



ELECTRÓNICA GENERAL

Amplificadores con Transistores de Efecto Campo: Conceptos Básicos y Exámenes Resueltos

Autor:

Alba Hortal Foronda
María Flores Tenza
Susana Fernández de Ávila López
David Valiente García

ISBN:

979-13-87966-20-1

Fecha de edición:

7/09/2026

Editorial:

Universidad Miguel Hernández de Elche

Maquetación:

Servicio de Innovación y Planificación
Tecnológica (SIPT) UMH

Nota de la editorial:

Los textos de esta publicación y su revisión ortográfica
son responsabilidad de los/as autores/as



UNIVERSITAS
Miguel Hernández

Índice general

Capítulo 1: Introducción	1
1.1. Objetivos	1
1.2. Conocimientos previos necesarios	1
1.3. Metodología	2
1.4. Símbolos y abreviaturas utilizadas	2
Capítulo 2: Conceptos Básicos de Transistores de Efecto Campo	5
2.1. Modelos	5
2.1.1. MOSFET	6
2.1.1.1. MOSFET depleción	7
2.1.1.2. MOSFET acumulación	9
2.1.1.3. Zonas de trabajo	10
2.1.2. JFET	12
2.2. Comparación entre BJT y FET	13
2.3. Cálculo del punto de trabajo	14
Capítulo 3: Conceptos Básicos de Amplificadores con Transistores	17
3.1. Definiciones	17
3.2. Tipos de amplificadores	19
3.2.1. Amplificador de tensión	20
3.3. Configuraciones básicas de amplificadores	21
3.4. Análisis de Amplificadores con Transistores	22

3.4.1. Análisis en Corriente Continua (DC)	22
3.4.1.1. Modelo equivalente de pequeña señal	23
3.4.2. Análisis en AC	23
Capítulo 4: Problemas de Amplificadores con Transistores de Efecto Campo	27
Bibliografía	109

Índice de figuras

2.1.	MOSFET de depleción con $V_{GS} = 0$ V. Hay un flujo de corriente igual a I_{DSS} y el ancho del canal es el original implantado mediante dopaje.	7
2.2.	MOSFET de depleción con V_{GS} negativo pero mayor que V_t . El ancho del canal se reduce debido a la expansión de la zona de agotamiento, lo que restringe el paso de portadores. Hay flujo de corriente (I_D) comprendido entre 0 e I_{DSS}	8
2.3.	MOSFET de depleción en estado de corte ($V_{GS} < V_t$). La zona de agotamiento se extiende por completo bloqueando el canal n, lo que impide el paso de electrones. La corriente de drenador (I_D) es cero.	8
2.4.	MOSFET de depleción con V_{GS} positivo. El canal conductor se ensancha debido a la acumulación de portadores adicionales bajo el óxido, lo que facilita el paso de electrones, generando un flujo de corriente (I_D) mayor que I_{DSS} ($I_D > I_{DSS}$).	8
2.5.	MOSFET de acumulación cuando $V_{GS} = 0$ V. No existe canal entre fuente y drenador.	9
2.6.	MOSFET de acumulación cuando V_{GS} es positivo pero menor que V_t . La región del canal sigue sin tener suficientes portadores de carga (es de tipo p), por lo que no es posible el paso de corriente ($I_D = 0$ A).	9
2.7.	MOSFET de acumulación cuando V_{GS} mayor que V_t . La región del canal pasa a ser de tipo n, por lo que es posible el paso de corriente.	9
2.8.	Curva característica de salida de un MOSFET de canal n.	10
2.9.	MOSFET de acumulación en región de saturación ($V_{GS} > V_t$ y $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$). Se muestra el estrangulamiento del canal (<i>pinch-off</i>) en el lado del drenador, haciendo que I_D sea independiente de V_{DS} (zona de saturación).	11
2.10.	Árbol de decisión para comprobar la zona de trabajo de un MOSFET.	11
2.11.	Estructura de un JFET de canal n.	12
2.12.	JFET en corte.	12
2.13.	Curva característica de un JFET de canal n.	13
2.14.	Árbol de decisión para comprobar la zona de trabajo de un JFET.	14
3.15.	Diagrama de bloque general.	17
3.16.	Diagramas equivalentes en Thevenin (tensión) y Norton (intensidad) para la fuente de entrada.	18
3.17.	Diagrama de bloque que representa la carga.	18
3.18.	Diagrama de bloque que representa la impedancia de entrada R_{in} vista a la entrada del amplificador.	19

3.19.	Diagramas equivalentes a la salida del amplificador en Thevenin (tensión) y Norton (intensidad).	19
3.20.	Diagrama equivalente del circuito amplificador de tensión.	21
3.21.	Configuraciones básicas de amplificadores con FET: Fuente Común (SC), Puerta Común (GC) y Drenador Común (DC).	22
3.22.	Modelo FET en AC.	23
3.23.	Procedimiento para el análisis de amplificadores con transistores.	25
4.24.	Circuito Problema 1.	29
4.25.	Circuito Problema 1 en AC.	30
4.26.	Circuito Problema 1 en AC simplificado.	31
4.27.	Modelo FET en AC para Problema 1.	31
4.28.	Circuito Problema 1 en AC con modelo FET en AC incluido.	31
4.29.	Circuito Problema 1 en AC equivalente.	32
4.30.	Circuito Problema 1 en AC para obtener R_o .	35
4.31.	Circuito Problema 1 en AC simplificado para obtener R_o .	35
4.32.	Circuito Problema 2.	37
4.33.	Circuito Problema 2 en AC.	38
4.34.	Circuito Problema 2 en AC simplificado.	39
4.35.	Modelo FET en AC para Problema 2.	39
4.36.	Circuito Problema 2 en AC con modelo FET en AC incluido.	39
4.37.	Circuito Problema 2 en AC equivalente.	40
4.38.	Circuito Problema 2 en AC para obtener R_o .	44
4.39.	Circuito Problema 2 en AC simplificado para obtener R_o .	44
4.40.	Circuito Problema 3.	47
4.41.	Circuito Problema 3 en AC.	48
4.42.	Circuito Problema 3 en AC simplificado.	49
4.43.	Modelo FET en AC para Problema 3.	49
4.44.	Circuito Problema 3 en AC con modelo FET en AC incluido.	49
4.45.	Circuito Problema 3 en AC equivalente.	50
4.46.	Circuito Problema 3 en AC para obtener R_o .	54
4.47.	Circuito Problema 3 en AC simplificado para obtener R_o .	54
4.48.	Circuito Problema 4.	57
4.49.	Circuito Problema 4 en AC.	58
4.50.	Circuito Problema 4 en AC simplificado.	59
4.51.	Modelo FET en AC para Problema 4.	59
4.52.	Circuito Problema 4 en AC con modelo FET en AC incluido.	60
4.53.	Circuito Problema 4 en AC equivalente.	60
4.54.	Circuito Problema 4 en AC para obtener R_o .	64
4.55.	Circuito Problema 4 en AC simplificado para obtener R_o .	64
4.56.	Circuito Problema 5.	67

ÍNDICE DE FIGURAS

4.57.	Circuito Problema 5 en AC.	68
4.58.	Circuito Problema 5 en AC simplificado.	69
4.59.	Modelo FET en AC para Problema 5.	69
4.60.	Circuito Problema 5 en AC con modelo FET en AC incluido.	69
4.61.	Circuito Problema 5 en AC equivalente.	70
4.62.	Circuito Problema 5 en AC para obtener R_o	74
4.63.	Circuito Problema 6.	77
4.64.	Circuito Problema 6 en AC.	78
4.65.	Circuito Problema 6 en AC simplificado.	79
4.66.	Modelo FET en AC para Problema 6.	79
4.67.	Circuito Problema 6 en AC con modelo FET en AC incluido.	79
4.68.	Circuito Problema 6 en AC equivalente.	80
4.69.	Circuito Problema 7.	83
4.70.	Circuito Problema 7 en DC.	84
4.71.	Circuito Problema 7 en AC.	85
4.72.	Circuito Problema 7 en AC simplificado.	86
4.73.	Modelo FET en AC para Problema 7.	86
4.74.	Circuito Problema 7 en AC equivalente.	86
4.75.	Circuito Problema 8.	89
4.76.	Circuito Problema 8 en AC.	90
4.77.	Circuito Problema 8 en AC simplificado.	91
4.78.	Modelo FET en AC para Problema 8.	91
4.79.	Circuito Problema 8 en AC con modelo FET en AC incluido.	91
4.80.	Circuito Problema 8 en AC equivalente.	92
4.81.	Circuito Problema 8 en AC para obtener R_o	95
4.82.	Circuito Problema 8 en AC simplificado para obtener R_o	95
4.83.	Circuito Problema 9.	97
4.84.	Circuito Problema 9 en AC.	98
4.85.	Circuito Problema 9 en AC simplificado.	98
4.86.	Modelo MOSFET en AC.	99
4.87.	Circuito Problema 9 en AC con modelo MOSFET en AC incluido.	99
4.88.	Circuito Problema 10.	103
4.89.	Circuito Problema 10 en AC.	104
4.90.	Circuito Problema 10 en AC simplificado.	104
4.91.	Circuito Problema 10 en AC con modelo MOSFET en AC incluido.	105

Capítulo 1: Introducción

Este libro presenta una colección de problemas extraídos de convocatorias de examen reales centrados en circuitos amplificadores mediante el empleo de transistores de efecto de campo (FET). La finalidad de la obra es ofrecer un recurso complementario a las clases teóricas mediante ejercicios prácticos resueltos de forma estructurada. Con ello, el estudiantado podrá afianzar sus conocimientos y desarrollar una mayor capacidad para la resolución de problemas de análisis y diseño.

La obra está dirigida principalmente a estudiantes de grado universitario en titulaciones de Ingeniería que cursen asignaturas de electrónica básica o analógica (como Fundamentos de Análisis de Circuitos o Electrónica General).

1.1. Objetivos

El objetivo de este libro es proporcionar al estudiantado conceptos fundamentales de electrónica mediante la resolución guiada de problemas de análisis y diseño de circuitos amplificadores con transistores de efecto de campo planteados en exámenes reales. El alumnado podrá resolver los ejercicios de forma autónoma, comparar sus resultados y consultar la resolución paso a paso para identificar posibles errores.

Al finalizar el estudio de esta obra, se espera que el estudiantado sea capaz de analizar tanto la polarización en corriente continua (DC) como la respuesta en corriente alterna (AC) de un circuito amplificador, determinando el punto de trabajo del transistor FET y calculando parámetros clave como la ganancia de tensión, la ganancia de corriente y las impedancias de entrada y salida.

1.2. Conocimientos previos necesarios

Para seguir con facilidad el contenido de este texto, se recomienda poseer competencias previas en:

1. Análisis de circuitos eléctricos.

2. Fundamentos físicos de semiconductores.
3. Herramientas matemáticas esenciales, tales como la resolución de sistemas de ecuaciones lineales y el cálculo numérico

1.3. Metodología

Este libro está diseñado con la finalidad de que sea una herramienta que el estudiantado pueda utilizar como autoevaluación en la resolución de este tipo de ejercicios. Así pues, se sugiere que siga la siguiente metodología:

1. Tras leer el enunciado de cada problema, el estudiantado debe intentar resolverlo de manera autónoma.
2. A continuación del enunciado se incluye un resumen con los resultados finales de cada apartado para su verificación. De esta forma, el estudiantado puede comparar sus resultados con estos para comprobar si lo ha realizado correctamente.
3. Cada problema se encuentra resuelto paso a paso. Así pues, si los resultados no coinciden, el estudiantado puede examinar el desarrollo paso a paso para identificar dónde ha cometido el error. También puede consultar y analizar el procedimiento detallado, aunque haya obtenido el mismo resultado, para disponer de otras posibles alternativas de resolución del problema.

1.4. Símbolos y abreviaturas utilizadas

A continuación se resumen los símbolos y abreviaturas utilizadas en los siguientes capítulos.

Tabla 1.1: Glosario de siglas.

Sigla	Término en Inglés	Término en Español
FET	Field-Effect Transistor	Transistor de Efecto de Campo
JFET	Junction Field-Effect Transistor	Transistor de Efecto de Campo de Juntura
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor FET	Transistor FET de Metal-Óxido-Semiconductor
BJT	Bipolar Junction Transistor	Transistor de Unión Bipolar
DC	Direct Current	Corriente Continua (CC)
AC	Alternating Current	Corriente Alterna (CA)

1.4 Símbolos y abreviaturas utilizadas

Tabla 1.2: Parámetros con su unidad y descripción. Nota: el convenio utilizado es letra mayúscula y subíndice en mayúscula para DC y letra minúscula y subíndice en minúscula para AC.

Símbolo	Unidad	Descripción
V_{GS}	V	Tensión puerta-fuente en continua (DC) [Transistor canal n].
V_{DS}	V	Tensión drenador-fuente en continua (DC) [Transistor canal n].
V_{SG}	V	Tensión fuente-puerta en continua (DC) [Transistor canal p].
V_{SD}	V	Tensión fuente-drenador en continua (DC) [Transistor canal p].
I_D	mA	Corriente en el drenador en continua (DC).
I_{DSS}	mA	Corriente entre drenador y fuente que circula por un MOSFET de depleción o JFET cuando la tensión puerta-fuente es nula.
V_t	V	Tensión umbral (<i>Threshold</i>) en MOSFET.
V_P	V	Tensión de estrangulamiento (<i>Pinch-off</i>) en JFET.
k_n	mA/V ²	Parámetro de transconductancia.
g_m	mA/V	Transconductancia en pequeña señal.
v_s	V	Tensión del equivalente de Thévenin de la fuente de entrada.
i_s	mA	Corriente del equivalente de Norton de la fuente de entrada.
r_s	$\Omega, k\Omega$	Resistencia interna del equivalente de la fuente de entrada.
R_L	$\Omega, k\Omega$	Resistencia de carga.
A_v	—	Ganancia de tensión en pequeña señal (v_o/v_i).
A_i	—	Ganancia de corriente en pequeña señal (i_o/i_i).
v_i, v_o	V	Tensión de entrada y de salida del circuito amplificador.
i_i, i_o	mA	Corriente de entrada y de salida del circuito amplificador.
R_{in}, R_o	$\Omega, k\Omega$	Impedancia de entrada y de salida del circuito amplificador.

Capítulo 2: Conceptos Básicos de Transistores de Efecto Campo

Un transistor es un dispositivo semiconductor que puede amplificar señales débiles o funcionar como un interruptor abriendo o cerrando el paso de la corriente.

Se divide en dos grandes familias según la forma en que controlan este flujo de corriente: si es mediante corriente, se encuentran los BJT (Transistor de Unión Bipolar), y si es mediante tensión, se encuentran los FET (Transistor de Efecto de Campo). En este libro nos vamos a centrar en estos últimos.

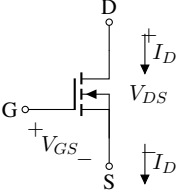
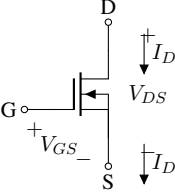
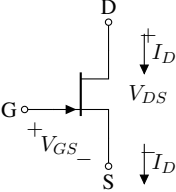
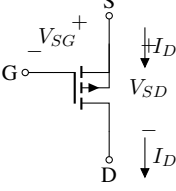
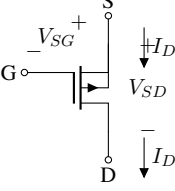
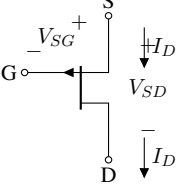
Un transistor de efecto campo (FET) es un dispositivo unipolar en el que únicamente conduce un tipo de portador de carga (electrones o huecos). Dispone de tres terminales los cuales se denominan: drenador (D), fuente (S) y puerta (G). En este tipo de transistor, el paso de corriente se produce a través de un canal que conecta sus dos primeros terminales (fuente y drenador). Este flujo de electrones o huecos es controlado por medio del campo eléctrico generado por la tensión aplicada en el terminal puerta. Esta tensión hace que la región de agotamiento disminuya o aumente, afectando al ancho del canal de forma inversa. Si la región de agotamiento aumenta, el canal se estrecha y por tanto el flujo de portadores de carga disminuirá (alta resistencia en el canal). Por el contrario, si la región de agotamiento disminuye, el canal se ensancha y por tanto el flujo de portadores de carga aumentará (baja resistencia en el canal).

2.1. Modelos

La familia de los transistores FET se divide principalmente en dos: MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET) y JFET (Junction FET). La diferencia fundamental entre ambas radica en cómo está aislada la puerta. En los MOSFET, la puerta se encuentra físicamente separada del canal mediante una capa de material aislante, es decir, no existe contacto directo. Por el contrario, en los JFET, la puerta se encuentra conectada físicamente con el canal pero aislada debido a que funciona en polarización inversa, de forma que no existe conducción entre la unión p-n.

Como se verá a continuación, los MOSFET se clasifican a su vez en dos tipos, dependiendo de si el canal de conducción existe inicialmente de fábrica o si debe ser inducido. Teniendo en cuenta todo esto, se tienen tres posibles modelos de transistores FET, cada uno puede ser de dos tipos: canal n o canal p . Tal y como se puede ver en la Tabla 2.3, se tienen seis posibles casos y, además, se muestra el símbolo y el convenio de signos para cada uno.

Tabla 2.3: Convenio de signos y símbolos para transistores FET.

	MOSFET		JFET
	Acumulación	Depleción	
Canal n			
Canal p			

2.1.1. MOSFET

La estructura de un transistor MOSFET parte de un material semiconductor que constituye el sustrato base del dispositivo, sobre el cual se disponen dos regiones del tipo opuesto conectadas directamente a los terminales de fuente (S) y drenador (D) para permitir el paso de la corriente a través de la zona comprendida entre ambos extremos. Esta región intermedia se denomina canal y es por donde fluyen los portadores de carga desde la fuente hasta el drenador. Atendiendo al estado inicial de dicha zona central conductora, los MOSFETs se dividen en:

- **MOSFET de acumulación:** se caracteriza por carecer de un canal físico en su estado de reposo, requiriendo necesariamente la aplicación de una tensión en la puerta para atraer portadores de carga y crear dicha región de paso.
- **MOSFET de depleción:** dispone del canal conductor pues ha sido implantado directamente de fábrica entre la fuente y el drenador.

Volviendo sobre la estructura, justo sobre esta zona central de conducción, se sitúa una placa metálica conductora que da origen al terminal de puerta (G). De este modo, la estructura del MOSFET se caracteriza por la existencia de una capa de óxido de silicio (SiO_2) que actúa como barrera física aislante entre dicha puerta y el canal. Como consecuencia de este diseño, el aislamiento eléctrico en este modelo de transistor es total y permanente, logrando que el control del flujo de corriente se

realice exclusivamente mediante el efecto de un campo eléctrico, sin que exista en ningún momento circulación de corriente hacia el terminal de control.

A partir de ahora se explicará este tipo de transistor con canal n , para el de canal p es igual pero cambiando el tipo de portadores de carga (huecos en lugar de electrones), lo que implica invertir tanto el sentido de las corrientes como la polaridad de las tensiones aplicadas. De modo que se invierte el orden de las letras en los subíndices de las tensiones (pasando a trabajar con V_{SG} y V_{SD}) para mantener magnitudes positivas en las ecuaciones.

Para que exista circulación de corriente (I_D), se debe aplicar una tensión entre puerta y fuente que supere a la tensión umbral (V_t). Cabe señalar que, para un MOSFET de acumulación este valor umbral es positivo ($V_t > 0$) mientras que en el de depleción su valor es negativo ($V_t < 0$). Si se cumple esta condición, el transistor estará en conducción y dependerá del valor de V_{DS} si está en saturación o en zona óhmica.

Centrándonos en la tensión puerta-fuente, existe una diferencia entre si existe canal físicamente (MOSFET de depleción) o no (MOSFET de acumulación).

2.1.1.1. MOSFET depleción

En el caso de depleción ($V_t < 0$), existe una región bajo de la capa de óxido de la puerta (región del canal) con electrones libres (tipo n). Esto significa que aún sin necesidad de aplicar una tensión a la entrada ($V_{GS} = 0$) existe una corriente entre fuente y drenador, esta corriente es denominada I_{DSS} . Esto se puede ver visualmente en la Figura 2.1.

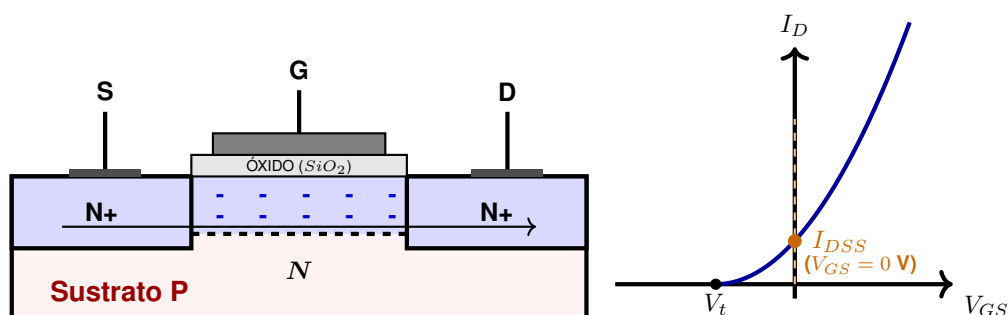


Figura 2.1: MOSFET de depleción con $V_{GS} = 0$ V. Hay un flujo de corriente igual a I_{DSS} y el ancho del canal es el original implantado mediante dopaje.

Si V_{GS} es negativa, pero mayor que la tensión umbral para que exista conducción, el canal físico se irá estrechando al hacer más negativa esa tensión, pues los electrones son repelidos y se origina una zona de agotamiento haciendo que el canal sea más estrecho a medida que la tensión se hace más negativa. Esto se puede ver visualmente en la Figura 2.2, la zona de conducción es más estrecha que en el caso anterior, pues existe una zona de agotamiento por la carga negativa en la puerta.

Una vez esta tensión es más negativa que la umbral, el canal se estrecha totalmente y no existe conducción (está en corte). Tal y como se muestra en la Figura 2.3.

Por el contrario, si V_{GS} es positiva, el canal se ensancha a medida que se aumenta la tensión, lo que hace que I_D sea mayor. Si se observa el canal de conducción de la Figura 2.4, este es mayor que en el primer caso ($V_{GS} = 0$).

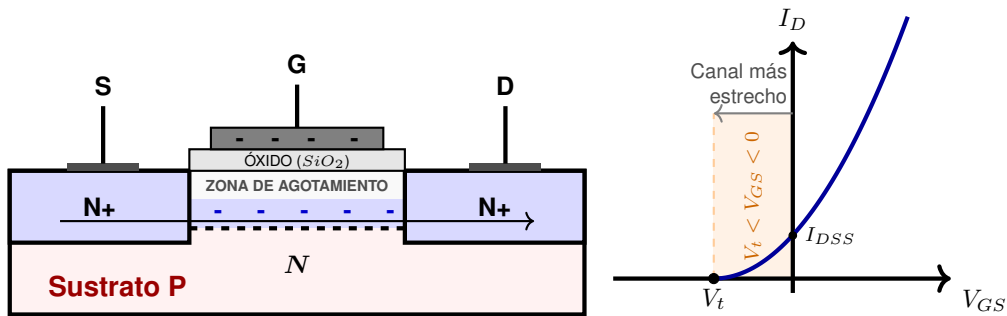


Figura 2.2: MOSFET de depleción con V_{GS} negativo pero mayor que V_t . El ancho del canal se reduce debido a la expansión de la zona de agotamiento, lo que restringe el paso de portadores. Hay flujo de corriente (I_D) comprendido entre 0 e I_{DSS} .

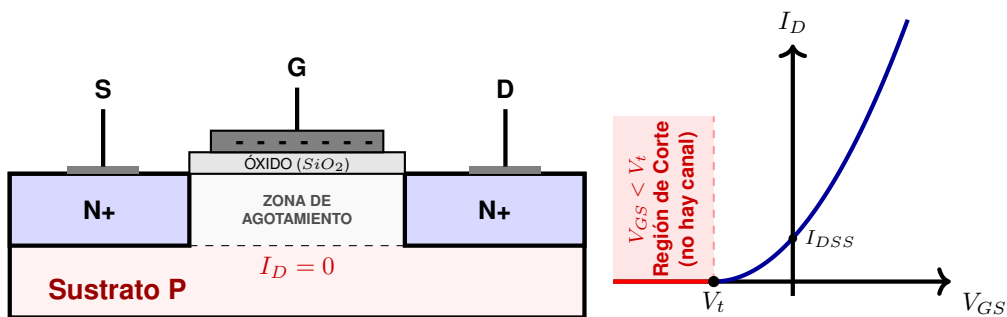


Figura 2.3: MOSFET de depleción en estado de corte ($V_{GS} < V_t$). La zona de agotamiento se extiende por completo bloqueando el canal n, lo que impide el paso de electrones. La corriente de drenador (I_D) es cero.

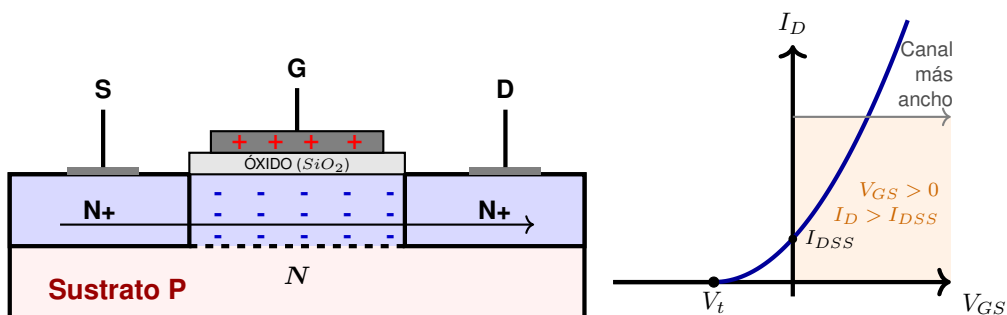


Figura 2.4: MOSFET de depleción con V_{GS} positivo. El canal conductor se ensancha debido a la acumulación de portadores adicionales bajo el óxido, lo que facilita el paso de electrones, generando un flujo de corriente (I_D) mayor que I_{DSS} ($I_D > I_{DSS}$).

2.1.1.2. MOSFET acumulación

En el caso de acumulación ($V_t > 0$), la zona de bajo de la capa de óxido de la puerta (región del canal) es de tipo p igual que el semiconductor (esto se puede observar en la Figura 2.5). Al no existir electrones libres, el transistor está en corte ($I_D = 0$) cuando V_{GS} es cero.

Si se aplica una tensión puerta-fuente positiva pero menor que la tensión umbral, los electrones del semiconductor son atraídos hacia la región bajo de la capa de óxido de la puerta (región del canal) pero no hay suficiente para que esa región pase de tipo p a n y se forme el canal. Esto se muestra en la Figura 2.6.

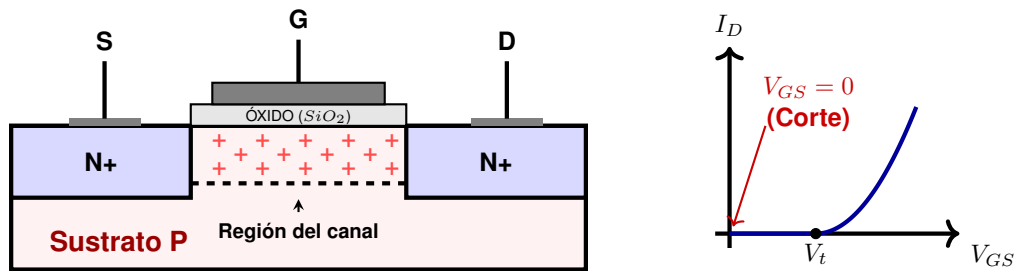


Figura 2.5: MOSFET de acumulación cuando $V_{GS} = 0$ V. No existe canal entre fuente y drenador.

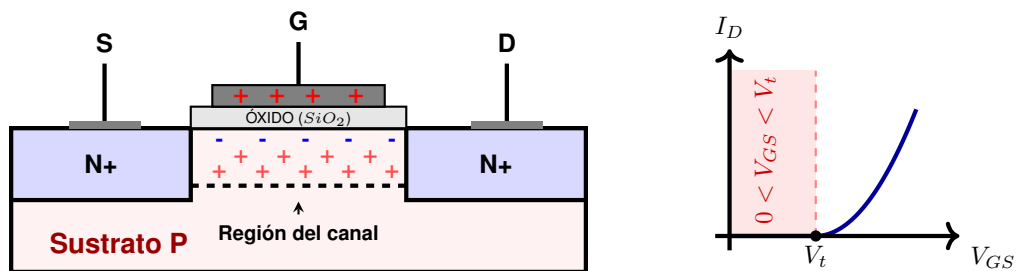


Figura 2.6: MOSFET de acumulación cuando V_{GS} es positivo pero menor que V_t . La región del canal sigue sin tener suficientes portadores de carga (es de tipo p), por lo que no es posible el paso de corriente ($I_D = 0$ A).

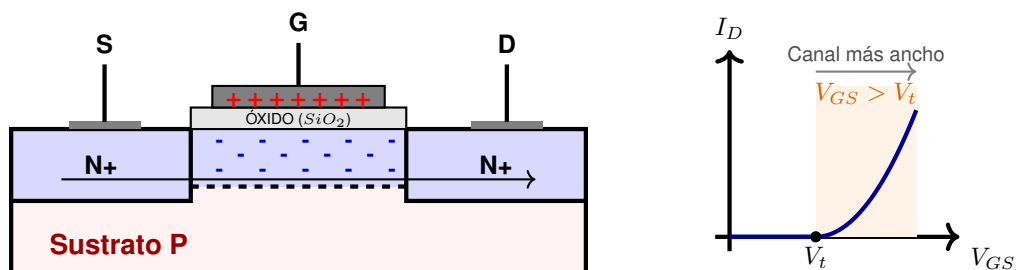


Figura 2.7: MOSFET de acumulación cuando V_{GS} mayor que V_t . La región del canal pasa a ser de tipo n , por lo que es posible el paso de corriente.

Una vez superado este valor, el canal n ya se ha formado y el transistor comenzará a conducir, es decir, existirá corriente entre drenador-fuente. Cuanto más positiva sea esta tensión, más ancho será el canal ya que habrá una mayor cantidad de electrones acumulados bajo la puerta. En la Figura 2.7, se puede ver como la zona de debajo de la puerta se ha invertido, ahora es de tipo n y por tanto existe corriente entre la fuente y el drenador.

2.1.1.3. Zonas de trabajo

Un MOSFET puede trabajar en tres regiones: corte, zona óhmica y saturación. Como se ha mencionado, si $V_{GS} < V_t$ el transistor estará en corte independientemente del valor de V_{DS} . Por el contrario, si $V_{GS} > V_t$ estará en conducción y hay dos posibles zonas de trabajo, óhmica o saturación. Estará en una zona o en otra en función del valor de V_{DS} . Estas tres zonas se pueden ver visualmente en la Figura 2.8.

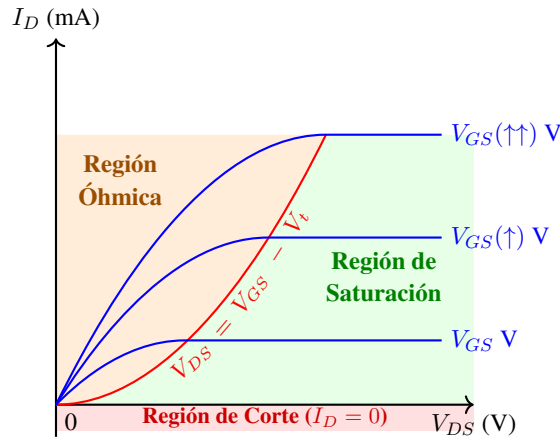


Figura 2.8: Curva característica de salida de un MOSFET de canal n .

Zona de corte (interruptor abierto): se produce cuando la tensión puerta-fuente V_{GS} es inferior a la tensión umbral del transistor ($V_{GS} < V_t$). En este caso, no hay suficiente atracción de carga eléctrica para crear el canal de inversión bajo la puerta, provocando que no exista conducción entre drenador y fuente ($I_D = 0$). Este modo de funcionamiento es independiente del valor de V_{DS} .

$$I_D = 0$$

Zona óhmica (resistencia variable controlada por tensión): el transistor trabaja en esta zona cuando la tensión de puerta ha superado la tensión umbral ($V_{GS} > V_t$), permitiendo la existencia de un canal de conducción de un extremo a otro de forma relativamente uniforme, pero la tensión drenador-fuente es todavía bajo ($V_{DS} < V_{GS} - V_t$). Si V_{DS} aumenta su valor, la corriente (I_D) aumenta de forma prácticamente lineal y proporcional. En esta región, la corriente depende tanto de la tensión puerta-fuente como de la tensión drenador-fuente y su valor viene dado por viene definida por la siguiente expresión.

$$I_D = k_n(2(V_{GS} - V_t)V_{DS} - V_{DS}^2)$$

Zona de saturación (fuente de corriente controlada por tensión): se alcanza cuando, estando el canal activo ($V_{GS} > V_t$), aumentas V_{DS} lo suficiente como para que iguale o supere el valor crítico de

saturación ($V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$). A partir de este punto, el canal sufre un estrangulamiento (*pinch-off*) en el extremo del drenador; por ello, aunque V_{DS} continúe aumentando, la corriente entre el drenador y la fuente (I_D) se satura y permanece constante, pasando a depender únicamente de la tensión puerta-fuente.

$$I_D = k_n(V_{GS} - V_t)^2$$

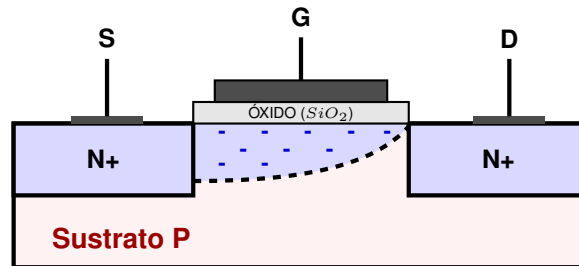


Figura 2.9: MOSFET de acumulación en región de saturación ($V_{GS} > V_t$ y $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$). Se muestra el estrangulamiento del canal (*pinch-off*) en el lado del drenador, haciendo que I_D sea independiente de V_{DS} (zona de saturación).

Teniendo en cuenta todo lo comentado, el árbol de decisión de la Figura 2.10 muestra de forma esquemática los pasos para comprobar si la zona de trabajo supuesta para el cálculo del punto de trabajo es correcta.

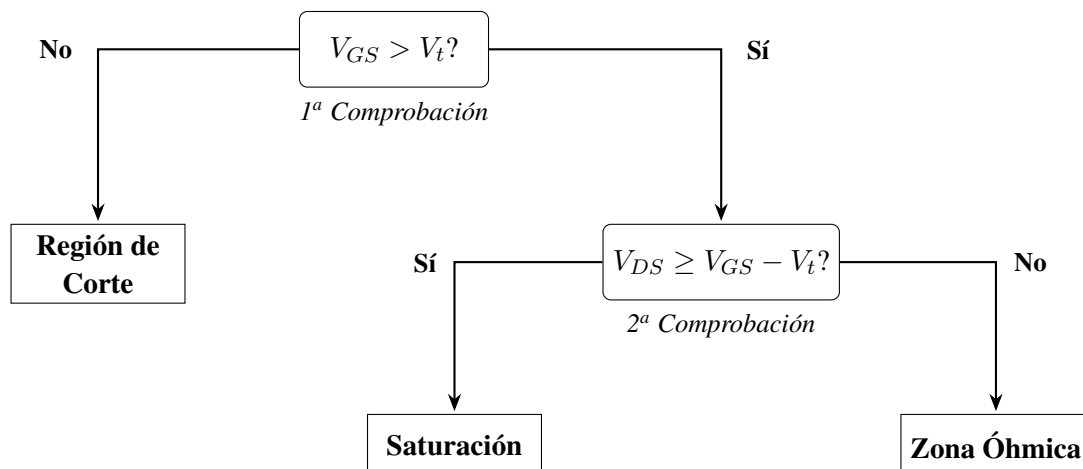


Figura 2.10: Árbol de decisión para comprobar la zona de trabajo de un MOSFET.

2.1.2. JFET

La estructura de un transistor JFET (Figura 2.11) parte de un material semiconductor que constituye el propio canal de conducción, cuyos extremos físicos están conectados directamente a los terminales de fuente (S) y drenador (D) para permitir el paso de la corriente a lo largo de toda esta parte.

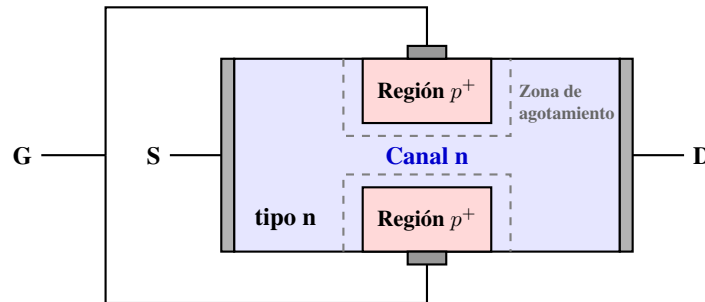


Figura 2.11: Estructura de un JFET de canal n.

A ambos lados de esta zona central, se encuentran dos regiones de material semiconductor opuesto. De este modo, la estructura del JFET se caracteriza por la creación de una unión P-N directa y sin barreras físicas entre la puerta y el canal. Como ya se ha comentado anteriormente, el aislamiento eléctrico en este modelo de transistor es consecuencia de hacer trabajar dicha unión semiconductora exclusivamente en régimen de polarización inversa.

Dependiendo de los valores de tensión entre la puerta y la fuente (V_{GS}) y la tensión entre el drenador y fuente (V_{DS}) se polarizará las diferentes uniones distinguiendo las diferentes zonas de trabajo del transistor. Todo esto se puede ver en la Figura 2.13. Para simplificar la comprensión de los modos de funcionamiento se analizará el JFET de canal n . Para el JFET de canal p bastará con cambiar los subíndices.

Zona de corte (interruptor abierto): se produce cuando la tensión V_{GS} es tan negativa que iguala o supera la tensión de estrangulamiento ($V_{GS} \leq V_P$). En este caso, la región de agotamiento crece tanto que se produce un estrangulamiento total del canal, provocando que no exista conducción entre drenador y fuente ($I_D = 0$). Este modo de funcionamiento es independiente del valor de V_{DS} .

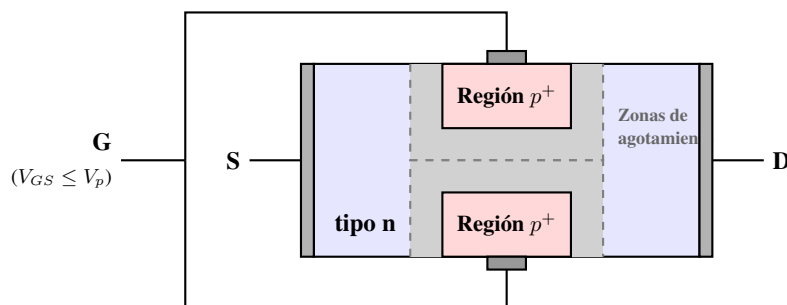


Figura 2.12: JFET en corte.

Zona óhmica (resistencia variable controlada por tensión): el transistor trabaja en esta zona cuando existe canal de un extremo a otro de forma relativamente uniforme ($V_{GS} > V_P$) pero la tensión

drenador-fuente es todavía muy bajo ($V_{DS} < V_{GS} - V_P$). Si V_{DS} aumenta su valor, la corriente (I_D) aumenta de forma lineal y proporcional. Además, depende tanto de la tensión puerta-fuente como tensión drenador-fuente.

$$I_D = I_{DSS} \left[-2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \frac{V_{DS}}{V_P} - \left(\frac{V_{DS}}{V_P} \right)^2 \right]$$

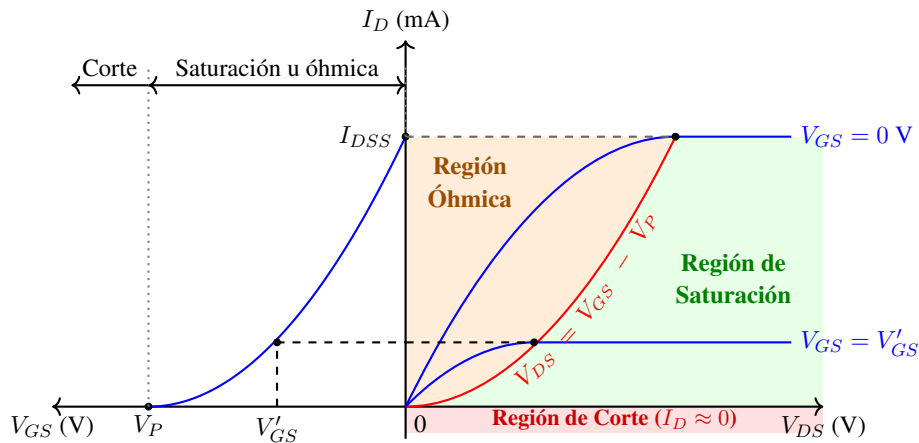


Figura 2.13: Curva característica de un JFET de canal n.

Zona de saturación (fuente de corriente controlada por tensión): se alcanza cuando aumentas V_{DS} lo suficiente como para que supere el valor crítico ($V_{DS} \geq V_{GS} - V_P$). A partir de este punto, aunque V_{DS} aumente su valor, la corriente entre el drenador y la fuente (I_D) se mantiene a un valor constante (es independiente a esta tensión) y depende únicamente de la tensión puerta-fuente.

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

Teniendo en cuenta todo lo comentado, el árbol de decisión de la Figura 2.14 muestra de forma esquemática los pasos para comprobar si la zona de trabajo supuesta para el cálculo del punto de trabajo es correcta.

2.2. Comparación entre BJT y FET

Como se ha comentado al inicio de este capítulo, existen dos tipos de transistores: BJT y FET. En este apartado se van a detallar las diferencias importantes entre ambos.

Portadores de carga: en función de si la conducción se debe a uno o a ambos tipos de portadores de carga, los transistores se clasifican en unipolares (solo electrones o solo huecos) o bipolares (tanto electrones como huecos). El FET pertenece al primer grupo (unipolar), mientras que el BJT pertenece al segundo (bipolar).

Variable de control e impedancia: en un transistor BJT, la unión Base-Emisor debe estar polarizada en directo para que exista un flujo de electrones y huecos atravesando la base. La impedancia de

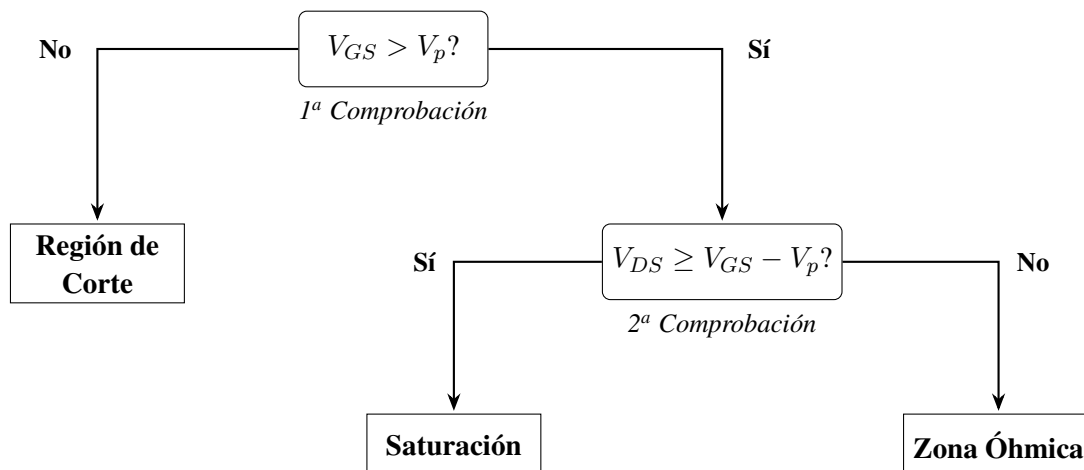


Figura 2.14: Árbol de decisión para comprobar la zona de trabajo de un JFET.

entrada es baja. Por el contrario, en un transistor FET, la corriente en la puerta (I_G) es idealmente cero, por lo que el transistor es controlado por el campo eléctrico que es generado a partir de la diferencia de tensión entre la puerta y la fuente (V_{GS}). La impedancia de entrada es infinita. En el MOSFET, la corriente es cero porque la puerta está aislada mediante la capa de óxido que se encuentra entre el electrodo metálico y el semiconductor. En el JFET, este hecho se debe a que la unión está polarizada en inverso, bloqueando así el paso de corriente.

2.3. Cálculo del punto de trabajo

En un transistor FET, el punto de trabajo (Q), viene dado por el valor de la tensión entre el drenador y la fuente (V_{DS} si es canal n y V_{SD} si es canal p) y la corriente en el drenador (I_D). Para su obtención, se necesita conocer también el voltaje de control (V_{GS} si es canal n y V_{SG} si es canal p).

El punto de trabajo se puede obtener siguiendo los siguientes pasos.

- En primer lugar se debe identificar si se trata de un JFET o MOSFET y el tipo de canal para el convenio de signos.
- Para comenzar con el análisis del circuito, el primer paso es obtener la recta de carga, es decir, la ecuación que relacione V_{DS} e I_D . Para ello se resuelve la malla de salida (drenador-fuente).
- El siguiente paso consiste en obtener la ecuación que relacione V_{GS} e I_D . Para ello se resuelve la malla de entrada (puerta-fuente). Para este paso es importante recordar que, en los transistores FET, la corriente en la puerta es cero ($I_G=0$).
- Hasta ahora tenemos tres incógnitas (V_{DS} , V_{GS} e I_D) y dos ecuaciones. Por ello, suponemos que el transistor está en saturación y, sabiendo el tipo de transistor, utilizamos su ecuación característica. Con esta y la obtenida en el paso anterior (malla de entrada), se obtiene una ecuación de segundo grado. Al resolverla, se tienen dos posibles valores. Dado que hemos supuesto saturación, la solución válida será aquella que no haga que el transistor esté en corte. Tras este paso, se tiene el valor de I_D del punto de trabajo.

2.3 Cálculo del punto de trabajo

- Una vez conocido I_D , se obtiene el valor de V_{DS} sustituyendo en la ecuación de recta de carga obtenida en el primer paso (malla de salida).
- Teniendo en cuenta que I_D se ha calculado asumiendo que el transistor está en saturación, es importante comprobar que es correcto. Si no se cumple la condición, entonces, el punto de trabajo calculado no es correcto y habría que recalcularlo asumiendo que está en zona óhmica y utilizando su ecuación característica para esta zona.

Si el canal del transistor es de tipo p hay que tener en cuenta que la malla de entrada será fuente-puerta y la de salida será fuente-drenador.

Capítulo 3: Conceptos Básicos de Amplificadores con Transistores

3.1. Definiciones

Amplificador

Un amplificador es un sistema diseñado para incrementar la potencia de una señal de entrada, generando así una señal de salida. Esta amplificación puede ser tanto en tensión como en intensidad. Tal y como se puede ver en el diagrama de bloques de la Figura 3.15, la señal de entrada, proporcionada por una fuente, es procesada por el bloque de amplificación. Finalmente, se aplica sobre una carga que representa el circuito o componente que se quiere alimentar.

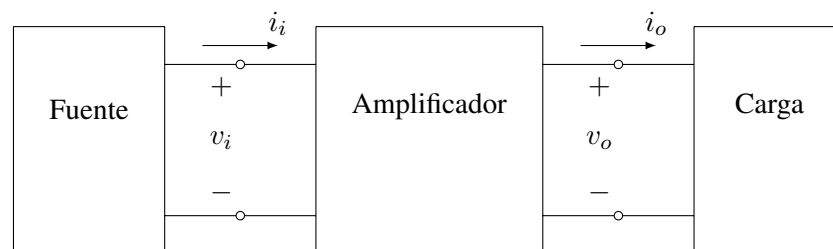


Figura 3.15: Diagrama de bloque general.

Fuente

La señal de entrada es generada por la fuente, la cual se puede modelar mediante su equivalente de Thevenin o Norton, en función del tipo de señal que se vaya a amplificar. En el caso de que sea tensión (v_i), la fuente será representada por el equivalente de Thevenin con su resistencia interna (r_s) en serie. Por el contrario, si es intensidad (i_i) el modelo será el de Norton y la resistencia interna, en este caso, se encuentra en paralelo. Todo esto se puede ver en la Figura 3.16.

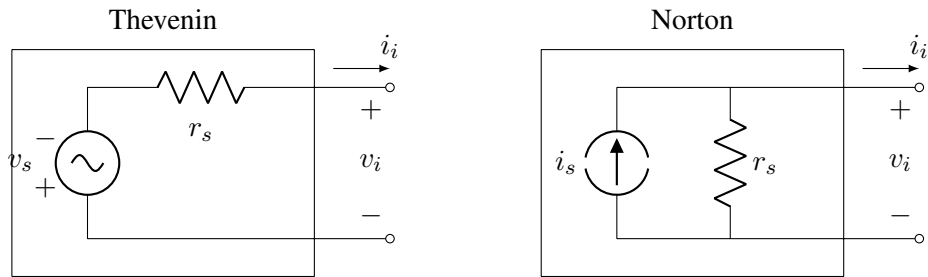


Figura 3.16: Diagramas equivalentes en Thevenin (tensión) y Norton (intensidad) para la fuente de entrada.

Carga

La carga se representa simplificada por una resistencia R_L , la cual equivale al sistema que requiere alimentación de señal y potencia (motivo por el cual la señal de la fuente debe ser amplificada previamente). Esta resistencia se conecta directamente en el nodo de salida del amplificador, sobre el punto v_o . El bloque correspondiente a esta etapa se muestra en la Figura 3.17.

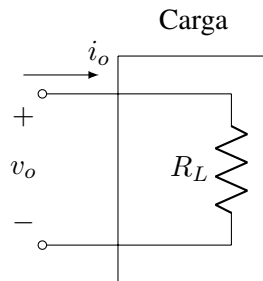


Figura 3.17: Diagrama de bloque que representa la carga.

Impedancia de entrada

La impedancia de entrada representa la resistencia equivalente del amplificador vista desde sus bornes de entrada. Basándose en los modelos de Thevenin o Norton, se calcula como el cociente entre la tensión (v_i) y la corriente de entrada (i_i), según la expresión $R_{in} = \frac{v_i}{i_i}$ (ver Figura 3.18). Cabe destacar que, para los amplificadores objeto de este documento, se simplifican los componentes reactivos. Al carecer de componente imaginaria, esta impedancia posee un carácter puramente resistivo, por lo que los términos impedancia y resistencia equivalente se emplean como sinónimos.

Según el tipo de amplificación, la salida del circuito se representa mediante un equivalente de Thevenin o Norton visto desde los bornes de salida (ver Figura 3.19). En el modelo de Thevenin, una fuente

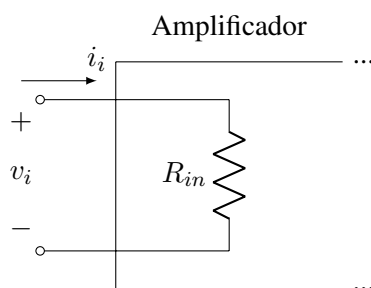


Figura 3.18: Diagrama de bloque que representa la impedancia de entrada R_{in} vista a la entrada del amplificador.

dependiente genera la tensión amplificada v'_o junto a la resistencia de salida R_o . En el de Norton, la fuente dependiente proporciona una corriente amplificada i'_o vinculada a la misma resistencia R_o . Tras esta etapa de resistencia equivalente se definen, de forma efectiva, la tensión (v_o) y la corriente (i_o) reales de salida

Ganancia e impedancia de salida

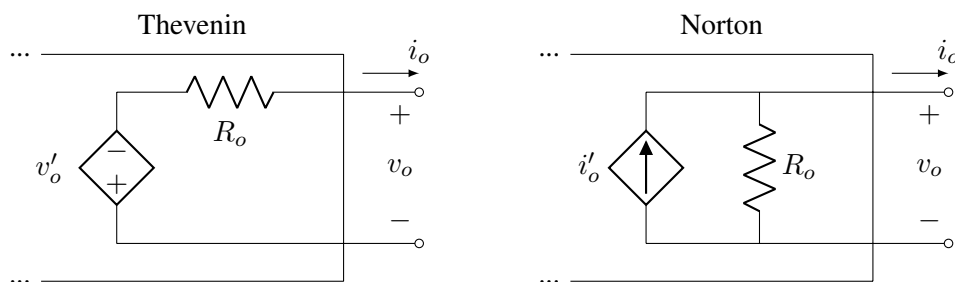


Figura 3.19: Diagramas equivalentes a la salida del amplificador en Thevenin (tensión) y Norton (intensidad).

El papel principal de las fuentes dependientes es amplificar la señal que reciben y aumentar su potencia, ya sea trabajando con tensiones o con corrientes. Como la señal que ingresa al circuito también puede ser de tensión o de corriente, nos encontramos con cuatro combinaciones posibles al cruzar la entrada con la salida. Cada una de estas combinaciones da lugar a un tipo específico de amplificador: de (1) tensión, (2) corriente, (3) transconductancia y (4) transimpedancia.

Así, la ganancia de un amplificador representa el factor de multiplicación de la señal de entrada, calculado como la relación entre la salida y la entrada. De forma paralela a las tipologías de circuitos, se definen cuatro tipos de ganancias, las cuales se describen en la Tabla 3.4.

Estas ganancias actuarán como el factor de amplificación en las fuentes dependientes de cada tipo de amplificador, a detallar a continuación.

3.2. Tipos de amplificadores

Como se ha comentado en el apartado anterior, hay cuatro tipos de amplificadores. Estos se describen brevemente en la Tabla 3.5 y, además, se indica su ganancia asociada.

Tabla 3.4: Tipos de ganancias fundamentales y sus condiciones de medida.

Tipo de Ganancia	Condición de Salida	Expresión
Tensión (A_{vo})	Circuito abierto (sin carga R_L)	$A_{vo} = \frac{v_o'}{v_i}$
Corriente (A_{io})	Cortocircuito (reemplazando R_L por un corto)	$A_{io} = \frac{i_o'}{i_i}$
Transconductancia (G_{mo})	Cortocircuito (reemplazando R_L por un corto)	$G_{mo} = \frac{i_o'}{v_i}$
Transimpedancia (Z_{mo})	Circuito abierto (sin carga R_L)	$Z_{mo} = \frac{v_o'}{i_i}$

Tabla 3.5: Resumen de los tipos de amplificadores, descripciones y fórmulas principales.

Tipo de Amplificador	Descripción	Ganancia
Tensión	Aumenta la potencia de una señal de entrada en tensión (v_i) y la transforma en una señal amplificada también de tensión (v_o).	$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_L}{R_o + R_L} A_{vo}$
Corriente	Aumenta la potencia de una señal de entrada en corriente (i_i) y la transforma en una señal amplificada también de corriente (i_o).	$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{R_o}{R_o + R_L} A_{io}$
Transconductancia	Aumenta la potencia de una señal de entrada en tensión (v_i) y la transforma en una señal amplificada de corriente (i_o).	$G_m = \frac{i_o}{v_i} = \frac{R_o}{R_o + R_L} G_{mo}$
Transimpedancia	Aumenta la potencia de una señal de entrada en corriente (i_i) y la transforma en una señal amplificada de tensión (v_o).	$Z_m = \frac{v_o}{i_i} = \frac{R_L}{R_o + R_L} Z_{mo}$

De todos ellos, este libro se va a centrar en el primero de ellos, amplificador de tensión, y se estudia en detalle a continuación.

3.2.1. Amplificador de tensión

Un amplificador de tensión incrementa la amplitud de una señal de entrada v_i . En circuito abierto (sin carga conectada), la tensión amplificada se modela mediante una fuente dependiente como $A_{vo}v_i$, donde A_{vo} representa la ganancia ideal de la etapa (Figura 3.20).

Sin embargo, al conectar una carga R_L , la tensión real de salida v_o disminuye debido al divisor de tensión que se forma con la resistencia de salida R_o . Por ello, la ganancia real se define como $A_v = \frac{v_o}{v_i}$.

A partir de la Figura 3.20, la ganancia de tensión cargada se expresa matemáticamente como:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = A_{vo} \frac{R_L}{R_o + R_L} \quad (3.1)$$

Como el factor del divisor resistivo es menor que la unidad, se evidencia que $A_v < A_{vo}$. Para maximizar esta transferencia de señal y aproximar $A_v \approx A_{vo}$, es imperativo que la resistencia de carga sea mucho mayor que la de salida del amplificador ($R_L \gg R_o$). Dependiendo de la aplicación, esto requerirá diseñar una R_o lo suficientemente baja o bien adaptar el valor de R_L .

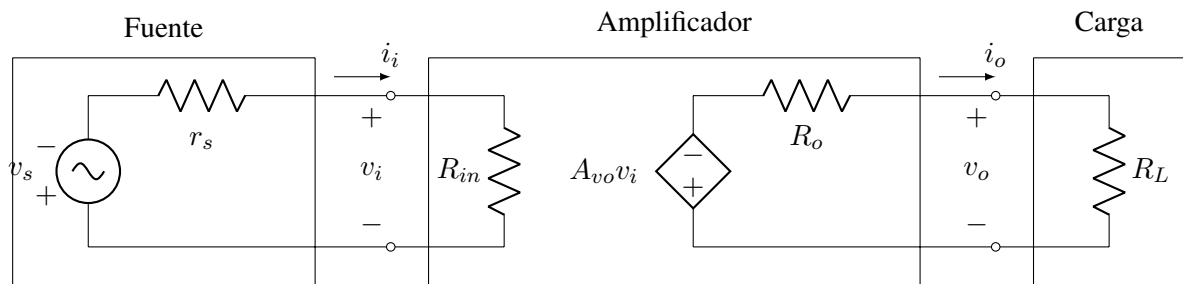


Figura 3.20: Diagrama equivalente del circuito amplificador de tensión.

Por otro lado, si se evalúa el impacto global de la señal de entrada incluyendo la impedancia interna de la fuente (r_s), se define la ganancia total del sistema como $A'_v = v_o/v_s$. Al incorporar el divisor de tensión de la entrada, la expresión resulta:

$$A'_v = \frac{v_o}{v_s} = A_{vo} \left(\frac{R_{in}}{r_s + R_{in}} \right) \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \quad (3.2)$$

Nuevamente, la presencia de r_s introduce una atenuación que provoca que $A'_v < A_{vo}$. Para mitigar esta pérdida en la etapa de entrada, se debe asegurar que la impedancia de entrada del amplificador sea drásticamente mayor que la de la fuente ($R_{in} \gg r_s$).

En conclusión, para que un amplificador de tensión opere de forma ideal y transfiera la máxima señal posible ($A'_v \approx A_{vo}$), su diseño o acoplamiento debe satisfacer las siguientes condiciones de impedancia:

$$\begin{cases} R_{in} \gg r_s \\ R_o \ll R_L \end{cases} \quad (3.3)$$

3.3. Configuraciones básicas de amplificadores

El transistor FET es un dispositivo con tres terminales, como se ha visto en el capítulo anterior: Puerta (G), Drenador (D) y Fuente (S). Al emplearse en un circuito amplificador, uno de los terminales del transistor estará conectado a la entrada, otro a la salida y el tercero será compartido (nodo común). En función de cuál de los terminales sea el común o esté conectado a la referencia común del circuito (tierra), se tienen tres posibles configuraciones (tal y como pueden observarse en la Figura 3.21):

- **Fuente común:** La señal de entrada se aplica a la puerta y la señal de salida se extrae por el drenador. La fuente es el terminal común.
- **Puerta común:** La señal de entrada se aplica a la fuente y la señal de salida se extrae por el drenador. La puerta es el terminal común.
- **Drenador común:** La señal de entrada se aplica a la puerta y la señal de salida se extrae por la fuente. El drenador es el terminal común.

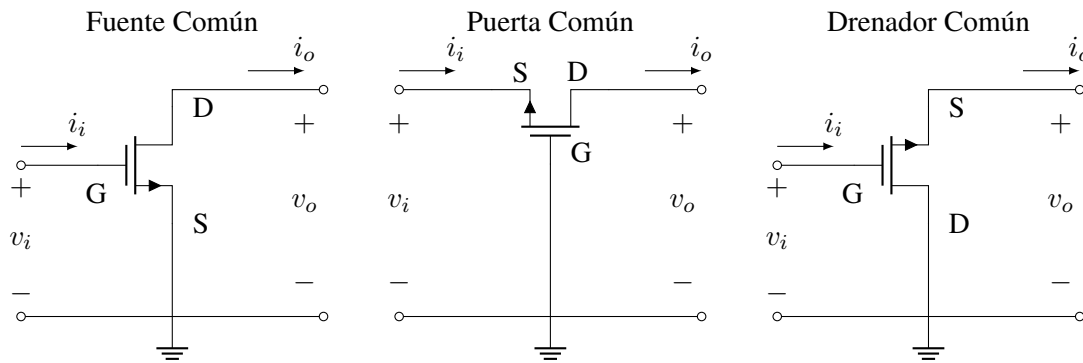


Figura 3.21: Configuraciones básicas de amplificadores con FET: Fuente Común (SC), Puerta Común (GC) y Drenador Común (DC).

En definitiva, el terminal al que no esté conectada ni la entrada ni la salida, será el común. Cada una de estas disposiciones modifica por completo el comportamiento del circuito, otorgándole al amplificador propiedades únicas en términos de ganancia (de tensión y corriente) e impedancias de entrada (R_{in}) y salida (R_o).

3.4. Análisis de Amplificadores con Transistores

Para el análisis de un circuito amplificador, es necesario dividir el proceso en dos etapas: el análisis en DC y el análisis en AC.

3.4.1. Análisis en Corriente Continua (DC)

El objetivo es hallar el punto de trabajo estático (Punto Q) del transistor FET, el cual posteriormente se empleará para obtener los parámetros que lo caracterizarán en el dominio de la frecuencia (AC). En este análisis se debe tener en cuenta el tipo de transistor FET (MOSFET de acumulación, MOSFET de deplexión o JFET) y el tipo de canal (si es n o p) para el convenio de signos.

El primer paso es aplicar las condiciones de este análisis:

- Anular las fuentes de AC cortocircuitándolas a tierra.
- Sustituir los condensadores por circuitos abiertos. Dado que se está trabajando en el dominio DC, la frecuencia es exactamente cero. Esto significa que la impedancia de los condensadores tiende a infinito, bloqueando el paso de la corriente.

El siguiente paso consiste en obtener el valor de la corriente de drenador (I_D). Para ello, se resuelve la malla de entrada del circuito de polarización del transistor (puerta-fuente) para obtener la tensión puerta-fuente (V_{GS}). Después, se resuelve la malla de salida para obtener la tensión drenador-fuente (V_{DS}). Teniendo en cuenta que para que un transistor FET amplifique debe encontrarse trabajando en la zona de saturación, se utiliza la ecuación de la corriente en el drenador (I_D) correspondiente a esa zona. Una vez obtenido el valor de I_D y las tensiones (V_{GS} y V_{DS}), se verifica que efectivamente el dispositivo se encuentra en saturación.

Una vez finalizado el análisis en DC, se calculan los parámetros del modelo de AC o pequeña señal.

3.4.1.1. Modelo equivalente de pequeña señal

El modelo de pequeña señal se muestran en la Figura 3.22. Teniendo en cuenta que la puerta de un FET está aislada, la resistencia de entrada entre la puerta y la fuente es prácticamente infinita, lo que se modela como un circuito abierto ($i_g = 0$) entre ambos terminales. Tal y como se puede ver en la figura, la tensión existente entre ellos es v_{gs} .

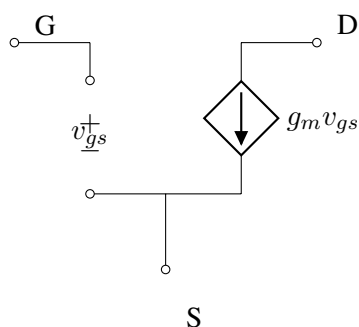


Figura 3.22: Modelo FET en AC.

Dado que el FET actúa como una fuente de corriente controlada por tensión, el drenador y la fuente quedan conectados mediante una fuente de corriente dependiente, cuyo valor está determinado directamente por dicha tensión v_{gs} (siendo $i_d = g_m v_{gs}$). Esta proporcionalidad viene dada por la transconductancia (g_m), la cual mide la efectividad del transistor para convertir una variación de tensión en la entrada en una variación de corriente en la salida. Este es el parámetro del modelo equivalente de pequeña señal que hay que calcular pues depende directamente del punto de operación en corriente continua (Q) del transistor.

Para los transistores de efecto de campo, este parámetro se obtiene de forma distinta dependiendo de si se trata de un transistor MOSFET o de un JFET.

Tabla 3.6: Ecuaciones de transconductancia para MOSFET y JFET

MOSFET	$g_m = 2\sqrt{kI_D}$	Donde k es un parámetro constante que depende del material
JFET	$g_m = \frac{2}{ V_p } \sqrt{I_{DSS}I_D}$	Donde I_{DSS} y V_p son parámetros facilitados por el fabricante

El modelo es el mismo para todos los transistores FET, es decir, es indiferente de si es un MOSFET o un JFET, y si es de canal p o canal n .

3.4.2. Análisis en AC

El objetivo de este análisis es calcular los parámetros de pequeña señal del circuito amplificador (ganancia de tensión, impedancia de entrada y impedancia de salida).

Para ello, se aplican las siguientes condiciones iniciales:

- **Anulación de las fuentes de DC:** Las fuentes de tensión continua se desactivan sustituyéndolas por cortocircuitos a tierra.

- **Cortocircuito de condensadores:** A diferencia del análisis en DC, aquí se opera en el dominio de la frecuencia. Asumiendo que las frecuencias de trabajo son lo suficientemente elevadas, la reactancia de los condensadores se aproxima a cero, por lo que se comportan como cortocircuitos.

Tras aplicar estas condiciones, se simplifica el circuito unificando los nodos de referencia (tierra) y se procede a sustituir el transistor FET por su modelo equivalente de pequeña señal en AC.

Finalmente, para cumplir con el objetivo de este análisis se usan las leyes de Kirchhoff en el circuito resultante y así hallar: A_v , A_i , R_{in} y R_o .

La Figura 3.23 muestra mediante un diagrama los pasos a seguir para realizar el análisis de amplificadores con transistores descrito en este apartado.

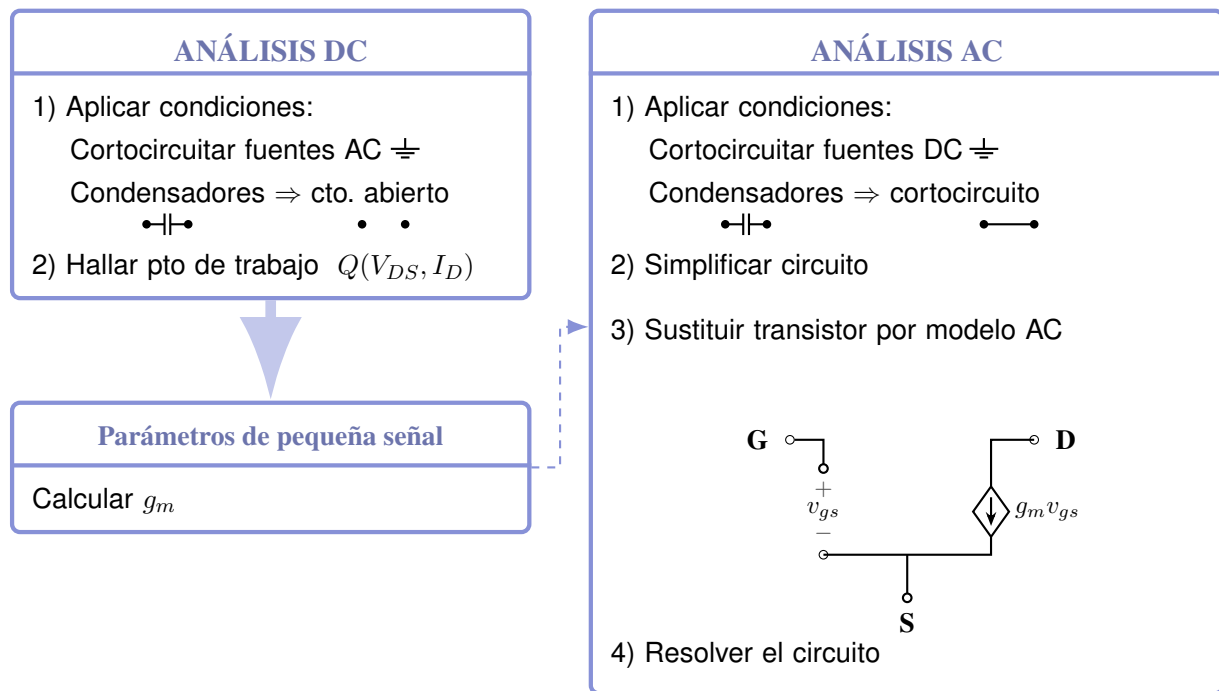


Figura 3.23: Procedimiento para el análisis de amplificadores con transistores.

Capítulo 4: Problemas de Amplificadores con Transistores de Efecto Campo

PROBLEMA 1

Para el circuito de polarización representado por la Figura 4.24, calcule:

- a) La ganancia de tensión A_v .
- b) La impedancia de entrada R_{in} .
- c) La ganancia de corriente A_i .
- d) La impedancia de salida R_o .

Datos: $g_m=10\text{mA/V}$; $R_D=10\text{k}\Omega$; $R_S=1\text{k}\Omega$; $R_1=R_2=470\text{k}\Omega$; $R_L=100\text{k}\Omega$.

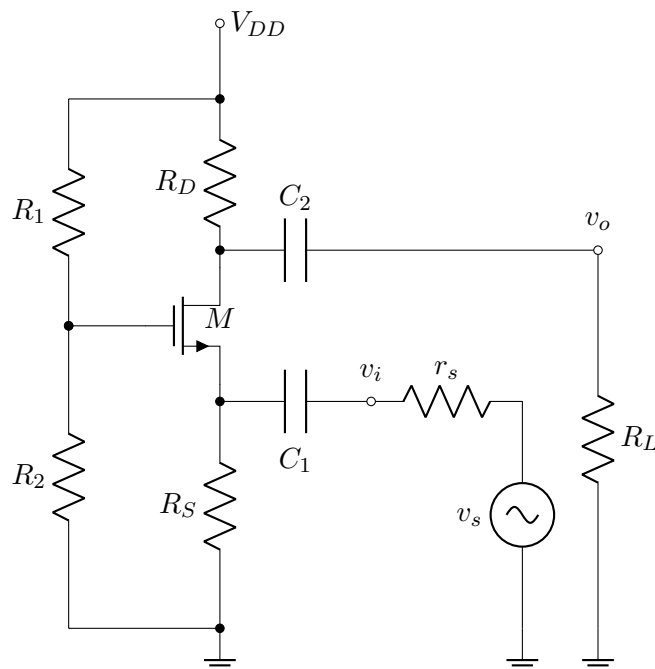


Figura 4.24: Circuito Problema 1.

Resultado

- a) $A_v = 90.91$
- b) $R_{in} = 90.91\Omega$
- c) $A_i = 0.083$
- d) $R_o = 10\text{k}\Omega$

a) Este circuito amplificador está basado en un transistor de efecto campo, en concreto se trata de un Mosfet de acumulación, de canal n . El enunciado proporciona el valor del parámetro g_m , y por este motivo, no habrá que realizar el análisis en DC para obtenerlo. Conociendo g_m se puede obtener el modelo del transistor en AC, y por tanto bastará con empezar por el análisis en AC.

Comenzando por el análisis en AC, deben seguirse siempre los mismos pasos descritos en el Capítulo 3.4:

1. Anular fuentes de DC.
2. Sustituir condensadores por cortocircuitos.
3. Simplificar el circuito, unificando la tensión de referencia (tierra).
4. Sustituir transistor por su modelo de AC.
5. Resolver el circuito.

Los pasos 1 y 2 se han aplicado sobre la Figura 4.25. A continuación, el paso 3 se muestra en la Figura 4.26, donde se han llevado a la parte inferior del circuito todos los puntos con tensión común o de referencia (tierra). Además, puede observarse que las resistencias R_1 y R_2 , podrán asociarse posteriormente en paralelo como $R_{GG}=R_1||R_2$. El paso 4 se ha aplicado sobre la Figura 4.28, donde el Mosfet se ha sustituido por su modelo de AC, tal y como aparece en la Figura 4.27.

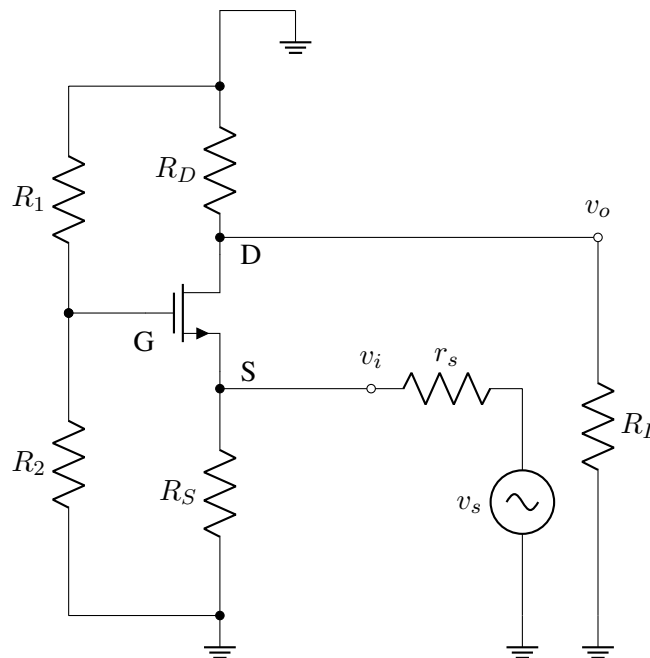


Figura 4.25: Circuito Problema 1 en AC.

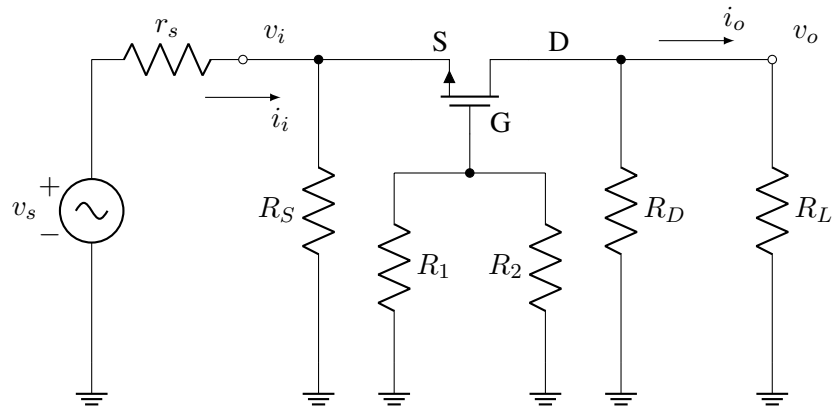


Figura 4.26: Circuito Problema 1 en AC simplificado.

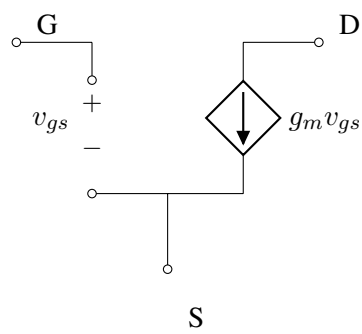


Figura 4.27: Modelo FET en AC para Problema 1.

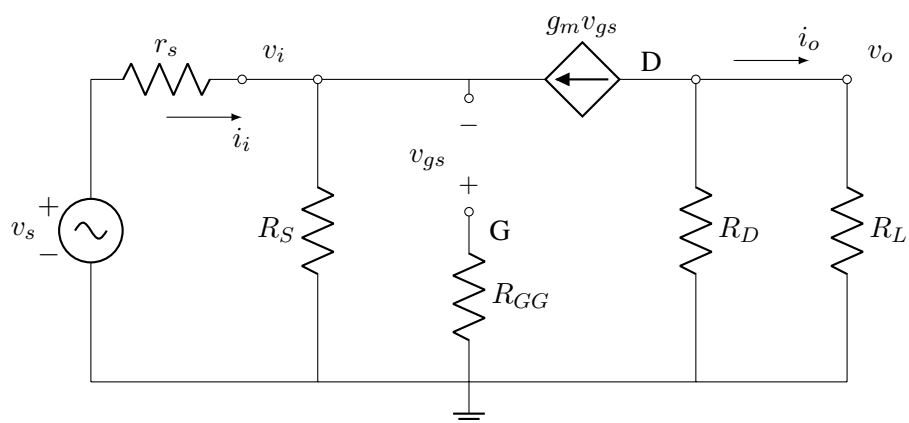


Figura 4.28: Circuito Problema 1 en AC con modelo FET en AC incluido.

Finalmente, sobre el circuito anterior se ha realizado una simplificación, mediante la asociación en paralelo de las resistencias a la salida, es decir, $R_{eq}=R_D||R_L$. Además, se han incluido las intensidades necesarias para resolver el circuito. El resultado final puede observarse en la Figura 4.29. Es importante destacar que la corriente $i_g=0$. Por aspectos de fabricación de los transistores de efecto campo, físicamente se les impide hacer circular corriente por la puerta. Esto puede comprobarse a nivel circuital en el modelo presentado en la Figura 4.27, donde existe un circuito abierto entre la puerta y la fuente, lo cual impide circular la corriente. Finalmente, también se comprueba en la Figura 4.29, donde dicho circuito abierto hace que $i_g=0$, o lo que es lo mismo, que la caída de tensión en R_{GG} sea nula.

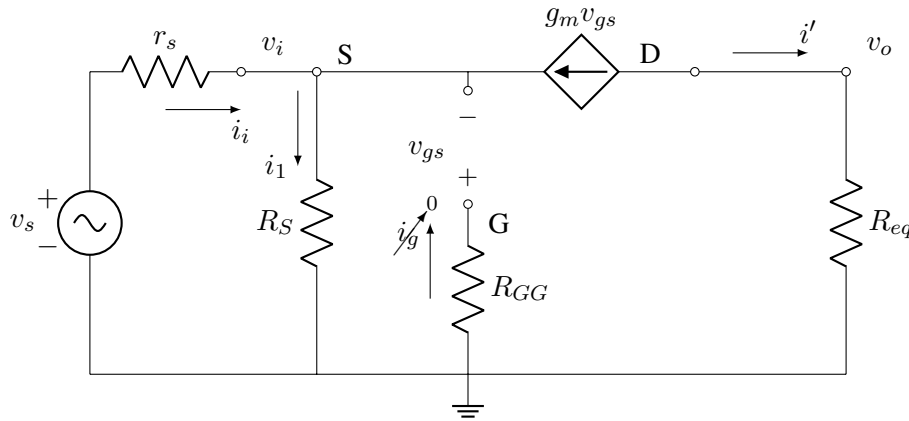


Figura 4.29: Circuito Problema 1 en AC equivalente.

Para obtener la ganancia en tensión A_v , se debe expresar el cociente entre v_o y v_i . Puede comprobarse que la intensidad de salida i' se corresponde con la misma que la de la fuente dependiente, pero con distinto sentido, es decir, $i'=-g_mv_{gs}$. Por tanto, la tensión de salida v_o , se expresará como:

$$v_o = i' R_{eq} = -g_m v_{gs} R_{eq} \quad (4.4)$$

Para la tensión de entrada v_i , hay que volver a tener en cuenta que $i_g=0$, y por tanto, la caída de tensión en R_{GG} será nula. De esta manera, la tensión v_i se corresponde directamente con $-v_{gs}$:

$$v_i = -v_{gs} \quad (4.5)$$

Ahora es sencillo obtener A_v , dado que ambas tensiones, v_o (4.4) y v_i (4.5), solo dependen de v_{gs} :

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m \cancel{v_{gs}} R_{eq}}{\cancel{v_{gs}}} = g_m R_{eq} = 10(10||100) = 90.91 \quad (4.6)$$

b) Para obtener el valor de la impedancia de entrada como $R_{in} = \frac{v_i}{i_i}$, puede observarse el mismo circuito representado en la Figura 4.29. Puesto que ya se ha obtenido una expresión para v_i (4.5) que depende solo de v_{gs} , debería obtenerse también i_i en función de la misma variable. O bien, de manera alternativa, expresar i_i en función únicamente de v_i . Para cualquiera de las alternativas, hay que escribir la ecuación del nodo a la entrada del circuito, y sustituir las intensidades desconocidas por el cociente entre diferencia de tensión en la resistencia, dividido por dicha resistencia:

$$i_i + g_m v_{gs} = i_1 \rightarrow i_i = \frac{v_i}{R_S} - g_m v_{gs} \quad (4.7)$$

Puesto que $v_i = -v_{gs}$:

$$i_i = \frac{v_i}{R_S} - g_m v_{gs} = -v_{gs} \left(\frac{1}{R_S} + g_m \right) \quad (4.8)$$

Dado que la única dependencia de v_i e i_i es con la misma variable (v_{gs}), ya puede realizarse el cociente para obtener R_{in} :

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{\cancel{-v_{gs}}}{\cancel{-v_{gs}} \left(\frac{1}{R_S} + g_m \right)} = R_S || g_m^{-1} = 1 || \frac{1}{10} = 90.91 \Omega \quad (4.9)$$

c) Para lograr la expresión de la ganancia de corriente o intensidad, $A_i = \frac{i_o}{i_i}$, deben volver a observarse los circuitos de la Figura 4.28 y de la Figura 4.29. Hay que obtener expresiones para i_o e i_i con el objetivo de realizar el cociente entre ellas. La corriente de salida i_o , puede expresarse simplemente como la caída de tensión v_o , dividida entre la resistencia de carga R_L . Por su parte i_i , puede recuperarse de la ecuación anteriormente obtenida en (4.8).

De este modo, i_o se expresa:

$$i_o = \frac{v_o}{R_L} \quad (4.10)$$

Si se recupera la expresión para i_i (4.8), ya puede obtenerse A_i :

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\frac{v_o}{R_L}}{-v_{gs} \left(\frac{1}{R_S} + g_m \right)} = \frac{v_o}{-v_{gs}} \frac{R_S || g_m^{-1}}{R_L} \quad (4.11)$$

Recordando también que $v_i = -v_{gs}$ (4.5), se puede sustituir en la ecuación anterior, de modo que se logra el término A_v . Además, volviendo a inspeccionar el resultado obtenido en (4.9), se comprueba que también aparece el término correspondiente a la impedancia de entrada, R_{in} :

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{v_o}{v_i} \frac{R_S || g_m^{-1}}{R_L} = A_v \frac{R_S || g_m^{-1}}{R_L} = A_v \frac{R_{in}}{R_L} \quad (4.12)$$

De modo equivalente, la expresión anterior podría haberse obtenido directamente, haciendo uso de la definición de impedancia de entrada para despejar $i_i = \frac{v_i}{R_{in}}$:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\frac{v_o}{R_L}}{\frac{v_i}{R_{in}}} = \frac{v_o}{v_i} \frac{R_{in}}{R_L} = A_v \frac{R_{in}}{R_L} = 90.91 \frac{90.91 \Omega}{100000 \Omega} = 0.083 \quad (4.13)$$

d) Para obtener la impedancia de salida R_o , hay que obtener la impedancia equivalente vista desde la salida, es decir, entre bornes de R_L . Para ello se deben anular las fuentes independientes del circuito, y sustituir R_L por una fuente de test, tal y como se ha llevado a cabo en el circuito de la Figura 4.30.

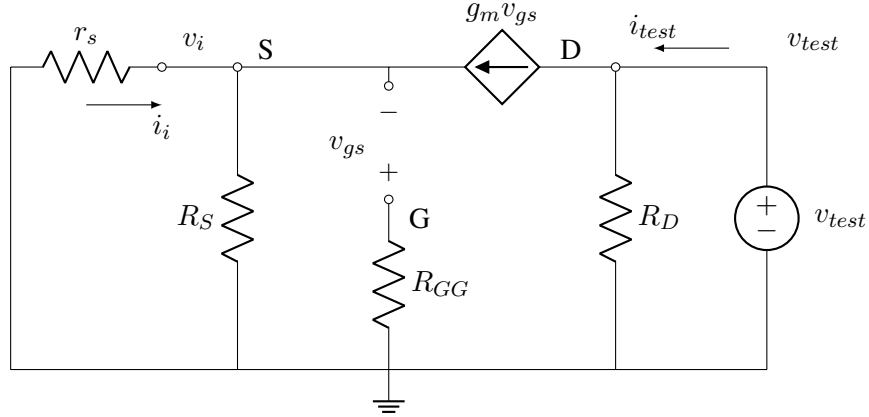


Figura 4.30: Circuito Problema 1 en AC para obtener R_o .

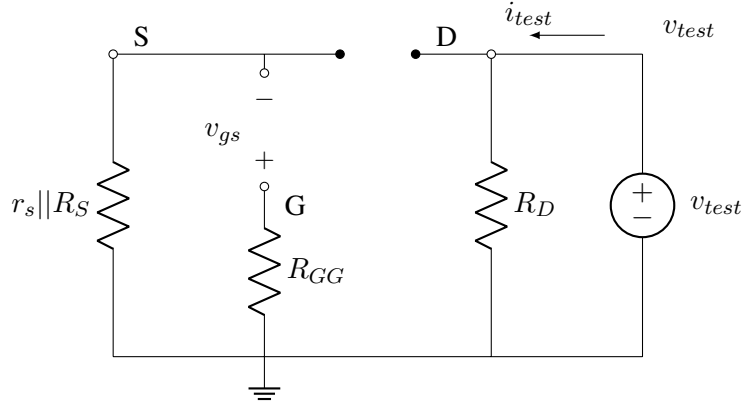


Figura 4.31: Circuito Problema 1 en AC simplificado para obtener R_o .

Pueden asociarse en paralelo las resistencias a la entrada, $r_s || R_S$, tal y como se muestra en el circuito de la Figura 4.31. Sobre el mismo se puede comprobar que en la malla de la izquierda no existe ninguna fuente de señal que aporte tensión ni intensidad, y por ello $v_{gs}=0$. En consecuencia, la fuente dependiente se anulará (en abierto). Con todo esto, se puede obtenerse la impedancia de salida R_o , como:

$$R_o = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \frac{\cancel{i_{test}} R_D}{\cancel{i_{test}}} = R_D = 10k\Omega \quad (4.14)$$

PROBLEMA 2

Dado el circuito amplificador de la Figura 4.32, calcule, en función de los parámetros de AC del transistor:

- a) La ganancia de tensión A_v .
- b) La impedancia de entrada R_{in} .
- c) La ganancia de corriente A_i .
- d) La impedancia de salida R_o .

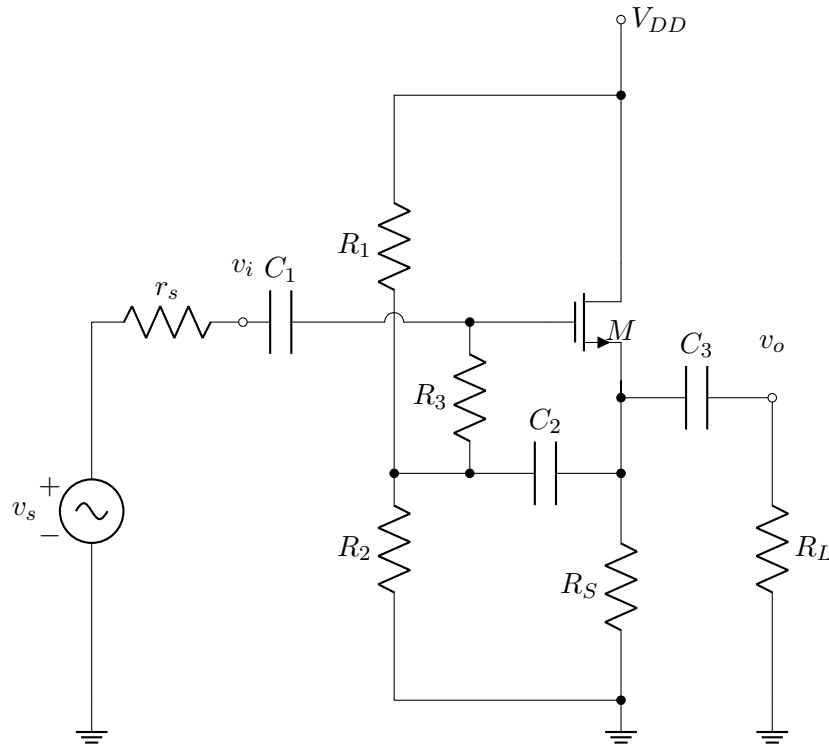


Figura 4.32: Circuito Problema 2.

Resultado

- a) $A_v = \frac{R_{eq} || R_3 || g_m^{-1}}{R_3 || g_m^{-1}}$
- b) $R_{in} = R_3 + R_{eq} + R_3 R_{eq} g_m$
- c) $A_i = \left(\frac{R_{eq} || R_3 || g_m^{-1}}{R_3 || g_m^{-1}} \right) \left(\frac{R_3 + R_{eq} + R_3 R_{eq} g_m}{R_L} \right)$
- d) $R_o = R_1 || R_2 || R_S || \left(\frac{R_3 + r_s}{g_m R_3 + 1} \right)$

a) El circuito amplificador presenta un transistor de efecto campo, un Mosfet de acumulación de canal n . El enunciado pide obtener los cálculos en función de los parámetros de AC del transistor. Por tanto se realizarán todos los cálculos analíticamente en función de variables.

El único parámetro para el modelo de AC es g_m . Por tanto, asumiéndolo como variable, no será necesario realizar el análisis de DC para obtenerlo. Así pues, se procederá directamente a realizar el análisis en AC, siguiendo los mismos pasos que hasta ahora:

1. Anular fuentes de DC.
2. Sustituir condensadores por cortocircuitos.
3. Simplificar el circuito, unificando la tensión de referencia (tierra).
4. Sustituir transistor por su modelo de AC.
5. Resolver el circuito.

Los pasos 1 y 2 se han aplicado sobre la Figura 4.33. A continuación, el paso 3 se muestra en la Figura 4.34, donde se han llevado a la parte inferior del circuito todos los puntos con tensión común o de referencia (tierra). El paso 4 se ha aplicado sobre la Figura 4.36, donde el Mosfet se ha sustituido por su modelo de AC, tal y como aparece en la Figura 4.35.

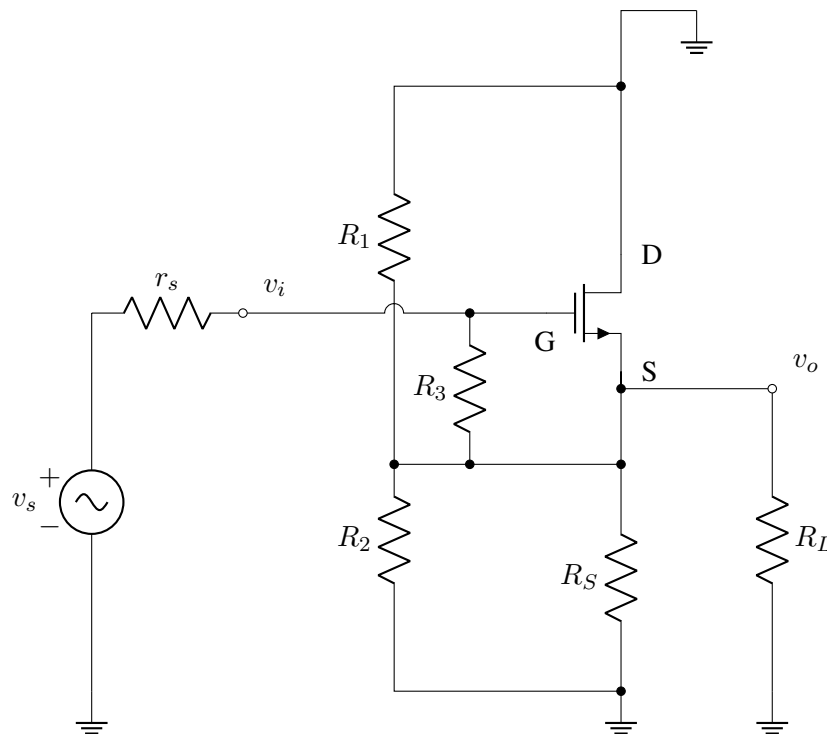


Figura 4.33: Circuito Problema 2 en AC.

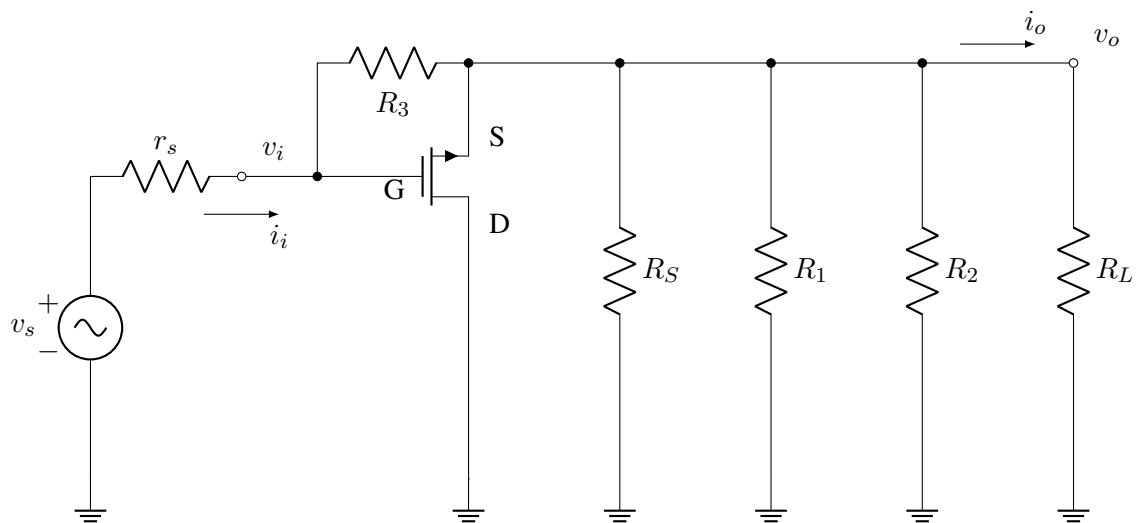


Figura 4.34: Circuito Problema 2 en AC simplificado.

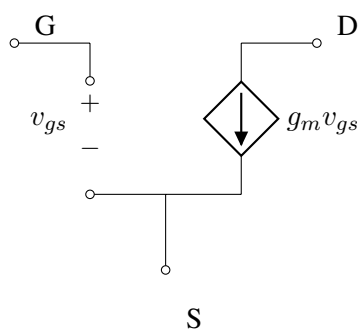


Figura 4.35: Modelo FET en AC para Problema 2.

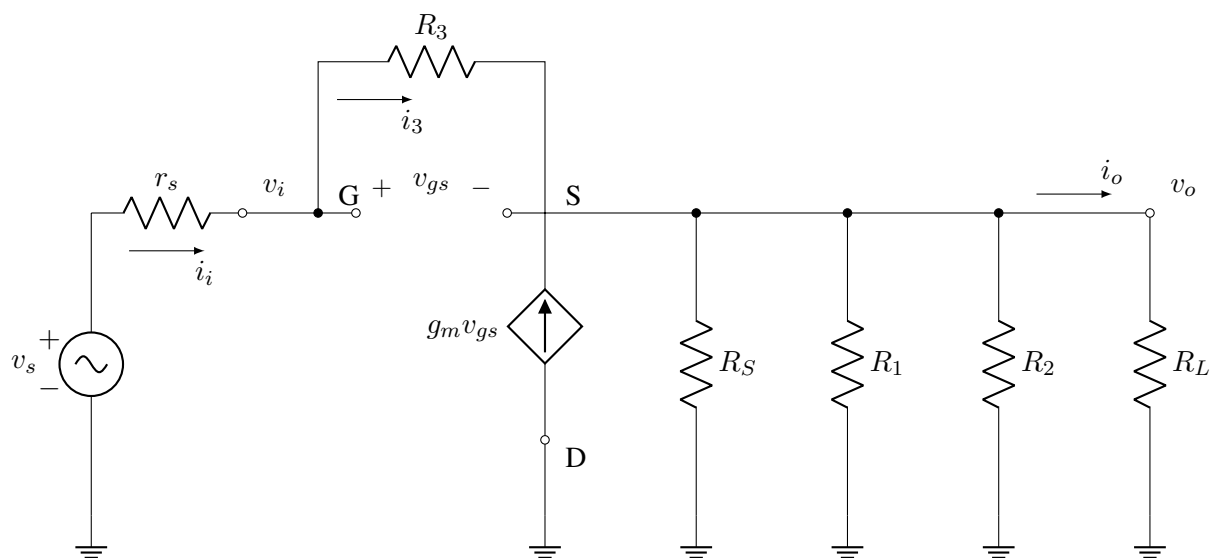


Figura 4.36: Circuito Problema 2 en AC con modelo FET en AC incluido.

Finalmente, en el paso 5 se puede resolver el circuito. La Figura 4.37 muestra dicho circuito tras asociar a la salida todas las resistencias en un equivalente en paralelo, $R_{eq}=R_1||R_2||R_S||R_L$.

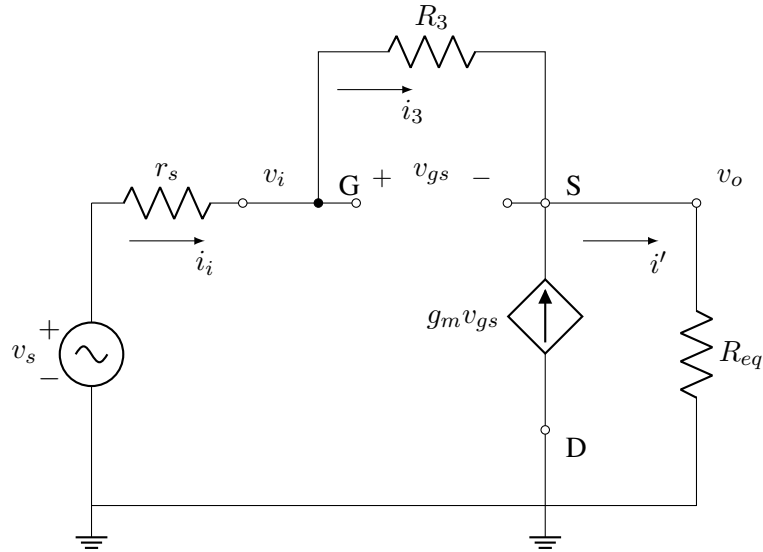


Figura 4.37: Circuito Problema 2 en AC equivalente.

A la hora de calcular la ganancia de tensión, habrá que encontrar expresiones para v_o y v_i , para así obtener el cociente $A_v = \frac{v_o}{v_i}$. Para facilitar el análisis se ha indicado la intensidad en la salida, i' , y la intensidad que circula por R_3 , denotada como i_3 .

La tensión de salida se expresa sencillamente como la caída de tensión en R_{eq} :

$$v_o = i' R_{eq} \quad (4.15)$$

Ahora será necesario establecer la ecuación del nodo a la salida, para encontrar una expresión de i' . La intensidad desconocida i_3 , se expresará como el cociente entre diferencia de tensión dividido por la resistencia R_3 . Para ello es oportuno comprobar que la caída de tensión en R_3 se corresponde directamente con v_{gs} :

$$i' = i_3 + g_m v_{gs} = \frac{v_{gs}}{R_3} + g_m v_{gs} = v_{gs} \left(\frac{1}{R_3} + g_m \right) \quad (4.16)$$

Ahora puede sustituirse esta expresión para i' en (4.15):

$$v_o = i' R_{eq} = v_{gs} \left(\frac{1}{R_3} + g_m \right) R_{eq} \quad (4.17)$$

Por otro lado, quedaría encontrar una expresión para la tensión de entrada v_i , la cual dependa también de v_{gs} . Para ello, puede relacionarse directamente v_i y v_o a través de la caída de tensión v_{gs} :

$$v_i = v_{gs} + v_o \quad (4.18)$$

Si se sustituye sobre esta última ecuación la expresión obtenida previamente para v_o en (4.17), la ecuación anterior (4.18) ya solo dependerá de v_{gs} :

$$v_i = v_{gs} + v_o = v_{gs} \left[1 + R_{eq} \left(\frac{1}{R_3} + g_m \right) \right] \quad (4.19)$$

Ahora ya puede obtenerse A_v , haciendo uso de v_o (4.17) y v_i (4.19)

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\cancel{v_{gs}} \left(\frac{1}{R_3} + g_m \right) R_{eq}}{\cancel{v_{gs}} \left[1 + R_{eq} \left(\frac{1}{R_3} + g_m \right) \right]} = \frac{\left(\frac{1}{R_3} + g_m \right)}{\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{R_3} + g_m} = \frac{R_{eq} || R_3 || g_m^{-1}}{R_3 || g_m^{-1}} \quad (4.20)$$

b) La impedancia de entrada se obtiene como el cociente $R_{in} = \frac{v_i}{i_i}$. Para ello, puede recuperarse la ecuación para v_i (4.19), la cual depende únicamente de v_{gs} . Por tanto, será necesario obtener i_i en función de la misma variable. Debe comenzarse por escribir la ecuación en el nodo de entrada, que en este caso verifica directamente que la intensidad de entrada se corresponde con i_3 :

$$i_i = i_3 = \frac{v_{gs}}{R_3} \quad (4.21)$$

Ahora ya se puede obtener R_{in} :

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{\cancel{v_{gs}} \left[1 + R_{eq} \left(\frac{1}{R_3} + g_m \right) \right]}{\frac{\cancel{v_{gs}}}{R_3}} = R_3 \left[1 + R_{eq} \left(\frac{1}{R_3} + g_m \right) \right] = R_3 + R_{eq} + R_3 R_{eq} g_m \quad (4.22)$$

c) El valor de la ganancia en corriente o intensidad, $A_i = \frac{i_o}{i_i}$, se puede obtener a partir de la relación entre las expresiones de i_o e i_i , atendiendo al circuito de la Figura 4.36. Ahora bien, la intensidad de entrada i_i , puede despejarse de la propia definición de R_{in} , y la de salida i_o , haciendo uso de la caída de tensión en R_L :

$$i_o = \frac{v_o}{R_L} \quad (4.23)$$

$$i_i = \frac{v_i}{R_{in}} \quad (4.24)$$

Ahora es sencillo obtener el cociente que da lugar a la ganancia en intensidad, sobre el cual se ha sustituido la expresión obtenida en (4.20) para A_v , una vez identificada como $\frac{v_o}{v_i}$:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\frac{v_o}{R_L}}{\frac{v_i}{R_{in}}} = \frac{v_o}{v_i} \frac{R_{in}}{R_L} = A_v \frac{R_{in}}{R_L} = \left(\frac{R_{eq} || R_3 || g_m^{-1}}{R_3 || g_m^{-1}} \right) \left(\frac{R_3 + R_{eq} + R_3 R_{eq} g_m}{R_L} \right) \quad (4.25)$$

Este proceso también podría haberse llevado a cabo utilizando la expresión completa para i_i a partir de (4.21), y extrayendo a su vez una expresión para i_o a partir del nodo a la salida del circuito. Sin embargo, la opción escogida proporciona mayor inmediatez para la resolución.

d) El procedimiento a seguir para obtener la impedancia de salida R_o , consiste en anular las fuentes independientes del circuito y sustituir R_L por una fuente de test, con el objetivo de encontrar la impedancia equivalente vista desde dicho punto. El circuito que se obtiene es el representado por la Figura 4.38. Este circuito puede simplificarse mediante la asociación en paralelo de $R_1||R_2||R_S$.

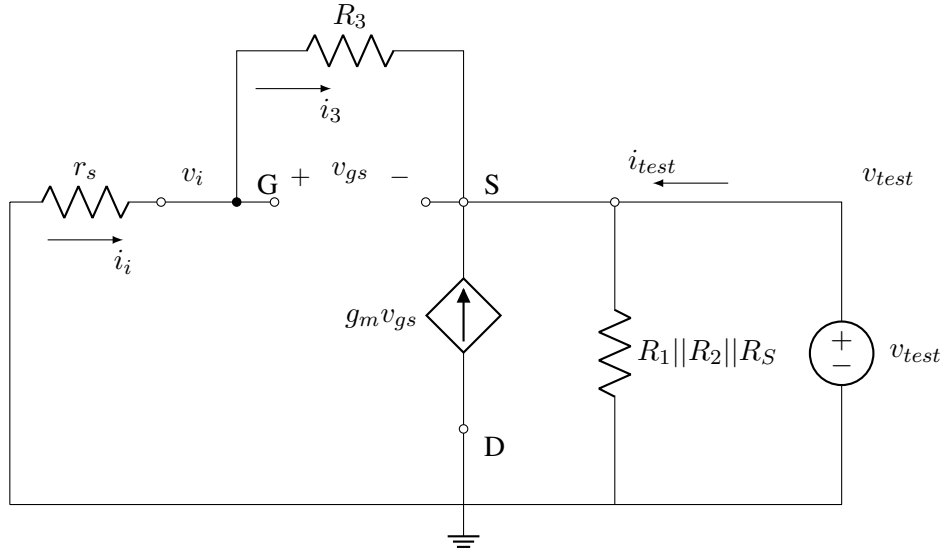


Figura 4.38: Circuito Problema 2 en AC para obtener R_o .

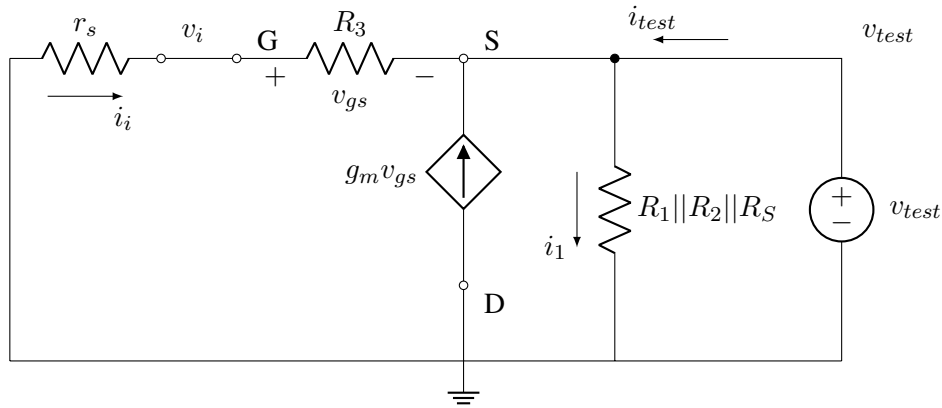


Figura 4.39: Circuito Problema 2 en AC simplificado para obtener R_o .

Para mayor simplicidad, dado que v_{gs} se corresponde con la caída de tensión en R_3 , o dicho de otro modo, $i_3=i_i$, el circuito puede simplificarse como en la Figura 4.39. En este caso se puede observar que la fuente dependiente no se anulará, dado que depende de v_{gs} , y esta tensión no es nula porque la fuente v_{test} introduce señal sobre R_3 , donde cae v_{gs} . Por este motivo, habrá que resolver el circuito para obtener la impedancia equivalente a la salida, como $R_o=\frac{v_{test}}{i_{test}}$, encontrando para ello la expresión de i_{test} a partir del nodo en la salida, y expresando las intensidades como caída de tensión entre resistencia:

$$i_{test} + g_m v_{gs} + i_i = i_1 \rightarrow i_{test} = \frac{v_{test}}{R_1||R_2||R_S} - g_m v_{gs} - \frac{0 - v_{test}}{R_3 + r_s} \quad (4.26)$$

Puesto que se pretende que la expresión de i_{test} solo dependa de v_{test} , habrá que sustituir el valor de v_{gs} . Para ello, puede comprobarse que dicha caída de tensión se corresponde con un divisor de tensión entre las resistencias R_3 y r_s , respecto de la tensión v_{test} . Es importante tener en cuenta que debe incluirse un signo negativo en dicho divisor, puesto que la polaridad de v_{gs} es contraria a la de v_{test} . Finalmente, sustituyendo el divisor para v_{gs} en la anterior ecuación (4.26):

$$i_{test} = \frac{v_{test}}{R_1 || R_2 || R_E} - g_m(-v_{test}) \frac{R_3}{R_3 + r_s} - \frac{0 - v_{test}}{R_3 + r_s} \quad (4.27)$$

En última instancia pueden agruparse todos los términos en función de v_{test} :

$$i_{test} = v_{test} \left(\frac{1}{R_1 || R_2 || R_E} + g_m \frac{R_3}{R_3 + r_s} + \frac{1}{R_3 + r_s} \right) \quad (4.28)$$

En último lugar, ya solo hay que realizar el cociente para obtener R_o :

$$R_o = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \frac{\cancel{v_{test}}}{\cancel{v_{test}} \left(\frac{1}{R_1 || R_2 || R_E} + \frac{g_m R_3}{R_3 + r_s} + \frac{1}{R_3 + r_s} \right)} = R_1 || R_2 || R_E || \left(\frac{R_3 + r_s}{g_m R_3 + 1} \right) \quad (4.29)$$

PROBLEMA 3

Para el circuito amplificador de la Figura 4.40, calcule, en función de los parámetros de AC del transistor:

- a) La ganancia de tensión A_v .
- b) La impedancia de entrada R_{in} .
- c) La ganancia de corriente A_i .
- d) La impedancia de salida R_o .

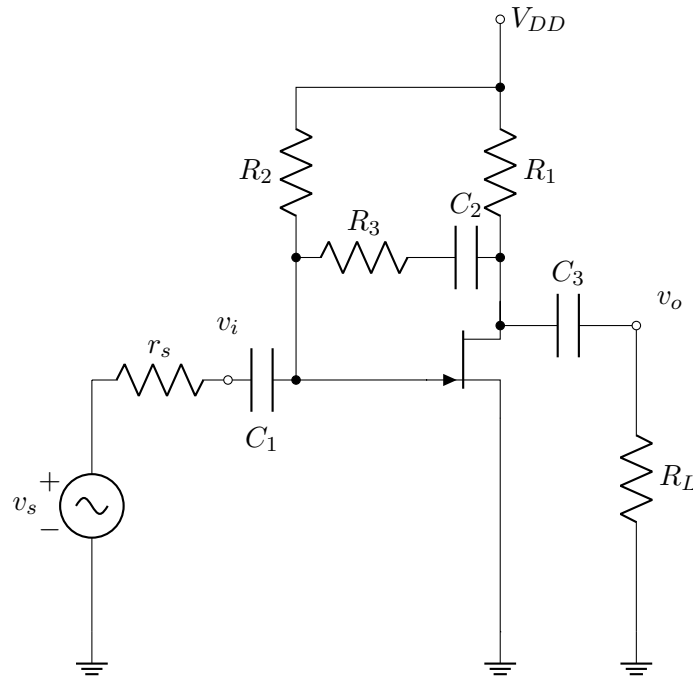


Figura 4.40: Circuito Problema 3.

Resultado

- a) $A_v = \frac{v_o}{v_i} = \left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) (R_{eq} || R_3)$
- b) $R_{in} = R_2 || g_m^{-1} || \left(\frac{R_{eq}}{A_v} \right)$
- c) $A_i = \left(\frac{1}{R_L} \right) \left[R_2 || g_m^{-1} || \left[\frac{R_{eq}}{\left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) (R_{eq} || R_3)} \right] \right] \left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) (R_{eq} || R_3)$
- d) $R_o = R_1 || \left[\frac{R_3 + r_s || R_2}{g_m (r_s || R_2) + 1} \right]$.

a) Este circuito amplificador está constituido por un transistor de efecto campo, en concreto por un transistor JFET de canal n . El enunciado pide obtener expresiones analíticas en función de los parámetros de AC del transistor, es decir, en función de g_m . Este parámetro se asumirá como una variable conocida, y por tanto no será necesario realizar el análisis de DC para obtenerlo. Así pues, se comenzará directamente por analizar el comportamiento de este circuito amplificador en AC. Siguiendo los pasos descritos en el Capítulo 3.4:

1. Anular fuentes de DC.
2. Sustituir condensadores por cortocircuitos.
3. Simplificar el circuito, unificando la tensión de referencia (tierra).
4. Sustituir transistor por su modelo de AC.
5. Resolver el circuito.

La Figura 4.41 muestra la aplicación de los pasos 1 y 2, donde también se han señalado las intensidades i_i e i_o . El paso 3 se puede observar en la Figura 4.42, para el que se han unificado todos los puntos con tensión de referencia (tierra) en la parte inferior del circuito. En el paso 4 se ha sustituido el JFET por su modelo de AC, tal y como se indica en la Figura 4.43. El circuito resultante se observa en la Figura 4.44.

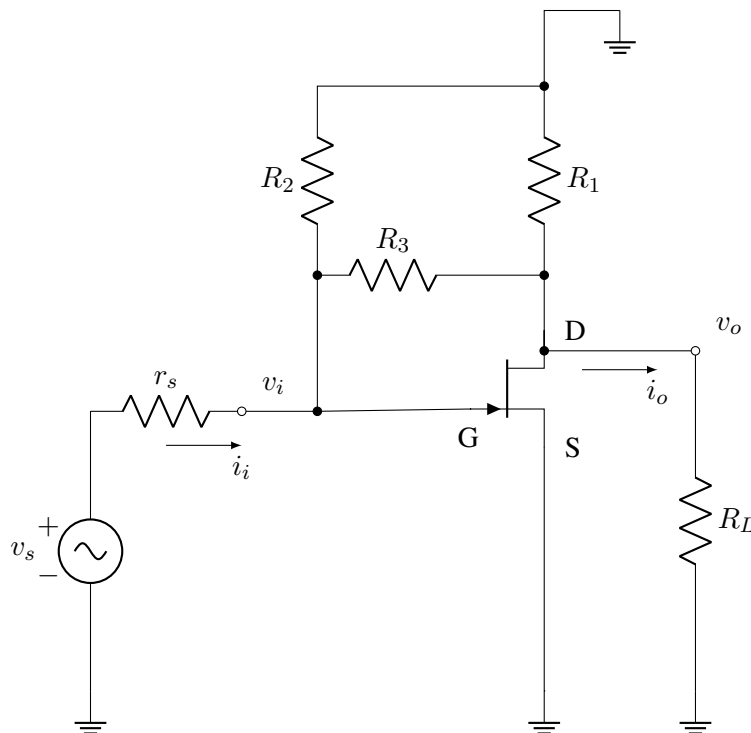


Figura 4.41: Circuito Problema 3 en AC.

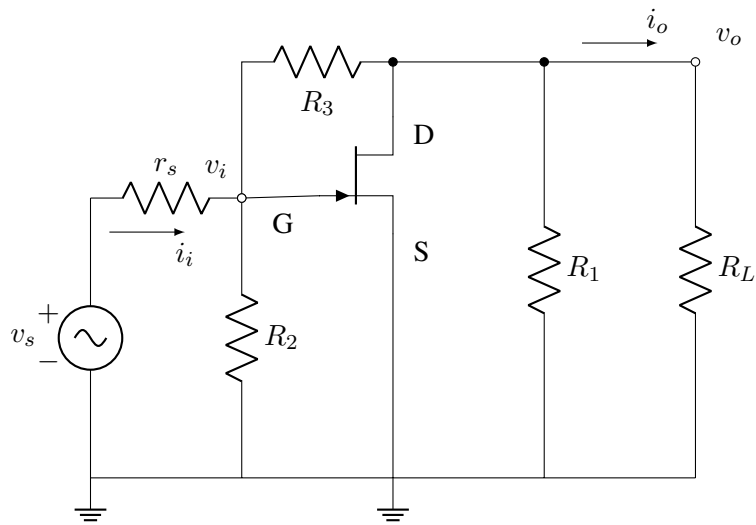


Figura 4.42: Circuito Problema 3 en AC simplificado.

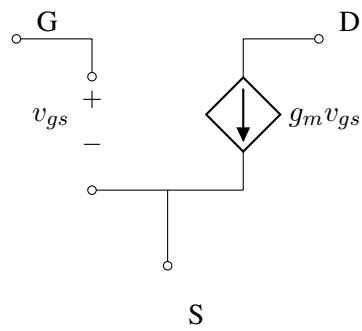


Figura 4.43: Modelo FET en AC para Problema 3.

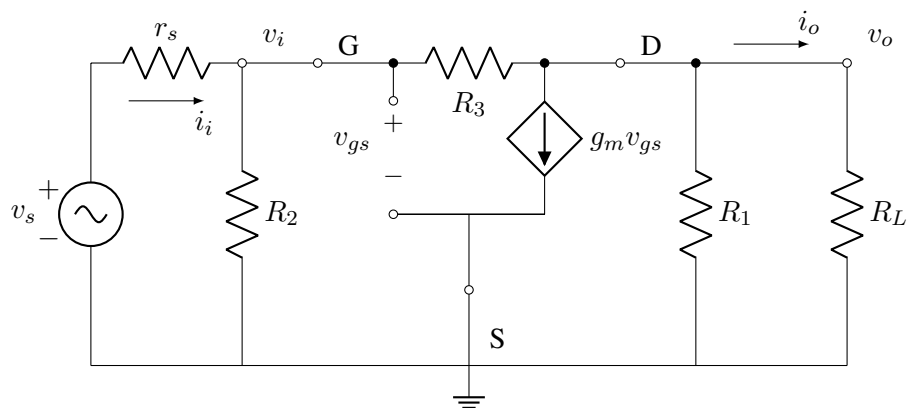


Figura 4.44: Circuito Problema 3 en AC con modelo FET en AC incluido.

Por último, en el paso 5 ya se puede resolver el circuito. La Figura 4.45 muestra una última simplificación, mediante la cual se asocian en paralelo las resistencias a la salida como $R_{eq}=R_1||R_L$. También se puede llevar la fuente dependiente directamente a tierra, así como el borne negativo de la caída de tensión v_{gs} . A su vez, se han indicado el resto de intensidades necesarias para completar la resolución de este circuito.

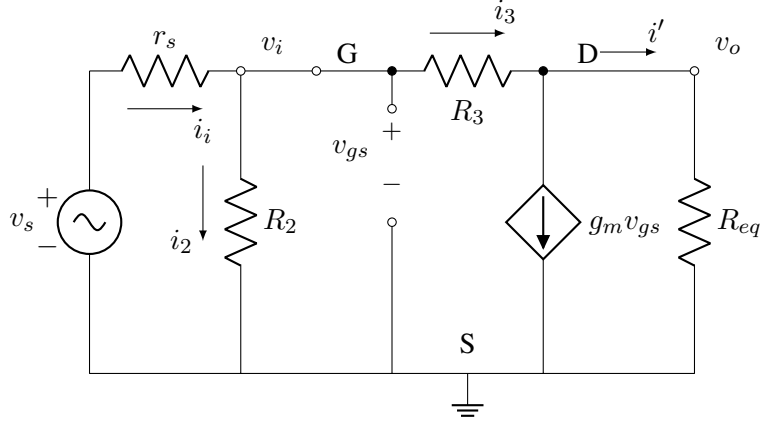


Figura 4.45: Circuito Problema 3 en AC equivalente.

La ganancia en tensión A_v , se obtendrá como el cociente entre v_o y v_i . La tensión de salida v_o , puede expresarse como la caída de tensión en R_{eq} . Para ello, la intensidad en la malla de salida i' , será el resultado de aplicar la ecuación de nodo sobre el colector. Puesto que i_3 se desconoce, se expresará como diferencia de tensión dividida entre resistencia:

$$i' = i_3 - g_m v_{gs} = \frac{v_i - v_o}{R_3} - g_m v_{gs} \quad (4.30)$$

Por tanto la tensión a la salida v_o , será:

$$v_o = i' R_{eq} = \left(\frac{v_i - v_o}{R_3} - g_m v_{gs} \right) R_{eq} \quad (4.31)$$

La ecuación anterior debe expresarse en función de una sola variable, o bien únicamente en función de v_i . En este caso, se dejará en función de v_{gs} . Para ello, se comprueba fácilmente sobre el circuito que la tensión de entrada v_i , es:

$$v_i = v_{gs} \quad (4.32)$$

Sustituyendo la expresión anterior en la ecuación para v_o (4.31):

$$v_o = \left(\frac{v_i - v_o}{R_3} - g_m v_{gs} \right) R_{eq} = \left(\frac{v_{gs} - v_o}{R_3} - g_m v_{gs} \right) R_{eq} \quad (4.33)$$

A continuación deben agruparse términos para simplificar los pasos posteriores:

$$v_o \left(1 + \frac{R_{eq}}{R_3} \right) = v_{gs} R_{eq} \left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) \quad (4.34)$$

Así pues, v_o se despeja como:

$$v_o = \frac{v_{gs} R_{eq} \left(\frac{1}{R_3} - g_m \right)}{\left(1 + \frac{R_{eq}}{R_3} \right)} = v_{gs} \frac{\frac{1}{R_3} - g_m}{\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{R_3}} = v_{gs} \left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) (R_{eq} || R_3) \quad (4.35)$$

Dado que esta última expresión ya solo depende de v_{gs} , y la tensión de entrada v_i ya se obtuvo en función de esa misma variable ($v_i = v_{gs}$) en (4.32), ahora solo quedaría por obtener el valor de A_v :

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\cancel{v_{gs}} \left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) (R_{eq} || R_3)}{\cancel{v_{gs}}} \quad (4.36)$$

b) La impedancia de entrada ha de calcularse como $R_{in} = \frac{v_i}{i_i}$. Para ello, puede volver a observarse el mismo circuito representado en la Figura 4.45. La expresión para v_i ya se obtuvo en (4.32), por tanto ahora se optará por obtener la expresión de i_i en función de esa misma variable, v_{gs} . Así pues, será necesario identificar las ecuaciones de los nodos del circuito, y a su vez, expresar las intensidades desconocidas como el cociente entre caída de tensión y resistencia:

$$\begin{cases} i_i = i_2 + i_3 \\ i_3 = g_m v_{gs} + i' \end{cases} \rightarrow i_i = i_2 + g_m v_{gs} + i' = \frac{v_i}{R_2} + g_m v_{gs} + \frac{v_o}{R_{eq}} \quad (4.37)$$

Como se acaba de mencionar anteriormente, el objetivo es lograr i_i expresada únicamente en función de v_{gs} . Por tanto, se deberá sustituir v_i (4.32) y v_o (4.35) en la ecuación anterior (nótese que otra alternativa sería expresar la tensión de salida como $v_o = A_v v_i$).

$$i_i = \frac{v_{gs}}{R_2} + g_m v_{gs} + \frac{v_{gs} \left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) (R_{eq} || R_3)}{R_{eq}} \quad (4.38)$$

Finalmente, ya se puede realizar el cociente para obtener R_{in} :

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{\cancel{v_{gs}}}{\cancel{v_{gs}} \left[\frac{1}{R_2} + g_m + \frac{\left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) (R_{eq} || R_3)}{R_{eq}} \right]} = R_2 || g_m^{-1} || \left[\frac{R_{eq}}{\left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) (R_{eq} || R_3)} \right] \quad (4.39)$$

Si se desea terminar de simplificar el resultado anterior, se puede recuperar la expresión para A_v obtenida en (4.36):

$$R_{in} = R_2 || g_m^{-1} || \left(\frac{R_{eq}}{A_v} \right) \quad (4.40)$$

c) La ganancia en corriente o intensidad A_i , se calculará como el cociente entre las expresiones de i_o e i_i . Lo más inmediato es expresar i_o como la caída de tensión en v_o , dividida entre la resistencia de carga R_L . Así pues:

$$i_o = \frac{v_o}{R_L} \quad (4.41)$$

Por otro lado, i_i puede recuperarse de la ecuación anteriormente obtenida en (4.38):

$$i_i = v_{gs} \left[\frac{1}{R_2} + g_m + \frac{\left(\frac{1}{R_3} - g_m\right) (R_{eq} || R_3)}{R_{eq}} \right] \quad (4.42)$$

Nuevamente, habrá que conseguir que v_o también dependa únicamente de v_{gs} . Esto ya se consiguió en la ecuación (4.35), con lo cual ahora ya es inmediato obtener A_i :

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\frac{v_o}{R_L}}{v_{gs} \left(\frac{1}{R_2} + g_m + \frac{R_{eq} || R_3}{R_{eq}(R_3 || g_m^{-1})} \right)} = \frac{v_{gs} \left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) (R_{eq} || R_3)}{v_{gs} R_L \left[\frac{1}{R_2} + g_m + \frac{\left(\frac{1}{R_3} - g_m\right) (R_{eq} || R_3)}{R_{eq}} \right]} = \quad (4.43)$$

$$= \left(\frac{1}{R_L} \right) \left[R_2 || g_m^{-1} || \left[\frac{R_{eq}}{\left(\frac{1}{R_3} - g_m\right) (R_{eq} || R_3)} \right] \right] \left(\frac{1}{R_3} - g_m \right) (R_{eq} || R_3) \quad (4.44)$$

Sobre la ecuación pueden identificarse los términos de A_v (4.36) y R_{in} (4.39), con lo que:

$$A_i = \frac{R_{in}}{R_L} A_v \quad (4.45)$$

En cualquier caso, esta última expresión también se podría haber obtenido alternativamente, y de un modo más inmediato, haciendo uso de la definición de R_{in} para despejar i_i :

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\frac{v_o}{R_L}}{\frac{v_i}{R_{in}}} = \frac{v_o}{v_i} \frac{R_{in}}{R_L} = A_v \frac{R_{in}}{R_L} \quad (4.46)$$

No obstante, pese a obtener A_i de modo más directo como en (4.46), siempre deberá sustituirse R_{in} y A_v para llegar a la solución válida, tal y como se ha obtenido en (4.44).

d) Por último, la impedancia de salida R_o , debe calcularse como la impedancia equivalente vista desde la salida, es decir, desde los bornes de R_L . Para ello hay que anular las fuentes independientes del circuito, y sustituir R_L por una fuente de test, tal y como se ha llevado a cabo en el circuito de la Figura 4.46.

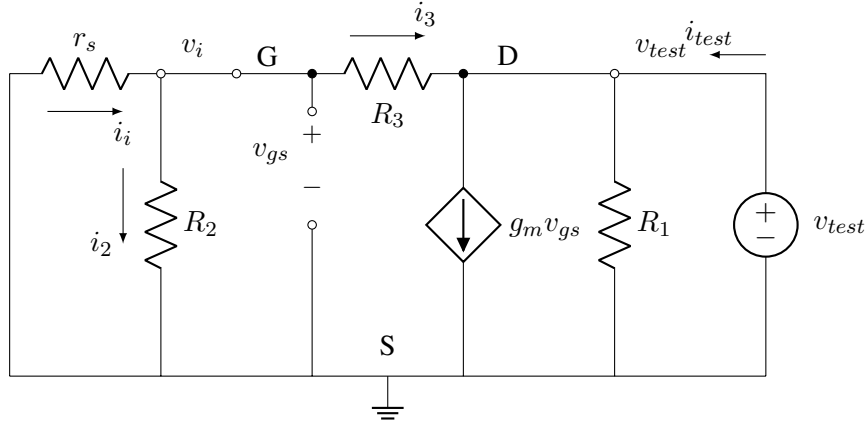


Figura 4.46: Circuito Problema 3 en AC para obtener R_o .

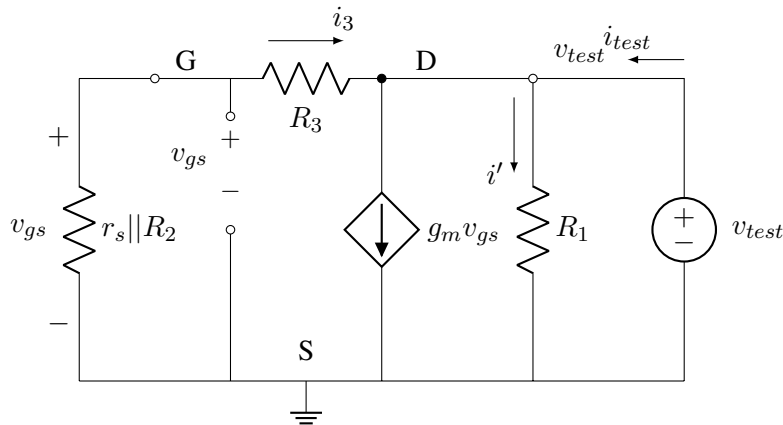


Figura 4.47: Circuito Problema 3 en AC simplificado para obtener R_o .

El circuito se ha simplificado mediante la asociación de resistencias en paralelo a la entrada, $r_s || R_2$, tal y como se observa en la Figura 4.47. En este caso, la fuente de test contribuye a que la fuente dependiente genere señal, y por tanto no se puede anular. De este modo, será necesario resolver el circuito al completo para obtener R_o . Así pues, es necesario escribir la ecuación del nodo a la salida:

$$i_{test} + i_3 = i' + g_m v_{gs} \rightarrow i_{test} = i' + g_m v_{gs} - i_3 \quad (4.47)$$

Ahora es necesario sustituir las intensidades desconocidas como cociente entre caída de tensión dividida por resistencia:

$$i_{test} = \frac{v_{test}}{R_1} + g_m v_{gs} - \frac{0 - v_{test}}{R_3 + r_s || R_2} \quad (4.48)$$

Puede comprobarse que i_3 se ha obtenido como la corriente que circula desde tierra hasta v_{test} , pasando por las resistencias $r_s || R_2$ y R_3 , respectivamente.

Tras la aclaración anterior, hay que fijarse en que la expresión (4.48), que relaciona i_{test} y v_{test} , todavía mantiene dependencia con v_{gs} . Por este motivo hay que eliminar dicha dependencia. Esta se puede eliminar haciendo uso de i_3 , dado que $v_{gs} = -i_3(r_s || R_2)$:

$$v_{gs} = -i_3(r_s || R_2) = -\left(\frac{0 - v_{test}}{R_3 + r_s || R_2}\right)(r_s || R_2) \quad (4.49)$$

Por tanto, introduciendo esta última ecuación para v_{gs} en (4.48):

$$i_{test} = \frac{v_{test}}{R_1} - g_m i_3(r_s || R_2) + \frac{v_{test}}{R_3 + r_s || R_2} = \quad (4.50)$$

$$= \frac{v_{test}}{R_1} - g_m \left(\frac{0 - v_{test}}{R_3 + r_s || R_2}\right)(r_s || R_2) + \frac{v_{test}}{R_3 + r_s || R_2} \quad (4.51)$$

Agrupando términos en factor común de v_{test} :

$$i_{test} = v_{test} \left(\frac{1}{R_1} + g_m \frac{r_s || R_2}{R_3 + r_s || R_2} + \frac{1}{R_3 + r_s || R_2} \right) = v_{test} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{g_m(r_s || R_2) + 1}{R_3 + r_s || R_2} \right) \quad (4.52)$$

Finalmente, dado que i_{test} ya solo depende de v_{test} , se puede proceder a calcular R_o :

$$R_o = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \frac{\cancel{v_{test}}}{\cancel{v_{test}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{g_m(r_s || R_2) + 1}{R_3 + r_s || R_2} \right)} = R_1 || \left[\frac{R_3 + r_s || R_2}{g_m(r_s || R_2) + 1} \right] \quad (4.53)$$

PROBLEMA 4

Para el circuito amplificador de la Figura 4.48, obtenga:

- a) La ganancia de tensión A_v .
- b) La impedancia de entrada R_{in} .
- c) La ganancia de corriente A_i .
- d) La impedancia de salida R_o .

Datos: $g_m=10\text{mA/V}$; $R_D=10\text{k}\Omega$; $R_1=30\text{k}\Omega$; $R_2=50\text{k}\Omega$; $R_L=15\text{k}\Omega$; $r_s=10\text{k}\Omega$.

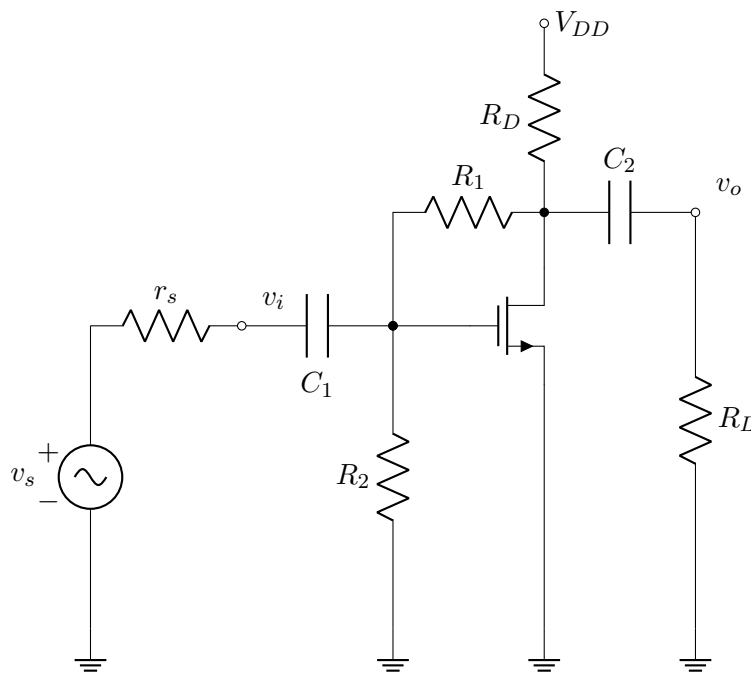


Figura 4.48: Circuito Problema 4.

Resultado

- a) $A_v = -49.83$
- b) $R_{in} = 583\Omega$
- c) $A_i = -1.94$.
- d) $R_o = 429\Omega$.

a) El circuito amplificador está formado por un transistor de efecto campo, Mosfet, el cual es de acumulación y de canal n . En los datos del problema se proporciona el valor de g_m , el cual es el parámetro necesario para obtener el modelo de AC del transistor. Dicho esto, no será necesario realizar el análisis de DC para obtener g_m . Por tanto se procederá directamente a analizar el comportamiento de este circuito amplificador en AC. Como siempre, siguiendo los pasos descritos en el Capítulo 3.4, habrá que:

1. Anular fuentes de DC.
2. Sustituir condensadores por cortocircuitos.
3. Simplificar el circuito, unificando la tensión de referencia (tierra).
4. Sustituir transistor por su modelo de AC.
5. Resolver el circuito.

La Figura 4.49 muestra el circuito que se obtiene tras aplicar los pasos 1 y 2, e identificar las corrientes i_i e i_o . El paso 3 puede observarse en el circuito de la Figura 4.50, para el cual se han llevado todos los puntos con tensión de referencia (tierra) a la parte inferior. En el paso 4 se realiza la sustitución del transistor Mosfet por su modelo de AC, tal y como se muestra en la Figura 4.51. El circuito resultante es el de la Figura 4.52.

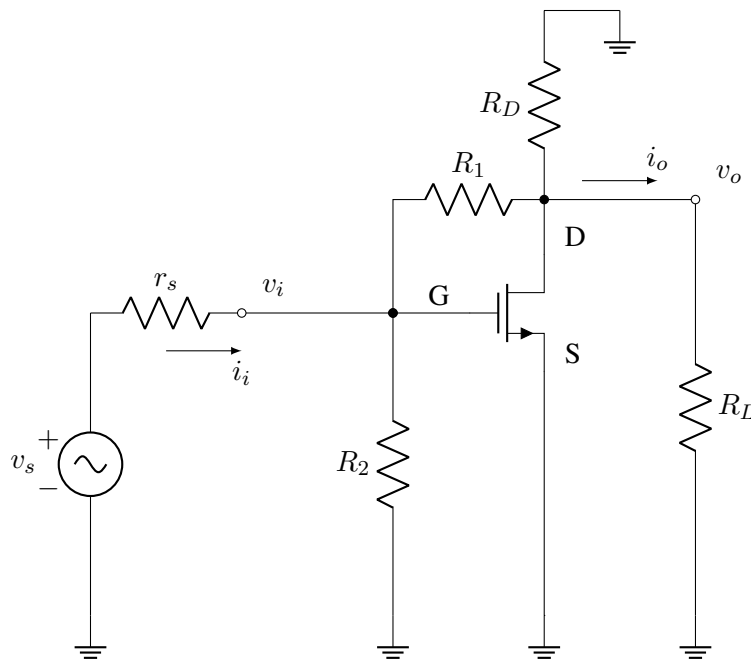


Figura 4.49: Circuito Problema 4 en AC.

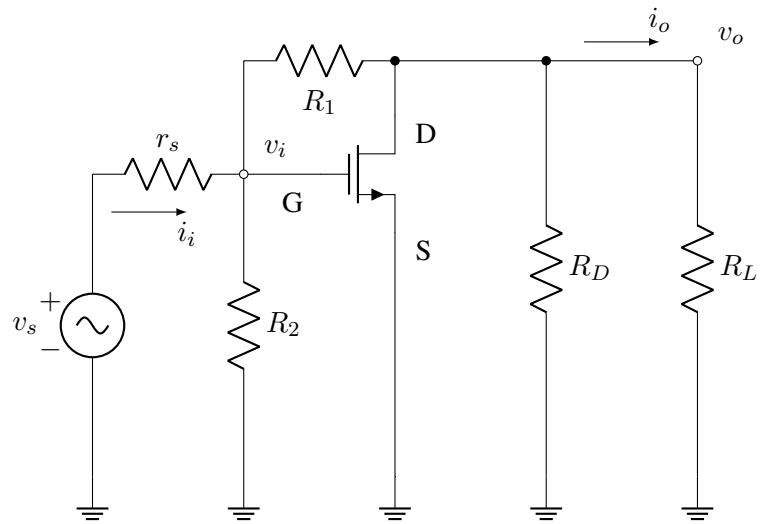


Figura 4.50: Circuito Problema 4 en AC simplificado.

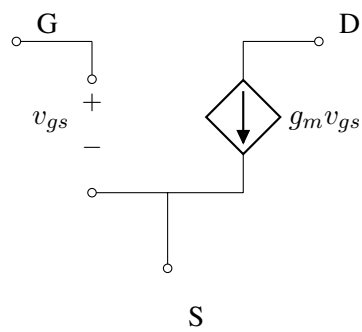


Figura 4.51: Modelo FET en AC para Problema 4.

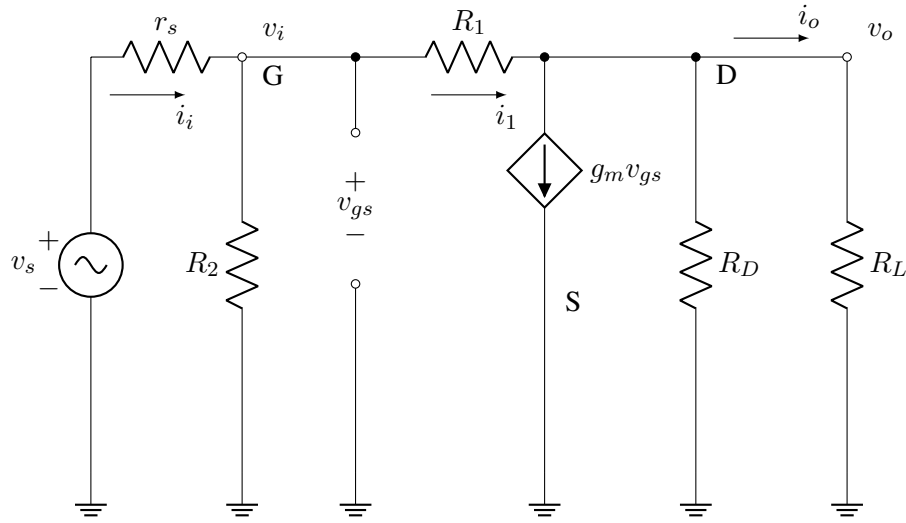


Figura 4.52: Circuito Problema 4 en AC con modelo FET en AC incluido.

El circuito debe resolverse en el paso 5. En la Figura 4.53 se puede observar la última simplificación llevada a cabo en la salida, donde se presenta una sola resistencia como la asociación en paralelo: $R_{eq}=R_D||R_L$. También se indican el resto de intensidades necesarias para resolver el circuito.

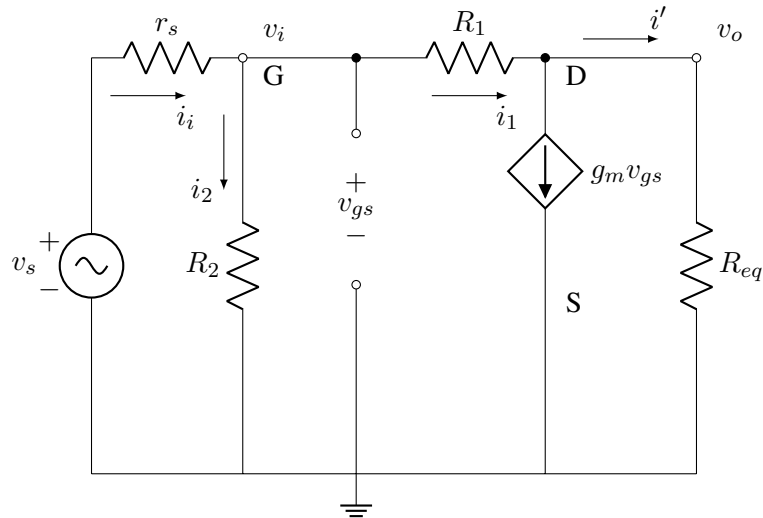


Figura 4.53: Circuito Problema 4 en AC equivalente.

En cuanto a la ganancia en tensión A_v , hay que calcular el cociente entre v_o , y v_i . En primera instancia, será oportuno presentar la ecuación del nodo a la salida del circuito, a fin de obtener i' :

$$i_1 = i' + g_m v_{gs} \rightarrow i' = \frac{v_i - v_o}{R_1} - g_m v_{gs} \quad (4.54)$$

Nótese que la intensidad desconocida i_1 , se ha expresado como diferencia de tensión dividida entre resistencia. Ahora puede expresarse la tensión a la salida v_o , como la caída de tensión en R_{eq} :

$$v_o = i' R_{eq} = \left(\frac{v_i - v_o}{R_1} - g_m v_{gs} \right) R_{eq} \quad (4.55)$$

Una opción para obtener A_v consiste en seguir trabajando con la ecuación anterior, para dejarla únicamente en función de v_o y v_i . Para ello, sería necesario sustituir v_{gs} . Es este caso se comprueba fácilmente del circuito que $v_{gs}=v_i$. Si se sustituye en la ecuación anterior (4.55):

$$v_o = \left(\frac{v_i - v_o}{R_1} - g_m v_i \right) R_{eq} \quad (4.56)$$

Ahora se agrupan términos en v_o y v_i para realizar el cociente final entre ambos:

$$v_o \left(1 + \frac{R_{eq}}{R_1} \right) = v_i \left(\frac{R_{eq}}{R_1} - g_m R_{eq} \right) \quad (4.57)$$

En este momento ya se puede calcular A_v :

$$\begin{aligned} A_v = \frac{v_o}{v_i} &= \frac{\frac{R_{eq}}{R_1} - g_m R_{eq}}{1 + \frac{R_{eq}}{R_1}} = \frac{\frac{1}{R_1} - g_m}{\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{R_1}} = \\ &= \left(\frac{1}{R_1} - g_m \right) (R_{eq} || R_1) = \left(\frac{1}{30} - 10 \right) (15 || 10 || 30) = -49.83 \end{aligned} \quad (4.58)$$

b) Para la impedancia de entrada $R_{in} = \frac{v_i}{i_i}$, será necesario establecer una ecuación para la intensidad de entrada i_i . Esto se consigue a partir de la ecuación del nodo a la entrada:

$$i_i = i_2 + i_1 \quad (4.59)$$

En la anterior ecuación, las intensidades desconocidas se deben expresar como cociente entre caída de tensión y resistencia, de modo que:

$$i_i = \frac{v_i}{R_2} + \frac{v_i - v_o}{R_1} \quad (4.60)$$

Para dejar la anterior ecuación únicamente en función de v_i , hay que sustituir v_o por la ecuación que se deduce de (4.57):

$$i_i = \frac{v_i}{R_2} + \frac{v_i}{R_1} - \frac{v_i \left(\frac{\frac{R_{eq}}{R_1} - g_m R_{eq}}{1 + \frac{R_{eq}}{R_1}} \right)}{R_1} = v_i \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} - \frac{\left(\frac{\frac{1}{R_1} - g_m}{\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{R_1}} \right)}{R_1} \right] = \quad (4.61)$$

$$= v_i \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} - \frac{(\frac{1}{R_1} - g_m)(R_{eq} || R_1)}{R_1} \right] \quad (4.62)$$

Alternativamente, también se podría haber usado la expresión obtenida para v_o en (4.55), sin embargo en (4.57) ya se habían simplificado dos pasos.

En este momento ya se puede calcular R_{in} , dado que la expresión anterior para i_i solo depende de v_i , así pues:

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{\cancel{v_i}}{\cancel{v_i} \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} - \frac{(\frac{1}{R_1} - g_m)(R_{eq} || R_1)}{R_1} \right]} = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \left[1 - (\frac{1}{R_1} - g_m)(R_{eq} || R_1) \right]} \quad (4.63)$$

Opcionalmente, puede simplificarse la expresión anterior si se comprueba que sobre (4.63) aparece el término correspondiente con A_v , el cual se obtuvo anteriormente en (4.58):

$$R_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} [1 - A_v]} = R_2 || \left(\frac{R_1}{1 - A_v} \right) = 50 || \left(\frac{30}{1 - (-49.83)} \right) = 583 \Omega \quad (4.64)$$

c) Para obtener la ganancia en corriente o intensidad $A_i = \frac{i_o}{i_i}$, la solución más inmediata pasa por expresar i_o e i_i de la siguiente manera:

$$i_o = \frac{v_o}{R_L} \quad (4.65)$$

$$i_i = \frac{v_i}{R_{in}} \quad (4.66)$$

Así es sencillo obtener el cociente que da lugar a la ganancia en intensidad:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\frac{v_o}{R_L}}{\frac{v_i}{R_{in}}} = \frac{v_o}{v_i} \frac{R_{in}}{R_L} = A_v \frac{R_{in}}{R_L} = -49.83 \frac{0.583k\Omega}{15k\Omega} = -1.94 \quad (4.67)$$

Otra opción para obtener el mismo resultado implicaría utilizar la expresión completa de i_i obtenida en (4.62), y la de v_o de (4.57), para expresar $i_o = \frac{v_o}{R_L}$. Sin embargo, esta opción entraña mayor complejidad en la resolución analítica puesto que habría que continuar el desarrollo para eliminar las dependencias de v_o y v_i . Este procedimiento se ha aplicado como comprobación en problemas anteriores.

d) Finalmente, para la obtención de la impedancia de salida R_o , debe calcularse la impedancia equivalente vista desde los terminales de R_L . Los pasos a llevar a cabo consisten en anular las fuentes independientes y sustituir R_L por una fuente de test. El circuito que se obtiene es el mostrado la Figura 4.54. Este circuito puede simplificarse mediante la asociación en paralelo de $r_s || R_2$, tal y como se observa en la Figura 4.55.

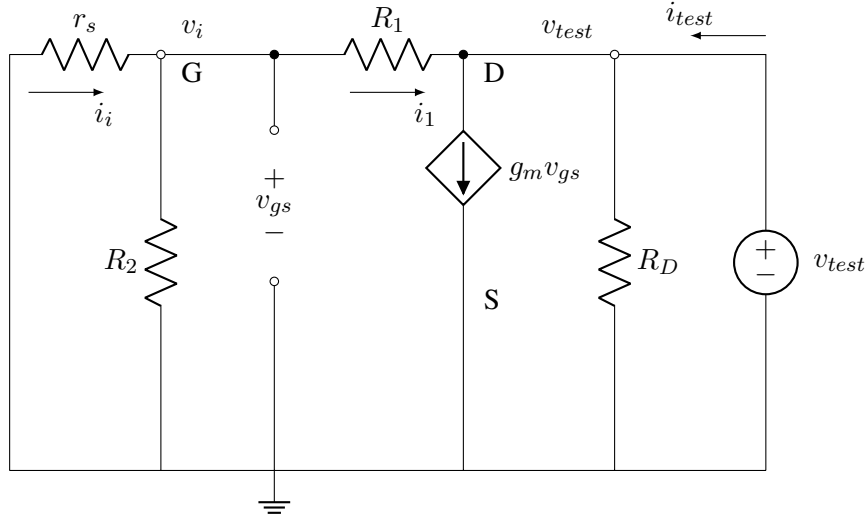


Figura 4.54: Circuito Problema 4 en AC para obtener R_o .

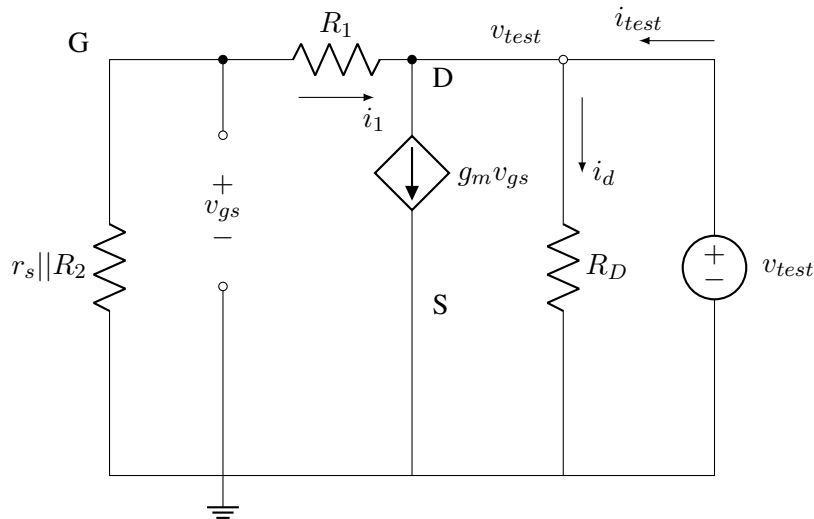


Figura 4.55: Circuito Problema 4 en AC simplificado para obtener R_o .

Puede comprobarse que para este caso la fuente dependiente no se anulará, puesto que la fuente de test (v_{test}) aporta señal sobre esta última (sobre el nodo de drenador D , donde se conecta R_1 con la fuente dependiente). Este hecho hace posible que sobre la malla donde circula i_1 exista corriente. Así pues, $v_{gs} \neq 0$, y con ello se comprueba que la fuente dependiente no se anulará.

En consecuencia, hay que resolver el circuito para obtener la impedancia equivalente a la salida, como $R_o = \frac{v_{test}}{i_{test}}$. Para ello, hay que encontrar una expresión de i_{test} a partir del nodo a la salida, según lo

siguiente:

$$i_{test} + i_1 = g_m v_{gs} + i_d \rightarrow i_{test} = g_m v_{gs} + \frac{v_{test}}{R_D} - \frac{0 - v_{test}}{R_1 + (r_s || R_2)} \quad (4.68)$$

Hay que señalar que en la ecuación anterior (4.68), la corriente i_1 se ha expresado como el cociente entre la caída de tensión desde tierra hasta v_{test} , dividida entre las dos resistencias en serie por las que circula dicha corriente, es decir, $R_1 + (r_s || R_2)$.

La expresión anterior (4.68) todavía muestra la dependencia de v_{gs} . Esta puede sustituirse por el divisor de tensión existente en v_{test} , de donde se puede deducir que $v_{gs} = \frac{v_{test}(r_s || R_2)}{(r_s || R_2) + R_1}$:

$$i_{test} = g_m \frac{v_{test}(r_s || R_2)}{(r_s || R_2) + R_1} + \frac{v_{test}}{R_D} + \frac{v_{test}}{R_1 + (r_s || R_2)} \quad (4.69)$$

Agrupando los términos en función de v_{test} :

$$i_{test} = v_{test} \left(g_m \frac{r_s || R_2}{(r_s || R_2) + R_1} + \frac{1}{R_D} + \frac{1}{R_1 + (r_s || R_2)} \right) \quad (4.70)$$

En último lugar, ya solo queda realizar el cociente para obtener R_o :

$$R_o = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \frac{v_{test}}{v_{test} \left(g_m \frac{r_s || R_2}{(r_s || R_2) + R_1} + \frac{1}{R_D} + \frac{1}{R_1 + (r_s || R_2)} \right)} = \quad (4.71)$$

$$= \left[\frac{(r_s || R_2) + R_1}{g_m (r_s || R_2) + 1} \right] || R_D || [R_1 + (r_s || R_2)] = \quad (4.72)$$

$$= \left[\frac{(10 || 50) + 30}{10(10 || 50) + 1} \right] || 10 || [30 + (10 || 50)] = 429 \Omega \quad (4.73)$$

PROBLEMA 5

Para el circuito amplificador de la Figura 4.56, obtenga:

- a) La ganancia de tensión A_v .
- b) La impedancia de entrada R_{in} .
- c) La ganancia de corriente A_i .
- d) La impedancia de salida R_o .

Datos: $g_m=7.47\text{mA/V}$; $R_G=10\text{M}\Omega$; $R_{S1}=1.5\text{k}\Omega$; $R_{S2}=7.5\text{k}\Omega$; $R_L=10\text{k}\Omega$; $r_s=10\text{k}\Omega$.

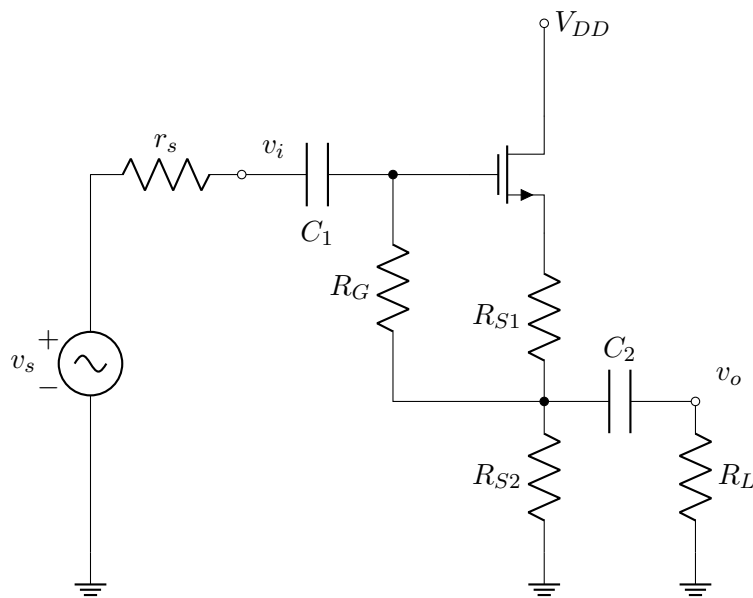


Figura 4.56: Circuito Problema 5.

Resultado

- a) $A_v = 0.724$
- b) $R_{in} = 36.231\text{M}\Omega$
- c) $A_i = 2623.12$.
- d) $R_o = 1.34\text{k}\Omega$.

a) El problema consta de un circuito amplificador formado por un transistor de efecto campo, en concreto, por un Mosfet de acumulación de canal n . Los datos del enunciado facilitan el valor de g_m , y por tanto se podrá obviar el análisis de DC para calcularlo. Con este valor ya se puede representar el modelo equivalente del transistor Mosfet en AC. Así pues, se procederá directamente a analizar el comportamiento de este circuito amplificador en AC, siguiendo como hasta ahora los pasos descritos en el Capítulo 3.4:

1. Anular fuentes de DC.
2. Sustituir condensadores por cortocircuitos.
3. Simplificar el circuito, unificando la tensión de referencia (tierra).
4. Sustituir transistor por su modelo de AC.
5. Resolver el circuito.

La Figura 4.57 presenta el circuito una vez llevados a cabo los pasos 1 y 2, e identificadas las intensidades i_i e i_o . El paso 3 puede comprobarse en el circuito de la Figura 4.58, para el cual se han llevado todos los puntos con tensión de referencia (tierra) a la parte inferior. En el paso 4 se realiza la sustitución del transistor Mosfet por su modelo de AC, tal y como se muestra en la Figura 4.59. Finalmente, el circuito resultante es el de la Figura 4.60.

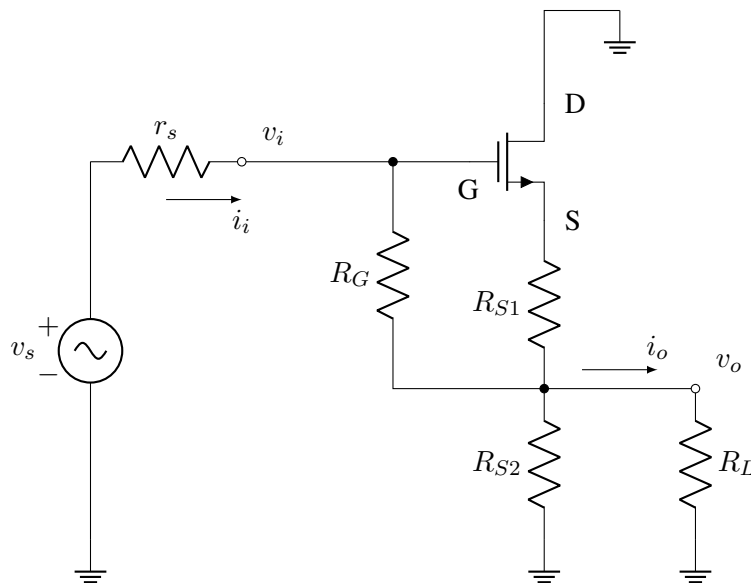


Figura 4.57: Circuito Problema 5 en AC.

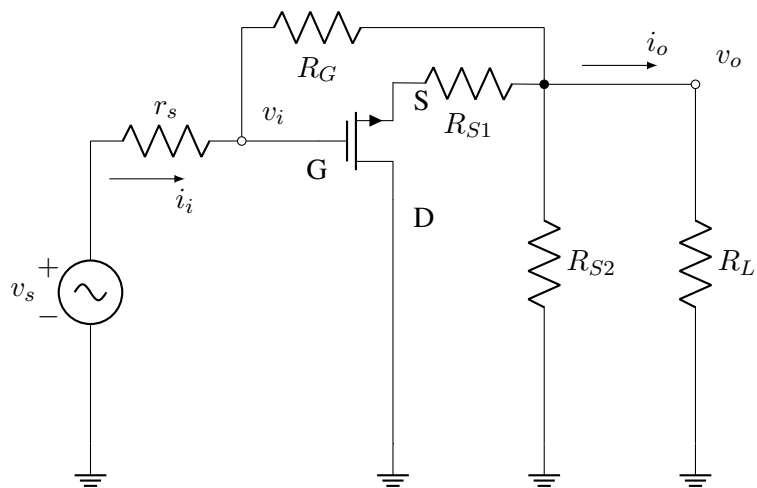


Figura 4.58: Circuito Problema 5 en AC simplificado.

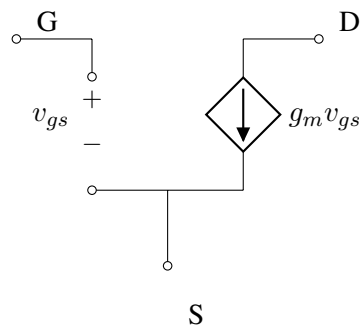


Figura 4.59: Modelo FET en AC para Problema 5.

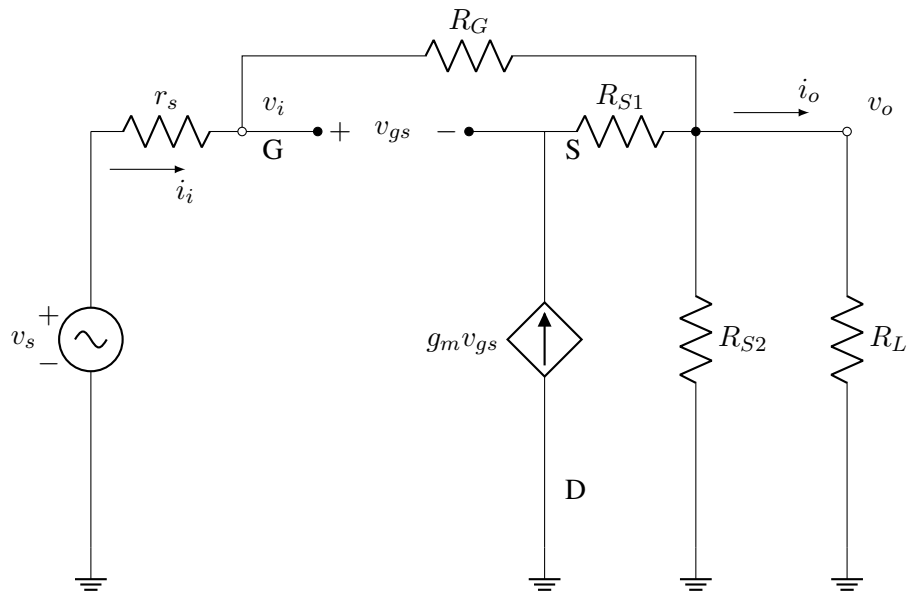


Figura 4.60: Circuito Problema 5 en AC con modelo FET en AC incluido.

El circuito ya podría resolverse en el paso 5. En cambio, la simplificación llevada a cabo en la Figura 4.61 facilitará la resolución, a partir de la asociación en paralelo: $R_{eq}=R_{S2}||R_L$. También se indican el resto de intensidades necesarias para resolver el circuito.

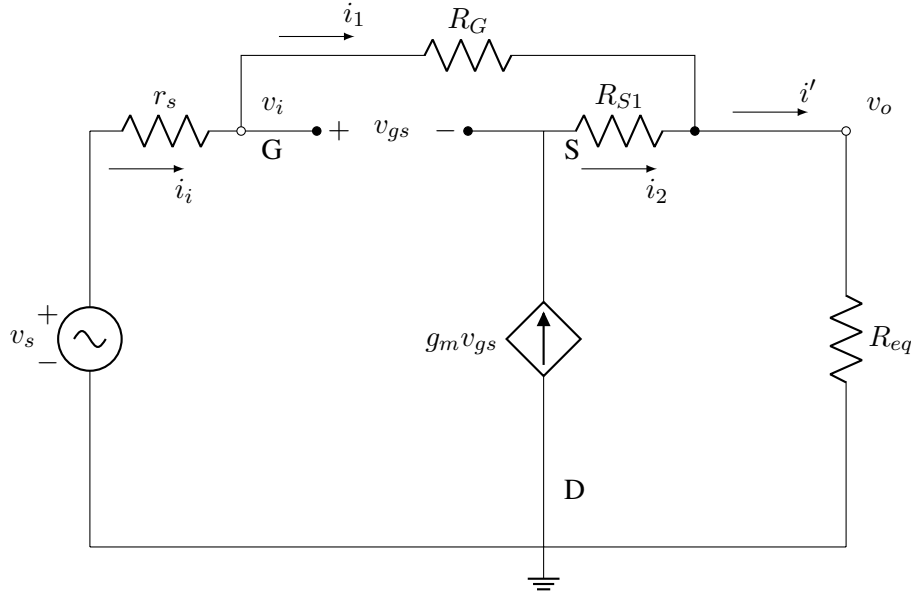


Figura 4.61: Circuito Problema 5 en AC equivalente.

Como se ha ido realizando hasta ahora, para obtener la ganancia de tensión A_v , hay que calcular el cociente entre v_o y v_i . Antes de continuar con la obtención de expresiones para cada uno de estos términos, es oportuno comprobar que $i_i = i_1$ y $i_2 = g_m v_{gs}$. Así pues, el único nodo del circuito (a la salida), puede representarse según la ecuación:

$$i' = i_2 + i_1 = g_m v_{gs} + i_i = g_m v_{gs} + \frac{v_i - v_o}{R_G} \quad (4.74)$$

Una vez obtenida la anterior expresión para la intensidad en el nodo de salida, ya puede presentarse una ecuación para la tensión de salida v_o , expresada como la caída de tensión en R_{eq} :

$$v_o = i' R_{eq} = \left(g_m v_{gs} + \frac{v_i - v_o}{R_G} \right) R_{eq} \quad (4.75)$$

Sin embargo, la ecuación anterior todavía depende de v_{gs} , cuando el objetivo en este caso se trata de encontrar una ecuación que dependa exclusivamente de v_o y v_i , para así poder lograr el cociente entre ambas (A_v).

Para eliminar dicha dependencia de v_{gs} , tras observar el circuito se comprueba que la variable puede expresarse como:

$$\left. \begin{array}{l} v_g = v_i \\ v_s = g_m v_{gs} R_{S1} + v_o \end{array} \right\} \rightarrow v_{gs} = v_g - v_s = v_i - g_m v_{gs} R_{S1} - v_o \quad (4.76)$$

La ecuación anterior puede terminar de operarse agrupando términos, para después despejar el término v_{gs} :

$$v_{gs}(1 + g_m R_{S1}) = v_i - v_o \rightarrow v_{gs} = \frac{v_i - v_o}{1 + g_m R_{S1}} \quad (4.77)$$

Esta última expresión puede sustituirse en (4.75), a fin de dejar v_o en función únicamente de v_i :

$$v_o = \left(g_m \frac{v_i - v_o}{1 + g_m R_{S1}} + \frac{v_i - v_o}{R_G} \right) R_{eq} = (v_i - v_o) \left(\frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_{S1}} + \frac{1}{R_G} \right) R_{eq} \quad (4.78)$$

Ahora todavía quedaría agrupar términos, para posteriormente poder llevar a cabo el cociente entre v_o y v_i :

$$v_o \left(1 + \frac{R_{eq}}{\frac{1}{g_m} + R_{S1}} + \frac{R_{eq}}{R_G} \right) = v_i \left(\frac{R_{eq}}{\frac{1}{g_m} + R_{S1}} + \frac{R_{eq}}{R_G} \right) \quad (4.79)$$

En este momento ya se puede calcular A_v :

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\left(\frac{R_{eq}}{\frac{1}{g_m} + R_{S1}} + \frac{R_{eq}}{R_G} \right)}{\left(1 + \frac{R_{eq}}{\frac{1}{g_m} + R_{S1}} + \frac{R_{eq}}{R_G} \right)} = \frac{\left(\frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_{S1}} + \frac{1}{R_G} \right)}{\left(\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_{S1}} + \frac{1}{R_G} \right)} = \quad (4.80)$$

$$= \frac{R_{eq} || (g_m^{-1} + R_{S1}) || R_G}{(g_m^{-1} + R_{S1}) || R_G} = \frac{7.5 || 10 || (7.47^{-1} + 1.5) || 10000}{(7.47^{-1} + 1.5) || 10000} = 0.724 \quad (4.81)$$

b) Para la impedancia de entrada $R_{in} = \frac{v_i}{i_i}$, hay que establecer ecuaciones para v_i e i_i , o bien una única sola ecuación para una de las dos variables, la cual dependa exclusivamente de la segunda variable. En este sentido, se identificará una ecuación para i_i que solo dependa de v_i . Para ello hay que volver a comprobar que $i_i = i_1$:

$$i_i = i_1 = \frac{v_i - v_o}{R_G} \quad (4.82)$$

Todavía habría que sustituir el valor de v_o en la ecuación anterior, tal y como ya se obtuvo en (4.81), de modo que $v_o = v_i A_v$:

$$i_i = \frac{v_i}{R_G} - \frac{v_i \left[\frac{R_{eq} \parallel (g_m^{-1} + R_{S1}) \parallel R_G}{(g_m^{-1} + R_{S1}) \parallel R_G} \right]}{R_G} = \frac{v_i}{R_G} \left(1 - \frac{R_{eq} \parallel (g_m^{-1} + R_{S1}) \parallel R_G}{(g_m^{-1} + R_{S1}) \parallel R_G} \right) = \frac{v_i}{R_G} (1 - A_v) \quad (4.83)$$

Finalmente ya puede calcularse R_{in} , dado que la expresión anterior para i_i solo depende de v_i , así pues:

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{\cancel{v_i}}{\frac{\cancel{v_i}}{R_G} (1 - A_v)} = \frac{R_G}{1 - A_v} = \frac{10000 k\Omega}{1 - 0.724} = 36231 k\Omega = 36.231 M\Omega \quad (4.84)$$

c) En cuanto a la ganancia corriente o intensidad $A_i = \frac{i_o}{i_i}$, nuevamente la opción más inmediata sería expresar i_o e i_i de la siguiente forma:

$$i_o = \frac{v_o}{R_L} \quad (4.85)$$

$$i_i = \frac{v_i}{R_{in}} \quad (4.86)$$

Ahora es sencillo obtener el cociente que da lugar a la ganancia en intensidad, volviendo a hacer uso de la definición de la ganancia en tensión A_v :

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\frac{v_o}{R_L}}{\frac{v_i}{R_{in}}} = \frac{v_o}{v_i} \frac{R_{in}}{R_L} = A_v \frac{R_{in}}{R_L} = 0.724 \frac{36231\Omega}{10k\Omega} = 2623.12 \quad (4.87)$$

Se puede obtener el mismo resultado si se sustituye directamente la expresión completa para i_i a partir de (4.83), y la de v_o de (4.79). Sin embargo, la opción mostrada produce una solución analítica más sencilla de obtener.

d) En último lugar, el procedimiento para lograr la impedancia de salida R_o , buscará calcular la impedancia equivalente vista desde los terminales de R_L . Los pasos a llevar a cabo consisten en anular las fuentes independientes y sustituir R_L por una fuente de test. El circuito que se obtiene es el mostrado la Figura 4.62.

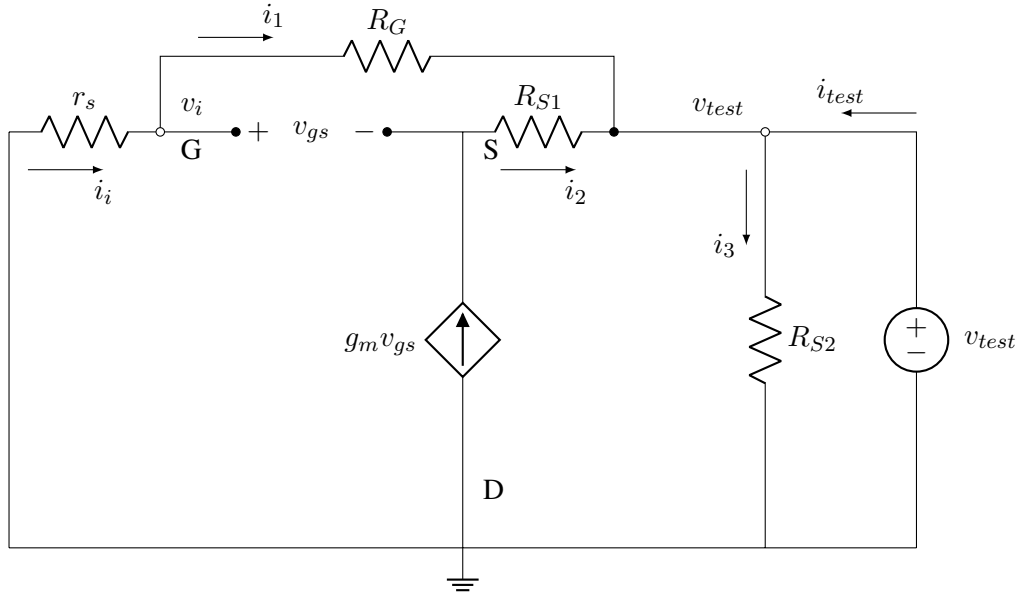


Figura 4.62: Circuito Problema 5 en AC para obtener R_o .

Puede observarse que la fuente dependiente no se anulará, debido que la fuente v_{test} aporta señal sobre R_G , y por tanto sobre v_{gs} , ya que dicha resistencia tiene un terminal directamente conectado sobre la puerta G . En definitiva, $v_{gs} \neq 0$, y por este motivo no se anulará la fuente dependiente y habrá que resolver el circuito para obtener la impedancia equivalente a la salida, como $R_o = \frac{v_{test}}{i_{test}}$. Para ello, hay que encontrar una expresión para i_{test} a partir del nodo de salida, según la siguiente ecuación:

$$i_{test} + i_2 + i_1 = i_3 \rightarrow i_{test} = i_3 - i_2 - i_1 = \frac{v_{test}}{R_{S2}} - g_m v_{gs} - \frac{0 - v_{test}}{R_G + r_s} \quad (4.88)$$

Nuevamente se puede comprobar en la ecuación anterior (4.88), que se ha sustituido $i_2 = g_m v_{gs}$ y que la corriente i_1 se sustituye como la caída de tensión desde tierra hasta v_{test} , dividida por las dos resistencias por las que circula dicha corriente, $r_s + R_G$.

La expresión (4.88) sigue mostrando otras dependencias más allá de v_{test} . Por esta razón, habrá que volver a plantear ecuaciones similares a las mostradas en (4.76), para eliminar las dependencias con v_i y v_{gs} :

$$\left. \begin{aligned} v_g = v_i = v_{test} \left(\frac{r_s}{r_s + R_G} \right) \\ v_s = g_m v_{gs} R_{S1} + v_{test} \end{aligned} \right\} \rightarrow v_{gs} = v_g - v_s = v_{test} \left(\frac{r_s}{r_s + R_G} \right) - g_m v_{gs} R_{S1} - v_{test} \quad (4.89)$$

Agrupando términos y despejando v_{gs} :

$$v_{gs}(1 + g_m R_{S1}) = v_{test} \left(\frac{r_s}{r_s + R_G} - 1 \right) \rightarrow v_{gs} = \frac{v_{test} \left(\frac{r_s}{r_s + R_G} - 1 \right)}{1 + g_m R_{S1}} \quad (4.90)$$

Atendiendo a la expresión recién obtenida para v_{gs} en (4.90), ahora se puede sustituir en (4.88) para que i_{test} solo dependa de v_{test} , es decir:

$$i_{test} = \frac{v_{test}}{R_{S2}} - g_m v_{gs} + \frac{v_{test}}{R_G + r_s} = v_{test} \left(\frac{1}{R_{S2}} - g_m \frac{\left(\frac{r_s}{r_s + R_G} - 1 \right)}{1 + g_m R_{S1}} + \frac{1}{R_G + r_s} \right) \quad (4.91)$$

Ahora ya puede realizarse el cociente para obtener R_o :

$$R_o = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \frac{v_{test}}{v_{test} \left(\frac{1}{R_{S2}} - g_m \frac{\left(\frac{r_s}{r_s + R_G} - 1 \right)}{1 + g_m R_{S1}} + \frac{1}{R_G + r_s} \right)} = \frac{R_{S2} || (R_G + r_s)}{+ g_m \frac{\left(1 - \frac{r_s}{r_s + R_G} \right)}{1 + g_m R_{S1}}} \quad (4.92)$$

$$= \frac{R_{S2} || (R_G + r_s)}{\frac{g_m \left(\frac{R_G}{r_s + R_G} \right)}{1 + g_m R_{S1}}} = \frac{R_{S2} || (R_G + r_s)}{\frac{R_G}{(g_m^{-1} + R_{S1})(r_s + R_G)}} = R_{S2} || (R_G + r_s) || \left[(g_m^{-1} + R_{S1}) \left(\frac{r_s + R_G}{R_G} \right) \right] \quad (4.93)$$

Dado que R_G tiene un valor muy alto en comparación con el resto de resistencias, se puede llevar a cabo la siguiente aproximación:

$$R_o = R_{S2} || (R_G + r_s) || \left[(g_m^{-1} + R_{S1}) \left(\frac{r_s + R_G}{R_G} \right) \right] = R_{S2} || R_G || \left[(g_m^{-1} + R_{S1}) \left(\frac{R_G}{R_G} \right) \right] = \quad (4.94)$$

$$= R_{S2} || R_G || (g_m^{-1} + R_{S1}) = 7.5 || 10000 || (7.47^{-1} + 1.5) = 1.34 k\Omega \quad (4.95)$$

PROBLEMA 6

A partir del circuito amplificador de la Figura 4.63, calcule:

- a) La ganancia de tensión A_v .
- b) La impedancia de entrada R_{in} .

Datos: $g_m=50\text{mA/V}$; $R_D=1\text{k}\Omega$; $R_S=1\text{k}\Omega$; $R_G=47\text{k}\Omega$; $R_L=10\text{k}\Omega$; $r_s=500\Omega$.

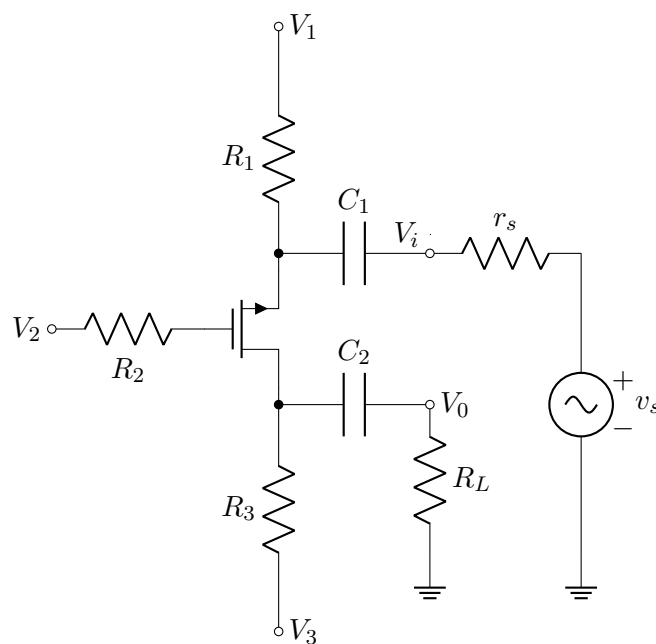


Figura 4.63: Circuito Problema 6.

Resultado

- a) $A_v = 45.45$
- b) $R_{in} = 19.23\Omega$

a) El circuito amplificador que se muestra en la Figura 4.63, está constituido por un de efecto campo, Mosfet de acumulación de canal n . Hay que destacar que la orientación del transistor está invertida respecto a los esquemáticos más comúnmente encontrados en literatura. Por ello debe prestarse atención e identificar las conexiones de los terminales del transistor.

Dado que el enunciado facilita el valor de g_m , no será necesario realizar el análisis de DC para obtenerlo, y por tanto se procederá directamente al análisis de AC.

El procedimiento a seguir para el análisis en AC, indicado en el Capítulo 3.4, es el siguiente:

1. Anular fuentes de DC.
2. Sustituir condensadores por cortocircuitos.
3. Simplificar el circuito, unificando la tensión de referencia (tierra).
4. Sustituir el transistor por su modelo de AC.
5. Resolver el circuito.

En la Figura 4.64 se han aplicado los pasos 1 y 2. Además, se han señalado los puntos de tensión para la entrada v_i , situada tras r_s (impedancia de la fuente de entrada v_s), y el punto para la tensión de salida v_o sobre la resistencia de carga R_L . También se presentan las intensidades de entrada y salida, i_i e i_o , respectivamente. Nótese además la correcta indentificación de terminales en el transistor (de canal n).

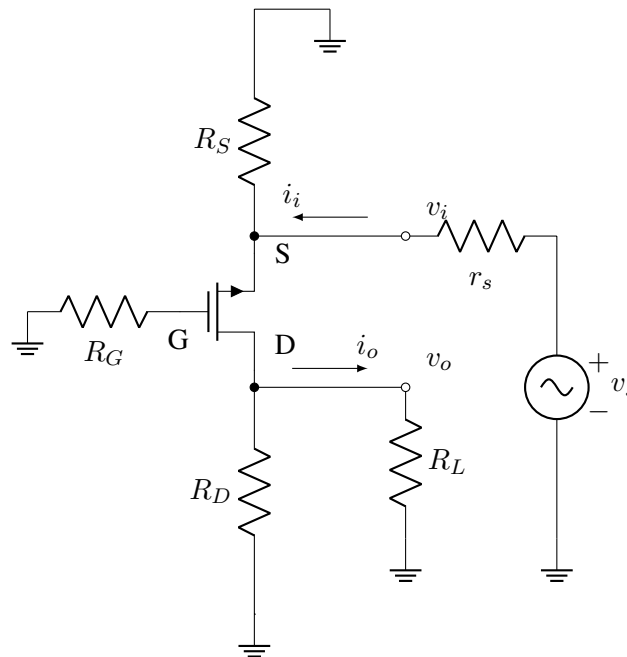


Figura 4.64: Circuito Problema 6 en AC.

Tras aplicar el paso 3 se obtiene el circuito de la Figura 4.65. Aquí, se han llevado todos los puntos con tensión de referencia (tierra), a la parte inferior del circuito. Es recomendable comenzar a trazar el circuito desde la fuente de entrada v_s , la cual se situará como el primer elemento a la izquierda del

esquemático. De ahí en adelante se siguen representando el resto de elementos del circuito, prestando especial atención a los terminales del transistor.

En el paso 4, se ha sustituido el Mosfet por su modelo de AC, tal y como se representa en la Figura 4.66. Así pues, tras la sustitución, el circuito quedaría como se muestra en la Figura 4.67.

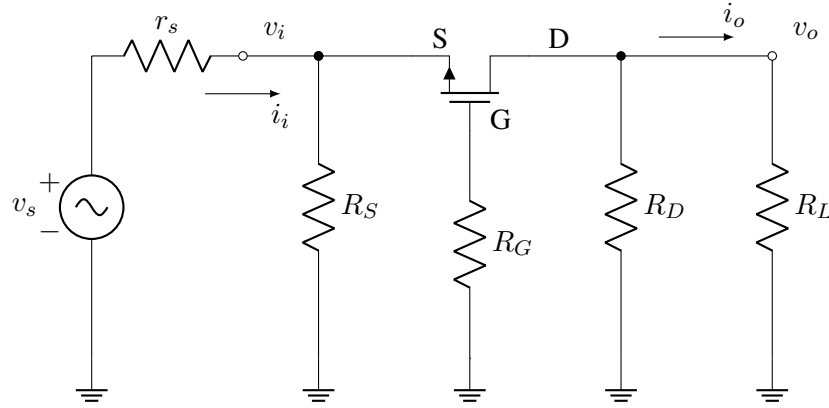


Figura 4.65: Circuito Problema 6 en AC simplificado.

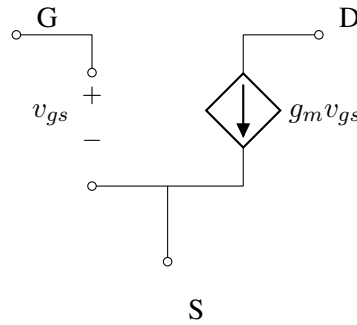


Figura 4.66: Modelo FET en AC para Problema 6.

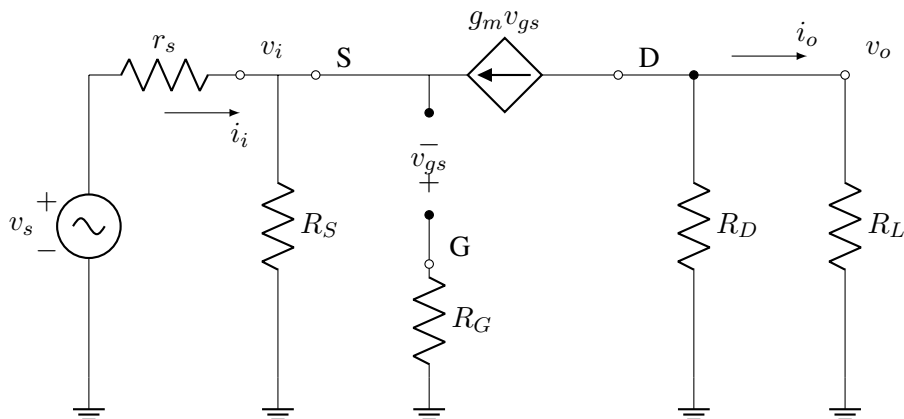


Figura 4.67: Circuito Problema 6 en AC con modelo FET en AC incluido.

En el paso 5 debe resolverse el circuito, tal y como se representa en la Figura 4.68. Se ha llevado a cabo la asociación de resistencias en paralelo a la salida, $R_{eq}=R_D||R_L$. También se han identificado

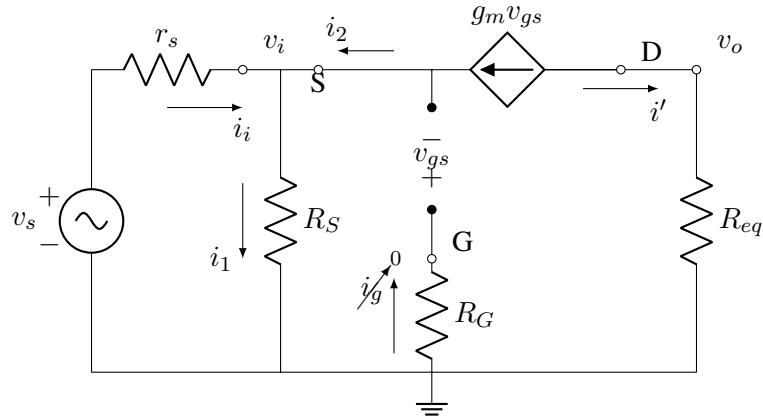


Figura 4.68: Circuito Problema 6 en AC equivalente.

el resto de corrientes sobre los nodos, las cuales serán necesarias para resolver el circuito:

$$i_1 = i_i + i_2 \quad (4.96)$$

$$i_2 = g_m v_{gs} \quad (4.97)$$

Para obtener la ganancia en tensión, deben calcularse sendas expresiones para v_i y v_o . Observando el circuito, puede comprobarse que la intensidad i' , es exactamente la misma que la de la fuente dependiente, pero con sentido opuesto. Es decir, $i' = -g_m v_{gs}$. Así pues, la tensión de salida se obtiene sencillamente como:

$$v_o = i' R_{eq} = -g_m v_{gs} R_{eq} \quad (4.98)$$

Para la entrada v_i , su expresión debe obtenerse en función de la misma variable que la salida v_o . Puede comprobarse que al existir un abierto entre la puerta G y la fuente S , no existe corriente circulando por la puerta ($i_g = 0$). De este modo, la tensión de entrada v_i coincide directamente con la caída de tensión entre fuente S y puerta G , sin que afecte R_G dado que no cae tensión en dicha resistencia. En definitiva:

$$v_i = v_{sg} = -v_{gs} \quad (4.99)$$

Ahora ya se puede calcular la ganancia en tensión $A_v = \frac{v_o}{v_i}$, dividiendo las expresiones obtenidas en (4.98) y (4.99).

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m v_{gs} R_{eq}}{-v_{gs}} = g_m R_{eq} = 50(1||10) = 45.45 \quad (4.100)$$

b) Para la impedancia de entrada $R_{in} = \frac{v_i}{i_i}$, debe encontrarse una expresión para i_i , puesto que la de v_i ya se conoce (4.99). Así pues, volviendo sobre la ecuación del nodo (4.97), y despejando i_i , se obtiene:

$$i_i = i_1 - i_2 = i_1 - g_m v_{gs} = \frac{v_i}{R_S} - g_m v_{gs} \quad (4.101)$$

Recuperando que $v_i = -v_{gs}$ de la ecuación (4.99), se puede sustituir en la expresión anterior (4.101), para llegar a:

$$i_i = \frac{v_i}{R_S} - g_m v_{gs} = \frac{-v_{gs}}{R_S} - g_m v_{gs} = -v_{gs} \left(\frac{1}{R_S} + g_m \right) \quad (4.102)$$

Puesto que acaba de obtenerse i_i expresada en función únicamente de v_{gs} , ya puede realizarse el cociente para obtener R_{in} :

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{\cancel{-v_{gs}}}{\cancel{-v_{gs}} \left(\frac{1}{R_S} + g_m \right)} = R_S || g_m^{-1} = 0.5k\Omega || 50^{-1} = 19.23\Omega \quad (4.103)$$

PROBLEMA 7

A partir del circuito amplificador de la Figura 4.69, calcule:

- a) La ganancia de tensión A_v .

Datos: $V_{DD}=20\text{V}$; $V_{GG}=10\text{V}$ $V_{SS}=5\text{V}$; $I_{DSS}=1\text{mA}$; $V_p=-2\text{V}$; $R_D=1.5\text{k}\Omega$; $R_S=1\text{k}\Omega$; $R_G=1\text{M}\Omega$; $R_L=1\text{k}\Omega$; $r_s=750\Omega$.

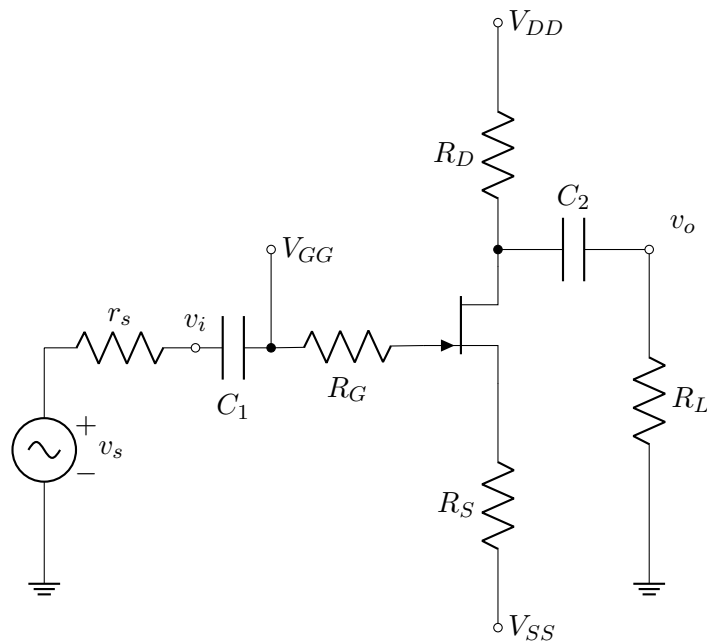


Figura 4.69: Circuito Problema 7.

Resultado

a) $A_v = 0.549$

a) El circuito amplificador está formado por un transistor de efecto campo, JFET, de canal n . En este caso, no se facilita el valor del parámetro g_m , y por tanto, en primer lugar será necesario realizar el análisis de DC para obtenerlo (g_m), tal y como se comentó en el Capítulo 3.4, mediante los siguientes pasos:

1. Anular fuentes de AC.
2. Sustituir condensadores por circuitos abiertos.
3. Obtener el valor de I_D y el parámetro g_m .

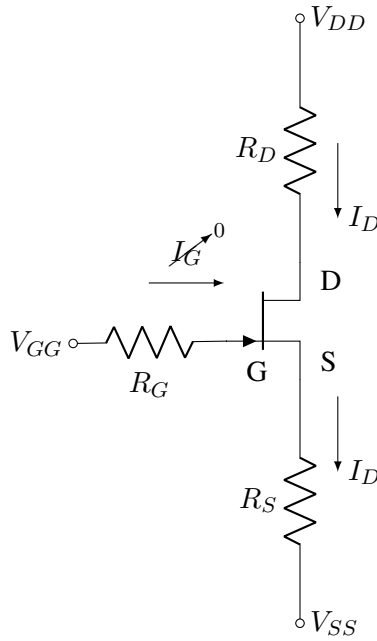


Figura 4.70: Circuito Problema 7 en DC.

Pueden observarse los pasos 1 y 2 aplicados para el análisis en DC sobre el circuito de la Figura 4.70. En este momento es necesario recordar la ecuación de funcionamiento de un transistor JFET, el cual se supondrá funcionando en el estado de trabajo de Saturación:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad (4.104)$$

Puesto que en estos transistores la corriente de puerta es siempre nula, $I_G = 0$, se deduce que no cae tensión en R_G , y así pues, $V_{GG} = V_G$. De este modo:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{GG} - I_D R_S - V_{SS} = 10 - 1I_D - 5 = 5 - I_D \quad (4.105)$$

La expresión anterior puede sustituirse en (4.104):

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 = 1mA \left(1 - \frac{5 - I_D}{-2} \right)^2 \quad (4.106)$$

Desarrollando la expresión anterior se llega a la siguiente ecuación de segundo grado, donde únicamente se presenta la solución válida que hace verificar que el transistor trabaje en Saturación ($V_{DS} > V_{GS} - V_p$):

$$I_D^2 - 18I_D + 49 = 0 \rightarrow I_D = 3.34mA \quad (4.107)$$

En este momento debe recordarse la expresión teórica para calcular el valor de g_m , a partir del valor calculado de I_D en corriente continua:

$$g_m = \frac{2}{|V_p|} \sqrt{I_{DSS} I_D} = \frac{2}{1} \sqrt{1 \cdot 10.51} = 1.83mA/V \quad (4.108)$$

Llegados a este punto ya se puede realizar el análisis en AC, tal y como también se indica en el Capítulo 3.4, mediante los siguientes pasos:

1. Anular fuentes de DC.
2. Sustituir condensadores por cortocircuitos.
3. Simplificar el circuito, unificando la tensión de referencia (tierra).
4. Sustituir el transistor por su modelo de AC.
5. Resolver el circuito.

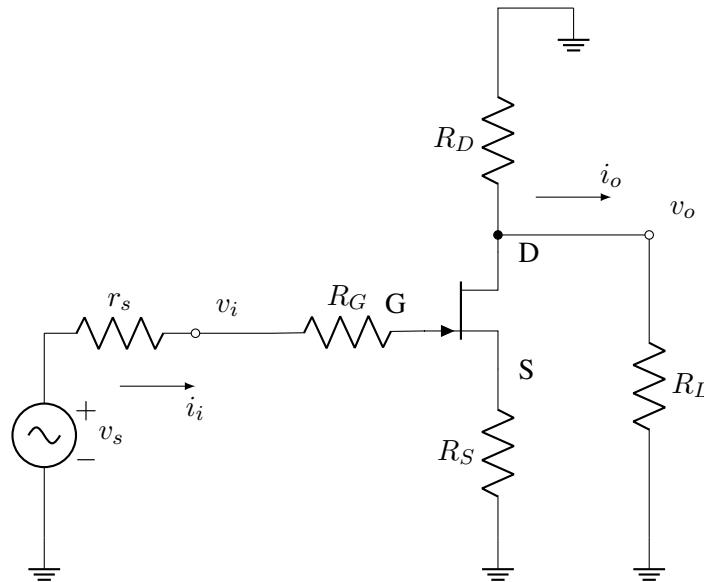


Figura 4.71: Circuito Problema 7 en AC.

En la Figura 4.71 se han aplicado los pasos 1 y 2. Además, se han señalado los puntos de tensión para la entrada v_i , situada tras r_s (impedancia de la fuente de entrada v_s), y el punto para la tensión de salida v_o sobre la resistencia de carga R_L . También se presentan las intensidades de entrada y salida, i_i e i_o , respectivamente. Nótese además la correcta indentificación de terminales en el transistor.

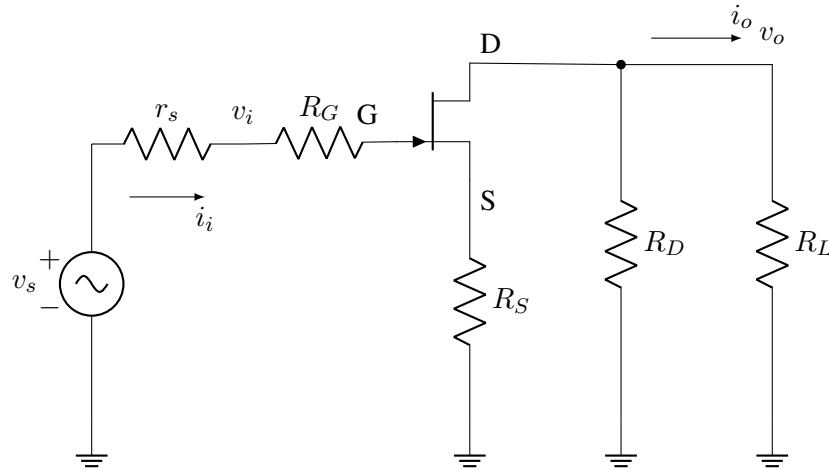


Figura 4.72: Circuito Problema 7 en AC simplificado.

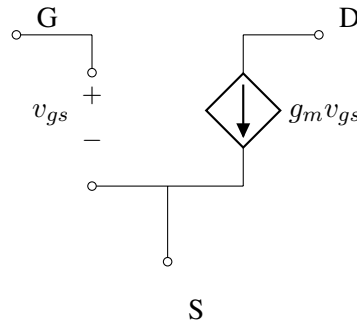


Figura 4.73: Modelo FET en AC para Problema 7.

Tras aplicar el paso 3 se obtiene el circuito de la Figura 4.72, en el cual se han unificado los puntos con tensión de referencia (tierra) a la parte inferior del circuito.

Tras aplicar el paso 5 ya puede resolverse el circuito, tal y como se representa en la Figura 4.74. Aquí se ha realizado la asociación de resistencias en paralelo a la salida, $R_{eq}=R_D||R_L$.

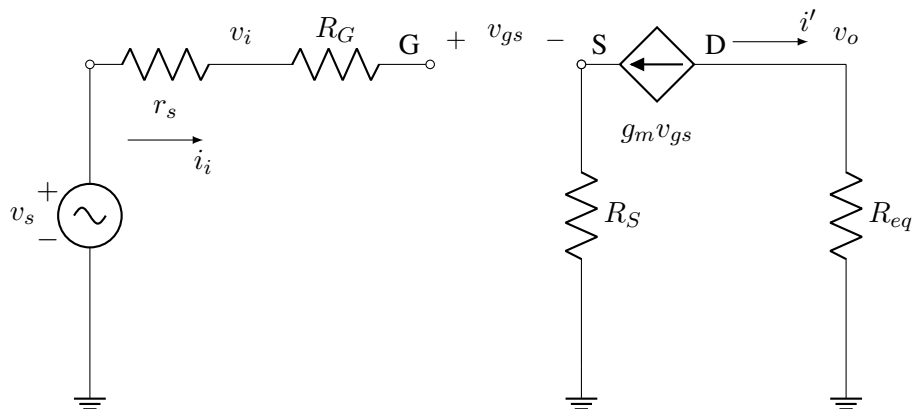


Figura 4.74: Circuito Problema 7 en AC equivalente.

Para obtener la ganancia en tensión, deben obtenerse las expresiones de v_i y v_o . En este caso se

comprueba que la intensidad i' , es exactamente la misma que la de la fuente dependiente, pero con sentido opuesto. Es decir, $i' = -g_m v_{gs}$. De este modo se puede expresar fácilmente la tensión de salida v_o como:

$$v_o = i' R_{eq} = -g_m v_{gs} R_{eq} \quad (4.109)$$

En cuanto a la entrada v_i , puede comprobarse que al existir un abierto entre la puerta G y la fuente S , no existe corriente circulando por la puerta ($i_i = i_g = 0$). Por tanto, la tensión de entrada v_i puede expresarse como:

$$v_i = v_{gs} + g_m v_{gs} R_S = v_{gs}(1 + R_S) \quad (4.110)$$

En este punto ya puede calcularse la ganancia de tensión, $A_v = \frac{v_o}{v_i}$:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m \cancel{v_{gs}} R_{eq}}{\cancel{v_{gs}}(1 + R_S)} = \frac{-g_m R_{eq}}{(1 + R_S)} = \frac{1.83(1.5||1)}{(1 + 1)} = 0.549 \quad (4.111)$$

PROBLEMA 8

Para el circuito amplificador representado por la Figura 4.75, calcule:

- a) La ganancia de tensión A_v .
- b) La impedancia de entrada R_{in} .
- c) La ganancia de corriente A_i .
- d) La impedancia de salida R_o .

Datos: $g_m=20\text{mA/V}$; $R_D=4.7\text{k}\Omega$; $R_S=1\text{k}\Omega$; $R_1=R_2=100\text{k}\Omega$; $R_L=1\text{k}\Omega$.

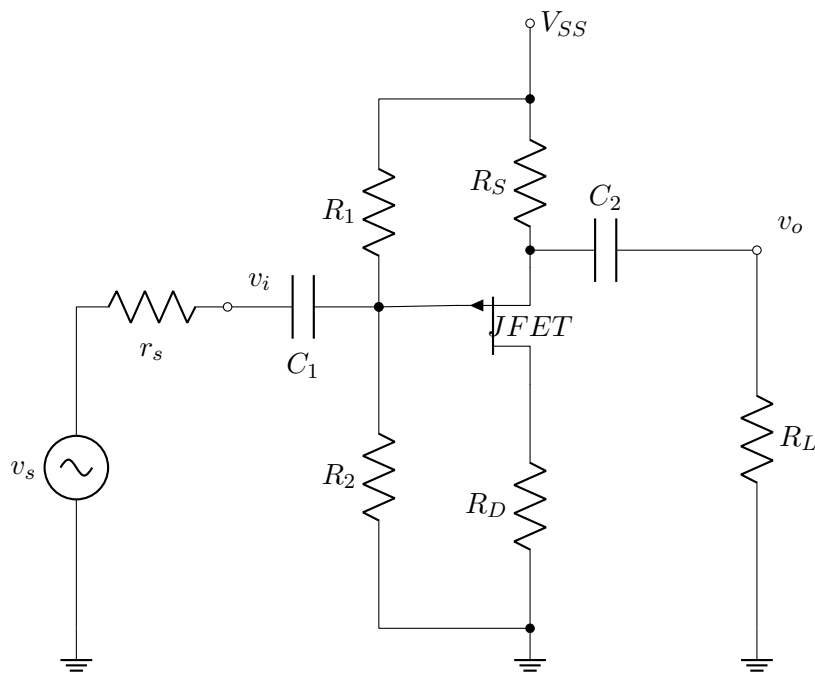


Figura 4.75: Circuito Problema 8.

Resultado

- a) $A_v = 0.91$
- b) $R_{in} = 50\text{k}\Omega$
- c) $A_i = 45.5$
- d) $R_o = 47.62\Omega$.

a) El circuito amplificador de la Figura 4.75 está constituido por un transistor de efecto campo JFET, de canal p . Dado que se conoce el valor g_m , no habrá que realizar el análisis en DC para calcularlo. Por ello, habrá que proceder a analizar el circuito en AC, prestando atención a los terminales del transistor, ya que se trata de un transistor de canal p (menos habitual que el de canal n).

Aplicando los pasos para el análisis en AC, descritos en el Capítulo 3.4:

1. Anular fuentes de DC.
2. Sustituir condensadores por cortocircuitos.
3. Simplificar el circuito, unificando la tensión de referencia (tierra).
4. Sustituir transistor por su modelo de AC.
5. Resolver el circuito.

La Figura 4.76 muestra el resultado de los pasos 1 y 2, indicando a su vez las corrientes de entrada y de salida. A continuación, el paso 3 se muestra en la Figura 4.77, donde se han llevado a la parte inferior del circuito todos los puntos con tensión común o de referencia (tierra). Además, puede observarse que las resistencias R_1 y R_2 , podrán asociarse posteriormente en paralelo como $R_1 || R_2$. El paso 4 se muestra en la Figura 4.79, donde el JFET se ha sustituido por su modelo de AC, tal y como aparece en la Figura 4.78. Cabe destacar que, tal y como se explicó en el Capítulo 3.4, el modelo de AC para un transistor de canal p , puede asumirse idéntico al de uno de canal n .

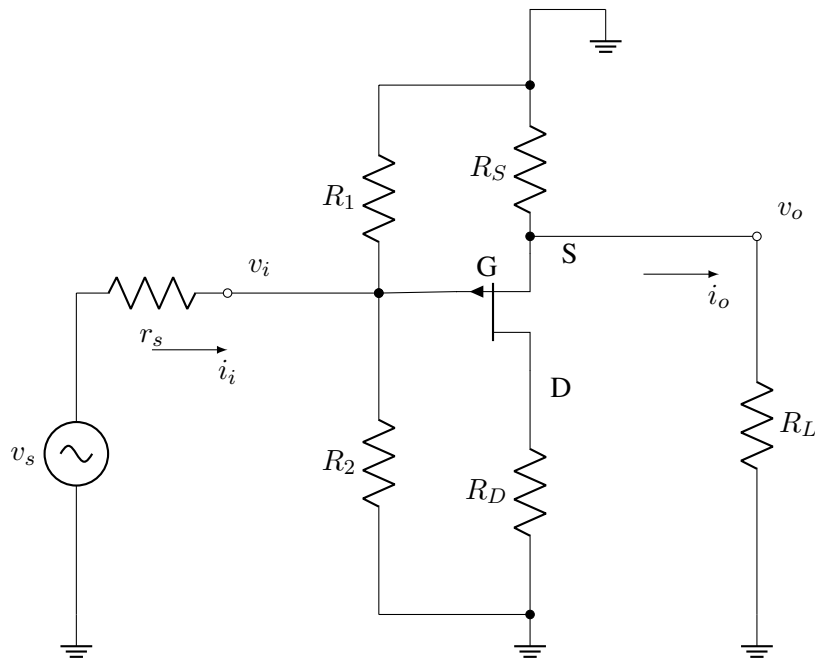


Figura 4.76: Circuito Problema 8 en AC.

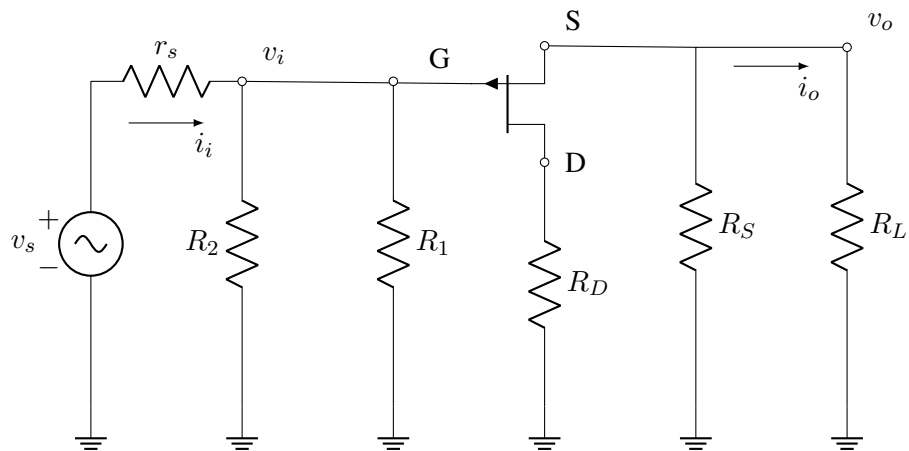


Figura 4.77: Circuito Problema 8 en AC simplificado.

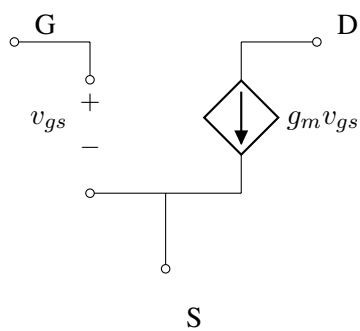


Figura 4.78: Modelo FET en AC para Problema 8.

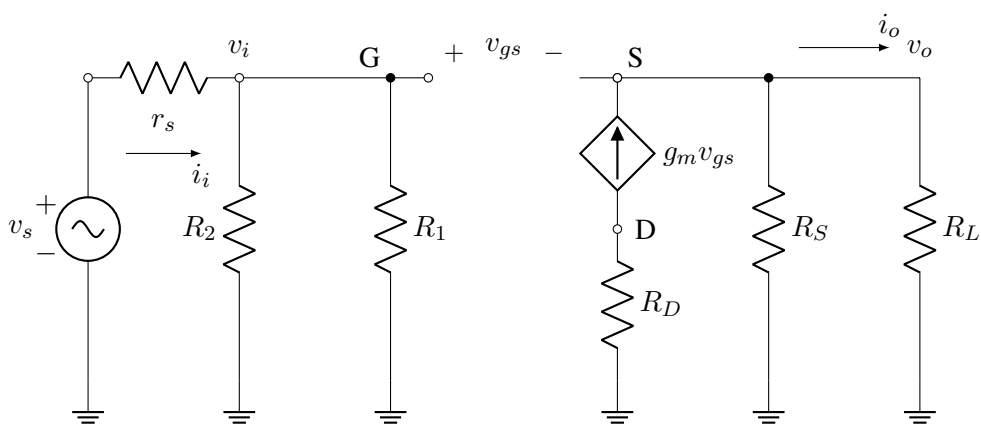


Figura 4.79: Circuito Problema 8 en AC con modelo FET en AC incluido.

En última instancia, puede comprobarse la simplificación realizada mediante dos asociaciones de resistencias en paralelo: a la entrada con $R_2 || R_1$; y a la salida con $R_{eq} = R_S || R_L$.

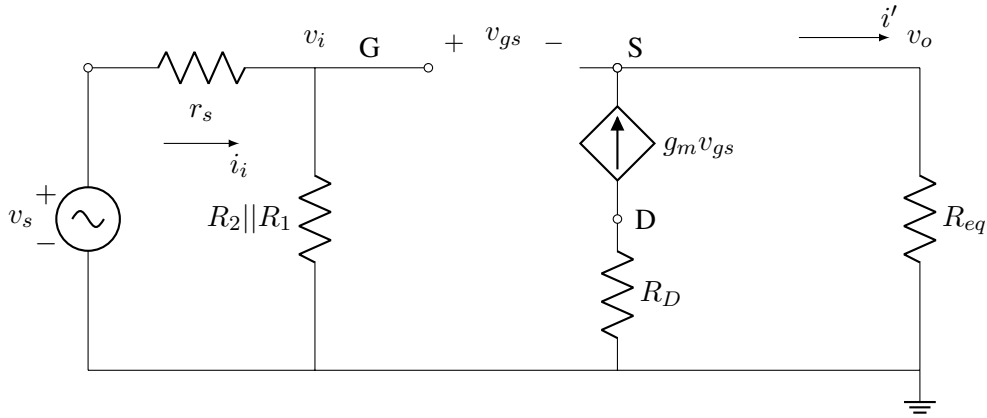


Figura 4.80: Circuito Problema 8 en AC equivalente.

A la hora de calcular la ganancia en tensión A_v , es necesario expresar v_o y v_i en función de las mismas variables, con el objetivo de realizar un cociente que pueda simplificarse. De manera similar a otros circuitos en problemas anteriores, puede comprobarse que la intensidad de salida i' se corresponde con la misma que la de la fuente dependiente, es decir, $i' = g_m v_{gs}$. De esta manera es sencillo expresar la tensión de salida v_o , como:

$$v_o = i' R_{eq} = g_m v_{gs} R_{eq} \quad (4.112)$$

Por otro lado, la tensión de entrada v_i , puede obtenerse a partir del abierto entre puerta G y fuente S , y a su vez considerando la caída de tensión a la salida, es decir:

$$v_i = v_{gs} + v_o = v_{gs} + i' R_{eq} = v_{gs} + g_m v_{gs} R_{eq} = v_{gs} (1 + g_m R_{eq}) \quad (4.113)$$

Puesto que ambas tensiones dependen únicamente de v_{gs} , ya se puede obtener de manera inmediata el cociente entre ambas para lograr A_v :

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m v_{gs} R_{eq}}{v_{gs} (1 + g_m R_{eq})} = \frac{20(1||1)}{1 + 20(1||1)} = 0.91 \quad (4.114)$$

b) Para la impedancia de entrada $R_{in} = \frac{v_i}{i_i}$, debe obtenerse una expresión para i_i , dado que para v_i ya se dispone de una expresión en (4.113). Podría buscarse también una dependencia con v_{gs} , sin embargo, tras observar el circuito se verifica la simplicidad de expresar directamente i_i en función de v_i :

$$i_i = \frac{v_i}{R_2 || R_1} \quad (4.115)$$

Por tanto, ya se puede realizar el cociente para obtener R_{in} :

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{\cancel{v_i}}{\frac{\cancel{v_i}}{R_2 || R_1}} = R_2 || R_1 = 100 || 100 = 50k\Omega \quad (4.116)$$

c) En cuanto a la ganancia en corriente o intensidad $A_i = \frac{i_o}{i_i}$, hay que volver a observar el circuito de la Figura 4.79. Deben obtenerse expresiones para i_o e i_i con el objetivo de realizar el cociente entre ellas. La corriente de salida i_o , puede expresarse simplemente como la caída de tensión v_o , dividida entre la resistencia de carga R_L . Por su parte i_i , puede recuperarse de la ecuación anteriormente obtenida en (4.115).

De esta modo, i_o se expresa:

$$i_o = \frac{v_o}{R_L} \quad (4.117)$$

Y recuperando la expresión para i_i de (4.115), ya puede obtenerse A_i :

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\frac{v_o}{R_L}}{\frac{v_i}{R_2 || R_1}} = \frac{v_o}{v_i} \left(\frac{R_2 || R_1}{R_L} \right) \quad (4.118)$$

Puede comprobarse que el término del numerador se corresponde con la impedancia de entrada R_{in} , calculada en (4.116), y el término inicial se trata de la ganancia de tensión $A_v = \frac{v_o}{v_i}$, obtenida en (4.114). Por lo tanto:

$$A_i = \frac{v_o}{v_i} \left(\frac{R_2 || R_1}{R_L} \right) = A_v \frac{R_{in}}{R_L} = 0.91 \frac{50}{1} = 45.5 \quad (4.119)$$

d) Para obtener la impedancia de salida R_o , debe calcularse la impedancia equivalente vista desde la salida, es decir, entre bornes de R_L . Para ello se deben anular las fuentes independientes del circuito, y sustituir R_L por una fuente de test, tal y como se ha llevado a cabo en el circuito de la Figura 4.81.

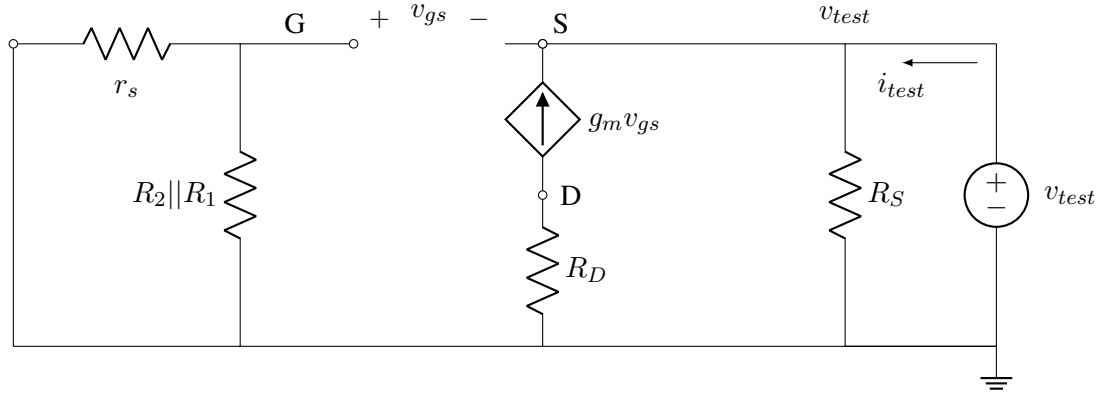


Figura 4.81: Circuito Problema 8 en AC para obtener R_o .

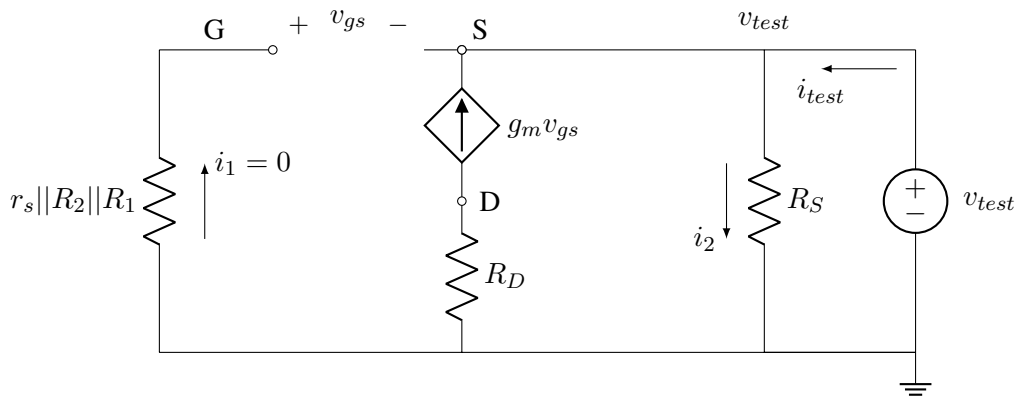


Figura 4.82: Circuito Problema 8 en AC simplificado para obtener R_o .

A continuación, se pueden asociar en paralelo las resistencias a la entrada, $r_s || R_2 || R_1$, tal y como se muestra en el circuito de la Figura 4.82. Sobre el mismo circuito se comprueba que al existir un abierto entre puerta G y fuente S , no circulará corriente por dicha asociación en paralelo ($i_1=0$), y por tanto $v_g=0$. Esto no quiere decir que v_{gs} sea nula y que por tanto la fuente dependiente también lo sea. Hay que notar que la fuente de test v_{test} aporta señal sobre la fuente S , es decir, sobre v_s . Dicho esto, se confirma que hay que seguir calculando para obtener R_o como el cociente entre v_{test} e i_{test} .

Así pues, puede escribirse la ecuación del nodo sobre la fuente S , como:

$$i_{test} + g_m v_{gs} = i_2 \quad (4.120)$$

Atendiendo a lo comentado anteriormente, $v_{gs} = v_g - v_s = 0 - v_s$. Además, y dado que no hay caída de tensión en el paralelo de $r_s || R_2 || R_1$, la tensión v_{test} se corresponde directamente con la caída v_{gs} , pero con polaridad contraria. Se va a sustituir esta correspondencia en la siguiente ecuación, junto con la expresión de i_2 denotada como el cociente de la caída de tensión en R_S dividida entre esa misma

resistencia:

$$i_{test} - g_m v_{test} = \frac{v_{test}}{R_S} \rightarrow i_{test} = v_{test} \left(g_m + \frac{1}{R_S} \right) \quad (4.121)$$

Puesto que ahora la corriente de test, i_{test} , solo depende de la tensión de test v_{test} , ya puede obtenerse la impedancia de salida como:

$$R_o = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \frac{\cancel{v_{test}}}{\cancel{v_{test}} \left(g_m + \frac{1}{R_S} \right)} = g_m^{-1} || R_S = 20^{-1} || 1 = 47.62 \Omega \quad (4.122)$$

PROBLEMA 9

El circuito de la Figura 4.83 es un amplificador en AC que debe diseñarse para obtener una tensión de salida de $10 V_{PP}$. Obtener justificadamente:

- a) La ganancia en tensión A_v .
- b) El valor de R_5 para cumplir con el requisito de diseño.
- c) La ganancia en corriente A_i .

Datos: $V_A=20V$; $V_i = 0.5 \sin(\omega t)V$; $R_1=5k\Omega$; $R_2=10M\Omega$; $R_3=190M\Omega$; $R_4=1k\Omega$; $g_m=20mA/V$.

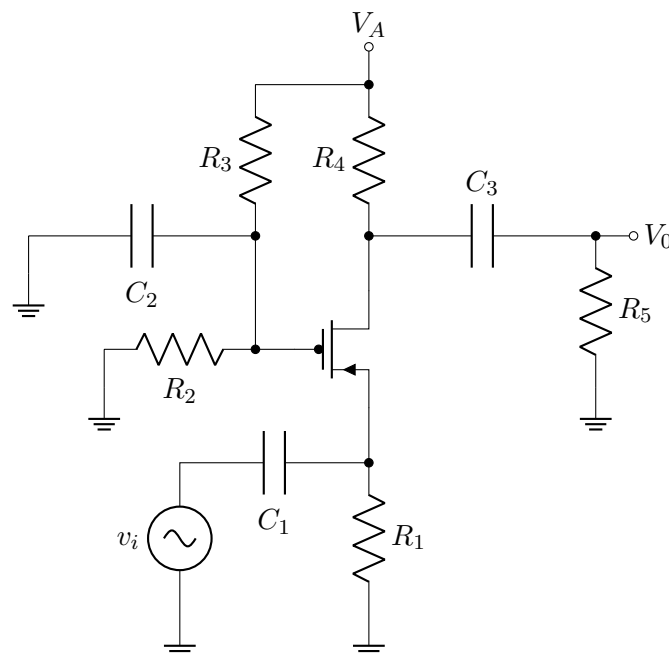


Figura 4.83: Circuito Problema 9.

Resultado

- a) $A_v = g_m(R_4 \parallel R_5)$
- b) $R_5 = 1k\Omega$
- c) $A_i = -0.495$

a) Este circuito amplificador está basado en un transistor de efecto de campo, en concreto se trata de un Mosfet de acumulación, de canal p . El enunciado proporciona el valor del parámetro g_m , y por este motivo, no habrá que realizar el análisis en DC para obtenerlo. Conociendo g_m se puede obtener el modelo del transistor en AC, y por tanto bastará con empezar por el análisis en AC. Para ello, deben seguirse siempre los mismos pasos descritos en el Capítulo 3.4. En la Figura 4.84 se han anulado las fuentes de DC y sustituido los condensadores por cortocircuitos.

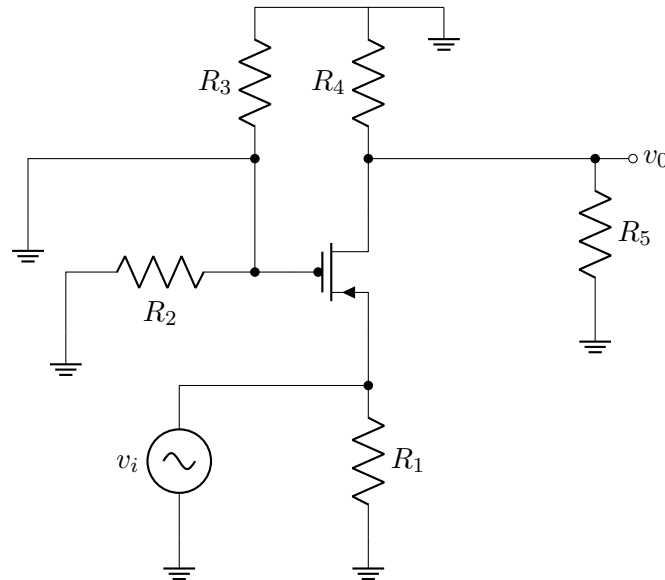


Figura 4.84: Circuito Problema 9 en AC.

A continuación, en la Figura 4.85, se han llevado a la parte inferior del circuito todos los puntos con tensión común o de referencia. Cabe destacar que, al ser el condensador C_2 un cortocircuito, la puerta queda conectada directamente a tierra. Esto hace que las resistencias R_2 y R_3 queden en paralelo con un cortocircuito, quedando anuladas y desapareciendo del esquema de pequeña señal, lo que establece una configuración de puerta común.

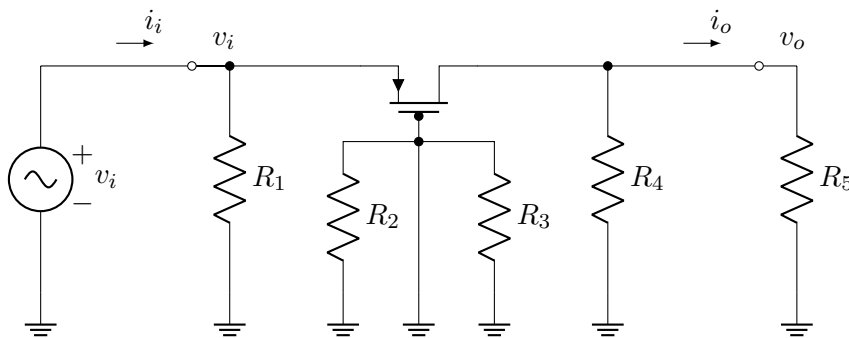


Figura 4.85: Circuito Problema 9 en AC simplificado.

En la Figura 4.86, se muestra el modelo de pequeña señal del Mosfet. En el análisis de pequeña señal, todos los transistores Mosfet (sean de canal n o p , de acumulación o depleción) se pueden modelar exactamente con el mismo circuito equivalente lineal debido a que solo se estudian las variaciones incrementales respecto al punto de operación, donde el comportamiento del componente se reduce a una impedancia de entrada infinita en la puerta y a una fuente de corriente controlada por tensión ($g_m v_{gs}$) entre drenador y fuente. Por tanto, en la Figura 4.87 se ha sustituido el Mosfet por el modelo de pequeña señal.

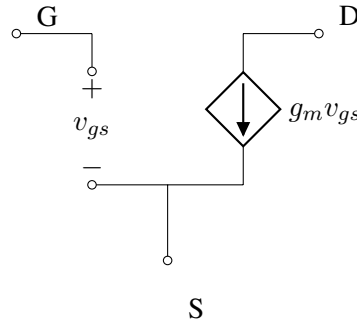


Figura 4.86: Modelo MOSFET en AC.

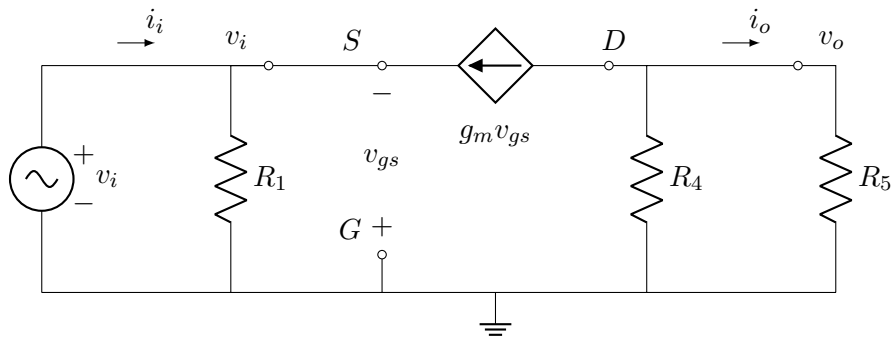


Figura 4.87: Circuito Problema 9 en AC con modelo MOSFET en AC incluido.

Para obtener la ganancia en tensión A_v , se debe expresar el cociente entre v_o y v_i . A partir de nuestro circuito de puerta común, puede comprobarse que la tensión de salida v_o viene determinada por la corriente de la fuente dependiente $g_m v_{gs}$ que fluye a través del paralelo de las resistencias de salida, $R_{eq} = R_4 \parallel R_5$. Al entrar la corriente por el nodo inferior (tierra) y salir hacia el nodo de tensión v_o , se genera una caída de tensión con polaridad invertida respecto a la referencia, por lo que se expresará como:

$$v_o = -g_m v_{gs} R_{eq} = -g_m v_{gs} (R_4 \parallel R_5) \quad (4.123)$$

Para la tensión de entrada v_i , observando la malla de entrada del circuito, la fuente de tensión de señal está conectada directamente a la fuente (S), por lo que $v_i = v_s$. Como la puerta (G) se encuentra conectada a tierra ($v_g = 0$), la tensión de control del modelo v_{gs} (siendo $v_{gs} = v_g - v_s$) se corresponde directamente con $-v_i$:

$$v_{gs} = v_g - v_s = 0 - v_i \implies v_i = -v_{gs} \quad (4.124)$$

Ahora es sencillo obtener A_v , dado que ambas tensiones, v_o (4.123) y v_i (4.124), dependen exclusivamente del parámetro de control v_{gs} :

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m v_{gs} (R_4 \parallel R_5)}{-v_{gs}} = g_m (R_4 \parallel R_5) \quad (4.125)$$

b) En este apartado se nos pide determinar el valor que debe tener la resistencia de carga R_5 para conseguir que la tensión de salida alcance un valor de $v_o = 10 \text{ V}_{pp}$.

A partir de la ecuación de la ganancia en tensión obtenida en el apartado anterior (4.125), conocemos la relación directa entre la tensión de entrada v_i y la tensión de salida v_o :

$$v_o = A_v \cdot v_i = g_m(R_4 \parallel R_5) \cdot v_i \quad (4.126)$$

Para poder despejar el valor de R_5 , es necesario aislar primero el término que contiene el paralelo de las resistencias de la salida, $R_{eq} = R_4 \parallel R_5$:

$$R_4 \parallel R_5 = \frac{v_o}{g_m \cdot v_i} \quad (4.127)$$

Desarrollando la expresión matemática del paralelo de dos resistencias, podemos sustituirlo en la ecuación (4.127) para proceder a despejar nuestra incógnita:

$$\frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} = \frac{v_o}{g_m \cdot v_i} \quad (4.128)$$

$$g_m \cdot v_i \cdot R_4 \cdot R_5 = v_o \cdot R_4 + v_o \cdot R_5 \quad (4.129)$$

$$(g_m \cdot v_i \cdot R_4 - v_o) R_5 = v_o \cdot R_4 \quad (4.130)$$

Finalmente, aislando R_5 , obtenemos la expresión analítica general que permite calcular el valor exacto de la resistencia de carga requerida en función de las especificaciones de tensión de señal:

$$R_5 = \frac{v_o \cdot R_4}{g_m \cdot v_i \cdot R_4 - v_o} \quad (4.131)$$

Para calcular el valor numérico de R_5 , sustituimos los datos del enunciado directamente en la ecuación (4.131), utilizando los valores de pico de las señales ($V_{i,p} = 0.5 \text{ V}$ y $V_{o,p} = 5 \text{ V}$):

$$R_5 = \frac{V_{o,p} \cdot R_4}{g_m \cdot V_{i,p} \cdot R_4 - V_{o,p}} = \frac{5 \cdot 1000}{0.02 \cdot 0.5 \cdot 1000 - 5} = 1000 \Omega = 1 \text{ k}\Omega \quad (4.132)$$

c) Para obtener la ganancia en corriente A_i , debemos calcular el cociente entre la corriente de salida y la corriente de entrada ($A_i = i_o/i_i$). A partir de nuestro circuito de pequeña señal, podemos relacionar ambas corrientes directamente con la tensión de control v_{gs} .

Para la corriente de salida i_o , observando la malla de salida, se trata de la corriente que fluye por la resistencia de carga R_5 . Aplicando un divisor de corriente a la fuente dependiente $g_m v_{gs}$ (que se divide entre R_4 y R_5), y teniendo en cuenta que la flecha de la fuente apunta hacia la derecha, obtenemos:

$$i_o = g_m v_{gs} \frac{R_4}{R_4 + R_5} \quad (4.133)$$

Para la corriente de entrada i_i , aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff en la fuente (S), la corriente total de entrada se divide entre la que baja por R_1 y la que entra al transistor (que es $-g_m v_{gs}$ ya que la fuente dependiente sale de S). Sabiendo además que $v_i = -v_{gs}$:

$$i_i = \frac{v_i}{R_1} - g_m v_{gs} = \frac{-v_{gs}}{R_1} - g_m v_{gs} = -v_{gs} \left(\frac{1}{R_1} + g_m \right) \quad (4.134)$$

Dividiendo la ecuación (4.133) entre la ecuación (4.134), el término v_{gs} se simplifica, obteniendo la expresión analítica de la ganancia en corriente:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{g_m \cancel{v_{gs}} \frac{R_4}{R_4 + R_5}}{-\cancel{v_{gs}} \left(\frac{1}{R_1} + g_m \right)} = -\frac{g_m}{\frac{1}{R_1} + g_m} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_5} \quad (4.135)$$

Sustituyendo los valores numéricos correspondientes incluido el valor obtenido de R_5 :

$$A_i = -\frac{0.02}{\frac{1}{5000} + 0.02} \cdot \frac{1000}{1000 + 1000} = -\frac{0.02}{0.0002 + 0.02} \cdot 0.5 = -0.495 \quad (4.136)$$

PROBLEMA 10

Dado el amplificador de la Figura 4.88, obtener justificadamente:

- a) El valor de R_3 para que la ganancia en tensión A_v sea igual a 50.
- b) El valor de R_4 para que la ganancia en corriente A_i sea igual a 0.25.

Datos: $V_{DD} = 10\text{ V}$; $R_L = 10\text{ k}\Omega$; $g_m = 10\text{ mA/V}$.

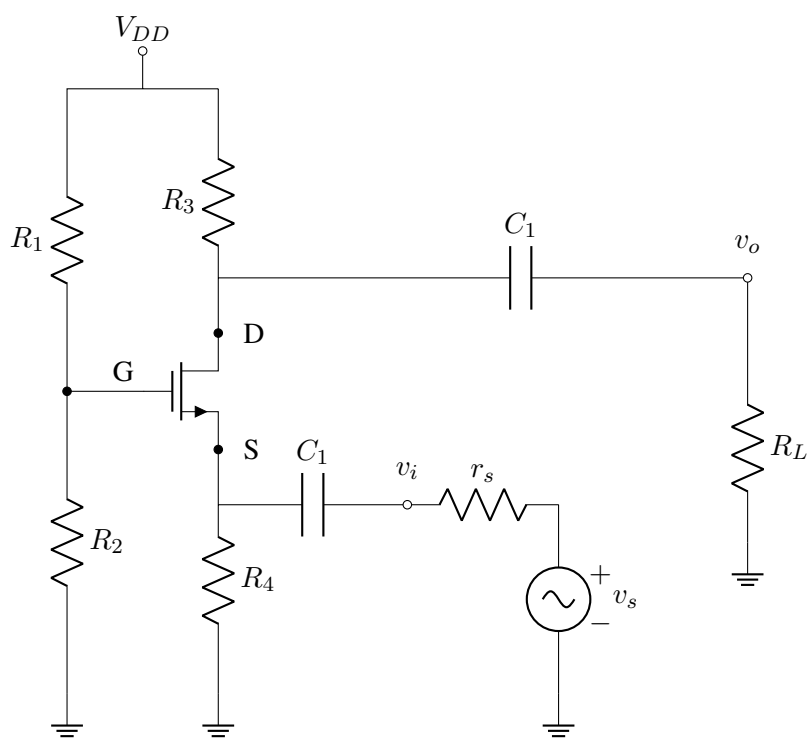


Figura 4.88: Circuito Problema 10.

Resultado

- a) $R_3 = 10\text{ k}\Omega$
- b) $R_4 = 100\Omega$

a) Este circuito amplificador está basado en un transistor de efecto de campo, en concreto se trata de un Mosfet de acumulación de canal n . El enunciado proporciona el valor del parámetro g_m , y por este motivo, no habrá que realizar el análisis en DC para obtenerlo. Conociendo g_m se puede obtener el modelo del transistor en AC, y por tanto bastará con empezar por el análisis en AC. En la Figura 4.89 se han anulado las fuentes de DC y sustituido los condensadores por cortocircuitos.

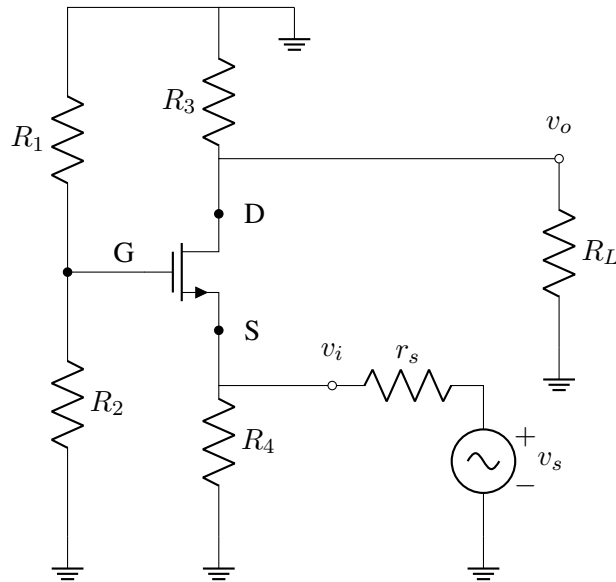


Figura 4.89: Circuito Problema 10 en AC.

A continuación, en la Figura 4.90, se han llevado a la parte inferior del circuito todos los puntos con tensión común o de referencia. En este caso, al no haber corriente entrando por el terminal de puerta ($i_g = 0$), la caída de tensión en las resistencias de polarización R_1 y R_2 es nula. Por lo tanto, la puerta (G) queda conectada a tierra.

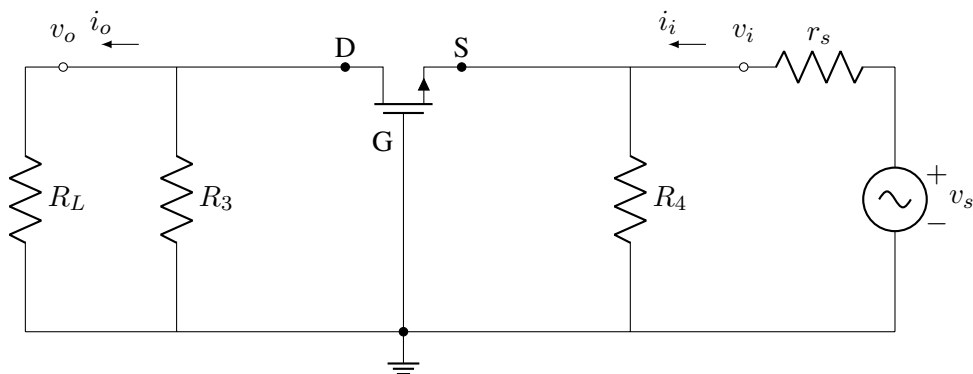


Figura 4.90: Circuito Problema 10 en AC simplificado.

Para continuar con la resolución, en la Figura 4.91 se ha sustituido el Mosfet por el modelo de pequeña señal.

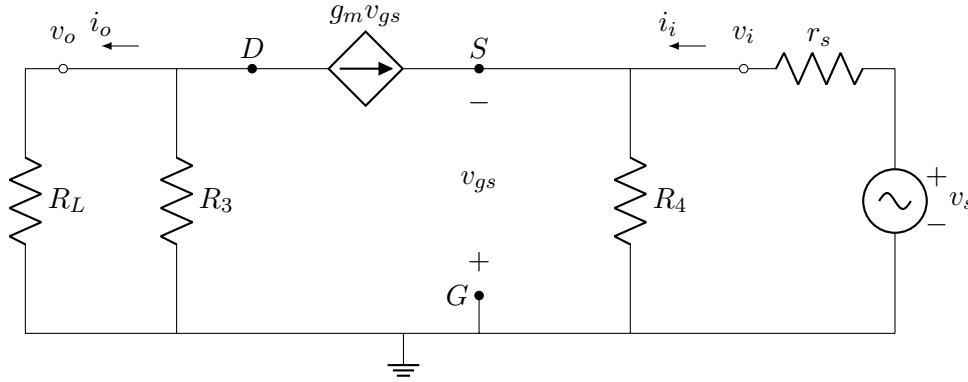


Figura 4.91: Circuito Problema 10 en AC con modelo MOSFET en AC incluido.

Para obtener la ganancia en tensión A_v , se debe expresar el cociente entre v_o y v_i . A partir del circuito anterior, puede comprobarse que la tensión de salida v_o viene determinada por la corriente de la fuente dependiente $g_m v_{gs}$ que fluye a través del paralelo de las resistencias de salida, R_3 y R_L :

$$v_o = -g_m v_{gs} R_{eq} = -g_m v_{gs} (R_3 \parallel R_L) \quad (4.137)$$

Para la tensión de entrada v_i , observando la malla de entrada del circuito, la fuente de señal está conectada directamente al terminal S, por lo que $v_i = v_s$. Como G se encuentra conectada a tierra ($v_g = 0$), la tensión de control del modelo v_{gs} se corresponde directamente con $-v_i$:

$$v_{gs} = v_g - v_s = 0 - v_i \implies v_i = -v_{gs} \quad (4.138)$$

Ahora es sencillo obtener A_v , dado que ambas tensiones, v_o (4.137) y v_i (4.138), dependen exclusivamente del parámetro de control v_{gs} :

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m v_{gs} (R_3 \parallel R_L)}{-v_{gs}} = g_m (R_3 \parallel R_L) \quad (4.139)$$

Recordemos que en este apartado se nos pide determinar el valor que debe tener la resistencia de drenador R_3 para conseguir que la ganancia en tensión alcance un valor de $A_v = 50$. Para poder despejar el valor de R_3 , es necesario aislar primero el término que contiene el paralelo de las resistencias de la salida, $R_{eq} = R_3 \parallel R_L$:

$$R_3 \parallel R_L = \frac{A_v}{g_m} \quad (4.140)$$

Desarrollando la expresión matemática del paralelo de dos resistencias, podemos sustituirlo en la ecuación (4.140) para proceder a despejar nuestra incógnita:

$$\frac{R_3 \cdot R_L}{R_3 + R_L} = \frac{A_v}{g_m} \quad (4.141)$$

$$g_m \cdot R_3 \cdot R_L = A_v \cdot R_3 + A_v \cdot R_L \quad (4.142)$$

$$(g_m \cdot R_L - A_v) R_3 = A_v \cdot R_L \quad (4.143)$$

Finalmente, aislando R_3 , obtenemos la expresión analítica general que permite calcular el valor exacto de la resistencia requerida en función de las especificaciones de diseño:

$$R_3 = \frac{A_v \cdot R_L}{g_m \cdot R_L - A_v} \quad (4.144)$$

Para calcular el valor numérico de R_3 , sustituimos los datos del enunciado directamente en la ecuación (4.144), utilizando los parámetros proporcionados en el enunciado:

$$R_3 = \frac{50 \cdot 10000}{0.01 \cdot 10000 - 50} = 10000 \, \Omega = 10 \, \text{k}\Omega \quad (4.145)$$

b) Para obtener la ganancia en corriente A_i , debemos calcular el cociente entre la corriente de salida y la corriente de entrada ($A_i = i_o/i_i$). A partir de nuestro circuito de pequeña señal, podemos relacionar ambas corrientes directamente con la tensión de control v_{gs} .

Para la corriente de salida i_o , observando la malla de salida, se trata de la corriente que fluye por la resistencia de carga R_L . Aplicando un divisor de corriente a la fuente dependiente $g_m v_{gs}$ (que se divide entre R_3 y R_L), y teniendo en cuenta que el sentido de la fuente extrae corriente hacia el drenador, obtenemos:

$$i_o = g_m v_{gs} \frac{R_3}{R_3 + R_L} \quad (4.146)$$

Para la corriente de entrada i_i , aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff en el nodo de S, la corriente total de entrada se divide entre la que baja por R_4 y la que se dirige propiamente hacia el interior del modelo del transistor (que equivale a $-g_m v_{gs}$). Sabiendo además que $v_i = -v_{gs}$:

$$i_i = \frac{v_i}{R_4} - g_m v_{gs} = \frac{-v_{gs}}{R_4} - g_m v_{gs} = -v_{gs} \left(\frac{1}{R_4} + g_m \right) \quad (4.147)$$

Dividiendo la ecuación (4.146) entre la ecuación (4.147), el término v_{gs} se simplifica, obteniendo la expresión analítica de la ganancia en corriente:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{g_m v_{gs} \frac{R_3}{R_3 + R_L}}{-v_{gs} \left(\frac{1}{R_4} + g_m \right)} = -\frac{g_m}{\frac{1}{R_4} + g_m} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_L} \quad (4.148)$$

En este apartado se nos pide diseñar el valor de la resistencia de surtidor R_4 para que el módulo de la ganancia en corriente cumpla con la especificación impuesta por el enunciado ($|A_i| = 0.25$). Aislamos en primer lugar el término que contiene a nuestra incógnita:

$$\frac{1}{R_4} + g_m = \frac{g_m}{|A_i|} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_L} \implies \frac{1}{R_4} = g_m \left(\frac{1}{|A_i|} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_L} - 1 \right) \quad (4.149)$$

Sustituyendo los valores numéricos correspondientes incluyendo el dato obtenido en el primer apartado ($R_3 = 10 \text{ k}\Omega$):

$$\frac{1}{R_4} = 0.01 \left(\frac{1}{0.25} \cdot \frac{10000}{10000 + 10000} - 1 \right) = 0.01 (4 \cdot 0.5 - 1) = 0.01 \quad (4.150)$$

Despejando finalmente R_4 , se obtiene el valor de la resistencia de la etapa de entrada:

$$R_4 = \frac{1}{0.01} = 100 \Omega \quad (4.151)$$

Bibliografía

- [1] C. J. Savant, Gordon L. Carpenter, Martin S. Roden, Gonzalo I. Duchén Sánchez, and Jorge Luis Sánchez Téllez. *Diseño electrónico: circuitos y sistemas*. Addison-Wesley Iberoamericana, Willmington, 2a. ed., 1a. en español edition, 1992.
- [2] Adel S. Sedra, Kenneth Smith, Eloy Pineda Rojas, Rodolfo Navarro, and Luis Mauro Ortega. *Circuitos microelectrónicos*. Mc Graw Hill Interamericana, México, 5a ed. edition, 2006.
- [3] David Valiente García, Susana Fernández de Ávila López, and Juan Carlos Ferrer Millán. *Electrónica General : Polarización de Transistores : Conceptos Básicos y Exámenes Resueltos*. Universidad Miguel Hernández de Elche, 2018.
- [4] David Valiente García, Juan Carlos Ferrer Millán, and Susana Fernández de Ávila López. *Electrónica General. Amplificadores con Transistores de Unión Bipolar: Conceptos Básicos y Exámenes Resueltos*. Universidad Miguel Hernández de Elche, 2021.