, en què v_{DS} és la tensió del drenador, D, mesurada des de la font, S, i I_D és la intensitat de drenador.

Vegem en un exemple com podem calcular el punt d'operació.

Exemple 12

Calculeu el punt d'operació del JFET en el circuit de la figura 63 per a les dades següents:

- El fabricant del dispositiu ens informa que $v_{GS_{off}} = -3,5$ V, $I_{D_{ss}} = 5$ mA
- $V_{DD} = 20$ V, $V_{GG} = 2$ V
- $R_G = 10$ k Ω , $R_D = 100$ Ω

Solució

Seguim els passos indicats:

- 1) En primer lloc, apliquem la llei de Kirchhoff de voltatges a la malla d'entrada, equació 178:

$$V_{GG} + I_G R_G + v_{GS} = 0 \quad (183)$$

$$2 + I_G \cdot 10 \cdot 10^3 + v_{GS} = 0 \quad (184)$$

- 2) Com $I_G \approx 0$, podem aïllar v_{GS} ara:

$$v_{GS} = -2 \text{ V} \quad (185)$$

- 3) Ara, mitjançant l'equació 180, calculem el valor corresponent al corrent de drenador, I_D :

$$I_D = I_{D_{ss}} \left(1 - \frac{v_{GS}}{v_{GS_{off}}} \right)^2 \quad (186)$$

$$I_D = 0,005 \left(1 - \frac{-2}{-3,5} \right)^2 = 9,2 \cdot 10^{-4} \text{ A} \quad (187)$$

- 4) Ara que ja tenim I_D , només ens queda trobar v_{DS} . Per a això, apliquem la llei de Kirchhoff de voltatges a la malla de sortida (equació 181):

$$V_{DD} = I_D R_D + v_{DS} \quad (188)$$

- 5) Finalment, aïllem v_{DS} de l'equació 188:

$$v_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 20 - 9,2 \cdot 10^{-4} \cdot 100 = 19,9 \text{ V.} \quad (189)$$

i ja tenim calculat el punt de treball del transistor, que resulta:

$$Q = (v_{DS} = 19,9 \text{ V}, I_D = 9,2 \cdot 10^{-4} \text{ A}) \quad (190)$$

Fixeu-vos que $v_{DS} \geq v_{DS_{sat}} = v_{GS} - v_{GS_{off}} = -2 - (-3,5) = 1,5$ V i per tant el transistor es troba en la seva zona de saturació.

Com veieu, aquest és un mètode de càlcul del punt de treball directe i analític, i serà el que més utilitzareu per a resoldre circuits amb transistors. No obstant

això, de la mateixa manera que vam fer en el subapartat 2.1.3. per al BJT, el punt de treball del transistor també es pot representar d'una manera gràfica mitjançant la recta de càrrega estàtica. La representació gràfica del punt de treball proporciona una eina intuïtiva per a entendre la situació del punt de polarització, encara que des del punt de vista del càlcul sigui menys convenient, ja que és necessari disposar de les corbes característiques en un format editable i poder dibuixar sobre aquestes la recta de càrrega. De totes maneres, aquest procés sempre es pot fer a mà, ja que el fabricant proporciona les corbes i podem dibuixar a sobre seu per a calcular gràficament en paper quadriculat el punt d'operació. Vegem, a continuació, com queda aquesta representació gràfica.

La recta de càrrega per al JFET

En aquest subapartat, veurem com es determina el punt de treball del JFET a partir de la recta de càrrega. El procés és molt semblant al dut a terme en el subapartat 2.1.1. per al BJT. Inicialment, veiem que l'equació de la malla de sortida 182 defineix una recta en el pla (v_{DS}, I_D) , que es diu *recta de càrrega*, i que podeu veure en la figura 64.

Figura 64. Determinació del punt de treball per mitjà de la recta de càrrega

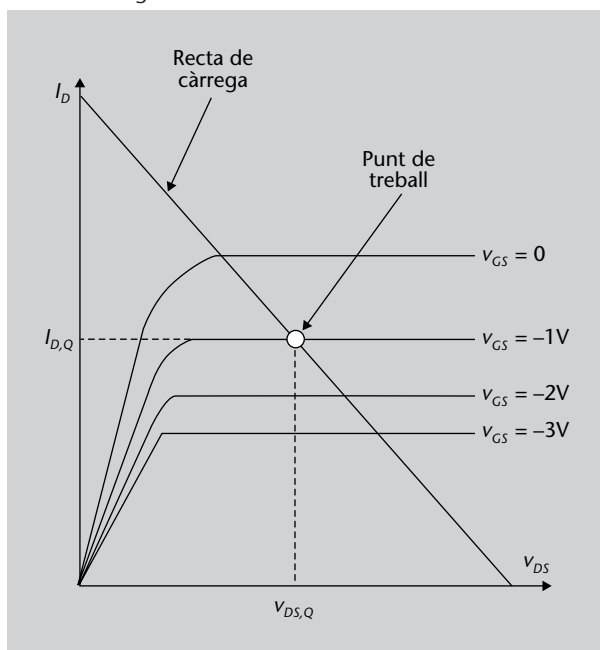


Figura 64

Càlcul gràfic del punt d'operació a partir de les característiques del JFET i de la recta de càrrega. El punt d'operació està definit com la intersecció de totes dues corbes.

Sobre la gràfica de la recta de càrrega se superposen les característiques del JFET, com podeu veure també en la figura 64. El punt d'intersecció de la recta de càrrega amb les característiques és el que defineix el punt de treball del transistor. El valor de v_{GS} es llegeix de la característica del JFET. En la figura 64 podeu veure que es tracta de -1 V. D'altra banda, els valors de $v_{DS,Q}$ i $I_{D,Q}$ del

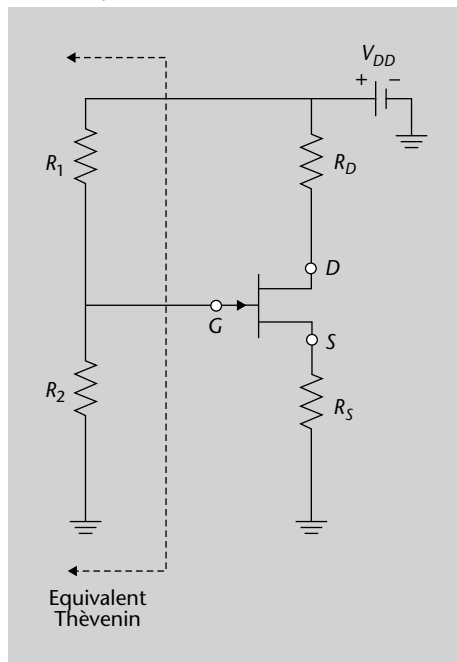
punt de treball es llegeixen com les projeccions en els eixos del punt d'intersecció. D'aquesta manera, calculem el punt de treball d'una manera gràfica.

Aquest circuit ens ha servit per a il·lustrar el procediment d'anàlisi del punt de polarització del transistor i introduir-hi una topologia. No obstant això, el circuit no s'utilitza molt a causa que, a més de necessitar dues fonts, les V_{GG} i V_{DD} , és bastant inestable, ja que no garanteix que estiguem treballant sempre en la regió de saturació. Per a pal·liar aquests desavantatges, disposem de la polarització per divisió de tensió, que veurem en el subapartat següent. D'aquesta manera, disposareu de dos exemples d'anàlisi del punt d'operació per a circuits diferents, que us ajudarà a calcular el punt de treball per a qualsevol altre tipus de circuit de polarització, simplement adaptant el mètode proposat en aquest subapartat.

Polarització per divisió de tensió

La polarització per divisió de tensió està inspirada en els mateixos fonaments que ja va veure en el subapartat 2.1.2. per a la polarització del transistor BJT. Com podeu veure en la figura 65, es tracta de situar el transistor dins d'una configuració circuital d'un divisor de tensió.

Figura 65. Circuit de polarització per divisió de tensió per al JFET de canal N



Terminals del JFET

Recordeu que els terminals del JFET són porta (G), drenador (D) i font (S).

Figura 65

Circuit de polarització del JFET de canal N basat en el principi del divisor de tensió.

En aquest cas, tan sols necessitem una font d'alimentació, determinada per V_{DD} , i les quatre resistències que formen part del circuit. Per a elaborar l'anàlisi, podem seguir els mateixos passos que en el subapartat 3.4.1. No obstant això, per simplificar el procediment, el primer que fem és calcular l'equivalent Thévenin dels components marcats en la figura 65. Per a procedir amb la

simplificació, primer redibuixem el circuit de la figura 65 d'una manera més convenient en la figura 66.

Figura 66. Redibuix del circuit de polarització per divisor de tensió

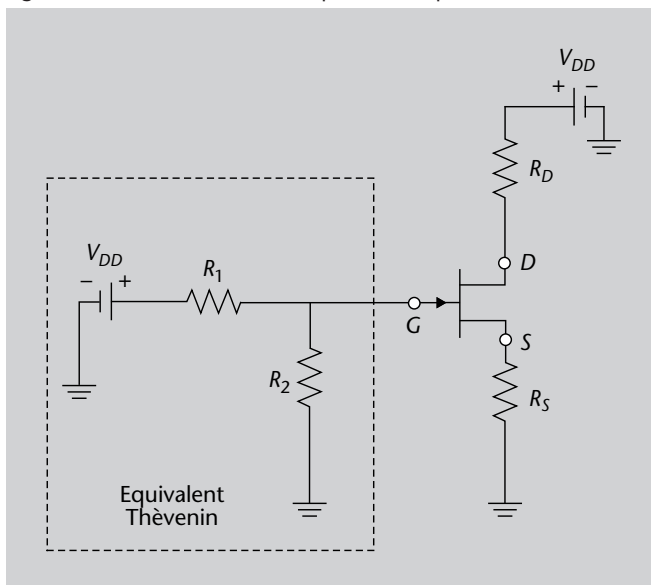


Figura 66

Circuit de polarització per divisió de tensió en el qual s'ha redibuixat el circuit d'entrada per a poder-ne calcular més fàcilment l'equivalent Thévenin.

Ara veiem que les resistències R_1 i R_2 estan col·locades en paral·lel i que el voltatge equivalent Thévenin és el que apareix en el terminal de font, S. El resultat és el circuit equivalent mostrat en la figura 67, on els valors dels components equivalents, V_{Th} i R_{Th} , són:

$$V_{Th} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{191}$$

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \tag{192}$$

Figura 67

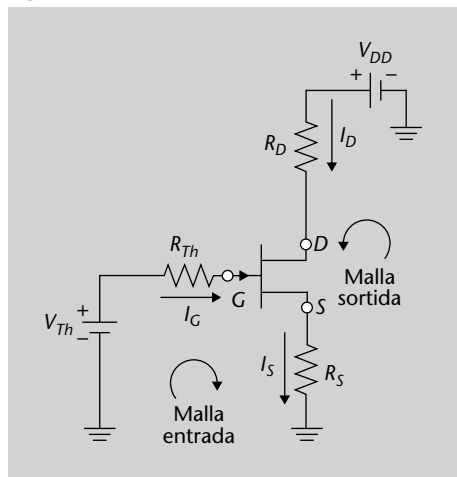


Figura 67

Circuit equivalent Thévenin de la polarització per divisió de tensió.

Ara estem en disposició d'enumerar els passos que hem de seguir per a determinar el punt d'operació:

1) Escrivim l'equació de malla (lleï de Kirchhoff de voltatges) a l'entrada:

$$V_{Th} = I_G R_{Th} + v_{GS} + I_S R_S \quad (193)$$

2) Com la impedància d'entrada del JFET vista des de la porta és molt alta a causa que la unió PN de la porta està polaritzada en inversa podem suposar que $I_G \approx 0$ i, per tant, $I_S \approx I_D$, donat que la lleï de Kirchhoff de corrents estableix que: $I_S = I_G + I_D$. Sota aquesta aproximació, l'equació 193 es converteix en:

$$V_{Th} \approx v_{GS} + I_D R_S \quad (194)$$

L'objectiu d'aquest pas torna a ser aïllar de l'equació 194 el paràmetre que actua controlant la sortida: en aquest cas, hem d'aïllar la tensió v_{GS} . El problema que tenim ara és que hi ha dos paràmetres desconeguts en l'equació 194, v_{GS} i I_D . Necessitem trobar una altra equació que els relacioni per a formar un sistema de dues equacions amb dues incògnites i així poder-los aïllar tots dos. L'altra equació que els relaciona és la característica del JFET.

3) Escrivim la relació entre l'entrada v_{GS} i la sortida I_D utilitzant l'equació 180:

$$I_D = I_{Dss} \left(1 - \frac{v_{GS}}{v_{GSoff}} \right)^2 \quad (195)$$

Les equacions 194 i 195 formen un sistema de dues equacions amb dues incògnites que ens permeten aïllar v_{GS} i I_D .

4) Després, escrivim l'equació de malla a la sortida utilitzant la lleï de Kirchhoff de voltatges:

$$V_{DD} = I_D R_D + v_{DS} + I_S R_S \quad (196)$$

5) Finalment, usem el fet que $I_S \approx I_D$ i aïllem v_{DS} de l'equació 196:

$$v_{DS} \approx V_{DD} - I_D (R_D + R_S) \quad (197)$$

d'on obtenim l'últim valor que ens faltava.

D'aquesta manera, som capaços de calcular el punt de treball del transistor, és a dir, d'establir els valors dels corrents i voltatges en continu que hi circulen. De la mateixa manera que passava amb el BJT, la topologia de polarització per divisió de tensió s'utilitza molt en el disseny d'amplificadors basats en JFET. El motiu és que proporciona molta més estabilitat del punt d'operació enfront de variacions en els paràmetres del transistor que la que no posseeix una resistència de font. Vegem amb un exemple com s'aplica.

Exemple 13

Calculeu el punt de treball del transistor en el circuit de la figura 65 per als valors següents dels paràmetres:

- $V_{GS_{off}} = -1,76 \text{ V}$, $I_{D_{SS}} = 4,8 \text{ mA}$
- $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$
- $R_D = 270 \Omega$, $R_S = 1,5 \text{ k}\Omega$
- $V_{DD} = 10 \text{ V}$

Solució

Primer, calculem els valors de l'equivalent Thévenin del circuit d'entrada mitjançant les equacions 191 i 192:

$$V_{Th} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2,48 \text{ V} \quad (198)$$

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 24,8 \text{ k}\Omega \quad (199)$$

Una vegada que ja disposem dels valors de l'equivalent Thévenin prosseguim amb la resta del procediment:

- 1) Calculem l'equació de la malla d'entrada, equació 193:

$$V_{Th} = I_G R_{Th} + v_{GS} + I_S R_S \quad (200)$$

- 2) A continuació, fem que $I_G = 0$ i $I_S = I_D$ i escrivim l'equació 200 com:

$$V_{Th} = v_{GS} + I_D R_S \quad (201)$$

$$2,48 = v_{GS} + 1.500 I_D \quad (202)$$

Tenim una equació amb dues incògnites, v_{GS} i I_D . Per a determinar totes dues variables, necessitem una equació més, que serà la que obtindrem en el pas següent.

- 3) Escrivim la relació entre l'entrada i la sortida descrita per l'equació 195:

$$I_D = I_{D_{SS}} \left(1 - \frac{v_{GS}}{v_{GS_{off}}} \right)^2 \quad (203)$$

$$I_D = 0,0048 \left(1 + \frac{v_{GS}}{1,76} \right)^2 \quad (204)$$

Tenim un sistema de dues equacions (202 i 204) amb dues incògnites (v_{GS} i I_D). Per a resoldre'l, substituïm l'expressió per a I_D de l'equació 204 en l'equació 202:

$$2,48 = v_{GS} + 1.500 \cdot 0,0048 \left(1 + \frac{v_{GS}}{1,76}\right)^2 \quad (205)$$

i aïllem el valor de v_{GS} resolent l'equació quadràtica 205. Hi ha dues solucions:

$$v_{GS} = -3,34 \text{ V} \quad (206)$$

$$v_{GS} = -0,60 \text{ V} \quad (207)$$

Perquè el transistor no estigui en tall, és necessari que $v_{GS} \geq v_{GS_{off}}$, que en aquest cas és de $v_{GS_{off}} = -1,76 \text{ V}$. Per tant, el valor que busquem és $v_{GS} = -0,60 \text{ V}$. El valor de I_D es pot obtenir ara mitjançant l'equació 204:

$$I_D = 0,0048 \left(1 + \frac{v_{GS}}{1,76}\right)^2 = 2,1 \text{ mA} \quad (208)$$

- 4) Per finalitzar, calculem el valor de v_{DS} de l'equació de malla a la sortida de l'equació 197:

$$v_{DS} = V_{DD} - I_D(R_D + R_S) = 6,35 \text{ V} \quad (209)$$

i ja tenim calculat el punt de treball del transistor:

$$Q = (v_{DS} = 6,35 \text{ V}, I_D = 2,1 \cdot 10^{-3} \text{ mA}) \quad (210)$$

Una vegada que tenim els valors en continu del senyal, fixats pel circuit de polarització, el pas següent serà afegir al senyal d'entrada un senyal que variï en el temps. En el subapartat següent veurem com es comporta el JFET davant senyals d'entrada que variïn en el temps i com queden algunes topologies senzilles de circuits d'amplificació amb el JFET.

3.5. El FET en petit senyal i a freqüències intermèdies

Una de les aplicacions dels transistors JFET és l'ús en circuits d'amplificació. Això significa, en general, amplificar un senyal que varia en el temps.

Ja hem vist en el subapartat 3.4. que la connexió d'un senyal variable en el temps directament al transistor podria donar lloc al fet que canviés la zona d'operació a mesura que passa el temps, i que això ho havíem d'evitar. Per a això dissenyàvem circuits de polarització que fixaven unes tensions i corrents en continu, a les quals superposàvem el senyal que varia en el temps.

L'amplitud del senyal per amplificar ha de ser prou baixa perquè no modifiqui la zona de treball del transistor. Per aquest motiu, parlem de **petit senyal**. A

més, atès que el funcionament del dispositiu també és no lineal, com passava amb el BJT, el senyal haurà de ser també suficientment baix com perquè el comportament del JFET al voltant del punt de treball sigui lineal.

D'altra banda, el senyal que superposem haurà de ser també de **baixa freqüència**, com ja vam fer en el cas del BJT. Així, podrem menysprear fenòmens més complexos que ocorren dins dels semiconductors i quedar-nos amb el comportament del transistor presentat en el subapartat 3.2. No obstant això, no inclourem els termes de continu en fer l'anàlisi del transistor com a amplificador, ja que, si el senyal d'entrada posseeix termes de continu, aquests mouran el punt d'operació de posició i podria passar que se'n pogués alterar la regió de treball, la qual cosa no ens interessa. Per tant, treballarem a la regió de baixa freqüència, però exclouent els components de continu. Aquesta regió es denomina de **freqüències intermèdies**.

Baixa freqüència

Recordeu que per *baixa freqüència* entenem el conjunt de freqüències del senyal d'entrada amb longitud d'ona és molt més petita que les dimensions del circuit. A més, també inclou els senyals continus.

Es denominen **freqüències intermèdies** el conjunt de freqüències del senyal d'entrada amb longitud d'ona molt més petita que les dimensions del circuit sense tenir en compte les components de continu. Quan un senyal varia en el temps de manera tal que els seus components són de freqüències intermèdies, es diu que és un senyal **altern**.

Com podeu veure, estem exactament davant les mateixes condicions que ja vam tractar en l'apartat 2 per al BJT en aplicacions d'amplificació. L'anàlisi del circuit amb senyals alterns s'executa de la mateixa manera que es va fer per al BJT en l'apartat 2. La regió que sol ser d'interès en els JFET és la de saturació, que és la regió en la qual estan utilitzats els JFET en les aplicacions d'amplificació. En aquesta regió d'operació, el corrent de drenador, I_D , està governat per la tensió de porta, v_{GS} .

De les corbes característiques del JFET mostrades en la figura 62, podeu comprovar que el dispositiu té un comportament no lineal. No obstant això, si l'amplitud del senyal superposat és prou petita, llavors podem suposar que al voltant del punt de treball té un comportament lineal. Llavors, el primer pas és trobar el model lineal que descriu el JFET a la seva regió de funcionament de saturació. Una vegada disposem del model lineal de petit senyal, podrem substituir el JFET pel seu model i analitzar-ne el circuit resultant mitjançant les tècniques habituals de teoria de circuits. Fixeu-vos que és exactament el mateix procediment que el que ja vam seguir en l'apartat 2 per al BJT. Per aquest motiu, no desenvoluparem aquest subapartat amb tot detall, sinó que ens limitarem a mostrar el model lineal del JFET i a mostrar una topologia d'amplificació. L'anàlisi la podeu fer vosaltres mateixos per mitjà dels passos vists en l'apartat 2.

3.5.1. Model lineal del JFET

En aquest subapartat, us presentarem un model lineal del JFET vàlid a la regió de saturació, que és l'utilitzat en circuits d'amplificació. Per a això, interpretem el JFET com la biporta mostrada en la figura 68. Com veieu, el JFET treballa en aquest cas en font comuna, ja que aquest terminal és el compartit pels circuits d'entrada i de sortida.

Figura 68. Interpretació de JFET com una biporta

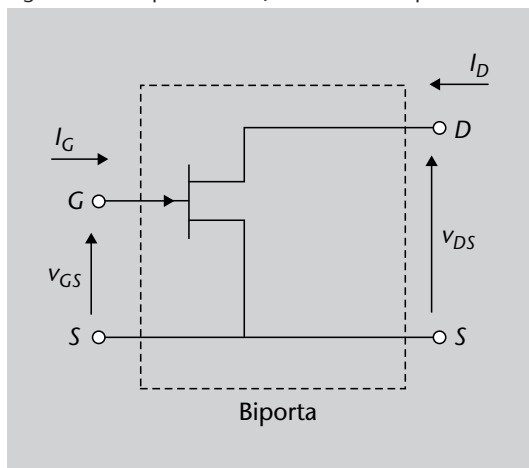


Figura 68

Representació del transistor JFET com una biporta en la qual la font és el terminal comú i la sortida es pren en el terminal de drenador.

Les variables elèctriques del JFET seran el corrent que entra pel terminal d'entrada, I_G , i pel terminal de sortida, I_D , mentre que els voltatges seran els referits a la font, v_{GS} i v_{DS} . L'objecte del model de petit senyal és el d'establir quina relació hi ha entre aquestes.

El model de petit senyal i freqüències intermèdies del JFET està representat en la figura 69, que no és més que el model de paràmetres híbrids (o paràmetres h) presentat en el subapartat 2.3.1. per al BJT adaptat a les característiques concretes del JFET.

Figura 69. Model de petit senyal del JFET

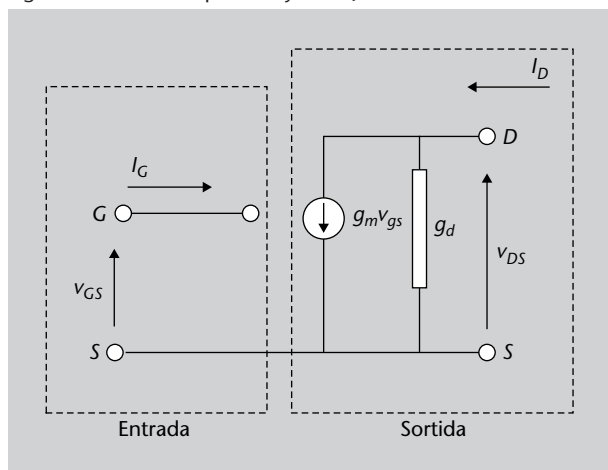


Figura 69

Model de petit senyal i baixa freqüència del JFET representat com una biporta.

Analitzem amb una mica més de detall aquest model. De la figura 69, podem deduir que el corrent de porta és zero, $I_G = 0$, a causa que el terminal de porta acaba en un circuit obert. Com ja hem indicat en el subapartat 3.4.1., aquest valor és raonable, ja que la polarització inversa de la unió impedeix el pas de corrent a través de la porta. El valor del voltatge v_{GS} és el que es controla i es decideix lliurement des de l'entrada.

D'altra banda, en la part de la sortida, que és la part dreta de la figura 69, apareix una font de corrent controlat per tensió amb un guany g_m que rep el nom de **transconductància**. A més, apareix una admitància, g_d , (que és l'invers de la resistència) i que exerceix el paper de la resistència que ofereix el canal al pas de corrent. D'aquesta manera, l'equació que descriu el costat dret de la biporta és la següent:

$$I_D = g_d v_{DS} + g_m v_{GS} \quad (211)$$

on

- 1) g_m és la **transconductància**.
- 2) g_d és la **conductància de sortida** o de canal.

Així, ja tenim el model que us permetrà dur a terme l'anàlisi d'un circuit amplificador basat en JFET d'una manera estàndard, de la mateixa manera que amb qualsevol altre tipus de circuit passiu.

Els valors de g_m i g_d estan determinats (a la regió de saturació) per:

$$g_d \approx 0 \quad (212)$$

$$g_m = \mp \frac{2}{V_T} \sqrt{I_{DQ} I_{DSS}} \quad (213)$$

en què el signe en l'equació 213 s'ha de prendre:

- negatiu per als JFET de canal N,
- positiu per als JFET de canal P,

de tal manera que g_m sigui sempre un valor positiu.

Pot sorprendre el fet que $g_d \approx 0$ en l'equació 212. Això és a causa que la resistència que ofereix el canal al pas de portadors ja es té en compte en ajustar el valor del guany del corrent g_m i, per tant, no cal aquest component en la construcció del model lineal en saturació. Aquest valor està d'acord amb el pendent pràcticament zero que tenen les corbes característiques del JFET a la

regió de saturació, com podeu veure en la figura 62. El model reduït en el qual s'ha tingut en compte que $g_d \approx 0$ està representat en la figura 70.

Figura 70. Model reduït de petit senyal del JFET

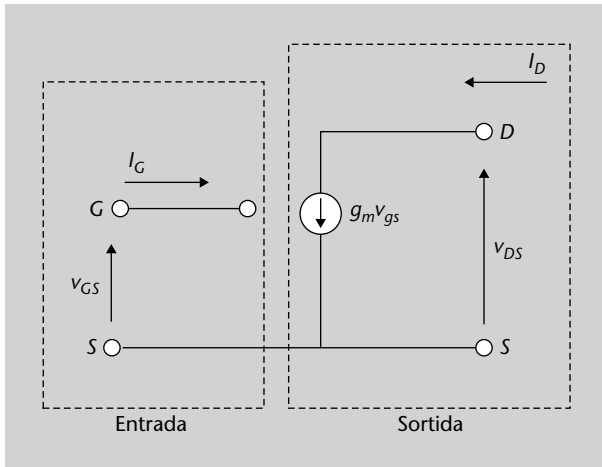


Figura 70

Representació en forma de biporta del model reduït de petit senyal i baixa freqüència del JFET.

Una vegada que ja tenim el model lineal, passem a mostrar un exemple de l'ús en un circuit d'amplificació. Per a això, presentarem una topologia d'un circuit d'amplificació i, amb el model lineal, en calcularem la resistència d'entrada. Com hem esmentat abans, no desenvoluparem aquest subapartat amb tot detall, ja que les característiques són molt similars a les presentades en l'apartat 2.

3.5.2. Topologia d'amplificació amb JFET

Per finalitzar aquest apartat dedicat al JFET, presentem en la figura 71 l'estructura d'un circuit d'amplificació basat en aquest.

Figura 71. Circuit d'amplificació basat en JFET

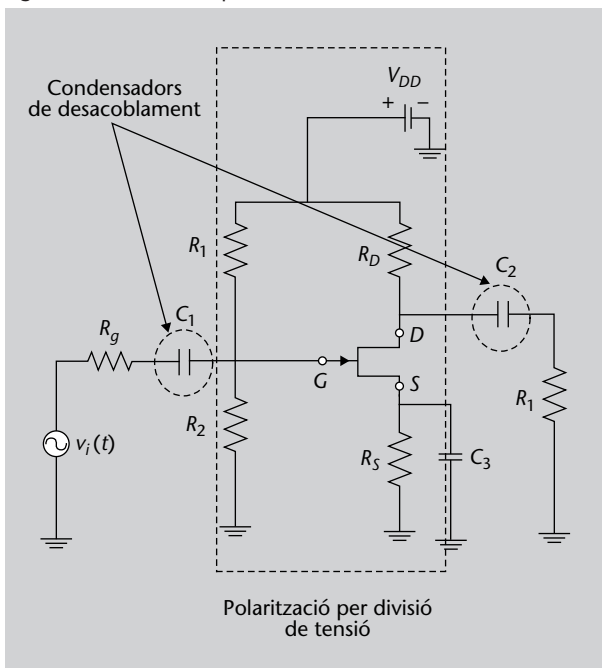


Figura 71

Topologia d'un circuit d'amplificació basada en el transistor JFET de canal N.

Com podeu veure en la figura 71, es parteix d'un transistor JFET polaritzat a la seva zona de saturació per mitjà d'una xarxa de polarització basada en divisió de tensió.

A la topologia de polarització per divisió de tensió s'han afegit dos condensadors de desacoblament, per a l'entrada i per a la sortida, que fan que el component de continu de la tensió aplicada $v_i(t)$ i que el component continu demandat per la càrrega no modifiquin el punt d'operació de continu. Podeu comparar aquesta topologia de circuit d'amplificació amb JFET amb la presentada en la figura 34 del subapartat 2.4.1. per al BJT, amb l'esquema bàsic repetit a continuació.

Figura 72. Circuit d'amplificació basat en BJT

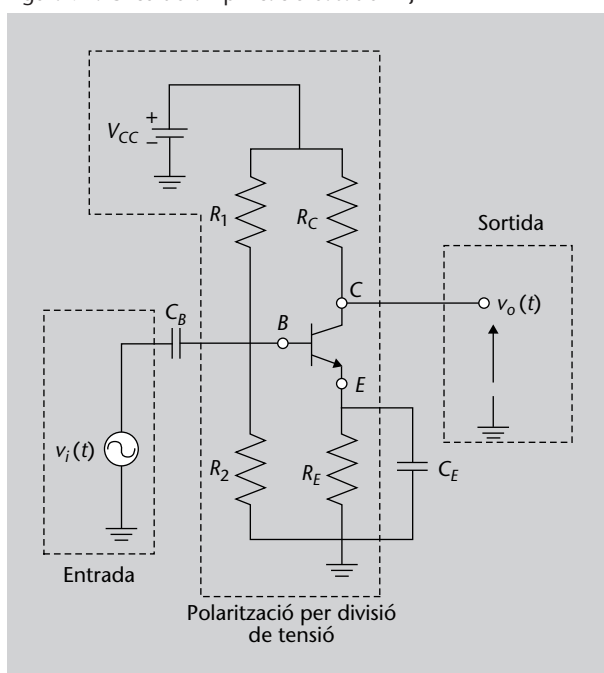


Figura 72

Circuit d'amplificació basat en BJT. S'observa que els circuits d'amplificació basats en BJT i JFET tenen la mateixa topologia excepte perquè el transistor utilitzat és diferent.

Com veieu, es tracta del mateix esquema!, tret que el BJT s'ha reemplaçat per un JFET. Per tant, tots els procediments que vam veure en l'apartat 2 per a l'anàlisi del circuits d'amplificació continuen essent vàlids aquí, tret que, en lloc d'utilitzar el model del BJT, haureu d'utilitzar el model de petit senyal que acabem de veure per al JFET en el subapartat 3.5. Els valors dels paràmetres del model han de ser els associats a la zona de saturació, que és la zona en la qual es polaritza el JFET per a aplicacions d'amplificació. Així, no ens detindrem a analitzar amb detall el funcionament de l'amplificador. El que sí que farem és comprovar una característica dels amplificadors amb JFET que els diferencia dels amplificadors basats en BJT. Es tracta de la seva resistència d'entrada. A més, podreu veure com s'utilitza el model de petit senyal del JFET.

Resistència d'entrada d'un amplificador amb JFET

En aquest subapartat calcularem la resistència d'entrada d'un amplificador basat en JFET i la compararem amb el valor obtingut per a un de basat en BJT.

En primer lloc, calcularem la resistència d'entrada de l'amplificador mostrat en la figura 71. Per a això:

- 1) Substituïm el transistor pel model de petit senyal introduït en el subapartat 3.5. El resultat està mostrat en la figura 73.

Figura 73. Circuit d'amplificació basat en JFET

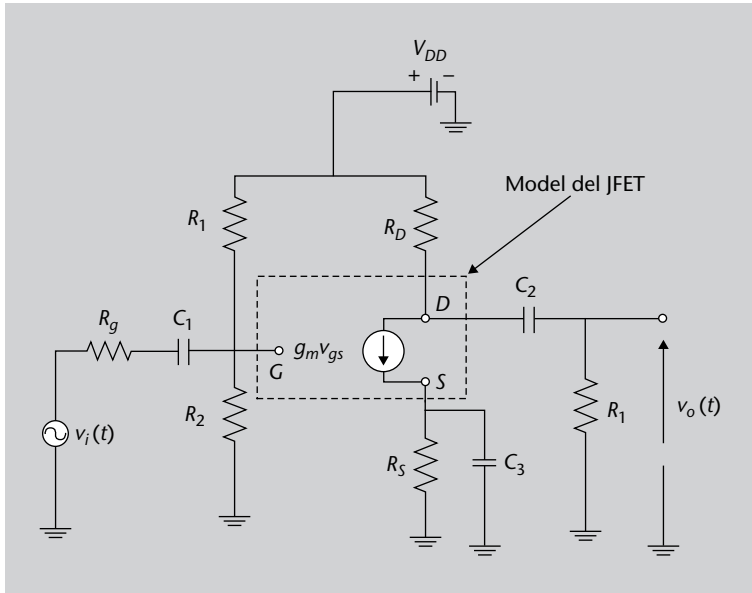


Figura 73

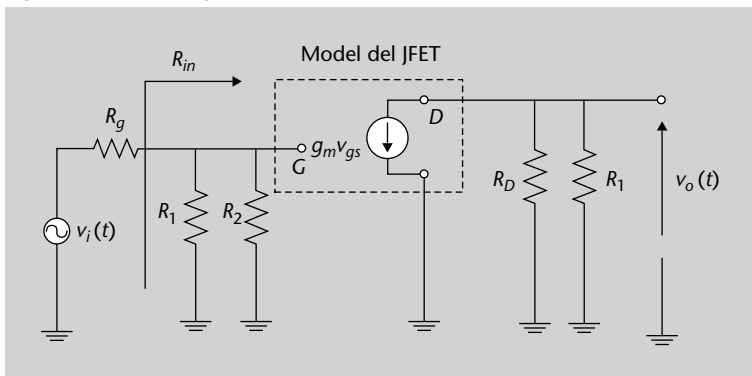
Per a analitzar l'amplificador, substituïm el JFET pel seu model de petit senyal.

- 2) Una vegada que ja tenim el circuit de petit senyal, en fem l'anàlisi en altern, és a dir, per a senyals de baixa freqüència que no siguin de continu. Per a dur a terme l'anàlisi en altern:

- a) Posem les fonts de continu a zero.
- b) Curtcircuitem els condensadors, ja que s'han triat d'un valor tal que a freqüències intermèdies la seva impedància és molt baixa.

Podeu veure el resultat d'aquestes operacions en la figura 74.

Figura 74. Circuit amplificador lineal del JFET



Condensadors curtcircuitats

És habitual en circuits d'amplificació triar els condensadors amb un valor tal que a la freqüència del senyal d'entrada tingui una impedància tan baixa que es puguin considerar com a curtcircuits.

Figura 74

Circuit amplificador basat en JFET en el qual s'ha substituït el transistor pel seu model de petit senyal al voltant d'un punt d'operació. Per a fer l'anàlisi en altern posem les fonts de tensió contínua a zero i curtcircuitem els transistors. El resultat és el circuit lineal de la imatge.

3) Ara calcularem la resistència d'entrada, R_{in} , que veiem indicada en la figura 74. Com veieu, la resistència d'entrada és tan sols l'associació en paral·lel de R_1 i R_2 , és a dir:

$$R_{in} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (214)$$

que no depèn de cap paràmetre del dispositiu, tan sols de les resistències del circuit de polarització. En canvi, el circuit amplificador basat en BJT en emissor comú considerat en el subapartat 2.4.1. oferia una resistència d'entrada determinada per:

$$R_{in,BJT} = R_1 // R_2 // \beta r_e \quad (215)$$

que depèn explícitament del tipus de dispositiu utilitzat per mitjà del paràmetre β . D'aquesta manera, és més senzill aconseguir resistències d'entrada altes per a amplificadors basats en JFET, ja que el seu valor només depèn de resistències seleccionables per nosaltres.

En aquests subapartats hem introduït la física del transistor JFET, el seu model de petit senyal i un exemple de l'ús en un circuit d'amplificació. A continuació, estudiarem l'altre tipus de transistor d'efecte de camp, el MOSFET.

3.6. El FET de metall-òxid-semiconductor (MOSFET)

Per finalitzar el mòdul de transistors, anem a veure un altre gran grup de transistors d'efecte de camp: els transistors MOSFET. Hi ha dos tipus de transistors MOSFET:

- els MOSFET **d'acumulació** o enriquiment i
- els MOSFET **de depleció** o empobriment.

Tots dos dispositius tenen una manera de funcionament molt similar; ens centrarem en aquest mòdul en el primer d'aquests, el d'acumulació. En descriurem l'estructura física i el principi de funcionament. Tal com els transistors BJT i JFET s'utilitzen àmpliament en el camp de l'amplificació, els transistors MOSFET s'utilitzen sobretot en el disseny de circuits digitals. Aquest serà precisament l'exemple d'aplicació dels transistors MOSFET que veurem després de descriure'n l'estructura i el principi de funcionament.

3.6.1. El MOSFET d'acumulació

El mode de funcionament electrònic dels transistors JFET i MOSFET és molt semblant. En tots dos casos, es tracta de regular el canal que es forma entre dos terminals i per on circula corrent mitjançant l'aplicació de tensió en un tercer terminal, que rep el nom de *porta*. Aquest canal, en cas d'existir, permet que hi hagi un corrent I_D de portadors que entren per la font i surten pel drenador. De la mateixa manera que el cas del JFET, es tracta d'electrons per a un semiconductor de tipus N i forats per a un de tipus P. Per tant, es tracta també d'un dispositiu **unipolar**.

En la figura 75, podeu veure l'estructura bàsica d'un transistor de tipus MOSFET.

Figura 75. Estructura del transistor MOSFET

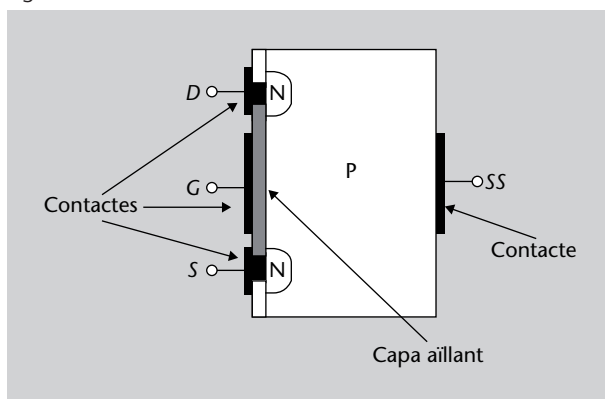


Figura 75

Estructura física i de dopatge dels transistors de tipus MOSFET.

Inicialment, es parteix d'un bloc de material semiconductor dopat de tipus N o de tipus P. En la figura 75, podeu veure el cas en el qual es parteix d'un material de tipus P. En la part dreta d'aquest bloc, es veu com s'ha creat un contacte i apareix una connexió que rep el nom de terminal de **substrat** (*substrate*, *SS*).

A més, la figura 75 mostra com apareixen dues zones de material amb un dopatge contrari al del bloc usat com a suport inicial. D'aquesta manera, si el bloc és de tipus P, s'han generat dues illes de tipus N, mentre que si el material és de tipus N, es generaran dues zones de tipus P. Sobre cadascuna d'aquestes zones es disposa un contacte que dóna lloc als terminals de **font** (*S*, *source*) i **drenador** (*D*, *drain*). Per tant, veiem que aquestes dues zones constitueixen dues unions PN enfrontades, com ha ocorregut en les estructures de tots els transistors que hem vist en aquests apartats.

Ara, com s'observa en la figura 75, a la zona de separació entre la font i el drenador es disposa d'una fina capa aïllant amb un espessor que oscil·la entre els 20 i els 200 àngstroms, Å. Encara que s'investiga l'ús d'altres aïllants, en la majoria de vegades sol ser diòxid de silici (SiO_2). Sobre aquesta capa d'aïllant,

L'àngstrom

L'àngstrom és una unitat de longitud que equival a 10^{-10} m.

es forma un contacte que es correspon al terminal denominat *de porta*, (G, *gate*).

D'aquesta construcció, es pot deduir que el terminal de porta no toca directament el semiconductor, ja que entre aquests hi ha una capa de material aïllant. Per aquest motiu, els MOSFET també es denominen **transistors FET de porta aïllada**, IGFET (*insulated gate FET*), en comparació dels FET vists en el subapartat 3.2., en els quals la porta no estava aïllada i s'impedia el pas de corrent a través d'aquesta a causa de la polarització inversa en la unió PN.

La part formada pel metall, l'aïllant i el semiconductor que podeu veure en la figura 76 rep de manera genèrica el nom d'**estructura MIS**, *metal-insulator-semiconductor*, o **metall-aïllant-semiconductor**. Com en l'estructura que descrivim aquí l'aïllant és un òxid, rep el nom de **metall-òxid-semiconductor**. I això dóna el nom MOSFET. Aquesta estructura serà la responsable del mode de funcionament dels transistors MOSFET que veurem a continuació. En particular, podem avançar que, en haver-hi un aïllant entre la porta i el dispositiu, els electrons no poden circular pel terminal de porta.

Figura 76. Estructura MIS

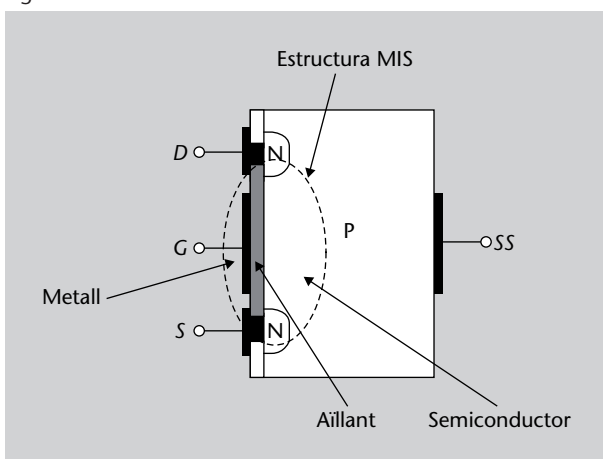


Figura 76

Representació general d'una estructura de tipus MIS en la qual hi ha un aïllant entre el terminal de porta i el dispositiu. En particular, en els dispositius de tipus MOS aquest aïllant és un òxid.

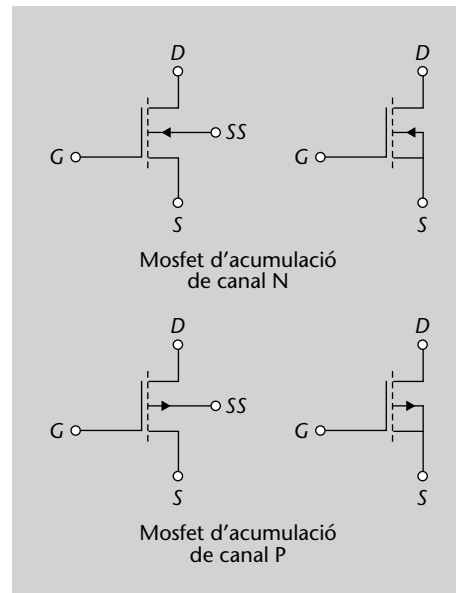
Els símbols circuital dels transistors MOSFET són els que podeu veure en la figura 77, i que s'utilitzen com el seu representant en els circuits electrònics.

Com s'observa en la figura 77, el substrat (SS) i la font (S) es troben normalment curtcircuitats (units entre si per mitjà d'un conductor) de tal manera que obtenim un component de tres terminals. Aquest és el tipus de transistor utilitzat més usualment en la pràctica. Fixem-nos en dos detalls importants d'aquests símbols:

- La fletxa que apareix en el terminal de substrat sempre té l'orientació des del dopatge P cap al N. Aquesta és una característica típica i serveix d'ajuda per a recordar el símbol de cada tipus de transistor.

- Com veieu en la figura 77, el terminal de porta no està connectat a la resta de terminals en el dibuix. Amb això es vol emfatitzar el fet que hi ha una capa aïllant entre el terminal de porta i el bloc de material semiconductor que impedeix el pas de corrent a través d'aquest terminal.

Figura 77. Símbols circuital dels transistors MOSFET



Una vegada que ja coneixeu l'estructura física bàsica dels transistors de tipus MOSFET i els seus símbols circuital, el pas següent serà fer unes pinzellades sobre el seu mecanisme de funcionament intern. A partir del coneixement d'aquest funcionament serem capaços d'obtenir-ne les característiques I-V i el seu model de petit senyal, amb el qual podreu fer l'anàlisi de circuits que continguin un transistor MOSFET.

Una de les aplicacions més típiques dels transistors MOSFET és l'ús en circuits digitals. Com a exemple d'aplicació dels transistors MOSFET, al final de l'apartat mostrarem com podeu dissenyar algunes portes lògiques utilitzant circuits basats en MOSFET.

Manera de funcionament d'un MOSFET

En aquest subapartat farem unes breus pinzellades de la manera de funcionament intern d'un MOSFET. Quan coneguem de manera intuïtiva el funcionament intern, estarem en condicions d'intentar deduir les característiques I-V del dispositiu. A partir d'aquestes característiques, en podrem obtenir el model elèctric, la qual cosa ens permetrà executar l'anàlisi dels circuits electrònics on aparegui.

Per a dur a terme l'estudi de la manera de funcionament del transistor, repassem en primer lloc per mitjà de la figura 78 el nombre de variables elèctriques de les quals disposem.

Figura 78. Variables elèctriques d'un MOSFET

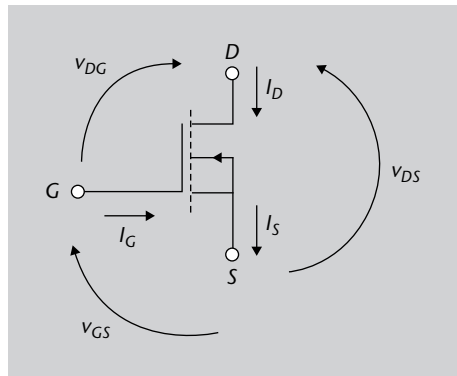


Figura 78

Variables elèctriques que s'utilitzen per a la descripció del comportament del MOSFET.

Comencem amb les tensions independents. A causa que s'ha de verificar la llei de Kirchhoff de voltatges, haurà d'ocórrer que:

$$v_{GS} + v_{DG} = v_{DS} \quad (216)$$

ja que si partim del terminal de porta, G, i hi tornem una altra vegada, estem seguint un camí tancat i la caiguda de potencial total llavors és nul·la. De l'equació 216 deduïm que només hi ha dues tensions independents (ja que la tercera es pot calcular a partir de l'equació 216). Habitualment, se sol prendre com a terminal de referència la font, de tal manera que les dues tensions independents són v_{GS} i v_{DS} .

Les dues tensions independents que s'utilitzen per a descriure el comportament elèctric dels MOSFET són v_{GS} i v_{DS} .

Pel que fa a les intensitats, com el terminal de porta està aïllat de la resta del circuit a causa de la capa d'aïllant, en continu:

$$I_G = 0 \quad (217)$$

i l'aplicació de la llei de Kirchhoff dels corrents condueix que:

$$I_D = I_S \quad (218)$$

d'on només hi ha un corrent independent, que se sol prendre I_D .

Vegeu també

Per a saber més sobre la llei de Kirchhoff de voltatges, consulteu l'annex de l'assignatura.

El corrent independent que es pren per a descriure elèctricament el MOSFET és el corrent I_D .

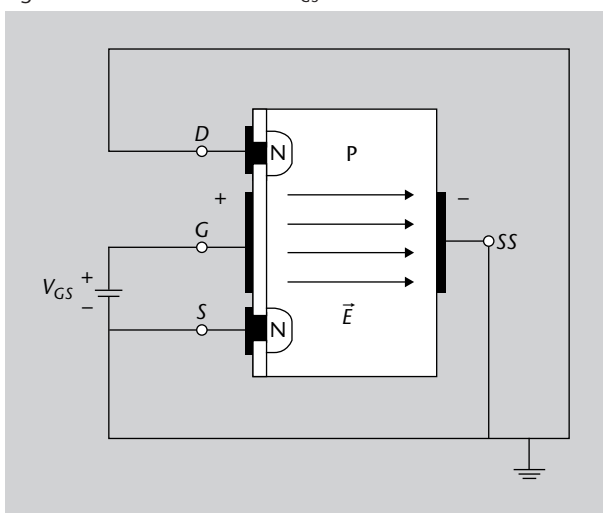
Atès que el MOSFET és un dispositiu controlat per tensió, estudiarem l'efecte del canvi de les tensions v_{GS} i v_{DS} en el corrent I_D .

Influència de v_{GS}

En aquest subapartat veurem com es comporta el transistor en variar els valors de v_{GS} mentre es manté $v_{DS} = 0$. En primer lloc, considerarem la situació en la qual $v_{GS} = 0$ i després augmentarem aquest valor:

- Si inicialment fem que $v_{GS} = 0$, llavors estarem en absència d'excitació externa. En tal cas, no circularà corrent elèctric pel dispositiu en estar totes dues unions en situació d'equilibri i, per tant, la unió de drenador estarà polaritzada en inversa. En conseqüència, $I_D = 0$.
- A continuació, augmentem el valor del potencial de porta, v_{GS} . Com mostra la figura 79, apareix un camp elèctric entre el terminal de porta i el de substrat, v_{GS} , a causa que totes dues plaques es comporten com un condensador.

Figura 79. Efecte d'una tensió $v_{GS} > 0$



El camp elèctric que apareix porta els electrons lliures del bloc semiconductor a la zona de porta, mentre que allunya els forats fins a la zona del substrat, com apareix en la figura 80.

Dispositiu controlat per tensió

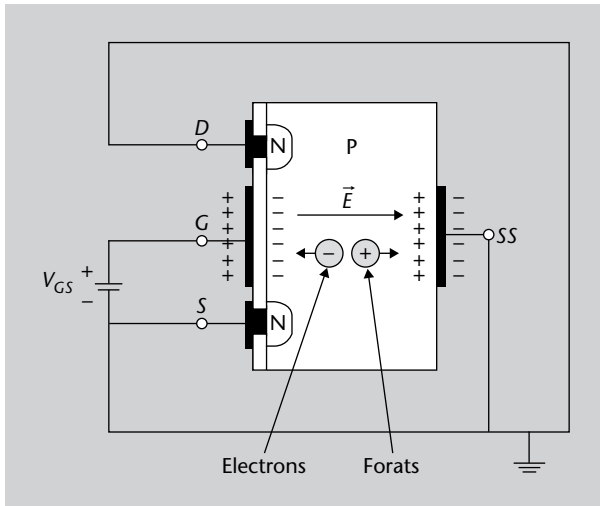
El MOSFET és un dispositiu controlat per tensió, ja que serà la tensió de porta la que controlarà el corrent que travessi el dispositiu.

Figura 79

Creació d'un camp elèctric dins del dispositiu a conseqüència d'aplicar una tensió $v_{GS} > 0$.

Força elèctrica

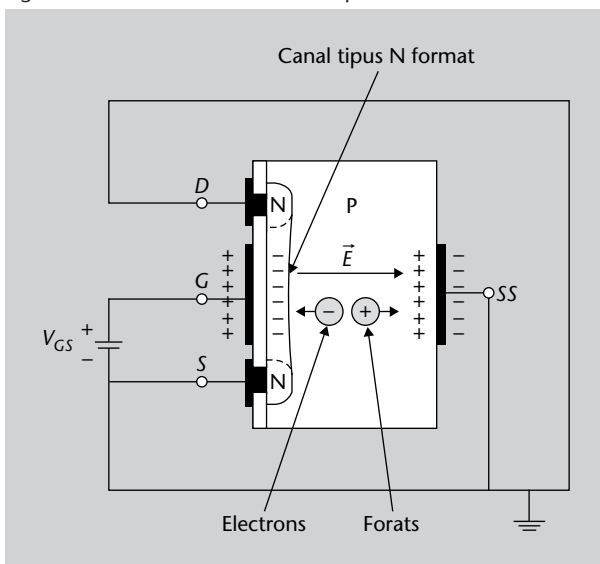
Recordeu que la força elèctrica està determinada per $\vec{F} = q\vec{E}$, en què \vec{E} representa el camp elèctric i q la càrrega que sofreix l'efecte del camp. Llavors, si $q < 0$, com els passa als electrons, la força elèctrica té sentit contrari al camp.

Figura 80. Desplaçament dels portadors quan $v_{GS} > 0$ **Figura 80**

Moviment dels portadors de càrrega, que són els electrons, quan s'aplica una tensió $v_{GS} > 0$. Els electrons es dirigeixen a la porta i hi queden acumulats.

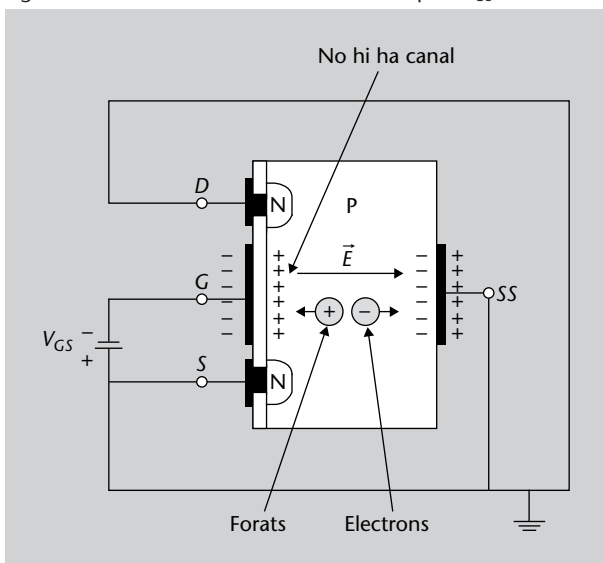
Les càrregues queden detingudes en aquestes posicions a causa que per la porta no pot circular corrent, en trobar-se aïllada. Per a valors petits d'aquesta tensió, l'acumulació de càrregues serà petita, però a partir d'un cert valor llindar de tensió (*threshold*, en anglès), $v_{GS} \geq v_{GS_T}$, l'acumulació d'electrons es farà prou important perquè l'efecte sigui semblant al de tenir una zona N. És a dir, direm que es **formarà un canal de tipus N que unirà els terminals de drenador i font**, com il·lustra la figura 81.

Figura 81. Formació d'un canal de tipus N

**Figura 81**

Els electrons que s'acumulen en el costat de la porta formen un canal que permet la conducció entre els terminals de font i drenador.

- Finalment, si utilitzem tensions $v_{GS} < 0$, llavors ocorrerà el mateix fenomen d'acumulació de càrregues, però ara es tractarà de forats en la porta i electrons en el substrat. Per tant, la unió PN del drenador estarà més inversament polaritzada i el dispositiu es trobarà en tall sense que hi hagi un canal per on circulin els portadors. En la figura 82 podeu veure reflectida aquesta situació.

Figura 82. Localització de forats i electrons quan $v_{GS} < 0$ **Figura 82**

Quan la tensió $v_{GS} < 0$, els electrons i forats es mouen de tal manera que es produeix acumulació de forats entre els terminals de drenador i font. Així, els electrons no poden circular entre aquests i no hi ha corrent elèctric a través del dispositiu. Es diu llavors que està en tall.

A manera de conclusió, l'aplicació d'una tensió v_{GS} positiva externa és un element imprescindible per a la formació del canal i, per tant, aquests dispositius també necessitaran un circuit de polarització per a permetre aquest pas de corrent. Una vegada que el transistor està polaritzat amb un valor positiu de v_{GS} , vegem com influeix el valor de v_{DS} .

Influència de v_{DS}

En aquest subapartat estudiarem la influència de v_{DS} per a valors positius de v_{GS} . En aquests raonaments suposarem que $v_{GS} \geq v_{GS_T}$ (és a dir, la tensió porta-font és suficientment alta) i, per tant, s'ha format un canal de tipus N en el transistor. Començarem per valors petits de v_{DS} i els augmentarem a poc a poc:

- Quan el potencial v_{DS} és relativament baix, s'originarà un corrent elèctric I_D que travessa el canal. En augmentar la tensió, v_{GS} augmenta l'amplada del canal i hi pot haver més corrent per a un valor de tensió fixat de v_{DS} . En la figura 83 podeu veure els canals generats per a dos valors de tensió $v_{GS_1} < v_{GS_2}$ i com augmenta per a valors més grans de v_{GS} . Per tant, hi haurà una relació proporcional entre la tensió v_{DS} i I_D i per a valors baixos de v_{DS} , lineal. És a dir, el dispositiu es comporta com una resistència lineal el valor de la qual dependrà de l'amplada del canal i, per tant, del valor de la tensió de porta v_{GS} .

D'aquesta manera, hem deduït a partir de consideracions físiques la relació que hi ha entre la tensió i el corrent aplicat. Però el corrent pot augmentar de manera indefinida per l'aplicació de la tensió v_{DS} ?

Figura 83. Canvi en l'amplada del canal amb v_{GS_T}

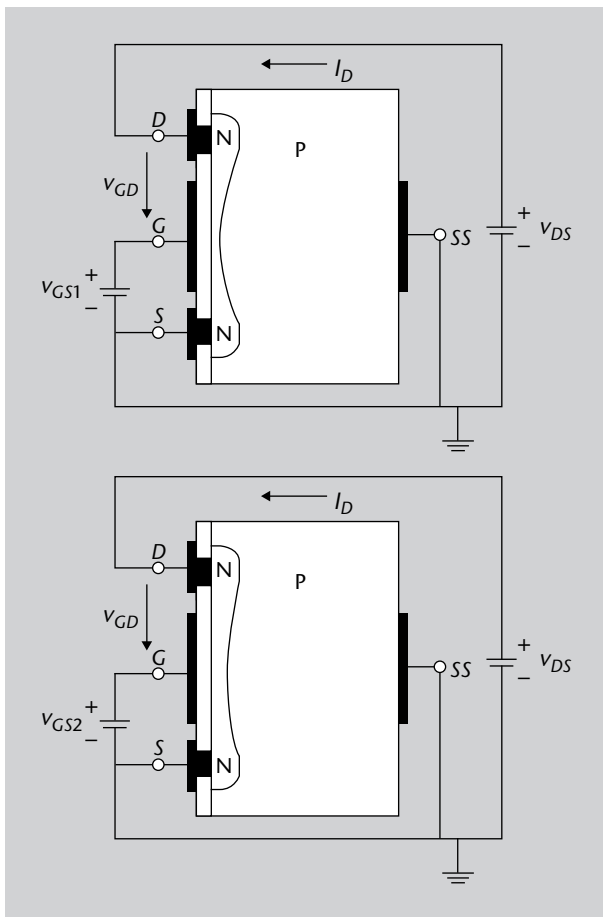


Figura 83

Modificació de l'amplada del canal en funció dels valors de v_{GS} . A mesura que v_{GS} augmenta, el canal es fa més gran.

- A continuació, augmentem el valor de v_{DS} i considerem de nou el comportament de les tensions. La tensió v_{DS} es pot calcular com:

$$v_{DS} = v_{GS} - v_{GD} \tag{219}$$

Com $v_{DS} > 0$, això implica que $v_{GS} > v_{GD}$ i, per tant, l'amplada del canal serà més petita en el costat del drenador que en el de la font, tal com mostra la figura 84.

Figura 84. Diferències d'amplada al canal a causa de les diferents tensions

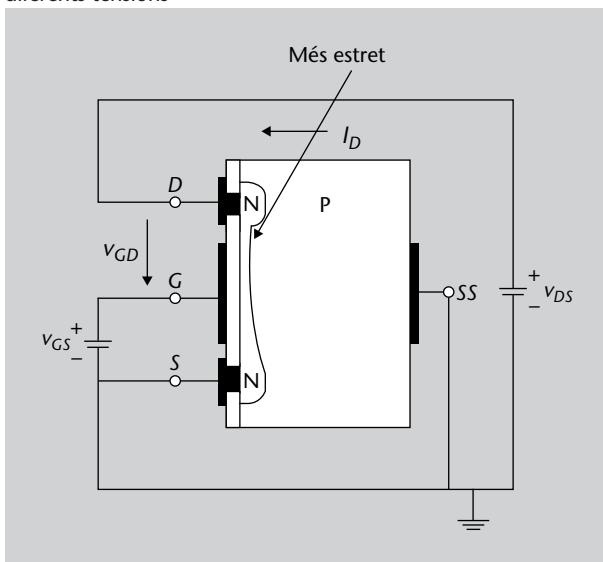


Figura 84

L'aplicació d'una tensió v_{DS} provoca que el canal sigui més estret pel drenador que per la font.

Tal com vam veure en el cas del JFET en el subapartat 3.3., per a valors petits de v_{DS} , aquest estrangulament del canal no serà gaire important, però a mesura que la tensió v_{DS} augmenti, l'estrenyiment començarà a ser important, com es veu en la figura 85.

Figura 85. Estrangulament del canal amb la tensió v_{DS}

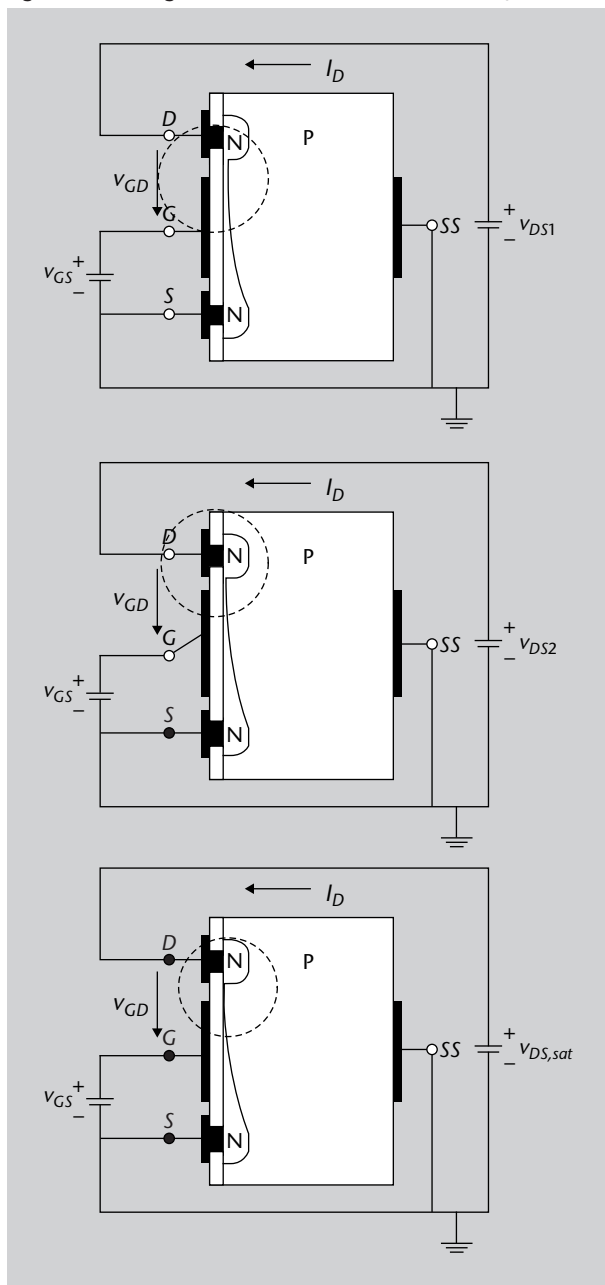


Figura 85

En augmentar v_{DS} , el canal s'estreny més a la zona del drenador. Arriba un moment en el qual el canal s'ha estret tant que es produeix un estrangulament. En les figures a, b i c s'aprecia com s'estreny fins que s'escanya.

- Quan v_{DS} assoleixi una tensió de saturació $v_{DS,sat}$, el canal s'haurà tancat per complet. A partir d'aquest instant, el corrent I_D romandrà igual a un valor constant independentment del valor de v_{DS} , que serà més gran que $v_{DS,sat}$.

És important recalcar que el corrent no s'anul·la en tancar-se el canal, ja que, si això succeís, el drenador i la font estarien al mateix potencial, la qual cosa implicaria que v_{GS} i v_{DS} serien iguals i, per tant, el canal no pre-

sentaria estrangulament, la qual cosa és una contradicció. Per tant, l'estrangulament no solament és compatible amb el pas d'un corrent elèctric, sinó necessari.

El valor de tensió $v_{DS,sat}$ defineix la tensió a partir de la qual el corrent I_D roman constant.

Si v_{DS} fos negatiu, llavors el corrent I_D discorreria en sentit contrari, però el raonament físic continuaria essent vàlid. El que ocorreria ara és que l'estrangulament es produiria en el costat de la font en lloc del drenador.

Per a valors més grans de v_{GS} , ocorrerien els mateixos fenòmens que hem exposat, però amb valors més grans de la intensitat de drenador, ja que en augmentar v_{GS} el canal es fa més ample i afavoreix el pas de corrent.

Relació I-V del MOSFET d'acumulació

En el subapartat anterior, heu conegut el comportament bàsic del transistor MOSFET. A partir de les consideracions fetes en aquest subapartat, ja podem construir les corbes característiques del dispositiu de la mateixa manera que vam procedir per a les del JFET en el subapartat 3.3. i que donen lloc a la figura 86.

Figura 86. Característiques intensitat tensió del MOSFET d'acumulació

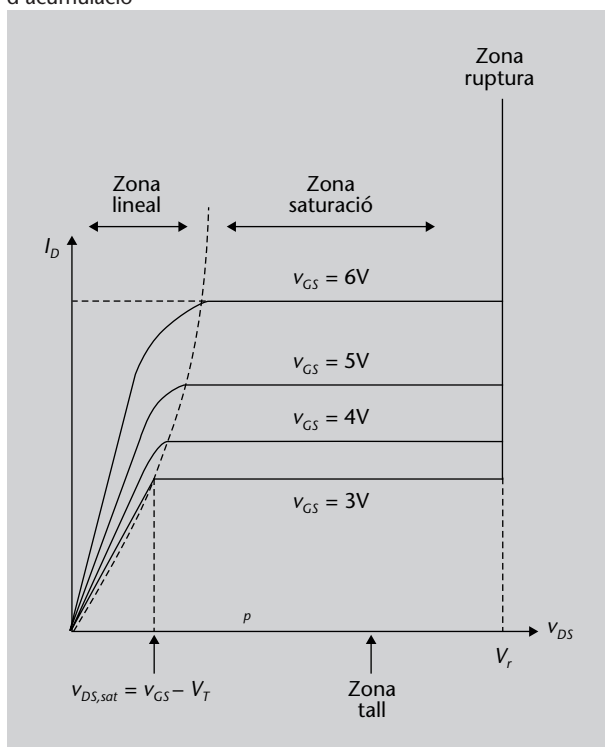


Figura 86

Corbes característiques del MOSFET d'acumulació al costat de les seves diferents regions de funcionament: tall, lineal, saturació i ruptura.

Com podeu veure en la figura 86, les corbes per a diferents valors de v_{GS} són les mateixes, però desplaçades cap amunt. També apareix marcat en la figura 86 que hi ha quatre regions de funcionament, de la mateixa manera que per al JFET del subapartat 3.3.3.

Les regions d'operació d'un MOSFET són les següents:

- 1) zona de tall,
- 2) zona òhmica o lineal,
- 3) zona de ruptura,
- 4) zona de saturació o corrent constant.

Les tres primeres zones tenen un comportament semblant al descrit en el subapartat 3.3.3. per al JFET i per això no es tractaran aquí. No obstant això, val la pena detenir-se una mica més en la regió de saturació i conèixer la dependència entre la tensió de porta aplicada i el corrent que passa a través del dispositiu.

Zona de saturació

En aquest subapartat plantejarem la relació que hi ha entre el corrent de drenador I_D i la tensió v_{DS} a la regió de saturació. El transistor es troba a la zona de saturació quan:

$$v_{DS} > v_{DS_{sat}} \quad (220)$$

En aquesta zona, el transistor es comporta com una font de corrent controlat per tensió. Es pot demostrar que la relació entre la tensió aplicada i el corrent mesurat està determinada per:

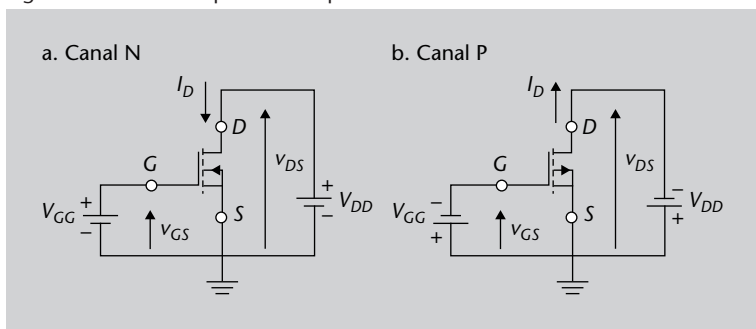
$$I_D = K(v_{GS} - v_{GS_T})^2 \quad (221)$$

en què K és una constant que depèn del dispositiu. Podem utilitzar aquesta equació per a establir el comportament elèctric del transistor en aquesta regió. Per a aconseguir que el MOSFET es trobi en una regió o una altra, és necessari recórrer a circuits de polarització, com és habitual en tot el desenvolupament que hem fet en aquest mòdul. Vegem, a continuació, un exemple de circuit de polarització.

Circuits de polarització per a MOSFET

En la figura 87 podeu veure la manera com els transistors MOSFET s'han de polaritzar per a treballar en aplicacions d'amplificació, tant per al cas de canal N com per al cas de canal P.

Figura 87. Circuits de polarització per al MOSFET d'acumulació



MOSFET de canal P

El MOSFET de canal P té un funcionament similar al de canal N i, per a obtenir-ne les equacions característiques, tan sols caldria canviar el sentit dels corrents i de les tensions.

Com podeu apreciar en la figura 87, el transistor de canal N es polaritza utilitzant una tensió positiva entre drenador i font, $v_{DS} > 0$, i una altra de positiva entre porta i font, $v_{GS} > 0$. D'aquesta manera, el corrent I_D circularà del drenador a la font, com indica el corrent dibuixat en la figura 87a.

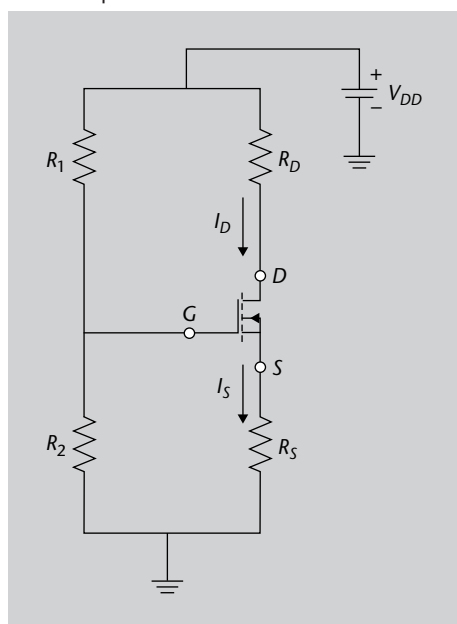
Per al cas del transistor de canal P, tan sols haurem de canviar les polaritats de les fonts per a obtenir una polarització entre drenador i font negativa, $v_{DS} < 0$, igual que entre porta i font, $v_{GS} < 0$. Fixeu-vos en com s'ha generat el circuit de polarització per al transistor de canal P: per mitjà de la regla de canvi de polaritats de les fonts. Aquest és un procediment general que serveix per a estendre a transistors de canal P els resultats que hem obtingut al llarg d'aquests subapartats per als de canal N.

D'altra banda, com hem vist en els subapartats 2.1.1. i 3.4.1., és convenient incloure resistències que ajudin a mantenir l'estabilitat del punt de treball enfront de variacions en els paràmetres del transistor. Per aquest motiu, una de les topologies de circuits més usades torna a ser la del tipus divisor de tensió mostrada en la figura 88.

Punt de treball del MOSFET

El punt de treball d'un MOSFET està descrit per les variables $Q = (v_{GS}, I_D, v_{DS})$.

Figura 88. Circuit de polarització per divisió de tensió per al MOSFET



L'anàlisi del punt de treball del transistor en aquest circuit es du a terme d'una manera semblant al fet en els subapartats 2.1.2. per al BJT i 3.4.1. per al JFET, i per aquest motiu no ens detindrem amb detall en aquest punt. No obstant això, veurem en l'exemple següent com en farem el càlcul.

Exemple 14

Calculeu el punt de treball del MOSFET de canal N del circuit de la figura 88 per als valors següents dels paràmetres:

- $V_{DD} = 15 \text{ V}$
- $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$ i $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$
- $R_D = 40 \text{ k}\Omega$ i $R_S = 5 \text{ k}\Omega$
- La constant característica del MOSFET és $K = 10 \mu\text{A}/\text{V}^2$ i $V_{GS_T} = 1 \text{ V}$

Solució

Com fem sempre que usem una topologia per divisió de tensió, en primer lloc calcularem l'equivalent Thévenin del circuit d'entrada mostrat en la figura 89a.

Figura 89. Part del circuit per a substituir pel seu equivalent Thévenin

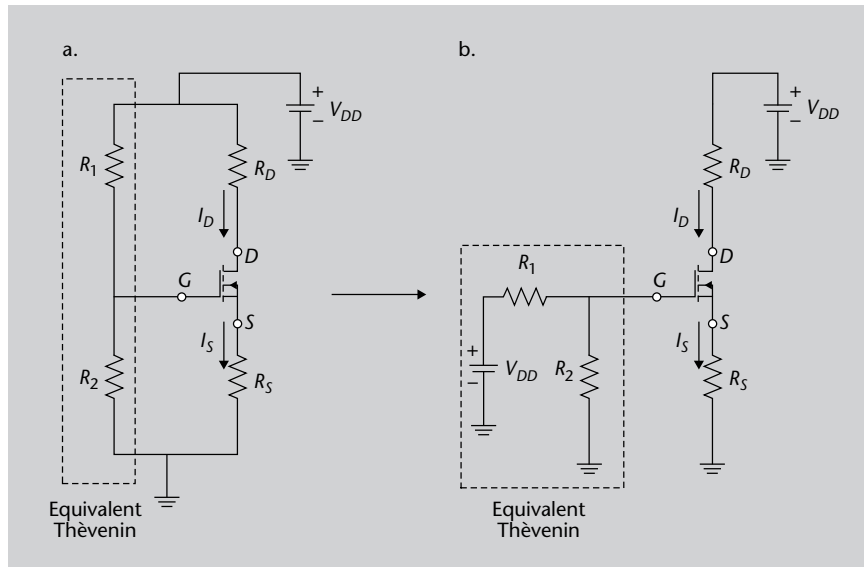


Figura 89

Com és habitual, buscarem l'equivalent Thévenin del circuit d'entrada. En particular, buscarem l'equivalent Thévenin dels elements en el requadre discontinu de *a*, que representem d'una manera més convenient en la figura *b* per al càlcul de l'equivalent Thévenin.

El resultat és el circuit equivalent mostrat en la figura 90, amb uns valors equivalents de:

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 60 \text{ k}\Omega \quad (222)$$

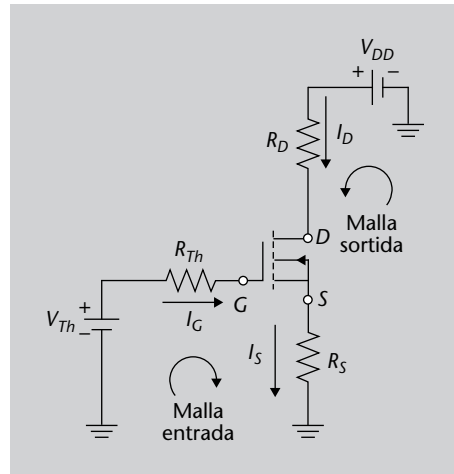
$$V_{Th} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 6 \text{ V} \quad (223)$$

Ara podem seguir amb el càlcul del punt d'operació per mitjà dels passos següents:

1) Apliquem la segona llei de Kirchhoff a la malla d'entrada de la figura 90 i obtenim:

$$V_{Th} = I_G R_{Th} + v_{GS} + I_S R_S \quad (224)$$

Figura 90. Circuit equivalent Thévenin

**Figura 90**

Circuit de polarització per divisió de tensió, en el qual el circuit d'entrada s'ha substituït pel seu equivalent Thévenin.

- 2) Atès que $I_G = 0$ i, per tant, $I_S = I_D$, podem escriure l'equació 224 com:

$$V_{Th} = v_{GS} + I_D R_S \quad (225)$$

$$6 = v_{GS} + 5000 I_D \quad (226)$$

L'equació 226 conté dues incògnites, v_{GS} i I_D . Per a poder aïllar-les totes dues, necessitem una altra equació.

- 3) L'equació que utilitzarem serà la 221, que relaciona totes dues variables en la regió de saturació:

$$I_D = K(v_{GS} - v_{GS_T})^2 \quad (227)$$

Les equacions 226 i 227 formen un sistema de dues equacions amb dues incògnites que permet trobar el valor de totes dues. Per a això, substituïm el valor de I_D determinat per l'equació 227 en 226 i resollem l'equació quadràtica corresponent. Les solucions són les següents:

$$v_{GS_1} = -22,45 \text{ V} \quad (228)$$

$$v_{GS_2} = 4,45 \text{ V} \quad (229)$$

Com que v_{GS} ha de ser un valor positiu, la solució amb la qual ens hem de quedar és la segona, $v_{GS} = 4,45 \text{ V}$. Amb aquest valor podem calcular I_D :

$$I_D = K(v_{GS} - v_{GS_T})^2 \quad (230)$$

$$I_D = 10^{-5} (5,14 - 1)^2 = 1,19 \cdot 10^{-4} \text{ A} \quad (231)$$

- 4) Només ens queda calcular el valor de v_{DS} . Per a això, apliquem la llei de Kirchhoff de voltatges a la malla de sortida:

$$V_{DD} = I_S R_S + v_{DS} + I_D R_D \quad (232)$$

 v_{GS}

v_{GS} ha de ser positiu, ja que, en cas contrari, no es formaria un canal en el dispositiu entre els terminals de font i drenador.

- 5) Si ara fem en l'equació 232 que el corrent de font sigui igual que el de drenador, $I_S = I_D$, podem aïllar el valor de v_{DS} :

$$v_{DS} = V_{DD} - I_D(R_D + R_S) \quad (233)$$

$$v_{DS} = 15 - 1,7 \cdot 10^{-4}(40.000 + 5.000) = 9,64 \text{ V} \quad (234)$$

Per tant, el punt d'operació està determinat per:

$$Q = (v_{DS} = 7,28 \text{ V}, I_D = 1,7 \cdot 10^{-4} \text{ A}) \quad (235)$$

Com veieu, el procediment de càlcul del punt d'operació és molt semblant en tots els tipus de transistor.

Una vegada estudiats els transistors d'acumulació, farem un breu comentari de l'altra gran família de transistors de tipus MOSFET: els de depleció.

3.6.2. El transistor MOSFET de depleció

En aquest subapartat veurem breument com és l'estructura física d'un transistor MOSFET de depleció. En la figura 91 podeu veure que es tracta d'una estructura totalment similar a la del cas del transistor MOSFET d'acumulació mostrat en la figura 79, tret d'una diferència important: en aquest cas, **el canal N es troba incorporat al dispositiu de fabricació.**

Figura 91. Estructura d'un transistor MOSFET de depleció

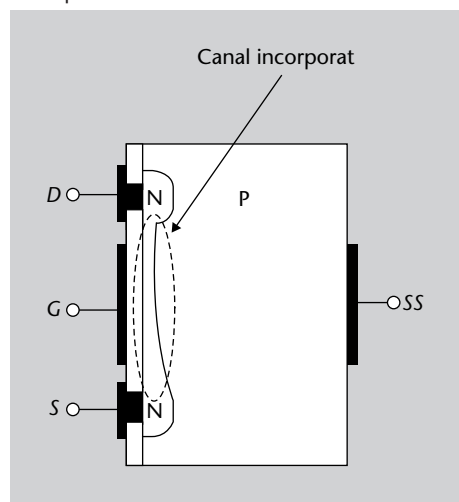


Figura 91

Estructura física i dopatge de les diferents parts d'un transistor MOSFET de depleció. En aquest cas, el canal N està incorporat de fabricació.

Per tant, hi ha una connexió de fabricació entre els terminals de drenador i font. En la figura 92 podeu veure quins són els símbols circuitalment més utilitzats per a representar el transistor MOSFET de depleció.

Figura 92. Símbols del transistor MOSFET de depleció

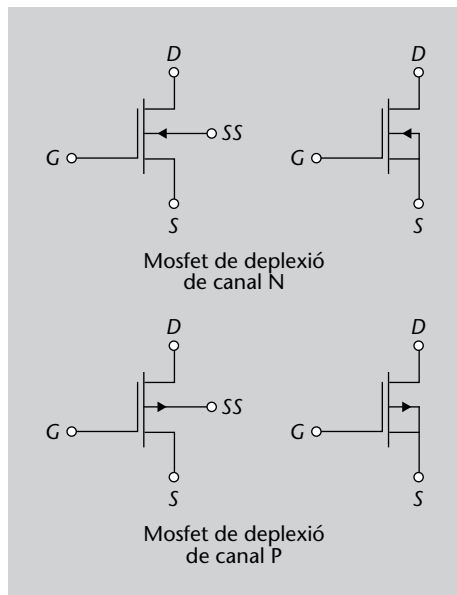


Figura 92

Símbols circuitals internacionals per al transistor MOSFET.

Com podeu veure en la figura 93, el símbol dels MOSFET de depleció és molt semblant al dels MOSFET d'acumulació. La diferència és que en lloc d'haver-hi una línia discontinua entre els terminals de drenador i font, hi ha una línia contínua que representa el fet que en els transistors de depleció ja existeix el canal per fabricació.

Figura 93. Comparació dels símbols dels MOSFET de depleció i acumulació

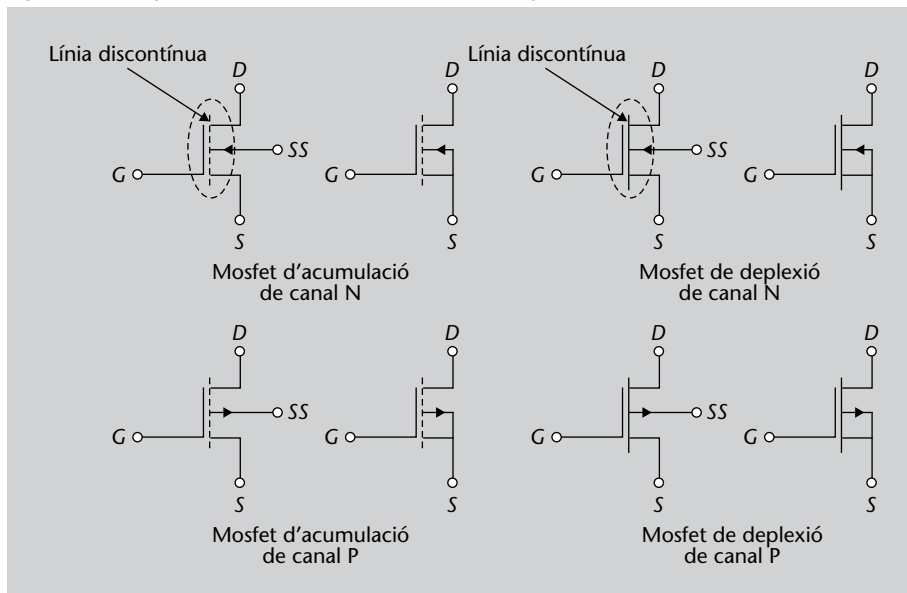


Figura 93

Diferència entre els símbols circuitals dels MOSFET d'acumulació i depleció. La diferència és la línia contínua o discontinua que uneix els terminals de drenador i font.

Com ja hem indicat en parlar de la figura 92, l'estructura física del transistor MOSFET de depleció és molt semblant a la del d'acumulació i, en conseqüència, el principi bàsic de funcionament també serà molt similar. Per tant, no l'estudiarem aquí.

D'aquesta manera, ja hem acabat la introducció al comportament dels transistors i les seves corbes i característiques de funcionament. A continuació veurem una aplicació de la tecnologia MOSFET al disseny de circuits digitals, que és un dels principals camps d'utilització avui dia.

3.7. Circuits MOSFET digitals

La tecnologia de transistors MOSFET és la més àmpliament utilitzada en el disseny de circuits digitals integrats, especialment en aquells casos en els quals s'exigeix integrar en una superfície semiconductor determinada una gran quantitat de transistors. D'aquesta manera, la tecnologia de transistors de tipus MOS (semiconductor de metall-òxid) ha desplaçat la tecnologia basada en BJT amb el pas dels anys. A manera d'exemple, a la fi de la dècada de 1990 del segle passat, el 88% del mercat de circuits integrats estava basat en transistors de tecnologia MOS, mentre que el 8% es basava en transistor bipolar i el 4% restant estava basat en dispositius optoelectrònics de tecnologia de semiconductors compostos, com arsenur de gal·li.

Si els MOSFET utilitzats per a construir el circuit integrat són de canal N, es diu que la tecnologia és del tipus N-MOS mentre que, si són de canal P, parlem de P-MOS. Si s'utilitzen alhora transistors de tecnologies N-MOS i P-MOS es diu que la tecnologia utilitzada és CMOS (nomenclatura que ve de MOS **complementària**). Hi ha diferents motius tant tecnològics com econòmics que fan més recomanable l'ús d'una tecnologia o una altra segons l'aplicació i les condicions.

A manera d'exemple, es podria dir que les tecnologies es diferencien en els aspectes següents:

- L'avantatge de la tecnologia P-MOS és que és molt senzill el disseny i la fabricació dels circuits.
- La família N-MOS permet una densitat d'integració més gran, és a dir, es pot fabricar un nombre més gran de transistors en la mateixa superfície que utilitzant tecnologia P-MOS.
- La família tecnològica de les CMOS és de les més ràpides i de les que menys energia consumeixen, però té en contra que el disseny i la fabricació són més complicats i, per tant, és la família que resulta més cara de fabricar i de dissenyar.

El nostre objectiu en aquest subapartat és veure com es poden sintetitzar funcions digitals utilitzant transistors MOSFET. No obstant això, abans de començar, recordarem uns conceptes bàsics sobre electrònica digital. A continuació, veurem com podem sintetitzar les portes lògiques més importants, NOT i NAND, utilitzant, a manera d'exemple, tecnologia N-MOS.

Circuit integrat

Un circuit integrat és un circuit que implementa el nombre més gran de components electrònics en la mida més petita possible.

Semiconductors compostos

Es diuen semiconductors compostos aquells materials compostos que són semiconductors. L'arsenur de gal·li és un d'aquests, ja que, per a ser semiconductor, necessita la composició de tots dos, arsènic i gal·li, en contraposició del silici o el germani, que són semiconductors en substància pura.

Les funcions lògiques

Les funcions lògiques més importants són la NOT i la NAND, a causa que formen un **conjunt complet de funcions**, és a dir, un conjunt de funcions que permet la descripció de qualsevol funció lògica.

3.7.1. Conceptes d'electrònica digital

En aquest subapartat resumirem breument alguns conceptes bàsics sobre electrònica digital abans de passar a la realització de les portes lògiques mitjançant transistors MOSFET. Els circuits digitals presenten dues entrades possibles. Aquestes entrades reben el nom de *0* lògic i *1* lògic.

Aquests dos valors simbòlics (*0*, *1*), estan associats a dos valors de tensió concrets. En tot el que segueix, suposarem que el *0* lògic correspon a una tensió de 0 V (zero volts) i l'*1* lògic correspon a una tensió alta (per exemple, la tensió d'alimentació del circuit digital, V_{DD}). Per tant, el que processa el circuit, i que serà l'entrada al transistor MOSFET, serà un senyal de tensió que pren valors únicament de 0 V i de V_{DD} V. Aquests dos valors de tensió provoquen que el MOSFET tingui un comportament com a interruptor: el transistor canvia de manera d'operació entre els estats de tall i de saturació. Aquesta és la característica bàsica del MOSFET en un circuit digital. Si la tensió d'entrada té un valor intermediari entre aquestes dues, el circuit digital interpretarà un valor de 0 o d'1 en funció del llindar permès per a cada valor.

Els canvis en la tensió d'entrada provocaran un canvi en la tensió de sortida, que també prendrà únicament valors de 0 V i V_{DD} V. Atès que hem anomenat simbòlicament aquestes tensions 0 i 1, respectivament, el que està fent el circuit és posar un valor de 0 o 1 a la sortida davant un valor concret (de 0 o 1) a l'entrada. Una manera de descriure com és la sortida del circuit davant qualsevol valor d'entrada és per mitjà d'una **taula de veritat**. La taula de veritat conté la sortida del circuit per a qualsevol valor possible de l'entrada.

Vegem amb dos exemples en què consisteix una taula de veritat. Utilitzarem els casos de les portes NOT i NAND:

1) Considerem la funció lògica NOT. Aquesta funció té una única variable d'entrada i l'operació que executa és intercanviar el valor. D'aquesta manera, si a l'entrada hi ha un 0, col·loca a la sortida un 1 i viceversa: si hi ha un 1 a l'entrada, llavors col·loca a la sortida un 0. En la figura 94, podeu veure el símbol circuital de la funció NOT i, en la taula 4, teniu la taula de veritat d'aquesta funció.

Circuits digitals

Els circuits digitals es denominen també *circuits binaris*, atès que només treballen amb entrades de dos valors diferents.

Figura 94. Símbol circuital de la porta NOT

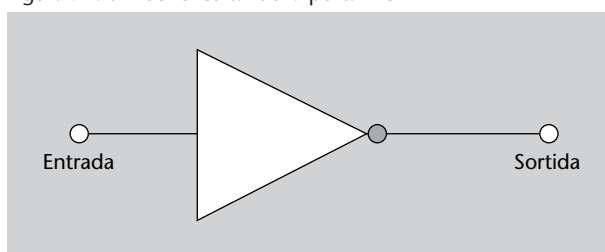


Figura 94

Símbol de la porta lògica NOT que s'utilitza en electrònica digital.

Taula 4. Taula de veritat de la funció NOT

entrada	sortida
0	1
1	0

Com veieu en la taula 4, aquesta té dues columnes. En una hi ha col·locades totes les opcions de valors d'entrada, que en aquest cas només són dues: 0 i 1. En l'altra columna hi ha el valor de la sortida, per a cadascuna de les entrades que, com veieu, s'inverteix pel que fa al d'entrada. La taula 4 és la taula de veritat de la funció NOT.

2) Ara veurem en què consisteix la porta NAND. La porta NAND és una porta que admet dos senyals com a entrada (que anomenarem *A* i *B*) i, en funció dels seus valors, ofereix un senyal a la sortida (que anomenarem *S*). En la figura 95 hi ha el símbol circuital, mentre que en podeu veure la taula de veritat en la taula 5.

Figura 95. Símbol circuital de la porta NAND

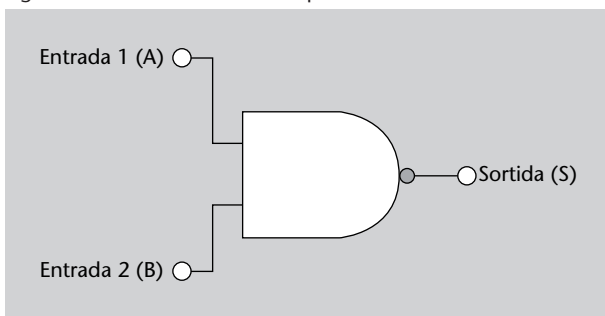


Figura 95

Símbol de la porta lògica NAND que s'utilitza en electrònica digital.

Taula 5. Taula de veritat de la funció NAND

A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Com veieu en la taula 5, les dues primeres columnes recullen totes les possibilitats d'entrades binàries que hi pot haver. En aquest cas, en haver-hi dues variables, són quatre. En l'última columna podeu veure la sortida que ofereix aquesta porta per a cada combinació de variables d'entrada.

Hem de tenir present que els valors de 0 i 1 corresponen en realitat als valors de tensió de 0 i V_{DD} volts, respectivament, i que 0 i 1 són només les seves representacions simbòliques.

El que farem a continuació serà veure com es poden sintetitzar aquestes dues portes (NOT i NAND) mitjançant circuits basats en MOSFET. El circuit que plantegem s'haurà de comportar seguint la taula de veritat corresponent. Com s'ha indicat en la introducció del subapartat 3.7., aquesta elecció no és casual:

Possibilitats binàries

Si es té un conjunt de n variables binàries, hi ha un total de 2^n combinacions diferents.

les portes NOT i NAND permeten sintetitzar qualsevol funció lògica. Per tant, mitjançant els circuits que descriuen aquestes portes en serem capaços de sintetitzar qualsevol altra. No obstant això, no ens detindrem aquí a veure com s'expressa qualsevol funció lògica per mitjà de les operacions NOT i NAND. Això es reserva per a l'electrònica digital.

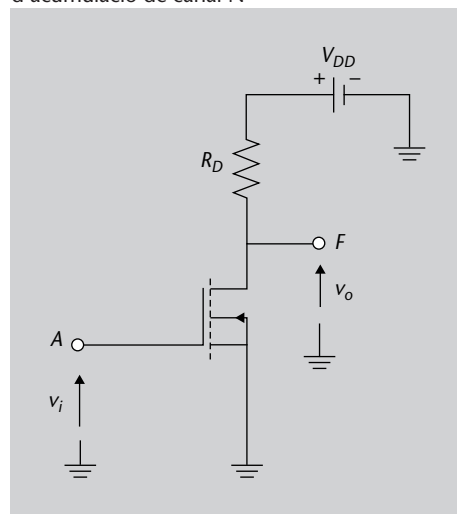
Començarem per la porta NOT i prosseguirem amb la NAND.

3.7.2. Porta NOT

En aquest subapartat veurem com podem implementar una porta NOT, és a dir, una negació o inversió del senyal mitjançant el transistor MOSFET d'acumulació de canal N. Per al cas de MOSFET de canal P, seria tot igual tret que el senyal d'alimentació V_{DD} seria negatiu.

El circuit inversor o porta NOT està representat en la figura 96. El senyal d'entrada està determinat per v_i , mentre que la sortida està etiquetada mitjançant v_o .

Figura 96. Porta NOT fabricada amb MOSFET d'acumulació de canal N



Senyals v_i i v_o

Els senyals d'entrada i sortida reben aquests noms per *input* i *output*, respectivament.

Figura 96

Circuit construït a base de transistors NAND que fa l'operació corresponent a la porta NOT.

També es pot observar en la figura 96 com apareix una font d'alimentació contínua determinada per V_{DD} . Per tant, per a aquest circuit:

- Un senyal de tensió nul·la es correspon amb un 0 lògic.
- Un senyal de tensió de valor V_{DD} es correspon a un 1 lògic.

El que farem ara és analitzar com es comporta el circuit de la figura 96 quan a l'entrada posem un 0 lògic i un 1 lògic i veure si realment segueix la taula de veritat donada per la taula 4:

- Si en l'entrada v_i no apliquem tensió, és a dir, hi ha un 0 lògic, llavors $v_{GS} = 0$ i no es formarà el canal. En conseqüència, no circularà corrent a

través del transistor. Si no circula corrent, $I_D = 0$, i en la resistència R_D no caurà cap tensió, ja que està col·locada en sèrie amb el transistor. Per tant, la tensió que es registri en v_o serà de V_{DD} . És a dir, tindrem com a sortida un 1 lògic.

- Si, per contra, la tensió que apliquem a l'entrada està propera a V_{DD} , és a dir, es tracta d'un 1 lògic, llavors v_{GS} serà positiu i igual a V_{DD} . Per tant, v_{GS} serà prou gran i es formarà un canal en el transistor. En conseqüència, hi circularà corrent i caurà potencial en la resistència R_D . Si aquesta resistència té un valor prou alt perquè hi caigui molt potencial, llavors gairebé tots els V_{DD} volts cauran allà i en v_o es registraran 0 V, que es correspon al senyal d'un 0 lògic. És a dir, el circuit de la figura 96 inverteix l'entrada, satisfà la taula de veritat 4 i es comporta com una porta NOT.

La clau del funcionament de la porta NOT, com podeu deduir d'aquesta anàlisi que acabem de dur a terme, és que el transistor **commuta** d'un estat de tall a un estat de conducció (a la regió de saturació) i viceversa. Aquesta commutació és la que permet sintetitzar la porta NOT i representa el comportament general dels transistors en circuits lògics.

No obstant això, com succeeix habitualment, no tot és perfecte. El circuit funciona, però el valor de R_D ha de ser elevat i això és un problema. Un dels reptes de l'electrònica digital d'avui dia és integrar els components en mida cada vegada és petites i, per desgràcia i malgrat el que podria semblar, és molt més simple integrar un MOSFET sencer que una resistència. És enormement costós fer grans resistències en mides petites.

Quina solució tenim per a aquest problema? Com hem esmentat en el subapartat 3.3.3., el MOSFET es pot comportar com una resistència si treballa a la regió lineal o òhmica. Llavors, una possible solució seria integrar un transistor treballant a la seva regió lineal en lloc d'aquesta resistència de valor elevat. Vegem en el subapartat següent com quedaria el circuit en aquest cas.

3.7.3. Porta NOT real

En aquest subapartat partirem de la porta NOT representada en la figura 96 i substituïrem la resistència R_D que hi apareix per un altre transistor MOSFET. Així, serà més senzilla la fabricació del circuit resultant. El resultat d'aquesta substitució és en la figura 97.

Com podeu veure en la figura 97, tenim ara dos transistors N-MOS (denominats $T1$ i $T2$). El transistor $T2$, que actuarà com a càrrega activa, presenta la porta (G) connectada amb el drenador (D) i tots dos al seu torn connectats a la tensió d'alimentació que, segons indica la figura, és V_{DD} . Analitzem el funcionament del circuit per veure si es comporta com una porta NOT, és a dir,

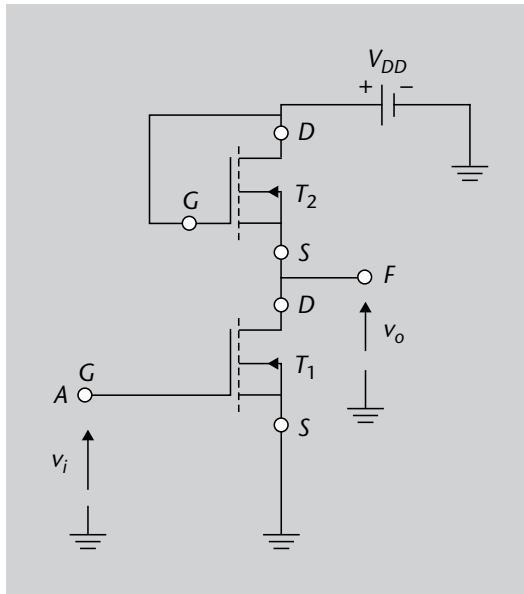
Càrrega activa

Es denomina càrrega activa a causa que exerceix el paper d'una resistència (és a dir, una càrrega), però s'implementa per mitjà d'un component actiu, un transistor.

si respon a la taula de veritat donada per la taula 4. Comprovarem quina és la sortida del circuit per a les dues possibles entrades de 0 i 1 lògics:

1) Suposem que apliquem a l'entrada el senyal d'un 0 lògic (0 V). El transistor T1 estarà en zona de tall, ja que $v_{GS1} = 0$, i equival a una resistència de valor molt alt. Podem dir que pràcticament no circularà corrent pel drenador de T1, $I_{D1} = 0$ (ni tampoc pel de T2, $I_{D2} = 0$, ja que estan connectats en sèrie).

Figura 97. Porta NOT fabricada amb dos MOSFET



No obstant això, això no ens permet determinar directament la tensió de sortida, ja que T2 també podria estar a la zona de tall, i en tal cas la tensió de sortida seria un divisor de tensió entre dues resistències d'alt valor. D'altra banda, podria estar en zona lineal i, llavors, es comportaria com una resistència de baix valor. En cada cas, el valor de la tensió de sortida v_o canviaria.

Per a veure la situació real de T1, suposarem tant una opció com l'altra i veurem quina de les dues ens porta a un resultat incoherent. D'aquesta manera, podrem determinar quina és la situació real de T2.

Plantejarem dues suposicions: que T2 és a la zona de tall i que T2 és a la zona lineal. I veurem llavors quina de totes dues dóna un resultat incompatible amb la hipòtesi que el corrent de drenador és zero en tots dos transistors:

a) Suposem que T2 és a la zona de tall. Llavors, el corrent pel drenador és nul, és a dir, $I_{D1} = 0$. En aquest cas, tots dos MOSFET es comporten com a resistències d'alt valor i podem afirmar el següent:

- La tensió en el terminal de font de T2, que coincideix amb la tensió de sortida, seria aproximadament $V_{DD}/2$ (suposant que els dos transistors

Subíndexs v_{GSi}

Els subíndexs $i = 1, 2$ en les variables que utilitzem en aquest subapartat fan referència als transistors T_1 i T_2 respectivament.

Figura 97

Esquema que representa com s'implementaria una porta NOT realment en un circuit integrat. La resistència se substitueix per un altre transistor MOSFET complet.

Un procediment habitual

En molts camps de l'enginyeria, és habitual operar com veurem en aquest exemple: s'entaula una hipòtesi de treball i es verifica si és correcta. En el cas que no ho sigui, es fa una nova suposició i s'analitza. Un exemple d'aquest mètode ja el vam veure en analitzar circuits amb díodes en el mòdul "El díode. Funcionament i aplicacions".

fossin idèntics), ja que tots dos es comportarien com a resistències de valor molt alt i la sortida seria, llavors, la sortida d'un divisor de tensió.

- En aquest cas, la tensió v_{GS2} (l'existent entre la porta G i la font S de T2) seria de $V_{DD}/2$, ja que la porta està connectada a V_{DD} ($v_{GS2} = v_{DS2}$) i acabem de dir que la font està a $V_{DD}/2$. A més, la tensió v_{DS2} (l'existent entre D i S de T2) estarà també a $V_{DD}/2$.
- No obstant això, si tant v_{GS2} com v_{DS2} estan a $V_{DD}/2$, el transistor no està en zona de tall, sinó en zona de saturació. N'hi ha prou de veure que v_{GS2} és més gran que zero i, per aquest motiu, es crea canal; a més, v_{DS2} és també positiva, amb la qual cosa tendeix a circular corrent pel canal creat. No obstant això, no pot estar en zona de saturació, ja que hem dit que $I_{D2} = 0$. Per tant, la suposició és incorrecta: T2 no és en zona de tall.

b) Suposem ara que T2 és a la zona lineal. Si és així, es comporta com una resistència de baix valor i la tensió de sortida és pràcticament V_{DD} (és a dir, un 1 lògic), ja que T1 era en zona de tall. Veiem que la suposició és correcta, ja que, quan T2 és en zona lineal, el corrent és pràcticament nul. En conseqüència, la tensió v_{DS2} és també pràcticament nul·la, independentment de v_{GS2} , que és perfectament coherent amb la suposició que estem fent; per tant, la suposició és correcta. Per tant, T2 és en la seva zona lineal.

A manera de conclusió, si posem a l'entrada un 0 lògic, veiem que a la sortida hi ha un 1 lògic.

2) Analitzem a continuació què succeeix quan posem a l'entrada un 1 lògic. El transistor T1 té predisposició a conduir, ja que la seva tensió v_{GS1} (que coincideix amb v_i) és positiva i superior al llindar (hem creat canal).

Ara hem d'observar en la figura 97 que la porta i el drenador del transistor T2 estan units entre si. Es pot demostrar que aquest fet obliga que el transistor T1 estigui a la seva zona lineal i que, per tant, es comporti com una resistència de baix valor i que el corrent que hi circula sigui petit. Així mateix, també col·loca el transistor T2 a la seva zona lineal i, per tant, també es comporta com una resistència. El que interessa és que la resistència del transistor T2 sigui molt alta. Llavors, tota la tensió V_{DD} cauria en v_{DS2} i la sortida seria d'aproximadament zero volts, és a dir, un zero lògic. Sense entrar en detall excessiu, es pot aconseguir una resistència a la zona lineal de T2 més alta que la que ofereix T1 a la seva zona lineal fent que T2 tingui un canal més llarg i estret que T1. En aquest cas, davant una entrada d'un 1 lògic, la sortida seria d'un 0 lògic.

A manera de conclusió, aquest circuit es comporta seguint la taula de veritat donada per la taula 4 i es tracta d'una porta NOT. D'aquesta manera, ja hem

vist com podem dissenyar utilitzant MOSFET una porta NOT. Vegem com podem implementar una porta NAND.

3.7.4. Porta NAND

En aquest subapartat veurem com podem fer una porta NAND utilitzant tecnologia MOS. El circuit que implementa la porta NAND està representat en la figura 98. HI podeu veure com apareix de nou la font de tensió constant V_{DD} , i ara dos senyals d'entrada, que reben el nom de A i B. També podeu veure un transistor que es troba en la part superior de la figura. Aquest transistor té el paper d'una resistència implementada per mitjà d'un transistor, igual que en el subapartat 3.7.3., ja que resulta més fàcil implementar transistors que resistències en circuits integrats.

Figura 98. Porta NAND fabricada amb MOSFET

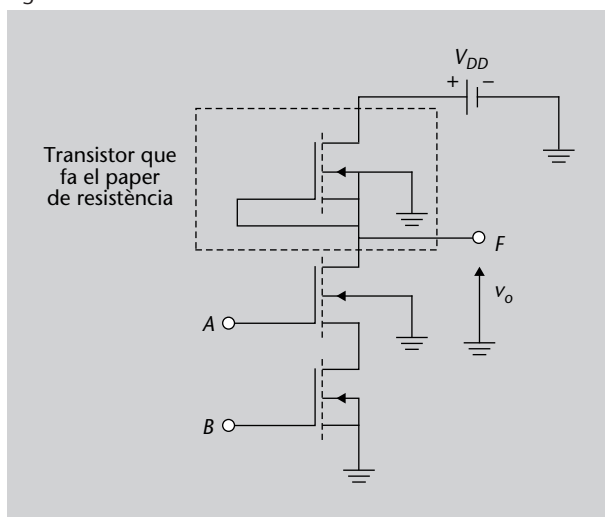


Figura 98

Esquema elèctric que representa una porta NAND fabricada a partir de transistors MOSFET.

Hem de tenir present, en observar la figura 98, que el símbol del MOSFET d'acumulació de canal N està determinat per la figura 99.

Figura 99

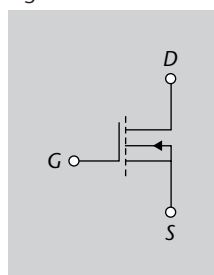


Figura 99

Símbol del MOSFET d'acumulació de canal N.

Fixeu-vos que el MOSFET que fa de càrrega activa en la figura 98 té ara la seva porta connectada a la seva font, en lloc de com passava en la porta NOT, que

estava connectada al drenador. La tensió d'alimentació és de V_{DD} volts, per tant:

- Un senyal de tensió nul·la es correspon amb un 0 lògic.
- Un senyal de tensió de valor V_{DD} es correspon amb un 1 lògic.

Analitzem el comportament del circuit de la figura 98. Per a això, en primer lloc, recordem com és la taula de veritat d'una porta NAND en la taula 6. La sortida és sempre 1 excepte quan totes dues entrades valen 0:

Taula 6. Taula de veritat de la funció NAND

A	A	Sortida (F)
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Analitzem ara les quatre possibilitats que es poden presentar:

- Si un dels dos senyals, A o B , és zero (o proper a zero). Aquest cas recull les tres possibilitats corresponents al fet que totes dues entrades siguin zero, que $A = 0$ i $B = 1$ i que $B = 0$ però $A = 1$. Llavors el transistor (o transistors) corresponent és a la regió de tall a causa que no hi ha tensió aplicada entre la porta i la font i no s'ha format canal. Com tots els elements estan situats en sèrie, no hi circula corrent, no cau potencial en cap dels elements i, per tant, la tensió de la sortida és $v_o = V_{DD}$. És a dir, a la sortida hi ha un 1 lògic.
- Si, per contra, totes dues entrades estan a 1 lògic, llavors tots dos transistors es troben a la seva regió de conducció i gairebé tot el potencial caurà en el transistor que exerceix el paper de resistència; per tant, la sortida serà una tensió pràcticament nul·la, és a dir, d'un zero lògic.

D'aquesta manera, es pot implementar una porta NAND utilitzant tecnologia MOS.

Amb això hem arribat al final del mòdul, i disposeu d'una visió general dels transistors, de la manera de funcionament i de les possibles aplicacions.

3.8. Recapitulació

Què hem après?

En aquest apartat:

- Heu conegut l'estructura física d'un transistor d'efecte de camp (FET) en dues de les seves versions, JFET i MOSFET.
- Per a aquests, també heu obtingut un model elèctric senzill del comportament.

Lectura complementària

Com a lectura addicional, es pot consultar el llibre *Física de los dispositivos electrónicos* de Gustavo López i José M. García, per a conèixer la implementació d'altres portes lògiques i altres tipus de tecnologies. En particular, també podríeu veure com quedarien les implementacions en tecnologia P-MOS i en una de les més esteses en el disseny de circuits digitals actualment: la CMOS.

- Heu conegut les diferents regions de funcionament d'un FET.
- Heu conegut una topologia de polarització per a FET.
- Heu vist una topologia d'amplificació basada en FET, que és anàloga a la vista per a BJT.
- Heu conegut com podeu fer portes lògiques basades en MOSFET.

4. Problemes resolts

En aquest apartat trobareu un conjunt de problemes resolts. En primer lloc, apareixen els enunciats de manera consecutiva i, a continuació, la resolució. És convenient que els intenteu resoldre primer vosaltres sense mirar les solucions. És probable que no us surtin bé o que no sapigueu ben com enfocar-los: és normal quan intenteu fer-los les primeres vegades. Per a veure com es resolen, podeu anar al subapartat de solucions.

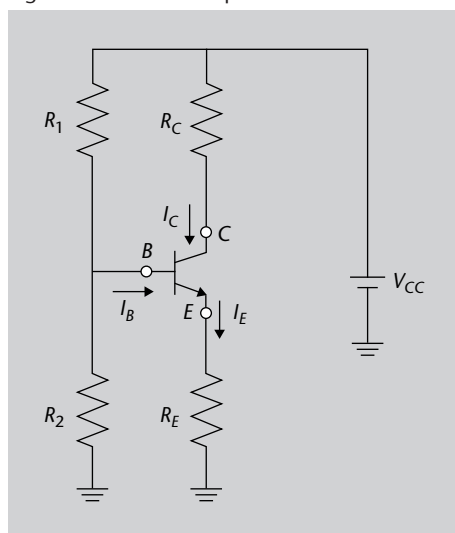
4.1. Enunciats

Problema 1

Calculeu el punt d'operació del BJT del circuit de la figura 100 per als valors següents dels seus paràmetres:

- $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$
- $R_E = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1,5 \text{ k}\Omega$
- $V_{CC} = 12 \text{ V}$
- $\beta = 180$ i $v_{BE} = 0,7 \text{ V}$

Figura 100. Circuit del problema 1

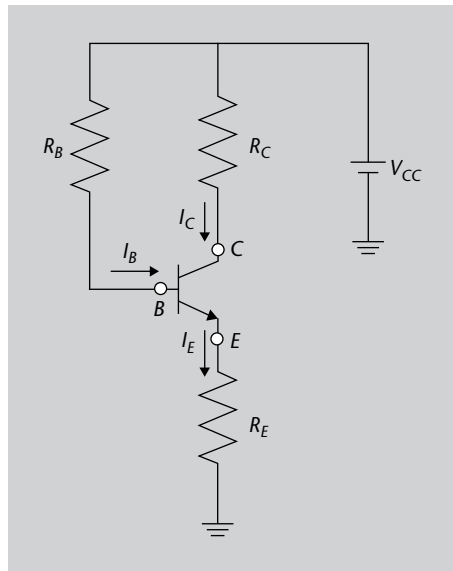


Problema 2

Calculeu el punt d'operació del circuit de la figura 101 per als valors següents dels seus paràmetres:

- $R_B = 11 \text{ k}\Omega$
- $R_E = 20 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1,1 \text{ k}\Omega$
- $V_{CC} = 12 \text{ V}$
- $\beta = 100$ i $v_{BE} = 0,7 \text{ V}$

Figura 101. Circuit del problema 2



Problema 3

Dissenyu un circuit de polarització per divisió de tensió per a situar un BJT de $\beta_{min} = 120$ i $v_{BE} = 0,7 \text{ V}$ en un punt d'operació que permeti la màxima excursió simètrica i amb un valor de corrent de col·lector determinat per $I_C = 2,1 \text{ mA}$, si la font utilitzada és de $V_{CC} = 12 \text{ V}$.

Problema 4

Un JFET de canal N té una tensió de tall $|v_{GS_{off}}| = 3,2 \text{ V}$ i un corrent de saturació de $I_{D_{ss}} = 10 \text{ mA}$. Calculeu el corrent I_D que circula pel dispositiu si li apliquem una tensió $|v_{GS}| = 1,7 \text{ V}$ quan la tensió v_{DS} és tal que està en saturació.

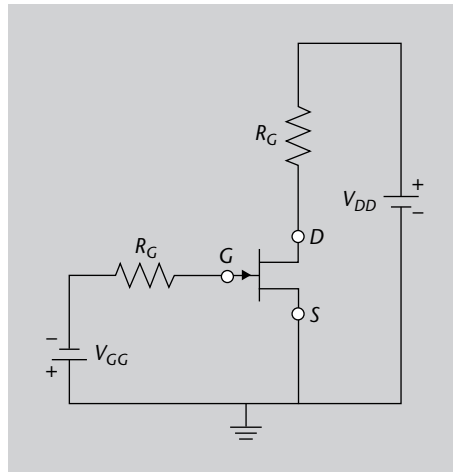
Problema 5

Un JFET de canal N té una tensió de tall de $|v_{GS_{off}}| = 3,2 \text{ V}$. Si apliquem una tensió de $|v_{GS}| = 1,2 \text{ V}$, calculeu el valor de v_{DS} a partir del qual el dispositiu està en saturació.

Problema 6

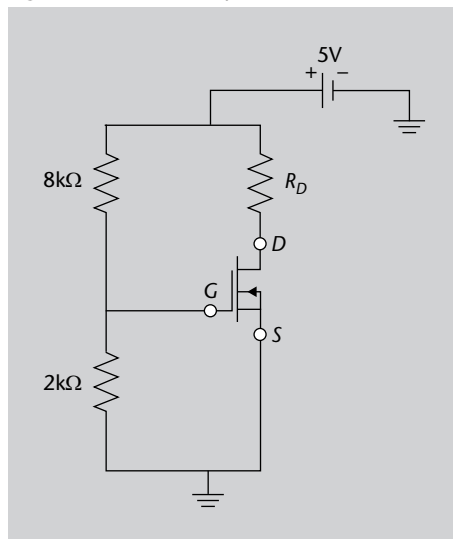
En el circuit de la figura 102, calculeu la tensió v_{DS} . Tingueu en compte les dades següents: $V_{DD} = 30 \text{ V}$, $V_{GG} = 1,5 \text{ V}$, $v_{GS_{off}} = -3,6 \text{ V}$, $R_G = 10 \text{ k}\Omega$, $R_D = 6 \text{ k}\Omega$ i $I_{D_{ss}} = 5 \text{ mA}$.

Figura 102. Circuit del problema 6

**Problema 7**

Calculeu v_{GS} en el circuit de la figura 103.

Figura 103. Circuit del problema 7

**Problema 8**

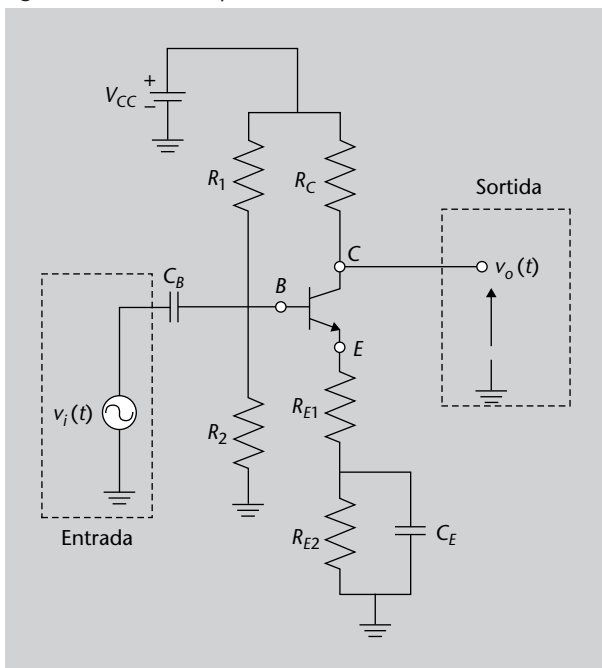
Per al circuit amplificador basat en BJT en emissor comú de la figura 104, calculeu:

- El valor del guany en voltatge.
- La resistència d'entrada.
- El valor de la sortida si l'entrada és el senyal $v_i(t) = 0,7 \sin(2t)$.

Dades:

- $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$
- $R_{E1} = 200 \text{ }\Omega$, $R_C = 1,5 \text{ k}\Omega$, $R_{E2} = 1 \text{ k}\Omega$
- $V_{CC} = 12 \text{ V}$
- $\beta = 180$ i $v_{BE} = 0,7 \text{ V}$

Figura 104. Circuit del problema 8

**Problema 9**

Per al circuit amplificador basat en BJT en emissor comú de la figura 105, calculeu, mitjançant el model de paràmetres h del transistor:

- El valor del guany en voltatge.
- La resistència d'entrada.
- El valor de la sortida si l'entrada és el senyal $v_i(t) = 0,7 \sin(2t)$

Dades:

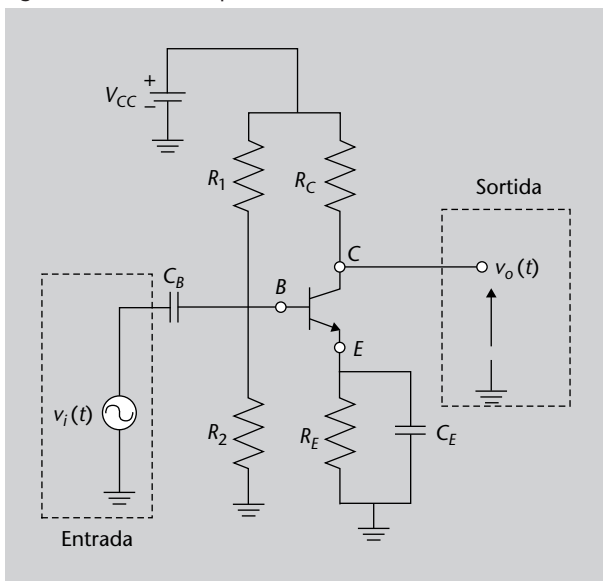
- $R_1 = 300 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$
- $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 2 \text{ k}\Omega$
- $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $C_B = 33 \text{ nF}$

Els valors del model de petit senyal els proporciona el fabricant en el *datasheet* del dispositiu. Per al punt d'operació en el qual és el transistor, els valors són els següents:

- $h_{11} = 4,5 \text{ k}\Omega$
- $h_{21} = 330$

La resta de paràmetres es poden menysprear.

Figura 105. Circuit del problema 9



4.2. Resolució

Problema 1

Seguim els passos indicats en el subapartat 2.1.2. per al càlcul del punt d'operació. En primer lloc, calculem els equivalents Thévenin del circuit d'entrada mitjançant les equacions 72 i 73:

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 7.200 \, \Omega \quad (236)$$

$$V_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 4,8 \, \text{V} \quad (237)$$

Una vegada que ja tenim els equivalents de Thévenin, seguim amb els passos següents:

1) Apliquem la llei de Kirchoff de tensions a la malla d'entrada, determinada per l'equació 74:

$$V_{Th} = I_B R_{Th} + v_{BE} + I_E R_E \quad (238)$$

$$4,8 = 7.200 I_B + 0,7 + 1.200 I_E \quad (239)$$

Ara fem ús de $I_E \approx \beta I_B$ i convertim l'equació 239 en:

$$4,8 = 7.200 I_B + 0,7 + 1.200 \beta I_B \quad (240)$$

2) De l'equació 240, podem aïllar I_B :

$$I_B = \frac{4,8 - 0,7}{7.200 + 180 \cdot 1.200} = 1,837 \cdot 10^{-5} \text{ A} \quad (241)$$

3) Ara podem calcular I_C mitjançant l'equació 45:

$$I_C = \beta I_B = 180 \cdot 1,837 \cdot 10^{-5} = 3,3 \text{ mA} \quad (242)$$

4) Finalment, apliquem la llei de Kirchhoff de tensions a la malla de sortida:

$$V_{CC} = I_C R_C + v_{CE} + I_C R_E \quad (243)$$

d'on aïllem v_{CE} :

$$v_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_C R_E = 3,07 \text{ V} \quad (244)$$

I ja tenim calculat el punt d'operació, que està determinat per:

$$Q = (v_{CE} = 3,07 \text{ V}, I_C = 3,3 \text{ mA}) \quad (245)$$

Problema 2

El circuit del problema 2 no es correspon amb cap dels circuits de polarització presentats en el subapartat 2.1.2. No obstant això, podem seguir un procediment totalment anàleg al presentat en el subapartat 2.1.2. per a calcular el punt de treball del transistor.

En primer lloc, redibuixem en la figura 106 el circuit de la figura 101 explicitant-hi les malles d'entrada i sortida del BJT. Per a això, tan sols hem hagut de duplicar la font de tensió V_{CC} .

En disposar de les malles d'entrada i de sortida, serà més fàcil calcular el punt d'operació. Ara seguirem un procés anàleg al dut a terme en el subapartat 2.1.2.

1) En primer lloc, apliquem la llei de Kirchhoff de tensions a la malla d'entrada:

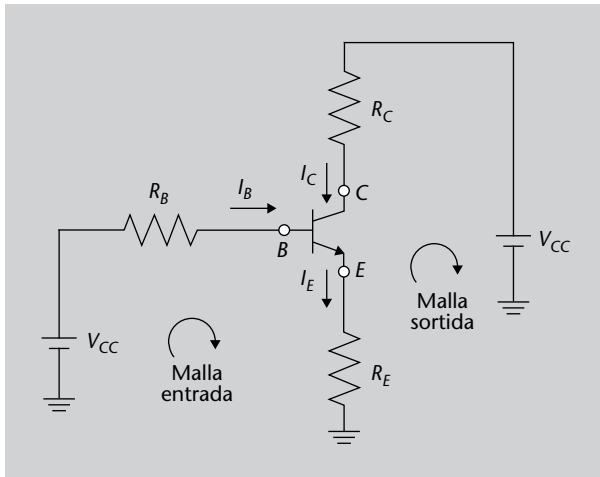
$$V_{CC} = I_B R_B + v_{BE} + I_E R_E \quad (246)$$

$$12 = 11.000 I_B + 0,7 + 20.000 I_E \quad (247)$$

Ara fem ús de $I_E \approx \beta I_B$ i convertim l'equació 247 en:

$$12 = 11.000I_B + 0,7 + 20.000\beta I_B \quad (248)$$

Figura 106. Circuit redibuixat del problema 2



2) De l'equació 248, podem aïllar I_B :

$$I_B = \frac{12 - 0,7}{11.000 + 100 \cdot 20.000} = 5,62 \cdot 10^{-6} \text{ A} \quad (249)$$

3) Ara podem calcular I_C mitjançant l'equació 45:

$$I_C = \beta I_B = 100 \cdot 5,62 \cdot 10^{-6} = 0,562 \text{ mA} \quad (250)$$

4) Finalment, si apliquem la llei de Kirchhoff de tensions a la malla de sortida:

$$V_{CC} = I_C R_C + v_{CE} + I_C R_E \quad (251)$$

d'on aïllem v_{CE} :

$$v_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_C R_E = 0,184 \text{ V} \quad (252)$$

I ja tenim calculat el punt d'operació, que està determinat per:

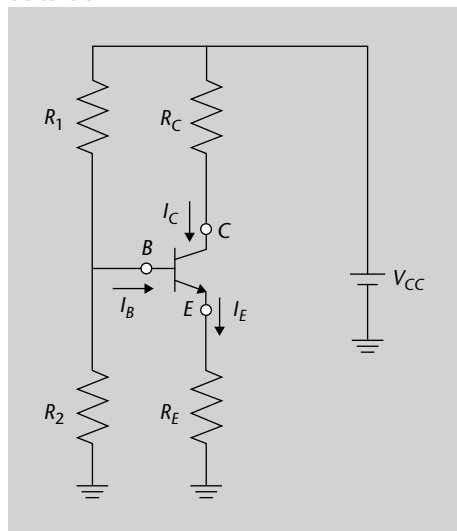
$$Q = (v_{CE} = 0,184 \text{ V}, I_C = 0,562 \text{ mA}) \quad (253)$$

Com veieu, un circuit diferent de polarització s'analitza a partir dels mateixos procediments que els comentats en l'apartat 2.

Problema 3

Primer, recordem que el circuit per divisió de tensió està determinat per la figura 107.

Figura 107. Circuit de polarització per divisió de tensió



Seguirem els passos esmentats en el requadre gris del subapartat 2.1.3. En primer lloc, hem d'explicitar les dades inicials del problema.

1) Conèixer el punt de treball del transistor. En aquest cas, ens indiquen que $I_C = 2,1 \text{ mA}$ però no ens diuen res del valor de v_{CE} . No obstant això, sí ens diuen que l'excursió simètrica ha de ser màxima. Això implica que el punt de treball s'ha de localitzar en un lloc central de les característiques del BJT i, per tant, hem de seguir la recomanació donada en el subapartat 2.1.3. per mitjà de l'equació 99 per a l'elecció de v_{CE} . Llavors, $v_{CE} = 0,5V_{CC} = 6 \text{ V}$ i ja tenim el punt de treball que volem.

2) Conèixer el valor de la font de continu, V_{CC} . En el nostre problema, $V_{CC} = 12 \text{ V}$.

3) Conèixer el valor de β_{min} . En l'enunciat ens diuen que $\beta_{min} = 120$. Ara que ja tenim presents totes les dades necessàries, podem començar amb la fase de disseny pròpiament dita.

4) Inicialment, hem de calcular la resistència R_E . Primer en calculem la diferència de potencial segons:

$$V_{R_E} = 0,1V_{CC} = 1,2 \text{ V} \quad (254)$$

i a continuació el valor de la resistència fent ús de la llei d'Ohm:

$$R_E = \frac{V_{R_E}}{I_C} = \frac{1,2}{0,0021} = 571,43 \text{ } \Omega \quad (255)$$

5) Dimensionem la font de Thévenin amb l'equació 101:

$$V_{Th} = 0,7 + v_{R_E} = 0,7 + 1,2 = 1,9 \text{ V} \quad (256)$$

6) i la resistència Thévenin amb l'equació 102:

$$R_{Th} = 0,1\beta_{min}R_E = 0,1 \cdot 120 \cdot 571,43 = 6.857,1 \Omega = 6,86 \text{ k}\Omega \quad (257)$$

7) Dels valors de l'equivalent Thévenin calcularem les resistències R_1 i R_2 :

$$R_1 = \frac{V_{CC}R_{Th}}{V_{Th}} = \frac{12 \cdot 6.857,1}{1,9} = 4,33 \cdot 10^4 \Omega \quad (258)$$

$$R_2 = \frac{V_{CC}R_{Th}}{V_{CC} - V_{Th}} = \frac{12 \cdot 6.857,1}{12 - 1,9} = 8.146,9 \Omega \quad (259)$$

8) Finalment, aïllem el valor de R_C de l'equació 78:

$$V_{CC} = I_C R_C + v_{CE} + I_C R_E \quad (260)$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - v_{CE}}{I_C} - R_E = \frac{12 - 6}{0,0021} - 571,43 = 2.285 \Omega \quad (261)$$

Ja tenim tots els paràmetres que defineixen la xarxa de polarització buscada.

Problema 4

Com v_{DS} és tal que el dispositiu està en saturació, sabem que és l'equació 175 la que modelitza el dispositiu:

$$I_D = I_{Dss} \left(1 - \frac{v_{GS}}{v_{GSoff}} \right)^2 \quad (262)$$

Atès que coneixem totes les dades, les podem substituir en l'equació 262 i obtenir:

$$I_D = 10 \left(1 - \frac{-1,7}{-3,2} \right)^2 = 2,197 \text{ mA} \quad (263)$$

Fixeu-vos que, dins de l'equació, hem substituït els valors de les tensions amb el seu signe, que ha de ser negatiu si està en saturació.

Problema 5

El JFET de canal N està en saturació quan se satisfà l'equació 173:

$$v_{DS} \geq v_{GS} - v_{GS_{off}} \quad (264)$$

En l'enunciat, ens proporcionen les dades per a substituir en l'equació 264 i obtenir la tensió v_{DS} a partir de la qual el dispositiu està en saturació:

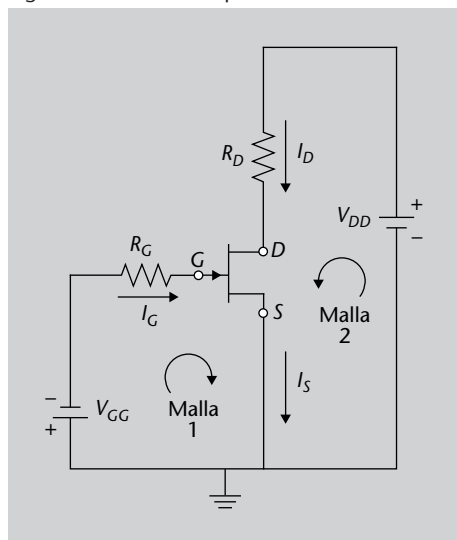
$$v_{DS} \geq -(1,2) - (-3,2) = 2 \text{ V} \quad (265)$$

Fixeu-vos com, de nou, les tensions apareixen amb els seus signes respectius.

Problema 6

En primer lloc, redibuixem el circuit problema amb les malles que usarem per a resoldre'l.

Figura 108. Circuit del problema 6



Per a calcular v_{DS} , apliquem la llei de Kirchhoff de voltatges a la malla 2 indicada en la figura 108. El resultat és l'equació:

$$V_{DD} = I_D R_D + v_{DS} \quad (266)$$

De l'equació 266 podem aïllar el valor de v_{DS} :

$$v_{DS} = V_{DD} - I_D R_D \quad (267)$$

En l'equació 267 coneixem V_{DD} i R_D , però no coneixem I_D , de manera que no podem calcular el valor de v_{DS} . Necessariem conèixer el valor de I_D ; com el podem trobar? Per a un JFET a la regió de polarització de saturació, hi ha una relació entre I_D i v_{GS} , que està determinada per l'equació 262:

$$I_D = I_{Dss} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{GS,off}} \right)^2 \quad (268)$$

Per tant, si trobem v_{GS} , llavors podríem calcular I_D i substituir-lo en l'equació 267 per a conèixer v_{DS} . El problema s'ha reduït ara a calcular v_{GS} . Per a això, apliquem la llei de Kirchhoff de voltatges a la malla 1 de la figura 108:

$$-V_{GG} = I_G R_G + v_{GS} \quad (269)$$

Com $I_G = 0$, llavors,

$$v_{GS} = -V_{GG} = -1,5 \text{ V} \quad (270)$$

Ara que ja tenim calculat v_{GS} , portem el valor a l'equació 268 per a trobar I_D :

$$I_D = I_{Dss} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{GS,off}} \right)^2 = 5 \left(1 - \frac{-1,5}{-3,6} \right)^2 = 1,7 \text{ mA} \quad (271)$$

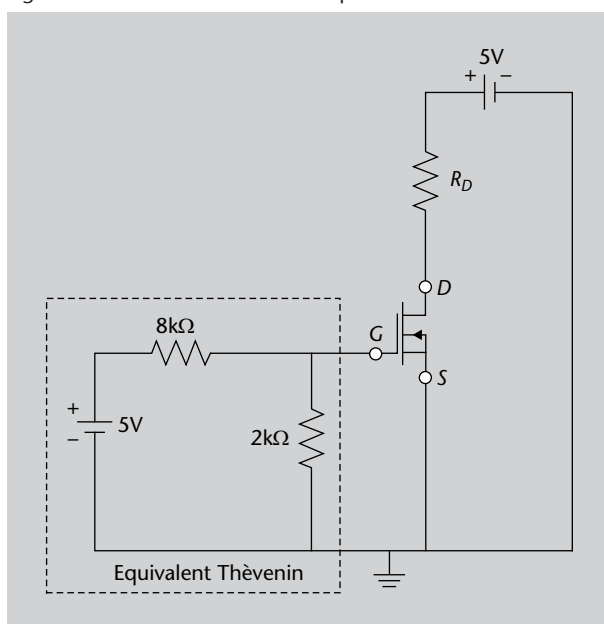
Una vegada que coneixem I_D , portem el valor a l'equació 267 i obtenim finalment el valor de v_{DS} , que és el que ens demanaven en l'enunciat:

$$v_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 30 - 0,0017 \cdot 6000 = 19,8 \text{ V} \quad (272)$$

Problema 7

Anem a començar redibuixant el circuit de la figura 103 d'una manera més simplificada, determinada per la figura 109.

Figura 109. Redibuix del circuit del problema 7

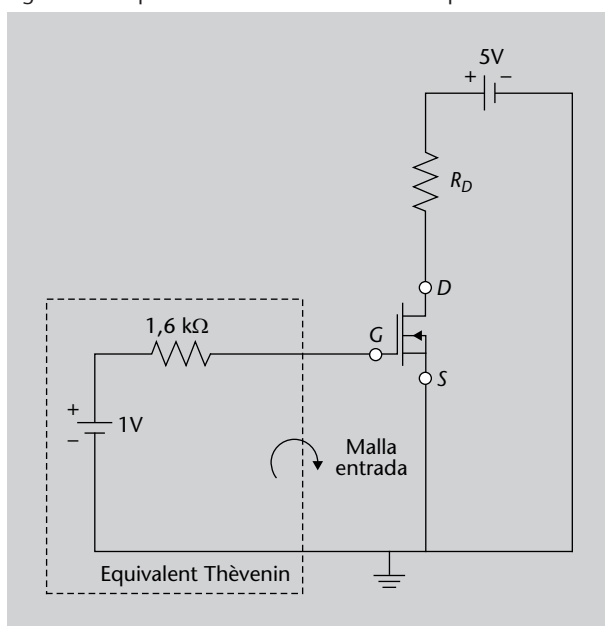


Per a fer més senzills els càlculs, podem reemplaçar els components connectats a la porta pel seu equivalent Thévenin mostrat en la figura 110, en què els valors de l'equivalent Thévenin són:

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 1,6 \text{ k}\Omega \quad (273)$$

$$V_{Th} = \frac{5R_2}{R_1 + R_2} = 1 \text{ V} \quad (274)$$

Figura 110. Equivalent Thévenin del circuit del problema 7



Ara, per a calcular v_{GS} , podem aplicar la llei de Kirchhoff de tensions a la malla d'entrada mostrada en la figura 110:

$$1 = I_G 1.600 + v_{GS} \quad (275)$$

Atès que $I_G = 0$, llavors, $v_{GS} = 1 \text{ V}$, que és la solució buscada.

Problema 8

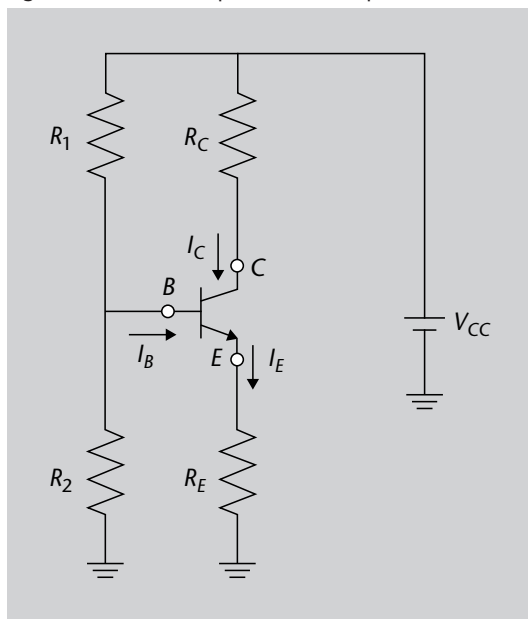
En aquest problema, veiem que partim d'un circuit d'amplificació en emissor comú, molt semblant al presentat en el subapartat 2.4.1. amb la particularitat que ara la resistència d'emissor s'ha dividit en dues parts, R_{E1} i R_{E2} , de tal manera que només una de les resistències està en paral·lel amb el condensador C_b . Llavors, quan fem l'anàlisi en continu i posem el condensador en circuit obert, la resistència d'emissor total serà la suma d'aquestes, $R_E = R_{E1} + R_{E2}$.

D'altra banda, quan fem l'anàlisi en altern i substituïm el condensador pel curtcircuit, la resistència R_{E2} desapareixerà, però ara R_{E1} continuarà present en

el model lineal del circuit. Vegem com afecta aquest fet al càlcul del guany i de la resistència d'entrada (especialment) del circuit d'amplificació.

Per a analitzar el circuit problema, seguim els mateixos passos que en el subapartat 2.4.1. En primer lloc, durem a terme l'anàlisi de continu. Per a això, substituïm els condensadors per circuits oberts i obtenim el circuit de polarització per divisió de tensió determinat per la figura 111.

Figura 111. Circuit de polarització del problema 8



En aquesta figura, la resistència d'emissor és la suma $R_E = R_{E1} + R_{E2}$. Amb les dades de l'exercici, veiem que es tracta del mateix circuit de polarització que el resultat en el problema 1. Ja calculem llavors el punt d'operació d'aquest circuit, que està determinat per:

$$Q = (v_{CE} = 3,07 \text{ V}, I_C = 3,3 \text{ mA}) \quad (276)$$

A continuació, fem l'anàlisi en altern. Per a això:

- 1) Hem de posar els condensadors en curtcircuit. El resultat d'aquesta operació està representat en la figura 112.
- 2) Identifiquem la configuració en la qual treballa el BJT. En aquest cas, és una configuració d'emissor comú, ja que la sortida es pren en el col·lector i l'emissor, a través de la resistència R_{E1} , i està compartit pels circuits d'entrada i de sortida.
- 3) A continuació, substituïm el BJT pel seu model de paràmetres r i obtenim el circuit de la figura 113.

Com podeu veure en la figura 113, el que ha ocorregut ara és que la resistència d'emissor ja no és només r_e , sinó que també apareix R_{E1} .

Figura 112. Anàlisi d'altern del circuit del problema 8

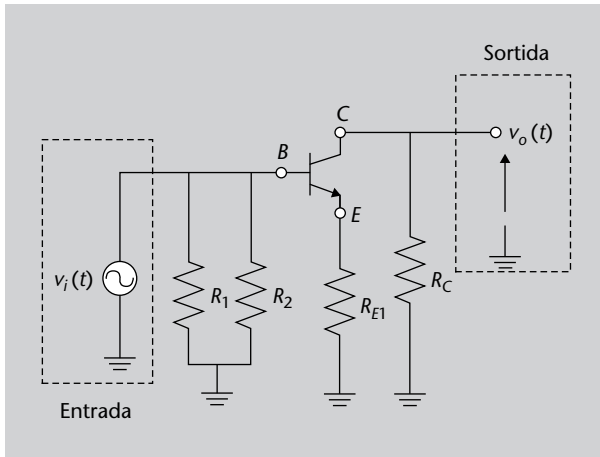
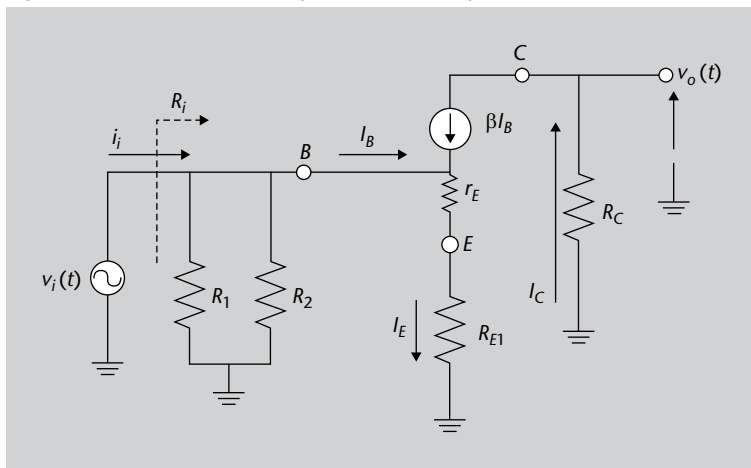


Figura 113. Substitució del BJT pel seu model de paràmetres r



4) Ara estem preparats per a analitzar el circuit de la figura 113 i respondre als apartats a, b i c.

a) Per al càlcul del guany, ens adonem que podem utilitzar la mateixa expressió que l'obtinguda en el subapartat 2.4.1., però per a un valor nou de la resistència d'emissor determinat per $R_E = r_e + R_{E1}$. És a dir, el circuit lineal representat en la figura 113 és el mateix que el representat en la figura 36 si s'utilitza com a resistència d'emissor un valor de $R_E = r_e + R_{E1}$. Llavors, podríem obtenir el guany en voltatge a partir de l'equació 136 només substituint la resistència d'emissor pel nou valor. El resultat és:

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e + R_{E1}} \tag{277}$$

Veiem que ara el valor del guany és inferior a l'obtingut quan no es divideix la resistència en dues parts. De fet, sol ocórrer habitualment que

$$R_{E1} \gg r_e$$

Guany en voltatge

El guany en voltatge de l'amplificador d'emissor comú és

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e}$$

en què r_e era l'única resistència connectada a l'emissor.

i l'equació 277 es pot simplificar a:

$$A_v = -\frac{R_c}{R_{E1}} \quad (278)$$

El resultat final és un guany més petit que l'obtingut sense la divisió de la resistència d'emissor en dos, però tenim un avantatge: ara el guany només depèn dels paràmetres de la xarxa de polarització, no depèn de cap paràmetre del BJT, ja que ara no depèn de r_e , que està determinat per la polarització i el valor de β . Amb les dades de l'enunciat, el valor aproximat del guany en tensió és:

$$A_v = -\frac{R_c}{R_{E1}} = -7,5 \quad (279)$$

b) Ara que ja tenim calculat el guany en tensió passem a calcular la resistència d'entrada. La resistència d'entrada es pot calcular com l'associació en paral·lel de R_1 , R_2 i la resistència d'entrada del BJT. Calculem la resistència d'entrada del BJT i calculem l'associació en paral·lel.

La resistència d'entrada del BJT es pot calcular com la caiguda de potencial en les resistència d'emissor dividida entre el corrent d'entrada. La caiguda de potencial en la resistència d'emissor és:

$$\Delta v = (1 + \beta)I_B(r_e + R_{E1}) \quad (280)$$

ja que la caiguda de potencial en una resistència és, segons la llei d'Ohm, el producte de la intensitat per la resistència. Ara hem de dividir aquest valor entre el corrent d'entrada al BJT, que és I_B . Llavors, la resistència d'entrada del BJT resulta:

$$R_{inBJT} = \frac{(1 + \beta)I_B(r_e + R_{E1})}{I_B} = (1 + \beta)(r_e + R_{E1}) \simeq \beta R_{E1} \quad (281)$$

Per tant, la resistència d'entrada és:

$$R_{in} = R_1 // R_2 // R_{inBJT} = 6 \text{ k}\Omega \quad (282)$$

Aquesta resistència d'entrada resulta més gran que quan no es divideix la resistència de l'emissor en dues parts, i això és positiu, ja que el més interessant en un circuit és que presenti una resistència d'entrada el més gran possible perquè no carregui gairebé el circuit precedent. Tenim, doncs, que el guany no depèn del BJT i que la resistència d'entrada augmenta com a trets positius. En contrapartida, el guany total baixa.

Si volem tenir totes les propietats de l'amplificador, haurem de recórrer a amplificadors multietapa, que compondran els anomenats *amplificadors operacionals*, que estudiareu en el mòdul següent.

c) Finalment, podrem calcular la sortida davant una entrada de la manera $v_i(t) = 0,7 \sin(2t)$ simplement multiplicant l'amplitud del senyal d'entrada pel guany en voltatge. Per tant, el voltatge de sortida serà:

$$v_o(t) = A_v v_i(t) = -7,5 \cdot 0,7 \cdot \sin(2t) = -5,25 \sin(2t) \text{ V} \quad (283)$$

Com veieu, l'amplificador ha canviat el signe del senyal, ja que ara hi ha un signe negatiu multiplicant l'amplitud del senyal de sortida. No obstant això, aquesta és només la sortida d'altern del circuit. La sortida total es pot calcular per superposició per mitjà de la suma de la sortida de continu i la d'altern.

$$v_o = v_Q - 5,25 \sin(2t) = 3,07 - 5,25 \sin(2t) \text{ V} \quad (284)$$

Si volem que el component de continu no passi a la sortida, haurem d'utilitzar un condensador de desacoblament connectat al terminal de sortida.

Problema 9

En aquest cas, tenim un problema molt semblant al problema 8 però ara, en lloc d'utilitzar el model de paràmetres r , l'enunciat ens diu que utilitzem el model de paràmetres h . Així, veurem com s'utilitza aquest model i tindreu un exemple diferent sobre com se substitueix el transistor en els circuits basats en BJT. També ens diu que podem utilitzar el model simplificat de paràmetres h introduït en el subapartat 2.3.1. en lloc del model complet.

Per a resoldre les preguntes, primer hem d'obtenir el punt d'operació del transistor. Per a això, seguim els passos indicats en el subapartat 2.1.2. Inicialment, posem tots els condensadors en circuit obert. Si fem això en el circuit de la figura 105, obtenim el circuit de polarització per divisió de tensió estudiat en el subapartat 2.1.2. En podem calcular el punt d'operació, com vam fer llavors.

Calculem, en primer lloc, l'equivalent Thévenin del circuit d'entrada, format per les resistències R_1 , R_2 i la font de tensió V_{CC} . El resultat és:

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 100 \text{ k}\Omega \quad (285)$$

$$V_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 4 \text{ V} \quad (286)$$

A continuació:

1) Apliquem la llei de voltatges de Kirchhoff a la malla d'entrada:

$$V_{Th} = I_B R_{Th} + v_{BE} + I_E R_E \quad (287)$$

En l'equació 287 ens apareix el valor de v_{BE} i el del corrent I_E . El valor de $v_{BE} = 0,7$ V, ja que el transistor es troba a la regió d'activa directa. El valor de I_E es calcula per mitjà de l'equació 50:

$$I_E \approx \beta I_B \quad (288)$$

El problema ara és quant val β . Si ens fixem en el paràmetre h_{21} de l'equació 122, ens adonem que exerceix el mateix paper que β i, per tant, $\beta = h_{21} = 330$. Llavors, l'equació de malla a l'entrada queda així:

$$V_{Th} = I_B R_{Th} + v_{BE} + h_{21} I_B R_E \quad (289)$$

2) Llavors, podem aïllar I_B com:

$$I_B = \frac{V_{Th} - v_{BE}}{R_{Th} + h_{21} R_E} = 7,67 \cdot 10^{-6} \text{ A} \quad (290)$$

3) El corrent de col·lector es pot calcular ara a partir de l'equació 122:

$$I_C = h_{21} I_B = 2,5 \text{ mA} \quad (291)$$

4) Finalment, a partir d'aquest valor podem calcular el de v_{CE} , que es calcula a partir de la llei de tensions de Kirchhoff aplicada a la malla de sortida:

$$V_{CC} = I_C R_C + v_{CE} + I_E R_E \quad (292)$$

en què fem que $I_E \approx I_C$:

$$V_{CC} = I_C R_C + v_{CE} + I_C R_E = I_C (R_C + R_E) + v_{CE} \quad (293)$$

Llavors:

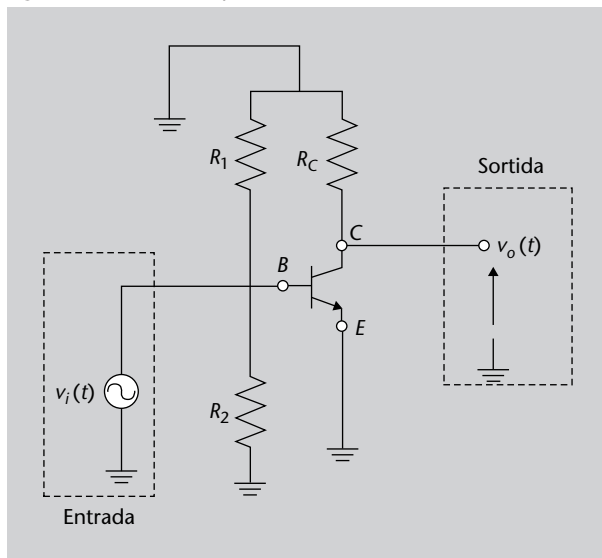
$$v_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 4,4 \text{ V} \quad (294)$$

i ja tenim calculat el punt d'operació i els valors de continu del dispositiu.

Ara ja podem passar a resoldre l'apartat *a*.

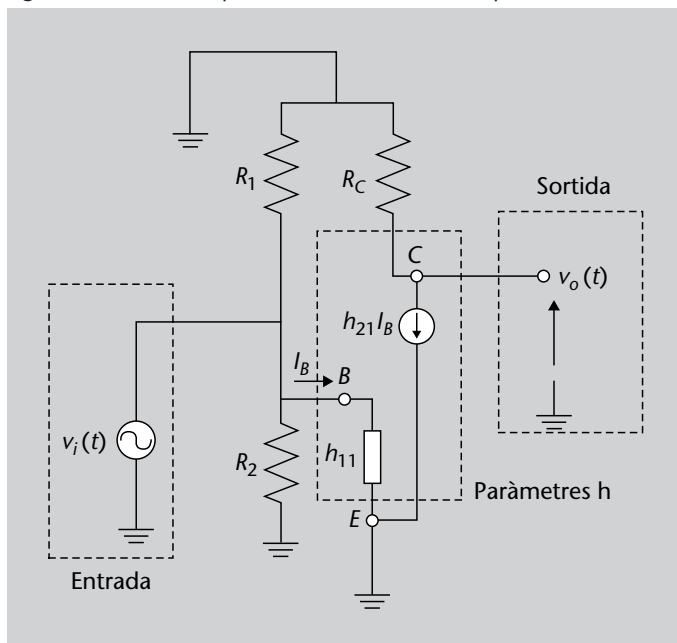
a) Per a calcular el guany en tensió de l'amplificador, en primer lloc posem els condensadors en curtcircuit i posem la font de tensió contínua V_{CC} a zero. Obtenim el circuit de la figura 114.

Figura 114. Circuit del problema 9: anàlisi en altern



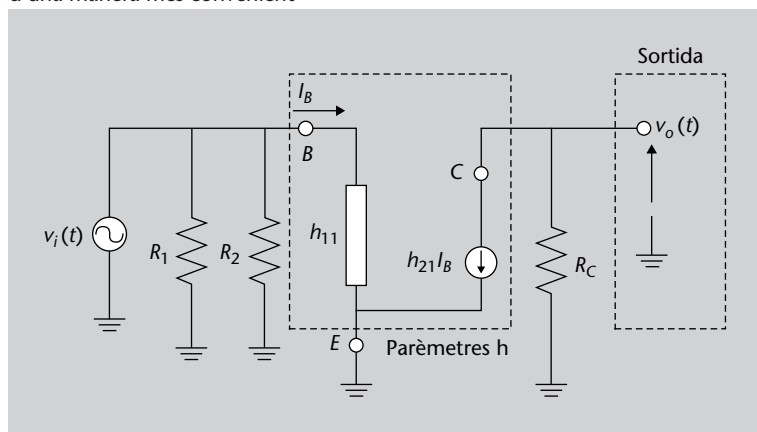
A continuació, substituïm el BJT pel seu model de petit senyal de paràmetres híbrids representat en la figura 31. El resultat és la figura 115.

Figura 115. Circuit del problema 9: model lineal de paràmetres *h*



Fixeu-vos com s'han tingut en compte els terminals del model de paràmetres h representat en la figura 31 a l'hora de substituir el model. Per a poder treballar amb aquest model lineal més fàcilment, el redibuixem d'una manera més convenient en la figura 116.

Figura 116. Circuit del problema 9: model lineal de paràmetres h dibuixat d'una manera més convenient



Ara ja podem calcular el guany en corrent. Es defineix com el quocient de la tensió de sortida entre la tensió d'entrada:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \quad (295)$$

Calculem totes dues tensions i fem la divisió:

- Comencem amb la tensió d'entrada. La tensió d'entrada v_i es pot calcular com la caiguda de tensió en les resistències R_1 , R_2 o h_{11} , ja que es troben totes en paral·lel. Calculem la caiguda de tensió en h_{11} , que és el més senzill. Llavors, v_i serà la caiguda de tensió en la resistència h_{11} , que és, segons la llei d'Ohm:

$$v_i = I_{h_{11}} h_{11} \quad (296)$$

Vegem ara quin corrent circula per aquesta resistència. El corrent que circula per la resistència es pot calcular aplicant la llei de Kirchhoff de corrents al node de l'emissor, i resulta:

$$I_{h_{11}} = I_B \quad (297)$$

d'on:

$$v_i = I_B h_{11} \quad (298)$$

- La tensió de sortida és la caiguda de tensió en la resistència de col·lector, R_C :

$$v_o = I_{R_C} R_C = -h_{21} I_B R_C \quad (299)$$

en què el signe menys apareix a causa que el corrent circula del potencial més petit al més gran de la resistència de col·lector.

- Ara dividim l'equació 298 entre la 299 i obtenim el guany de tensió:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{h_{21} I_B R_C}{I_B h_{11}} = -\frac{h_{21} R_C}{h_{11}} \approx -146 \quad (300)$$

i ja tenim calculat el guany en voltatge. Passem a calcular la resistència d'entrada.

- b) La resistència d'entrada es calcula amb la sortida en obert. Com no tenim res connectat a la sortida, la resistència d'entrada és l'associació en paral·lel de R_1 , R_2 i h_{11} :

$$R_{in} = R_1 // R_2 // h_{11} = 4,3 \text{ k}\Omega \quad (301)$$

Encara que no ho demanen en l'enunciat, el càlcul de la resistència de sortida és immediat. Per a això, hem de deixar el circuit d'entrada en obert i la resistència de sortida és simplement R_C .

$$R_o = R_C = 2 \text{ k}\Omega \quad (302)$$

- c) Finalment, la sortida davant una entrada de la manera $v_i(t) = 0,7 \sin(2t)$ es pot calcular mitjançant superposició. La sortida total serà la sortida en continu més la sortida a aquest senyal en altern. La sortida en continu era v_{CE} , mentre que la sortida en altern és:

$$v_o(t) = A_v \cdot 0,7 \cdot \sin(2t) = -102,2 \sin(2t) \text{ V} \quad (303)$$

que és el senyal d'entrada multiplicat pel guany en voltatge. Per tant, si apliquem superposició, la sortida total serà:

$$v_{o,total}(t) = v_{CE} + A_v \cdot 0,7 \cdot \sin(2t) = 4,4 - 102,2 \sin(2t) \text{ V} \quad (304)$$

Veiem que la sortida posseeix també un component en continu. Si volguéssim eliminar aquest component en continu, hauríem de posar un condensador de desacoblament en la sortida.

Resum

En aquest mòdul hem introduït l'estructura física i algunes de les aplicacions dels transistors més utilitzats en baixa freqüència, que són el **transistor bipolar d'unió (BJT)** i el **transistor d'efecte de camp (FET)**.

En primer lloc, hem començat amb l'estructura física dels BJT. Els BJT són dispositius de tres terminals que reben el nom d'**emissor (E)**, **base (B)** i **col·lector (C)**. El seu principi de funcionament bàsic consisteix que el terminal de base controla el corrent que passa pels altres dos.

Per a ser capaços d'analitzar circuits amb BJT, hem obtingut un model elèctric per mitjà de les equacions d'Ebers-Moll. El comportament global del BJT és no lineal, la qual cosa dóna lloc a diferents zones o regions de funcionament:

- activa directa,
- activa inversa,
- saturació,
- tall.

Com a conseqüència, si volem que el BJT es mantingui a la mateixa regió de funcionament quan se li connecta a l'entrada una tensió variable en el temps és necessari acoblar-li un **circuit de polarització**. El circuit de polarització és un circuit extern que obliga el BJT a comportar-se de la mateixa manera malgrat tensions o corrents variables a la base. En aplicacions d'amplificació, la regió de funcionament ha de ser la d'activa directa.

Un dels circuits de polarització més usats per a obligar que el BJT romangui a la regió d'activa directa és el basat en el divisor de tensió. El principal avantatge d'aquest circuit és que fa que el punt d'operació sigui insensible a les variacions del paràmetre β del transistor. D'aquesta manera, el punt d'operació és el mateix per a transistors amb diferent valor de β .

Una vegada que ja tenim els circuits de polarització, hem vist en l'apartat 2 topologies de circuits d'amplificació. Per a aquests, ens restringim al cas de **petit senyal i freqüència intermèdia**. Això significa que no amplifícavem el terme de continu i que el senyal d'entrada tenia una amplitud més petita que el senyal del punt d'operació. Sota aquestes circumstàncies, el transistor es podia representar de manera lineal. Hem vist dos models lineals del BJT. El **model de paràmetres híbrids** i el **model de paràmetres r** .

El model de paràmetres híbrids és una manera general de representar circuits en electrònica, mentre que el model de paràmetres r era un model més físic i construït especialment per al BJT. Amb aquest model, hem analitzat les con-

figuracions d'amplificadors en emissor comú, base comuna i emissor comú. En les configuracions d'emissor i base comuna s'aconseguia guany en tensió, mentre que en col·lector comú el guany en tensió era pràcticament la unitat. Per a cadascuna d'aquestes configuracions, hem presentat també el valor de les seves resistències d'entrada i de sortida.

En l'últim apartat, hem introduït l'estructura física fonamental dels **transistors d'efecte de camp, FET**. Els FET estan dividits en dos tipus de famílies: **FET d'unió o JFET** i **FET de metall-òxid-semiconductor o MOSFET**.

Els transistors FET són dispositius de tres terminals anomenats **font (S)**, **drenador (D)** i **porta (G)**. En general, el corrent de porta és pràcticament zero i el corrent de drenador coincideix amb el de font. El principi bàsic de funcionament dels FET és que el corrent de drenador es pot controlar mitjançant la tensió aplicada a la porta. Per tant, es tracta de dispositius controlats per tensió.

La diferència entre els JFET i els MOSFET és la manera com s'aconsegueix que el corrent de porta sigui pràcticament zero. En els JFET, s'aconsegueix mitjançant la polarització en inversa d'una unió PN. D'altra banda, en els MOSFET s'aconsegueix aïllant elèctricament el terminal de porta del semiconductor per mitjà d'una fina capa aïllant.

Tots dos dispositius posseeixen característiques I-V similars en les quals es poden distingir quatre regions de funcionament diferents:

- Zona **òhmica** o lineal. En aquesta zona, el transistor es comporta com una resistència.
- Zona de **saturació**. El transistor es comporta com una font de corrent controlat per tensió.
- Zona de **tall**. El transistor es comporta com un circuit obert.
- Zona de **ruptura**. El transistor perd la seva integritat.

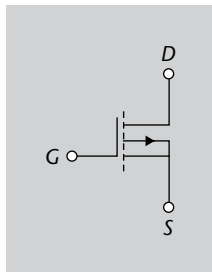
En aplicacions d'amplificació, els FET treballen a la zona de saturació. Per a aconseguir que el transistor romangui a la zona de saturació davant tensions d'entrada variables en el temps, és necessari acoblar-li circuits de polarització. Les topologies de circuits de polarització i d'amplificació són molt semblants a les estudiades per al BJT.

Finalment, la tecnologia basada en MOSFET és la més utilitzada en la realització de circuits digitals. Hem vist com podem sintetitzar portes lògiques utilitzant transistors FET. En particular, portes de tipus NOT i de tipus NAND.

Exercicis d'autoavaluació

- Si les tensions entre els terminals d'un BJT són $v_{BE} < V_{\gamma}$ i $v_{BC} < V_{\gamma}$, llavors el BJT és a la regió...
 - activa directa.
 - de tall.
 - de saturació.
 - activa inversa.
- Si tenim un BJT de silici polaritzat a la regió activa directa, la tensió d'emissor és 0,7 V més petita que la tensió de...
 - col·lector.
 - base.
 - terra.
 - alimentació V_{CC} .
- L'increment de temperatura, en un transistor BJT...
 - no canvia el valor de β .
 - disminueix el valor de β .
 - augmenta el valor de β .
 - Totes les respostes anteriors són falses.
- L'objectiu d'un circuit de polarització per a un BJT és...
 - configurar la regió de funcionament del transistor.
 - aconseguir que el punt de treball sigui estable enfront de la variació de β .
 - Els dos punts anteriors són correctes.
 - fer que el guany de corrent β sigui el més gran possible.
- En un transistor BJT...
 - la base està molt més dopada que l'emissor i el col·lector.
 - totes les parts tenen la mateixa mida.
 - els terminals d'emissor i col·lector són simètrics.
 - la base és molt més estreta que l'emissor i el col·lector.
- En un circuit de polarització per divisió de tensió, la resistència d'emissor R_E ...
 - no exerceix cap paper.
 - actua inestabilitzant el punt de treball enfront de variacions de β .
 - actua com una realimentació negativa.
 - té el mateix paper que la resistència de col·lector R_C .
- Les equacions d'Ebers-Moll...
 - descriuen el comportament del BJT en totes les regions.
 - descriuen el comportament només a la regió d'activa directa.
 - descriuen el comportament en activa, tant en inversa com en directa.
 - Totes les respostes anteriors són falses.
- El dibuix de la figura 117 representa un transistor...

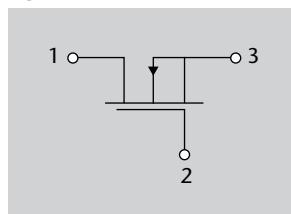
Figura 117



- MOSFET de depleció de canal N.
 - MOSFET d'acumulació de canal N.
 - MOSFET de depleció de canal P.
 - MOSFET d'acumulació de canal P.
- A més de la zona adequada per a amplificar senyals alterns, quines altres zones trobem en les característiques I-V d'un dispositiu FET?

- a) Activa directa, tall i saturació.
 - b) Lineal i saturació.
 - c) Lineal, tall i ruptura.
 - d) Activa inversa, tall i activa directa.
10. La resistència d'entrada d'un MOSFET (resistència de porta)...
- a) tendeix a infinit.
 - b) tendeix a zero.
 - c) és impossible de pronosticar.
 - d) tendeix a un.
11. En el símbol de la figura 118, els terminals 1, 2 i 3 es corresponen, respectivament, a...
- a) emissor, base i col·lector.
 - b) porta, drenador i font.
 - c) drenador, porta i font.
 - d) font, porta i drenador.

Figura 118



12. Per a la polarització habitual d'un JFET de canal N, s'aplica...
- a) $v_{GS} > 0$ i $v_{DS} > 0$.
 - b) $v_{GS} > 0$ i $v_{DS} < 0$.
 - c) $v_{GS} < 0$ i $v_{DS} > 0$.
 - d) $v_{GS} < 0$ i $v_{DS} < 0$.
13. Si volem un amplificador amb una resistència de sortida molt baixa, la configuració del BJT ha de ser...
- a) base comuna.
 - b) col·lector comú.
 - c) emissor comú.
 - d) Totes les respostes anteriors són falses.
14. La resistència de sortida d'un circuit amplificador basat en un BJT en emissor comú amb els paràmetres $R_1 = 8 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 6 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1,3 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $\beta = 180$ i $v_{BE} = 0,7 \text{ V}$, és...
- a) $R_1 // R_2 = 3,43 \text{ k}\Omega$.
 - b) $R_E // R_C = 565,22 \Omega$.
 - c) $R_C = 6 \text{ k}\Omega$.
 - d) $R_1 // R_2 // R_E // R_C = 485,22 \Omega$.
15. El guany en voltatge de l'amplificador en emissor comú basat en la xarxa de polarització del problema 1 és...
- a) $-220,7$.
 - b) 190 .
 - c) $-80,75$.
 - d) $-192,3$.

Solucionari

1. b; 2. b; 3. c; 4. c; 5. d; 6. c; 7. a; 8. d; 9. c; 10. a; 11. c; 12. c; 13. b; 14. c; 15. d;

Glossari

activa directa *f* Regió de funcionament d'un BJT en la qual el corrent de col·lector i d'emissor és proporcional al corrent de base.

α_F *f* Es llegeix *alfa sub efa* i representa el coeficient de transferència directa d'electrons.

α_R *f* Es llegeix *alfa sub erra* i representa el coeficient de transferència inversa d'electrons.

amplificador *m* Circuit que proporciona a la sortida un valor de tensió o corrent superior al que hi ha en l'entrada.

baixa freqüència *f* Regió de freqüències del senyal d'entrada amb longitud d'ona molt més gran que les dimensions del circuit. A més, també inclou els senyals constants o de continu.

β *f* La lletra grega *beta* és el guany en corrent d'un BJT.

biporta *f* Element circuital de quatre terminals entre els quals hi ha una relació algebraica entre les seves variables.

circuit de polarització *m* Circuit que permet configurar la manera de funcionament d'un transistor.

corrent de saturació, I_{Dsat} *f* Corrent constant que apareix en els dispositius FET quan el canal està escanyat.

dispositiu d'estat sòlid *m* Dispositiu construït enterament de materials sòlids en què els portadors de càrrega es troben completament confinats en el seu interior. Ara com ara, aquesta denominació sona estranya, però històricament aquest terme es va idear en contraposició de les tecnologies electròniques anteriors basades en tubs de buit o dispositius de descàrrega de gasos i dels dispositius electromecànics (com interruptors o commutadors) amb parts mòbils.

drenador, **D** *m* Terminal dels transistors FET. És per on surten els electrons que circulen pel transistor en els FET de canal N i per on surten els forats en els de canal P.

energia cinètica *f* Energia que posseeix un objecte a causa del seu estat de moviment. En concret, el valor depèn de la velocitat i de la massa de l'objecte per mitjà de l'equació $E_c = \frac{1}{2}mv^2$.

font, **S** *f* Terminal dels transistors FET. És per on entren els electrons que circulen pel transistor en els FET de canal N i per on entren els forats en els de canal P.

forat *m* Partícula abstracta amb càrrega positiva igual en valor absolut a la d'un electró.

porta, **G** *f* Terminal dels transistors FET. És el terminal la tensió del qual controla el corrent que circula pel drenador i la font dels FET.

punt de treball, **Q** *m* Col·lecció de variables que defineixen el comportament elèctric d'un transistor.

recombinació *f* Procés que té lloc dins dels materials semiconductors i pel qual electrons lliures ocupen forats i deixen d'estar lliures.

relació de reciprocitat *f* Relació entre els coeficients de transferència directa i inversa i els corrents inversos de saturació dels díodes del model d'Ebers-Moll, determinada per l'equació $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S$.

semiconductor en equilibri *m* Situació que aconsegueix un semiconductor quan no disposa de fonts de tensió externes connectades.

tensió llindar d'un díode *f* És el valor de tensió a partir del qual comença a circular un corrent apreciable pel díode. Es representa per V_z .

tensió llindar, $V_{GS,off}$ *f* Tensió a partir de la qual es produeix l'estrangulament de canal en els transistors de tipus FET.

topologia *f* Manera com els diferents components d'un circuit estan connectats entre si.

transistor bipolar d'unió *m* Transistor que té tres terminals: base (B), emissor (I) i col·lector (C). En aquests, el corrent de base controla el corrent que circula pels altres dues terminals.

Sigla **BJT**

en *bipolar junction transistor*

transistor d'efecte de camp d'unió *m* Transistor en què el corrent a través del terminal de porta s'impedeix per mitjà d'una unió PN polaritzada en inversa.

Sigla **JFET**

en *junction field effect transistor*

transistor d'efecte de camp de metall-òxid-semiconductor *m* Transistor en què el corrent a través del terminal de porta s'impedeix per mitjà d'una fina capa aïllant.

Sigla **MOSFET**

en *metal-oxide-semiconductor field effect transistor*

transistor d'efecte de camp *m* Dispositiu de tres terminals: drenador (D), porta (G) i font(S). La tensió de porta controla el corrent que circula pels altres dos terminals.

Sigla **FET**

en *field effect transistor*

voltatge tèrmic *m* Està determinat per $V_T = \frac{kT}{q}$, en què T és la temperatura en kelvins, k és la constant de Boltzmann de valor $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K i q és la càrrega de l'electró en valor absolut.

xarxa cristal·lina *f* Associació d'àtoms fixos del material que formen una estructura periòdica en l'espai.

zona de saturació *f* Regió de funcionament dels BJT i FET.

zona de tall *f* Regió de funcionament dels BJT i FET en la qual no circula corrent a través del dispositiu.

zona òhmica o lineal *f* Regió de funcionament dels transistors FET en la qual la relació entre el corrent que circula pels terminals i la tensió de drenador és proporcional.

Bibliografía

Casilari, E; Romero, J. M.; De Trazenies, C. (2003). *Transistores de efecto campo*. Ediciones de la Universidad de Málaga (“Manuales”).

López, G; García, J. M. (1993). *Física de los dispositivos electrónicos*. Imprenta Fareso.

Malik, N. R. (2000). *Circuitos electrónicos*. Madrid: Editorial Prentice Hall.

Prat, L; Calderer, J. (2003). *Dispositivos electrónicos y fotónicos. Fundamentos*. Edicions UPC.

