

Comparación Par Darlington vs Par Sziklai

Francisco Basili
Ingeniería Electrónica
ITBA

Buenos Aires, Argentina
fbasili@itba.edu.ar

Ignacio Porras
Ingeniería Electrónica
ITBA

Comodoro Rivadavia, Argentina
jporras@itba.edu.ar

Kevin Wahle
Ingeniería Electrónica
ITBA

Buenos Aires, Argentina
kwahle@itba.edu.ar

Resumen—El objetivo de este artículo es hacer un análisis completo y detectar las diferencias entre el Par Darlington y el Par Sziklai, configuraciones que inicialmente parecen muy similares.

I. INTRODUCCIÓN

A la hora de analizar cuál configuración implementar para diseñar un amplificador determinado, la configuración Darlington suele ser una de las principales opciones a considerar. Sin embargo, existe una configuración semejante a ella que no suele ser muy utilizada, la configuración Sziklai. A lo largo de este informe, buscaremos analizar y comparar los diferentes parámetros de ambas para una determinada I_{out} logrando concluir cuándo será conveniente inclinarse por una o por la otra. Se utilizarán los circuitos de las fig. 1 y fig. 2 para comparar entre sí ya que son topologías mejoradas de cada configuración y se intentará, a su vez, encontrar aquellos valores de componentes que maximicen sus ganancias de corriente.

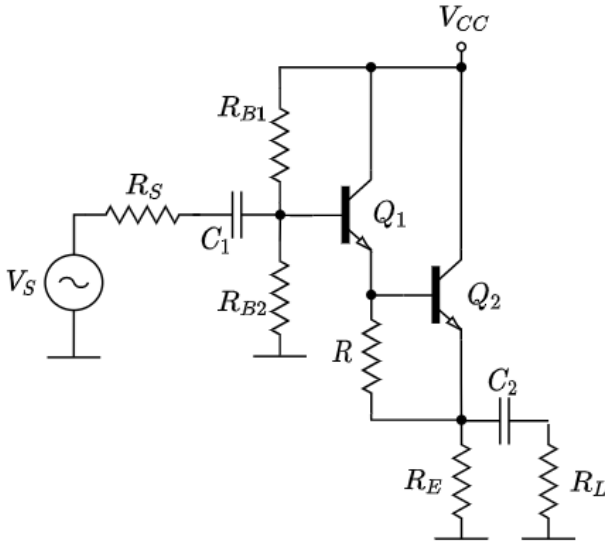


Figura 1: Configuración Darlington

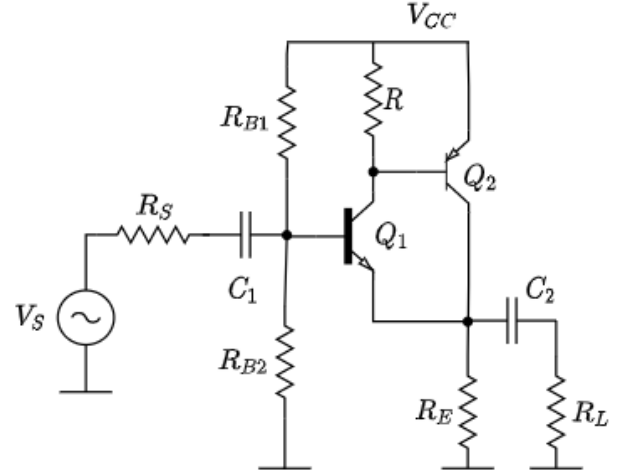


Figura 2: Configuración Sziklai

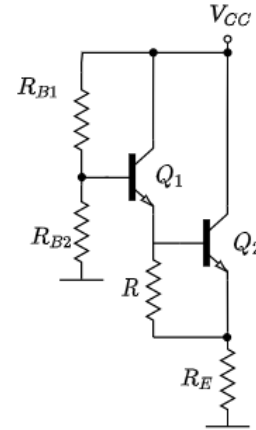


Figura 3: Polarización Darlington

II. ANÁLISIS MATEMÁTICO

II-A. Darlington

II-A1. Polarización: Comenzando con la polarización, podemos reducir el circuito al de la fig. 3 donde podemos hacer

los reemplazos de eq. (1) y basándonos en el sistema de eq. (2) obtenemos eq. (3).

$$R_B = R_{B1} // R_{B2} \quad V_{th} = V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} \quad (1)$$

$$\begin{cases} V_{th} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + (I_{E2} + \frac{V_{BE2}}{R})R_E \\ I_{CQ1} \frac{h_{FE1}+1}{h_{FE1}} = I_{B2} + \frac{V_{BE2}}{R} \\ I_{CQ2} = h_{FE2}I_{B2} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} I_{CQ1} &= \left(\frac{I_{E2}}{h_{FE2}+1} + \frac{V_{BE2}}{R} \right) \frac{h_{FE1}}{h_{FE1}+1} \\ I_{CQ2} &= I_{E2} \frac{h_{FE2}}{h_{FE2}+1} \\ V_{CE1} &= V_{CC} - V_{BE2} - I_{E2}R_E \\ V_{CE2} &= V_{CC} - I_{E2}R_E \end{aligned} \quad (3)$$

II-A2. *Modelo incremental:* Luego, calculamos los diferentes parámetros del modelo incremental con las eq. (4).

$$g_{m_x} = \frac{I_{CQ_x}}{V_T} \quad h_{ie_x} = \frac{\beta_x + 1}{g_{m_x}} \quad r_{ce_x} = \frac{V_A}{I_{C_x}} \quad (4)$$

II-A3. *Circuito incremental:* Realizando el circuito para pequeña señal (fig. 4) y considerando eq. (5) calculamos los diferentes parámetros del circuito incremental en eq. (6).

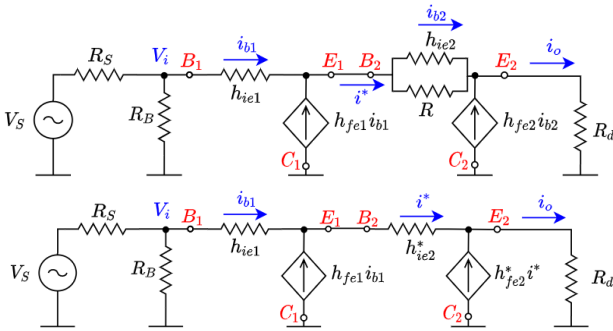


Figura 4: Circuito incremental

$$\begin{aligned} h_{fe2}^* &= h_{fe2} \cdot \frac{R}{R + h_{ie2}} \\ h_{ie2}^* &= h_{ie2} // R \\ R_d &= R_E // R_L \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \Delta i &= (h_{fe2}^* + 1)(h_{fe1} + 1) \frac{R_E}{R_E + R_L} \\ \Delta V &= \frac{(h_{fe1} + 1)(h_{fe2} + 1)R_d}{h_{ie1} + (h_{fe1} + 1)h_{ie2} + (h_{fe1} + 1)(h_{fe2} + 1)R_d} \\ R_i &= (h_{ie1} + (h_{fe1} + 1)(h_{ie2}^* + (h_{fe2}^* + 1)R_d)) \\ R_{ia} &= R_i // R_B \\ \Delta i_s &= \Delta i \cdot \frac{R_B}{R_i + R_B} \end{aligned} \quad (6)$$

Para analizar la impedancia de salida, se partió del circuito de la fig. 5 y con un paso intermedio (eq. (7)) obtuvimos la impedancia de salida del amplificador (eq. (8)).

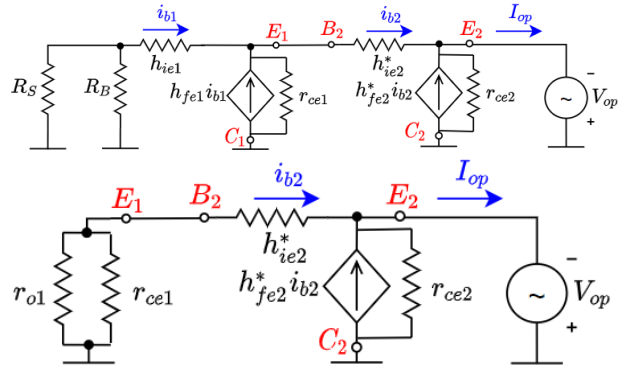


Figura 5: Impedancia de salida

$$r_{o1} = \frac{R_S // R_B + h_{ie1}}{h_{fe1} + 1} \quad (7)$$

$$R_{oa} = \frac{r_{o1} // r_{ce1} + h_{ie2}^* // r_{ce2} // R_e}{h_{fe2}^* + 1} \quad (8)$$

II-B. Sziklai

II-B1. *Polarización:* Comenzando con la polarización, podemos reducir el circuitos al de la fig. 6 donde podemos hacer los reemplazos de eq. (9) y basándonos en el sistema de eq. (10) obtenemos eq. (11).

$$\begin{aligned} R_B &= R_{B1} // R_{B2} \\ V_{th} &= V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} \\ \alpha_1 &= \frac{h_{FE1} + 1}{h_{FE1}} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{cases} V_{th} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + (I_{CQ1}\alpha_1 + I_{CQ2}) \\ I_R = \frac{V_{BE2}}{R} = I_{CQ1} - \frac{I_{CQ2}}{h_{FE2}} \end{cases} \quad (10)$$

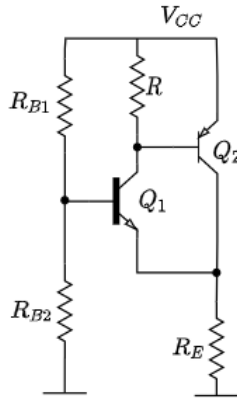


Figura 6: Polarización Sziklai

$$I_{CQ2} = \frac{V_{th} - V_{BE1} - V_{BE2} \left(\frac{1}{h_{FE1}R} + \frac{\alpha_1 h_{FE1} R_E}{R} \right)}{R_E \left(1 + \frac{\alpha_1}{h_{FE2}} \right) + \frac{R_b}{h_{FE1} h_{FE2}}}$$

$$I_{CQ1} = \frac{V_{BE2}}{R} + \frac{I_{CQ2}}{h_{FE2}}$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{CQ1}(R + \alpha_1 R_E) - I_{CQ2} \left(R_E - \frac{R}{h_{FE2}} \right)$$

$$V_{CE2} = I_{CQ1} \alpha_1 R_E + I_{CQ2} R_E - V_{CC}$$

(11)

II-B2. Modelo incremental: Luego, calculamos los diferentes parámetros del modelo incremental con las eq. (4) tal como lo hicimos con la configuración Darlington.

II-B3. Circuito incremental: Realizando el circuito para pequeña señal (fig. 7), despreciando r_{cex} y considerando eq. (5) calculamos los diferentes parámetros del circuito incremental en eq. (12).

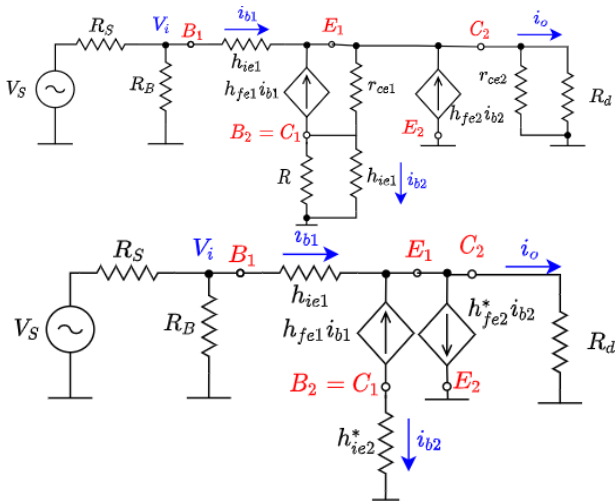


Figura 7: Circuito incremental

$$\Delta i = \left(h_{fe1} h_{fe2} \cdot \frac{R}{R + h_{ie1}} + h_{fe1} \right) \frac{R_E}{R_E + R_L}$$

$$\Delta V = \frac{\Delta i \cdot R_d}{\Delta i \cdot R_d + h_{ie1}}$$

$$R_i = h_{ie1} + \Delta i \cdot R_d$$

$$R_{ia} = R_i // R_B$$

$$\Delta i_s = \Delta i \cdot \frac{R_B}{R_i + R_B}$$

(12)

Para analizar la impedancia de salida, se partió del circuito de la fig. 8 y con un paso intermedio (eq. (13)) obtuvimos la impedancia de salida del amplificador (eq. (14)).

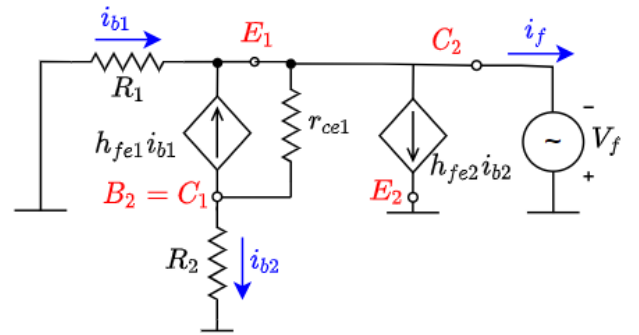


Figura 8: Impedancia de salida

$$R_1 = R_S // R_B + h_{ie1} \quad R_2 = h_{ie2} // R \quad (13)$$

$$R_o = \left(\frac{1}{R_1} + (h_{fe2}^* + 1) \frac{r_{ce1} h_{fe1} - 1}{r_{ce1} + R_2} \right)^{-1}$$

$$R_{oa} = R_o // r_{ce2}$$

(14)

II-C. Resumen

Luego de este análisis podemos llegar a una serie de conclusiones generales entre ambas topologías:

- Ambas ganancias de corriente dependen en mayor medida del producto $h_{fe1} \cdot h_{fe2}$. En el Sziklai, ese término se ve atenuado por un divisor de corriente pero compensado por la adición de h_{fe1} .
- Ambas ganancias de tensión se aproximan a uno para altos h_{fe1} y h_{fe2} aunque en la configuración Sziklai es más probable que esa aproximación sea válida.
- La impedancia de salida del Sziklai parece realmente baja debido a que el término $\frac{r_{ce1} h_{fe1}}{R_1} (h_{fe2}^* + 1)$ es grande. Por su lado, la impedancia del Darlington termina siendo

aproximadamente $\frac{h_{ie2} // R}{h_{fe1} + 1}$ que también es un resultado muy bueno.

Podemos notar que estas conclusiones no dan determinaciones ciertas entre ambas configuraciones y será en la etapa de diseño donde elegiremos los componentes para potenciar los parámetros de cada una de ellas.

III. DISEÑO DE AMPLIFICADORES

Para el diseño del Darlington se utilizó de manera combinada los programas *Matlab* y *LTSpice*. Tanto el código como el esquemático utilizado se pueden encontrar en el Anexo, o en el [repositorio de Github](#).

Para el diseño había varios factores a tener en cuenta:

- Ambos transistores deben encontrarse polarizados en la zona de operación lineal y no excederse en potencia, es decir, que deben encontrarse dentro de la S.O.A.R.
- El h_{fe} varía dependiendo de la I_{CQ} de ambos transistores (NPN y PNP), tal como se puede observar en la fig. 9. El circuito utilizado para la medición fue el de la fig. 20.

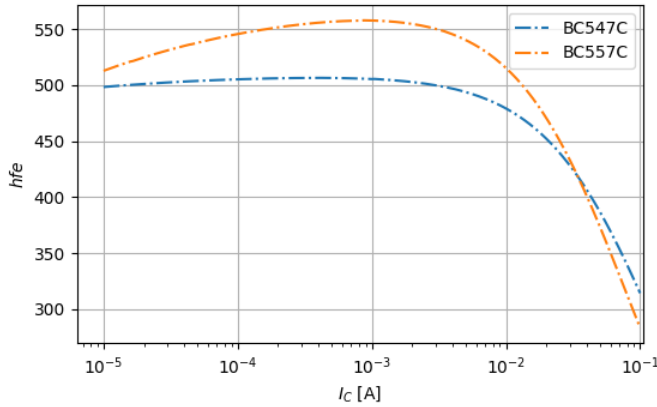


Figura 9: Variación de h_{fe}

- Si la corriente de emisor de Q_1 va directo a la base de Q_2 , es imposible que ambos tengan la misma I_{CQ} . Por lo tanto, van a estar en distintos puntos de polarización de la curva. Por ello se debe agregar una resistencia de realimentación R que permita variar el punto de operación ¹. Cuanto menor sea R , se podrán emparejar de mejor manera ambas corrientes I_{CQ} , pero también será menor el h_{fe} del segundo transistor, como se puede observar en la eq. (5).
- Se quiere maximizar el valor de la ganancia de corriente ΔI , manteniendo el resto de los parámetros en un valor razonable.

III-A. Elección de valores

Se comenzó fijando los parámetros generales conocidos. Dentro de ellos se encontraba qué transistores utilizar. Debido

¹Además de lo mencionado, la resistencia R tiene la función de evacuar las cargas de la juntura BE del segundo transistor al apagar el circuito.

a la escasez de opciones por los componentes enviados, se optó por utilizar el *BC547C* y el *BC557C*. Se eligió alimentar al circuito con $V_{CC} = 12V$, ya que es uno de los máximos valores que puede alcanzar la fuente de alimentación con la que contamos.

Otro parámetro conocido es la tensión V_{BE} de ambos transistores, la cual se consideró como $|V_{BEOnBC547C}| = 0,7V$ y $|V_{BEOnBC557C}| = 0,75V$. También se fijó la resistencia del generador como 50Ω (ya que es la del adaptador del *Analog Discovery 2*).

Luego se prosiguió observando la dependencia de los parámetros en las diferentes ecuaciones resultantes.

Siendo que ambas configuraciones cuentan con una altísima impedancia de entrada, se sabía de antemano que R_{IA} dependería de $R_B = R_{B1} // R_{B2}$. Por este motivo se eligieron valores altos de resistencias, que a su vez permitieran maximizar la I_C del primer transistor. Es por ello que se seleccionaron los valores normalizados de $R_{B1} = 470K\Omega$ y $R_{B2} = 820K\Omega$.

La mayor ganancia de corriente ideal se daba con valores de R enormes. Sin embargo, si se tenía en cuenta que con una R enorme los puntos de polarización se alejaban tanto que la h_{fe} de uno de los dos transistores terminaba siendo muy pequeña, la ganancia de corriente terminaba siendo pequeña. Entonces se pudo observar que se requería un valor óptimo de R , tal que se encontraran los puntos de polarización de ambos transistores lo más cercano posible (para evitar una disminución de h_{fe}), pero a la vez que el valor de R fuera lo más grande posible para lograr aumentar el ΔI de la eq. (6) y la eq. (12). Para ello se propuso un valor razonable de $R = 10K\Omega$ y se simuló su variación en el *LTSpice*, junto con la variación de R_E (valor del cual también depende ΔI), tal como se puede observar en la fig. 10. Se encontró que el valor óptimo de resistencia normalizada para ambas configuraciones era el mismo, siendo $R = 33K\Omega$ y $R_E = 1K\Omega$.

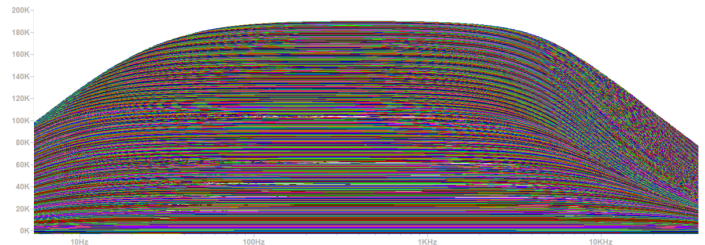


Figura 10: ΔI con variación de R y R_E

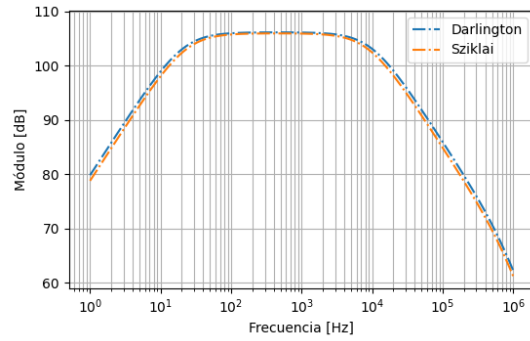
Finalmente, para que las comparaciones entre ambas configuraciones tengan sentido, la corriente de salida I_{RL} debía ser la misma para ambas configuraciones. Teniendo en cuenta esto y que, para maximizar la ganancia de corriente $R_L \ll R_E$, se tomó $R_L = 10\Omega$ para el Darlington y $R_L = 15\Omega$ para el Sziklai, pudiendo obtenerse en ambos casos una corriente de salida $I_{RL} \approx 6mA$.

Finalmente se comprobó que la potencia de los transistores no superara la indicada por la hoja de datos. En el peor de los casos la potencia máxima brindada por la hoja de datos superaba en un orden de magnitud a la obtenida en el circuito.

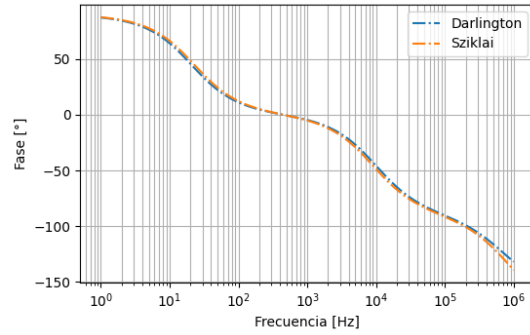
A pesar de que no se hizo énfasis en la respuesta en frecuencia del circuito, se seleccionaron valores de capacitores razonables de forma tal que el circuito tenga una gran ganancia de corriente a frecuencias medias.

III-B. Resultados simulados

Se simuló varias de las características del circuito, tales como la ΔI , ΔV , R_{IA} , R_{OA} y la potencia ². Los resultados obtenidos fueron los siguientes:



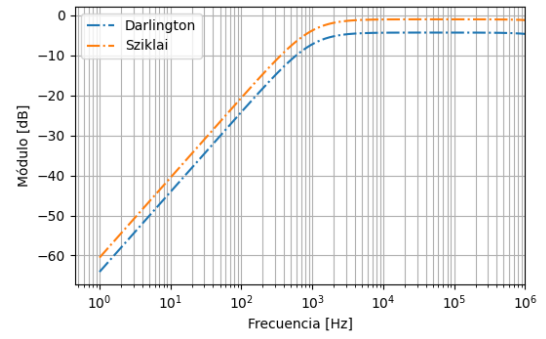
(a) Módulo



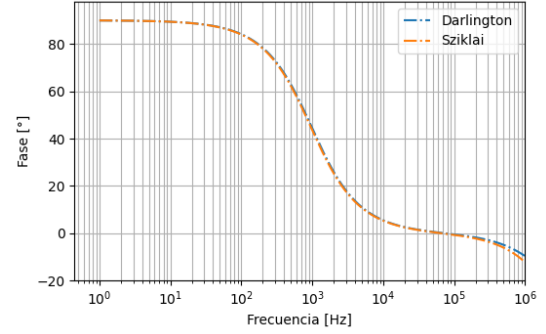
(b) Fase

Figura 11: Ganancia de Corriente ΔI

²La potencia que aparece en las tablas es la que entrega la fuente de tensión a ganancia constante.

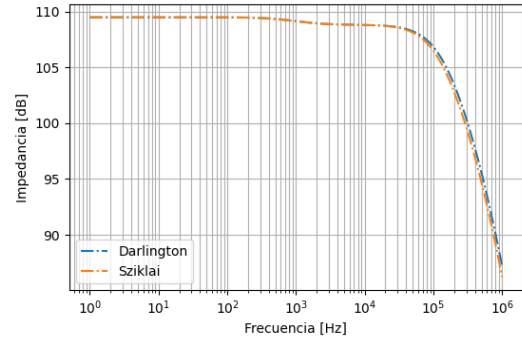


(a) Módulo

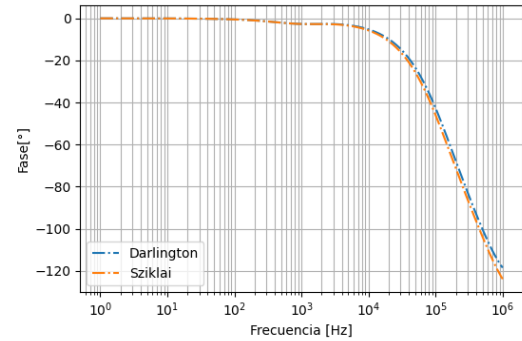


(b) Fase

Figura 12: Ganancia de Tensión ΔV

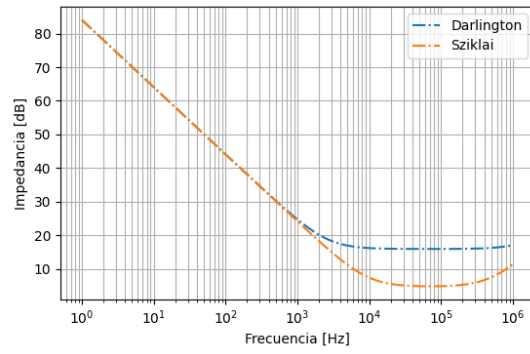


(a) Módulo

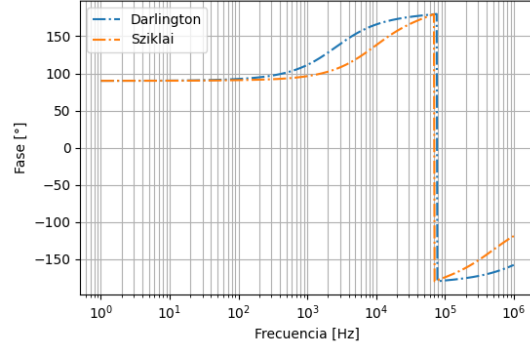


(b) Fase

Figura 13: Impedancia de entrada R_{IA}



(a) Módulo



(b) Fase

Figura 14: Impedancia de salida R_{OA}

Se puede observar como en todos los parámetros las curvas del Darlington y del Sziklai se aproximan en gran medida. El único parámetro que tiene un cambio más notable es la ganancia de tensión ΔV , la cual se quiere que se aproxime una ganancia unitaria y en el Darlington no sucede.

Tomando valores en módulo a una frecuencia específica de manera que el parámetro no se vea atenuado, se puede llegar a la siguiente tabla de comparación:

Simulado	Sziklai	Darlington
Δ_I	197,5 k	202 k
Δ_{IS}	13,34 k	16,73 k
Δ_V	0,9	0,61
R_{ia}	286 k Ω	286 k Ω
R_{oa}	16 Ω	17 Ω
Potencia	144 mW	153 mW

Tabla I: Parámetros simulados

Allí se puede observar como el único parámetro que es exactamente igual es la impedancia de entrada R_{IA} . Ésto se debe a que, a pesar de que hay notables diferencias entre la impedancia de entrada R_I de ambas configuraciones, ésta se ve limitada por estar en paralelo con R_B . Como en ambos casos $R_I \gg R_B$, éste último termina dominando de igual manera.

III-C. Resultados teóricos

Con el código de *Matlab* que se puede encontrar en el [repositorio de Github](#), se calcularon algunos de los parámetros más importantes de ambas configuraciones para que posteriormente sean comparados. Para ello, se tomó los valores de HFE y hfe como iguales (ya que es lo que la simulación hacía), y se tomó el valor correspondiente al de la fig. 9, teniendo en cuenta la corriente que indicaba la simulación (básicamente la obtención del hfe en función de la corriente de polarización I_{CQ} se obtuvo mediante iteración). Teniendo en cuenta éstos valores, los denominados valores seleccionados en la sección III-A y las ecuaciones planteadas en la sección II, se pudo llegar a los siguientes valores:

Calculado	Sziklai	Darlington
Δ_I	247,9 k	229,9 k
Δ_{IS}	17,1 k	17,5 k
Δ_V	0,91	0,63
R_{ia}	278 k Ω	275,9 k Ω
R_{oa}	1,4 Ω	5,6 Ω

Tabla II: Parámetros calculados

Se puede notar ciertas diferencias con las simulaciones. Éstas últimas fueron atribuidas a que en varios de los cálculos no se tuvo en cuenta el efecto de la r_{ce} y a que en el *LTSpice* se tuvieron en cuenta algunos efectos que no se tuvieron analíticamente (por ejemplo, si se realiza la simulación en el tiempo, se puede observar que la señal de salida está al límite de la distorsión, lo cual termina afectando algunos de los valores). Algo similar sucederá posteriormente con las mediciones.

Otro parámetro que llamó la atención fue el hecho de que la ganancia de corriente de Sziklai diera mayor a la del Darlington. Las causas de esto se adjudican a lo mencionado en el párrafo previo.

IV. IMPLEMENTACIÓN Y MEDICIÓN

IV-A. Método de medición

Hecho el correspondiente diseño del circuito y su simulación, se procedió a implementar ambos circuitos en una protoboard. Para poder realizar una justa comparación se hicieron las mediciones de los parámetros de la misma manera para ambos circuitos.

- La ganancia de tensión del amplificador se midió tomando la muestra de tensión de entrada en la resistencia R_{B2} y la tensión de salida sobre R_L .
- La impedancia de entrada del amplificador se midió modelizando el circuito como en la fig. 15. Para calcular Z_{in} se midió la tensión V_{Zin} y se la dividió por la corriente que circula por la misma. Esta corriente se obtuvo haciendo la diferencia entre V_{in} y V_{rs} y dividiendo por R_s . Como en las simulaciones se obtuvieron valores de impedancia de entrada de centenas de kilohm se optó por poner una R_s de 100K Ω para obtener una medición más precisa.

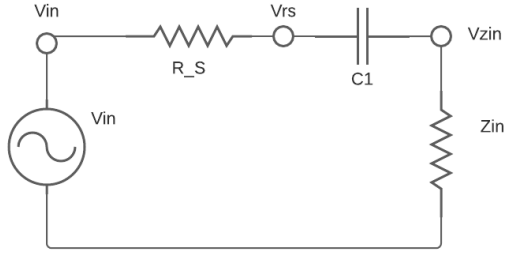


Figura 15: Circuito equivalente de medición

- Con el objetivo de medir la impedancia de salida, modelizamos el circuito como en la fig. 16, donde sin conocer V y Z_{in} se mide la tensión V_{out} para diferentes R_L obteniendo las ecuaciones:

$$\begin{cases} V \frac{R_L}{R_L + Z_{out}} = V_{out} \\ V \frac{R_L^*}{R_L^* + Z_{out}} = V_{out}^* \end{cases} \Rightarrow Z_{out}$$

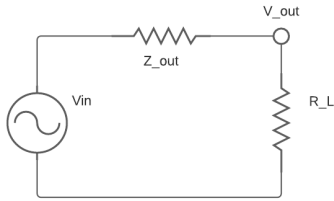


Figura 16: Circuito considerado para la medición de Z_{out}

- La ganancia de corriente del amplificador se midió agregando una resistencia de $1K\Omega$ en el colector del primer transistor para posteriormente medir la tensión entre esta y calcular la corriente que circula por el colector. Luego se utilizó el h_{fe} usado en la simulación para calcular la corriente por la base. Cabe destacar que esta no es una medición precisa ya que no se sabe cuanto es el valor del h_{fe} real en el contexto del circuito y además agregando una resistencia de $1K\Omega$ se afecta significativamente el comportamiento del circuito. Por otro lado la corriente de salida se obtuvo midiendo la tensión entre los bornes de R_L y dividiéndola por la resistencia. Así se pudo medir el cociente entre la corriente de salida y entrada del amplificador.
- Para la ganancia de corriente del sistema se midió la corriente que circula por R_L y se la dividió por la corriente que circula por R_S .

IV-B. Resultados

Midiendo el circuito Sziklai y Darlington se obtuvieron los resultados correspondientes a la table III y table IV.

Parámetros	Simulación	Medición
Δ_I	197,5 k	260 k
Δ_{IS}	13,34 k	8,9 k
Δ_V	0,9	0,91
R_{ia}	286 k Ω	251 k Ω
R_{oa}	16 Ω	23 Ω

Tabla III: Parámetros medidos del Sziklai

Parámetros	Simulación	Medición
Δ_I	202 k	252 k
Δ_{IS}	16,73 k	8,07 k
Δ_V	0,61	0,35
R_{ia}	286 k Ω	250,877 k Ω
R_{oa}	17 Ω	28 Ω

Tabla IV: Parámetros medidos del Darlington

Para comprender las diferencias entre la medición y la simulación hay que mencionar que en ambos circuitos cuando se midieron las corrientes que circulan por la base de los transistores, estas dieron del orden de los μA . Esta baja corriente de entrada, por efectos internos del transistor, deriva en una gran disminución del h_{fe} . Este efecto no es tomado en cuenta en la simulación.

IV-C. Análisis de resultados

Se puede ver en la fig. 7 y fig. 4 como la ganancia de corriente (en ambos circuitos) dependen en mayor medida del producto $h_{fe1} h_{fe2}$, por lo tanto si este producto disminuye, debido al efecto mencionado previamente, la ganancia de corriente del sistema será menor.

En cuanto a la ganancia de corriente del amplificador al afectar significativamente el circuito, y asumir un h_{fe} determinado se obtiene una medición errónea y muy diferente a la simulación. Cabe aclarar que se intento medir la corriente directamente sobre la base, pero al ser esta del orden de los nA es imposible medir la tensión con una resistencia menor a $1M\Omega$ ya que la medición estaría por debajo del piso de ruido de la Digilent.

Por otro lado, la impedancia de salida del Sziklai (fig. 8) y del Darlington (fig. 5) dependen ambas fuertemente de h_{fe} y esto hace que en la medición la impedancia de salida sea mayor a la simulada.

En el caso de las impedancias de entrada, en ambos circuitos dependen principalmente de R_{B1} y R_{B2} por lo que la medición y simulación arrojan resultados similares con un cierto error debido a las tolerancias de los resistores del circuito.

Por ultimo, en la ganancia de tensión se denota una gran diferencia entre los resultados del Darlington y del Sziklai. Esto se debe a que la Δ_V del Darlington (eq. (6)) depende del producto de las ganancia de los transistores que disminuye fuertemente, dando como resultado una disminución de la ganancia de tensión del amplificador. Por otro lado en el Sziklai (eq. (12)) no ocurre esto debido a que la ganancia de corriente del circuito es muy grande en comparación a h_{ie1} y

entonces la Δ_V sigue aproximándose a 1 (al menos en mayor medida que el Darlington).

IV-D. Comparación de resultados

Por lo analizado previamente se puede ver que ambos amplificadores dependen fuertemente de las variaciones del h_{fe} propia de los transistores. A pesar de esta variación, el Sziklai sigue manteniendo la ganancia de tensión similar a la unitaria, mientras que en el Darlington esta se degrada fuertemente. Al ser h_{fe} un parámetro muy sensible a variaciones de temperatura, corriente de base y colector, si se desea una ganancia unitaria en el circuito es altamente recomendable utilizar el amplificador Sziklai antes que el Darlington.

V. CONCLUSIÓN

En rasgos generales las configuraciones aparentan ser bastante similares. Sin embargo se notaron algunas diferencias.

Una de las principales diferencias consiste en que la tensión necesaria para encender los transistores es de $0,7\text{ V}$ (es decir V_{be}) para el Sziklai, mientras que es de $1,4\text{ V}$ (es decir $2 \cdot V_{be}$) para el Darlington. Esto es una desventaja para éste último, ya que requiere mayor tensión para encenderse.

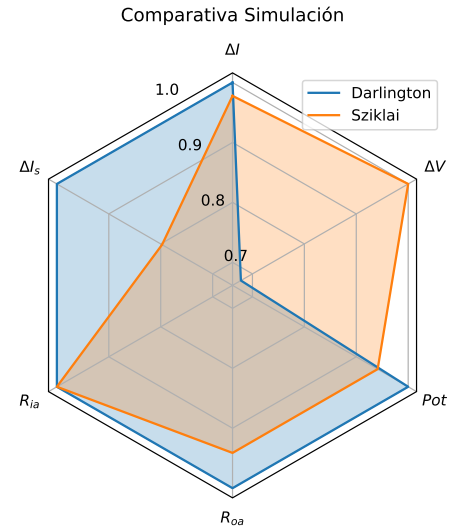
Otra diferencia notoria radica en la ganancia de tensión, ya que mientras que en el Sziklai ésta es prácticamente unitaria e independiente del h_{fe} de los transistores, en el Darlington la misma es mucho menor a la unidad y además depende fuertemente de h_{fe} . Por lo tanto, al ser este un parámetro muy sensible a variaciones de temperatura, corriente de base y colector, si se trabaja en condiciones variables o extremas, y se requiere de una ganancia constante de tensión, el Sziklai es la mejor opción.

En la mayoría de los casos se notó que la ganancia de corriente del Sziklai era levemente menor a la ganancia de corriente del Darlington. Sin embargo, la diferencia resultó ser tan pequeña que se la puede considerar despreciable.

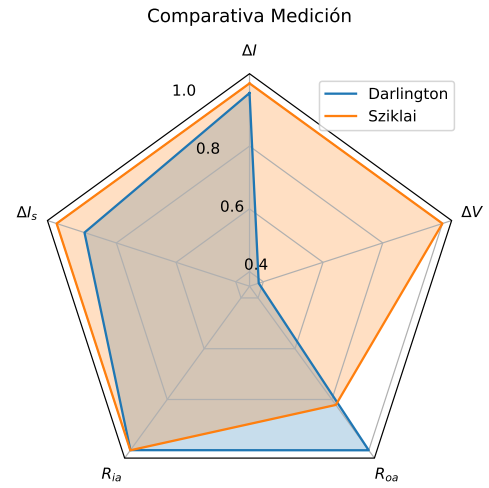
Algo a tener en cuenta es que la ganancia de corriente del sistema disminuye en gran cantidad con respecto a la ganancia de corriente del amplificador para ambas configuraciones. Esto se debe a que solo se buscó maximizar la ganancia de corriente del sistema, y no se tuvo en cuenta que la resistencia equivalente de la base R_B debía ser mucho mayor a la impedancia de entrada R_I (lo cual termina resultando muy difícil con valores nominales de resistencias) para evitar este efecto.

Analizando las ecuaciones de polarización de ambos circuitos, podemos notar que las tensiones de saturación son menores para el Sziklai. Esta es una de las principales desventajas que tiene sobre el Darlington, ya que acota el rango de variación de la entrada. En circuitos donde se varía mucho la entrada (en amplitud y frecuencia), el Darlington sería más óptimo.

También se observó mediante simulaciones que la potencia que debía entregar la fuente de alimentación resultó ser un $6,25\%$ mayor en la configuración Darlington con respecto a la configuración Sziklai.



(a) Simulación.



(b) Medición.

Figura 17: Comparación de configuraciones

A modo de resumen, realizamos las gráficas comparativas de las principales características en las etapas de medición (fig. 17b) y simulación (fig. 17a) para ambas configuraciones.

Finalmente, considerando todas las diferencias y similitudes mencionadas previamente a lo largo del informe, se pudo concluir que ambas configuraciones son muy destacables y dependiendo los aspectos que consideremos prioritarios será de conveniencia una o la otra.

VI. ANEXO

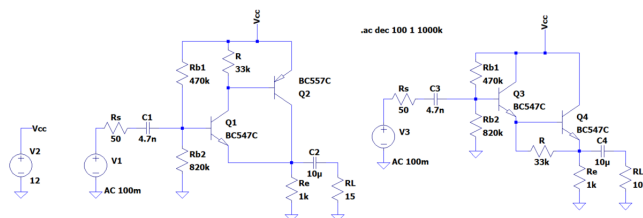


Figura 18: Circuito de simulación en *LTSpice*

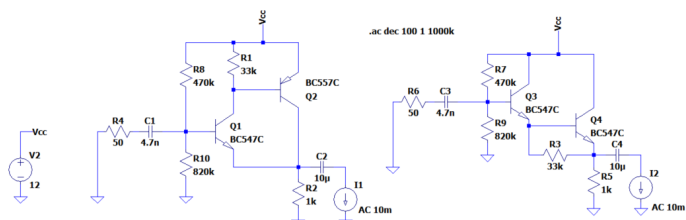
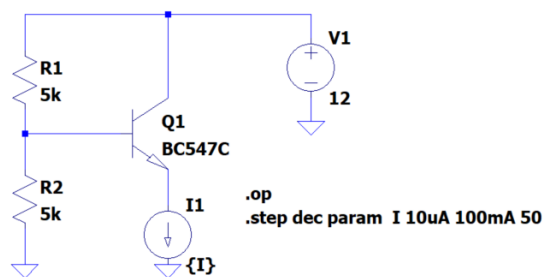
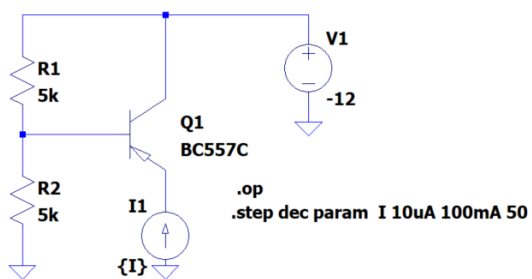


Figura 19: Circuito de simulación para R_{OA} en *LTSpice*



(a) BC547C



(b) BC557C

Figura 20: Medición del h_{fe}