

Máster Universitario en Semiconductores y Tecnologías Electrónicas

Trabajo de Fin de Máster



**Universidad de Valladolid**



**VNiVERSiDAD  
D SALAMANCA**

**Implementación de un trazador de curvas y extractor  
de parámetros de transistores portátil  
basado en Analog-Discovery**

Autora: Elisa Marcos Delgado

Tutor: Salvador Dueñas Carazo

Cotutora: Helena Castán Lanaspa

Curso académico: 2024/2025

Fecha de presentación: junio - 2025



## AGRADECIMIENTOS

**A Salvador**, por su saber hacer y por guiar con claridad.

**A Luis**, por ser casa.

**A mi familia**, por celebrar cada pasito como si fuera el final del proyecto.

**Y a luigom y sercrr**, por el día a día entre el taller y Zamora.



## RESUMEN

Este trabajo presenta el desarrollo de un sistema experimental para la caracterización de transistores bipolares de unión (BJT), combinando el uso del dispositivo portátil Analog Discovery con los entornos de programación MATLAB y WaveForms. El objetivo es facilitar la extracción de parámetros clave del transistor mediante técnicas de medida en continua, pequeña señal y frecuencia, validando modelos clásicos como el híbrido- $\pi$  y el de Giacoletto.

Se ha trabajado con un transistor NPN BC547C, ampliamente utilizado en aplicaciones analógicas. La caracterización en continua ha permitido obtener curvas de entrada y salida, así como parámetros estáticos como la ganancia en continua, la tensión umbral de activación y la tensión de Early. A partir de estas medidas se ha definido un punto de operación adecuado.

Posteriormente, mediante el análisis en pequeña señal, se ha caracterizado la respuesta dinámica del transistor bajo excitaciones senoidales de baja amplitud. Se ha medido la ganancia experimental, identificado los parámetros del modelo  $\pi$ , y derivado los parámetros  $h$ . Finalmente, se ha realizado un análisis en frecuencia que ha permitido extraer las capacidades parásitas del dispositivo y completar el modelo de Giacoletto.

El trabajo ha requerido el desarrollo de scripts personalizados tanto en MATLAB como en WaveForms, especialmente para automatizar barridos, extracción de impedancia, respuesta en frecuencia y representación gráfica. Además, se ha propuesto un diseño de placa para integrar las funcionalidades del montaje experimental, abriendo la puerta a futuras mejoras de tipo hardware y software. Se ha buscado así un procedimiento reproducible, flexible y escalable.

## ABSTRACT

This work presents the development of an experimental system for the characterization of bipolar junction transistors (BJTs), combining the use of the portable Analog Discovery device with the MATLAB and WaveForms programming environments. The goal is to facilitate the extraction of key transistor parameters through DC, small-signal, and frequency-domain measurements, validating classical models such as the hybrid- $\pi$  and Giacoletto.

The study focuses on an NPN BC547C transistor, widely used in analog applications. DC characterization enabled the extraction of input and output curves, as well as static parameters such as current gain, threshold voltage, and Early voltage. Based on these measurements, an appropriate operating point was defined.

Subsequently, small-signal analysis was used to characterize the transistor's dynamic response under low-amplitude sinusoidal excitation. The experimental voltage gain was measured,  $\pi$ -model parameters were identified, and h-parameters were derived. Finally, frequency-domain analysis allowed the extraction of parasitic capacitances and the completion of the Giacoletto model.

Custom scripts were developed in both MATLAB and WaveForms to automate sweeps, impedance extraction, frequency response analysis, and data visualization. Additionally, a PCB was proposed to integrate the experimental setup, enabling future improvements in both hardware and software. The overall objective was to establish a reproducible, flexible, and scalable methodology.

## ÍNDICE DE CONTENIDO

Capítulo 1: INTRODUCCIÓN .....	11
1.    Introducción y justificación .....	11
2.    Objetivos .....	11
3.    Estructura del documento.....	12
Capítulo 2: TRANSISTOR BIPOLAR BJT .....	15
1.    Fundamento .....	15
2.    Estructura y fabricación .....	15
3.    Comportamiento estático.....	16
3.1. Regiones de operación.....	16
3.2. Curvas características de entrada y salida.....	17
3.3. Efectos reales .....	18
3.4. Modelos de continua.....	19
4.    Comportamiento dinámico.....	21
4.1. Modelos de pequeña señal .....	21
Capítulo 3: DESARROLLO Y RESULTADOS DEL TRABAJO .....	23
1.    Caracterización en continua.....	23
1.1. Montaje experimental .....	24
1.2. Características de entrada y salida .....	26
1.3. Parámetros estáticos: Ganancia y tensión umbral .....	27
1.4. Punto de operación y cálculo de parámetros del modelo $\pi$ .....	29
2.    Análisis en pequeña señal.....	30
2.1. Montaje experimental .....	31
2.2. Medición de la ganancia .....	33
2.3. Obtención experimental de parámetros del modelo $\pi$ .....	34
3.    Análisis en frecuencia .....	35
3.1. Diagrama de Bode.....	36
3.2. Deducción de la capacidad $C_{\mu}$ .....	37
3.3. Análisis de impedancia de entrada .....	38
3.4. Modelo Giacoletto completo.....	41
3.5. Cálculo de los parámetros h del transistor.....	42
4.    Propuesta de diseño para integración hardware .....	42
Capítulo 4: CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE TRABAJO.....	45
1.    Conclusiones .....	45

2. Futuras líneas de trabajo.....	45
BÍBLIOGRAFÍA.....	47
ANEXOS.....	49
A) Script de Matlab para la caracterización en continua del transistor BJT.....	49
B) Script de Matlab para el análisis en pequeña señal .....	55
C) Script de Waveforms para el análisis en frecuencia.....	61
D) Script de Waveforms para generar y procesar los datos de impedancia de entrada	63
E) Script de Matlab para comparar la impedancia de entrada medida con el modelo	. 66
F) Placa de caracterización en pequeña señal para BJT.....	70



## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Configuraciones de un BJT: (a) NPN; (b)PNP [2] .....	15
Figura 2. Estructura y proceso de fabricación de un BJT NPN. [3] .....	16
Figura 3. Regiones de operación de un transistor bipolar. [2] .....	17
Figura 4. Distribución de minoritarios en un BJT NPN operando en la región activa directa. [2] .....	17
Figura 5. Distribución de minoritarios en un BJT NPN operando en la región activa inversa. [2] .....	17
Figura 6. Distribución de minoritarios en un BJT NPN operando en la región de corte. [2] .....	17
Figura 7. Distribución de minoritarios en un BJT NPN operando en la región de saturación. [2] .....	17
Figura 8. Característica de entrada de un BJT NPN. [4] .....	18
Figura 9. Característica de salida de un BJT NPN. [4] .....	18
Figura 10. Variación de la anchura de la base y de la pendiente de portadores minoritarios a medida que cambia la anchura de la zona de carga espacial. [2] .....	19
Figura 11. Efecto Early. $V_A$ representa el voltaje Early. [2] .....	19
Figura 12. Modelo Ebers-Moll para un BJT NPN .....	20
Figura 13. Circuito equivalente BJT modelo $\pi$ .....	21
Figura 14. Circuito equivalente BJT modelo $\pi$ híbrido .....	22
Figura 15. Circuito equivalente BJT parámetros h .....	22
Figura 16. Pinout Analog Discovery [5] .....	24
Figura 17. Montaje para la caracterización en continua del BJT NPN. ....	24
Figura 18. Montaje en protoboard para la caracterización en continua del BJT NPN. ....	25
Figura 19. Características de entrada BJT BC547B .....	26
Figura 20. Características de salida BJT BC547B .....	27
Figura 21. Ganancia en función de la corriente de colector en el BJT BC547B. ....	28
Figura 22. Tensión umbral BJT BC547B. ....	28
Figura 23. Punto de operación elegido: $V_{CE} = 2\text{ V}$ , $I_C = 1.5\text{ mA}$ .....	29
Figura 24. Circuito equivalente BJT modelo $\pi$ con efecto Early. [6] .....	29
Figura 25. Montaje para la caracterización en pequeña señal del BJT NPN .....	31
Figura 26. Montaje en protoboard para la caracterización en pequeña señal del BJT NPN. ....	32
Figura 27. Señales de entrada y salida en régimen de pequeña señal .....	34
Figura 28. Respuesta en frecuencia típica de un sistema amplificador. [7] .....	36
Figura 29. Diagrama de Bode del transistor BJT en pequeña señal. ....	37
Figura 30. Montaje para el análisis de impedancia de entrada del BJT NPN .....	38
Figura 31. Montaje en protoboard para el análisis de impedancia de entrada del BJT NPN. ....	39
Figura 32. Validación del modelo de impedancia de entrada .....	41
Figura 33. Parámetros del modelo de Giacoletto para el BJT BC547C .....	41
Figura 34. Configuraciones de los jumpers de la placa .....	43
Figura 35. Diseño propuesto de placa hardware. ....	44
Figura 36. Serigrafía superior .....	72
Figura 37. Pistas de cobre capa superior. ....	72

Figura 38. Pistas de cobre capa inferior.....	73
-----------------------------------------------	----

# Capítulo 1: INTRODUCCIÓN

## 1. Introducción y justificación

Los transistores bipolares de unión (BJT) han sido tradicionalmente pilares fundamentales en la electrónica analógica. Desde su invención en 1947 por John Bardeen, Walter Brattain y William Shockley, marcaron el inicio de la era de los semiconductores modernos, sustituyendo a las válvulas de vacío y posibilitando el desarrollo de la electrónica compacta y fiable que conocemos hoy [1].

Aunque en muchas aplicaciones actuales han sido desplazados por tecnologías más modernas como los transistores de efecto de campo (MOSFET), los BJT siguen siendo ampliamente utilizados en etapas de amplificación, conmutación y diseño de circuitos analógicos de precisión, gracias a su elevada ganancia y buena linealidad.

El análisis teórico de estos dispositivos ha sido abordado históricamente desde dos enfoques complementarios: por un lado, los modelos de grandes señales (como el modelo de Ebers-Moll), útiles para describir el comportamiento del transistor en cualquier región de operación; y por otro, los modelos de pequeña señal (modelo híbrido- $\pi$  y parámetros  $h$ , entre otros), que permiten estudiar el comportamiento dinámico del transistor cerca de un punto de polarización fijo. Estos modelos son especialmente relevantes en el diseño de amplificadores y en el análisis en frecuencia de circuitos reales.

A pesar del desarrollo teórico existente, la caracterización experimental de transistores sigue siendo una actividad esencial en entornos de investigación, diseño y docencia. En este contexto, el presente trabajo propone una caracterización práctica del BJT utilizando la herramienta Analog Discovery, un sistema de instrumentación electrónica portátil que integra múltiples funciones (generador de señal, osciloscopio, analizador lógico, etc.) en un único dispositivo. Además, su compatibilidad con MATLAB permite automatizar tanto la adquisición de datos como su tratamiento, lo que facilita la obtención rigurosa y reproducible de resultados experimentales.

Esta propuesta permite una conexión directa entre los conceptos teóricos y su validación experimental, facilitando la estimación de parámetros clave del dispositivo mediante mediciones reales. Además, el enfoque utilizado resulta versátil y podría adaptarse a la caracterización de otros dispositivos semiconductores, manteniendo la misma base metodológica.

Por tanto, el presente TFM no solo busca consolidar los conocimientos fundamentales sobre el comportamiento del BJT, sino también aportar un procedimiento reproducible para su análisis práctico.

## 2. Objetivos

El objetivo principal de este Trabajo de Fin de Máster es caracterizar y analizar el comportamiento de transistores bipolares (BJT) mediante el uso de la herramienta Analog Discovery. Se pretende obtener tanto los parámetros estáticos en continua como los

parámetros dinámicos de pequeña señal, necesarios para modelar el transistor en distintas condiciones de operación.

Este trabajo tiene tanto un componente experimental como uno teórico, ya que parte de una base de modelos que permiten interpretar los resultados obtenidos medidos experimentalmente.

Los objetivos específicos se pueden desglosar de la siguiente manera:

- Estudiar el transistor BJT desde el punto de vista físico y funcional

Comprender su estructura, principio de funcionamiento y regiones de operación, así como analizar las curvas características, tanto de entrada como de salida, y entender cómo se relacionan con sus regiones de funcionamiento (activa, corte y saturación).

- Aplicar el modelo de grandes señales (Ebers-Moll) para realizar el análisis en continua

Utilizar el modelo Ebers-Moll para interpretar el comportamiento del transistor en régimen estático y realizar medidas en continua para representar las curvas características.

- Fijar un punto de operación adecuado (Q-point)

Determinar experimentalmente un punto de operación en la región activa que permita posteriormente un análisis de pequeña señal.

- Analizar el transistor como elemento amplificador usando modelos de pequeña señal

Aplicar una señal alterna de pequeña amplitud para obtener los parámetros dinámicos del transistor. Se identificarán los parámetros del modelo híbrido- $\pi$  (o de Giacoletto) y se derivarán los del modelo de parámetros h.

- Realizar un barrido en frecuencia para obtener la respuesta del transistor

Se analizará el comportamiento en frecuencia del BJT para obtener experimentalmente las capacidades internas del transistor ( $C_\pi$ ,  $C_\mu$ ) a partir de la respuesta en frecuencia.

- Desarrollar una metodología de caracterización experimental reproducible

Utilizando el sistema Analog Discovery y su software de control para realizar barridos de corriente y tensión, se realizará un procedimiento reproducible para poder aplicar a otros transistores BJT.

### 3. Estructura del documento

A continuación, se describe brevemente la estructura del presente trabajo:

#### Capítulo 1: INTRODUCCIÓN

Se introducen los objetivos del proyecto y se justifica la relevancia del trabajo. También se contextualiza el uso del transistor BJT y se expone la motivación técnica del estudio.

## **Capítulo 2: FUNDAMENTOS TEÓRICOS**

Se presenta una revisión teórica de los BJT, incluyendo su estructura, modos de operación y modelos analíticos utilizados tanto en régimen continuo como dinámico (modelo  $\pi$ , parámetros  $h$  y modelo de Giacoletto).

## **Capítulo 3: DESARROLLO Y RESULTADOS DEL TRABAJO**

Se desarrolla la parte experimental del proyecto. Incluye el montaje, caracterización en continua, análisis en pequeña señal y análisis en frecuencia. Se extraen parámetros clave, se validan modelos y se discuten los resultados obtenidos.

## **Capítulo 4: CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE TRABAJO**

Se resumen los principales logros del trabajo y se valora el grado de cumplimiento de los objetivos iniciales, planteando posibles líneas futuras de desarrollo.

## **BIBLIOGRAFÍA**

Recoge las fuentes consultadas y los documentos técnicos de referencia.

## **ANEXOS**

Incluyen los scripts en MATLAB y Waveforms utilizados para la adquisición y análisis de datos, así como los esquemas y layouts de la placa diseñada.



## Capítulo 2: TRANSISTOR BIPOLAR BJT

### 1. Fundamento

El transistor de unión bipolar (BJT) es un dispositivo formado por dos uniones PN con tres regiones de distinto dopaje [2], que le permiten actuar como amplificador o interruptor controlado por corriente. Se compone de tres terminales: base, colector y emisor. La corriente inyectada por el terminal de la base controla el flujo de corriente entre el colector y el emisor.

Se pueden fabricar dos configuraciones en función del orden de sus capas de material semiconductor: NPN y PNP, como se muestra en la Figura 1.

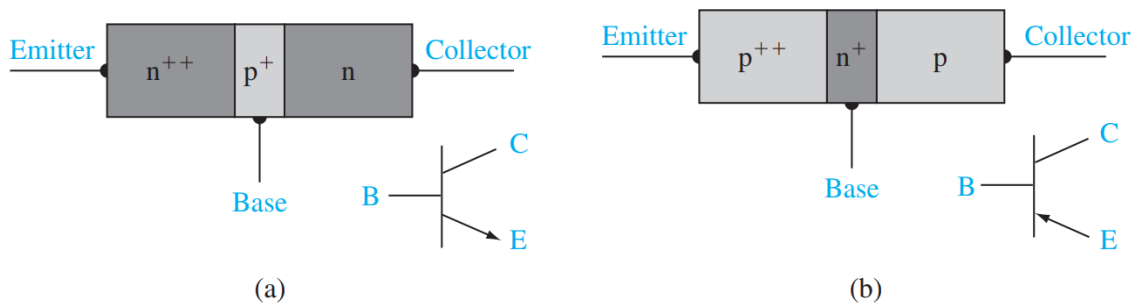


Figura 1. Configuraciones de un BJT: (a) NPN; (b) PNP [2]

### 2. Estructura y fabricación

En la Figura 2 se puede ver la estructura de fabricación de este dispositivo, en concreto, de una configuración NPN. De forma breve, el proceso se puede resumir en los siguientes puntos:

- El material de partida es Si tipo p. En primer lugar, se oxida el sustrato, se definen ventanas mediante fotolitografía y se graban en el óxido. La fotorresina y el óxido sirven de máscara para la implantación de una impureza donadora (como As o Sb). De esta forma, se crea una capa enterrada  $n^+$  (sub-colector).
- Después de eliminar el óxido y la fotorresina, se crece una capa epitaxial ligeramente dopada tipo n y se realiza aislamiento entre dispositivos utilizando la técnica LOCOS para formar óxidos de campo.
- Se graba una ventana para definir la región base-emisor, y de manera opcional se implanta un dopante tipo p ("sinker") en la región de contacto del colector para mejorar el acceso.
- Después de cerrar parcialmente la ventana de base con óxido, se realiza una implantación de B para formar una base intrínseca tipo p, guiada por espaciadores de óxido autoalineados.
- Se deposita y graba polisilicio  $n^+$  (dopado con As), que al difundir su dopante en el sustrato forma el emisor  $n^+$  autoalineado dentro de la base y el contacto  $n^+$  del colector.

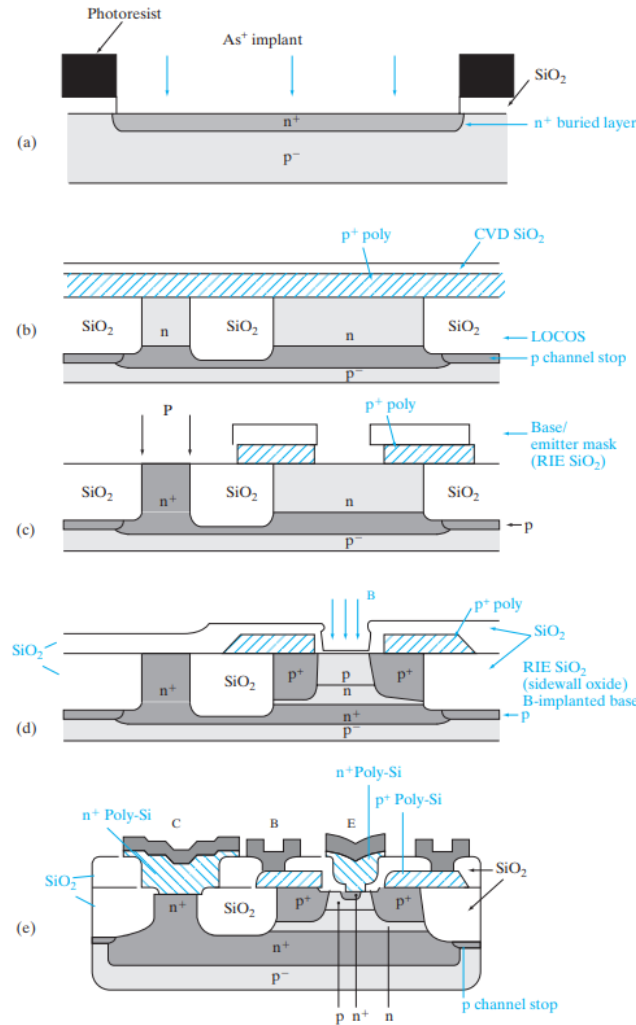


Figura 2. Estructura y proceso de fabricación de un BJT NPN. [3]

### 3. Comportamiento estático

#### 3.1. Regiones de operación

Los transistores BJT presentan cuatro regiones de operación distintas, determinadas por la polarización de sus dos uniones PN (base-emisor y base-colector). Cada región define un comportamiento específico del dispositivo (ver

Figura 3).

- Región activa directa (Figura 4): La unión emisor-base está polarizada en directa y la unión colector-base en inversa. El transistor opera como un amplificador de corriente, con la corriente de colector determinada por la pendiente de la distribución de portadores minoritarios en la base ( $I_C = \beta_F I_B$ ).
- Región activa inversa (Figura 5) La unión emisor-base está en inversa y la colector-base en directa. En esta condición, el transistor también amplifica, pero con una ganancia mucho menor.



- Región de corte (Figura 6): Ambas uniones PN están polarizadas en inversa. El transistor se comporta como un interruptor abierto, no circula corriente significativa entre colector y emisor.
- Región de saturación (Figura 7): Ambas uniones PN están polarizadas en directa. El transistor actúa como un interruptor cerrado, permitiendo una corriente elevada entre colector y emisor.

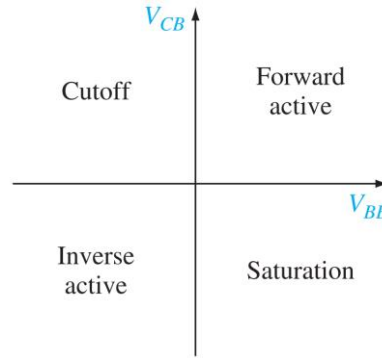


Figura 3. Regiones de operación de un transistor bipolar. [2]

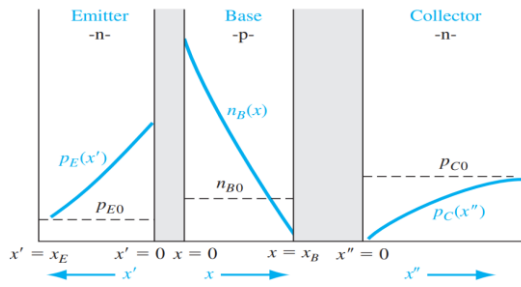


Figura 4. Distribución de minoritarios en un BJT NPN operando en la región activa directa. [2]

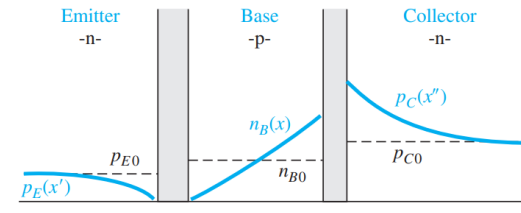


Figura 5. Distribución de minoritarios en un BJT NPN operando en la región activa inversa. [2]

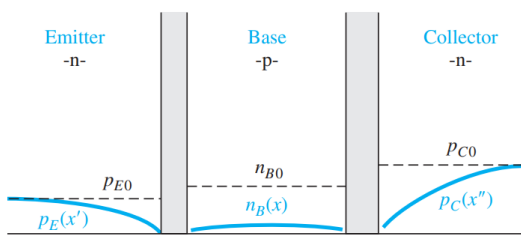


Figura 6. Distribución de minoritarios en un BJT NPN operando en la región de corte. [2]

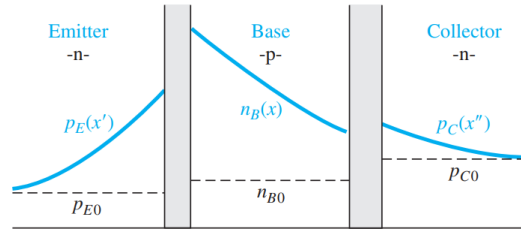


Figura 7. Distribución de minoritarios en un BJT NPN operando en la región de saturación. [2]

### 3.2. Curvas características de entrada y salida

Las curvas características de un transistor bipolar describen la relación entre las corrientes y tensiones aplicadas en sus terminales bajo distintas condiciones de operación.

- Características de entrada: Representan la relación entre la corriente de base y la tensión base-emisor, para distintos valores de la tensión colector-emisor. Estas curvas están representadas en la Figura 8.

- Características de salida: Describen la variación de la corriente de colector en función de la tensión colector-emisor para distintos valores fijos de corriente de base. Estas curvas representadas en la Figura 9, definen las distintas regiones de operación del transistor (corte, activa y saturación).

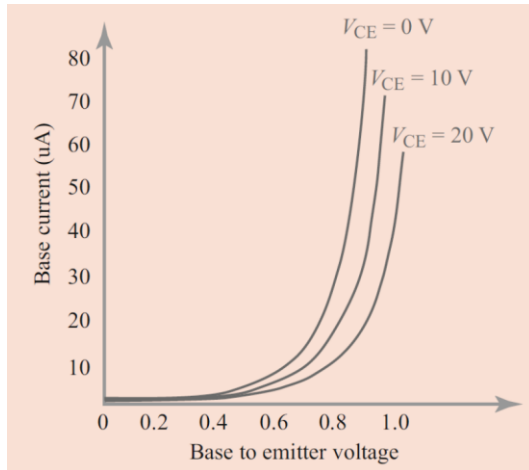


Figura 8. Característica de entrada de un BJT NPN. [4]

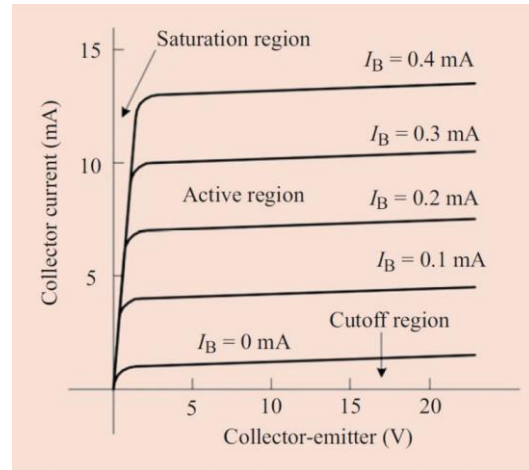


Figura 9. Característica de salida de un BJT NPN. [4]

### 3.3. Efectos reales

El análisis ideal del transistor BJT supone comportamientos lineales y predecibles, pero en la práctica existen efectos no ideales que influyen en su funcionamiento. Estos efectos reales deben ser considerados especialmente en aplicaciones de precisión o alta frecuencia, ya que pueden alterar significativamente las características esperadas del dispositivo.

Entre los efectos más relevantes se encuentran:

- Efecto Early

La corriente del colector ( $I_C$ ) no es perfectamente constante en la región activa, sino que aumenta ligeramente con la tensión colector-emisor ( $V_{CE}$ ). Este fenómeno provoca una inclinación de las curvas de salida, que idealmente serían horizontales. Esto ocurre porque al aumentar la tensión  $V_{CE}$ , se ensancha la región de carga espacial de la unión colector-base, reduciendo el ancho efectivo de la base. Esta disminución de la base incrementa la eficiencia de transporte de portadores, aumentando así  $I_C$ . Se muestra en la Figura 10.

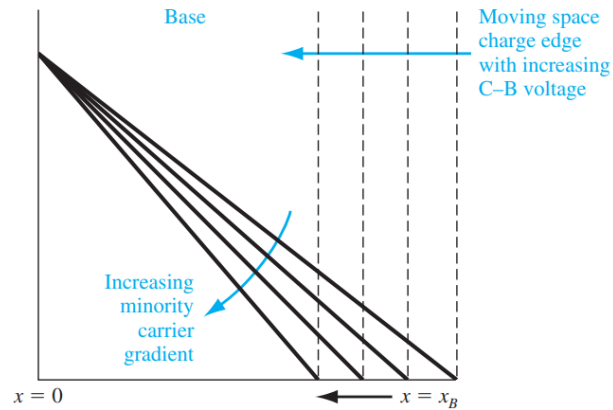


Figura 10. Variación de la anchura de la base y de la pendiente de portadores minoritarios a medida que cambia la anchura de la zona de carga espacial. [2]

A menudo, este efecto se representa con el voltaje Early (ver Figura 11).

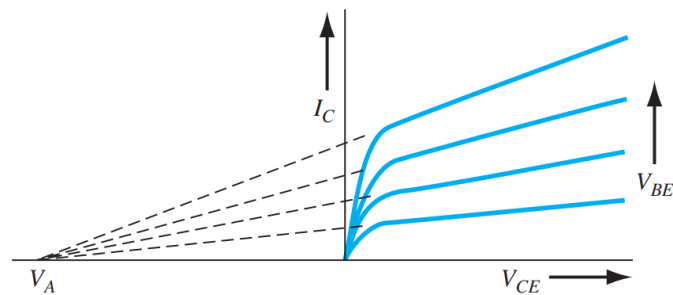


Figura 11. Efecto Early.  $V_A$  representa el voltaje Early. [2]

- Ruptura por avalancha

Cuando las tensiones inversas en las uniones PN superan ciertos valores críticos, se produce una multiplicación de portadores por el fenómeno de avalancha, debido a la aceleración de electrones que impactan y generan nuevos pares electrón-hueco. Esto produce una corriente descontrolada que provoca la ruptura permanente del dispositivo. Por ello, es necesario asegurarse de que la tensión  $V_{CE}$  no supere los límites especificados.

- Corrientes de fuga

En condiciones de corte, se producen pequeñas corrientes no deseadas a través de las uniones PN. Se deben a fenómenos de generación y recombinación de portadores en las zonas de carga espacial cuando está polarizada en inversa. Estas corrientes de fuga suelen ser muy pequeñas (del orden de nanoamperios o microamperios), pero pueden afectar el comportamiento de circuitos.

### 3.4. Modelos de continua

Se emplean para describir el comportamiento de un BJT cuando trabaja con valores de tensión y corriente continuos, incluyendo los cambios de regiones de operación. El modelo más utilizado es el de Ebers-Moll.

A continuación, se muestra el circuito equivalente para un NPN:

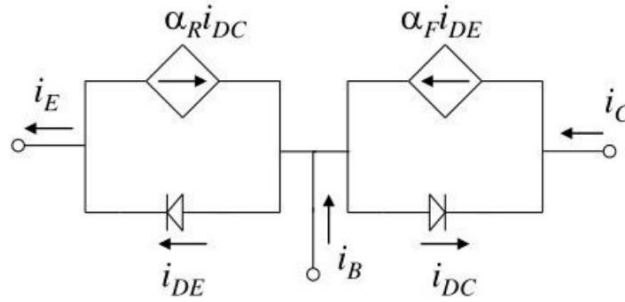


Figura 12. Modelo Ebers-Moll para un BJT NPN

Donde:

$i_E$ : Corriente total de emisor

$i_B$ : Corriente total de base

$i_C$ : Corriente total de colector

$\alpha_F$ : Factor de transporte en directa.

$\alpha_R$ : Factor de transporte en inversa.

La corriente total del emisor tiene dos componentes:

- Corriente debida a la polarización:  $i_{DE}$ .
- Corriente debida a la unión cercana del colector. Es una fracción de la corriente generada por la unión colector:  $\alpha_R i_{DC}$

$$i_E = i_{DE} - \alpha_R i_{DC}$$

De la misma forma, la corriente total del colector tiene las componentes:

- Corriente debida a la polarización:  $i_{DC}$ .
- Corriente debida a la unión cercana del emisor. Es una fracción de la corriente generada por la unión emisor:  $\alpha_F i_{DE}$

$$i_C = \alpha_F i_{DE} - i_{DC}$$

Las ecuaciones resultantes del modelo son las siguientes:

$$i_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$i_C = I_S \left( e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

Para  $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S$ , siendo  $I_{ES}$  e  $I_{CS}$  las corrientes en saturación de las respectivas uniones emisor y colector.

## 4. Comportamiento dinámico

### 4.1. Modelos de pequeña señal

Este tipo de modelos sirven para estudiar el comportamiento del dispositivo cerca del punto de operación. Se observan las pequeñas variaciones de las señales obviando la componente continua. Permiten un análisis del amplificador en baja o media frecuencia y se pueden extender para altas frecuencias considerando efectos capacitivos.

A continuación, se describen los modelos más utilizados:

- Modelo  $\pi$

Es un modelo empleado para analizar de forma sencilla el comportamiento de un BJT cuando la señal en AC es pequeña (mucho menor a  $V_T$ ) y está en torno al punto de operación. El circuito equivalente está compuesto por los elementos que se muestran en la Figura 13:

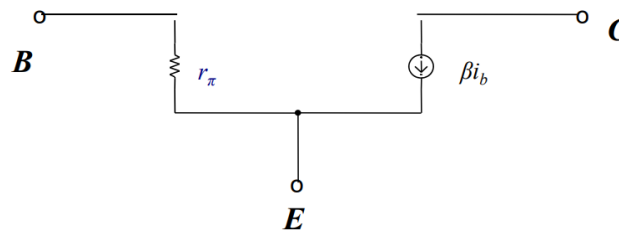


Figura 13. Circuito equivalente BJT modelo  $\pi$

Los elementos del circuito son  $r_\pi$  (resistencia base-emisor) y  $\beta i_b$  (fuente de corriente proporcional a la intensidad que circula por la base). Se emplea para estudiar el comportamiento a bajas frecuencias.

- Modelo  $\pi$  híbrido (Giacoletto)

Se trata de un modelo más completo, que incluye también la resistencia de salida  $r_o$  (representa el efecto Early) y las capacidades internas  $C_\pi$  y  $C_\mu$ , por lo que se emplea para estudiar el comportamiento a frecuencias mayores. En la Figura 14 se muestra el circuito equivalente con los siguientes componentes:

- $r_x$ : Resistencia de dispersión de la base. Representa la resistencia de la unión base-emisor.
- $r_\pi$ : Representa la resistencia dinámica en el análisis de pequeñas señales y depende del punto de operación.

$$r_\pi = V_T / I_{BQ}$$

- $r_\mu$ : Representa la realimentación del colector a la base.
- $r_o$ : Representa la resistencia colector-emisor.
- $C_\mu$ : Es la capacidad de vaciamiento de la unión colector-base.
- $C_\pi$ : Es la capacidad de la unión base-emisor y depende del punto de operación.
- $g_m v_\pi$ : Es equivalente a  $\beta i_b$  y representa el factor de amplificación.

La frecuencia de transición ( $f_t$ ) viene dada por la expresión:

$$f_t = \frac{\beta}{2\pi \cdot r_\pi (C_\mu + C_\pi)}$$

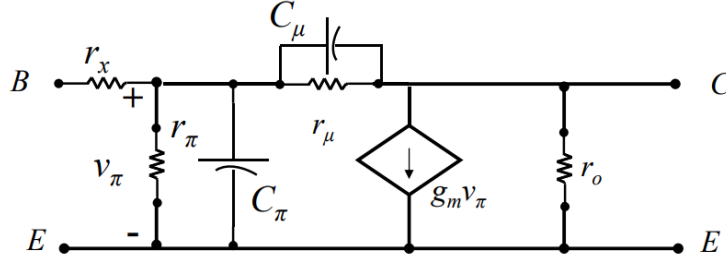


Figura 14. Circuito equivalente BJT modelo  $\pi$  híbrido

- Modelo de parámetros h

Este modelo es una representación de pequeña señal del transistor bipolar basada en parámetros determinados experimentalmente. Permite caracterizar el comportamiento dinámico del transistor a partir de cuatro parámetros principales: la impedancia de entrada ( $h_{ie}$ ), la realimentación inversa de tensión ( $h_{re}$ ), la ganancia de corriente en pequeña señal ( $h_{fe}$ ) y la conductancia de salida ( $h_{oe}$ ). Cada uno de ellos se puede obtener realizando medidas del dispositivo ante variaciones pequeñas de tensión y corriente. Este modelo se emplea para el estudio en frecuencias bajas o medias, donde las capacitancias internas del transistor pueden despreciarse. En la Figura 15 se representa el circuito equivalente.

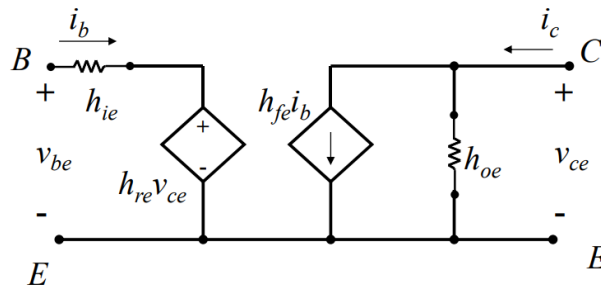


Figura 15. Circuito equivalente BJT parámetros h

Analizando el circuito, se obtienen las expresiones de  $v_{be}$  e  $i_c$ :

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$$

## Capítulo 3: DESARROLLO Y RESULTADOS DEL TRABAJO

En el desarrollo del presente trabajo, se ha distinguido entre el comportamiento global del dispositivo (grandes señales) y su respuesta ante variaciones pequeñas y rápidas entorno a su punto de operación (pequeñas señales).

Cuando un transistor BJT se polariza en la región activa, se puede fijar un punto de operación o Q-point, que determina su estado en régimen estacionario. A partir de este punto, cualquier perturbación de pequeña amplitud (por ejemplo, una señal alterna débil superpuesta) no cambia la región de funcionamiento, pero sí afecta dinámicamente a la respuesta del circuito.

Este enfoque de análisis incremental, conocido como modelo de pequeña señal, permite simplificar el comportamiento no lineal del transistor en torno al Q-point usando modelos lineales equivalentes. Dichos modelos, como el modelo híbrido- $\pi$  (o de Giacoletto) y el modelo de parámetros  $h$ , son fundamentales para el diseño y análisis de amplificadores y etapas de procesamiento de señal en alta frecuencia.

En este trabajo, tras fijar un punto de operación adecuado mediante análisis en continua, se superpone una señal alterna de baja amplitud y se estudia la respuesta resultante. Este procedimiento permite extraer, de forma experimental, los parámetros del modelo de pequeña señal.

### 1. Caracterización en continua

Como primer paso del estudio, se ha llevado a cabo la extracción de las curvas características en régimen continuo (DC) del transistor bipolar de unión (BJT). Esta caracterización permite obtener información clave sobre el comportamiento estático del dispositivo.

Para este fin, se ha seleccionado el modelo NPN BC547C, un transistor ampliamente utilizado en aplicaciones comerciales de amplificación. El análisis en continua constituye una base fundamental para determinar parámetros como la ganancia en continua ( $\beta$ ), la tensión umbral de activación, la tensión de Early, y para definir un punto de operación adecuado para posteriores análisis dinámicos.

El proceso de caracterización se ha realizado de forma automatizada mediante un script en MATLAB, que permite controlar las fuentes de señal, registrar las medidas y representar gráficamente las curvas características del transistor. Este script se encarga, además, de ajustar automáticamente la corriente de base deseada, calcular la ganancia, estimar la tensión de Early a partir de regresiones lineales y obtener los parámetros del modelo  $\pi$  en continua. El código completo se incluye en el ANEXO A: Script de Matlab para la caracterización en continua del transistor BJT.

### 1.1. Montaje experimental

Para la realización de las medidas, se ha empleado el dispositivo Analog Discovery 3, que, como se describió anteriormente, permite tanto la generación como la adquisición de señales. El dispositivo presenta el siguiente pinout:

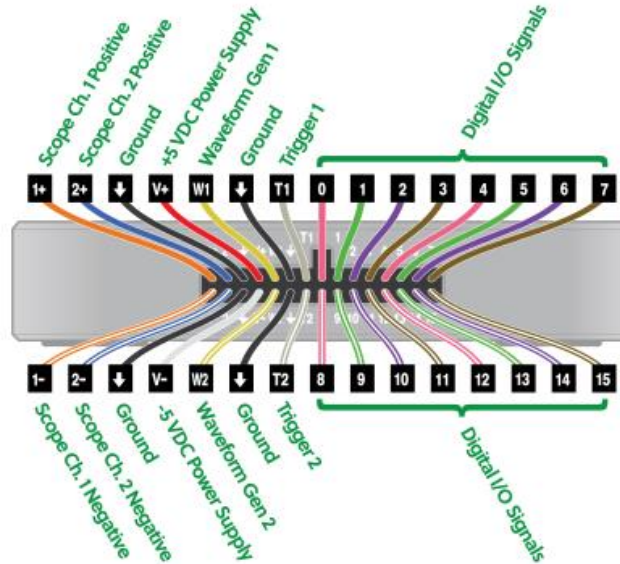


Figura 16. Pinout Analog Discovery [5]

Para la caracterización en continua, se han empleado las fuentes de señal aleatorias W1 y W2 para aplicar barridos de tensión en las terminales de colector y base del transistor, respectivamente. Estas tensiones se han aplicado a través de resistencias con el objetivo de controlar adecuadamente las corrientes en cada rama del circuito. La adquisición de señales se ha realizado mediante los dos canales del osciloscopio integrado del mismo dispositivo, lo que ha permitido registrar las tensiones necesarias para el posterior cálculo de los parámetros de interés.

El montaje experimental empleado se muestra a continuación:

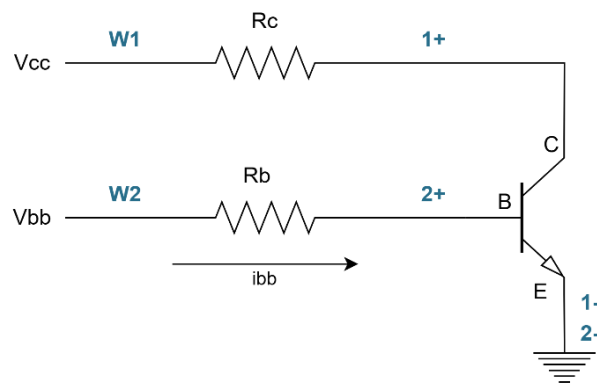
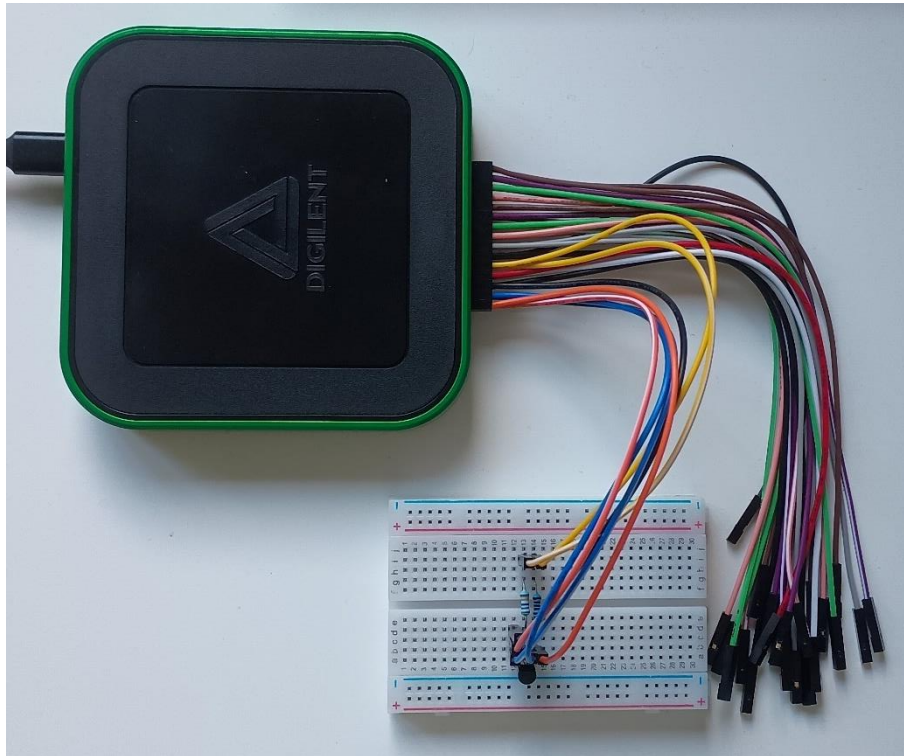


Figura 17. Montaje para la caracterización en continua del BJT NPN.





*Figura 18. Montaje en protoboard para la caracterización en continua del BJT NPN.*

La elección de los valores de las resistencias se ha realizado en base a dos criterios fundamentales:

- Asegurar una buena linealidad en la zona activa del transistor, evitando tanto la saturación como el corte durante los barridos.
- Obtener valores de corriente fácilmente medibles y estables.

En concreto:

- La resistencia de colector ( $R_c$ ) se ha fijado en  $1\text{ k}\Omega$ , dentro del rango recomendado ( $220\ \Omega - 1\text{ k}\Omega$ ). Valores inferiores incrementan excesivamente la corriente, lo que puede dificultar su medición precisa; por el contrario, resistencias más elevadas inducen caídas de tensión significativas, restringiendo el margen de variación de la tensión colector-emisor.
- Se ha escogido una resistencia de base ( $R_b$ ) de  $100\text{ k}\Omega$ , valor que permite un buen ajuste de la corriente de base en el rango de los microamperios para caracterizar con precisión el comportamiento del dispositivo en su zona activa.

En los apartados siguientes se presentan los resultados obtenidos a partir de este montaje, incluyendo las curvas características de entrada y salida, así como los parámetros estáticos derivados del análisis. El script de Matlab utilizado para obtener los datos y realizar los cálculos se puede consultar en el ANEXO A: Script de Matlab para la caracterización en continua del transistor BJT.

## 1.2. Características de entrada y salida

Empleando el montaje de la Figura 17, el dispositivo Analog Discovery permite obtener experimentalmente las características de entrada y salida del transistor BJT. Para ello, se han utilizado sus generadores de señal y canales de osciloscopio integrados de la siguiente manera:

- El canal 1 del osciloscopio mide la caída de tensión entre el colector del transistor y tierra:  $V_{CE}$ .
- El canal 2 del osciloscopio mide la caída de tensión entre la base y tierra:  $V_{BE}$ .

Las fuentes W1 y W2 se han configurado como barridos de tensión:

- W1 proporciona la tensión de alimentación del colector ( $V_{CC}$ ), barrida aproximadamente entre 0 V y 5 V.
- W2 proporciona la tensión de polarización de la base ( $V_{BB}$ ), variada para generar una corriente de base ( $I_B$ ) en el rango de  $0.5 \mu A$  a  $8 \mu A$ . Estos valores de corriente de base han sido seleccionados por ser representativos del funcionamiento típico del transistor en su zona activa.

### • Característica de entrada

La característica de entrada de un transistor bipolar se obtiene representando la corriente que circula por la base frente a la tensión base-emisor. Para ello, se ha realizado un barrido de  $V_{BB}$  utilizando el software MATLAB, controlando la corriente de base mediante la resistencia  $R_B$ . El resultado de este proceso se muestra en la Figura 19, donde se puede observar la típica forma exponencial del diodo base-emisor del BJT.

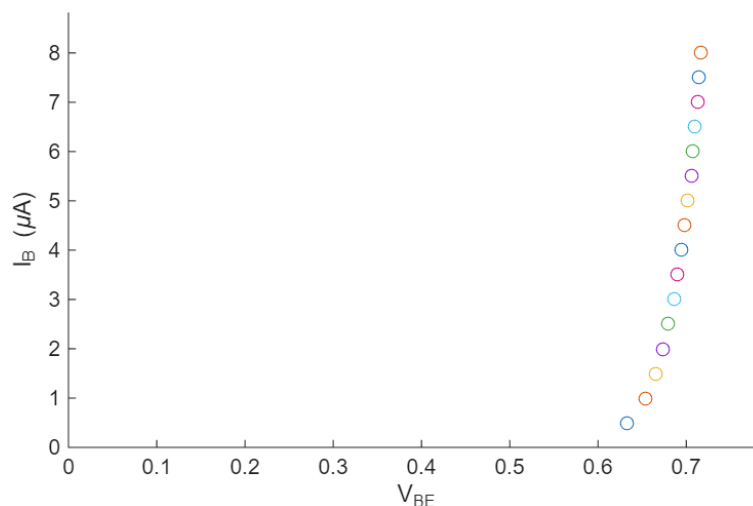


Figura 19. Características de entrada BJT BC547B.

### • Característica de salida

La característica de salida se obtiene representando la corriente de colector ( $I_C$ ) frente a la tensión colector-emisor ( $V_{CE}$ ), para distintos valores de corriente de base. En este caso, se han realizado múltiples barridos de  $V_{CE}$  (mediante W1) para diferentes niveles fijos de  $I_B$ ,

obteniendo así las familias de curvas características que permiten analizar el comportamiento del transistor en la región activa (ver Figura 20).

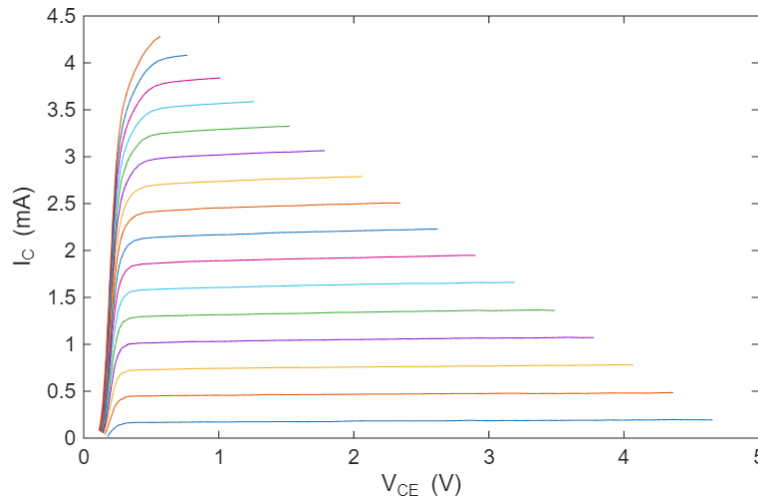


Figura 20. Características de salida BJT BC547B.

A partir de estas gráficas, se ha realizado un ajuste lineal de las curvas obtenidas para estimar el valor de la tensión de Early ( $V_A$ ). El cálculo se ha efectuado con MATLAB, extendiendo las rectas de la región activa hasta su intersección con el eje de tensiones. De esta forma, se ha obtenido un valor promedio de  $V_A \approx -57$  V.

Este resultado se encuentra dentro del rango típico esperado para transistores bipolares de propósito general como el BC547C.

### 1.3. Parámetros estáticos: Ganancia y tensión umbral

Además, el análisis en continua permite obtener parámetros característicos del transistor, como son la ganancia y la tensión umbral.

- Ganancia

Se ha calculado la ganancia obteniendo el cociente entre la corriente de colector y la corriente de base para diversos puntos dentro de la región activa del transistor:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

Este parámetro se ha calculado a partir de los datos obtenidos en los barridos experimentales, para distintos valores de  $I_B$  comprendidos en el intervalo de  $0.5 \mu\text{A}$  a  $8 \mu\text{A}$ . Como se observa en la Figura 21, la ganancia es relativamente constante en dicho rango, tal como es esperable en la zona activa del transistor BC547C.

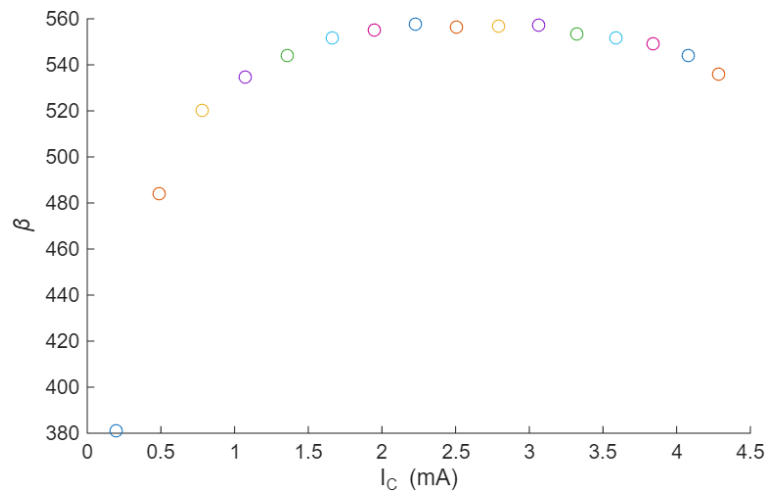


Figura 21. Ganancia en función de la corriente de colector en el BJT BC547B.

La ganancia máxima medida fue de 557.652 a una corriente de colector de 2.23 mA. En la gráfica se aprecia que se mantiene estable para corrientes de colector entre 1 y 4.5 mA aproximadamente.

- Tensión umbral

La tensión umbral base-emisor es el valor de  $V_{BE}$  a partir del cual el transistor comienza a conducir de forma significativa. Este valor se ha estimado a partir de la curva característica de entrada ( $I_B$  frente a  $V_{BE}$ ), identificando el punto a partir del cual la corriente de base aumenta apreciablemente, señal de que la unión base-emisor entra en conducción activa.

Para este caso de estudio, se ha definido el umbral como el punto donde  $I_B$  alcanza un valor representativo de conducción (1.5  $\mu A$ ). En la Figura 22 se puede observar una pendiente pronunciada a partir de  $V_{BE} \approx 0.67$  V. Este valor coincide con lo esperado para una unión base-emisor de silicio en condiciones normales de polarización.

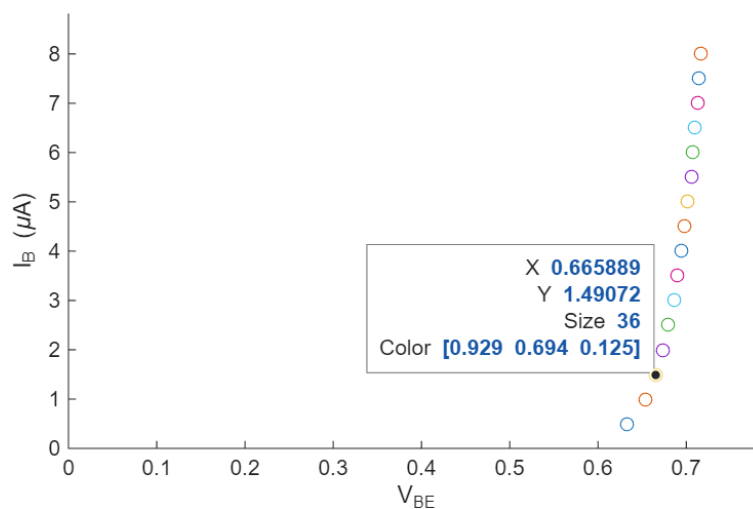


Figura 22. Tensión umbral BJT BC547B.

#### 1.4. Punto de operación y cálculo de parámetros del modelo $\pi$

A partir del análisis de las curvas características de salida, se ha seleccionado un punto de operación (Q) situado de forma representativa en la zona activa del transistor. Este punto, mostrado en la Figura 23, corresponde a una tensión colector-emisor  $V_{CE} = 2 \text{ V}$  y una corriente de colector  $I_C = 1.5 \text{ mA}$ . Quedan definidas de este modo las tensiones de alimentación  $V_{CC}$  y  $V_{BB}$  necesarias para fijar dicho estado.

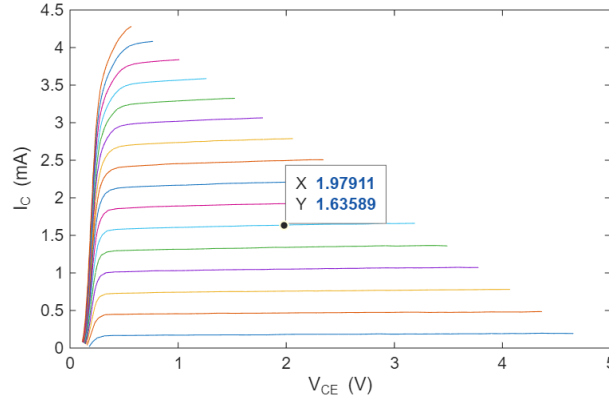


Figura 23. Punto de operación elegido:  $V_{CE} = 2 \text{ V}$ ,  $I_C = 1.5 \text{ mA}$

Se ha trabajado con el modelo  $\pi$  (ver Figura 13), adecuado para bajas frecuencias, ya que no tiene en cuenta los efectos capacitivos. Además, se ha considerado la resistencia que modela el efecto Early. El circuito equivalente se puede ver en la Figura 24.

En base a este punto de operación, se han calculado los parámetros estáticos que permitirán caracterizar el transistor con vistas a su posterior análisis dinámico. En particular, se han obtenido los parámetros asociados al modelo  $\pi$  en pequeña señal (ver Figura 13), válido para frecuencias bajas y medias, donde los efectos capacitivos pueden despreciarse. Además, se ha tenido en cuenta la resistencia de salida  $r_o$  que modela el efecto Early. El circuito equivalente correspondiente se muestra en la Figura 24.

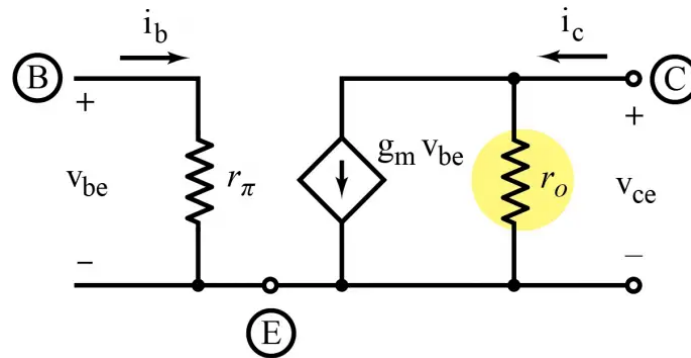


Figura 24. Circuito equivalente BJT modelo  $\pi$  con efecto Early. [6]

Los parámetros del modelo pueden calcularse a partir de las expresiones teóricas siguientes:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} \quad (1)$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta_Q}{g_m} \quad (2)$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_{CQ}} \quad (3)$$

Donde:

- $I_{CQ}$  es la corriente de colector en el punto de trabajo elegido Q.
- $V_T$  es la tensión térmica, calculada para temperatura ambiente (298 K) de la siguiente manera:

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 298}{1.6 \cdot 10^{-19}} = 25.7 \text{ mV}$$

- $\beta$  es la ganancia de corriente en el punto de operación. En este caso, se ha obtenido experimentalmente a partir de las medidas:

$$\beta_Q = 547.9$$

Sustituyendo los valores obtenidos para cada ecuación:

$$g_m = \frac{1.5 \text{ mA}}{25.7 \text{ mV}} = 58.37 \text{ mS} \quad (1)$$

$$r_{\pi} = \frac{547.9}{58.37 \text{ mS}} = 9.39 \text{ k}\Omega \quad (2)$$

$$r_o = \frac{57 \text{ V}}{1.5 \text{ mA}} = 38 \text{ k}\Omega \quad (3)$$

Estos parámetros permiten definir completamente el modelo  $\pi$  del transistor en su punto de operación.

Posteriormente, en el análisis en pequeña señal, se emplearán estos mismos parámetros para simular el comportamiento del transistor y validar su coherencia mediante la medición directa de la ganancia.

## 2. Análisis en pequeña señal

Partiendo del punto de operación definido en el análisis en continua, se ha realizado el análisis en pequeña señal del transistor. Esta técnica permite estudiar el comportamiento del dispositivo frente a perturbaciones de baja amplitud superpuestas a las condiciones de polarización.

Para ello, se ha aplicado una señal sinusoidal de baja amplitud sobre la base del transistor, y se ha analizado la respuesta en el colector, obteniendo así información sobre la ganancia en tensión y el comportamiento dinámico del dispositivo bajo excitación AC.

Con el objetivo de sistematizar las mediciones y mejorar la precisión, se ha desarrollado un script en MATLAB que gestiona tanto la generación como la adquisición de señales. Este script permite aplicar la señal senoidal deseada, registrar de forma sincronizada las señales de entrada y salida, y calcular automáticamente la ganancia, la fase y otros parámetros relevantes. Asimismo, facilita la visualización de las formas de onda y la representación del comportamiento dinámico mediante gráficos temporales y diagramas de magnitud y fase en función de la frecuencia.

El código completo utilizado se incluye en el ANEXO B: Script de Matlab para el análisis en pequeña señal.

## 2.1. Montaje experimental

Una vez más, se ha utilizado el dispositivo Analog Discovery 3, que proporciona tanto las fuentes de tensión como la capacidad de adquisición de señales. El montaje experimental realizado se muestra a continuación:

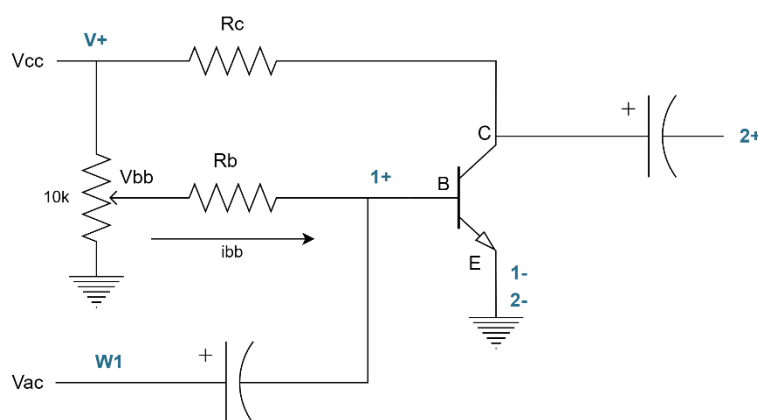


Figura 25. Montaje para la caracterización en pequeña señal del BJT NPN.

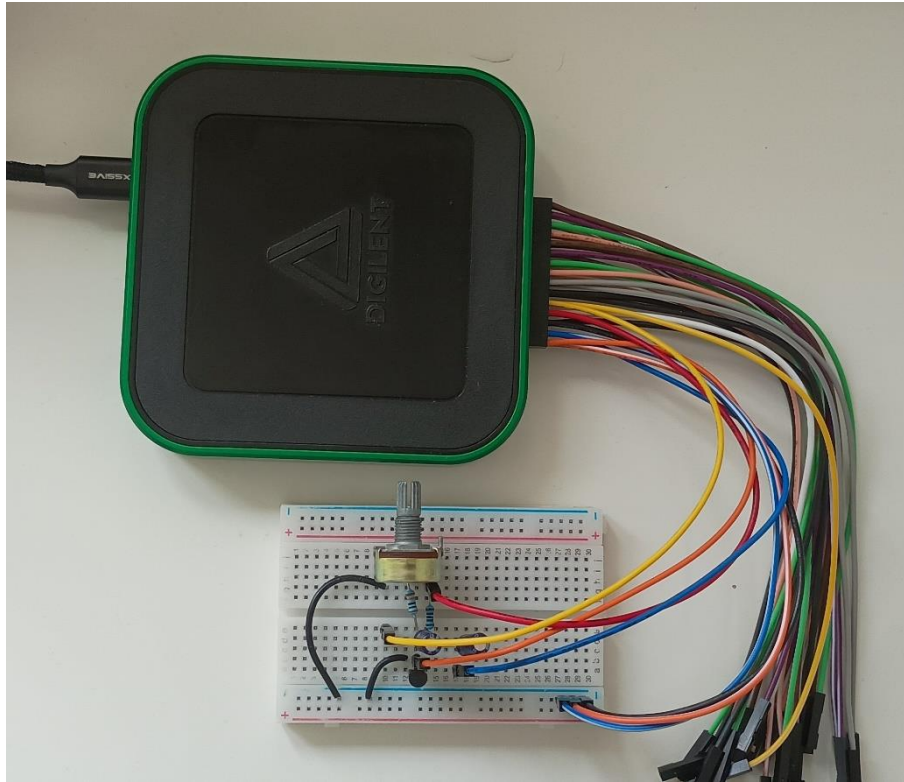


Figura 26. Montaje en protoboard para la caracterización en pequeña señal del BJT NPN.

- Se mantienen los mismos valores de las resistencias  $R_c = 1 \text{ k}\Omega$  y  $R_b = 100 \text{ k}\Omega$ .
- La tensión de alimentación  $V_{cc}$  se ha suministrado mediante la fuente  $V_+$  del dispositivo. El valor correspondiente para polarizar el transistor en el punto de operación  $I_c = 1.5 \text{ mA}$  y  $V_{ce} = 2 \text{ V}$  es:

$$V_{cc} = I_c \cdot R_c + V_{ce} = 1.5 \cdot 1 + 2 \rightarrow V_{cc} = 3.5 \text{ V}$$

- La tensión de base  $V_{bb}$  se ha aplicado a través de la fuente  $V_+$ , mediante un divisor de tensiones formado por un potenciómetro de  $10 \text{ k}\Omega$ . De forma análoga a  $V_{cc}$ , esta tensión se ha definido como:

$$V_{bb} = I_b \cdot R_b + V_{be}$$

Donde  $I_b$  se ha calculado a partir de la ganancia del transistor en el punto de operación:

$$I_b = \frac{I_c}{\beta_Q} = \frac{1.5 \cdot 10^{-3}}{547.9} = 2.74 \mu\text{A}$$

A partir de la gráfica de la Figura 19, se obtiene una tensión base-emisor correspondiente de  $V_{be} \approx 0.7 \text{ V}$ . Por tanto:

$$V_{bb} = 2.74 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3 + 0.7 \rightarrow V_{bb} = 0.97 \text{ V}$$

- La señal de prueba, correspondiente a la pequeña señal, se ha inyectado mediante W1, configurada como una señal sinusoidal pura de  $20 \text{ mV}$  de amplitud.



En esta etapa del análisis, se ha optado por conectar la señal W1 directamente a la base del transistor (tras el condensador de acoplo) en lugar de hacerlo al nodo de la resistencia  $R_b$ . Esta decisión se fundamenta en la necesidad de mantener constante la tensión de entrada en la base ( $V_{BE}$ ) durante el barrido en frecuencia. Al fijar directamente el nodo de base con una señal sinusoidal, se logra que la fuente de corriente controlada del modelo de pequeña señal ( $g_m \cdot v_{be}$ ) se mantenga invariable. De esta forma, cualquier variación en la ganancia a altas frecuencias es atribuible principalmente a la capacidad parásita colector-base ( $C_\mu$ ), lo que permite estimar su valor con mayor precisión. Si, en cambio, la entrada se aplicara al nodo anterior a  $R_b$ , la impedancia de entrada asociada a la base distorsionaría la respuesta, complicando la separación del efecto de  $C_\mu$ .

- Para evitar que la componente DC interfiera con la señal de prueba, se han añadido condensadores de acoplo de  $100 \mu F$  en serie, seleccionados para presentar una reactancia despreciable a las frecuencias empleadas (garantizando el acoplo adecuado en AC).

Este montaje permite analizar la respuesta en frecuencia del transistor en condiciones realistas, respetando la polarización establecida previamente y facilitando la medición de parámetros como la ganancia de tensión.

## 2.2. Medición de la ganancia

Para determinar la ganancia en pequeña señal, se ha aplicado al transistor una señal senoidal de baja amplitud, superpuesta a las condiciones de polarización previamente definidas. La frecuencia elegida para la señal fue de  $10 \text{ kHz}$ , valor suficientemente alto para garantizar que los condensadores de acoplo ( $100 \mu F$ ) presentan una baja impedancia, pero lo bastante bajo como para que las capacidades parásitas internas del transistor aún no influyan significativamente en la respuesta.

La amplitud de la señal se ha fijado en  $20 \text{ mV}$  pico, una magnitud adecuada para asegurar que:

- El transistor opera dentro de la región activa, sin llegar a la saturación.
- La respuesta obtenida pueda considerarse lineal, dentro del marco del análisis en pequeña señal.
- Se evite el corte, manteniendo una amplitud suficiente para una medición clara.

Además, se ha tenido en cuenta el comportamiento transitorio inicial del sistema: se ha esperado aproximadamente 2 segundos tras el inicio de la señal antes de realizar las mediciones, para asegurar que el sistema se encontraba en régimen permanente.

En la Figura 27 se muestra un ejemplo representativo de las formas de onda observadas: la señal de entrada aplicada en la base y la señal de salida medida en el colector. A partir de estas señales, la ganancia en tensión  $A_V$  se ha calculado como el cociente entre las amplitudes de salida y entrada:

$$A_V = \frac{A_{salida}}{A_{entrada}} = \frac{1.0832}{0.0177} = 61.20 \text{ V/V} \rightarrow 35.73 \text{ dB}$$

La ganancia medida en pequeña señal es de 61.2 V/V. Aunque el valor calculado es positivo (al derivarse de la relación entre amplitudes), la inversión de fase característica de esta configuración indica que la ganancia efectiva es  $-61.2$  V/V (fase  $\approx 180^\circ$ ).

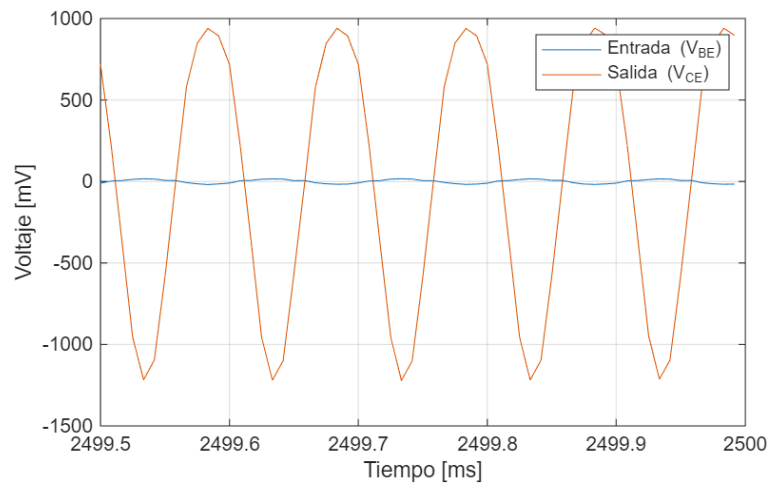


Figura 27. Señales de entrada y salida en régimen de pequeña señal.

A partir del punto de operación definido en la caracterización en continua ( $V_{CE} = 2$  V,  $I_C = 1.5$  mA), se habían calculado previamente los parámetros del modelo  $\pi$  en pequeña señal (ver apartado 1.4). En particular:

$$g_m = 58.37 \text{ mS}$$

Considerando una resistencia de colector  $R_C = 1$  k $\Omega$ , la ganancia teórica prevista según el modelo  $\pi$  es:

$$A_{V,teórica} = -g_m \cdot R_C = -58.37 \cdot 10^{-3} \cdot 1000 = -58.37 \text{ V/V}$$

El valor medido experimentalmente ( $-61.2$  V/V) es similar al previsto teóricamente. Las diferencias pueden deberse a diversos factores, entre ellos:

- Pérdidas o caídas de tensión debidas a elementos pasivos no considerados idealmente (resistencias de cables, ESR de los condensadores, etc.).
- Limitaciones del sistema de adquisición, como resolución limitada del osciloscopio, errores de sincronización o ruido.

En conjunto, los resultados obtenidos permiten validar el modelo  $\pi$  aplicado a baja frecuencia, confirmando que los parámetros extraídos del análisis en continua son adecuados para describir el comportamiento dinámico del transistor bajo condiciones lineales.

### 2.3. Obtención experimental de parámetros del modelo $\pi$

En este apartado se han extraído experimentalmente los parámetros del modelo  $\pi$  del transistor, a partir de los datos obtenidos en el análisis en pequeña señal. El objetivo es contrastar los resultados teóricos derivados del punto de operación en continua (apartado 1.4) con los parámetros derivados directamente de la señal medida en régimen dinámico.

Como se ha descrito en el apartado anterior, se ha obtenido una ganancia en tensión  $A_V = 61.2 \text{ V/V}$ . Conociendo el valor de la resistencia de colector ( $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ ) se puede determinar el valor experimental de la transconductancia  $g_m$ , utilizando la expresión:

$$g_m = \frac{A_V}{R_C} = \frac{61.2}{1000} = 61.2 \text{ mS}$$

Posteriormente, empleando el valor previamente estimado de la ganancia de corriente en continua  $\beta = 514.7$  (obtenida a partir de la caracterización estática), es posible calcular el parámetro  $r_\pi$ :

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{514.7}{61.2 \cdot 10^{-3}} = 8.41 \text{ k}\Omega$$

Estos parámetros pueden compararse con los obtenidos en el apartado 1.4, donde se determinaron:

$$g_{m,teórica} = 58.37 \text{ mS}$$

$$r_{\pi,teórica} = 8.82 \text{ k}\Omega$$

Aunque los parámetros obtenidos experimentalmente difieren ligeramente de los estimados en continua, las variaciones se encuentran dentro de un margen razonable y son coherentes con el comportamiento real del dispositivo. Esto confirma que el modelo  $\pi$  resulta adecuado para describir el funcionamiento del transistor en baja frecuencia, y que los cálculos basados en el punto de operación proporcionan una aproximación válida y útil para su análisis dinámico.

### 3. Análisis en frecuencia

Por último, para completar la caracterización del transistor, se ha llevado a cabo un barrido en frecuencia con el objetivo de estudiar la variación de la ganancia en función de la frecuencia. Este análisis permite identificar el comportamiento del dispositivo en régimen dinámico, así como evaluar la influencia de los elementos capacitivos.

En un sistema amplificador como el estudiado, la respuesta en frecuencia presenta típicamente la forma que se muestra en la Figura 28:

- A bajas frecuencias, la ganancia disminuye debido al efecto de los condensadores de acoplo, que presentan una impedancia significativa cuando la frecuencia es reducida. En este trabajo, los condensadores seleccionados ( $100 \mu\text{F}$ ) tienen una reactancia muy baja para las frecuencias analizadas, por lo que no se ha observado una caída apreciable de ganancia en este rango.
- A frecuencias medias, se identifica la banda pasante, en la que la ganancia permanece prácticamente constante y alcanza su valor máximo. Esta región es la más relevante para el funcionamiento lineal del transistor como amplificador.
- A frecuencias altas, la ganancia vuelve a decrecer, debido principalmente a la influencia de las capacidades parásitas internas del transistor (asociadas a las uniones

PN) y al efecto Miller. Estas caídas reflejan las limitaciones inherentes del dispositivo para operar en altas frecuencias.

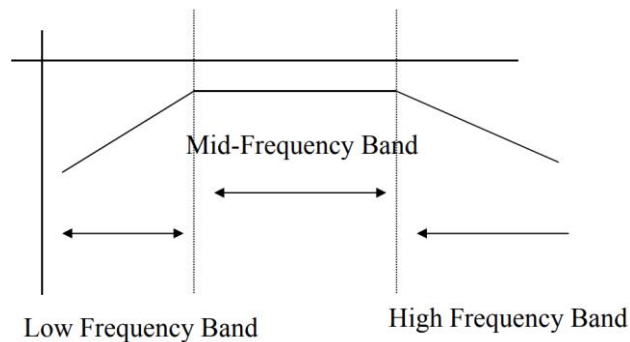


Figura 28. Respuesta en frecuencia típica de un sistema amplificador. [7]

Para llevar a cabo el barrido, se ha empleado inicialmente un script en MATLAB, con el que se han podido obtener resultados aceptables hasta frecuencias del orden de 5 MHz. Sin embargo, a partir de este punto, el sistema de adquisición no proporcionaba datos suficientemente fiables, debido a limitaciones de sincronización, velocidad de muestreo y ruido. Por ello, el análisis en frecuencias más elevadas se ha completado utilizando el software Waveforms, que ofrece mejor rendimiento para medidas en el dominio de la frecuencia mediante el generador y analizador integrados del dispositivo Analog Discovery 3.

Este análisis es esencial no solo para conocer el comportamiento del sistema como amplificador, sino también para la estimación de las capacidades parásitas del transistor, las cuales se abordarán en los siguientes apartados.

### 3.1. Diagrama de Bode

Los diagramas de Bode son una herramienta que permite representar la respuesta en frecuencia de un sistema lineal. Están formados por dos gráficas: una de ganancia en decibelios (dB) frente a la frecuencia y otra que muestra la fase (en grados), indicando el desfase entre la señal de entrada y la de salida.

Para obtener esta representación, se ha empleado el montaje realizado anteriormente (ver Figura 25 y Figura 26). Como se describió previamente, en dicho montaje:

- Se ha utilizado la fuente de alimentación del Analog Discovery 3 para proporcionar las tensiones  $V_{cc}$  y  $V_{bb}$ . Esta última se ha ajustado mediante un divisor de tensiones, de modo que el transistor opere en el punto de polarización previamente establecido.
- La señal de prueba se ha inyectado mediante el generador W1, que aplica una señal senoidal de 20 mV de amplitud a la base del transistor, a través de un condensador de acoplo.
- Los canales 1 y 2 del osciloscopio se han conectado a la base (entrada) y al colector (salida) del transistor, respectivamente.

Mediante un barrido de frecuencia, se han registrado las señales para calcular la ganancia y el desfase. El script completo de Waveforms se puede consultar en el ANEXO C: Script de Waveforms para el análisis en frecuencia, y el resultado se muestra en la Figura 29.

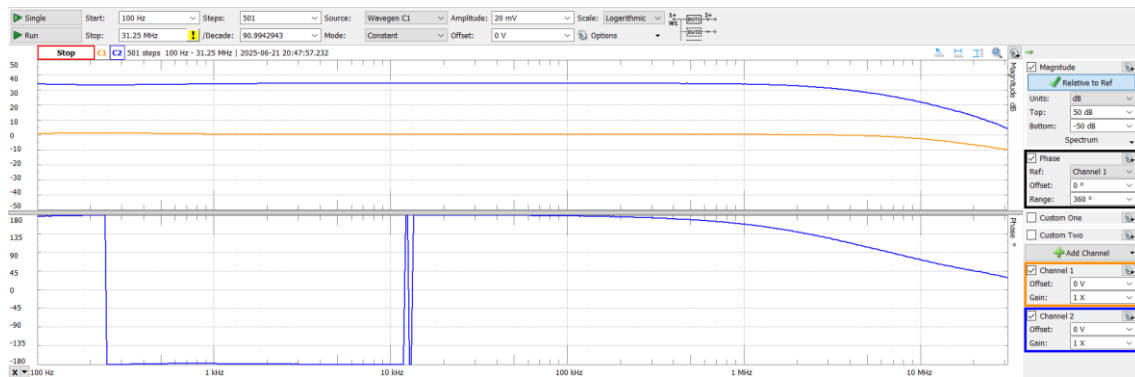


Figura 29. Diagrama de Bode del transistor BJT en pequeña señal.

La respuesta en fase muestra que la salida está invertida respecto a la entrada ( $\approx 180^\circ$  de desfase) hasta aproximadamente 200 kHz, punto a partir del cual el desfase comienza a reducirse progresivamente, como consecuencia de los efectos capacitivos del dispositivo.

En cuanto a la magnitud, se representa la respuesta de los canales 1 y 2, conectados a la base y al colector del transistor, respectivamente. En el canal 1 se observa una ganancia constante de aproximadamente 34.2 dB en la banda pasante, que comienza a disminuir a partir de unos 1.5 MHz, mostrando un comportamiento típico de filtro paso bajo provocado por las capacidades parásitas internas del transistor. En el canal 2 se aprecia un efecto similar: una ganancia estable de aproximadamente 0.35 dB que empieza a caer a partir de los 5.5 MHz.

### 3.2. Deducción de la capacidad $C_\mu$

A partir de ciertas frecuencias el comportamiento del transistor se ve afectado por la presencia de capacidades parásitas internas, que derivan de su estructura física y de las propiedades de las uniones PN. Estas capacidades se representan comúnmente según el modelo de Giacoletto (ver Figura 14), el cual introduce dos elementos capacitivos principales:

- $C_\mu$ : Es la capacitancia de vaciamiento de la unión colector-base, cuyo valor depende de la tensión  $V_{CB}$ .
- $C_\pi$ : Es la capacitancia de difusión de la unión base-emisor, y depende del punto Q de operación.

Estas capacidades introducen frecuencias de corte en la respuesta en frecuencia del transistor, que se manifiestan como caídas en la ganancia observadas en el diagrama de Bode. Cada frecuencia de corte se determina como el punto donde la ganancia cae 3 dB respecto al valor máximo en banda pasante.

Partiendo de las magnitudes obtenidas en la Figura 29, se ha calculado la ganancia del sistema restando la magnitud del canal de entrada a la del canal de salida, ambos en decibelios:

$$\text{Ganancia (dB)} = CH2 \text{ (dB)} - CH1 \text{ (dB)}$$

A partir de esta representación se ha identificado la frecuencia de corte correspondiente a la caída de ganancia, obteniéndose:

$$f_{\mu} = 3.2 \text{ MHz}$$

A partir de este valor, se puede calcular la capacidad parásita mediante la fórmula general para un filtro RC de primer orden:

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R_{eq}}$$

Cálculo de  $C_\mu$ :

$$C_{\mu} = \frac{1}{2\pi f_u R_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 3.2 \cdot 10^6 \cdot 1000} = \mathbf{49.74 \text{ pF}}$$

El cálculo de la capacidad  $C_{\pi}$  se llevará a cabo en el apartado siguiente mediante un análisis de la impedancia de entrada.

### 3.3. Análisis de impedancia de entrada

Para obtener los últimos parámetros del modelo de Giacoletto, es necesario analizar la impedancia de entrada en la base del transistor. Esto permitirá obtener las resistencias  $r_x$  y  $r_\pi$ , así como corroborar el valor de  $C_\pi$ .

En una primera aproximación se estimó  $r_\pi$  como  $\beta/g_m$ , asumiendo que la impedancia de entrada estaba dominada por la unión base-emisor. Sin embargo, en el modelo más preciso se ha tenido en cuenta la resistencia parásita  $r_x$ , asociada a la estructura física del transistor y no despreciable a frecuencias altas.

Para realizar la medida experimental se ha mantenido el montaje mostrado en la Figura 25, modificando únicamente la ubicación de las sondas del osciloscopio, tal y como se muestra en la Figura 30.

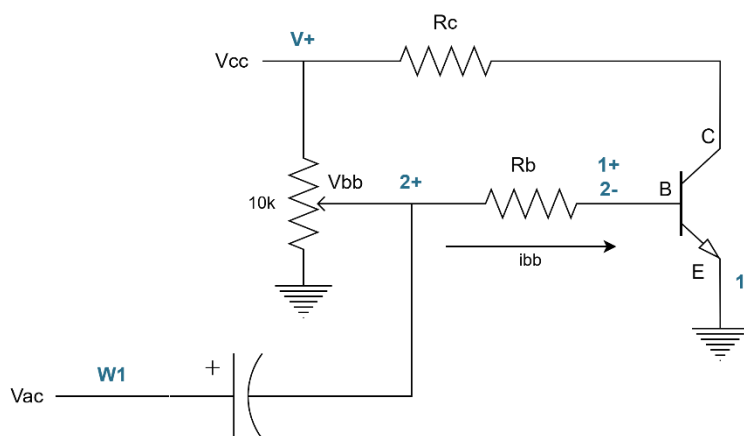


Figura 30. Montaje para el análisis de impedancia de entrada del BJT NPN.

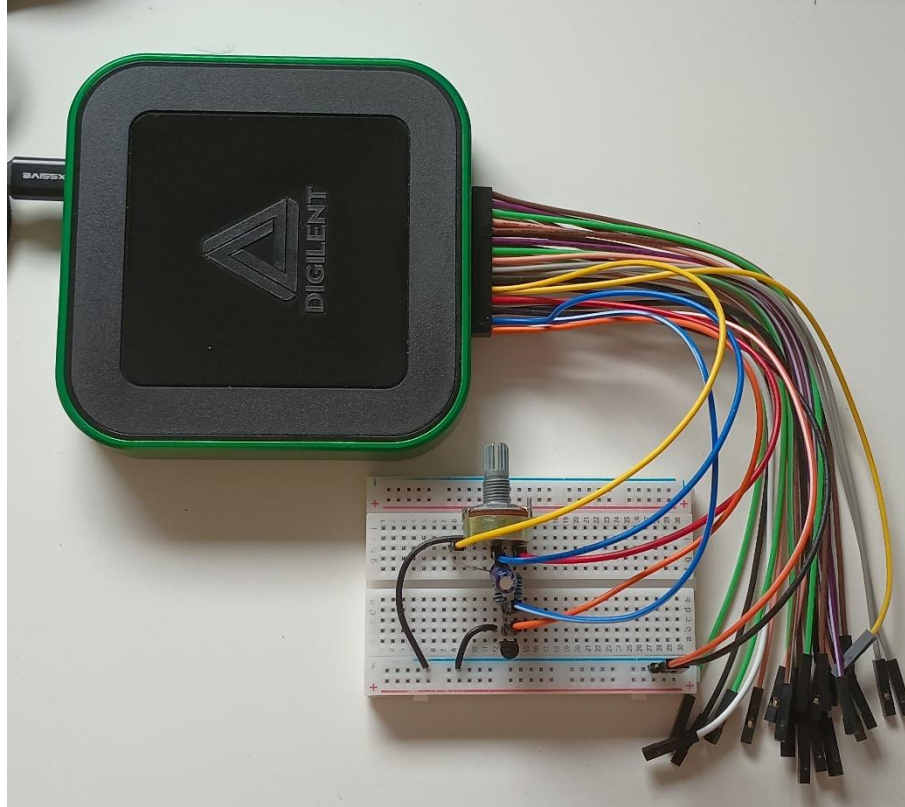


Figura 31. Montaje en protoboard para el análisis de impedancia de entrada del BJT NPN.

En esta configuración, el canal 1 del osciloscopio mide la tensión de entrada, mientras que el canal 2 permite obtener la corriente de entrada a partir de la caída de tensión sobre la resistencia de base. La impedancia de entrada puede calcularse como:

$$|Z_{in}| = R_b \frac{|V_{CH1}|}{|V_{CH2}|}$$

Utilizando la herramienta Network Analyzer, se ha realizado un barrido en frecuencia (100 Hz – 20 MHz), extrayendo la amplitud de las señales en ambos canales y la fase relativa. A partir de estos datos se obtienen las componentes resistiva y reactiva de la impedancia:

$$R_{in} = |Z_{in}| \cdot \cos(\varphi)$$

$$X_{in} = |Z_{in}| \cdot \sin(\varphi)$$

Suponiendo que el circuito se comporta como una resistencia en serie con una capacidad ( $R_s$ ,  $C_s$ ), se puede establecer:

$$R_s = R_{in}$$

$$C_s = -\frac{1}{\omega X_{in}}$$

Los resultados obtenidos han sido los siguientes:

- A baja frecuencia (100 Hz – 1 kHz): El condensador  $C_\pi$  se comporta como un circuito abierto, quedando resultante la impedancia de entrada:

$$Z_{in} = r_X + r_\pi = R_s = 15.227 \text{ k}\Omega$$

- A alta frecuencia (200 kHz – 300 kHz): La señal pasa a través del condensador  $C_\pi$ , quedando resultante la impedancia de entrada:

$$Z_{in} = r_X + \frac{1}{j2\pi f C_\pi} = R_s + X_s$$

A partir del procesado de los datos medidos con Waveforms (ver ANEXO D: Script de Waveforms para generar y procesar los datos de impedancia de entrada), se ha obtenido:

$$r_X = \mathbf{2.111 \text{ k}\Omega}$$

$$r_\pi = 14.537 - 2.212 = \mathbf{13.116 \text{ k}\Omega}$$

$$C_\pi = \mathbf{299.8 \text{ pF}}$$

Por último, se ha representado el ajuste del modelo teórico de impedancia de entrada frente a las medidas experimentales, con el objetivo de corroborar la validez de los parámetros obtenidos. Esta representación se ha llevado a cabo en Matlab, exportando los datos medidos previamente mediante Waveforms (ver ANEXO E: Script de Matlab para comparar la impedancia de entrada medida con el modelo). Basándose en el esquema del modelo de Giacoletto para el transistor bipolar en pequeña señal, la impedancia de entrada se modela como la combinación en serie de la resistencia parásita  $r_X$  y la asociación en paralelo de  $r_\pi$  con  $C_\pi$ . La expresión analítica resultante es:

$$Z_{in} = r_X + (r_\pi || C_\pi) = r_X + \frac{\omega r_\pi}{1 + (\omega r_\pi C_\pi)^2} - j \frac{\omega C_\pi r_\pi^2}{1 + (\omega r_\pi C_\pi)^2}$$

donde  $\omega = 2\pi f$  representa la frecuencia angular.

En la Figura 32 se muestra la comparación entre la impedancia de entrada medida (tanto su parte real como imaginaria) y la predicha por el modelo teórico para los valores obtenidos de  $r_X$ ,  $r_\pi$  y  $C_\pi$ . El buen ajuste observado entre ambos confirma la coherencia del modelo propuesto y la precisión de los datos experimentales obtenidos a lo largo del análisis.



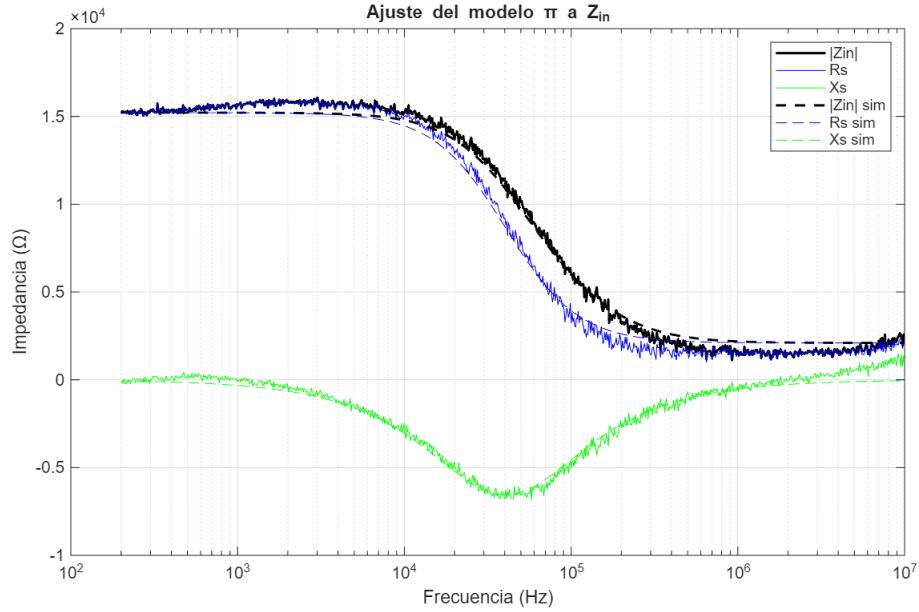


Figura 32. Validación del modelo de impedancia de entrada

De este modo se han obtenido experimentalmente los tres parámetros:  $r_\pi$ ,  $r_x$  y  $C_\pi$  completando el modelo híbrido- $\pi$  con una caracterización más realista.

### 3.4. Modelo Giacoletto completo

Una vez obtenidos los parámetros clave mediante la caracterización en continua y el análisis en frecuencia, es posible representar el comportamiento completo del transistor BJT mediante el modelo de Giacoletto. Este modelo extiende el clásico modelo  $\pi$ , incorporando las capacidades parásitas asociadas a las uniones base-emisor y colector-base, tal como se muestra en la Figura 33.

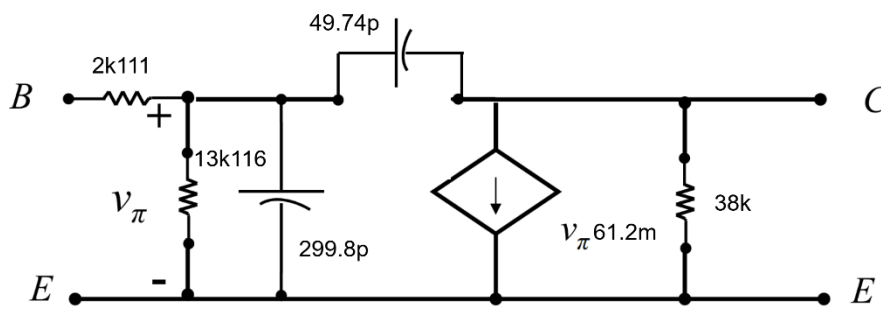


Figura 33. Parámetros del modelo de Giacoletto para el BJT BC547C

En esta representación se incluyen:

- $r_\pi = 13.116 \text{ k}\Omega$ : resistencia dinámica de entrada.
- $r_x = 2.111 \text{ k}\Omega$ : resistencia de dispersión de la base.
- $g_m = 61.2 \text{ mS}$ : transconductancia medida en el punto de operación.

- $r_o = 38 \text{ k}\Omega$ : resistencia de salida derivada del efecto Early.
- $C_\pi = 299.8 \text{ pF}$ : capacitancia de difusión base-emisor.
- $C_\mu = 49.74 \text{ pF}$ : capacitancia de vaciamiento colector-base.

Cabe señalar que en este modelo se ha despreciado la influencia de  $r_\mu$  (resistencia interna de la unión colector-base), ya que su efecto sobre la respuesta del circuito es insignificante en el contexto del montaje empleado. Su valor suele ser del orden de varios cientos de  $\text{k}\Omega$  o más, y se encuentra en paralelo con  $C_\mu$ , que domina la impedancia a las frecuencias en las que el efecto de esta rama resulta relevante. Por tanto, su inclusión no aporta mejoras sustanciales al modelo en el rango de frecuencias analizado.

### 3.5. Cálculo de los parámetros h del transistor

Una vez caracterizado el transistor mediante el modelo de Giacoletto, es posible obtener los parámetros híbridos h correspondientes a la configuración de emisor común. Estos parámetros se utilizan habitualmente en análisis de circuitos discretos y permiten describir el comportamiento del transistor con magnitudes medibles directamente (ver Figura 15).

A partir de los valores experimentales de  $r_\pi$ ,  $g_m$  y  $r_o$ , se pueden obtener los parámetros h utilizando las siguientes relaciones:

$$h_{ie} = r_\pi \quad 1$$

$$h_{fe} = \beta = g_m \cdot r_\pi \quad 2$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o} \quad 3$$

$$h_{re} = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \quad 4$$

Sustituyendo los valores obtenidos experimentalmente:

$$h_{ie} = 13.116 \text{ k}\Omega \quad 1$$

$$h_{fe} = 802.7 \quad 2$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o} = \frac{1}{38 \cdot 10^3} = 26.32 \text{ }\mu\text{S} \quad 3$$

$$h_{re} = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \approx 1 \quad 4$$

## 4. Propuesta de diseño para integración hardware

Con el objetivo de facilitar la repetibilidad del montaje y reducir la complejidad en las conexiones externas, se ha diseñado una placa PCB específica que integra el esquema experimental para el análisis en pequeña señal y en frecuencia. Esta placa actúa como interfaz entre el transistor bajo prueba y el dispositivo Analog Discovery, simplificando el proceso

de conexión, reduciendo errores y acelerando la preparación de las medidas. En la Figura 35 puede verse un renderizado del diseño.

A diferencia del adaptador comercial existente para la caracterización en continua, esta propuesta se centra en los análisis dinámicos. El diseño contempla compatibilidad directa con los cables de Analog Discovery y soporta las dos configuraciones empleadas en el trabajo: el análisis de impedancia de entrada y la obtención del diagrama de Bode.

La placa incorpora un sistema de selección mediante jumpers que permite conmutar entre las dos configuraciones de medida, redirigiendo las conexiones de los canales del osciloscopio y el generador de señal. Esta selección se realiza a través de una matriz de  $3 \times 3$  pines en la que cada columna corresponde a una señal (entrada, salida 1 y salida 2), y la fila central actúa como común. Colocando los jumpers en la fila derecha o izquierda se elige entre el análisis de impedancia o la obtención del diagrama de Bode, respectivamente. En la Figura 34 se muestra la disposición de los jumpers para cada modo de operación.

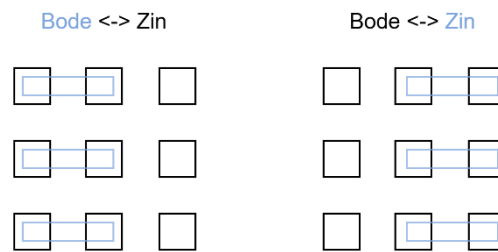
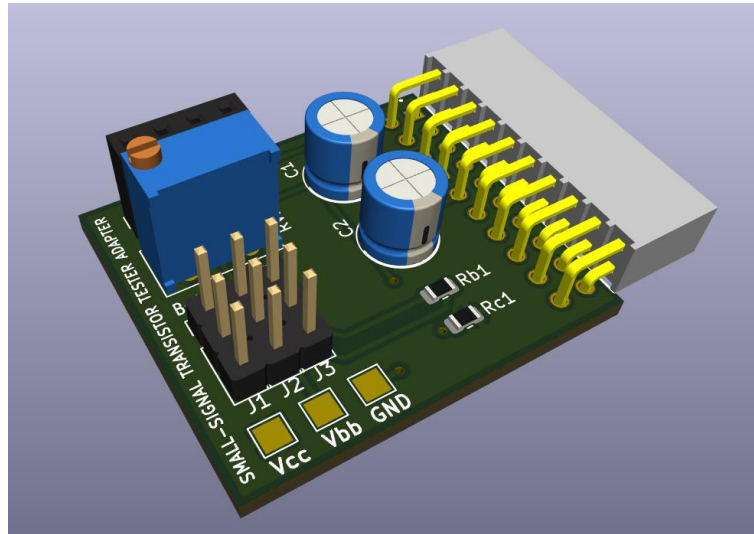


Figura 34. Configuraciones de los jumpers de la placa.

Además, dispone de un potenciómetro que, junto a la tensión aplicada por el terminal V+, permite fijar el punto de funcionamiento del transistor ajustando la tensión de base. Se han añadido puntos de test (test points) accesibles para verificar las tensiones de alimentación Vcc, Vbb y masa (GND) durante el proceso de ajuste.

El diseño completo se puede consultar en el ANEXO F: Placa de caracterización en pequeña señal para BJT.



*Figura 35. Diseño propuesto de placa hardware.*

Este diseño complementa y potencia el sistema experimental desarrollado, dotándolo de una mayor usabilidad y facilitando su implementación futura en entornos de validación rápida.

## Capítulo 4: CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE TRABAJO

A continuación, se presentan las conclusiones principales derivadas del trabajo realizado, así como una serie de posibles líneas de desarrollo a partir de los resultados obtenidos.

### 1. Conclusiones

A lo largo de este trabajo se ha logrado implementar un sistema completo de caracterización experimental para transistores bipolares en configuración de emisor común. El sistema, basado en la plataforma Analog Discovery y complementado con programación en MATLAB y WaveForms, ha permitido obtener y validar parámetros fundamentales en los tres dominios de análisis: continua, pequeña señal y frecuencia.

En continua, se han extraído las curvas características del transistor y se han determinado parámetros como la ganancia en corriente, la tensión umbral y la tensión de Early. A partir de estas medidas se ha definido un punto de operación que ha servido de base para el análisis dinámico.

En pequeña señal, se ha aplicado una señal senoidal de baja amplitud para medir la ganancia experimental del dispositivo. Se han obtenido los parámetros del modelo híbrido- $\pi$  (como  $g_m$ ,  $r_\pi$  y  $r_o$ ) y se han derivado los parámetros  $h$ . Además, se ha llevado a cabo un análisis completo de la impedancia de entrada, que ha permitido estimar de forma precisa los valores de  $r_x$ ,  $r_\pi$  y  $C_\pi$ .

En frecuencia, se ha analizado la respuesta del transistor ante señales de distinta frecuencia mediante la herramienta Network Analyzer de WaveForms. Se ha identificado la frecuencia de corte asociada a la capacidad parásita interna  $C_\mu$ , y se ha calculado su valor, completando así el modelo de Giacoletto en régimen dinámico.

Los resultados obtenidos presentan buena coherencia interna. La sistematización de las medidas, apoyada en scripts desarrollados a medida, ha permitido establecer un procedimiento fiable y versátil.

Además, se ha desarrollado el diseño de una placa PCB destinada a integrar el montaje de análisis en pequeña señal y frecuencia. Aunque aún no ha sido fabricada, esta propuesta contribuye a mejorar la repetibilidad del sistema, simplificar las conexiones y facilitar futuras implementaciones del procedimiento experimental.

En conjunto, el trabajo constituye una base sólida para el estudio práctico de dispositivos bipolares y sienta las bases para futuros desarrollos que integren medidas experimentales con modelos teóricos.

### 2. Futuras líneas de trabajo

El proyecto abre varias líneas de desarrollo y mejora, tanto en el plano técnico como metodológico:

- **Interfaz gráfica de usuario (GUI)**

Integrar una interfaz visual que permita realizar las medidas, visualizar resultados y exportar los parámetros del modelo sin necesidad de modificar código, facilitando su uso en distintos entornos.

- **Fabricación de la PCB diseñada**

Materializar el diseño propuesto de placa para análisis en pequeña señal y frecuencia, dotando al sistema de un soporte físico robusto y funcional para medidas repetibles.

- **Ampliación a otros tipos de transistores**

Adaptar el sistema para caracterizar otros dispositivos como MOSFET o JFET, lo que permitiría realizar estudios comparativos dentro del mismo entorno de medidas.

- **Exportación a simuladores**

Automatizar la generación de modelos SPICE o de simulación a partir de los parámetros obtenidos, lo que permitiría utilizar los resultados del sistema directamente en flujos de diseño de circuitos.

## BÍBLIOGRAFÍA

- [1] K. C. S. Adel S. Sedra, Microelectronic Circuits, Oxford University Press, 2015.
- [2] D. A. Neamen, Semiconductor Physics and Devices. Basic Principles, McGraw-Hill, 2012.
- [3] S. K. B. Ben G. Streetman, Solid State Electronic Devices, PEARSON, 2016.
- [4] R. B. S. R. M. Rudan, Springer Handbook of Semiconductor Devices, Springer, 2023.
- [5] «digilent,» 2023. [En línea]. Available: [https://digilent.com/reference/test-and-measurement/analog-discovery-3/start?srsId=AfmBOop6bkRjr48YZ\\_Wm7jlRvgzGHEtY38nCIPxVN5UohNAnEWQ3AY3b](https://digilent.com/reference/test-and-measurement/analog-discovery-3/start?srsId=AfmBOop6bkRjr48YZ_Wm7jlRvgzGHEtY38nCIPxVN5UohNAnEWQ3AY3b). [Último acceso: 20 mayo 2025].
- [6] A. G. González, «Modelo Pi-híbrido de pequeña señal y de alta frecuencia del transistor BJT,» *Panamabitek*, 2020.
- [7] J. Schesser, «Small Signal Equivalent Circuits for the BJT Section 8.4-8.8,» de *BME 373 Electronics II*.





## ANEXOS

A continuación, se listan los anexos elaborados en la presente memoria:

**ANEXO A.** Script de Matlab para la caracterización en continua del transistor BJT.

**ANEXO B.** Script de Matlab para el análisis en pequeña señal.

**ANEXO C.** Script de Waveforms para el análisis en frecuencia.

**ANEXO D.** Script de Waveforms para generar y procesar los datos de impedancia de entrada.

**ANEXO E.** Script de Matlab para comparar la impedancia de entrada medida con el modelo.

**ANEXO F.** Placa de caracterización en pequeña señal para BJT.

### A) Script de Matlab para la caracterización en continua del transistor BJT

A continuación, se muestra el script utilizado para la obtención de las curvas características en continua, cálculo de la ganancia en continua, tensión de Early y parámetros del modelo  $\pi$  en régimen estático.

#### Inicialización del Sistema DAQ

```
daqreset;  
AI = daq("digilent")
```

AI =

DataAcquisition using Digilent hardware:

Running: 0

Rate: 1000

NumScansAvailable: 0

NumScansAcquired: 0

NumScansQueued: 0

NumScansOutputByHardware: 0

RateLimit: []

Show channels

Show properties and methods

```
AO = daq("digilent")
```

AO =

DataAcquisition using Digilent hardware:

```

Running: 0
Rate: 1000
NumScansAvailable: 0
NumScansAcquired: 0
NumScansQueued: 0
NumScansOutputByHardware: 0
RateLimit: []

```

Show channels

Show properties and methods

```
VP = daq("digilent")
```

VP =

DataAcquisition using Digilent hardware:

```

Running: 0
Rate: 1000
NumScansAvailable: 0
NumScansAcquired: 0
NumScansQueued: 0
NumScansOutputByHardware: 0
RateLimit: []

```

Show channels

Show properties and methods

```

% add scope input channels
addinput(AI, "AD3_0", "ai0", "Voltage") % oscilloscope Channel 1
addinput(AI, "AD3_0", "ai1", "Voltage") % oscilloscope Cahnnel 2

% add AWG output channels
addoutput(AO, "AD3_0", "ao0", "Voltage") % AWG 1 source: Vcc
addoutput(AO, "AD3_0", "ao1", "Voltage") % AWG 2 source: Vbb

```

## Parámetros

```
Rb=100e3; % Base resistor, 100kohm.
```

```
Rc=1e3; % Collector resistor, 1kohm.
```

```
% sampling rate
```

```
AI.Rate = 1000 ; % Hz
```

```
AO.Rate = 1000 ; % Hz
```

## Medidas

```
vbb = 0.6; % Initial base voltage estimation.
```

```
for i=1:16 %ibb sweep
```

```
    ibb(i) = 0.5e-6*i; % Base current (A)
```

```
    for j = 1:50 % Vcc sweep.
```

```
        vcc = j*0.095 + 0.1;
```

```
        write(AO, [vcc,vbb]);
```

```
        AI_read = read (AI,seconds(0.01)); % Read durning 0.01s
```

```
        AI_read_average = median(AI_read);
```

```
        v_colector = AI_read_average.AD3_0_ai0;
```

```
        icc = (vcc - v_colector) / Rc;
```

```
        v_base = AI_read_average.AD3_0_ai1;
```

```
        ibb_medida = (vbb - v_base)/Rb;
```

```
        %Base current adjustment loop
```

```
        max_iter = 100;
```

```
        iter = 0;
```

```
        error = ibb(i) - ibb_medida;
```

```
        tolerancia = 0.01e-6;
```

```
        Kp = 10000;
```

```
        while abs(error) > tolerancia && iter < max_iter
```

```
            vbb = vbb + Kp * error;
```

```
            write(AO, [vcc,vbb]);
```

```
            pause(0.01);
```

```
            AI_read = read (AI,seconds(0.01));
```

```
            AI_read_average = median(AI_read);
```

```
            v_colector = AI_read_average.AD3_0_ai0;
```

```
            icc = (vcc - v_colector) / Rc;
```

```
            v_base = AI_read_average.AD3_0_ai1;
```

```
            ibb_medida = (vbb-v_base)/Rb;
```

```
            error = ibb(i) - ibb_medida;
```

```
            iter = iter + 1;
```

```

end

if iter == max_iter
    warning("El ajuste de corriente de base no convergió tras %d
iteraciones", max_iter);
end

%Graphics data
ib(i,j)=ibb_medida*1e6;    % ib (uA)
ice(i,j)=icc*1e3;         % ice (mA)
vce(i,j)=v_colector;      % vce (V)
vbe(i,j)=v_base;          % vce (V)
beta(i,j)=ice(i,j)/ib(i,j)*1000;
end
stop (AI);
stop(AO);

```

### Representación gráfica

```

figure(1)
plot(vce(i,:),ice(i,:))
xlabel("V_C_E (V)")
ylabel("I_C (mA)")
drawnow
hold on

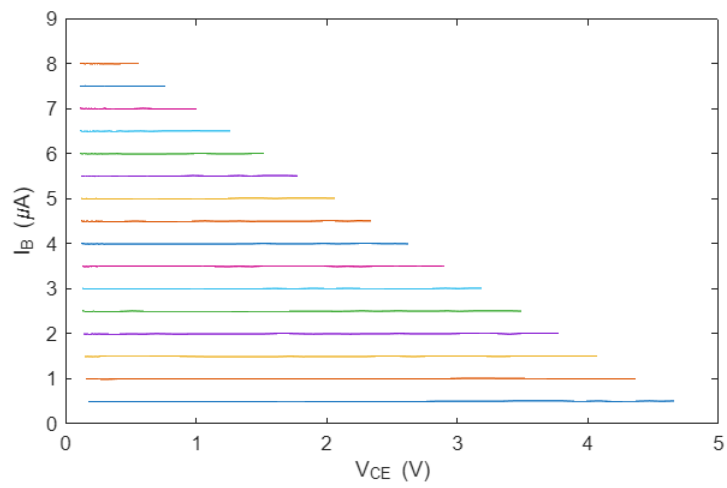
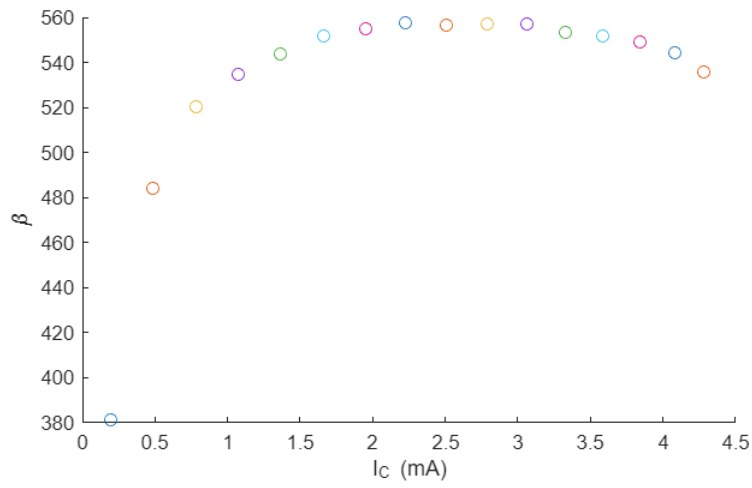
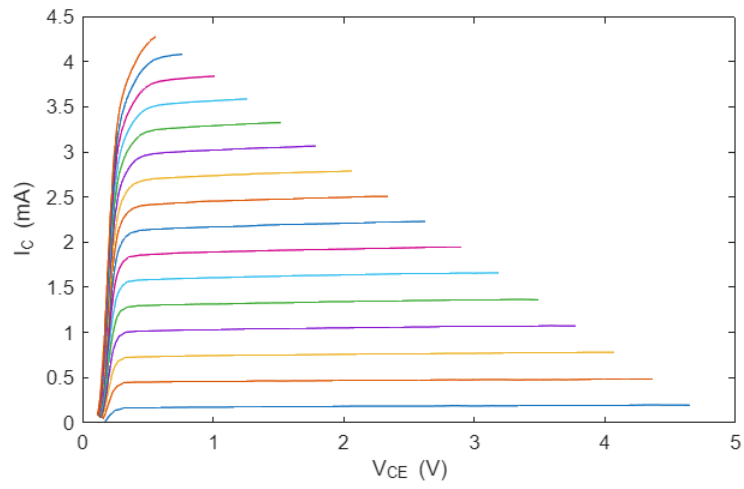
figure(2)
scatter(ice(i,50),beta(i,50))
xlabel("I_C (mA)")
ylabel("\beta")
drawnow
hold on

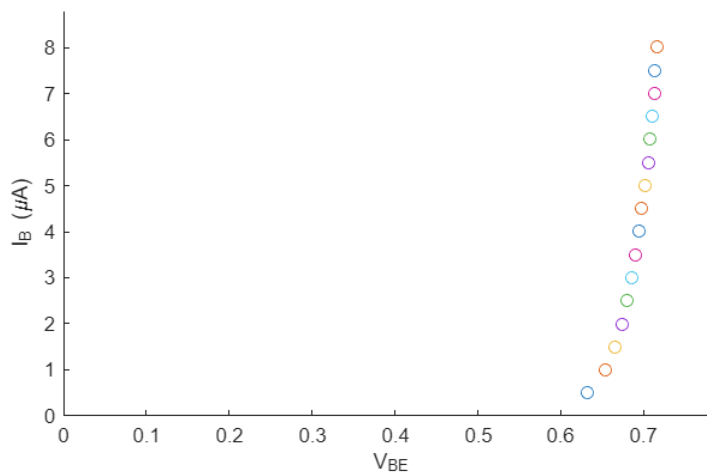
figure(3)
plot (vce(i,:),ib(i,:))
xlabel("V_C_E (V)")
ylabel("I_B (\mu A)")
drawnow
hold on

figure(4)
scatter (vbe(i,50),ib(i))
xlabel("V_B_E")
ylabel("I_B (\mu A)")
xlim([0, max(vbe(:,50)) * 1.1]);
ylim([0, max(ib(i,:)) * 1.1]);
drawnow
hold on

```

end





### Tensión Early

```
[VaMedia, VaCurvas] = calcularTensionEarly(vce, ice);
fprintf("Tensión de Early promedio estimada: %.2f V\n", VaMedia);
```

Tensión de Early promedio estimada: -57.00 V

### Punto de operación

```
% Q-point
Ic_Q = 1.5;      % mA
Vce_Q = 2.0;     % V

% Model π parameters
% Gain
if Ic_Q < min(ice(:,50)) || Ic_Q > max(ice(:,50))
    warning('Ic_Q = %.3f mA está fuera del rango de datos disponibles (%.3f - %.3f mA)', ...
        Ic_Q, min(ice(:,50)), max(ice(:,50)));
    beta_Q = NaN;
else
    beta_Q = interp1(ice(:,50), beta(:,50), Ic_Q, 'spline');
end
fprintf("Ganancia estimada en I_C = %.2f mA: β ≈ %.1f\n", Ic_Q, beta_Q);
```

Ganancia estimada en I<sub>C</sub> = 1.50 mA: β ≈ 547.9

```
k = 1.380649e-23; % Boltzman
T = 298; % Temperature (K)
q = 1.6e-19; % Electron charge
VT = k*T/q; % Thermal voltage in V
gm = Ic_Q*1e-3 / VT;
rpi = beta_Q / gm;
ro = -VaMedia / (Ic_Q*1e-3);
```

```
fprintf("Parámetros del modelo  $\pi$ :\n");
```

Parámetros del modelo  $\pi$ :

```
fprintf(" gm = %.3f mS\n", gm * 1e3);
```

gm = 58.333 mS

```
fprintf(" r $\pi$  = %.1f  $\Omega$ \n", rpi);
```

r $\pi$  = 9393.0  $\Omega$

```
fprintf(" ro = %.2f k $\Omega$ \n", ro / 1e3);
```

ro = 38.00 k $\Omega$

## Funciones

```
% Calculates Early's voltage for each curve and returns the average.
function [VaPromedio, VaPorCurva] = calcularTensionEarly(vce, ice)
    VaPorCurva = [];
    [nCurvas, ~] = size(vce);

    for i = 1:nCurvas
        Vce_i = vce(i,:);
        Ic_i = ice(i,:);

        % Active zone: Vce > 1V
        idx = Vce_i > 1;
        Vce_activa = Vce_i(idx);
        Ic_activa = Ic_i(idx);

        if numel(Vce_activa) >= 5
            p = polyfit(Vce_activa, Ic_activa, 1); % Linear adjustment
            a = p(1);
            b = p(2);
            Va_i = -b / a;
            VaPorCurva(end+1) = Va_i;
        end
    end

    VaPromedio = mean(VaPorCurva, 'omitnan');
end
```

## B) Script de Matlab para el análisis en pequeña señal

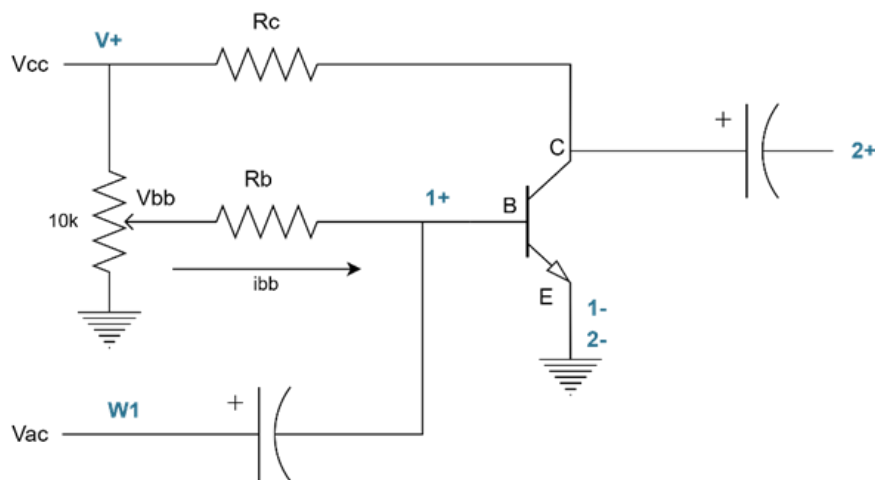
En este anexo se incluye el script utilizado para aplicar señales senoidales de baja amplitud, medir la respuesta del transistor y representar la ganancia y fase tanto en el dominio temporal

como frecuencial. El código emplea la función `readwrite` de MATLAB para realizar la adquisición sincronizada de datos a través del dispositivo Analog Discovery.

Durante el desarrollo del trabajo se comprobó que, aunque el script funcionaba correctamente a frecuencias bajas y medias, no ofrecía resultados suficientemente precisos a frecuencias elevadas debido a limitaciones en la adquisición combinada de señales (`readwrite`). Por este motivo, el análisis en frecuencia definitivo —incluyendo la obtención del diagrama de Bode y la estimación de frecuencias de corte— se llevó a cabo empleando directamente la herramienta `WaveForms`, que ofrece mayor estabilidad y resolución en ese rango.

A pesar de ello, se ha mantenido el script en este documento por su valor metodológico y por servir de base para futuras mejoras o ampliaciones.

Montaje realizado:



Ajustar potenciómetro para conseguir  $V_{bb} = 0.97V$  (definido por el punto de trabajo).

### Inicialización del Sistema DAQ

```
daqreset;
```

Samples lost:49150

Samples lost:4589

```

dq = daq("digilent");
VP = daq("digilent");

% Añadir canales (entradas y salidas en el mismo objeto)
addoutput(dq, "AD3_0", "ao0", "Voltage"); % Vac (AC senoidal)
addinput(dq, "AD3_0", "ai0", "Voltage"); % Base
addinput(dq, "AD3_0", "ai1", "Voltage"); % Colector
addoutput(VP, "AD3_0", "V+", "Voltage") % V+ source: Vcc

```

### Parámetros



```

Rb=100e3; % Base resistor, 100kohm.
Rc=1e3;   % Collector, 1kohm.

% sampling rate
dq.Rate = 1000000;
VP.Rate = 10      ; % Hz
T = 2.5;          % Duración total (s) 2.5

frecuencias_sine = [100, 500, 1000, 2000, 3000, 5000, 10000, 50000, 100000, 500000,
1000000]; % Hz
A_in = 0.02;      % Amplitud Vac (20 mV)
Vbb = 0.97;       % Señal de polarización Vbb
Vcc = 3.5;        % Alimentación colector

```

## Medidas

```

ganancias = zeros(size(frecuencias_sine));
ganancias_dB = zeros(size(frecuencias_sine));
fases_deg = zeros(size(frecuencias_sine));

for k = 1:length(frecuencias_sine)

    [fs, dqRate] = ajustarMuestreo(frecuencias_sine(k));
    dq.Rate = dqRate;

    f_sine = frecuencias_sine(k);          % Frecuencia señal (Hz)

    % Señales
    t = 0:1/fs:T - 1/fs;                  % Vector de tiempo
    Vac = A_in * sin(2* pi * f_sine * t); % Señal senoidal de entrada

    % Alimentación
    write(VP, Vcc);
    pause(0.1);

    % Adquisición sincronizada
    data = readwrite(dq, Vac(:));
    v_colector = data.AD3_0_ai1;           % Señal en el colector (salida)
    v_base = data.AD3_0_ai0;               % Señal en la base (entrada)
    t_real = (0:length(v_colector)-1) / fs;

    % Ignorar transitorios iniciales (5 ciclos)
    t_ini = T - 5 / f_sine;
    idx = (t_real >= t_ini) & (t_real <= T);
    t_cut = t_real(idx);
    v_colector_cut = v_colector(idx);
    v_base_cut = v_base(idx);

```

```

% Eliminar el valor en continua
v_base_cut = v_base_cut - mean(v_base_cut);
v_colector_cut = v_colector_cut - mean(v_colector_cut);

% Cálculo de amplitudes
A_vout = (max(v_colector_cut) - min(v_colector_cut)) / 2;
A_vin = (max(v_base_cut) - min(v_base_cut)) / 2;

% Ganancia
Av = A_vout / A_vin;
Av_dB = 20 * log10(Av);

% Fase (en grados)
fase_deg = calcularFase(v_base_cut, v_colector_cut, fs, f_sine);

% Resultados
ganancias(k) = Av;
ganancias_dB(k) = Av_dB;
fases_deg(k) = fase_deg;

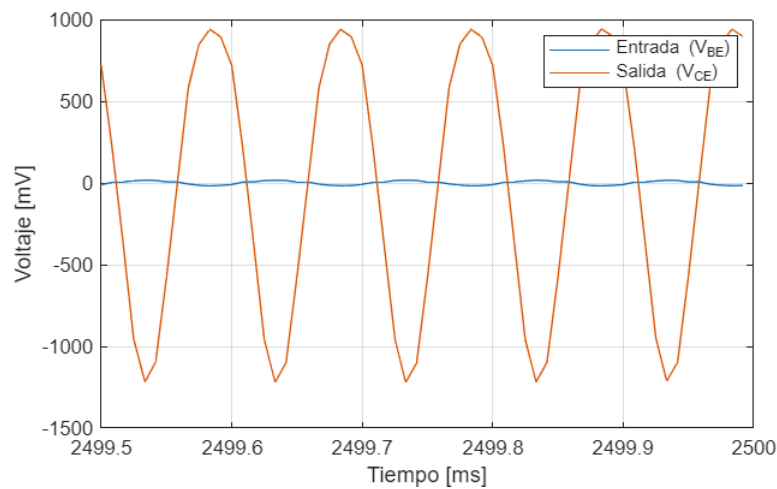
fprintf("f = %5d Hz, fs = %6.0f Hz → Av = %.2f V/V (%.2f dB), Fase = %.1f°\n",
f_sine, fs, Av, Av_dB, fase_deg);
if (f_sine == 10000)
    figure(1);
    plot(t_cut*1e3, v_base_cut*1e3); hold on;
    plot(t_cut*1e3, v_colector_cut*1e3);
    xlabel('Tiempo [ms]');
    ylabel('Voltaje [mV]');
    legend('Entrada (V_{BE})', 'Salida (V_{CE})');
    grid on;
end
end

```

```

f = 100 Hz, fs = 2000 Hz → Av = 0.08 V/V (-21.56 dB), Fase = 4.1°
f = 500 Hz, fs = 10000 Hz → Av = 3.34 V/V (10.46 dB), Fase = 180.0°
Samples lost:6
f = 1000 Hz, fs = 20000 Hz → Av = 57.16 V/V (35.14 dB), Fase = 177.8°
Samples lost:17
f = 2000 Hz, fs = 24000 Hz → Av = 59.87 V/V (35.54 dB), Fase = 179.2°
Samples lost:14
f = 3000 Hz, fs = 36000 Hz → Av = 60.17 V/V (35.59 dB), Fase = 176.9°
Samples lost:8
f = 5000 Hz, fs = 60000 Hz → Av = 57.71 V/V (35.23 dB), Fase = 178.1°
Samples lost:12
f = 10000 Hz, fs = 120000 Hz → Av = 61.20 V/V (35.73 dB), Fase = 178.2°

```



Samples lost:8

$f = 50000 \text{ Hz}$ ,  $f_s = 500000 \text{ Hz} \rightarrow A_v = 55.60 \text{ V/V}$  (34.90 dB),  $\text{Fase} = 179.1^\circ$

Samples lost:24

$f = 100000 \text{ Hz}$ ,  $f_s = 1000000 \text{ Hz} \rightarrow A_v = 52.92 \text{ V/V}$  (34.47 dB),  $\text{Fase} = 179.7^\circ$

Samples lost:17

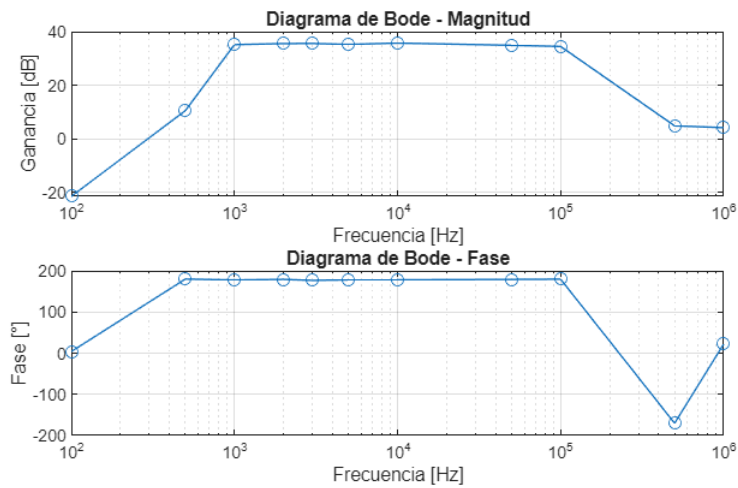
$f = 500000 \text{ Hz}$ ,  $f_s = 4000000 \text{ Hz} \rightarrow A_v = 1.74 \text{ V/V}$  (4.80 dB),  $\text{Fase} = -170.2^\circ$

Samples lost:709

$f = 1000000 \text{ Hz}$ ,  $f_s = 8000000 \text{ Hz} \rightarrow A_v = 1.60 \text{ V/V}$  (4.11 dB),  $\text{Fase} = 22.3^\circ$

## Representación gráfica Bode

```
figure(3);
% Ganancia
subplot(2,1,1);
semilogx(frecuencias_sine, ganancias_dB, 'o-');
xlabel('Frecuencia [Hz]');
ylabel('Ganancia [dB]');
title('Diagrama de Bode - Magnitud');
grid on;
% Fase
subplot(2,1,2);
semilogx(frecuencias_sine, fases_deg, 'o-');
xlabel('Frecuencia [Hz]');
ylabel('Fase [°]');
title('Diagrama de Bode - Fase');
grid on;
```



## Funciones

```
function [fs, dqRate] = ajustarMuestreo(f_sine)
    % Ajuste empírico basado en resultados observados
    if f_sine <= 1e3
        dqRate = 10e3;
        fs = 20 * f_sine;
    elseif f_sine <= 10e3
        dqRate = 50e3;
        fs = 12 * f_sine;
    elseif f_sine <= 100e3
        dqRate = 100e3;
        fs = 10 * f_sine;
    elseif f_sine <= 1e6
        dqRate = 1e6;
        fs = 8 * f_sine;
    elseif f_sine <= 5e6
        dqRate = 2e6;
        fs = 6 * f_sine;
    else
        dqRate = 50e6;
        fs = 5 * f_sine;
    end
end

function fase_deg = calcularFase(vin, vout, fs, f_sine)

    N = length(vin);
    Vin = fft(vin);
    Vout = fft(vout);

    % Índice de frecuencia objetivo
    f_vector = (0:N-1) * fs / N;
    [~, idx_f] = min(abs(f_vector - f_sine));
```

```
% Fase relativa
fase_rad = angle(Vout(idx_f)) - angle(Vin(idx_f));
fase_deg = rad2deg(fase_rad);

% Normalizar a [-180, 180]
if fase_deg > 180
    fase_deg = fase_deg - 360;
elseif fase_deg < -180
    fase_deg = fase_deg + 360;
end
end
```

### C) Script de Waveforms para el análisis en frecuencia

Este anexo incluye el script desarrollado en el entorno WaveForms para llevar a cabo el análisis en frecuencia del transistor. Mediante el uso del módulo Network Analyzer, se ha automatizado el barrido en frecuencia, la visualización del diagrama de Bode y la obtención de las frecuencias de corte asociadas a la ganancia del sistema.

A partir de las frecuencias de corte obtenidas se ha calculado la capacidad parásita  $C_{\mu}$ , correspondiente a la unión colector-base, utilizando la expresión de un filtro RC de primer orden.

```
clear()

if(!('Network' in this) || !('Supplies' in this)) throw "Please open the
Network Analyzer and Supplies instruments";

Options.Frequency.value = 125000000;

// Parámetros
const Rb = 100000;
const Rc = 1000;
var amplitudes = [0.01, 0.02, 0.04, 0.06];

// Configurar alimentación V+ a 3.5 V
Supplies.run();
Supplies.Output.PositiveSupply.Voltage.value = 3.5;
Supplies.Output.PositiveSupply.Enable.checked;
print("Alimentando el dispositivo.");
wait(20);

// Configurar el analizador de red
Network.Frequency.Start.value = 100; // Hz
Network.Frequency.Stop.value = 31250000; // 31.25 MHz
Network.Frequency.Steps.value = 501;
```

```

Network.Frequency.Scale.text = "Logarithmic";
Network.Wavegen.Mode.text = "Constant"; // Amplitud constante
Network.Magnitude.Top.value = 50;
Network.Magnitude.Bottom.value = -50;
Network.Magnitude.Units.text = "dB";
Network.Phase.Ref.text = "Channel 1";

for (var a = 0; a < amplitudes.length; a++) {
    var amp = amplitudes[a];
    print("\n=== Amplitud de entrada: " + (amp*1000) + " mV ===");
    Network.Wavegen.Amplitude.value = amp;

    // Ejecutar el barrido
    Network.single();
    print("Ejecutando barrido en frecuencia.");
    Network.wait();
    print("Barrido ejecutado.");

    // Resultados
    var freq = Network.Channel1.frequency;
    var mag1 = Network.Channel1.magnitude;
    var mag2 = Network.Channel2.magnitude;

    // Calcular ganancia en dB como CH2 - CH1
    var gain_dB = [];
    for (var i = 0; i < freq.length; i++) {
        gain_dB.push(mag2[i] - mag1[i]);
    }

    var fc = calcularFrecuenciaCorte(freq, gain_dB);

    print("Frecuencia de corte (-3 dB): " + fc + " Hz");
    print("Capacidad de vaciamiento Cu: " + 1 / (2 * Math.PI * fc * Rc) *
1e12 + " pF");

    Network.stop();
}

// 6. Finalizar (opcional)
Supplies.stop();
Network.stop();

// Funciones

/*
 * Calcula la frecuencia de corte (-3 dB) a partir de un array de
frecuencias y magnitudes.

```

```

* Ignora las frecuencias muy bajas (por debajo de 1 kHz) para evitar
errores de medida.
* Devuelve la primera frecuencia en la que la ganancia cae 3 dB respecto
al valor máximo.
*/
function calcularFrecuenciaCorte(freq, mag) {
    var minFreq = 2000; // Ignorar puntos por debajo de 2 kHz
    var iStart = 0;
    // Encontrar el índice donde freq ≥ minFreq
    for (var i = 0; i < freq.length; i++) {
        if (freq[i] >= minFreq) {
            iStart = i;
            break;
        }
    }

    var maxMag = mag[iStart];
    for (var i = iStart + 1; i < mag.length; i++) {
        if (mag[i] > maxMag) {
            maxMag = mag[i];
        }
    }

    for (var i = iStart; i < mag.length; i++) {
        if (mag[i] <= maxMag - 3) {
            return freq[i];
        }
    }
    return -1;
}

```

#### D) Script de Waveforms para generar y procesar los datos de impedancia de entrada

A continuación se presenta el script utilizado para el procesado de los datos obtenidos mediante la herramienta Network Analyzer del software WaveForms. Este código permite calcular los parámetros  $r_x$ ,  $r_\pi$  y  $C_\pi$  a partir de las mediciones experimentales.

```

clear()

if(!('Network' in this) || !('Supplies' in this)) throw "Please open the Network
Analyzer and Supplies instruments";

Options.Frequency.value = 12500000;

// Parámetros
const Rb = 100000;

```

```
const Rc = 1000;

// Configuración alimentación V+ a 3.5 V
Supplies.run();
Supplies.Output.PositiveSupply.Voltage.value = 3.5;
Supplies.Output.PositiveSupply.Enable.checked;
print("Alimentando el dispositivo.");
wait(20);

// Configuración del analizador de red
Network.Frequency.Start.value = 100;
Network.Frequency.Stop.value = 20000000;
Network.Frequency.Steps.value = 1001;
Network.Frequency.Scale.text = "Logarithmic";
Network.Wavegen.Mode.text = "Constant";
Network.Magnitude.Top.text = "50 mV";
Network.Magnitude.Bottom.text = "0 V";
Network.Magnitude.Units.text = "Vpeak (V)";
Network.Wavegen.Amplitude.value = 0.02;
Network.Phase.Ref.text = "Channel 2";

// Ejecución del barrido
Network.single();
print("Ejecutando barrido en frecuencia.");
Network.wait();
print("Barrido ejecutado.");

// Resultados
var mag1 = Network.Channel1.magnitude;
var mag2 = Network.Channel2.magnitude;
var freq = Network.Channel2.frequency;
var phase_deg = Network.Channel1.phase;
var phase_rad = [];

// Filtrado de rango de frecuencias útil: 200 Hz - 10 MHz
var freq_f = [], mag1_f = [], mag2_f = [], phase_deg_f = [];
for (var i = 0; i < freq.length; i++) {
    if (freq[i] >= 200 && freq[i] <= 10e6) {
        freq_f.push(freq[i]);
        mag1_f.push(mag1[i]);
        mag2_f.push(mag2[i]);
        phase_deg_f.push(phase_deg[i]);
    }
}

for (var i = 0; i < phase_deg.length; i++) {
    phase_rad.push(phase_deg[i] * Math.PI / 180);
}
```



```

}

// Cálculo de impedancias
var Zin = [], Rin = [], Xin = [];
for (var i = 0; i < freq_f.length; i++) {
    if (mag2_f[i] == 0) continue;
    var Z = Rb * (mag1_f[i] / mag2_f[i]);
    var phase_rad = phase_deg_f[i] * Math.PI / 180;
    Zin.push(Z);
    Rin.push(Z * Math.cos(phase_rad));
    Xin.push(Z * Math.sin(phase_rad));
}

// Obtención de rpi + rx (zona baja frecuencia)
var r_total = 0;
for (var i = 10; i <= 20; i++) r_total += Rin[i];
r_total /= 11;

// Obtención de rx (zona alta frecuencia)
var rx = 0;
for (var i = freq_f.length - 10; i < freq_f.length; i++) rx += Rin[i];
rx /= 10;

// Cálculo de Cpi punto a punto
var Cpi_f = [];
for (var i = 0; i < freq_f.length; i++) {
    var f = freq_f[i];
    var X = Math.abs(Xin[i]);
    Cpi_f.push(1 / (2 * Math.PI * f * X));
}

// Cálculo media de Cpi entre 200 kHz y 300 kHz
var Cpi_sum = 0, count = 0;
for (var i = 0; i < freq_f.length; i++) {
    if (freq_f[i] >= 200000 && freq_f[i] <= 300000) {
        Cpi_sum += Cpi_f[i];
        count++;
    }
}
var Cpi_mean = Cpi_sum / count;

print("\n--- Parámetros estimados ---");
print("r_total (rπ + rx): " + (r_total / 1000).toFixed(3) + " kΩ");
print("rx: " + rx.toFixed(0) + " Ω");
print("rπ: " + (r_total - rx).toFixed(0) + " Ω");
print("Cπ media entre 200-300 kHz: " + (Cpi_mean * 1e12).toFixed(1) + " pF");

Supplies.stop();

```

```
Network.stop();
```

### E) Script de Matlab para comparar la impedancia de entrada medida con el modelo

A continuación se incluye el live script de Matlab en el que se ha graficado una comparación entre la impedancia de entrada medida y la estimada teóricamente a partir de los parámetros característicos calculados:  $r_x$ ,  $r_\pi$  y  $C_\pi$ . Se parte del archivo exportado de datos del Network Analyzer de Waveforms, bajo el nombre de *network\_data.csv*.

#### Cargar y preprocesar los datos de WaveForms

```
Rb = 100e3; % Resistencia base usada en la polarización

filename = 'network_data.csv';
all_lines = readlines(filename);

% Buscar línea donde comienzan los datos
for i = 1:length(all_lines)
    if count(all_lines(i), ',') >= 3 && ~startsWith(all_lines(i), '#')
        data_start = i;
        break;
    end
end

% Configurar importación desde el .csv
opts = delimitedTextImportOptions("NumVariables", 4, "DataLines", data_start);
opts.Delimiter = ",";
opts.VariableNames = ["Frequency", "V1", "Phase1", "V2"];
opts.VariableTypes = ["double", "double", "double", "double"];

data = readtable(filename, opts);

% Filtrar entre 200 Hz y 10 MHz (zona útil)
data = data(data.Frequency >= 200 & data.Frequency <= 10e6, :);

% Asignar variables
freq = data.Frequency;
v1 = data.V1;
v2 = data.V2;
phase1_deg = data.Phase1;

% Impedancia medida
Zin_mag = Rb .* (v1 ./ v2); % |Zin|
Zin_phase = deg2rad(phase1_deg); % fase en radianes
Rin = Zin_mag .* cos(Zin_phase); % Parte real
Xin = Zin_mag .* sin(Zin_phase); % Parte imaginaria
```

### Cálculo de parámetros característicos

```

r_total = mean(Rin(10:20));           % r $\pi$  + r $x$  (zona baja frecuencia)
rx = mean(Rin(end-10:end));           % r $x$  (zona alta frecuencia)
f_rx = mean(freq(end-10:end));        % frecuencia media alta

% Cálculo de C $\pi$  punto a punto
Cpi_f = 1 ./ (2 * pi .* freq .* abs(Xin)); % Faradios
% Media en rango 200-300 kHz
mask = freq >= 200e3 & freq <= 300e3;
Cpi_mean_rango = mean(Cpi_f(mask));

% Mostrar resultados
fprintf("Resistencia a bajas frecuencias (r $X$  + r $\pi$ ) = %.3f k $\Omega$ \n", r_total/1e3);

```

Resistencia a bajas frecuencias (r $X$  + r $\pi$ ) = 15.216 k $\Omega$

```

fprintf("Resistencia a altas frecuencias (r $X$ ) = %.3f k $\Omega$ \n", rx/1e3);

```

Resistencia a altas frecuencias (r $X$ ) = 2.099 k $\Omega$

```

fprintf("Capacidad C $\pi$  media entre 200 y 300 kHz: %.2f pF\n", Cpi_mean_rango *
1e12);

```

Capacidad C $\pi$  media entre 200 y 300 kHz: 299.78 pF

### Gráfico 1: Impedancia y fase

```

figure(1);
yyaxis left
semilogx(freq, Rin, 'b-', 'LineWidth', 1.2); hold on;
semilogx(freq, Zin_mag, 'k-', 'LineWidth', 1.2);
ylabel('Impedancia ( $\Omega$ )');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
grid on;

yyaxis right
semilogx(freq, phase1_deg, 'r-', 'LineWidth', 1.2);
ylabel('Fase ( $^{\circ}$ )');
title('Impedancia de entrada vs frecuencia');
legend('Rin ( $\Omega$ )', '|Zin| ( $\Omega$ )', 'Fase ( $^{\circ}$ )', 'Location', 'southwest');

```

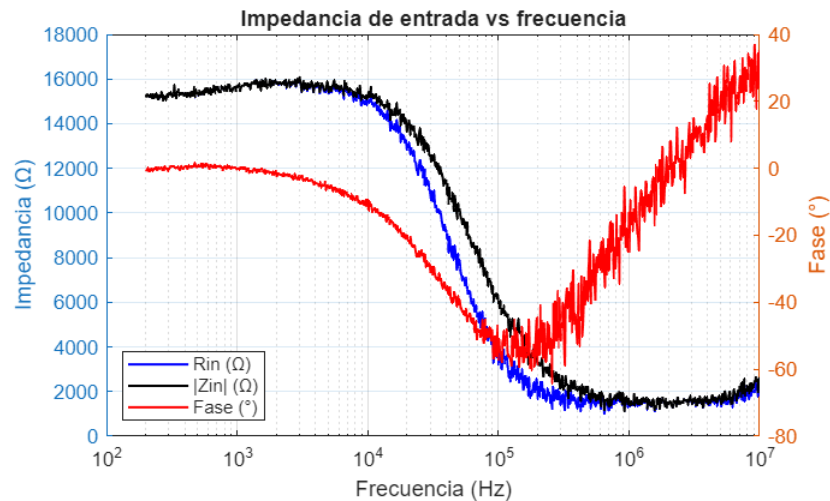
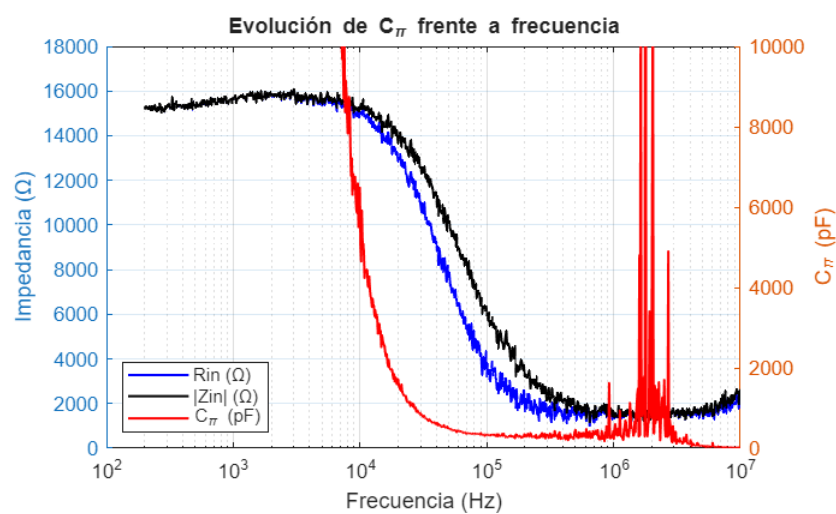


Gráfico 2: Impedancia y Cpi

```
figure(2);
yyaxis left
semilogx(freq, Rin, 'b-', 'LineWidth', 1.2); hold on;
semilogx(freq, Zin_mag, 'k-', 'LineWidth', 1.2);
ylabel('Impedancia (Ω)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
grid on;

yyaxis right
semilogx(freq, Cpi_f * 1e12, 'r-', 'LineWidth', 1.2); % pF
ylim([0 10000]);
ylabel('Cπ (pF)');
title('Evolución de Cπ frente a frecuencia');
legend('Rin (Ω)', '|Zin| (Ω)', 'Cπ (pF)', 'Location', 'southwest');
```



Comparación con modelo teórico

$$Z_{in} = r_X + (r_{\pi} || C_{\pi}) = r_X + \frac{\omega r_{\pi}}{1 + (\omega r_{\pi} C_{\pi})^2} - j \frac{\omega C_{\pi} r_{\pi}^2}{1 + (\omega r_{\pi} C_{\pi})^2}$$

```
% Parámetros modelo
Rx = rx; % Ω
Rpi = r_total-rx; % Ω
Cpi = Cpi_mean_rango; % F

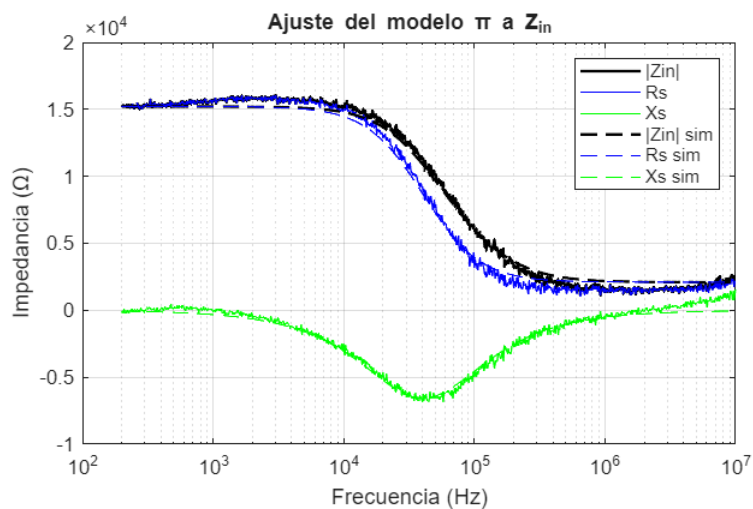
% Impedancia simulada punto a punto
Zsim = Rx + 1 ./ (1/Rpi + 1j*2*pi*freq*Cpi);
Rsim = real(Zsim);
Xsim = imag(Zsim);
Zsim_mod = abs(Zsim);
```

**Gráfico 3: Comparación modelo y medida**

```
figure(3);
semilogx(freq, Zin_mag, 'k', 'LineWidth', 1.4); hold on;
semilogx(freq, Rin, 'b');
semilogx(freq, Xin, 'g');

semilogx(freq, Zsim_mod, 'k--', 'LineWidth', 1.4);
semilogx(freq, Rsim, 'b--');
semilogx(freq, Xsim, 'g--');

legend('|Zin|', 'Rs', 'Xs', '|Zin| sim', 'Rs sim', 'Xs sim');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Impedancia (Ω)');
title('Ajuste del modelo π a Z_{in}');
grid on;
```



## F) Placa de caracterización en pequeña señal para BJT

Este anexo recoge el diseño de una placa PCB destinada a facilitar el análisis en pequeña señal y en frecuencia de transistores bipolares de unión (BJT). La placa actúa como una interfaz entre el dispositivo bajo prueba y el sistema Analog Discovery, simplificando las conexiones, evitando errores de cableado y agilizando la realización de las medidas.

Permite implementar de forma estructurada los dos tipos de medidas principales utilizadas:

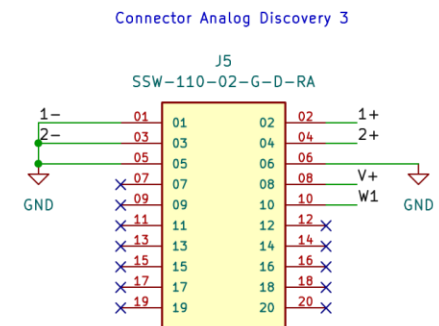
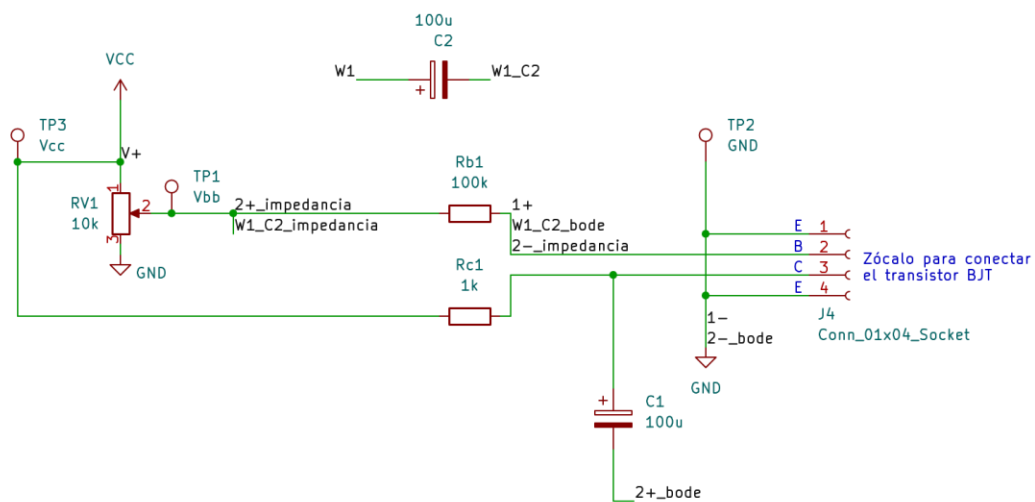
- Análisis de impedancia de entrada.
- Obtención del diagrama de Bode mediante barrido en frecuencia.

El diseño incluye:

- Un sistema de selección mediante jumpers que permite conmutar manualmente las conexiones de los canales del osciloscopio entre las dos configuraciones de medida posibles.
- Un potenciómetro que, junto a la alimentación externa, permite ajustar la tensión de base y fijar el punto de operación deseado.
- Test points accesibles para verificar las tensiones clave del montaje:  $V_{cc}$ ,  $V_{bb}$  y GND.

A continuación, se muestran las vistas del esquemático y del layout de la placa.

Conexiones Bode	Conexiones impedancia
J1	J3
Conn_01x03_Pin	Conn_01x03_Pin
<u>1</u> 2+_bode	<u>1</u> 2+_impedancia
<u>2</u> 2-_bode	<u>2</u> 2-_impedancia
<u>3</u> W1_C2_bode	<u>3</u> W1_C2_impedancia



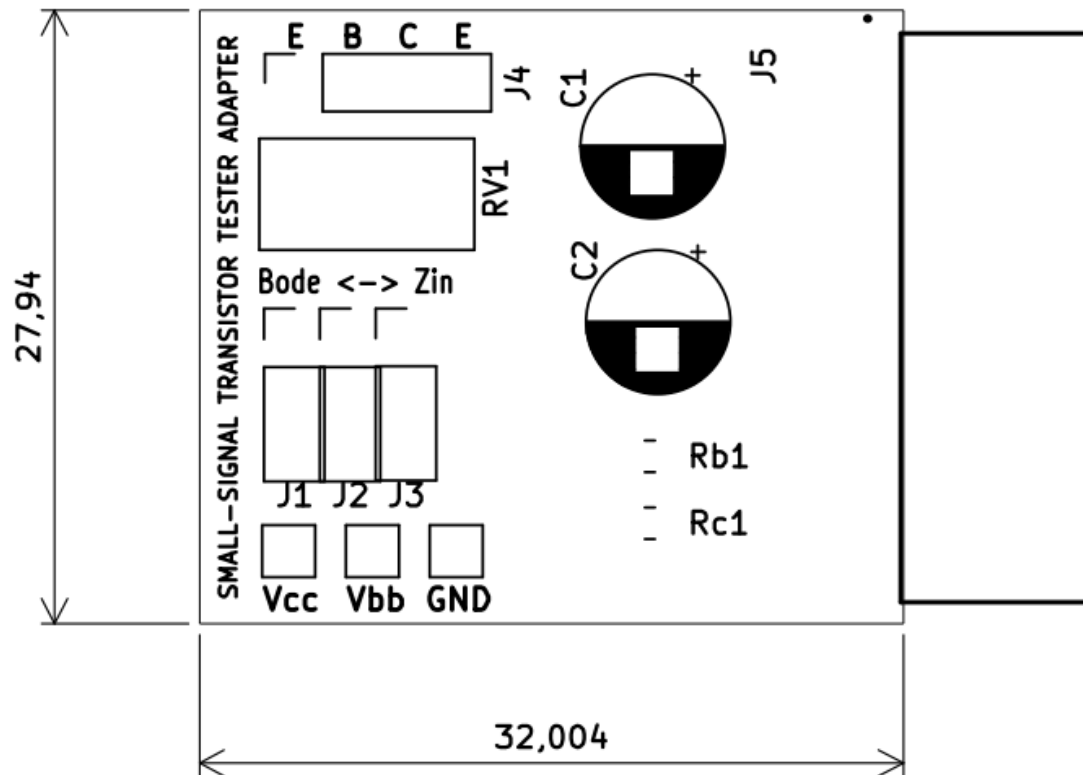


Figura 36. Serigrafía superior

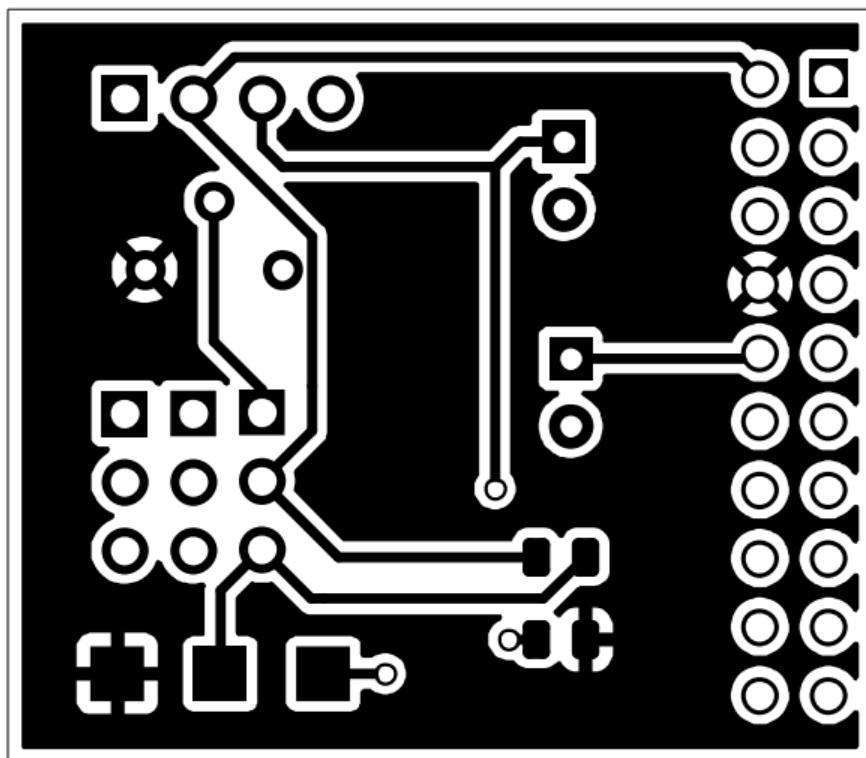


Figura 37. Pistas de cobre capa superior.



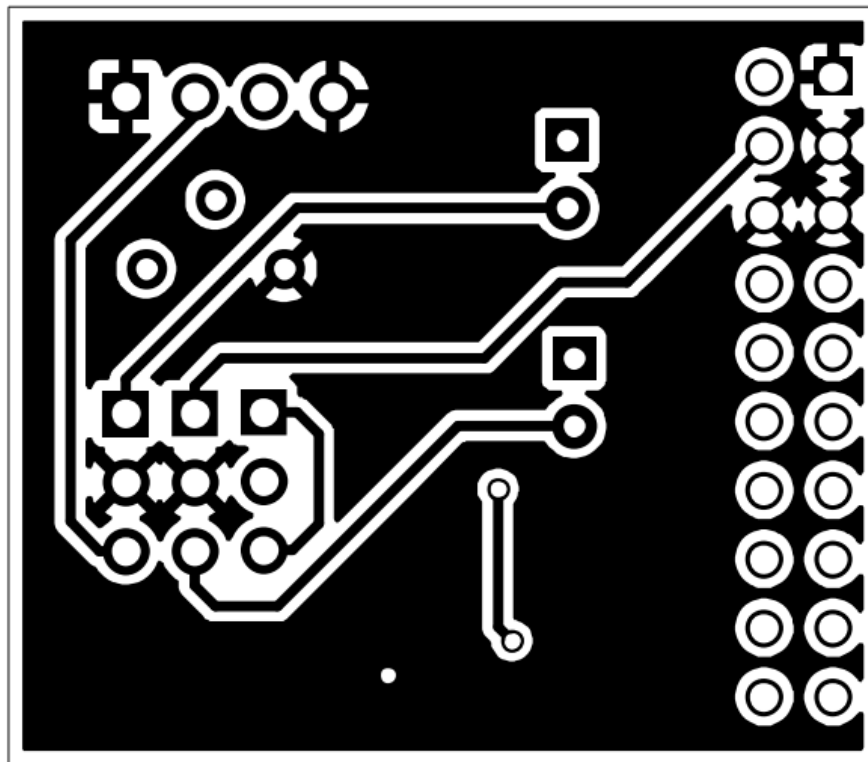


Figura 38. Pistas de cobre capa inferior.

A continuación, se muestra el BOM con la ubicación de cada componente:

References	Value	Footprint
C1	100u	CP_Radial_D6.3mm_P2.50mm
C2	100u	CP_Radial_D6.3mm_P2.50mm
Rb1	100k	R_0805_2012Metric
Rc1	1k	R_0805_2012Metric
RV1	10k	Potentiometer_Bourns_3296Y_Vertical
TP1	Vbb	TestPoint_Pad_2.0x2.0mm
TP2	GND	TestPoint_Pad_2.0x2.0mm
TP3	Vcc	TestPoint_Pad_2.0x2.0mm
J1	Conn_01x03_Pin	PinHeader_1x03_P2.54mm_Vertical
J2	Conn_01x03_Pin	PinHeader_1x03_P2.54mm_Vertical
J3	Conn_01x03_Pin	PinHeader_1x03_P2.54mm_Vertical
J4	Conn_01x04_Socket	PinSocket_1x04_P2.54mm_Vertical
J5	SSW-110-02-G-D-RA	SAMTEC_SSW-110-02-G-D-RA

