# Circuits électroniques

3è Année

Option

ÉLECTRONIQUE

CONFORME AU PROGRAMME NATIONAL

EDITION 2025





# TABLE DES MATIÈRES

**PRÉLIMINAIRES** ..... **1**

1. Objectifs Généraux du Cours ..... 1
   - 1.1. Maîtrise des concepts fondamentaux ..... 1
   - 1.2. Développement de la compétence analytique ..... 1
   - 1.3. Articulation de la théorie et de la pratique ..... 1

2. Compétences Visées ..... 1
   - 2.1. Compétence Analytique ..... 1
   - 2.2. Compétence de Conception et Synthèse ..... 2
   - 2.3. Compétence Pratique et de Dépannage ..... 2

3. Approche Pédagogique ..... 2
   - 3.1. Du Principe à l'Application Concrète ..... 2
   - 3.2. La Résolution de Problèmes par Scénarios ..... 2
   - 3.3. Une Progression Cognitive Structurée ..... 3

**PARTIE 1. L'ANALYSE DES TRANSISTORS EN RÉGIME LINÉAIRE (PETITS SIGNAUX)** ..... **4**

a. Du statique au dynamique ..... 4

b. La notion de "petit signal" ..... 4

c. La méthode de linéarisation ..... 4

d. L'objectif : caractériser l'amplificateur ..... 4

**CHAPITRE 1. MODÉLISATION DU TRANSISTOR BIPOLAIRE EN PETITS SIGNAUX** ..... **5**

1.1. Le principe de l'analyse en petits signaux ..... 5
   - a. Le murmure et le haut-parleur ..... 5
   - A. Le point de repos (Point Q) : La condition de base ..... 5
   - B. Superposition : Le grand et le petit ..... 5

**FIGURE 1 : RÉF. IMG (6806-1955-7773)** ..... **7**

Linéarisation de la caractéristique du transistor autour du point de repos Q ..... 7
   - C. La justification par la linéarisation ..... 7

**FIGURE 2 : RÉF. IMG (9989-6168-6495)** ..... **10**

Schéma de principe séparant l'analyse DC et l'analyse AC ..... 10

MURHULA BAZIKANGE M.
*Directeur Editorial*
+243 860 655 590

- Anecdote : La panne du préampli à la RTNC/Bandundu.....10

1.2. Le modèle en « pi » hybride et sa simplification.....12

- a. L'art de la simplification.....12
- A. Anatomie du modèle en « pi » hybride.....12

**FIGURE 3 : RÉF. IMG (3510-5650-9303).....13**

Schéma complet du modèle en pi hybride du transistor bipolaire.....13

- B. La simplification du modèle pour l'analyse.....13

1.3. Le circuit équivalent universel de Giacoletto.....16

- a. Une simplification pour les hautes fréquences.....16
- A. Structure du modèle de Giacoletto.....16
- B. Les paramètres fondamentaux du circuit.....17

**CHAPITRE 2. LES TROIS MONTAGES FONDAMENTAUX DU TRANSISTOR BIPOLAIRE.....20**

2.1. L'amplificateur à Émetteur Commun (EC).....20

- a. L'amplification, une nécessité.....20
- A. Principe de fonctionnement et schéma.....20
- B. Caractéristiques de l'amplificateur EC.....21

2.2. L'amplificateur à Collecteur Commun (CC) ou « émetteur-suiveur ».....23

- a. Le suiveur fidèle.....23
- A. Schéma de principe et particularités.....23

**FIGURE 4 : RÉF. IMG (4754-2735-7395).....26**

Schéma équivalent en petits signaux du montage collecteur commun.....26

- B. Grandeurs caractéristiques principales.....26

2.3. L'amplificateur à Base Commune (BC).....29

- a. L'amplificateur mal-aimé ?.....29
- A. Schéma de principe et fonctionnement.....29

**FIGURE 5 : RÉF. IMG (9601-4701-4186).....30**

Schéma de principe d'un amplificateur à montage Base Commune.....30

- B. Modèle en petits signaux et paramètres clés.....30
- C. Caractéristiques et applications.....31

2.4. Tableau comparatif et applications.....33

- a. Introduction.....33
- A. Synthèse des caractéristiques.....34


MURHULA BAZIKANGE M.
*Directeur Editorial*
+243 860 655 590

- B. Domaines d'application privilégiés.....35

**FIGURE 6 : RÉF. IMG (8714-7359-2076).....36**

Chaîne d'amplification audio typique utilisant plusieurs montages.....36

- C. Scénarios et exercices.....36

**CHAPITRE 3. MODÉLISATION ET ANALYSE DES TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP (FET)39**

3.1. Le modèle en petits signaux du FET.....39

- a. L'erreur de l'approximation grossière.....39
- A. Principe de la Linéarisation autour du Point de Repos.....39

**FIGURE 7 : RÉF. IMG (6149-2695-3325).....41**

Linéarisation de la caractéristique de transfert du transistor à effet de champ.....41

- B. Les Paramètres du Modèle Équivalent.....41

**FIGURE 8 : RÉF. IMG (7997-0001-9162).....44**

Schéma équivalent universel en petits signaux pour un transistor FET.....44

- L'amplificateur de la radio de Gemena qui grésillait.....44

3.2. Les montages Source Commune (SC) et Drain Commun (DC).....46

- a. Les deux visages du transistor.....46
- A. Le Montage Source Commune (SC) : L'Amplificateur de Tension.....47

**FIGURE 9 : RÉF. IMG (6286-5383-3500).....49**

Schéma de principe d'un amplificateur à transistor FET en montage Source Comm.....49

- B. Le Montage Drain Commun (DC) : Le Suiveur de Tension.....49

**FIGURE 10 : RÉF. IMG (8107-1715-4380).....52**

Schéma de principe d'un adaptateur d'impédance FET en montage Drain Commun.....52

- Scénarios et Exercices.....52
- Une réparation stratégique à Bumba.....52

3.3. Justification des performances et choix du transistor (BJT vs FET).....54

- a. Le dilemme du plombier de Mbandaka.....54
- A. Le Critère de l'Impédance d'Entrée.....54

**FIGURE 11 : RÉF. IMG (0347-3935-8853).....57**

Schémas comparatifs d'un BJT NPN et d'un JFET à canal N.....57

- B. Vitesse, Bruit et Consommation : Le Triptyque Décisif.....57


MURHULA BAZIKANGE M.
*Directeur Editorial*
+243 860 655 590

**FIGURE 12 : RÉF. IMG (7990-0611-7712)**.....**60**

Tableau de décision simplifié pour le choix entre BJT et FET.....60

- L'héritage de Papa Kanku.....60

**CHAPITRE 4. LE COMPORTEMENT EN FRÉQUENCE DES AMPLIFICATEURS**.....**63**

4.1. Bande passante : fréquences de coupure et produit gain-bande.....63

- a. Une question d'écoute.....63
- A. Gain et Fréquences de Coupure.....63

**FIGURE 13 : RÉF. IMG (0584-4828-3335)**.....**64**

Courbe de réponse en fréquence typique d'un amplificateur à couplage AC.....64

- B. Le Produit Gain-Bande (GBW).....64

**FIGURE 14 : RÉF. IMG (2933-8492-6071)**.....**67**

Illustration du compromis entre le gain et la bande passante.....67

- C. Scénarios et Exercices.....67

4.2. Effets des capacités internes et techniques de stabilisation (Neutrodyna.....69

- a. Le transistor face à la haute fréquence.....69
- A. Les capacités parasites et l'effet Miller.....69
- B. La neutralisation par la technique de Neutrodynation.....70

**PARTIE 2. LES AMPLIFICATEURS DE TENSION ET DE PUISSANCE**.....**73**

Le défi des signaux faibles.....73

Tension et Puissance : deux missions distinctes.....73

Le transistor : le moteur de l'amplification.....73

Des étages pour une performance optimale.....73

**CHAPITRE 5. LE PRÉAMPLIFICATEUR DE TENSION À UN ÉTAGE**.....**74**

5.1. Principe, schéma et rôle des composants.....74

- a. L'amplification, une affaire de discrétion.....74
- A. Principe de fonctionnement et polarisation.....74
- B. Schéma type et rôle des composants.....74

**FIGURE 15 : RÉF. IMG (7853-4034-3360)**.....**75**

Schéma d'un préamplificateur à transistor bipolaire en émetteur commun.....75

- SCÉNARIOS ET EXERCICES.....75

5.2. Influence de la résistance d'émetteur et droite de charge dynamique.....77
- a. L'amplificateur capricieux de Kananga.....77
- A. La Contre-Réaction Stabilisatrice par.....78
- B. Droite de Charge Statique et Droite de Charge Dynamique.....79

**CHAPITRE 6. LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE : CLASSES DE FONCTIONNEMENT....82**

6.1. Spécificités et types de commande des amplificateurs de puissance.....82
- a. Le son, de la guitare au concert.....82
- A. La distinction fondamentale : Tension vs. Puissance.....82
- B. Le dilemme de la puissance : Rendement et dissipation.....83
- SCÉNARIOS ET EXERCICES.....84

6.2. Classification (Classes A, B, AB, C) et gestion thermique.....85
- a. Le dilemme de l'ingénieur : fidélité ou efficacité ?.....85
- A. Les classes de fonctionnement : un compromis permanent.....86

**FIGURE 16 : RÉF. IMG (1242-2145-0128).....87**

Formes d'onde de sortie pour les classes d'amplificateurs A, B, AB.....87
- B. La gestion thermique : éviter la surchauffe à tout prix.....87

**CHAPITRE 7. L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN CLASSE A.....91**

7.1. Fonctionnement, bilan de puissance et rendement.....91
- a. Une question d'efficacité.....91
- A. Principe de fonctionnement.....91
- B. Bilan de puissance.....92
- C. Le rendement et ses limites.....92

**FIGURE 17 : RÉF. IMG (3346-9052-4254).....93**

Répartition de la puissance dans un amplificateur classe A à rendement maximal.....93
- b. Scénarios et exercices.....93

7.2. Optimisation par transformateur, avantages et inconvénients.....95
- a. Le paradoxe de l'énergie perdue.....95
- A. Le rôle du transformateur en charge de collecteur.....95

**FIGURE 18 : RÉF. IMG (4435-5807-6754).....97**

Schéma d'un amplificateur Classe A avec couplage par transformateur.....97
- B. Rendement théorique et adaptation d'impédance.....97
- C. Bilan des avantages et inconvénients.....98

MURHULA BAZIKANGE M.
*Directeur Editorial*
+243 860 655 590

**CHAPITRE 8. L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE PUSH-PULL (CLASSES B ET AB)..... 101**

8.1. Le principe du montage Push-Pull..... 101

- a. Le paradoxe de l'amplificateur efficace..... 101
- A. Le principe de la symétrie complémentaire..... 101

**FIGURE 19 : RÉF. IMG (8952-1439-9512)..... 103**

Schéma de principe du montage Push-Pull et sa distorsion de croisement..... 103

- B. L'inconvénient majeur : la distorsion de croisement..... 103

8.2. La distorsion de croisement en classe B..... 105

- a. Le passage de témoin électronique..... 105
- A. La physique de la zone morte..... 106

**FIGURE 20 : RÉF. IMG (6797-2366-4305)..... 108**

Signal d'entrée et de sortie avec distorsion de croisement..... 108

- B. Caractéristiques et conséquences..... 108

**FIGURE 21 : RÉF. IMG (3941-3651-7245)..... 111**

Comparaison des polarisations pour résoudre la distorsion..... 111

- b. Scénarios et Exercices..... 111

8.3. Le passage en classe AB pour corriger la distorsion..... 113

- a. Le silence indésirable..... 113
- A. Anatomie de la distorsion de croisement..... 113

**FIGURE 22 : RÉF. IMG (1348-1272-4898)..... 114**

Schéma de la distorsion de croisement en sortie d'un amplificateur classe B..... 114

- B. La polarisation par diodes : la solution classe AB..... 114

**FIGURE 23 : RÉF. IMG (0366-2296-8497)..... 117**

Circuit d'un amplificateur push-pull classe AB avec diodes de polarisation..... 117

- b. L'anecdote du technicien de Gemena..... 117

8.4. Bilan de puissance et rendement de la classe B/AB..... 119

- a. L'énergie perdue et l'énergie utile..... 119
- A. La circulation des puissances..... 120

**FIGURE 24 : RÉF. IMG (6845-7947-3763)..... 123**

Schéma du flux de puissance dans un amplificateur de classe B..... 123

MURHULA BAZIKANGE M.
*Directeur Editorial*
+243 860 655 590

- B. Le rendement de la classe B.....123

**FIGURE 25 : RÉF. IMG (6576-2469-3932).....126**

Courbe du rendement en fonction de l'amplitude de sortie.....126

- C. Le cas de la classe AB.....126

**PARTIE 3. LA RÉACTION ET SES APPLICATIONS : OSCILLATEURS.....130**

Le principe de la réaction.....130

L'instabilité contrôlée.....130

Générer un signal à partir de rien.....130

Les conditions de Barkhausen.....130

**CHAPITRE 9. LA CONTRE-RÉACTION (RÉACTION NÉGATIVE) ET SES EFFETS.....131**

9.1. Définition et schéma de principe.....131

- a. L'art de la correction.....131
- A. Principe de la contre-réaction.....131

**FIGURE 26 : RÉF. IMG (9739-4700-4699).....133**

Schéma bloc simplifié d'un système à contre-réaction négative.....133

- B. Le schéma de principe et ses acteurs.....133

**FIGURE 27 : RÉF. IMG (2356-7268-2790).....134**

Schéma de principe détaillé avec les tensions du circuit.....134

- Anecdote : Le son parfait de la rumba à Mbandaka.....134

9.2. Effets sur le gain et la stabilité.....136

- a. Le sacrifice nécessaire.....136
- A. La réduction contrôlée du gain.....136

**FIGURE 28 : RÉF. IMG (7377-5082-2170).....139**

Comparaison du gain en boucle ouverte et en boucle fermée.....139

- B. L'amélioration de la stabilité.....139

**FIGURE 29 : RÉF. IMG (5936-9485-7280).....142**

Effet de la contre-réaction sur la distorsion d'un signal.....142

- b. Scénarios et exercices.....142

9.3. Effets sur la bande passante et la distorsion.....144

- a. Le sacrifice stratégique.....144
- A. Élargissement de la Bande Passante.....144

**FIGURE 30 : RÉF. IMG (4018-6464-6939).....146**

Courbes de gain avant et après contre-réaction sur un diagramme de Bode.....146
- B. Réduction de la Distorsion.....146

**FIGURE 31 : RÉF. IMG (1081-5553-9769).....149**

Visualisation de la correction de distorsion par la contre-réaction.....149
- Scénarios et Exercices.....149
- a. L'ingénieur du son de Bukavu.....149

9.4. Les quatre types de contre-réaction et leurs effets sur les impédances.....151
- a. L'amplificateur, un musicien capricieux.....151
- A. La nature du prélèvement en sortie.....151
- B. La nature de la réinjection en entrée.....152
- C. Synthèse des quatre configurations.....152

**CHAPITRE 10. LE PRINCIPE DES OSCILLATEURS ET LA CONDITION DE BARKHAUSEN. .156**

10.1. De l'amplificateur à l'oscillateur par réaction positive.....156
- a. Du bruit à la musique contrôlée.....156
- A. La boucle de réaction positive.....156

**FIGURE 32 : RÉF. IMG (7022-9926-9441).....158**

Schéma de principe d'un système à réaction positive avec ses blocs.....158
- B. La condition de Barkhausen : Le critère d'oscillation.....158

10.2. La condition de Barkhausen (critères de phase et d'amplitude).....161
- a. L'écho qui ne s'arrête jamais.....161
- A. Le critère d'amplitude : un gain unitaire.....161
- B. Le critère de phase : un déphasage nul.....162

10.3. Démarrage et stabilisation de l'amplitude des oscillations.....163
- a. De l'impulsion à l'équilibre.....163
- A. La condition de démarrage : dépasser l'unité.....164
- B. La stabilisation : le retour à l'équilibre.....165

**CHAPITRE 11. LES OSCILLATEURS SINUSOÏDAUX RC, LC ET À QUARTZ.....168**

11.1. Les oscillateurs à réseau déphaseur (RC).....168


MURHULA BAZIKANGE M.
*Directeur Editorial*
+243 860 655 590

- a. L'énigme de l'auto-génération.....168
- A. Le critère de Barkhausen : la loi de l'oscillation.....168
- B. Détermination de la fréquence d'oscillation.....169

**FIGURE 33 : RÉF. IMG (3465-2372-6193).....170**

Oscillateur à déphasage RC utilisant un transistor bipolaire en émetteur commun.....170

- SCÉNARIOS ET EXERCICES.....170

11.2. L'oscillateur à pont de Wien.....172

- a. Une invention de garage.....172
- A. Principe de fonctionnement.....173

**FIGURE 34 : RÉF. IMG (0537-2218-4458).....174**

Schéma de principe de l'oscillateur à pont de Wien avec AOP.....174

- B. Conditions d'oscillation et fréquence.....174

**FIGURE 35 : RÉF. IMG (0396-5169-0132).....177**

Courbes de gain et de phase du filtre passe-bande RC.....177

- SCÉNARIOS ET EXERCICES.....177

11.3. Les oscillateurs à circuit résonant : Colpitts et Hartley (LC).....179

- a. Le défi de la fréquence pure.....179
- A. Le cœur du système : Le circuit bouchon LC.....179
- B. Deux montages, un même principe : Colpitts et Hartley.....180

**FIGURE 36 : RÉF. IMG (2638-9662-3436).....182**

Schéma de principe d'un oscillateur Colpitts à transistor bipolaire.....182

**FIGURE 37 : RÉF. IMG (1037-2352-9931).....183**

Circuit d'un oscillateur Hartley avec son diviseur de tension inductif.....183

- C. Récapitulatif et conditions de démarrage.....183
- SCÉNARIOS ET EXERCICES.....184

11.4. L'oscillateur à quartz pour la haute stabilité.....185

- a. La précision venue d'une pierre.....185
- A. L'effet piézoélectrique et la résonance mécanique.....186
- B. Modèle électrique équivalent du quartz.....186

**FIGURE 38 : RÉF. IMG (9890-4027-3640).....187**

Symbole et modèle électrique équivalent d'un oscillateur à quartz.....187
- C. Facteur de qualité (Q) et stabilité.....187

Annexe 1. Mémento des Formules de l'Amplification.....189
- A. Grandeurs Fondamentales de l'Amplification.....189
- B. Amplification à Transistor Bipolaire (BJT).....190
- C. Amplification à AOP (Montages Fondamentaux).....192

Annexe 2. Guide de Sélection d'un Dissipateur Thermique.....194
- A. Principes Fondamentaux de la Dissipation Thermique.....194
- B. Calcul de la Résistance Thermique Requise.....194
- C. Influence des Matériaux et de la Géométrie.....195
- D. Modes de Convection et Facteurs de Correction.....196

Annexe 3. Tableaux Comparatifs des Classes d'Amplificateurs.....197
- A. Définition et Critères de Classification.....197
- B. Classe A.....197
- C. Classe B.....198
- D. Classe AB.....198
- E. Classe C.....199
- F. Classe D.....199
- G. Tableau Synthétique Comparatif.....200

Annexe 4. Catalogue de Schémas d'Oscillateurs.....201
- A. Oscillateurs LC (Circuit bouchon).....201
- B. Oscillateurs RC.....203
- C. Oscillateurs à Quartz (Crystal Oscillators).....204

MURHULA BAZIKANGE M.
*Directeur Editorial*
+243 860 655 590

# PRÉLIMINAIRES

## 1. Objectifs Généraux du Cours

### 1.1. Maîtrise des concepts fondamentaux

Cet enseignement vise l'assimilation rigoureuse des principes régissant les composants électroniques actifs. Il s'agit de la maîtrise des caractéristiques des diodes, des transistors bipolaires (BJT) et des transistors à effet de champ (FET), en régime statique (polarisation) comme en régime dynamique (analyse en petits signaux). La compréhension des modèles équivalents est une compétence nodale à acquérir.

### 1.2. Développement de la compétence analytique

Au-delà de la connaissance théorique, le développement de la compétence analytique est un axe majeur. Cette compétence se traduit par la capacité à décomposer un schéma électronique complexe en blocs fonctionnels identifiables : étages d'amplification, circuits d'oscillation, fonctions de commutation. Elle inclut le calcul des grandeurs électriques critiques telles que le point de repos, le gain en tension, les impédances d'entrée et de sortie.

### 1.3. Articulation de la théorie et de la pratique

L'articulation entre la modélisation théorique et la réalité expérimentale constitue le troisième objectif. L'élève doit pouvoir confronter les modèles mathématiques (modèle en pi hybride du transistor, par exemple) aux comportements réels des composants. La lecture et l'interprétation des fiches techniques (datasheets) sont donc des savoir-faire essentiels pour valider un dimensionnement ou diagnostiquer une défaillance. Cette démarche prépare à la résolution de problèmes concrets en atelier.

---

## 2. Compétences Visées

### 2.1. Compétence Analytique

Le premier socle de compétences est d'ordre analytique. L'élève sera apte à décomposer un schéma électronique complexe en ses blocs fonctionnels distincts. Il identifiera la nature de chaque étage : amplification, filtrage, oscillation, ou commutation. La maîtrise de cette compétence s'appuie sur la

capacité à calculer les grandeurs électriques fondamentales (tensions, courants, impédances, gains, fréquences de coupure) pour valider la compréhension théorique du circuit.

### 2.2. Compétence de Conception et Synthèse

Au-delà de l'analyse, l'ouvrage développe la capacité de synthèse. Face à un cahier des charges fonctionnel simple, l'élève doit pouvoir proposer une architecture de circuit pertinente. Cette compétence implique le choix justifié des composants actifs et passifs, ainsi que leur agencement logique pour satisfaire les spécifications requises. Elle culmine dans l'élaboration de schémas originaux répondant à des besoins précis et documentés.

### 2.3. Compétence Pratique et de Dépannage

La finalité opérationnelle de la formation est également centrale. L'élève développera des aptitudes méthodiques pour le diagnostic de pannes. Cela inclut l'utilisation correcte des appareils de mesure (multimètre, oscilloscope) et l'interprétation rigoureuse de leurs résultats. La démarche hypothético-déductive sera systématiquement mobilisée pour isoler un composant défaillant, une erreur de câblage ou un défaut de conception.

---

## 3. Approche Pédagogique

### 3.1. Du Principe à l'Application Concrète

Chaque chapitre s'articule autour d'un enchaînement logique : du postulat théorique à sa validation dans un montage. Un concept, une loi physique ou un composant est d'abord défini rigoureusement. Son intégration dans un circuit fonctionnel suit immédiatement, avec une analyse détaillée de son comportement. Cette méthode ancre la connaissance dans le réel et vise une compétence opérationnelle directe, essentielle pour le technicien supérieur.

### 3.2. La Résolution de Problèmes par Scénarios

L'apprentissage est stimulé par des mises en situation techniques plausibles. Un dépannage à Lubumbashi ou la conception d'un petit émetteur pour une radio communautaire du Kasaï servent de contexte aux exercices. L'élève est ainsi conduit de l'analyse d'un cahier des charges à la synthèse d'une solution technique. Cette démarche active prépare efficacement aux épreuves certificatives, notamment à l'Examen d'État (EXETAT).

## 3.3. Une Progression Cognitive Structurée

La complexité des exercices est graduelle et intentionnelle. Les premières applications valident la compréhension des formules de base et des schémas. Les suivantes exigent le dimensionnement de composants et l'analyse de signaux. Enfin, les problèmes de synthèse mobilisent l'ensemble des savoirs d'un chapitre pour une tâche de diagnostic ou de conception, simulant les défis professionnels futurs du technicien à Boma ou à Kisangani.

# Partie 1. L'Analyse des Transistors en Régime Linéaire (Petits Signaux)

## a. Du statique au dynamique

La polarisation d'un transistor établit un point de fonctionnement stable, appelé point de repos. Cette analyse en courant continu est fondamentale. Elle assure que le composant travaille dans sa zone active. Pourtant, le véritable rôle d'un transistor est souvent d'amplifier un signal variable, comme la voix captée par un micro. L'analyse statique seule ne permet pas de quantifier cette amplification. Il faut donc un nouvel outil d'analyse.

## b. La notion de "petit signal"

Un signal est dit "petit" lorsque son amplitude reste faible devant les grandeurs de polarisation. Il s'agit d'une petite ondulation AC superposée aux tensions et courants continus ($V_{BE}$, $I_C$) qui fixent le point de repos. Pensez au faible signal audio d'un téléphone, arrivant sur un circuit déjà alimenté par une batterie. Cette condition de "petit signal" est la clé de la simplification analytique.

## c. La méthode de linéarisation

Autour de son point de repos, le comportement du transistor peut être approximé par un modèle linéaire. Cette technique de linéarisation transforme un composant non-linéaire en un circuit équivalent simple. Des modèles comme le schéma équivalent en "pi" (modèle de Giacoletto) ou en "T" apparaissent. Ils sont composés de résistances et de sources de courant commandées, facilitant grandement les calculs mathématiques.

## d. L'objectif : caractériser l'amplificateur

Finalement, l'analyse en petits signaux fournit les trois paramètres essentiels de tout étage amplificateur. Le gain en tension ($A_v$), qui mesure l'amplification. L'impédance d'entrée ($Z_e$), cruciale pour connecter une source sans la perturber. L'impédance de sortie ($Z_s$), qui détermine l'adaptation à la charge. Maîtriser ces calculs est vital pour un technicien réparant une sono à Mbuji-Mayi ou concevant un préampli à Matadi.

# Chapitre 1. Modélisation du Transistor Bipolaire en Petits Signaux

## 1.1. Le principe de l'analyse en petits signaux

### a. Le murmure et le haut-parleur

Un des faits les plus contre-intuitifs en électronique est la gestion de l'infiniment petit. Un signal audio, comme la voix captée par un microphone, génère des tensions de quelques millivolts. Ces variations sont minuscules, presque insignifiantes face aux tensions d'alimentation continues.

Pourtant, un amplificateur doit traiter fidèlement ce "murmure" électrique pour le transformer en un son puissant, sans le déformer. L'analyse en petits signaux est la technique mathématique qui permet de se concentrer exclusivement sur ce murmure, en ignorant temporairement le courant continu qui alimente le circuit.

### A. Le point de repos (Point Q) : La condition de base

Un transistor bipolaire est un composant actif. Il a besoin d'être alimenté en courant continu pour fonctionner. Cette alimentation établit un "point de fonctionnement" ou "point de repos", noté Q (pour Quiescent Point). Ce point est défini par le courant de collecteur de repos ($I_{CQ}$) et la tension collecteur-émetteur de repos ($V_{CEQ}$).

Sans signal d'entrée, le transistor est dans cet état stable. C'est sa situation par défaut, son "calme" opérationnel. Choisir un bon point de repos est crucial. Il doit être placé au milieu de la droite de charge pour permettre au signal de sortie d'osciller librement, sans être coupé.

### B. Superposition : Le grand et le petit

Le signal à amplifier est une petite variation de tension alternative (AC). Il vient se superposer aux tensions continues (DC) de polarisation. La tension totale à la base du transistor ($v_{BE}$) est donc la somme de la tension continue de polarisation ($V_{BEQ}$) et de la petite tension du signal ($v_{be}$).

Mathématiquement, cela s'écrit : $v_{BE}(t) = V_{BEQ} + v_{be}(t)$.

L'analyse en petits signaux applique le théorème de superposition. * **Analyse DC :** On étudie le circuit avec les sources continues uniquement pour trouver le point de repos Q. Les sources de signaux AC sont éteintes (remplacées par un court-circuit). * **Analyse AC :** On étudie le circuit avec

les sources de signaux AC uniquement pour calculer le gain et les impédances. Les sources de tension DC sont éteintes (remplacées par un court-circuit ou une masse).

MURHULA BAZIKANGE M.
Directeur Editorial
+243 860 655 590

## Figure 1 : Réf. IMG (6806-1955-7773)

## Linéarisation de la caractéristique du transistor autour du point de repos Q

### a. La courbe exponentielle

Le graphique montre la relation non-linéaire entre le courant de collecteur $I_C$ et la tension base-émetteur $V_{BE}$. C'est une courbe exponentielle. Amplifier un grand signal directement sur cette courbe provoquerait une distorsion massive, car les variations positives et négatives ne seraient pas amplifiées de la même manière. Le son en sortie serait méconnaissable, un peu comme une radio mal réglée à Lubumbashi.

### b. Le point de fonctionnement Q

Le point Q est choisi stratégiquement dans la partie la plus droite possible de la courbe. Autour de ce point, pour de très faibles variations de $v_{be}$, la courbe exponentielle peut être approximée par un segment de droite. C'est l'essence de la linéarisation. Le transistor se comporte localement comme un composant linéaire.

### c. Le petit signal $v_{be}$

Le signal d'entrée $v_{be}$ est une petite sinusoïde qui fait osciller la tension autour de $V_{BEQ}$. Grâce à la linéarité locale, la variation du courant de sortie $i_c$ est une sinusoïde proportionnelle à $v_{be}$. L'amplification se fait sans déformation. Le murmure est amplifié fidèlement.

## C. La justification par la linéarisation

La relation entre $I_C$ et $V_{BE}$ est exponentielle : $I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$. Pour un petit signal, on peut approximer la variation de $I_C$ autour du point Q en utilisant le premier terme du développement en série de Taylor. Cela revient à calculer la pente de la tangente à la courbe au point Q.

Cette pente est la transconductance, notée $g_m$.

$$g_m = \frac{d I_C}{d V_{BE}} ¿_Q = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

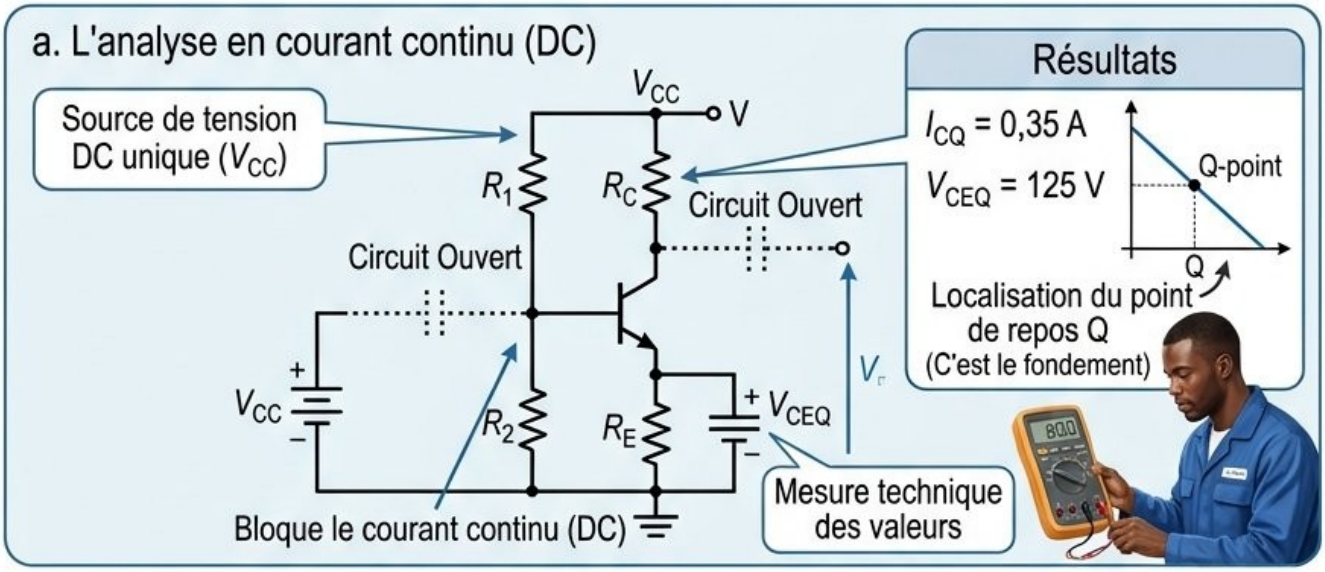
La variation du courant de collecteur ($i_c$) devient alors simplement proportionnelle à la variation de la tension base-émetteur ($v_{be}$).

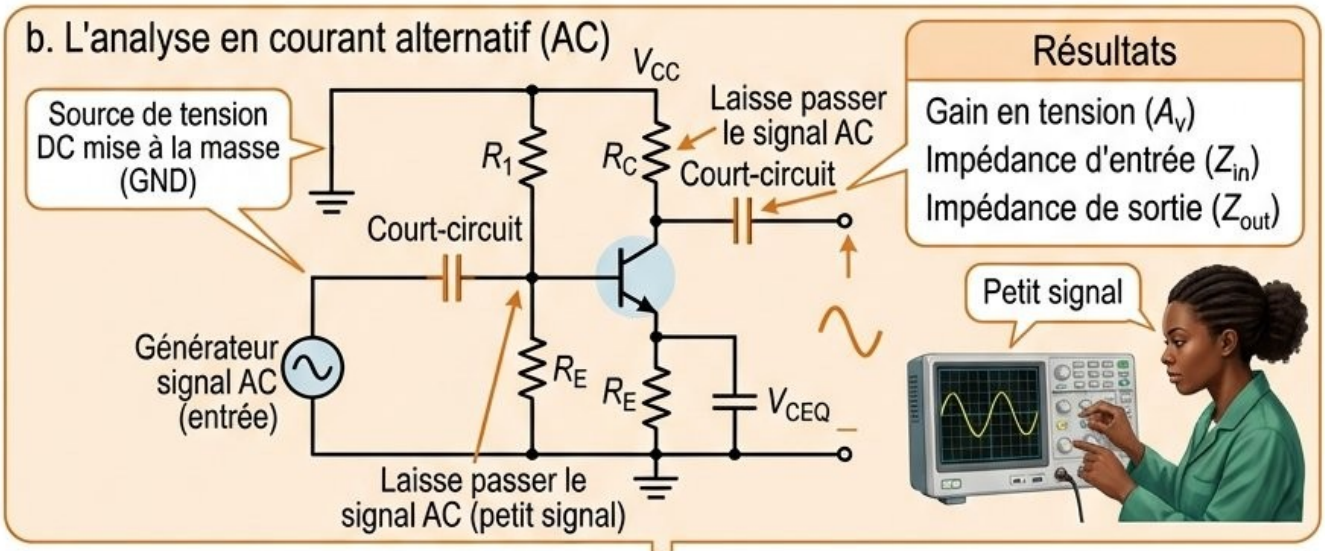
$$i_c = g_m \cdot v_{be}$$

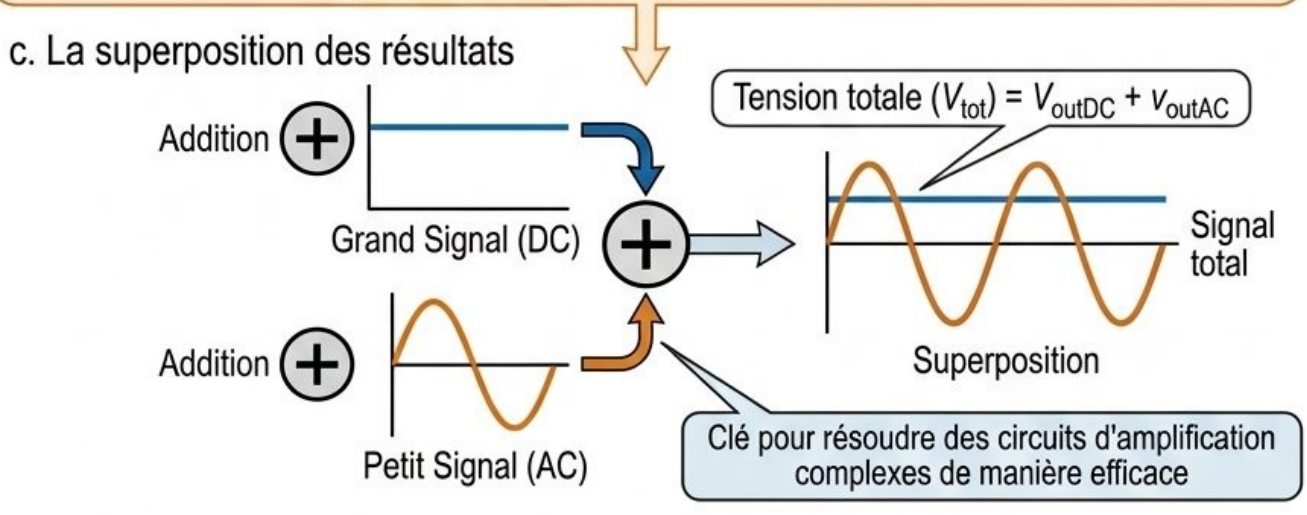
Le transistor, si complexe, se comporte maintenant comme une simple source de courant commandée en tension. L'analyse devient beaucoup plus simple.

## Figure 2 : Réf. IMG (9989-6168-6495)

Schéma de principe séparant l'analyse DC et l'analyse AC



## Figure 2 : Réf. IMG (9989-6168-6495)

## Schéma de principe séparant l'analyse DC et l'analyse AC

### a. L'analyse en courant continu (DC)

Ce schéma montre le circuit avec uniquement les sources de tension continues (comme $V_{CC}$). Les condensateurs, qui bloquent le courant continu, sont représentés comme des circuits ouverts. Cette analyse permet de calculer les valeurs de $I_{CQ}$ et $V_{CEQ}$, c'est-à-dire de localiser le point de repos Q du transistor. C'est le fondement.

### b. L'analyse en courant alternatif (AC)

Ici, les sources de tension DC sont mises à la masse (tension nulle pour l'analyse des variations). Les condensateurs, qui laissent passer le signal AC, sont assimilés à des courts-circuits. Seul le "petit signal" est présent. C'est sur ce schéma simplifié que l'on calcule le gain en tension, l'impédance d'entrée et de sortie.

### c. La superposition des résultats

La tension totale en un point du circuit est la somme du résultat de l'analyse DC et du résultat de l'analyse AC. Cette séparation du "grand" (le continu) et du "petit" (l'alternatif) est la clé pour résoudre des circuits d'amplification complexes de manière efficace.

---

## Anecdote : La panne du préampli à la RTNC/Bandundu

Pendant un enregistrement important dans les studios de la radio nationale à Bandundu, dans la province du Kwilu, l'ingénieur du son, Papa Mbuta, a un problème. La voix d'un invité, pourtant claire et posée, sort de la console avec un grésillement horrible, comme si elle était "écorchée". Le signal est distordu. Après avoir vérifié les microphones et les câbles, il se penche sur le préamplificateur. Il sait que le problème ne vient pas d'un composant grillé, sinon il n'y aurait aucun son. Le son est présent, mais déformé. Il soupçonne immédiatement une dérive du point de polarisation d'un des transistors de l'étage d'entrée. Si le point Q s'est déplacé trop près de la zone de saturation ou de blocage, le petit signal de la voix est écrêté. Une partie de l'information

est perdue, créant la distorsion. C'est un cas d'école où la théorie des petits signaux explique un problème très concret.

## Exercice 1 : Le rôle du point Q

**Énoncé :** Un circuit amplificateur simple est polarisé de telle sorte que son point de repos Q est défini par $I_{CQ}=2\,\text{mA}$ et $V_{CEQ}=5\,\text{V}$. L'alimentation est de $10\,\text{V}$. Expliquez pourquoi cet emplacement du point Q est un bon choix pour amplifier un petit signal sans distorsion.

**Résolution pas-à-pas :**

1. **Étape 1 : Analyser la position de $V_{CEQ}$** La tension d'alimentation est de $10\,\text{V}$. La tension collecteur-émetteur de repos est $V_{CEQ}=5\,\text{V}$. Cette valeur est exactement à mi-chemin entre la saturation (où $V_{CE}\approx 0\,\text{V}$) et le blocage (où $V_{CE}\approx V_{CC}=10\,\text{V}$).

2. **Étape 2 : Interpréter l'excursion du signal** Cette position centrale permet à la tension de sortie de varier (osciller) symétriquement autour de 5 V. Le signal de sortie peut avoir une amplitude maximale de près de 5 V vers le haut (jusqu'à 10 V) et 5 V vers le bas (jusqu'à 0 V).

3. **Étape 3 : Conclure sur la distorsion** En plaçant le point Q au centre de la droite de charge, on maximise l'excursion possible du signal de sortie. Un petit signal d'entrée sera amplifié sans que sa forme d'onde ne soit coupée (écrêtée) ni en haut, ni en bas. La linéarité est assurée, et l'amplification se fait sans distorsion.

## Exercice 2 : Le diagnostic du technicien de la SNEL

**Énoncé :** Un jeune technicien de la SNEL à Kisangani, dans la Tshopo, doit réparer un circuit de commande qui utilise un amplificateur à transistor. Il mesure une tension $V_{CEQ}$ de $0.2\,\text{V}$, alors que la tension d'alimentation $V_{CC}$ est de $12\,\text{V}$. Le signal de sortie est plat sur sa partie basse. Quel est le problème et comment cela affecte-t-il le petit signal ?

**Résolution pas-à-pas :**

1. **Étape 1 : Identifier l'état du transistor** Une tension $V_{CEQ}$ de $0.2\,\text{V}$ est très faible. Elle est caractéristique d'un transistor fonctionnant en régime de saturation. Le point de repos Q est donc positionné à l'extrême gauche de la droite de charge.

2. **Étape 2 : Analyser l'effet sur le petit signal** Le petit signal d'entrée tente de faire varier la tension de sortie autour de ce point Q de $0.2\,\mathrm{V}$. Lors des alternances négatives du signal d'entrée (qui devraient faire baisser la tension de sortie), la tension ne peut pas descendre en dessous de $V_{CE,sat} \approx 0.2\,\mathrm{V}$.

3. **Étape 3 : Décrire la distorsion** Toute la partie inférieure de l'onde de sortie est coupée (écrêtée). Le signal est sévèrement déformé. Le technicien doit revoir le circuit de polarisation pour déplacer le point Q vers le centre de la droite de charge (autour de $V_{CEQ} = 6\,\mathrm{V}$) afin de restaurer un fonctionnement linéaire.

---

## 1.2. Le modèle en « pi » hybride et sa simplification

### a. L'art de la simplification

Pendant que les grands musiciens de l'OK Jazz accordaient leurs guitares avant un concert à Matadi, ils ne résolvaient pas des équations complexes. Ils ajustaient la tension de chaque corde à un point de repos précis. Une fois ce point fixé, la moindre vibration (le signal) produisait un son juste. Le transistor, ce composant non-linéaire et capricieux, fonctionne de la même manière.

La polarisation en courant continu (DC) fixe son point de fonctionnement, son "accordage". Autour de ce point, pour de petites variations de signal (AC), son comportement devient prévisible et presque linéaire. Le modèle en « pi » hybride est notre outil pour représenter cette version simplifiée et linéaire du transistor.

### A. Anatomie du modèle en « pi » hybride

Un transistor polarisé en régime linéaire se comporte comme un circuit équivalent simple pour les petits signaux alternatifs. Ce circuit est le modèle en « pi » hybride. Il contient trois éléments essentiels qui décrivent la relation entre les variations de tension et de courant à l'entrée et à la sortie.

La tension thermique $V_T$ est considérée constante, environ $25\,mV$ à température ambiante. Les paramètres du modèle dépendent directement du point de polarisation ($I_{B_Q}, I_{C_Q}, V_{CE_Q}$).

## Figure 3 : Réf. IMG (3510-5650-9303)

## Schéma complet du modèle en pi hybride du transistor bipolaire

### a. L'impédance d'entrée, r-pi ($r_\pi$)

Ce résistor représente la résistance vue par le petit signal alternatif entre la base et l'émetteur. Sa valeur est inversement proportionnelle au courant de base de polarisation $I_{B_Q}$. Un courant de base plus fort signifie une résistance d'entrée plus faible. La formule est $r_\pi = \frac{V_T}{I_{B_Q}} = \frac{\beta \cdot V_T}{I_{C_Q}}$.

### b. La source de courant commandée, g-m ($g_m$)

C'est le cœur de l'amplification. Cette source de courant dépend de la tension d'entrée $v_{be}$ (aussi notée $v_\pi$). Le facteur de conversion, $g_m$, est la transconductance. Il lie le courant de sortie au signal d'entrée. Sa valeur est directement proportionnelle au courant de collecteur de polarisation $I_{C_Q}$. La formule est $g_m = \frac{I_{C_Q}}{V_T}$.

### c. L'impédance de sortie, r-o ($r_o$)

Ce résistor modélise l'effet Early. Il représente la variation du courant de collecteur avec la tension collecteur-émetteur. Il est placé en parallèle avec la source de courant commandée. Sa valeur est souvent élevée, de l'ordre de plusieurs dizaines ou centaines de kilo-ohms. La formule est $r_o = \frac{V_A + V_{CE_Q}}{I_{C_Q}}$, où $V_A$ est la tension d'Early.

## B. La simplification du modèle pour l'analyse

Dans de nombreuses situations pratiques, le modèle complet est inutilement complexe. L'analyse est grandement facilitée en appliquant une simplification justifiée.

Cette simplification consiste le plus souvent à négliger la résistance de sortie $r_o$. L'hypothèse est que sa valeur est très grande par rapport aux autres résistances du circuit de collecteur ($R_C$ ou $R_L$). On considère alors $r_o$ comme un circuit ouvert.

[IMAGE: Modèle en pi hybride simplifié pour l'analyse à basse fréquence]

### a. Le modèle épuré

Le circuit simplifié ne contient plus que la résistance d'entrée $r_\pi$ et la source de courant commandée $g_m \cdot v_{be}$. La résistance de sortie $r_o$ a disparu. Le calcul des gains en tension et en courant devient immédiat et beaucoup plus direct. Cette approche est la plus courante pour une première analyse d'un amplificateur.

### b. La condition de validité

La simplification est acceptable si la résistance de sortie $r_o$ est au moins dix fois plus grande que la résistance de charge équivalente vue par le collecteur ($R_C$ en parallèle avec une charge externe $R_L$). Mathématiquement, la condition est $r_o \geq 10 \cdot (R_C \| R_L)$.

### c. L'impact sur la précision

Négliger $r_o$ introduit une légère erreur dans le calcul du gain. Le gain calculé avec le modèle simplifié sera légèrement supérieur au gain réel. Cependant, cette erreur est souvent de quelques pourcents seulement. Elle est considérée acceptable pour le dimensionnement et l'analyse de la plupart des circuits d'amplification à basse fréquence.

## b. L'anecdote de l'ampli de la RTNC à Kisangani

Papa Mbuyi, un technicien chevronné de la station RTNC à Kisangani, fait face à un défi. Un vieil amplificateur audio à transistors, essentiel pour la diffusion, est tombé en panne. Le son est faible et distordu. Il suspecte un transistor dans l'étage de préamplification. Le problème, c'est que la référence du composant est effacée. Impossible de trouver sa fiche technique (datasheet).

Au lieu de se décourager, Mbuyi sort son multimètre. Il mesure la tension aux bornes du transistor pour déterminer son point de polarisation (le fameux point Q). Il calcule ainsi le courant de collecteur $I_{C_Q}$. Avec cette seule information et les formules du modèle en pi simplifié, il estime la transconductance $g_m$ et le gain attendu de l'étage. Il peut alors choisir un transistor de remplacement courant ayant des caractéristiques proches, et l'ampli repart comme neuf, juste à temps pour le journal du soir.

## Exercice 1 : Le dépanneur de radio de Kananga

**Énoncé :** Un réparateur de radios au Kasaï analyse un amplificateur en émetteur commun. Il mesure le point de polarisation du transistor et trouve : $I_{C_Q} = 1\,\text{mA}$ et $V_{CE_Q} = 5\,\text{V}$. Le transistor a un gain en courant $\beta = 100$ et une

tension d'Early $V_A = 80\,\text{V}$. On prendra la tension thermique $V_T = 25\,\text{mV}$. Calculez les paramètres $g_m$, $r_\pi$ et $r_o$ du modèle en pi hybride.

**Résolution pas-à-pas :**

1. **Étape 1 : Calcul de la transconductance ($g_m$)** La transconductance dépend uniquement du courant de collecteur de repos et de la tension thermique.

$$g_m = \frac{I_{C_Q}}{V_T} = \frac{1\,\text{mA}}{25\,\text{mV}} = 0,04\,\text{A/V} = 40\,\text{mS}$$

2. **Étape 2 : Calcul de la résistance d'entrée ($r_\pi$)** La résistance $r_\pi$ est liée à $g_m$ par le gain en courant $\beta$.

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{0,04\,\text{A/V}} = 2500\,\Omega = 2,5\,\text{k}\,\Omega$$

3. **Étape 3 : Calcul de la résistance de sortie ($r_o$)** La résistance de sortie $r_o$ modélise l'effet Early et dépend de $V_A$, $V_{CE_Q}$ et $I_{C_Q}$.

$$r_o = \frac{V_A + V_{CE_Q}}{I_{C_Q}} = \frac{80\,\text{V} + 5\,\text{V}}{1\,\text{mA}} = \frac{85\,\text{V}}{0,001\,\text{A}} = 85000\,\Omega = 85\,\text{k}\,\Omega$$

## Exercice 2 : L'ampli de guitare du Kwilu

**Énoncé :** Un musicien de Bandundu utilise un amplificateur dont l'étage de sortie utilise le transistor de l'exercice 1. Ce transistor est monté en émetteur commun avec une résistance de collecteur $R_C = 4\,\text{k}\,\Omega$. Calculez le gain en tension $A_v = v_{out}/v_{in}$ en utilisant le modèle simplifié (en négligeant $r_o$).

**Résolution pas-à-pas :**

1. **Étape 1 : Justification de la simplification** Comparons $r_o$ à $R_C$. Nous avons $r_o = 85\,\text{k}\,\Omega$ et $R_C = 4\,\text{k}\,\Omega$. Puisque $r_o \gg R_C$ (85k est plus de 20 fois plus grand que 4k), l'hypothèse de négliger $r_o$ est parfaitement valide.

2. **Étape 2 : Dessin du schéma petit signal simplifié** Le schéma inclut la source de tension d'entrée $v_{in}$, la résistance $r_\pi$ à l'entrée, la source de courant commandée $g_m \cdot v_\pi$ en sortie, et la résistance de collecteur $R_C$ connectée entre le collecteur et la masse du signal AC. La tension de sortie $v_{out}$ est prise au collecteur.

3. **Étape 3 : Calcul du gain en tension ($A_v$)** La tension de sortie $v_{out}$ est le courant qui traverse $R_C$ multiplié par la valeur de la résistance. Le courant est celui de la source commandée, mais il circule en sens inverse de la convention de la tension de sortie.

$$v_{out} = -(g_m \cdot v_\pi) \cdot R_C$$

La tension d'entrée du modèle est $v_{in} = v_\pi$. Le gain en tension est donc :

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-g_m \cdot v_\pi \cdot R_C}{v_\pi} = -g_m \cdot R_C$$

$$A_v = -(0,04\ \text{A/V}) \cdot (4000\ \Omega) = -160$$

Le gain de l'amplificateur est de -160. Le signe négatif indique une inversion de phase de 180 degrés entre la sortie et l'entrée, ce qui est caractéristique d'un montage en émetteur commun.

---

## 1.3. Le circuit équivalent universel de Giacoletto

### a. Une simplification pour les hautes fréquences

Même si les modèles de base du transistor bipolaire sont suffisants pour les basses fréquences, ils montrent vite leurs limites. Les phénomènes qui se produisent à l'intérieur du semi-conducteur lorsque la fréquence du signal augmente deviennent non négligeables. Ces modèles simplifiés ignorent les effets capacitifs internes.

Le modèle de Giacoletto, ou modèle en π, répond à cette lacune. Il offre une représentation beaucoup plus fidèle du comportement du transistor en haute fréquence. Sa structure intègre les résistances et capacités parasites qui apparaissent entre les jonctions du composant, le rendant "universel" pour une large gamme de fréquences.

### A. Structure du modèle de Giacoletto

Le modèle de Giacoletto introduit une distinction physique importante. Il sépare la connexion de base externe (B) du point de base interne actif (B'). Cette séparation matérialise la résistance ohmique du matériau de base, notée $r_{bb'}$.

Le circuit complet se compose des éléments suivants :

- **La résistance de base interne ($r_{bb'}$)** : Elle représente la résistance du semi-conducteur entre la broche de base et la zone active de la jonction base-émetteur.
- **La résistance base-émetteur ($r_{b'e}$)** : C'est la résistance dynamique de la jonction base-émetteur polarisée en direct.
- **Le générateur de courant commandé ($g_m v_{b'e}$)** : Il modélise l'effet transistor. Le courant collecteur est proportionnel à la tension aux bornes de la jonction interne base-émetteur.
- **La capacité de diffusion ($C_{b'e}$)** : Elle modélise le temps de transit des porteurs minoritaires dans la base.
- **La capacité de transition ($C_{b'c}$)** : C'est la capacité de la jonction collecteur-base, qui est polarisée en inverse.

## B. Les paramètres fondamentaux du circuit

La force du modèle réside dans le lien direct entre ses paramètres et le point de polarisation du transistor. Les valeurs ne sont pas fixes. Elles dépendent directement du courant de repos $I_C$.

La transconductance, notée $g_m$, est un paramètre central. Elle lie le courant de sortie à la tension d'entrée. Son expression est :

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

Ici, $I_C$ est le courant collecteur de polarisation et $V_T$ est la tension thermique, valant environ $25\,\text{mV}$ à température ambiante.

La résistance d'entrée interne $r_{b'e}$ dépend directement de la transconductance et du gain en courant $\beta$ (ou $h_{fe}$).

$$r_{b'e} = \frac{\beta}{g_m}$$

Une augmentation du courant de polarisation $I_C$ provoque une augmentation de $g_m$ et, par conséquent, une diminution de $r_{b'e}$. Cette relation est fondamentale pour la conception d'amplificateurs.

## L'anecdote du technicien de la RTNC à Mbandaka

Papa Bolingo, un technicien chevronné de la RTNC à Mbandaka, dans la province de l'Équateur, était perplexe. Un vieil émetteur radio en ondes courtes refusait de fonctionner correctement. Le son était clair pour les basses

fréquences, mais devenait étouffé et faible dès qu'on montait dans les aigus. Les schémas de base qu'il avait appris ne lui donnaient aucune piste. En dépoussiérant un de ses vieux cahiers de l'ISTM, il est retombé sur le modèle de Giacoletto. Il a soudain compris. La "capacité de transition" $C_{b'c}$, si souvent ignorée, agissait comme un court-circuit pour les hautes fréquences, déviant le signal de l'étage d'amplification suivant. Ce n'était pas une pièce cassée, mais un effet parasite inhérent au transistor vieillissant. Il a pu compenser l'effet en modifiant légèrement la polarisation. La radio de Mbandaka pouvait de nouveau émettre clairement.

## Exercice 1 : Calcul des paramètres pour un amplificateur à Matadi

**Énoncé :** Neema, étudiante en 3ème année électronique à l'ISP de Matadi, travaille sur un projet d'amplificateur. Son transistor 2N2222 est polarisé avec un courant collecteur $I_C = 2\,\text{mA}$. Le gain en courant $\beta$ du transistor est de 100. On prendra $V_T = 25\,\text{mV}$. Calculez les paramètres $g_m$ et $r_{b'e}$ du modèle de Giacoletto.

**Résolution pas-à-pas :**

1. **Étape 1 : Calcul de la transconductance ($g_m$)** La formule est $g_m = I_C / V_T$. On remplace par les valeurs de l'énoncé.

$$g_m = \frac{2 \times 10^{-3}\,\text{A}}{25 \times 10^{-3}\,\text{V}} = 0.08\,\text{A/V} = 80\,\text{mS}$$

2. **Étape 2 : Calcul de la résistance interne ($r_{b'e}$)** La formule est $r_{b'e} = \beta / g_m$.

$$r_{b'e} = \frac{100}{0.08\,\text{A/V}} = 1250\,\Omega = 1.25\,\text{k}\,\Omega$$

## Exercice 2 : Influence de la polarisation à Kisangani

**Énoncé :** Fiston, un jeune ingénieur à Kisangani, constate que le gain d'un étage amplificateur est trop faible. Le transistor utilisé a un $\beta = 150$. Il mesure le courant de polarisation et trouve $I_C = 0.5\,\text{mA}$. Il décide de modifier le circuit pour porter ce courant à $I_C = 2\,\text{mA}$. Calculez la valeur de $r_{b'e}$ avant et après la modification.

**Résolution pas-à-pas :**