

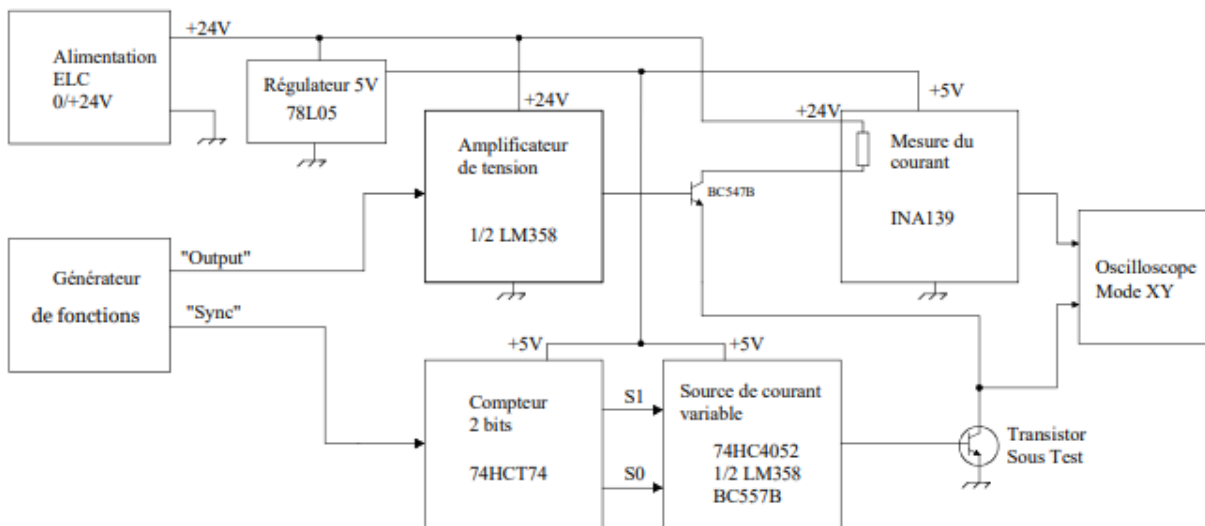
**RAPPORT DE PROJET : TRACEUR  
DE COURBES DE  
TRANSISTORS**

# INTRODUCTION

Ce projet s'inscrit dans le cadre de l'unité d'enseignement Électronique 3. Il est réalisé en binôme sur cinq séances de trois heures. Il consiste à concevoir une carte électronique permettant de tracer les caractéristiques  $I_C = f(V_{CE})$  d'un transistor NPN directement sur oscilloscope en mode XY, pour quatre valeurs successives de courant de base ( $I_B = 5, 10, 20$  et  $40, \mu A$ ) et une tension  $V_{CE}$  balayée de 0 à 18V par une rampe périodique.

Le principe repose sur la polarisation du collecteur par cette rampe, appliquée à l'entrée X de l'oscilloscope, tandis que le courant collecteur est converti en tension référencée à la masse et envoyé sur l'entrée Y. Le courant de base est généré par un bloc dédié dont la valeur évolue à chaque cycle, avec une période quatre fois supérieure à celle de la rampe, assurant ainsi le balayage séquentiel des quatre courbes caractéristiques.

La conception suit une architecture modulaire : alimentation et régulation 5V, amplificateur de rampe, compteur 2 bits, source de courant variable et mesure du courant collecteur. Chaque bloc est conçu, simulé et validé indépendamment avant d'être intégré. Ce projet permet ainsi de mettre en pratique les notions d'électronique analogique vues en cours, d'exploiter la documentation des constructeurs et de développer une démarche rigoureuse de gestion de projet technique.



# 1. Amplificateur de rampe :

## a. Étude théorique :

Le générateur de fonctions disponible en salle de TP produit un signal en rampe dont l'amplitude est limitée à **5 V**. Or, le cahier des charges du traceur de courbes impose une tension  $V_{CE}$  balayant la plage **0 à 18 V**. Le rôle de ce bloc est donc d'effectuer une mise à l'échelle du signal d'entrée par un facteur suffisant pour atteindre cette plage, tout en assurant une isolation électrique entre le générateur et le reste du montage, afin de ne pas perturber la source.

### i. Structure retenue : amplificateur non-inverseur à AOP

La solution retenue est une configuration amplificateur non-inverseur réalisée à partir d'un amplificateur opérationnel LM358. Le signal de rampe est appliqué sur l'entrée non-inverseuse (+), tandis qu'un pont diviseur résistif constitué de  $R1 = 32 \text{ k}\Omega$  et  $R2 = 12 \text{ k}\Omega$  assure la contre-réaction négative entre la sortie et l'entrée inverseuse (-). L'alimentation du LM358 est fournie par la tension **+24 V** de la carte, ce qui lui permet de délivrer une tension de sortie suffisante pour atteindre **18 V**.

Ce choix de configuration présente plusieurs avantages déterminants. D'une part, l'impédance d'entrée très élevée de l'AOP garantit que le générateur de fonctions n'est pratiquement pas chargé. D'autre part, la boucle de contre-réaction négative force l'AOP à corriger en permanence sa sortie pour maintenir les deux entrées à la même tension, ce qui confère au montage un comportement linéaire et stable. Enfin, le signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée, ce qui est indispensable puisque la rampe doit commander l'axe X de l'oscilloscope sans inversion

### ii. Calcul du gain et dimensionnement

Le gain en tension d'un amplificateur non-inverseur est donné par la relation suivante :

$$G = 1 + R1/R2$$

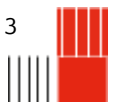
Avec  $R1 = 32 \text{ k}\Omega$  et  $R2 = 12 \text{ k}\Omega$  :

$$G = 1 + 32\,000 / 12\,000 = 1 + 2,667 \approx 3,667$$

La tension de sortie maximale vaut alors :

$$V_{\text{out,max}} = G \times V_{\text{in,max}} = 3,667 \times 5 \text{ V} \approx 18,33 \text{ V}$$

Ce résultat est légèrement supérieur à **18 V**, ce qui constitue une marge acceptable et garantit que la plage utile est intégralement couverte. D'après sa datasheet, la tension de sortie maximale du LM358 est typiquement inférieure d'environ **1,5 V** à la tension d'alimentation positive, soit  $V_{\text{out,max}} \approx 24 - 1,5 = 22,5 \text{ V}$ . La sortie à **18,33 V** est donc bien en dehors de la zone de saturation, en théorie.



## b. Simulation sous PSpice :

### i. Condition de simulation

Le schéma simulé reproduit fidèlement le montage prévu. La source V2 modélise le générateur de rampe avec les paramètres suivants : tension initiale  $V1 = 0 \text{ V}$ , tension finale  $V2 = 5 \text{ V}$ , temps de montée  $TR = 2,98 \text{ ms}$ , temps de descente  $TF = 0,02 \mu\text{s}$ , largeur d'impulsion  $PW = 0$ , période  $PER = 3 \text{ ms}$ . L'alimentation de l'AOP est assurée par une source continue  $V9 = 24 \text{ V}$ . La simulation transitoire a été conduite sur une durée de **8 ms**.

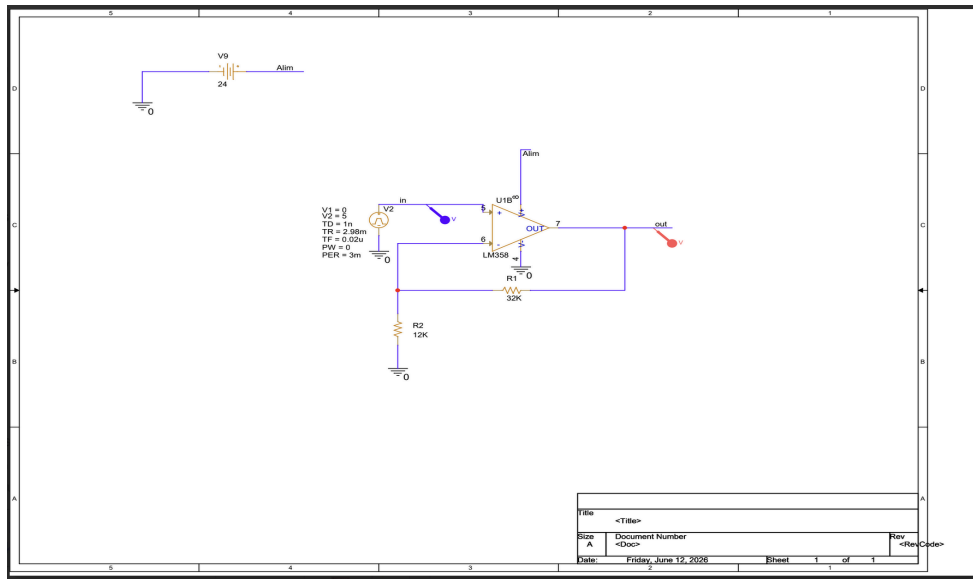


Figure 1: Modèle de simulation pspice pour signal Rampe

### ii. Analyse des résultats

Les courbes obtenues affichent trois signaux :  $V(\text{IN})$  représente la rampe d'entrée ( $0 \rightarrow 5 \text{ V}$ ),  $V(\text{OUT})$  représente la sortie amplifiée. On observe que  $V(\text{OUT})$  est une rampe parfaitement linéaire atteignant environ **18 V** à la fin de chaque période, ce qui confirme le fonctionnement attendu. Le signal de sortie se réinitialise quasi-instantanément à chaque début de cycle, conformément au temps de descente  $TF$  très court imposé à la source.

Le gain mesuré sur la simulation vaut :

$$G_{\text{sim}} = V(\text{OUT})_{\text{max}} / V(\text{IN})_{\text{max}} \approx 18 \text{ V} / 5 \text{ V} = 3,6$$

Cet écart de **1,8 %** par rapport à la valeur théorique (**3,667**) est attendu et s'explique par les imperfections du modèle de l'AOP simulé, notamment sa résistance de sortie non nulle et son gain en boucle ouverte fini. La linéarité du signal de sortie est parfaite sur l'ensemble de la plage, ce qui valide le dimensionnement du montage.

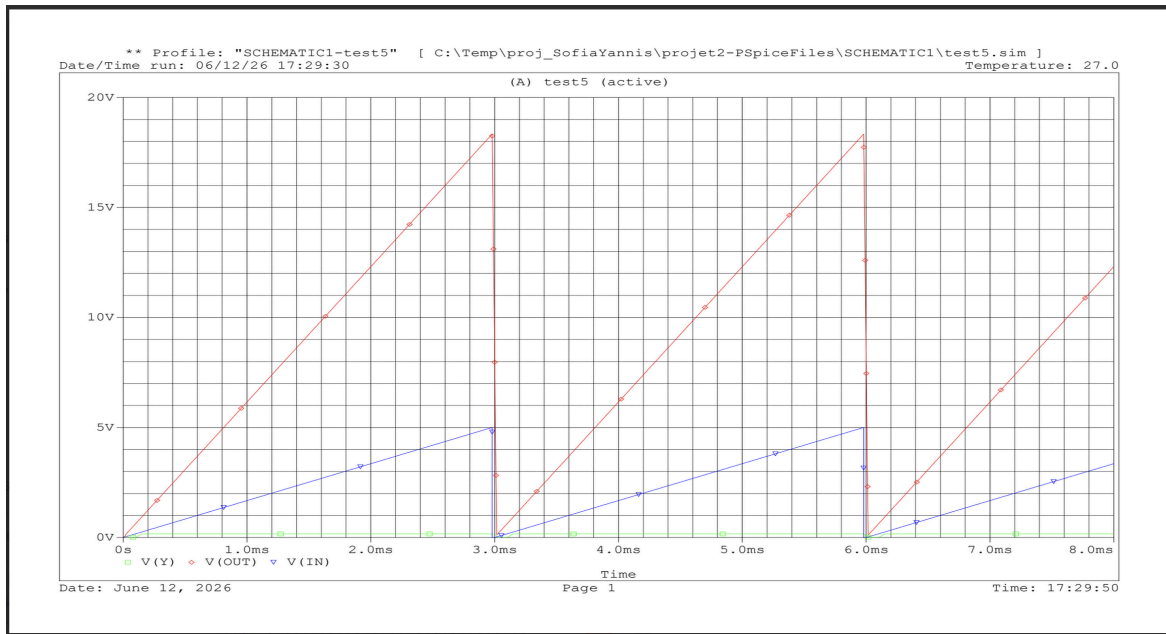


Figure 2 : simulation Pspice amplificateur de courant

## c. Résultats expérimentaux

### i. Résultats obtenus

L'oscilloscope affiche sur C1 une rampe dont la valeur de crête est mesurée à  $V_{top} = 14,72 \text{ V}$ . La rampe est visuellement linéaire et se synchronise correctement avec la rampe d'entrée visible sur C2. Les mesures par curseurs sur C2 indiquent :  $t1 = -64 \mu\text{s}$ ,  $V1 = 1,225 \text{ V}$  ;  $t2 = -454 \mu\text{s}$ ,  $V2 = 6,544 \text{ V}$ , soit une variation  $\Delta V = 5,319 \text{ V}$  sur  $\Delta t = 390 \mu\text{s}$ , ce qui est cohérent avec la pente attendue de la rampe d'entrée.

Le gain mesuré en pratique est donc :

$$G_{exp} = V_{out,max} / V_{in,max} = 14,72 \text{ V} / 5 \text{ V} \approx 2,94$$

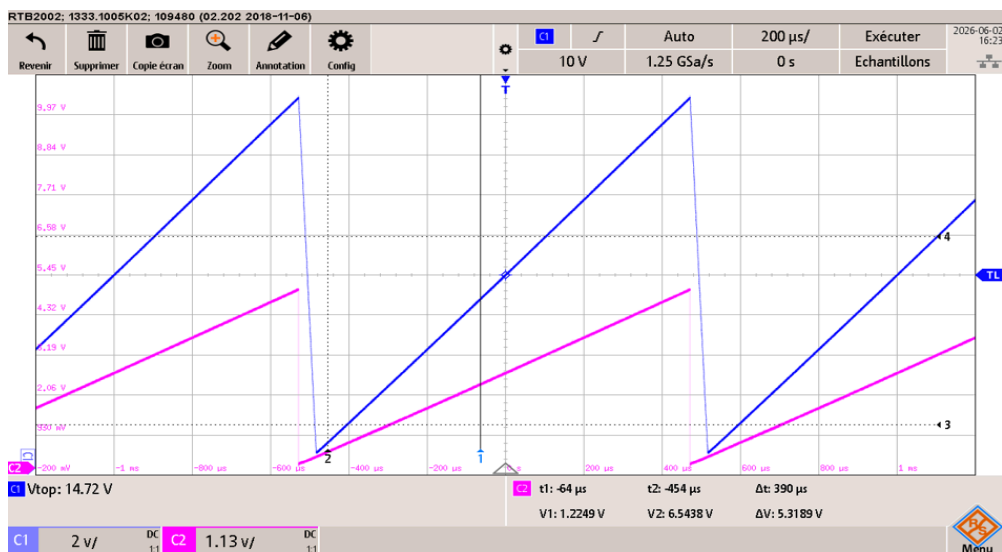


Figure 3 : Réalisation expérimentale de l'amplificateur de courant

## ii. Bilan de cohérence et analyse d'écarts

Le tableau suivant résume la cohérence entre les trois approches :

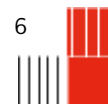
Paramètre	Théorique	Simulation	Manipulation
Gain G	3,667	3,60 (-1,8 %)	2,94 (-19,8 %)
V <sub>out</sub> max	18,33 V	18 V	14,72 V
Linéarité	Parfaite	Parfaite	Bonne

Un écart significatif de l'ordre de **20 %** est constaté entre la valeur théorique et la mesure expérimentale. Plusieurs causes peuvent expliquer cet écart.

Premièrement, bien que la tension de saturation théorique du LM358 soit estimée à **22,5 V**, le comportement réel du composant dépend fortement de la charge connectée en sortie. La résistance de sortie effective de l'AOP, combinée à l'impédance d'entrée du bloc suivant, peut induire une chute de tension notable et provoquer une saturation précoce dès **14–15 V**.

Deuxièmement, les résistances **R1** et **R2** présentent une tolérance de **±5 %**, ce qui peut faire varier le gain entre **3,43** et **3,90**. Cet effet seul est insuffisant pour expliquer l'écart observé, mais il s'y ajoute.

Troisièmement, il est possible que la rampe d'entrée délivrée par le générateur n'atteigne pas exactement **5 V** en conditions réelles de charge. Les curseurs sur **C2** montrent une valeur maximale de **6,54 V** sur la portion mesurée, ce qui suggère que la rampe d'entrée pourrait ne pas être parfaitement calibrée à **5 V** crête. Un recalibrage du générateur ou une mesure directe du pic de **C2** permettrait de préciser ce point.



### iii. Pistes d'amélioration:

Phénomène	Cause	Correction possible
Sortie $\neq$ 18 V attendus	Saturation du LM358, marge insuffisante	Réduire R1 ou utiliser un AOP rail-to-rail
Gain expérimental $\neq$ théorique	Incertitude sur $V_{in,max}$	Calibrer le générateur à l'oscilloscope
Courbe ne part pas de 0 V	Offset du LM358 + offset du générateur amplifié	Constater, quantifier, expliquer dans le rapport

## 2. Mesure de courant avec INA139

### a. Approche théorique du modèle

Dans notre système de mesure de courant, nous avons besoin de lire le courant qui circule dans la charge. Le capteur principal pour cela est une résistance shunt : une très petite résistance placée en série dans le circuit, qui génère une tension proportionnelle au courant (loi d'Ohm :  $U = R \times I$ ).

Le problème ? Cette tension est extrêmement faible. Elle est bien trop petite pour être exploitée directement par un afficheur. C'est ici qu'intervient l'INA169 (équivalent fonctionnel à l'INA139 évoqué), un amplificateur de courant de type **transimpédance** (courant  $\rightarrow$  tension).

Son rôle est double :

- **Convertir** le courant de shunt en une tension utilisable,
- **Amplifier** ce signal avec un gain précis, défini par une résistance externe  $R_L$ .

La relation de sortie est :  $V_{out} = V_{shunt} \times (1/R_{shunt}) \times R_L$ , ce qui permet d'obtenir une tension en sortie directement exploitable (ici ciblée à **5 V max**), tout en isolant la mesure du reste du circuit. C'est un composant conçu pour les mesures en haute tension côté haut (*high-side current sensing*), ce qui lui permet de fonctionner même quand la tension de la charge est bien supérieure à l'alimentation du circuit de mesure.



## b. Simulation avec Pscice

### Conditions de simulation :

- Tension d'alimentation principale :  $V_{\text{alim}} = 24 \text{ V}$
- Tension régulée (sortie du L78L05AC) :  $V_{\text{régulateur}} \approx 5,21 \text{ V}$
- Courant traversant la résistance shunt R10 (1 k $\Omega$ ) :  $I_{\text{shunt}} \approx 5,21 \text{ mA}$

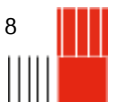
### Résultats obtenus :

Grandeur	Valeur simulée
Tension de sortie INA169 (Out_INA)	5,418 V
Courant d'entrée Vin+ de l'INA169	26,40 $\mu\text{A}$
Courant de sortie (Vout)	5,37 $\mu\text{A}$
Tension de sortie nœud	27,43 mV

La tension de sortie **Out\_INA**  $\approx 5,42 \text{ V}$  est cohérente avec le calcul théorique. Le fonctionnement du régulateur L78L05AC est également validé, fournissant une référence stable de **5,21 V** qui alimente correctement l'INA169.

Le transistor Q3 (BC547B) présent dans le schéma assure la mise en forme avec des courants de base et de collecteur dans les valeurs nominales attendues.

La simulation confirme ainsi que le bloc amplificateur se comporte conformément au cahier des charges, avec un signal de sortie dans la plage [0;5]V exploitable par la chaîne de traitement aval.



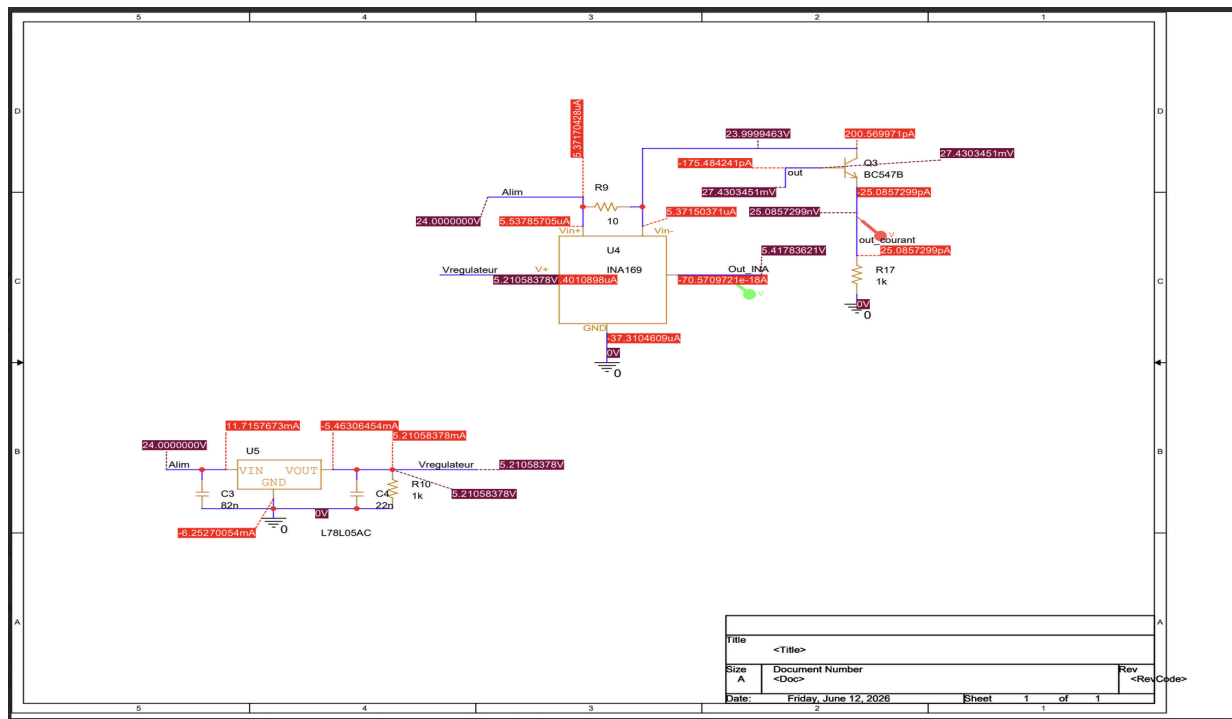


Figure 4 : modèle psice de la mesure de courant

## c. Résultats expérimentaux

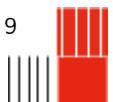
Nous n'avons pas eu le temps de pouvoir souder cette partie du montage.

# 3.Compteur 2 bits :

L'objectif de ce bloc est de générer les signaux **S0** et **S1** qui vont permettre de sélectionner les 4 niveaux de courant de base (**5  $\mu$ A**, **10  $\mu$ A**, **20  $\mu$ A** et **40  $\mu$ A**). Nous avons ainsi réalisé le compteur à partir du composant 74HCT74 qui est composé de deux **bascules de type D**.

## 3.1 Partie théorique :

Le compteur doit diviser la fréquence du signal "sync" par 4, car on a besoin de 4 états distincts, un par niveau de courant de base. En effet, chaque état doit durer exactement une période de rampe afin que le courant de base reste constant pendant toute la durée du tracé d'une courbe  $IC = f(VCE)$ . Après **4 fronts montants** du signal sync, le compteur retourne à son état initial et le cycle recommence. Sachant que **S0** est le **bit de poids faible** (LSB) et **S1** est le **bit de poids fort** (MSB), on peut réaliser la table de vérité du compteur (cf Tableau 1).



front $\uparrow$ <i>sync</i>	S1	S0	Courant $I_b$ sélectionné
0	0	0	5 $\mu A$
1	0	1	10 $\mu A$
2	1	0	20 $\mu A$
3	1	1	40 $\mu A$
4 (retour)	0	0	5 $\mu A$

Afin de réaliser le compteur, la sortie Q(barre) de chaque bascule est rebouclée sur son entrée. Cela permet d'avoir une **division de fréquence par 2 à chaque étage**. Étant donné qu'il y a deux étages en cascade, on obtient une division totale par 4.

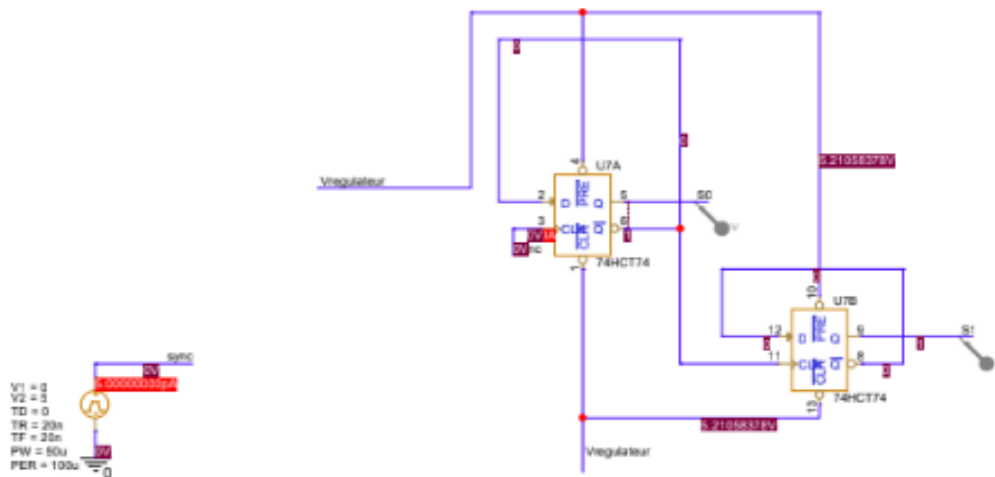


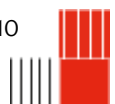
Figure 5 : Le compteur 2 bits

### 3.2 Simulation du compteur 2 bits :

Nous avons par la suite réalisé une simulation du compteur 2 bits en imposant un signal d'horloge "sync" ayant les caractéristiques suivantes :

- $T=100\mu s$
- Deux niveaux logiques  $V1=0 V$  et  $V2=5 V$
- Des temps de montée de de descente de 20 ns.

Les deux bascules 74HC74 sont alimentées par la tension issue du régulateur 5V. Les entrées PRE et CLR de chaque bascule sont connectées à  $V_{cc}$  afin de les maintenir inactives. Les sorties S0 et S1 sont envoyées vers les entrées de sélection du multiplexeur 74HC4052.



Sur la simulation, nous pouvons confirmer le bon fonctionnement du compteur. S0 commute deux fois plus vite que S1, ce qui nous donne la séquence attendue 00→01→10→10.

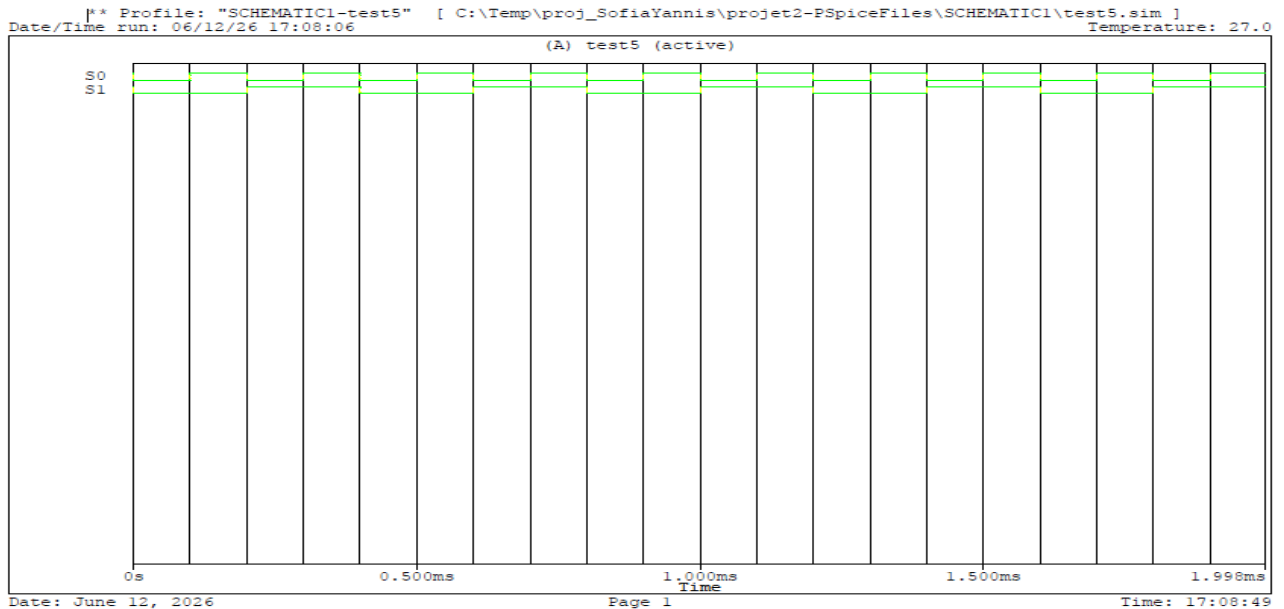


Figure 6: Simulation du compteur 2 bits avec PSpice

### 3.3 Résultats expérimentaux :

Lors de la réalisation expérimentale, les signaux S0 et S1 ont été observés à l'oscilloscope (cf Figure 6). Les deux signaux montrent que la séquence du compteur 00→01→10→11 est conforme. Le bloc compteur est donc validé et les signaux S0 et S1 sont transmis au multiplexeur 74HC4052 pour réaliser la suite du montage.

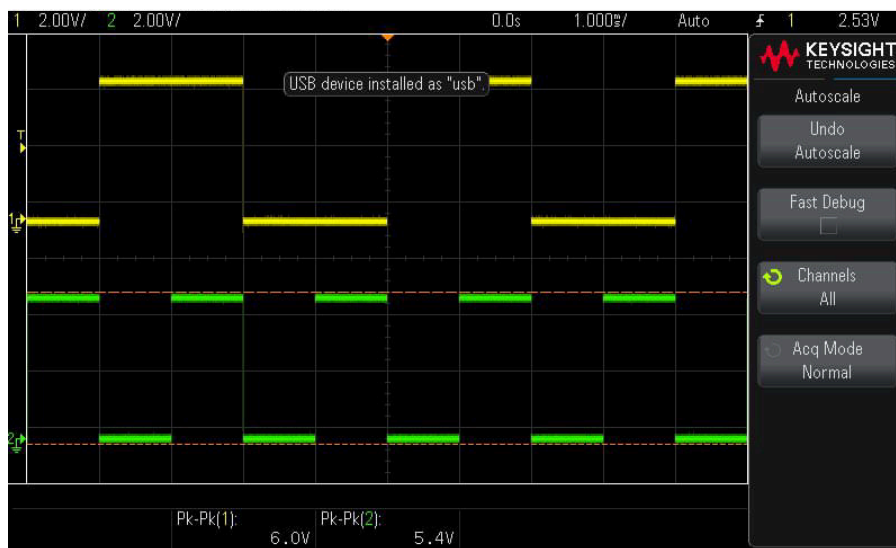


Figure 7 : Réalisation expérimentale du compteur 2 bits

## 4. Source de courant variable :

L'énoncé du projet prévoit une sélection des quatre résistances par un multiplexeur analogique piloté par le compteur numérique. Ce composant s'est avéré inaccessible dans la bibliothèque PSpice disponible en salle de TP.

La solution retenue consiste à remplacer le multiplexeur par une résistance paramétrique  $R11 = \{Rvar\}$ , dont la valeur est définie dans un bloc "PARAMETERS" de *PSpice*. L'analyse paramétrique permet de simuler successivement les quatre paliers de courant en balayant  $Rvar$  sur les quatre valeurs du tableau ci-dessus, produisant un résultat électriquement équivalent à celui du multiplexeur en conditions réelles.

### 4.1 Partie théorique :

#### 1. Objectif du bloc

L'objectif de ce bloc est de fournir un courant de base  $I_B$  stable et précis au transistor sous test, pouvant prendre quatre valeurs distinctes :  $5 \mu A$ ,  $10 \mu A$ ,  $20 \mu A$  et  $40 \mu A$ , sélectionnées en fonction de l'état du compteur du traceur de courbes.

Une simple résistance de limitation ne suffit pas pour ce rôle. Sans contre-réaction, le courant dépendrait directement de la tension  $V_{BE}$  du transistor testé :

$$I_B = (V_{CC} - V_{BE}) / R$$

Or  $V_{BE}$  varie de transistor en transistor et évolue avec la température. Le courant serait donc imprécis et non répétable. Il est indispensable d'utiliser une **source de courant imposée** dont la valeur est indépendante de la tension aux bornes du transistor.

#### 2. Principe de la source de courant

La source de courant est réalisée à partir d'un AOP LM358 associé à un transistor PNP BC557B. L'AOP fonctionne en boucle de rétroaction négative : il compare en permanence les tensions à ses deux entrées et ajuste sa sortie de manière à imposer une tension fixe aux bornes de la résistance de programmation, ce qui impose un courant constant indépendamment des caractéristiques du transistor testé.

#### 2.2 Tensions imposées

Le fonctionnement repose sur deux tensions fixées par la structure du circuit :

- **Entrée de la résistance de programmation** :  $5 V$ , imposés par la source de tension  $V_6$ .
- **Sortie de la résistance de programmation** :  $4 V$ , imposés par la boucle de rétroaction de l'AOP via l'entrée non-inverseuse.

La tension effectivement appliquée aux bornes de la résistance de programmation est donc :

$$\Delta V = V_{\text{entrée}} - V_{\text{sortie}} = 5 V - 4 V = 1 V$$



Cette tension de 1 V est maintenue constante par la boucle de contre-réaction, indépendamment du transistor connecté en sortie. Le courant qui en résulte est entièrement déterminé par la résistance choisie.

### 2.3 Rôle des résistances R12 et R13

Les résistances R12 (22 kΩ) et R13 (150 kΩ) sont des résistances de protection. Elles ne participent pas au dimensionnement du courant  $I_B$ ; leur rôle est de limiter les courants transitoires et de protéger l'AOP et le transistor BC557B en cas de court-circuit ou de démarrage.

## 3. Dimensionnement

### 3.1 Expression du courant de base

La loi d'Ohm appliquée à la résistance de programmation donne directement le courant de base fourni au transistor sous test :

$$I_B = \Delta V / R_{var} = 1 \text{ V} / R_{var}$$

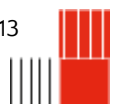
En faisant varier  $R_{var}$ , on programme le niveau de courant de base souhaité. La valeur de  $I_B$  est ainsi complètement indépendante de  $V_{BE}$  du transistor sous test, ce qui garantit la répétabilité et la précision des mesures.

### 3.2 Valeurs de $R_{var}$ pour les quatre paliers

En appliquant la relation  $I_B = 1 \text{ V} / R_{var}$ , on obtient les quatre résistances de programmation suivantes :

Palier	$I_B$ cible	Valeur normalisée
1	5 $\mu\text{A}$	200 kΩ
2	10 $\mu\text{A}$	100 kΩ
3	20 $\mu\text{A}$	50 kΩ
4	40 $\mu\text{A}$	25 kΩ

On note que les quatre valeurs forment une progression géométrique de raison 2 (25k → 50k → 100k → 200k), ce qui correspond à un doublement systématique de la résistance pour chaque division par deux du courant. Cette propriété garantit une répartition régulière des paliers de courant en échelle logarithmique, adaptée à la caractérisation de transistors.



## 4. Implémentation en simulation PSpice

### 4.1 Vérification pour $R_{var} = 200 \text{ k}\Omega$ ( $I_B = 5 \text{ }\mu\text{A}$ )

Pour le palier  $I_B = 5 \text{ }\mu\text{A}$  ( $R_{var} = 200 \text{ k}\Omega$ ), la simulation PSpice fournit les tensions nodales suivantes :

Grandeur	Valeur simulée	Valeur attendue
Tension entrée + LM358	4,1686 V	4V
Sortie AOP (base Q2)	3,591 V	—
VBE du BC557B	491,9 mV	500 mV
$\Delta V$ aux bornes de $R_{var}$	$\approx 1 \text{ V}$	1 V
$I_B$ effectif	$\approx 4,89 \text{ }\mu\text{A}$	$5 \text{ }\mu\text{A}$

La valeur simulée de  $I_B$  ( $4,89 \text{ }\mu\text{A}$ ) est en très bon accord avec la valeur cible de  $5 \text{ }\mu\text{A}$ , avec un écart inférieur à 2,2 %. Cet écart est attribuable aux tolérances des résistances du pont diviseur R14/R15 et à l'offset résiduel de l'AOP. Il sera reproduit sur les trois autres paliers lors de l'analyse paramétrique complète.

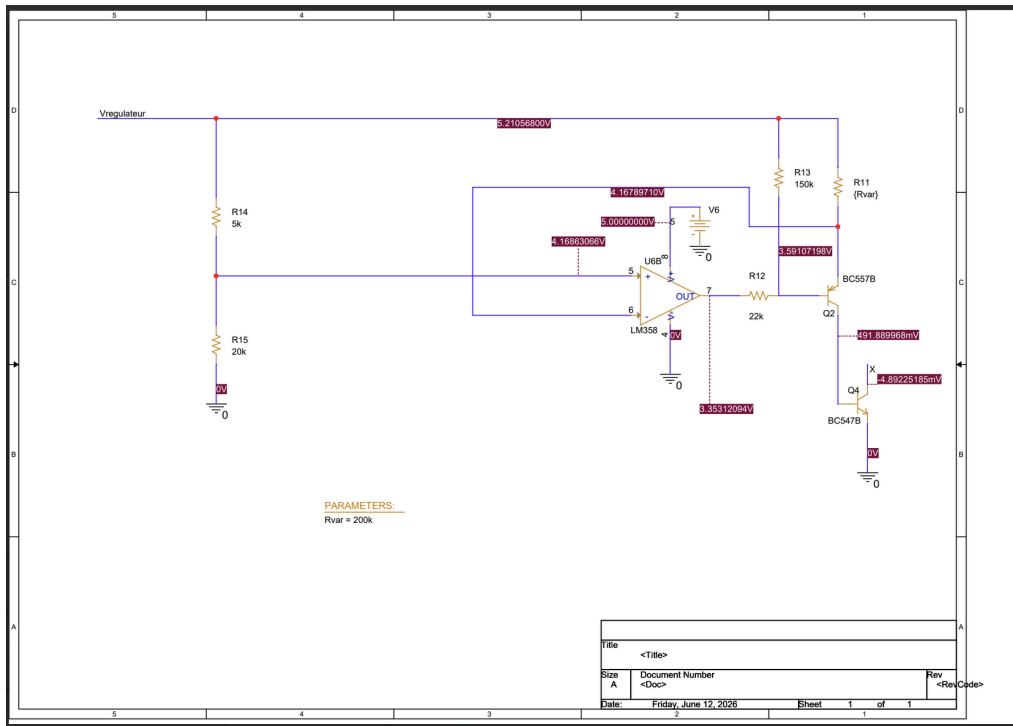
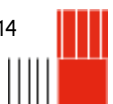


Figure 8: Modèle de simulation Source de courant variable



## 4.3 Résultats expérimentaux :

Nous avons réussi à mettre en place expérimentalement la source de courant variable avec le multiplexeur, ci-dessous le rendu visuel des différentes tensions.

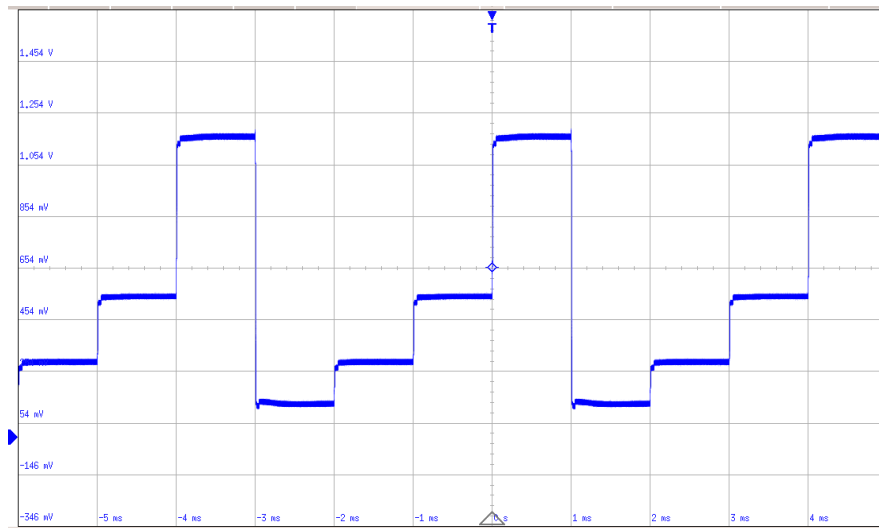


Figure 9 : réalisation expérimentale de la source de courant variable

## 5. Oscilloscope en mode XY:

**Remarque :** On observe sur chaque courbe un tracé de retour visible, dû au temps de descente non nul du signal rampe. En effet, la période du signal a été fixée de manière à laisser apparaître ce front de descente, qui correspond au retour quasi-instantané de  $V_{CE}$  vers zéro à la fin de chaque cycle.

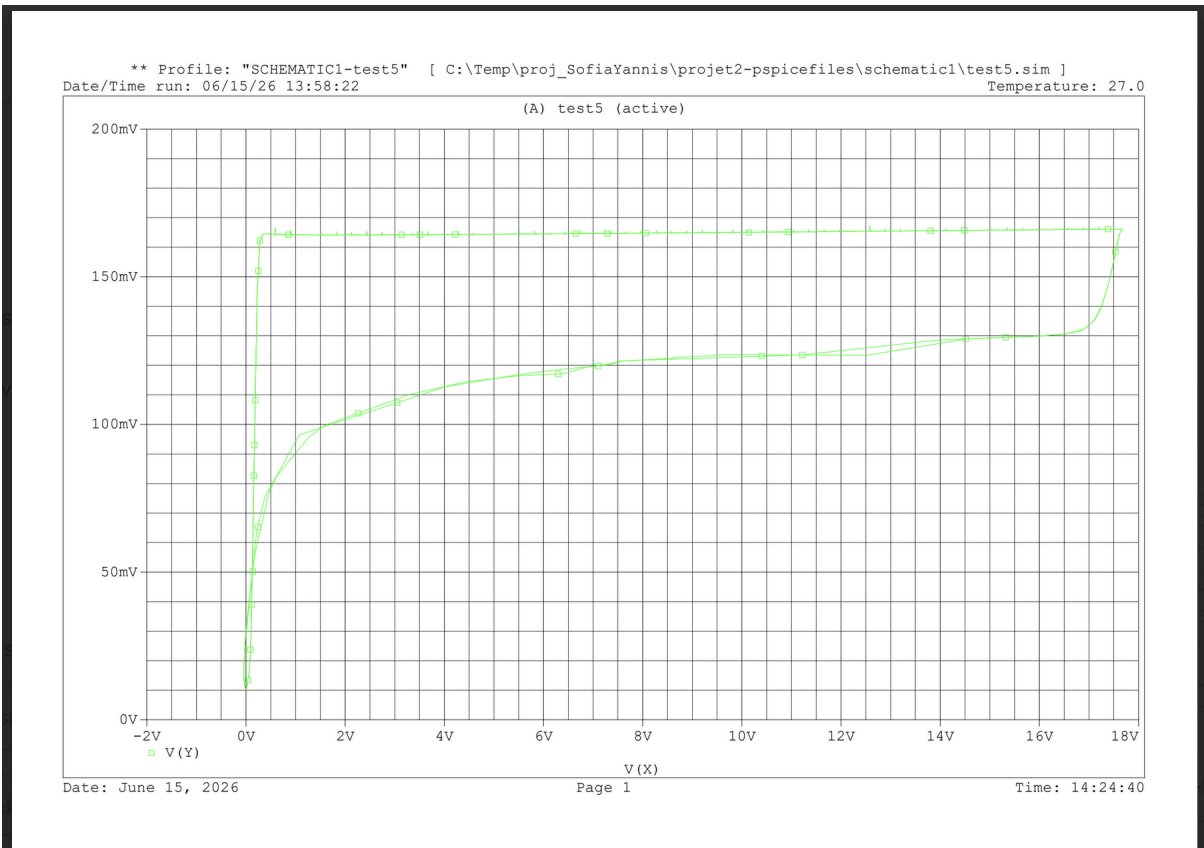
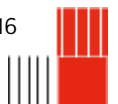


Figure 10 : Résultats avec  $R = 200\text{Kohm}$



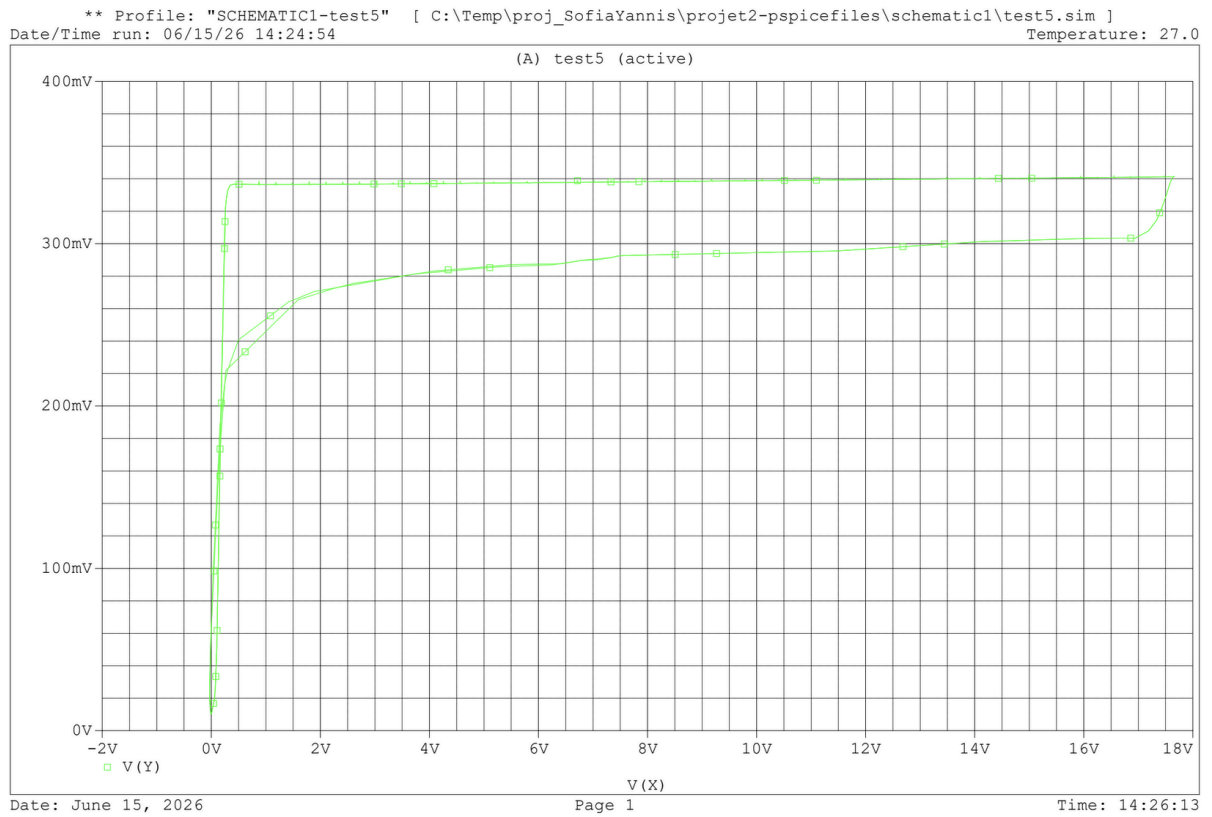
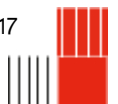


Figure 11: résultats pour 100 Kohm



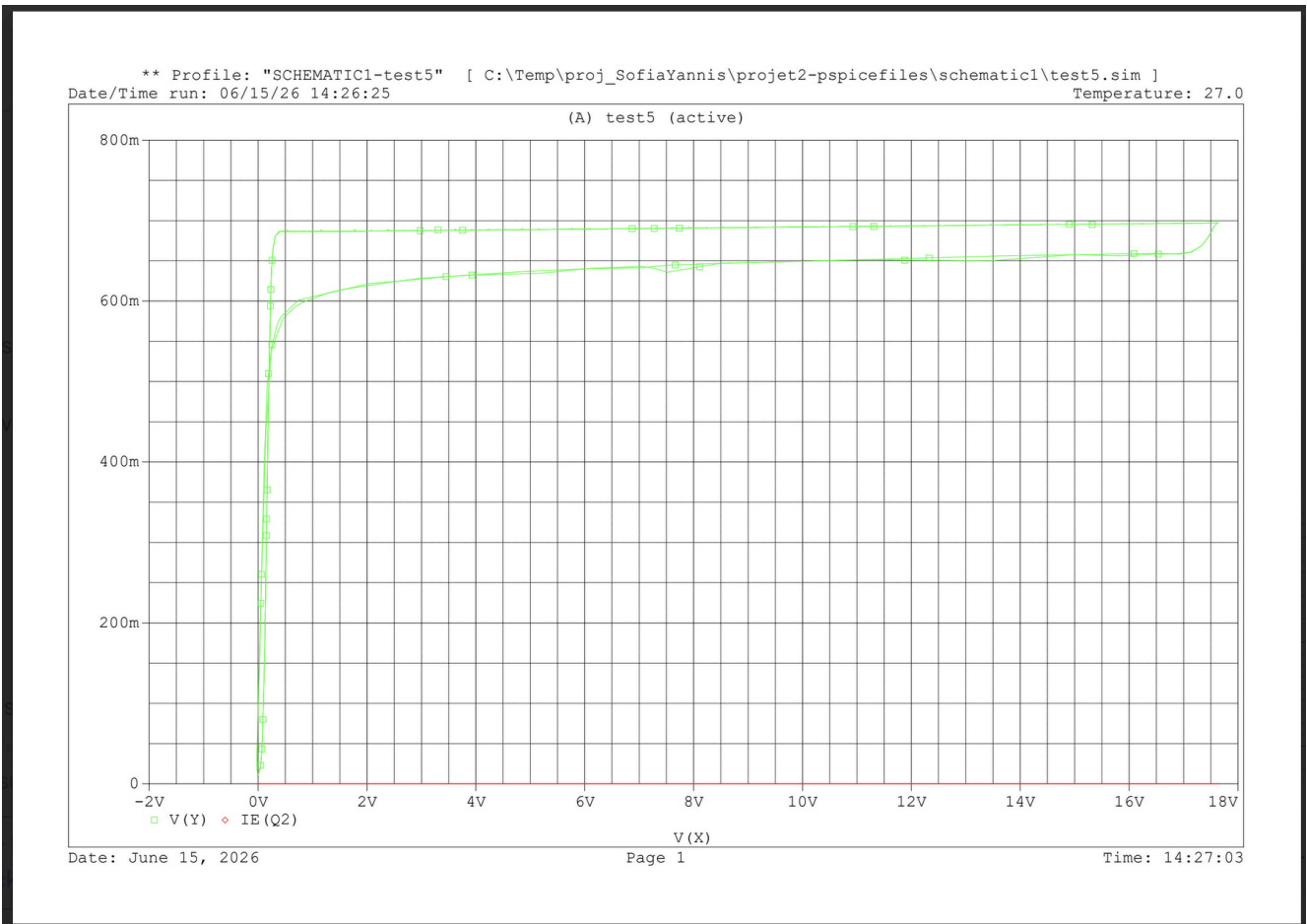
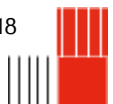


Figure 12: résultats pour 50 Kohm



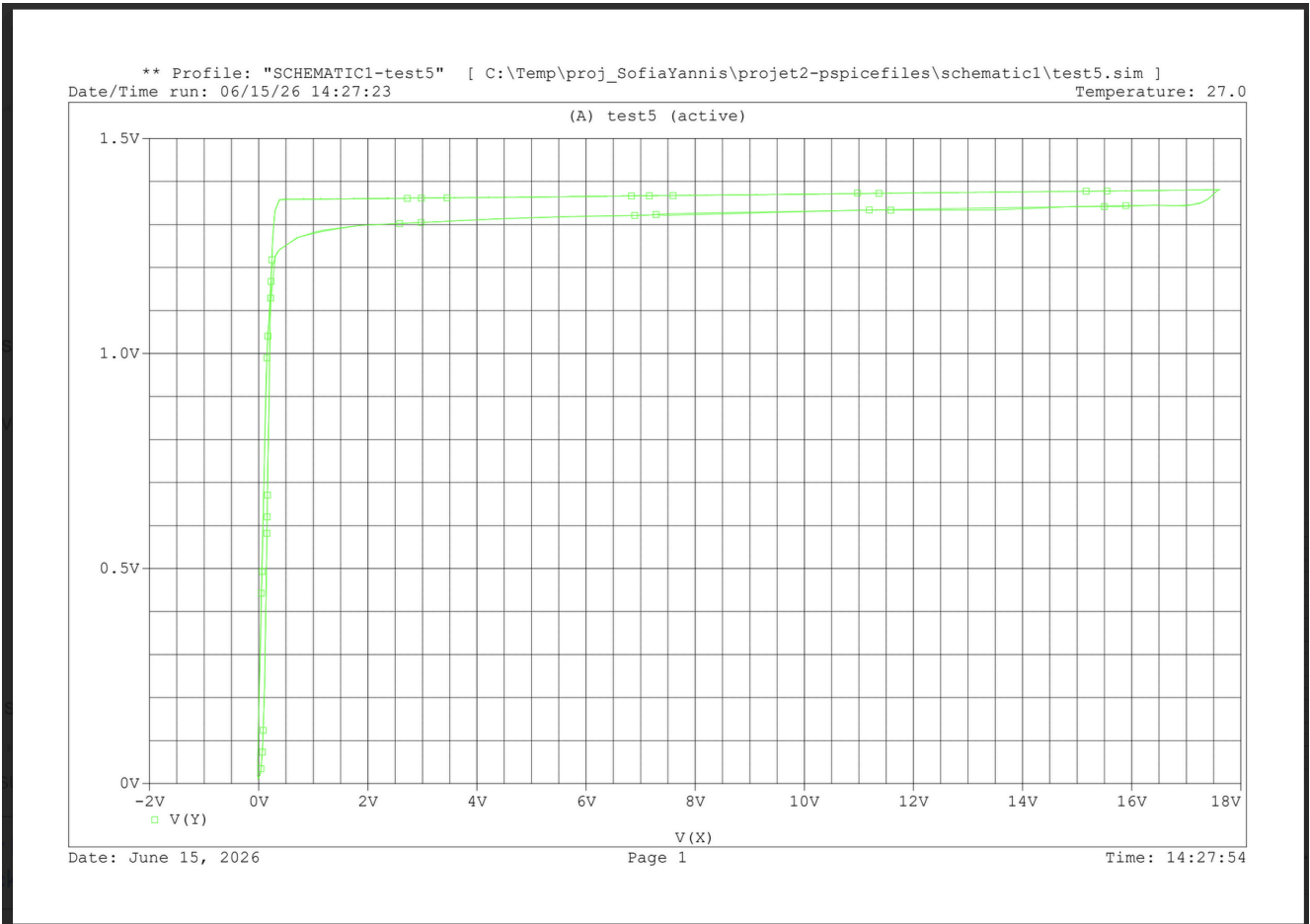


Figure 13: résultats pour 25 Kohm



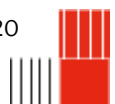
## Conclusion

Ce projet de traceur de courbes de transistors nous a permis de concevoir et valider une chaîne de traitement analogique complète, en adoptant une démarche rigoureuse structurée en trois phases successives : étude théorique, simulation sous PSpice, puis réalisation et validation expérimentale.

Chaque bloc fonctionnel a été traité de manière indépendante avant d'être intégré à l'ensemble du système. L'amplificateur de rampe assure la conversion du signal d'entrée (0–5 V) en une tension de balayage (0–18 V) appliquée à l'axe X de l'oscilloscope via la tension VCE. Le bloc de mesure de courant, basé sur l'INA169, convertit fidèlement le courant collecteur en une tension exploitable par l'entrée Y de l'oscilloscope. Le compteur 2 bits, réalisé à partir de deux bascules D (74HCT74), génère les quatre états de sélection du courant de base de manière synchronisée avec la rampe. Enfin, la source de courant variable garantit des paliers de IB stables, précis et indépendants des caractéristiques propres à chaque transistor testé.

Les écarts observés entre les valeurs théoriques, simulées et mesurées ont fait l'objet d'une analyse systématique. Les principales sources d'erreur identifiées sont le comportement en saturation du LM358 sous charge, les tolérances des composants passifs, et les incertitudes de calibration du générateur de fonctions. Des pistes d'amélioration concrètes ont été proposées pour chacun de ces points, notamment le recours à un amplificateur opérationnel rail-to-rail et le calibrage préalable du générateur à l'oscilloscope.

D'un point de vue pédagogique, ce projet a mis en évidence l'importance d'une architecture modulaire dans la conception d'un système électronique complexe, ainsi que la nécessité d'anticiper les limitations des composants réels par rapport à leurs modèles idéaux. Il a également renforcé notre capacité à exploiter la documentation des constructeurs, à mener une démarche de simulation rigoureuse et à interpréter des mesures expérimentales avec esprit critique.



## **INSA Rennes**

20 avenue des Buttes de Coësmes  
CS 70839

35708 Rennes cedex 7

Tél : + 33 (0)2 23 23 82 00

**[www.insa-rennes.fr](http://www.insa-rennes.fr)**



**INSA** | INSTITUT NATIONAL  
DES SCIENCES  
APPLIQUÉES  
RENNES

  
**MINISTÈRE  
DE L'ENSEIGNEMENT  
SUPÉRIEUR  
ET DE LA RECHERCHE**  
*Liberté  
Égalité  
Fraternité*