

Electronique analogique

Tome II

Nathalie Gillieaux-Vetcour
Raoul-Philippe Delmot

Année académique : 2013-2014

Table des matières

Introduction.....	1
--------------------------	----------

Chapitre 1 : Etude de l'ampli op

1.1 QU'EST-CE QU'UN AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL ?	1
1.2 SYMBOLE ET BROCHAGE D'UN AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL.....	1
1.3 NECESSITE DES ALIMENTATIONS.....	2
1.4 ORIGINE DE L'APPELLATION « AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL »	2
1.5 HISTORIQUE	2
1.6 STRUCTURE INTERNE D'UN AMPLI OP STANDARD.....	3
1.6.1 Etage d'entrée : l'amplificateur différentiel.....	3
1.6.1.1 Tension différentielle (v_d) et tension de mode commun (v_{CM}).....	4
1.6.1.2 Fonctionnement de l'amplificateur différentiel idéal	4
1.6.1.2.1 Particularité du montage : effet de l'injecteur de courant constant	4
1.6.1.2.2 Fonctionnement à $v_d = 0$: régime de repos de l'amplificateur différentiel	5
1.6.1.2.3 Fonctionnement à $v_d \neq 0$	6
1.6.1.2.4 Appariement des transistors d'entrées.....	6
1.6.2 Etage de sortie.....	7
1.6.3 Cellule RC « dominante »	7
1.7 SCHEMA INTERNE SIMPLIFIE DU CLASSIQUE AMPLI OP $\mu A741$	8
1.8 CARACTERISTIQUE DE TRANSFERT D'UN AMPLI OP.....	9
1.9 CONCEPT D'« AMPLI OP IDEAL »	10
1.9.1 Caractéristiques de l'ampli op idéal.....	10
1.9.2 Schéma équivalent d'un ampli op idéal, en régime linéaire	11
1.9.3 Schéma équivalent d'un ampli op idéal, en régime saturé, soit schéma équivalent d'un comparateur idéal.....	11

Chapitre 2 : Système « ouvert » - système « fermé » : intérêt de l'ampli op

2.1 INTRODUCTION : TYPES DE COMPOSANTS DISPONIBLES EN ELECTRONIQUE.....	1
2.2 SYSTEME « OUVERT »	1
2.2.1 Fonction de transfert.....	1
2.2.2 Conclusions.....	2
2.3 SYSTEME « BOUCLE » (OU « FERME »).....	2
2.3.1 Fonction de transfert.....	2
2.3.2 Conclusions.....	3
2.3.3 Remarques.....	3
2.3.4 Réaction négative (contre-réaction) et réaction positive.....	4
2.3.4.1 Réaction négative ou "contre réaction".....	4
2.3.4.2 Réaction positive.....	5
2.3.4.3 Instabilité d'un système bouclé.....	5
2.3.4.4 Exemples de systèmes bouclés utilisant un ampli op comme ampli	6

Chapitre 3 : Utilisation de l'ampli op

1.	APPLICATIONS UTILISANT LE FONCTIONNEMENT LINEAIRE DE L'AMPLI OP : UTILISATION DES SYSTEMES BOUCLES AVEC CONTRE REACTION.....	1
1.1	MODELE ET FONCTION DE L'AMPLI OP IDEAL EN REGIME LINEAIRE.....	1
1.2	CONDITIONS DU FONCTIONNEMENT LINEAIRE DE L'AMPLI OP.....	1
1.3	ELEMENTS DE CALCUL.....	2
1.4	MONTAGES DE BASE A AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS.....	3
1.4.1	<i>Amplificateur non inverseur</i>	3
1.4.2	<i>Suiveur de tension ou tampon (buffer) (variante du montage ampli. non inverseur)</i>	4
1.4.3	<i>Convertisseur courant-tension</i>	6
1.4.4	<i>Amplificateur inverseur (variante du convertisseur courant-tension)</i>	8
1.4.5	<i>Additionneur non-inverseur (= variante du montage amplificateur non-inverseur)</i>	9
1.4.6	<i>Additionneur inverseur (= variante du montage amplificateur inverseur)</i>	10
1.4.7	<i>Soustracteur (= variante des montages amplificateurs inverseur et non inverseur)</i>	12
1.4.8	<i>Intégrateur (Variante du montage ampli. inverseur)</i>	15
1.4.8.1	Fonction de transfert du montage intégrateur.....	15
1.4.8.2	Réponse de l'intégrateur à un signal d'entrée purement continu.....	16
1.4.8.3	Réponse de l'intégrateur à un signal d'entrée purement alternatif.....	16
1.4.8.4	Dérive en sortie de l'intégrateur.....	16
1.4.9	<i>Dérivateur</i>	18
1.4.9.1	Fonction de transfert du montage dérivateur.....	18
1.4.9.2	Analyse de quelques réponses du dérivateur.....	18
1.4.9.2.1	Analyse de la réponse du dérivateur à un signal triangulaire.....	18
1.4.9.2.2	Analyse de la réponse en régime sinusoïdal.....	19
1.4.9.3	Dérivateur stabilisé.....	19
1.4.10	<i>Convertisseur « tension – courant » : sources de courant</i>	21
1.4.10.1	Cas d'une charge « flottante ».....	21
1.4.10.2	Cas d'une charge « non flottante ».....	21
1.4.11	<i>Redressement simple alternance, de précision</i>	22
1.4.12	<i>Redressement double alternance (de précision) : valeur absolue</i>	23
1.4.12.1	Montage « simple ».....	23
1.4.12.2	Montage « rapide ».....	23
1.5	CALCULATEUR ANALOGIQUE.....	25
2	APPLICATIONS UTILISANT LE FONCTIONNEMENT SATURE DE L'AMPLI OP : MONTAGES « COMPAREURS »	26
2.1	GENERALITES.....	26
2.1.1	<i>Caractéristique de transfert en fonctionnement comparateur</i>	26
2.1.2	<i>Conditions de fonctionnement en comparateur</i>	26
2.1.3	<i>Condition de basculement</i>	26
2.1.4	<i>Comparateur idéal</i>	26
2.2	COMPAREUR SANS HYSTERESIS.....	27
2.2.1	<i>Montage « non-inverseur »</i>	27
2.2.2	<i>Montage « inverseur »</i>	27
2.3	COMPAREUR AVEC HYSTERESIS.....	28
2.3.1	<i>Définition et origine de l'hystérésis</i>	28
2.3.2	<i>Domaines d'utilisation des comparateurs à hystérésis</i>	29
2.3.2.1	Détection de niveaux insensibles aux bruits.....	29
2.3.3	<i>Détecteurs de niveaux non-inverseurs à hystérésis</i>	30
2.3.3.1	Montage « de base ».....	30
2.3.3.2	Montage offrant un « réglage indépendant de V_{IC} et H ».....	32
2.3.3.3	Montages offrant un « réglage indépendant de V_{IL} et/ou V_{IH} ».....	33

2.3.4	Détecteurs de niveaux inverseurs à hystérésis.....	33
2.3.4.1	Montage « de base ».....	33
2.3.4.2	Montage offrant un « réglage indépendant de V_{IC} et H ».....	35
2.3.4.3	Montage offrant un « réglage indépendant de V_{IL} et/ou V_{IH} ».....	35
2.4	COMPARATEURS ALIMENTES ASYMETRIQUEMENT.....	36
2.5	COMPARATEURS INTEGRES.....	37
2.5.1	Optimisation de la vitesse de commutation.....	37
2.5.2	Sortie à collecteur ou drain ouvert.....	37
2.5.3	Comparateurs courants.....	39
2.6	ADAPTATION DE LA DYNAMIQUE DE SORTIE DES COMPARATEURS.....	39
3.	LES OSCILLATEURS.....	45
3.1	INTRODUCTION.....	45
3.2	OSCILLATEUR POUR SIGNAUX RECTANGULAIRES (OSCILLATEUR A RELAXATION).....	45
3.2.1	Principe de fonctionnement.....	45
3.2.2	Relations du montage.....	46
3.3	OSCILLATEURS POUR SIGNAUX TRIANGULAIRES.....	47
3.3.1	Principe de fonctionnement.....	47
3.3.2	Relations du montage.....	48
3.3.3	Variante.....	49
3.4	OSCILLATEUR POUR SIGNAUX SINUSOÏDAUX.....	50
3.4.1	Principe de fonctionnement.....	50
3.4.2	Amorçage de l'oscillateur.....	51
3.4.3	Oscillateur pour signaux sinusoïdaux à « pont de Wien ».....	51
3.4.3.1	Schéma de principe.....	51
3.4.3.2	Modification automatique du gain de boucle.....	51
3.4.3.3	Filtrage du signal réinjecté.....	53
3.4.3.4	Exemple de réalisation pratique.....	53
3.4.4	Oscillateur à déphasage.....	54
3.5	OSCILLATEURS UTILISANT LE CI « 555 ».....	55
3.5.1	Etude du CI 555.....	55
3.5.2	Montages de bases à CI « 555 ».....	58
3.5.2.1	Oscillateur à relaxation.....	58
3.5.2.2	Monostable (<i>One-Shot</i>).....	60
4	CONVERTISSEURS CAN-CNA.....	61
4.1	ECHANTILLONNAGE ET QUANTIFICATION.....	63
4.2	QUANTIFICATION ET RESOLUTION.....	64
4.3	CONVERSION NUMERIQUE → ANALOGIQUE (CNA OU DAC).....	65
4.3.1	Principe général de fonctionnement des CNA.....	66
4.3.2	CNA à résistances pondérées.....	67
4.3.3	Cascade de CNA à R pondérées.....	68
4.3.4	CNA à réseaux R-2R.....	69
4.4	CONVERSIONS ANALOGIQUE → NUMERIQUE (CAN OU ADC).....	71
4.4.1	Echantillonneur-bloqueur.....	71
4.4.2	Multiplexage analogique.....	73
4.4.3	CAN Flash ou Parallèle.....	74
4.4.3.1	CAN Semi-Flash.....	75
4.4.3.2	CAN Pipeline.....	75
4.4.4	CAN à rampe numérique.....	76
4.4.5	CAN à approximations successives.....	77
4.4.6	Comparaisons.....	79

4.4.7	CAN à comptage d'impulsions.....	80
4.4.7.1	CAN utilisant la conversion tension-durée.....	80
4.4.7.1.1	Version « à simple rampe » du CAN à conversion tension-durée.....	80
4.4.7.1.2	Version « à double rampe » du CAN à conversion tension-durée.....	83
4.4.7.1.3	Version « à triple rampe » du CAN à conversion tension-durée.....	85
4.4.7.1.4	Version « à quadruple rampe » du CAN à conversion tension-durée.....	86
4.4.7.2	CAN à conversion tension-fréquence.....	87

Chapitre 4 : Caractéristiques réelles d'un ampli op

4.1	MODELE D'UN AMPLI OP REEL.....	1
4.2	ELEMENTS A RESPECTER POUR GARANTIR UNE POLARISATION CORRECTE DE L'AMPLI OP.....	2
4.2.1	Alimentation de l'ampli op.....	2
4.2.2	Liaisons directes en entrée (« + » et « - »).....	2
4.2.3	Dynamique d'entrée V_{ICR} (« Common-mode » Input voltage Range).....	2
4.3	ELEMENTS A RESPECTER POUR GARANTIR UN FONCTIONNEMENT LINEAIRE DE L'AMPLI OP.....	4
4.3.1	Dynamique de sortie : V_{OM} (Maximum peak output voltage swing).....	4
4.3.2	Slew Rate (SR).....	5
4.3.2.1	Définition du Slew Rate (SR).....	5
4.3.2.2	Origine du Slew Rate (SR).....	5
4.3.2.3	Effet du Slew Rate.....	6
4.3.2.4	Limite du fonctionnement normal de l'ampli op.....	7
4.3.3	Limite en courant de sortie : $I_{O_{MAX}}$ (I_{OS}).....	8
4.3.3.1	Augmentation de la capacité en courant de sortie.....	9
4.4	FONCTION DE TRANSFERT OU GAIN DE L'AMPLI OP : \bar{A}	10
4.4.1	Expression de la fonction de transfert \bar{A} d'un ampli op standard.....	10
4.4.2	Etude de la réponse fréquentielle de \bar{A} (dans le cas d'un ampli op de type standard).....	11
4.4.3	Fréquence de transition de \bar{A}	12
4.4.4	Asymptotes de la réponse fréquentielle : « diagramme asymptotique ».....	13
4.4.5	Influence des tensions d'alimentations sur \bar{A}	13
4.4.6	Influence de la position du point de fonctionnement dans la zone « linéaire » sur \bar{A}	13
4.5	OFFSET DE L'AMPLI OP.....	14
4.5.1	Origine de la tension de décalage de sortie (offset de l'ampli op).....	14
4.5.2	Modélisation de $(V_{o_{DEC}})_{V_{IO}}$: tension d'offset d'entrée V_{IO}	14
4.5.3	Ordre de grandeur de V_{IO}	15
4.6	COURANTS D'ENTREE D'UN AMPLI OP.....	15
4.6.1	Courants d'entrée en régime de polarisation seul ($v_d = 0$).....	15
4.6.1.1	Origine des courants de polarisation.....	15
4.6.1.2	Schéma équivalent des courants de polarisation d'entrées.....	15
4.6.1.3	Courants de polarisation moyen (I_B) et de décalage (I_{IO}).....	16
4.6.1.4	Ordres de grandeur de I_B et I_{IO}	16
4.6.1.5	Mesures des courants de polarisation d'un ampli op.....	17
4.6.2	Courants d'entrée dus au régime dynamique (v_d) et impédance d'entrée différentielle Z_d	17
4.6.3	Courants d'entrée d'un ampli op.....	18

4.7	PERTURBATION DE $V_{O(DYNAMIQUE)}$ (C.A.D. V_o DU AUX SIGNAUX D'ENTREES DU MONTAGE (V_i)).....	18
4.7.1	<i>CMRR : taux de « réjection » du mode commun</i>	18
4.7.1.1	Gain de mode commun de l'amplificateur différentiel réel : A_{CM}	18
4.7.1.2	Taux de réjection du mode commun : <i>CMRR</i>	19
4.7.1.3	Modélisation de $v_{o_{CM}}$	19
4.7.1.4	Remarques	19
4.7.2	<i>Bruit interne de l'ampli op</i>	20

Chapitre 5 : Influence des caractéristiques réelles de l'ampli op sur la qualité d'un montage bouclé et éléments de dimensionnement d'un montage à ampli op

1.	INTRODUCTION.....	1
2.	QUALITE DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU MONTAGE (A VIDE) : T	2
2.1	FONCTION DE TRANSFERT D'UN MONTAGE AMPLIFICATEUR DC	3
2.1.1	<i>Réponse fréquentielle du montage</i>	3
2.1.2	<i>Détermination graphique de la fréquence de coupure du montage</i>	4
2.2	ERREUR COMMISE LORSQUE L'ON ADMET $T = T_{IDEAL}$	5
2.3	BANDE PASSANTE UTILE DU MONTAGE ($F_{LIMITE D'UTILISATION DU MONTAGE}$)	6
2.4	COMPROMIS « GAIN – BANDE PASSANTE ».....	7
2.5	AMPLIFICATEURS A PLUSIEURS ETAGES.....	8
2.6	CRITERES DE DIMENSIONNEMENT RELATIFS A LA PRECISION DE " $T = T_{ideal}$ "	8
2.7	ORDRE DE GRANDEUR DES RESISTANCES DES MONTAGES A AMPLI OP	9
2.7.1	<i>Influence de l'impédance d'entrée de l'ampli op sur T</i>	9
2.7.2	<i>Influence de l'impédance de sortie de l'ampli op sur T</i>	10
2.7.3	<i>Ordre de grandeur des résistances des montages à ampli op</i>	10
3.	QUALITE DU ZERO DE V_o	11
3.1	ORIGINE DE L'OFFSET EN SORTIE DU MONTAGE	11
3.2	CALCUL PRATIQUE DE L'OFFSET.....	11
3.3	OFFSET ENGENDRE PAR L'OFFSET PROPRE DE L'AMPLI OP (PARAMETRE V_{IO})	12
3.3.1	<i>Exemple dans le cas d'un montage amplificateur</i>	12
3.3.2	<i>Moyens de compensation de l'offset propre de l'ampli op</i>	12
3.3.2.1	Réglage de la symétrie de l'étage différentiel d'entrée	12
3.3.2.2	Ajout d'une composante continue en opposition.....	13
3.3.2.3	Dérive de l'offset.....	13
3.3.3	<i>Moyens de réduction de l'offset dû à V_{IO}, efficaces « à long terme »</i>	13
3.3.3.1	Cas d'un signal d'entrée alternatif : « <i>amplis AC</i> ».....	13
3.3.3.2	Cas d'un signal continu : <i>amplis op</i> à « <i>chopper-stabilization</i> »	14
3.4	OFFSET ENGENDRE PAR LES COURANTS DE POLARISATION.....	15
3.4.1	<i>Exemple dans le cas d'un montage amplificateur</i>	15
3.4.2	<i>Moyens de réduire l'offset dû aux courants de polarisation</i>	15
3.4.2.1	« Equilibrage des résistances d'entrée ».....	15
3.4.2.2	Choix d'un ampli op à très faibles courants de polarisation	16
3.5	UTILISATION D'AMPLIFICATEURS AC POUR REDUIRE L'OFFSET A LONG TERME.....	17
3.6	EXERCICES DE CALCULS DE L'OFFSET EN SORTIE D'UN MONTAGE	17

4. PERTURBATION DE $V_{O(DYNAMIQUE)}$	20
4.1 EFFET DE v_{CM} : SOIT INDIRECTEMENT LA CARACTERISTIQUE $CMRR$ [□]	20
4.2 BRUIT INTERNE DE L'AMPLI OP	20
5. QUALITE DE L'IMPEDANCE D'ENTREE D'UN MONTAGE BOUCLE.....	21
5.1 EXPRESSION DE $\bar{Z}_{i_{mg}}$ DANS LE CAS D'UN AMPLIFICATEUR NON-INVERSEUR.....	22
5.2 EXPRESSION DE $\bar{Z}_{i_{mg}}$ DANS LE CAS DU CONVERTISSEUR COURANT -TENSION	23
5.3 EXPRESSION DE $\bar{Z}_{i_{mg}}$ DANS LE CAS DE L'AMPLIFICATEUR INVERSEUR.....	23
6. QUALITE DE L'IMPEDANCE DE SORTIE D'UN MONTAGE BOUCLE.....	24
7. CHOIX DU TYPE D'AMPLI OP SELON LE TYPE D'ALIMENTATION.....	26
8. CHOIX DES TENSIONS D'ALIMENTATION.....	27

Annexes

1. Matière de l'examen d'électronique analogique.

2. Première séance de laboratoire : approche de l'ampli op

3. Fiches signalétiques d'amplis op « standard »

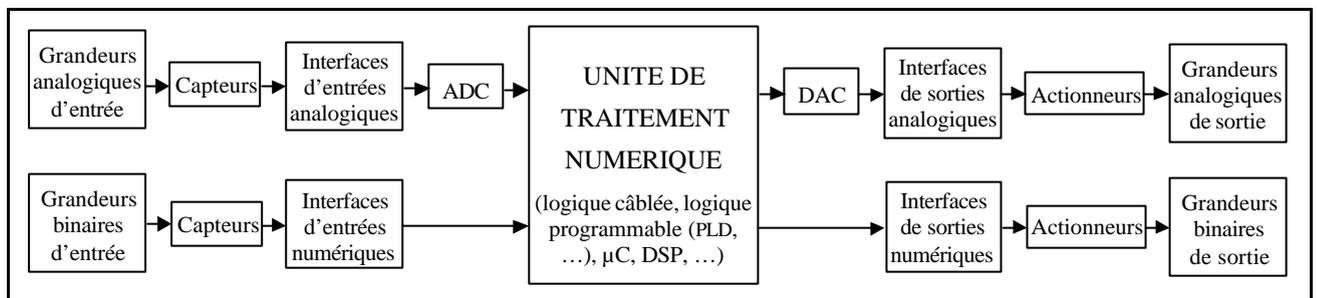
Introduction

Domaines d'applications actuels de l'électronique analogique

La place du « numérique » est sans cesse grandissante dans les applications électroniques actuelles, étant donnée la précision, la fidélité et l'insensibilité aux signaux de bruits obtenues, sans parler des possibilités de traitement, de stockages d'information, de transmissions, ... , inégalables par le monde de l'« analogique ».

Cependant, le monde qui nous entoure étant souvent analogique, les circuits analogiques restent indispensables aux interfaces entre ce monde et l'unité de traitement numérique.

A l'heure actuelle, un système électronique typique est donc une combinaison d'éléments analogiques et numérique.



Typiquement, en entrée du système, l'électronique analogique se retrouve dans la fonction «*Signal conditioning* », qui est de mettre en forme le signal issu du capteur (mise à l'échelle, ajout d'une éventuelle composante continue, conversion analogique-numérique, ...), afin de l'adapter aux spécifications d'entrée du bloc de traitement numérique.

De même, en sortie du système, entre ce bloc numérique et la charge, une interface analogique est nécessaire, afin d'adapter les signaux électriques de commandes aux spécifications de la charge (conversion numérique-analogique, valeur de tension, conversion tension-courant, adaptation de la puissance de commande nécessaire, ...) et éventuellement offrir une isolation galvanique.

D'autres applications comme les « dimers » bon marchés, par exemple, restent encore entièrement analogiques.

Enfin, certaines rares applications « temps réel » particulières restent entièrement analogiques pour des raisons de rapidité.

C'est dans ce cadre que nous étudierons les composants électroniques que sont les transistors (BJT, FET et IGBT), les composants à avalanches (thyristor, triac, diac), l'amplificateur opérationnel et le comparateur, ainsi que les composants optoélectroniques.

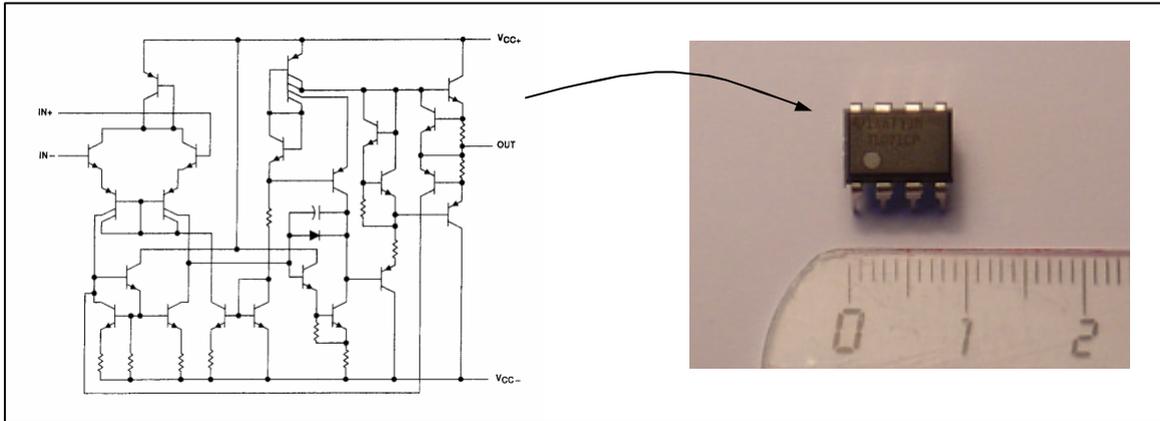
Chapitre 1

Etude de l'ampli op

1. Etude de l'amplificateur opérationnel

1.1 Qu'est-ce qu'un amplificateur opérationnel ?

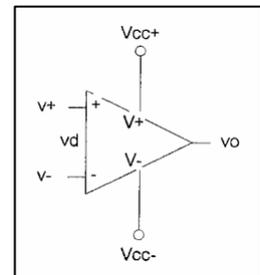
C'est un circuit électronique complet, intégré dans un CI, réalisant la fonction $v_o = A \cdot (v_+ - v_-)$.



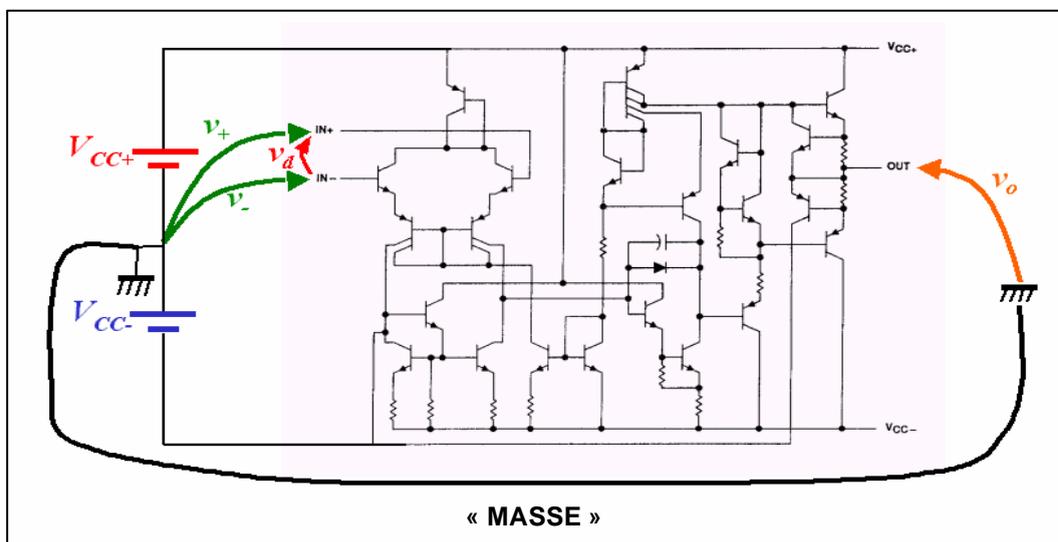
Il s'agit donc d'un **amplificateur différentiel**, dont le gain est très élevé (de l'ordre de 100.000).

1.2 Symbole et brochage d'un amplificateur opérationnel

- v_+ : entrée dite « non-inverseuse » car en phase avec v_o
- v_- : entrée dite « inverseuse » car en opposition de phase avec v_o
- v_d : signal d'entrée différentiel ($v_d = v_+ - v_-$)
- v_o : signal de sortie (voir caractéristique de transfert ci-après)
- V_{CC+} et V_{CC-} : bornes d'alimentation de l'ampli op



Notons que la représentation de ces broches sera le plus souvent absente des schémas (mais sous-entendue), afin de ne pas les encombrer.



1.3 Nécessité des alimentations

L'alimentation est la **source d'énergie**, sans laquelle l'ampli op ne peut fournir son signal de sortie et l'énergie à la charge.

En outre, l'alimentation est indispensable à la polarisation des circuits internes de l'ampli op, sans laquelle il ne peut fonctionner. En effet, le *régime dynamique* consiste à faire osciller le point de fonctionnement autour du point de repos fixé par le *régime statique* (polarisation ou repos), ce qui n'est possible que dans le domaine linéaire des caractéristiques des transistors.

Il est donc absolument nécessaire de polariser correctement les divers transistors de l'ampli op, afin de leur imposer un point de repos adéquat, ce que réalise le « *régime de polarisation* » (ou « *régime statique* » ou encore « *régime de repos* »), grâce aux alimentations (V_{CC+} et V_{CC-}).

1.4 Origine de l'appellation « **amplificateur opérationnel** »

L'amplificateur opérationnel doit son nom au fait qu'il est optimisé pour matérialiser l'élément « *amplificateur* » d'un système bouclé, permettant la réalisation, fort précise, de fonctions mathématiques diverses (« *opérations* »).

1.5 Historique

L'amplificateur opérationnel constituait l'élément de base des ordinateurs analogiques dans les années 50. Notons que si, à l'époque, ces systèmes étaient entièrement réalisés avec des composants discrets, la fabrication des circuits intégrés a fort heureusement permis d'en réduire considérablement le coût et l'encombrement tout en augmentant les performances et la fiabilité.

A l'heure actuelle, l'amplificateur opérationnel reste le plus utilisé des circuits intégrés analogiques et se retrouve dans une large gamme d'applications, car, grâce à l'utilisation de contre réaction et d'éléments externes, il permet de réaliser des montages de fonctions de transfert très précises.

L'industrie produit aujourd'hui des milliers d'amplificateurs opérationnels dont les performances différentes d'un composant à l'autre, permettent de couvrir l'ensemble des besoins spécifiques à chaque application.

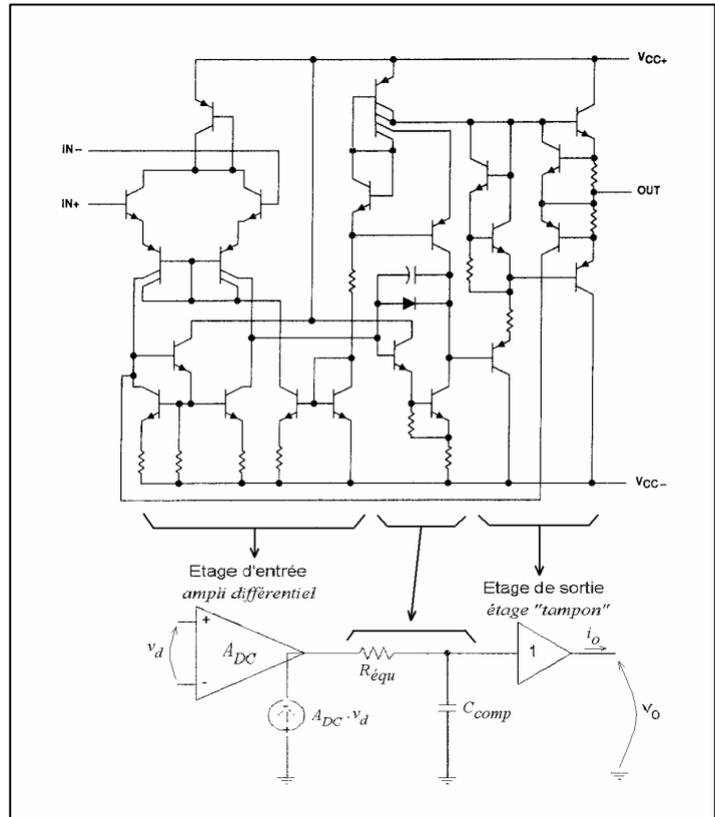
1.6 Structure interne d'un ampli op standard

Le schéma interne classique d'un ampli op standard est représenté ci-contre ^[1].

Il est relativement compliqué, mais l'utilisateur peut en ignorer les détails sans que cela n'affecte son utilisation, à condition d'utiliser correctement ses caractéristiques.

Il est cependant bon d'avoir une idée de sa structure interne pour comprendre ses caractéristiques de fonctionnement et maîtriser ses limitations (voir caractéristiques).

De manière schématique, on peut dire que l'amplificateur opérationnel standard est constitué d'un étage d'entrée et d'un étage de sortie, reliés à travers une cellule RC de type *filtre « passe bas »*.

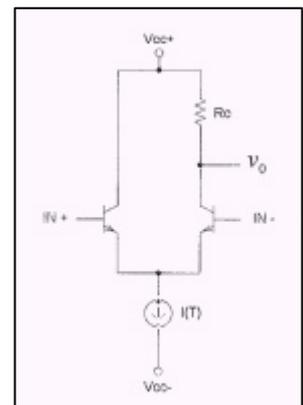


Les deux étages d'un ampli op sont ainsi couplés directement ^[2], ce qui lui permet de traiter autant des signaux de type continu qu'alternatif (on parle d'« amplificateur pour courant continu »).

1.6.1 Etage d'entrée : l'amplificateur différentiel

L'étage d'entrée est un *amplificateur différentiel*, ayant pour fonction d'amplifier très fortement la différence de tension présente entre les deux entrées (« mode différentiel »), tout en « rejetant » leur partie commune (« mode commun »). Le schéma élémentaire idéal est celui représenté ci-contre. ^[3]

Cet étage offre en outre une très forte impédance d'entrée.



¹ Il s'agit ici du schéma de l'ampli op $\mu A741$, qui fût très longtemps l'ampli op standard de l'industrie. De nos jours, il est devenu obsolète mais est encore souvent rencontré.

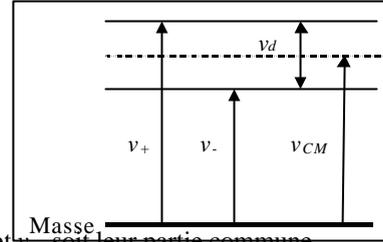
² c.à.d. sans condensateur de couplage (comme c'est le cas des montages amplificateurs à transistors, par exemple), lequel impose une fréquence de coupure inférieure.

³ On rencontre des étages d'entrée à transistors bipolaires ou à effet de champ (FET). Les principes et conclusions obtenues sont similaires ; seules les valeurs des paramètres varient.

1.6.1.1 Tension différentielle (v_d) et tension de mode commun (v_{CM})

Si, par exemple, l'une des entrées d'un ampli op est attaquée par une tension de 2,00005V, tandis que l'autre est soumise à 1,99995V, seule leur différence v_d (0,0001V) devrait donner lieu à une tension de sortie $v_o = A \cdot v_d$, tandis que leur partie commune (2V), devrait être « rejetée ».

Etant donné cette "vocation différentielle" d'un amplificateur différentiel, on préfère parler de tensions d'entrées différentielle v_d et de mode commun v_{CM} , plutôt que des tensions d'entrées réelles v_+ et v_- .



Ainsi, par définition :

$$\begin{cases} v_d = v_+ - v_- \\ v_{CM} = \frac{v_+ + v_-}{2} \end{cases}$$

c.à.d. la moyenne instantanée de v_+ et v_- , soit leur partie commune

En effet, ces notions vont permettre de mettre en évidence les composantes désirée v_{o_d} ^[4] et néfaste $v_{o_{CM}}$ ^[5] du signal de sortie v_o .

Sur base de ces définitions, v_+ et v_- deviennent :

$$\begin{cases} v_+ = v_{CM} + v_d/2 \\ v_- = v_{CM} - v_d/2 \end{cases}$$

et l'on observe que la tension de mode commun est bien la partie de v_+ et v_- qui attaque identiquement les deux entrées de l'amplificateur différentiel, soit leur partie commune.

Remarquons que les signaux parasites sont quasi exclusivement de mode commun, puisqu'ils affectent pratiquement les entrées de la même manière, étant donné la proximité des broches «+» et «-» du composant.

Ceci met en évidence un intérêt supplémentaire de l'amplificateur différentiel, qui est de ne *quasiment pas amplifier les signaux parasites affectant directement ses entrées*.

1.6.1.2 Fonctionnement de l'amplificateur différentiel idéal

1.6.1.2.1 Particularité du montage : effet de l'injecteur de courant constant

Etant donnée la présence de l'injecteur de courant d'émetteur, toute variation du courant de collecteur de l'un des transistors ne peut avoir lieu que si l'attaque de l'autre transistor lui impose une variation inverse.

En effet : $i_{c_+} + i_{c_-} = I_T = C^{ste}$ \Rightarrow en cas de variation, on a : $\Delta i_{c_+} = -\Delta i_{c_-}$

soit : $\begin{cases} |\Delta i_{c_+}| = |\Delta i_{c_-}| = \Delta i_c \\ \text{signes opposés} \end{cases}$

⁴ v_o dû à v_d

⁵ v_o dû à v_{CM}

1.6.1.2.2 Fonctionnement à $v_d = 0$: régime de repos de l'amplificateur différentiel

Lorsque $v_+ = v_- = v_{CM}$, on a : $V_{BE_+} = V_{BE_-} = V_{BE_Q}$

Etant donnée la présence de l'injecteur de courant, ce « V_{BE_Q} » est la valeur nécessaire pour polariser les transistors de manière à avoir : $i_{c_+} + i_{c_-} = I_T$, et ce quel que soit la valeur de v_{CM} .

Lors de variations de v_{CM} , aucune variation de V_{BE} ne peut avoir lieu, puisqu'elle devrait alors engendrer une variation des courants de collecteurs dans le même sens, ce que rend impossible l'injecteur de courant.

Notons que toute variation de v_{CM} se retrouve donc aux bornes de l'injecteur de courant.

Ainsi, en absence de v_d (régime de repos), et quel que soit la valeur de v_{CM} ^[6], i_{c_-} , donc v_o , conserve une valeur constante. Le montage est idéalement dimensionné pour que cette valeur de v_o soit alors nulle.

Dans le cas d'un amplificateur différentiel idéal, la partie commune des tensions d'entrée (*tension de mode commun*) n'engendre donc aucune tension de sortie.

Conséquence : L'amplificateur différentiel (donc l'ampli op) permet une liaison directe (ampli DC)

Puisque le signal utile d'un ampli op est de type différentiel et que son régime de repos est quasiment uniquement imposé par lui-même^{[7] [8]}, les composantes continues de polarisation, présentes dans les signaux d'entrées réels (v_+ et v_-), lesquelles sont de mode commun, n'affectent pas ce régime de repos et peuvent dès lors être quelconques, sans toutefois dépasser les limites du dysfonctionnement.

Cette indépendance du régime de polarisation (repos) permet de réaliser une *liaison directe* en entrée, comme en sortie, d'un ampli op^[9], ce qui offre aux montages à ampli op la possibilité de traiter des signaux de type continu (on parle d'amplificateurs « DC »).

⁶ Dans l'hypothèse d'un amplificateur différentiel idéal (mais presque exact en pratique) et à condition toutefois que les tensions v_+ et v_- respectent la *dynamique d'entrée* V_{ICR} .

⁷ par l'injecteur de courant de son étage d'entrée, plus précisément.

⁸ Même les valeurs des résistances annexes à l'ampli op n'ont pas d'influence significative sur le régime de repos de l'ampli op (pour autant qu'elles soient d'une valeur « normale » évidemment), puisque les courants de polarisation (courants d'entrée au régime de repos), qui les traversent, ont une valeur essentiellement imposée par l'injecteur de courant de l'étage d'entrée (bien que les courants de polarisation de l'ampli op lui soient fournis via les composants externes, c'est son étage d'entrée qui impose quasiment le point de repos).

⁹ Pour rappel, dans le cas des montages amplificateurs classiques à transistors, cette liaison doit être capacitive (ou inductive), afin de bloquer toute composante continue perturbatrice du point de repos.

1.6.1.2.3 Fonctionnement à $v_d \neq 0$

Puisque $v_d = V_{BE_+} - V_{BE_-}$, et en tenant compte de la répartition de la tension différentielle v_d entre les transistors d'entrée, on observe que l'application d'une tension différentielle déséquilibre l'attaque des

transistors, et ce dans des sens opposés :

$$\begin{cases} V_{BE_+} = V_{BE_Q} + \frac{v_d}{2} \\ V_{BE_-} = V_{BE_Q} - \frac{v_d}{2} \end{cases} \quad [10]$$

Un $v_d > 0$, par exemple, engendre : $\begin{cases} V_{BE_+} > V_{BE_Q} \\ V_{BE_-} < V_{BE_Q} \end{cases}$, ce qui accroît la polarisation du transistor "côté +"

et réduit celle du transistor "côté -", forçant

$$\begin{cases} i_{C_+} = I_{C_{+Q}} + \Delta i_C \Rightarrow i_{C_+} \uparrow \\ i_{C_-} = I_{C_{-Q}} - \Delta i_C \Rightarrow i_{C_-} \downarrow \end{cases}$$

Cette diminution de i_{C_-} entraîne alors une augmentation de v_o car $v_o = V_{CC_+} - R_C \cdot i_{C_-} = R_C \cdot \Delta i_C$ [11]
[12]

Il existe donc un lien direct entre v_o et v_d , qui peut s'écrire : $v_o = A \cdot v_d$, puisque $v_o = 0$ lorsque $v_d = 0$.

Le coefficient A est appelé *gain (en tension) différentiel* (A ou A_d dans la suite de ces notes).

1.6.1.2.4 Appariement des transistors d'entrées

En cas d'appariement parfait des transistors d'entrées, on a : $I_{C_{+Q}} = I_{C_{-Q}} = I_T / 2$ et $\Delta V_{BE_-} = -\Delta V_{BE_+}$ (lorsque $v_d \neq 0$).

Les transistors sont alors utilisés de manière optimale, puisqu'ils ont un même point de repos, donc une dynamique possible identique [13], et un signal d'attaque de même amplitude.

C'est en effet dans ces conditions que les transistors pourront accepter la plus grande amplitude possible du signal différentiel v_d .

Notons que si la dispersion des caractéristiques des composants semi-conducteurs ne permet pas d'obtenir des transistors de caractéristiques bien maîtrisées, la technologie intégrée permet cependant de réaliser un appariement assez poussé des 2 transistors d'entrées [14].

¹⁰ Plus précisément : $|\Delta V_{BE_+}| = |\Delta V_{BE_-}| = |v_d / 2|$ si les transistors d'entrée sont parfaitement appariés.

¹¹ Au repos : $v_{oQ} = V_{CC_+} - R_C \cdot I_{C_{-Q}} = 0 \Rightarrow v_o = V_{CC_+} - R_C \cdot i_{C_-} = R_C \cdot I_{C_{-Q}} - R_C \cdot (I_{C_{-Q}} - \Delta i_C) = R_C \cdot \Delta i_C$

¹² Ceci explique que la tension de sortie v_o soit prélevée au collecteur du transistor "côté -", afin que A ait un signe positif (si $v_d > 0 \rightarrow v_o \nearrow$).

¹³ Sous entendu ici "les parties linéaires utilisables des caractéristiques des transistors".

1.6.2 Etage de sortie

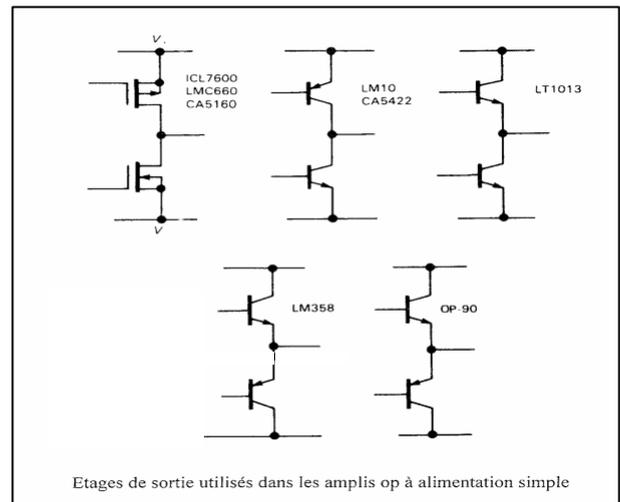
L'étage de sortie est un *étage de puissance (de type Push-Pull)*, dont l'objectif est de récolter la tension élaborée par l'étage d'entrée sans en perturber le fonctionnement (*étage tampon*) et, de la fournir en sortie sous basse impédance, c.à.d. réaliser une amplification en courant, donc en puissance.

Un ampli op classique pourra ainsi fournir un courant de l'ordre de quelques dizaines de mA (beaucoup plus pour certains amplis op spécialisés), sous une impédance d'environ 100Ω .

La figure ci-contre présente les différentes configurations (de manière schématique) de l'étage de sortie d'un ampli op.

Elles diffèrent essentiellement par leur *dynamique de sortie* (domaine allant de V_{OL} à V_{OH}), et plus précisément par les valeurs de leurs "*tensions de déchets*".

Le plus souvent, les amplis op ont des "*tensions de déchets*" allant de 1 à 2V. D'autres, par contre, permettent une excursion du signal de sortie jusqu'à la tension d'alimentation négative, ou encore fort proche des deux bornes d'alimentation (amplis op dit « rail-to-rail »), ...



1.6.3 Cellule RC « dominante » ^[15]

Comme dans tout circuit, il existe inévitablement de nombreuses cellules RC "parasites" ^[16].

Sans le condensateur dit de «compensation en fréquence» (C_{comp}), inséré dans le circuit interne de l'ampli op ^[17], le système bouclé dans lequel est inséré l'ampli op serait instable ^[18], et des oscillations apparaîtraient dans son signal de sortie.

L'introduction de ce condensateur de «compensation» crée une cellule RC dominante (on parle de « pôle dominant ») qui permet de ne tenir compte que de l'effet de cette unique cellule RC ^[19].

¹⁴ Ils ont ainsi des caractéristiques peu maîtrisées, mais très proches.

¹⁵ Cas d'un ampli op à compensation en fréquence de type standard.

¹⁶ Résistances des matériaux utilisés associées aux diverses capacités parasites (capacités présentes aux bornes de toute résistance, capacités de jonctions des transistors, ...).

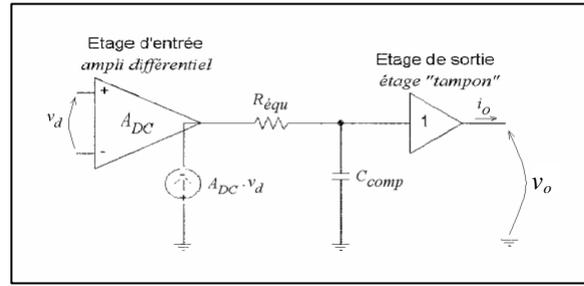
¹⁷ Certains amplis op en sont dépourvus et réclament alors l'ajout d'un condensateur externe par l'utilisateur. L'intérêt est de pouvoir ici adapter au mieux la capacité de ce condensateur à l'application.

¹⁸ Cette instabilité survient lorsque les déphasages introduits par \bar{A} et \bar{B} sont tels que la contre réaction se transforme en réaction positive (et que le gain de boucle est encore suffisant).

¹⁹ Ceci n'est cependant vrai que pour des fréquences inférieures à la fréquence de transition de l'ampli op (f_{TA}), ce qui est toujours le cas en utilisation normale de celui-ci.

Les étages d'entrée et de sortie sont reliés via cette cellule RC.

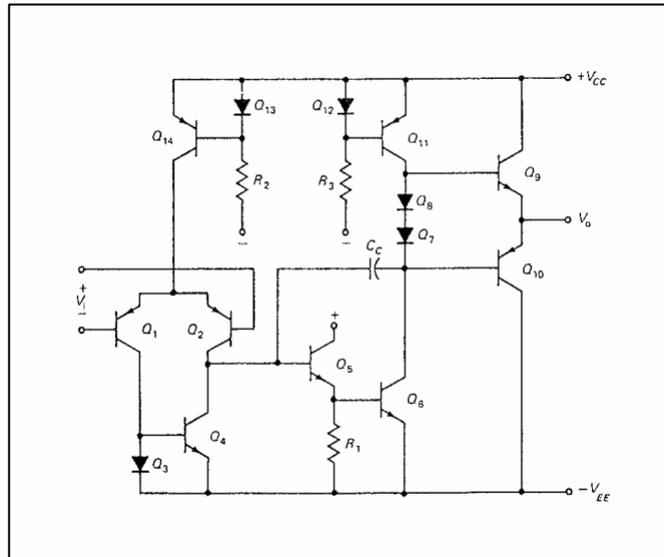
La conséquence de l'existence de cette cellule RC est une chute de gain accentuée aux fréquences élevées ^[20], ainsi qu'une limitation du *Slew rate*.



1.7 Schéma interne simplifié du classique ampli op $\mu A741$

La figure suivante propose un schéma **simplifié** du classique ampli op $\mu A741$, ainsi qu'une description :

- Q_1 et Q_2 : **transistors d'entrée**.
- R_2 , Q_{13} et Q_{14} : **polarisation par miroir de courant**, formant le **générateur de courant constant d'émetteur**.
- Q_4 : **charge active**, polarisée par miroir de courant (transistors Q_3 et Q_4).
- Q_5 : **transistor émetteur suiveur**, attaqué par la sortie de l'amplificateur différentiel. Il a pour rôle d'en récolter la tension de sortie, sans en perturber le fonctionnement, pour la transmettre à l'étage *Push-Pull* de sortie.
- Q_6 : **amplificateur d'attaque** du *Push-Pull*.
- R_3 , Q_{11} et Q_{12} : constituent un miroir de courant de charge pour Q_6 .
- Q_7 et Q_8 : sont deux diodes de compensation des tensions base-émetteur des transistors Q_9 et Q_{10} , permettant de supprimer la distorsion de croisement du *Push-Pull*.
- Q_9 et Q_{10} : **amplificateur de puissance** à émetteurs suiveurs montés en *Push-Pull* (classe B)
- C_C : **condensateur de compensation** qui a pour but de «supprimer» les oscillations du signal de sortie, lorsque l'ampli op est utilisé en boucle fermée avec contre réaction. Ce condensateur a une influence sur la réponse en fréquence. Nous traiterons ces problèmes par la suite.

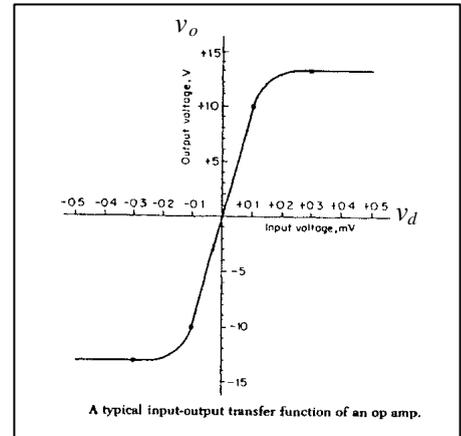


²⁰ ... qui est précisément l'effet recherché afin d'obtenir un système bouclé stable.

1.8 Caractéristique de transfert d'un ampli op

La caractéristique de transfert d'un élément exprime le lien existant entre son signal d'entrée et son signal de sortie. Dans le cas d'un ampli op, le signal d'entrée est sa tension différentielle v_d : $v_d = v_+ - v_-$

L'allure de la caractéristique de transfert d'un ampli op est celle représentée ci-contre, de laquelle on peut déduire les 2 domaines d'utilisation d'un composant « ampli op » :



- Utilisation de la **zone linéaire** pour réaliser des **fonctions mathématiques** diverses de type « **continu** » ^[21]

Dans cette zone, on a : $v_o = A \cdot v_d$

avec : $A_{DC} \approx 100.000$ (gain en DC c.à.d. à « $f=0$ »)

En zone linéaire, étant donné l'importance de la valeur du gain, la tension v_d est extrêmement faible (de l'ordre de 0,1 mV, en basse fréquence) et pourra le plus souvent être considérée comme nulle (négligeable devant les autres tensions).

- Utilisation des **zones de saturation** (horizontales) pour réaliser des fonctions de **comparaison** ^[22]

Dans cette zone, on a idéalement :
$$v_o = \begin{cases} V_{OH} & \text{si } v_d > 0 \text{ c.à.d. } v_+ > v_- \\ V_{OL} & \text{si } v_d < 0 \text{ c.à.d. } v_- > v_+ \end{cases} \quad [23]$$

La présence de ces zones horizontales s'explique par le fait que la valeur de la tension de sortie v_o est évidemment limitée par la saturation de l'étage de sortie de l'ampli op. Cette saturation est atteinte un peu avant les tensions d'alimentation (les tensions de « déchet » vont de 0 à 2V (à $I_o \gg 0$), selon la configuration de l'étage de sortie) ^[24].

- + les **zones de transition** entre les 2 types de fonctionnement, pour lesquelles le gain A est plus faible qu'en zone linéaire, mais n'est pas encore nul. Cette partie doit évidemment être évitée. ^[25]

²¹ Par opposition au fonctionnement en comparateur.

²² Ici, on ne devrait donc plus parler d'« amplificateur opérationnel », mais le nom est resté par habitude.

²³ En pratique, on a :
$$v_o = \begin{cases} V_{OH} & \text{si } v_d > \frac{V_{OH}}{A} \\ V_{OL} & \text{si } v_d < \frac{V_{OL}}{A} \end{cases}$$

²⁴ Voir chapitre traitant de la « dynamique de sortie » de l'ampli op, pour plus d'informations.

²⁵ En fonctionnement « linéaire » de l'ampli op, il est ainsi préférable de limiter la zone utilisée de la « dynamique de sortie » à environ 90 % de celle-ci, afin de profiter d'un gain A maximum.

1.9 Concept d'« ampli op idéal »

Si l'ampli op et la valeur des composants externes, qui lui sont associés, sont judicieusement choisis (ce qui est l'objectif de la partie 4), on peut admettre que l'ampli op est idéal car ses caractéristiques réelles n'ont alors aucunes conséquences significatives ^[26] sur la fonction de transfert du montage. Ceci est important si l'on veut assurer de bonnes caractéristiques à ce montage.

Ainsi, lors de l'étude de la fonction de transfert d'un montage donné, nous considérerons que cette étape importante est réalisée et nous pourrons dès lors considérer l'ampli op comme idéal.

1.9.1 Caractéristiques de l'ampli op idéal

<i>Caractéristique de transfert idéale</i>
<p>Pour l'ampli op idéal utilisé en zone linéaire, on a : $v_o = A \cdot v_d$ avec $A = \infty$</p> <ul style="list-style-type: none"> ☛ gain en tension infiniment grand en zone linéaire à toutes fréquences ("BP" = ∞) ☛ l'ampli op idéal amplifie exclusivement la tension différentielle, quel que soit les valeurs de v_+ et v_- ^[27] ($CMRR = \infty$) ☛ lorsque $v_d = 0$, on a : $v_o = 0$ c.à.d. aucun <i>offset</i> ($V_{IO} = 0$)

<i>Courants d'entrée idéaux</i>
<p>L'ampli op idéal n'absorbe aucun courant d'entrée : $i_+ = i_- = 0$</p> <ul style="list-style-type: none"> ☛ l'ampli op idéal n'absorbe aucun courant de polarisation ^[28] ($I_{IB} = I_{IO} = 0$) ☛ l'ampli op idéal n'absorbe aucun courant en régime alternatif ^[29] ($Z_{IAO} = \infty$)

<i>Schéma équivalent de sortie idéal</i>
<p>Vu de la sortie, l'ampli op idéal est équivalent à un générateur parfait fournissant v_o</p> <ul style="list-style-type: none"> ☛ tension v_o indépendante du courant de sortie, fourni à la charge ($Z_{oAO} = 0$) ☛ l'ampli op idéal est capable d'alimenter n'importe quelle charge ($I_{oMAX} = \infty$)

²⁶ relativement à des exigences fixant le niveau de perfection désiré, évidemment.

²⁷ $CMRR = \frac{A_d}{A_{CM}} \Rightarrow$ si $CMRR = \infty$, on a : $A_{CM} = 0 \Rightarrow$ l'ampli op n'amplifie pas les tensions de mode commun

²⁸ Courants dus au régime de polarisation, donc en absence des signaux d'entrée.

²⁹ Courants engendrés par la tension différentielle v_d , donc dus aux signaux d'entrée du montage.

1.9.2 Schéma équivalent d'un ampli op idéal, en régime linéaire

1.9.3 Schéma équivalent d'un ampli op idéal, en régime saturé, soit schéma équivalent d'un comparateur idéal

Chapitre 2

Systeme « ouvert » -
systeme « fermé » :
intérêt de l'ampli op

2. Systèmes « ouvert » et « fermé » : intérêt de l'ampli op

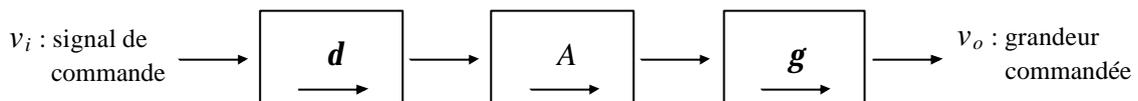
2.1 Introduction : types de composants disponibles en électronique

Les éléments disponibles pour élaborer des montages électroniques sont : *résistances*, *condensateurs*, *selfs* et *composants semi-conducteurs*, qui peuvent être classés comme suit :

	Type ^[1]	Précision et linéarité
Résistances et Condensateurs	Passif	Elevée
Selfs ^[2]	Passif	Faible
Composants semi-conducteurs	Actif	très faible ^[3]

Puisque l'objectif est évidemment de réaliser des fonctions de transfert les plus précises possible, le concepteur voudrait n'utiliser que des composants « *résistance* » et « *condensateur* » pour leur précision et leur linéarité, mais il est forcé de recourir aux éléments semi-conducteurs lorsqu'il désire doter sa fonction de transfert d'un certain gain !

2.2 Système « ouvert »



Rem. : les éléments **d** et **g** permettent de doter la fonction de transfert d'une fonction particulière ^[4].

Dans un tel système, l'organe « amplificateur » amplifie directement le signal de commande v_i .

2.2.1 Fonction de transfert

La fonction de transfert du système est : $T = \frac{v_o}{v_i} = \mathbf{d} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{g}$

¹ Un élément sera dit « actif » s'il possède au moins un élément générateur (tension ou courant) dans son schéma équivalent. Dans le cas contraire, il sera « passif » et n'aura alors que des éléments R , L , C dans son schéma équivalent. Remarquons que le terme « actif » ne signifie en rien que le composant est source d'énergie, celle-ci provenant des sources d'alimentation (sans elles, les éléments actifs des schémas équivalents ne peuvent exister).

² Utilisées principalement en électronique de puissance et pour des déparasitages HF ne nécessitant pas de précision.

³ Les caractéristiques des éléments semi-conducteurs, qui composent tout composant électronique (diodes, transistors, ampli op, thyristors, triacs, circuits intégrés digitaux, ...), sont très dispersées (difficulté de maîtriser le dopage, les dimensions géométriques, ... lors de la fabrication). En outre, leurs propriétés varient notablement en fonction de la position de leur point de fonctionnement (non linéarité), de la température, ...

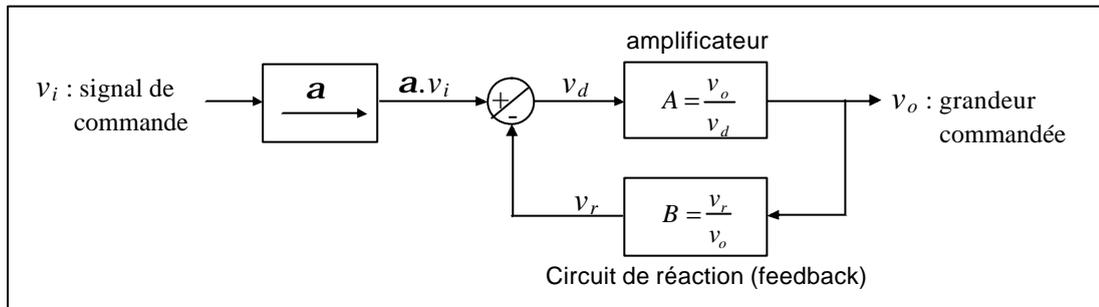
Les gains en tension, en courant, en puissance, les impédances d'entrée et de sortie peuvent donc être très différents pour deux composants électroniques désignés par la même référence.

⁴ Exemple : cellules RC d'entrée (**d**) et de sortie (**g**) d'un amplificateur à transistor.

2.2.2 Conclusions

- Même si les éléments d et g peuvent être réalisés à partir de résistances et de condensateurs, le coefficient A intervient directement dans la fonction de transfert et les caractéristiques du système sont ainsi intimement liées à celles de l'élément amplificateur, difficilement maîtrisables (en valeur, en stabilité et en linéarité) ... **Pour que la fonction de transfert d'un système « ouvert » soit précise, il faudrait que le gain de son amplificateur soit précis et linéaire, ce qui est impossible en pratique !**
- Un système « ouvert » ne permet donc pas de concilier les deux éléments contradictoires évoqués dans l'introduction ci-dessus.

2.3 Système « bouclé » (ou « fermé »)



Rem. : Dans ces notes, nous envisagerons uniquement le cas le plus courant où les signaux d'entrée et de sortie sont des tensions (v_i et v_o) et l'organe amplificateur est un ampli op.

Dans un système «bouclé », l'organe « amplificateur » n'amplifie plus directement le signal d'entrée v_i , mais l'écart v_d entre une fraction $a \cdot v_i$ du signal d'entrée v_i et une fraction $B \cdot v_o$ du signal de sortie v_o , ramenée vers l'entrée de l'amplificateur par l'intermédiaire d'un circuit de réaction («*feedback*»). Un système « bouclé » utilise ainsi le contrôle par réaction.

2.3.1 Fonction de transfert

La fonction de transfert d'un montage « bouclé »^[5] est :

$$T = \frac{v_o}{v_i} = \frac{a \cdot A}{1 + A \cdot B} = \frac{a/B}{1 + \frac{1}{A_L}} = \frac{T_{idéal}}{1 + \frac{1}{A_L}}$$

En effet, tant que v_o est hors saturation, on peut écrire :

$$\left. \begin{array}{l} v_o = A \cdot v_d \\ v_d = a \cdot v_i - B \cdot v_o \end{array} \right\} \Rightarrow v_o = A \cdot (a \cdot v_i - B \cdot v_o) \Rightarrow T = \frac{v_o}{v_i} = \frac{a \cdot A}{1 + A \cdot B} \quad [6]$$

⁵ aussi appelée *fonction de transfert en boucle fermée*.

2.3.2 Conclusions

- Si le gain A est suffisamment élevé pour avoir $A_L = A \cdot B \gg 1$, on a : $T \approx \frac{a}{B} = T_{idéal}$. On obtient alors une fonction de transfert « idéale » si les éléments a et B ne comportent que des résistances et condensateurs car la fonction de transfert du système ne dépend alors pratiquement plus des caractéristiques imprécises et non linéaires des éléments semi-conducteurs, mais bien de celles d'éléments bien maîtrisés et linéaires que sont les résistances et condensateurs.

Même si le gain A de l'amplificateur varie en fonction de la dispersion ou de la non linéarité des caractéristiques des composants semi-conducteurs, de la température, des tensions d'alimentation, du vieillissement des composants,... ou encore parce qu'on change de référence d'ampli op, l'influence des variations du gain sera fortement atténuée tant qu'il sera de valeur élevée ^[7].

... **Pour que la fonction de transfert d'un système « bouclé » soit précise, il faut « simplement » que le gain de son amplificateur soit de valeur élevée** (et non précise et linéaire comme dans le cas d'un système « ouvert »), **ce qui est faisable en pratique.**

- Un système « bouclé » à contre réaction permet donc de concilier les deux éléments contradictoires évoqués dans l'introduction et de profiter ainsi des avantages des deux.

2.3.3 Remarques

- Etant donné son grand gain et son entrée différentielle, l'élément électronique le mieux adapté à la « matérialisation » de l'amplificateur d'un système « bouclé » électronique est l'« amplificateur opérationnel ».
- Puisque les éléments « a » et « B » du système sont tous deux matérialisés par des éléments passifs R et C , on a : $a \leq 1$ et $B \leq 1$.
- B est appelé « taux de réaction » ^[8].

- Dans le cadre d'un système « bouclé », on définit également le *gain de boucle* : $A_L = \frac{v_r}{v_d} = A \cdot B$ qui exprime le gain subit par le signal v_d lors de son passage « à travers la boucle complète » (amplificateur et circuit de réaction), afin de fournir le « signal de réaction » v_r . C'est ce gain qui entrera en ligne de compte dans les problèmes de stabilité du montage bouclé.

⁶ Cette fonction de transfert est valable dans le cas où l'on considère uniquement l'existence de A comme caractéristique de l'ampli op, ce qui est valable si l'on choisit les valeurs des composants associés à l'ampli op de telle sorte que l'on peut admettre que l'adjonction du circuit de réaction ne modifie pas la fonction de transfert initiale de l'amplificateur (c'est-à-dire qu'il ne le charge ni en entrée, ni en sortie).

⁷ Ceci s'explique physiquement par le fait que toute modification de la valeur du gain A provoquerait une variation de la tension de sortie v_o , qui modifierait la tension différentielle v_d (grâce à la *contre réaction*) de telle sorte que le produit $A \cdot v_d$ reste (quasi) constant.

⁸ Le plus souvent, on a : $0,001 \leq B \leq 1$ (du moins en cas d'utilisation de circuits de contre-réaction constitués d'éléments passifs).

- Le fait que la fonction de transfert soit un rapport (a/B) permet d'élaborer des fonctions de transfert particulières (intégrateur, dérivateur, gyrateur, ...), inaccessibles par un système « ouvert ».
- Un inconvénient d'un système « bouclé » est cependant une *bande passante* plus restreinte, à prix égal, que celle obtenue avec un système « ouvert ».

2.3.4 Réaction négative (contre-réaction) et réaction positive

$$\text{Soit comme situation de départ : } \begin{cases} v_i = v_{i_1} \\ \text{fonctionne ment en zone linéaire} \end{cases} : \begin{cases} v_d = v_{d_1} = \frac{v_{o_1}}{A} \\ v_o = v_{o_1} = \frac{a \cdot A}{1 + A \cdot B} \cdot v_{i_1} \end{cases}$$

Pour étudier la stabilité du système bouclé, supposons que le signal v_o soit positif et tende à augmenter $\Rightarrow v_r \dots$

☛ 2 cas de réactions sont alors possibles, selon le signe du taux de réaction B :

2.3.4.1 Réaction négative ou "contre réaction"

Dans ce cas : $B > 0 \Rightarrow \dots v_r = B \cdot v_o$ tend à augmenter, ce qui tend à diminuer v_d , ... il y a *contre réaction*. Un système bouclé avec contre réaction permet donc un fonctionnement stable en zone linéaire.

Si $a \cdot v_i \nearrow$ (soit $a \cdot v_{i_2}$), $v_d \nearrow \Rightarrow v_o \nearrow$ jusqu'à atteindre un nouveau point d'équilibre (soit v_{d_2} , $v_{o_2} = A \cdot v_{d_2} = \frac{a \cdot A}{1 + A \cdot B} \cdot v_{i_2}$).

Si A est tend vers "l'infini", la valeur de v_d , nécessaire pour forcer v_o à prendre la valeur permettant de maintenir l'équilibre, reste alors très proche de 0. Dans la plupart des cas, on pourra ainsi admettre : $v_d = 0$ en fonctionnement linéaire.

Ainsi, le système force le signal de sortie v_o à prendre la valeur nécessaire à maintenir $v_r = B \cdot v_o$ proche de $a \cdot v_i \Rightarrow a \cdot v_i \approx B \cdot v_o \Rightarrow T = \frac{v_o}{v_i} \approx \frac{a}{B} = T_{idéal}$ et l'on retrouve ici le résultat déjà obtenu plus haut.

Le signal de sortie v_o conserve ainsi une valeur stable en fonctionnement linéaire, dépendante de v_i , mais quasi indépendante de A .

Rem. : • La *contre réaction* ne peut évidemment exister que hors saturation de v_o , puisqu'il est impératif que $v_r = B \cdot v_o$ puisse suivre, et ainsi compenser, $\mathbf{a} \cdot v_i$.

- Le terme *contre réaction* (réaction négative) provient du fait que v_r s'oppose à $\mathbf{a} \cdot v_i$
- Dans le cas d'un ampli op, il y aura *contre réaction* si v_- peut suivre v_o ^[9].

L'utilisation de contre réaction est l'unique moyen de fonctionner en permanence en zone linéaire de l'amplificateur, et donc de profiter de manière permanente de la fonction quasi idéale : $T \approx T_{idéal} = \frac{\mathbf{a}}{B}$, ce qui constitue son objectif.

2.3.4.2 Réaction positive

Dans ce cas : $B < 0 \Rightarrow \dots v_r = B \cdot v_o$ diminue $\Rightarrow v_d$ augmente, ... il y a *réaction positive*.

Un système bouclé avec réaction positive est donc instable car il tend à accroître v_d , ce qui provoque l'emballement de v_o (v_o est « poussé » vers la saturation, positive ou négative selon le signe de « v_d »).

On observera, en sortie, soit une entrée en saturation ^[10], soit des oscillations ^[11], selon la valeur du retard introduit par la boucle complète du système (A et B).

Ce type de réaction sera dès lors utilisé par les montages comparateurs, ainsi que pour concevoir des oscillateurs.

Rem.: • Dans le cas d'un ampli op, il y aura *réaction positive* si v_+ suit v_o .

- Le terme *réaction positive* provient du fait que $v_r = B \cdot v_o$ "renforce" l'action de $\mathbf{a} \cdot v_i$.

2.3.4.3 Instabilité d'un système bouclé

Puisque $\bar{T} = \frac{\bar{\mathbf{a}} \cdot \bar{A}}{1 + \bar{A} \cdot \bar{B}}$, si $\bar{A} \cdot \bar{B} \rightarrow -1$, on a : $T \rightarrow \infty$!

Dans un système bouclé en contre réaction, l'apparition de ce cas correspond à la situation extrême d'instabilité.

⁹ Sauf dans de rares cas où la boucle de réaction inverse le signal de retour. Dans ce cas, c'est v_+ qui doit suivre v_o

¹⁰ Cas des *Oscillateurs à relaxation*

¹¹ Si avant l'entrée en saturation la valeur de « $\mathbf{a} \cdot v_i$ » change déjà de signe, le système force alors v_o à varier dans l'autre sens, ce qui engendre des oscillations.

Le système sera donc d'autant plus stable que la valeur du gain de boucle A_L sera éloignée de : $\overline{A_L} = -1$... c'est l'objectif de la *compensation en fréquence*. Elle y parvient en modifiant la réponse fréquentielle de l'amplificateur (ampli op dans ces notes). ^[12]

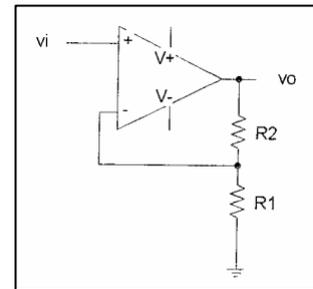
Par contre, ce cas est mis à profit pour les oscillateurs sinusoidaux (voir plus loin).

2.3.4.4 Exemples de systèmes bouclés utilisant un ampli op comme ampli.

- *Cas de l'amplificateur non inverseur*

$$\left\{ \begin{array}{l} v_+ = v_i \\ v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o \end{array} \right\} \Rightarrow v_d = v_+ - v_- = v_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o$$

et $v_d = \mathbf{a} \cdot v_i - \mathbf{B} \cdot v_o$



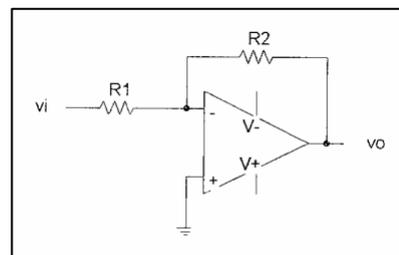
ou, puisque $v_d = \mathbf{a} \cdot v_i - \mathbf{B} \cdot v_o$, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{B} = -\left(\frac{v_d}{v_o}\right)_{v_i=0} \\ \mathbf{a} = \left(\frac{v_d}{v_i}\right)_{v_o=0} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{B} = -\left(\frac{v_d}{v_o}\right)_{v_i=0} = -\frac{v_{R1}}{v_o} = -\frac{-\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o}{v_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ \mathbf{a} = \left(\frac{v_d}{v_i}\right)_{v_o=0} = \frac{v_i}{v_i} = 1 \end{array} \right.$$

\Rightarrow Pour ce montage : $\mathbf{a} = 1$, $\mathbf{B} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} > 0$ et $T_{idéal} = \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{B}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ Rem. : $\mathbf{B} = \frac{1}{T_{idéal}}$

- *Cas de l'amplificateur inverseur*

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{B} = -\left(\frac{v_d}{v_o}\right)_{v_i=0} = -\frac{v_{R1}}{v_o} = -\frac{-\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o}{v_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} > 0 \\ \mathbf{a} = \left(\frac{v_d}{v_i}\right)_{v_o=0} = \frac{-v_{R2}}{v_i} = \frac{-\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_i}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{array} \right.$$



$\Rightarrow T_{idéal} = \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{B}} = -\frac{R_2}{R_1}$ Rem. : $\mathbf{B} = \frac{1}{1 - T_{idéal}}$ et $\mathbf{a} = \mathbf{B} - 1 = \frac{T_{idéal}}{1 - T_{idéal}}$

¹² Remarquons que pour certaines valeurs du taux de réaction \mathbf{B} , la *compensation standard en fréquence* de l'ampli op ne suffit plus et le gain de boucle peut malgré tout approcher de trop près la condition d'instabilité. Dans ce cas, une modification du taux de réaction \mathbf{B} est également nécessaire (cas de la « stabilisation » du montage dérivateur). (Rem. : il est aussi possible de recourir à d'autres modes de compensation en fréquence de l'ampli op ...)

Chapitre 3

Utilisation de l'ampli op

1. Applications utilisant le fonctionnement linéaire de l'ampli op : utilisation des systèmes bouclés avec contre réaction

Les paragraphes suivants vont mettre en évidence la qualité de la fonction de transfert obtenue en utilisant un système « bouclé », avec contre réaction, utilisant un ampli op comme élément « amplificateur ». Dans ce type d'application, l'ampli op utilise son fonctionnement linéaire. Notons que c'est pour ce type d'applications que les composants « *amplificateurs opérationnels* » sont spécifiquement conçus.

1.1 Modèle et fonction de l'ampli op idéal en régime linéaire

Lorsque que l'ampli op travaille en zone linéaire de sa caractéristique de transfert, on : $v_o = A \cdot v_d$

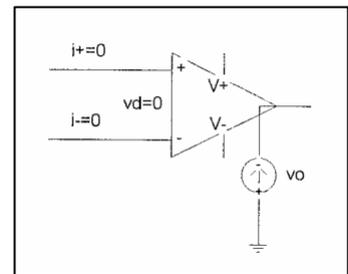
Par conséquent, si l'ampli op peut être considéré comme idéal, on peut alors admettre :

$$A \approx \infty \Rightarrow v_d = \frac{v_o}{A} \approx 0.$$

Vu de l'entrée de l'ampli op, on a donc : $\left\{ \begin{array}{l} i_+ = i_- = 0 \\ v_d = 0 \end{array} \right\}$, ce qui permet de

le modéliser par un « **nulleur** »^[1] en entrée.

La fonction de l'ampli op en régime linéaire est ainsi d'introduire un « nulleur » dans le montage, ainsi qu'un générateur parfait fournissant sa tension de sortie.



1.2 Conditions du fonctionnement linéaire de l'ampli op

Pour rappel, pour qu'un ampli op puisse travailler de manière « stable »^[2] dans la zone linéaire de sa caractéristique de transfert, il faut qu'il y ait contre réaction, soit que v_+ puisse « suivre » v_o ^[3].

Pour cela, il faut donc que :

♦ le système soit bouclé en contre réaction \Rightarrow vérifier qu'il existe une liaison entre l'entrée « - » et la sortie^[4]

♦ v_o soit hors saturation, sinon : $\left\{ \begin{array}{l} \text{si } v_{o \text{ présumé}} < V_{OL} \Rightarrow v_o = V_{OL} \\ \text{si } v_{o \text{ présumé}} > V_{OH} \Rightarrow v_o = V_{OH} \end{array} \right\}$, et v_o est alors différent de la valeur

attendue, et incapable d'assurer la contre réaction !

¹ La caractéristique remarquable d'un « nulleur » est d'être vu, de ses bornes d'entrées, à la fois comme un court-circuit et un circuit-ouvert !

² Par opposition à l'utilisation occasionnelle (lors des commutations) de cette zone linéaire en fonctionnement *comparateur*.

³ Sauf dans de rares cas où la boucle de réaction inverse le signal de retour. Dans ce cas, c'est v_+ qui doit suivre v_o

⁴ Sauf dans de rares cas où la boucle de réaction inverse le signal de retour. Dans ce cas, il faut vérifier qu'il existe une liaison entre l'entrée « + » et la sortie.

1.3 Eléments de calcul

Etant donné le schéma équivalent de l'ampli op idéal en régime linéaire, on peut suggérer la « procédure » suivante de calcul des montages qui l'utilisent :

1° Les courants d'entrée d'un ampli op sont négligeables devant les autres courants du montage \Rightarrow représenter les différents courants du montage, en sachant que : $i_+ = i_- = 0$

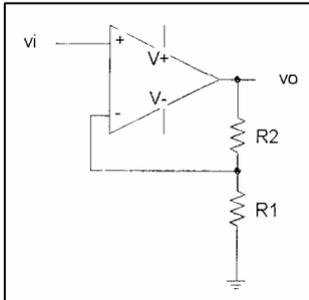
2° Puisque l'ampli op travaille dans la zone linéaire de sa caractéristique de transfert, on a : $v_d = \frac{v_o}{A} \approx 0$
 \Rightarrow exprimer v_o en fonction de tensions aux bornes de composants du montage et des tensions d'entrées, en sachant que : $v_+ = v_- (v_d = 0)$

\rightarrow Pour les calculs, utiliser de préférence la **règle du pont diviseur** et le **théorème de superposition** ^[5]
Si nécessaire, utiliser les relations existant entre les différents courants (*loi des nœuds*).

⁵ = étude du montage en considérant chaque source (de tension et/ou de courant) comme agissant seule ou en considérant des ensembles de sources (mais chacune des sources doit être prise une et une seule fois !).

1.4 Montages de base à amplificateurs opérationnels

1.4.1 Amplificateur non inverseur



En considérant l'ampli op comme idéal, on peut écrire :

$$\blacktriangleright v_+ = v_- \Rightarrow v_{R_1} = v_i$$

$$\blacktriangleright i_+ = i_- = 0 \Rightarrow \text{représenter tous les courants}$$

$$\Rightarrow i_{R_1} = i_{R_2} \Rightarrow \text{les résistances } R_1 \text{ et } R_2 \text{ constituent un pont diviseur de tension.}$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_{R_1}} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

\Rightarrow la fonction de transfert (idéale) du montage est : $T = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ [6]

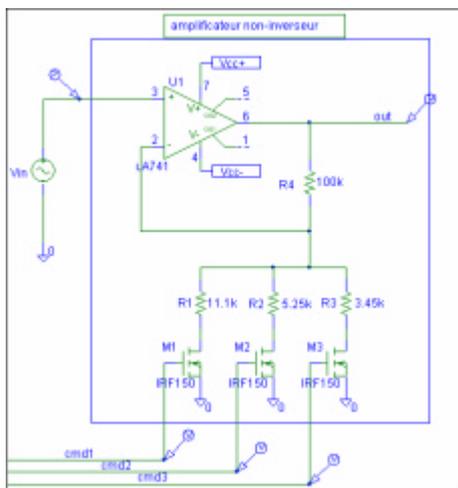
La tension de sortie est donc proportionnelle à la tension d'entrée et en phase avec celle-ci.

Le gain en tension ne dépend pas du gain de l'ampli op mais bien d'un rapport de résistances. Comme le diviseur de tension peut être aisément conçu à l'aide de résistances de précision, la fonction de transfert est donc *précise, stable et indépendante* de l'ampli. Si un autre ampli op de gain différent (mais toujours très élevé), remplaçait le premier, la fonction de transfert n'en serait pas modifiée de manière significative.



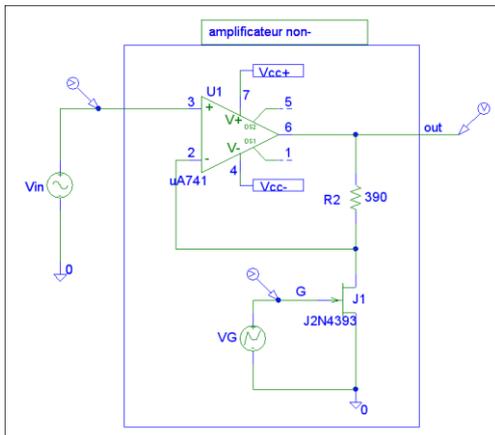
Dans le schéma « Ampli non inverseur symbolique.sch » et « Ampli non inverseur complet.sch », calculez la valeur du gain T. Précisez les limites de fonctionnement amplificateur si l'on fait varier R₁,

« Ampli non inv a gain programmable.sch » : cfr variation du calibre V/div d'un oscillo



⁶ $\frac{R_1}{R_1 + R_2} = B$, où B est le taux de contre-réaction.

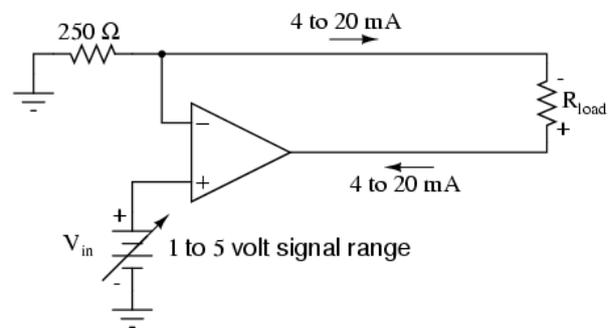
« Ampli non inv a gain commande en tension var.sch », observez comment on a matérialisé la résistance R_1 pour en faire varier la valeur par le biais d'une tension de commande.



Application :

Dans les applications où la grandeur physique doit être représentée par un courant, il est nécessaire de pouvoir injecter un courant précis indépendamment de la charge

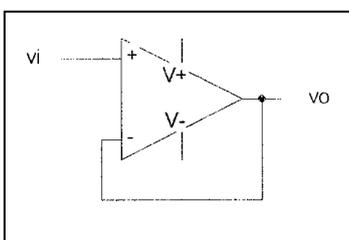
Dans l'exemple ci-contre, un capteur est calibré de manière à fournir un signal compris entre 1 V et 5V. La transmission standard de courant analogique se fait par une boucle 4-20mA.



Une résistance de précision de 250 Ω permettra de garantir la boucle de courant requise quelle que soit la valeur de la résistance de charge R_{load} ou la résistance parasite induite par la taille du câblage, tant que l'on ne dépasse pas la valeur max du i_{out} évidemment.

Quelle valeur de résistance exploiter si l'on veut constituer une boucle 10-50 mA (standard d'instrumentation obsolète) ? 100 Ω

1.4.2 Suiveur de tension ou tampon (*buffer*) (variante du montage ampli. non inverseur)



Le signal d'entrée est appliqué à l'entrée non-inverseuse et le signal de sortie est ramené intégralement sur l'entrée inverseuse.

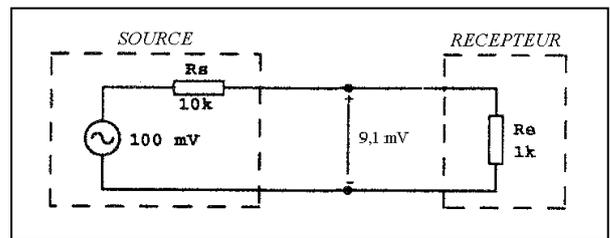
En considérant l'ampli op comme idéal, on peut écrire :

$$v_+ = v_- \Rightarrow v_o = v_i \Rightarrow \text{la fonction de transfert est : } T = \frac{v_o}{v_i} = 1$$

La tension de sortie est donc toujours égale à la tension d'entrée, d'où le nom de *suiveur de tension*.

Par contre, puisque $i_i = i_+ \approx 0$, ce montage permet de « lire » une tension (v_i) sans la perturber, tout en étant capable de fournir un courant relativement élevé (i_o) à la charge placée en sortie (gain en courant énorme !), ce qui constitue l'intérêt du montage, et explique l'origine des noms de *tampon (buffer)* ou *adaptateur d'impédance* également donnés à ce montage.

L'exemple ci-contre illustre cet intérêt, dans le cas d'une application où un *récepteur* désire « lire » la tension délivrée par une *source* dont la résistance de sortie est non négligeable par rapport à la résistance d'entrée du *récepteur*.

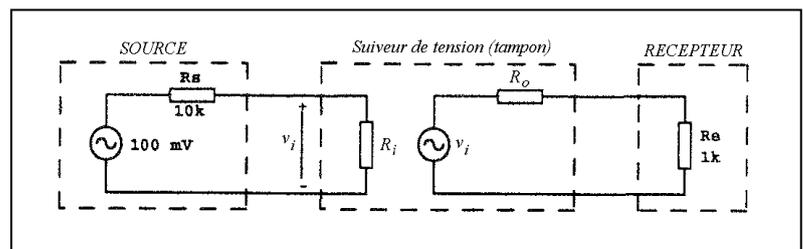
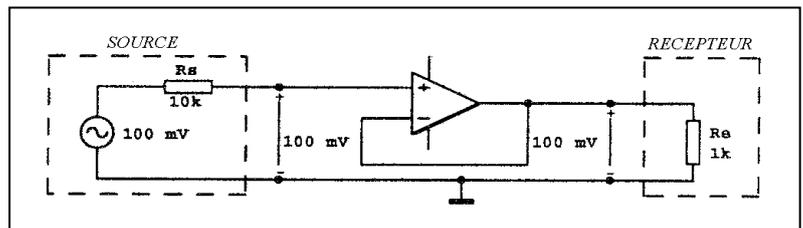


voir « Suiveur interet 1.sch »

On observe que la tension perçue par le *récepteur* serait ici de 9,1mV

$$(v_{out} = \frac{1\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} \cdot v_{source} = \frac{1}{11} \cdot 100\text{mV} = 9,1\text{mV}) \text{ au lieu de } 100\text{ mV} !$$

Par contre, un *suiveur de tension*, placé entre la *source* et le *récepteur*, ne charge pas la sortie du premier (car sa résistance d'entrée est très grande (de l'ordre du $G\Omega$)), tout en fournissant à l'entrée du second toute la différence de potentiel souhaitée (e_{source}) (car sa résistance de sortie est très petite (de l'ordre du $m\Omega$)).



voir « Suiveur interet 2.sch »

On perçoit donc ici le rôle d'*adaptateur d'impédance* de ce montage, à savoir : *il permet de raccorder une charge de faible impédance à une source de haute impédance*. De même, on perçoit le rôle de *tampon (buffer)*, à savoir : *il permet de raccorder une charge à une source sans lui faire débiter de courant* (la puissance délivrée à la charge proviendra de l'ampli et non de la source), *tout en fournissant la tension de la source à la charge*.

Notons enfin que le *suiveur de tension* est un cas limite de l'amplificateur non-inverseur pour lequel $R_1 = \infty$ ou $R_2 = 0$.

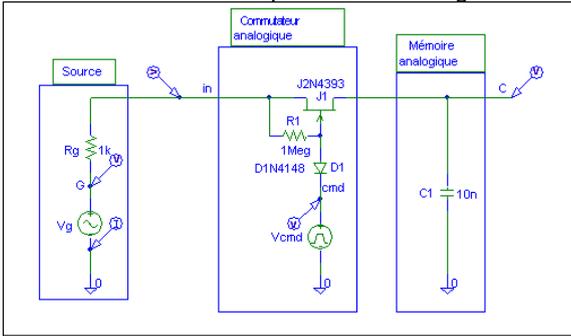


Application : échantillonneur bloqueur

Dans la partie 4 de ce chapitre, lors de l'étude des convertisseurs analogique numérique, nous envisagerons des montages dans lesquels il sera nécessaire d'obtenir la tension de sortie, par exemple, d'un capteur et de maintenir cette tension constante pendant toute la durée de la conversion.

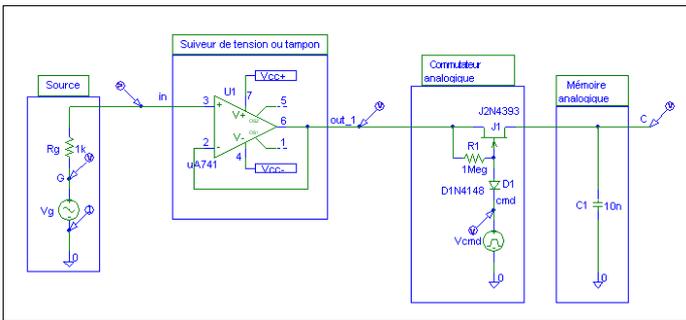
« Echantillonneur bloqueur sans charge 1.sch »

limites d'utilisations :



« Echantillonneur bloqueur sans charge 2.sch »

⇒ intérêt du suiveur :

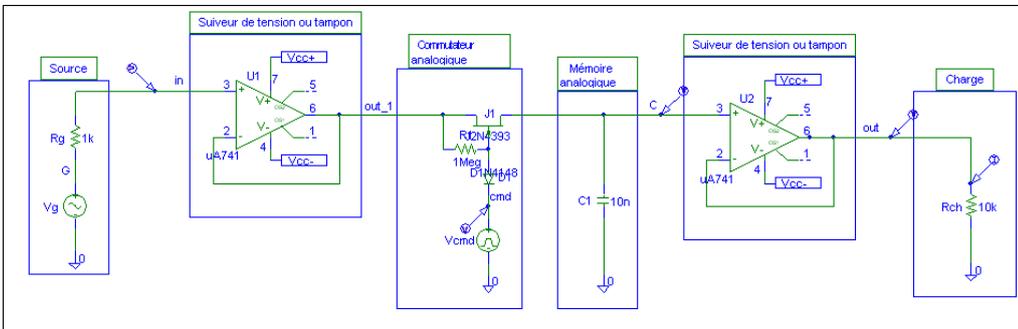


« Echantillonneur bloqueur avec charge 1.sch »

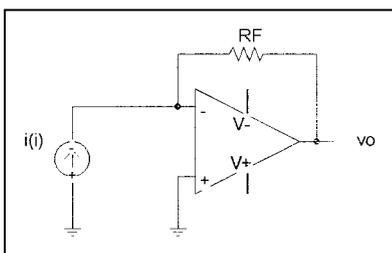
limites d'utilisation : charge en sortie

« Echantillonneur bloqueur avec charge 2.sch »

⇒ intérêt du suiveur :



1.4.3 Convertisseur courant-tension



En considérant l'ampli op comme idéal, on peut écrire :

$$| v_- = v_+ = 0 \Rightarrow v_- = 0 \Rightarrow v_o = -v_{R_F} = -R_F \cdot i_{R_F}$$

$$| i_+ = i_- = 0 \Rightarrow i_{R_F} = i_i$$

⇒ la fonction de transfert est : $T = \frac{v_o}{i_i} = -R_F$ en Ω ici !

La tension de sortie est donc proportionnelle au courant d'entrée, d'où le nom de *convertisseur courant-tension*, et est négative lorsque ce courant entre dans le montage.

Ce *convertisseur courant-tension* est quasi parfait, car ses impédances d'entrée et de sortie tendent toutes deux vers 0. En outre, la fonction de transfert T ne dépend que de la valeur d'une résistance et est donc *précis, stable* et *indépendant* de l'ampli.

Ce montage permet notamment de réaliser un ampèremètre électronique « parfait »^[7].

Notion de masse virtuelle : l'entrée « inverseuse » est un point du circuit dont la tension est celle de la « masse », mais sans y être galvaniquement connectée : on dit qu'elle constitue une « masse virtuelle ».

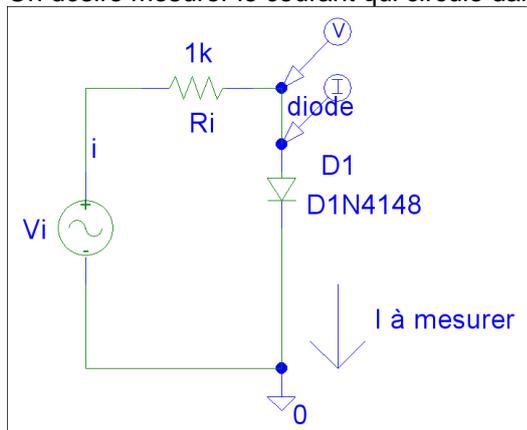
En outre, notons qu'une masse ordinaire peut drainer tout courant (théoriquement infini), alors qu'une « masse virtuelle » ne tire aucun courant !



Application : ampèremètre

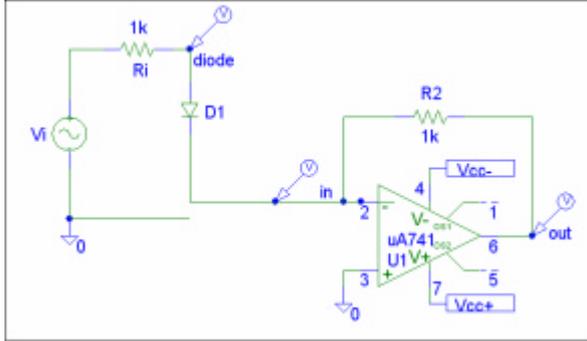
« Conv I U application 1.sch »

On désire mesurer le courant qui circule dans la diode et obtenir son tracé sur un oscilloscope :



⁷ L'ampli op doit cependant pouvoir supporter le courant à mesurer !

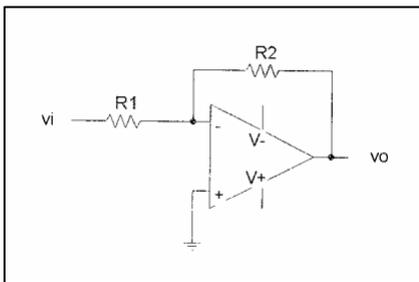
Dans « Conv I U application 2.sch » tracez le courant :



Limites d'utilisation :

⇒ Voir « Conv I U application 3.sch »

1.4.4 Amplificateur inverseur (variante du convertisseur courant-tension)



Le signal d'entrée est appliqué à l'entrée inverseuse. La polarité de la tension de sortie sera donc opposée à celle de la tension d'entrée.

L'entrée inverseuse voit la tension d'entrée v_i mélangée à la tension de sortie ramenée par la contre-réaction.

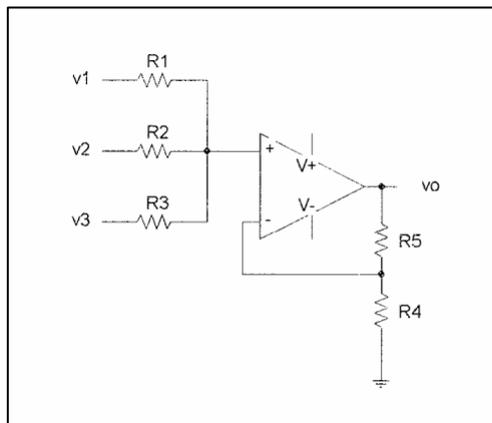
Si on utilise le résultat précédent et, en considérant l'ampli op comme idéal, on a : $v_- = 0$ (*masse virtuelle*) $\Rightarrow v_{R_1} = v_i \Rightarrow i_i = i_{R_1} = \frac{v_i}{R_1}$

⇒ la fonction de transfert est :
$$T = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

La tension de sortie est donc proportionnelle à la tension d'entrée et en opposition de phase, d'où le nom d'*amplificateur inverseur*.

Le gain en tension du montage ne dépend ici aussi que de résistances, il est donc *précis, stable* et *indépendant* de l'ampli.

1.4.5 Additionneur non-inverseur (= variante du montage amplificateur non-inverseur)



Dans le cas d'un additionneur à 3 entrées et en considérant l'ampli op comme idéal, on a :

$$\Rightarrow v_o = \frac{R_4 + R_5}{R_4} \cdot v_+ \quad (\text{ampli non-inverseur})$$

$$\Rightarrow i_+ = 0 \Rightarrow v_+ = v_1 \frac{R_{23}}{R_1 + R_{23}} + v_2 \frac{R_{13}}{R_2 + R_{13}} + v_3 \frac{R_{12}}{R_3 + R_{12}}$$

(R_{ij} = mise en parallèle des résistances R_i et R_j)

$$\Rightarrow \text{la tension de sortie est : } v_o = \frac{R_4 + R_5}{R_4} \cdot \left[v_1 \cdot \frac{R_{23}}{R_1 + R_{23}} + v_2 \cdot \frac{R_{13}}{R_2 + R_{13}} + v_3 \cdot \frac{R_{12}}{R_3 + R_{12}} \right]$$

La sortie est donc égale à la somme des entrées (éventuellement pondérées), d'où le nom d'*additionneur non inverseur*.



Illustration dans « Additionneur non inv a 3 entrees G 1.sch ».

Comment augmenter le gain général du montage « Additionneur non inv a 2 entrees G 1.sch » \Rightarrow « ...G 4 »

Dimmensionnez le montage pour permettre de réaliser un calcul de valeur moyenne entre deux signaux

\Rightarrow « Additionneur non inv a 2 entrees Moyenne.sch »

L'inconvénient majeur de ce montage est que les entrées ne sont pas indépendantes. En effet, le courant qui traverse l'une des entrées doit traverser les autres !

Ainsi, notamment, si l'on supprime l'une des sources de signaux, le gain que subit chaque source restante est modifié, puisque tout se passe comme si la résistance qui était en série avec cette source devenait infinie ! Ce montage ne peut donc pas convenir pour réaliser une table de mixage, par exemple.

C'est pourquoi, en pratique, on rencontre plus fréquemment l'additionneur inverseur, malgré l'inconvénient de l'inversion.

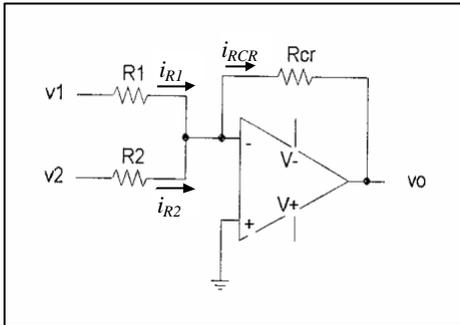


Illustration dans « Additionneur non inv inconvenient 1.sch »

« Additionneur non inv inconvenient 2.sch »

« Additionneur non inv inconvenient 3.sch »

1.4.6 Additionneur inverseur (= variante du montage amplificateur inverseur)



En considérant l'ampli op comme idéal, on peut dire que :

- ◆ $i_+ = i_- = 0 \Rightarrow$ représenter tous les courants
- ◆ $v_+ = v_-$ et $v_+ = 0 \Rightarrow v_- = 0$
 $\Rightarrow v_o = -v_{R_{CR}} = -R_{CR} \cdot i_{R_{CR}}$
- ◆ $i_+ = i_- = 0 \Rightarrow i_{R_{CR}} = i_{R_1} + i_{R_2}$
- ◆ L'entrée «-» est une masse virtuelle et, les résistances R_1 et R_2 voient respectivement les tensions v_1 et v_2 à leurs bornes \Rightarrow

$$i_{R_{CR}} = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}$$

\Rightarrow la fonction de transfert est :
$$v_o = -\left(\frac{R_{CR}}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_{CR}}{R_2} \cdot v_2 \right)$$

La sortie est donc égale à la somme des entrées (éventuellement pondérées si $R_1 \neq R_2$), au signe près, d'où le nom d'*additionneur inverseur*.



Illustration dans « Additionneur inv a 2 entrees G 1.sch »

si l'on souhaite retrouver un montage additionneur non-inverseur
 \Rightarrow « Additionneur inv a 2 entrees G 1 inverse. »

En tant qu'additionneur, et contrairement au montage précédent, ce montage a comme avantage important d'offrir une indépendance complète des entrées. En effet, grâce à l'existence d'une *masse virtuelle*, le courant de chaque entrée ne parcourt pas les autres entrées, mais traverse la résistance de *contre-réaction*. La résistance d'entrée que « voit » chacune des entrées est ainsi uniquement due à cette entrée (elle est simplement égale à la résistance placée en série avec l'entrée correspondante).

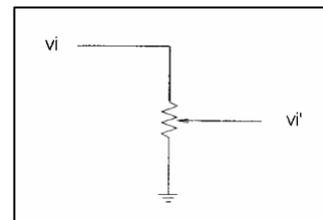


Illustration dans « Additionneur inv avantage.sch »

Exemple d'application \rightarrow *Mélangeur de signaux* ^[8]

Chaque entrée possède un atténuateur qui permet le réglage du « volume » de chaque entrée, indépendamment des autres entrées. ^[9]

En effet, si les résistances équivalentes de Thévenin sont négligeables vis à vis des résistances placées en entrée, on obtient :



⁸ Ce type de montage permet de réaliser : *générateurs de signaux divers, tables de mixage, ...*

⁹ On pourrait également y parvenir en modifiant les résistances placées en entrées (R_1, R_2, \dots), mais avec l'inconvénient d'une modification non linéaire des gains et d'une modification des résistances d'entrées du montage (égales respectivement à R_1, R_2, \dots pour les entrées 1, 2, ...). En outre, de manière pratique, il serait impossible de réduire les gains jusqu'à 0.

$$v_i' = k \cdot v_i \quad \text{et} \quad R_{2_{\text{equiv}}} = R_i + R_{Th} \approx R_i$$

Quant au réglage du « volume » général, il est effectué à l'aide de l'unique résistance de contre réaction.



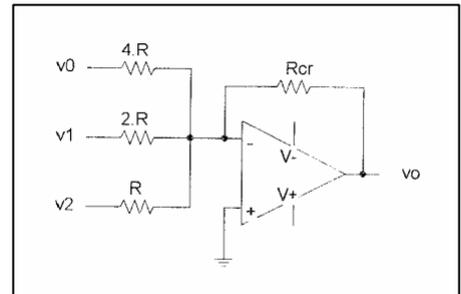
Illustration dans « melangeur de signaux.sch »

Exemple d'application → Convertisseur Numérique Analogique (CNA) ^[10].

Pour illustrer cette application de CNA, nous analyserons un CNA à 3 bits, à niveaux TTL (0V-5V).

Chaque tension d'entrée v_i représente un nombre binaire B_i et a pour valeur 0V ou 5V (selon que l'on matérialise le « 0 » ou le « 1 » logique), ce qui permet d'écrire : $v_i = B_i \cdot 5$ (V)

Ainsi, en tenant compte des valeurs des résistances, le résultat obtenu plus haut devient :



$$v_o = - \left(\frac{R_{CR}}{R_2} \cdot v_2 + \frac{R_{CR}}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_{CR}}{R_0} \cdot v_0 \right) = - \left(\frac{R_{CR}}{R} \cdot B_2 \cdot 5 + \frac{R_{CR}}{2 \cdot R} \cdot B_1 \cdot 5 + \frac{5 \cdot R_{CR}}{R} \cdot B_0 \cdot 5 \right)$$

Et, la tension de sortie v_o , équivalent analogique du mot binaire d'entrée, s'exprime alors :

$$v_o = - \frac{5 \cdot R_{CR}}{4 \cdot R} \cdot (4 \cdot B_2 + 2 \cdot B_1 + B_0)$$

Chaque entrée a donc bien une valeur pondérée, fonction du poids du bit correspondant.

Le coefficient « $\frac{5 \cdot R_{CR}}{4 \cdot R}$ » est la résolution ^[11] du convertisseur, c.à.d. le plus petit écart entre deux valeurs consécutives de la tension de sortie.

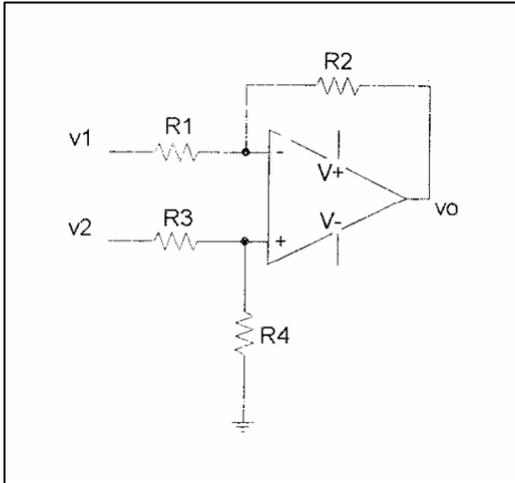


Illustration dans « Additionneur inv DAC 3 entrees.sch »

¹⁰ Nous y reviendrons dans la partie de ce chapitre consacrée aux CNA (partie 4).

¹¹ Aussi appelé « pas du convertisseur » ou encore « quantum ».

1.4.7 Soustracteur (= variante des montages amplificateurs inverseur et non inverseur)



Par application du théorème de superposition et en considérant l'ampli op comme idéal, on peut écrire :

- Influence de v_1 si $v_2 = 0 \Rightarrow$ le montage est un amplificateur inverseur ($v_- = 0$) $\Rightarrow v_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_1$

- Influence de v_2 si $v_1 = 0 \Rightarrow$ le montage est un amplificateur non inverseur, dont la tension d'entrée est :

$$v_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot v_2$$

$$\Rightarrow v_{o2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_+ = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot v_2$$

En additionnant les résultats partiels, on a : $v_o = v_{o1} + v_{o2} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_2$

Et, si l'on choisit : $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$, on obtient : $v_o = v_{o1} + v_{o2} = (v_2 - v_1) \cdot \frac{R_2}{R_1}$

La tension de sortie est donc égale à la différence entre les deux entrées, multipliée par le gain R_2/R_1 , d'où le nom de *soustracteur* ou encore *amplificateur différentiel*.

Intérêt du montage

Puisque l'ampli op est déjà un amplificateur différentiel, précisez l'intérêt d'utiliser ce montage, plutôt qu'un simple ampli op, pour réaliser la fonction d'*amplificateur différentiel* :

« Qualité différentielle » du soustracteur ^[12]

Lorsque $v_1 = v_2 = v_{i_{commune}}$, on a idéalement : $v_{o_{commune}} = 0$. Cependant, même en admettant que l'ampli op est idéal, les résistances n'étant jamais exactement identiques, le montage amplifiera également la partie commune des tensions d'entrées et non uniquement leur différence !

En effet :
$$v_{o_{commune}} = \left[-\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right] \cdot v_{i_{commune}}$$

On observe que cette composante de la tension de sortie peut être annulée en réglant la valeur de la résistance R_4 ^[13] de telle manière que : $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ soit : $R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$

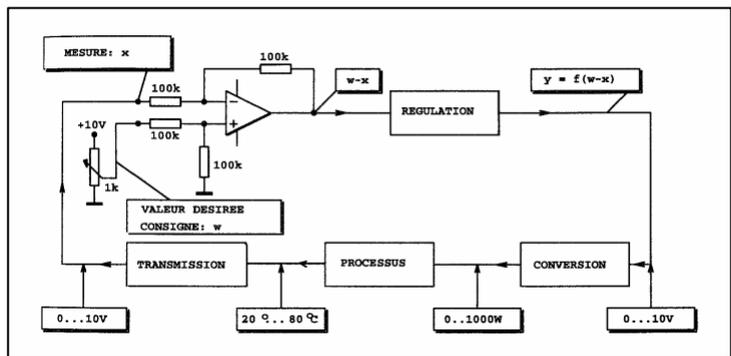
Ainsi, du point de vue pratique, cette résistance sera munie d'un potentiomètre.

Lorsque la résistance R_4 est correctement réglée, on retrouve la relation « idéale » du soustracteur.

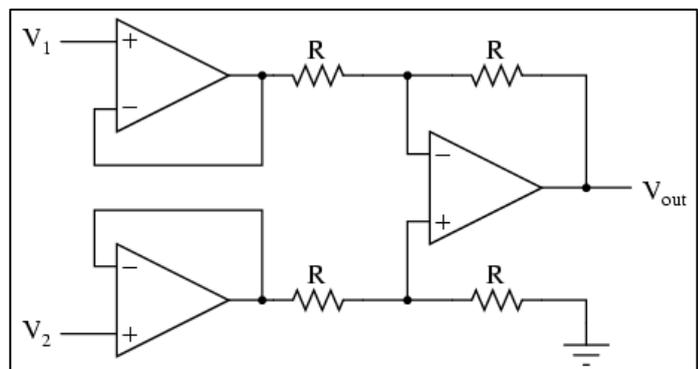
Exemple d'application : « Fonction proportionnelle » d'un régulateur

En régulation, le soustracteur peut être utilisé comme organe de comparaison, réalisant la fonction « proportionnelle » du régulateur.

Une tension d'entrée x est comparée à une valeur de consigne. La tension de sortie du soustracteur (souvent appelé à tort comparateur) est égale à l'écart $(w-x)$ entre les deux entrées. Cette tension d'erreur va être exploitée pour modifier le processus par l'intermédiaire d'un actionneur. L'état du processus en cours est observé par un capteur et transmis à l'entrée du soustracteur sous forme de la tension x .



Augmentation de l'impédance d'entrée du montage P buffer



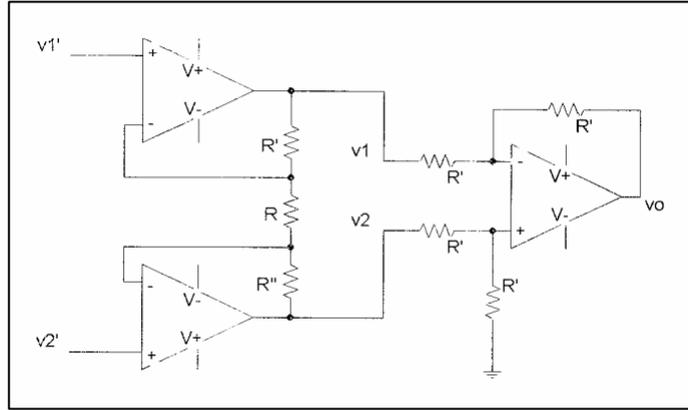
¹² On parle de « réjection du mode commun »

¹³ La résistance R_4 est la mieux adaptée pour assurer ce réglage car elle n'apparaît que dans l'un des deux termes de l'équation et a un effet au numérateur de celui-ci.

Amplificateur d'instrumentation

Le montage de base n'offre pas une bonne souplesse de réglage du gain. En effet, les résistances R_2 et R_4 doivent alors varier toutes deux de la même manière !

S'il existe des « potentiomètres doubles », il est cependant plus intéressant de recourir au montage ci-contre, appelée « **amplificateur d'instrumentation** »^[14].

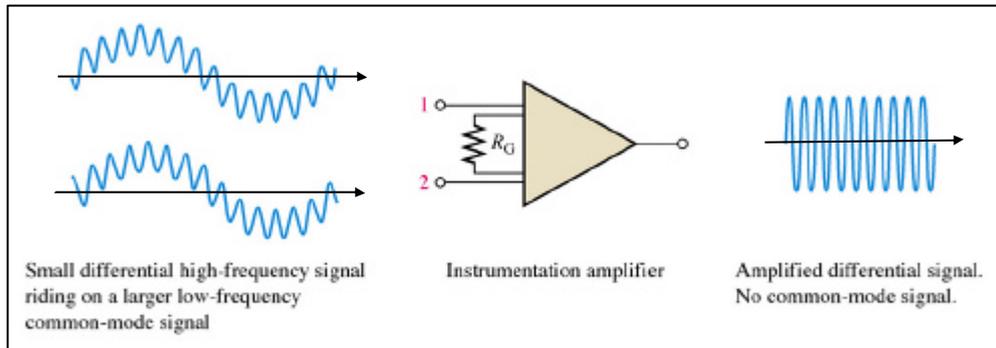


En effet, sa fonction de transfert, $v_o = \frac{R + R' + R''}{R} \cdot (v_2' - v_1')$ ^{[15] [16]}, montre que le gain peut ici être modifié à l'aide de l'unique résistance R .

En outre, le montage de base n'offre pas une forte impédance d'entrée, ce que procure par contre l'« amplificateur d'instrumentation », grâce aux deux ampli op placés en entrée du montage !

Rem: le réglage de la « qualité différentielle » se fait encore à l'aide de la résistance R_4 de la partie « montage soustracteur de base ».

L'« amplificateur d'instrumentation » est principalement destiné à amplifier des signaux de faibles amplitudes fournis par des transducteurs. En effet, étant donné la haute « réjection du mode commun » d'un amplificateur différentiel, les bruits^[17] captés le long des câbles de connexion peuvent être fortement rejetés^[18], comme l'illustre la figure ci-contre.



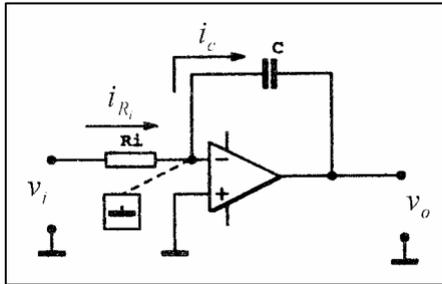
Le montage « ampli d'instrumentation » offre un tel intérêt que les constructeurs en proposent des versions intégrées. Le plus souvent, la résistance R est cependant externe, afin d'offrir à l'utilisateur la possibilité de régler le gain. On rencontre également des versions à gain programmable via des commutateurs analogiques internes commandés par des entrées numériques.

Des entrées supplémentaires permettent en outre l'ajustement de l'offset, de la bande passante, ...

¹⁴ Dans le domaine de la mesure, ce montage est celui utilisé pour réaliser la fonction d'amplificateur d'instrumentation.
¹⁵ Cette fonction de transfert est obtenue aisément en appliquant la « règle du pont diviseur de tension » et en utilisant la fonction de transfert du montage soustracteur de base.
¹⁶ On peut montrer qu'il est préférable de donner aux résistances R' et R'' des valeurs proches.
¹⁷ qui peuvent alors être très importants par rapport au signal « utile » de faible amplitude. Ces bruits électriques sont notamment dus à l'influence du réseau 50 Hz (c'est ce qu'illustre la figure ci-dessus).
¹⁸ Puisque les bruits affectent les câbles de la même manière (vu leur proximité), les signaux de bruits obtenus en entrée de l'amplificateur différentiel sont de mode commun.

1.4.8 Intégrateur (Variante du montage ampli. inverseur)

1.4.8.1 Fonction de transfert du montage intégrateur



L'intégrateur est une variante de l'amplificateur inverseur pour laquelle la résistance R_2 est remplacée par le condensateur C .

Ce condensateur introduit une dépendance vis à vis du temps : les variations de la tension de sortie dépendent des variations de la charge du condensateur C qui s'effectue au travers de la résistance R_i

En admettant que l'ampli op est idéal, on peut écrire :

$$\blacktriangleright v_+ = v_- \text{ et } v_+ = 0 \Rightarrow v_- = 0 \text{ (masse virtuelle)} \Rightarrow \begin{cases} v_o = -v_c = -\left(v_{c_{t_0}} + \frac{1}{C} \cdot \int_{t_0}^t i_c \cdot dt \right) \\ v_{R_i} = v_i \end{cases} \quad [19]$$

$$\blacktriangleright i_+ = i_- = 0 \Rightarrow i_c = i_{R_i} \text{ avec } i_{R_i} = \frac{v_{R_i}}{R_i} = \frac{v_i}{R_i}$$

$$\Rightarrow \boxed{v_{o,t} = v_{o_{t_0}} - \frac{1}{R_i \cdot C} \cdot \int_{t_0}^t v_i \cdot dt} \quad [20]$$

La tension de sortie est ainsi proportionnelle à l'intégrale de la tension d'entrée, d'où le nom du montage. Remarquons cependant que ce montage est en réalité un intégrateur inverseur.

Dans le domaine fréquentiel, la fonction de transfert s'exprime :

$$\frac{\overline{V_o}}{\overline{V_i}} = -\frac{\overline{Z_2}}{\overline{Z_1}} = -\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C \cdot R_i} = -\frac{1}{j \cdot \omega \cdot R_i \cdot C} = -\frac{1}{j \cdot \frac{\omega}{\omega_c}} \quad \text{avec } \omega_c = \frac{1}{R_i \cdot C}$$

$$^{19} \left\{ \begin{array}{l} i_c = \frac{dq_c}{dt} \\ C = \frac{q_c}{v_c} = \frac{dq_c}{dv_c} \end{array} \right\} \Rightarrow i_c = C \cdot \frac{dv_c}{dt} \Rightarrow dv_c = \frac{1}{C} \cdot i_c \cdot dt \Rightarrow v_c = v_{c_{t_0}} + \frac{1}{C} \cdot \int_{t_0}^t i_c \cdot dt$$

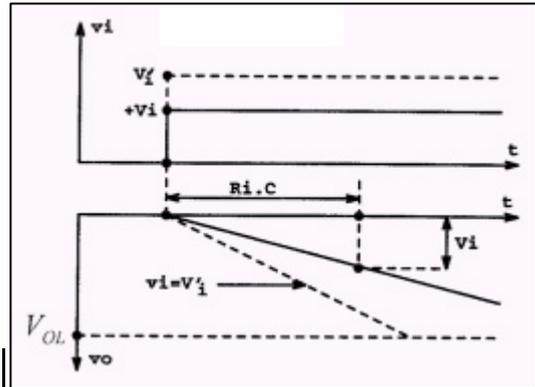
²⁰ Le produit $R_i \cdot C$ est la constante de temps d'intégration du montage et s'exprime en secondes. Plus elle est grande et plus la sortie évolue lentement.

1.4.8.2 Réponse de l'intégrateur à un signal d'entrée purement continu (V_{iDC})

Si $v_i = V_{iDC} = C^{ste}$, on a, à partir de l'instant $t_0 = 0$:

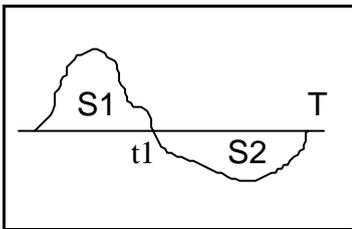
$$v_o = v_{o0} - \frac{V_{iDC}}{R_i \cdot C} \cdot t \quad [21]$$

et v_o évolue donc linéairement avec le temps ^[22], avec une pente directement proportionnelle à V_{iDC} , mais de signe opposé.



« intég composante DC.sch »

1.4.8.3 Réponse de l'intégrateur à un signal d'entrée purement alternatif (v_{iAC})



Par définition, dans le cas d'un signal purement alternatif, on a :

$$(v_{iAC})_{moy} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{iAC} \cdot dt = 0$$

$$\Rightarrow \int_0^T v_{iAC} \cdot dt = \text{surface sous la courbe de } v_i = 0 \quad (S_1 = S_2 \text{ sur la figure})$$



« intég composante AC.sch »

Par conséquent, si l'intégrateur est attaqué par un signal purement alternatif, on a sur une période : $(\Delta v_o)_T = 0$, et la tension de sortie v_o revient donc à la même valeur après chaque période.

1.4.8.4 Dérive en sortie de l'intégrateur

Les exemples précédents ont montré qu'une composante continue provoque une dérive de la tension de sortie de l'intégrateur vers la saturation, alors qu'une composante alternative n'en provoque aucune (en moyenne).

L'intégrateur est donc inutilisable tel quel, puisqu'une composante continue est toujours ^[23] présente dans le signal d'entrée (aussi faible soit-elle), provoquant inévitablement la dérive de v_o vers la saturation !

²¹ $R_i \cdot C$ constante de temps d'intégration du montage, est aussi le temps nécessaire pour que la variation de la tension de sortie du montage atteigne le niveau de l'entrée. En effet, si $t = R_i \cdot C$, on a :

$$|v_o - v_{o0}| = \frac{V_{iDC}}{R_i \cdot C} \cdot R_i \cdot C = V_{iDC}$$

²² L'intégrateur est souvent utilisé pour produire une rampe de tension à partir d'une tension constante d'entrée, comme on le verra lors de l'étude des oscillateurs pour signaux triangulaires.

²³ En effet, il est physiquement impossible d'envisager un signal d'entrée « parfaitement » alternatif, exempt de toute composante continue !



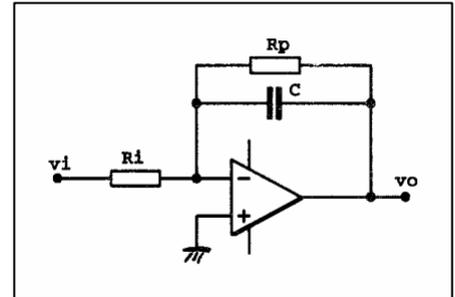
« intég derive.sch »

Ainsi, en pratique :

- soit l'intégrateur est placé dans un système bouclé qui « surveille » la valeur atteinte par le signal de sortie de l'intégrateur afin d'en modifier la tension d'entrée de telle sorte qu'il n'entre jamais en saturation (cas d'un oscillateur pour signaux triangulaires, voir partie 3).
- soit on ajoute une résistance (R_p) en dérivation sur le condensateur C de manière à supprimer l'intégration de toute composante continue.

En effet, avec cette résistance R_p , le montage «vu» par la composante continue $V_{i_{DC}}$ est alors celui d'un amplificateur inverseur^[24], et la tension de sortie $V_{o_{DC}}$ est alors limitée à :

$V_{o_{DC}} = \frac{-R_p}{R_i} \cdot V_{i_{DC}}$. Si la valeur de R_p est inférieure à son maximum^[25], on évite alors la saturation de la tension de sortie.



« intég sans RP.sch » « intég avec RP.sch »

Notons que le montage intégrateur ainsi « stabilisé » est donc incapable d'effectuer l'opération d'intégration de la partie continue du signal d'entrée, puisque c'est le but recherché.

Seule l'intégration de la composante alternative de v_i est possible et quasiment correcte, du point de vue forme seulement^[26], si la composante alternative du courant d'entrée passe essentiellement par la branche capacitive, c.à.d. si : $(i_{R_p})_{\text{alternatif}} \ll (i_C)_{\text{alternatif}}$, soit si la valeur de R_p est supérieure à son

minimum : $R_p > 10 \cdot Z_{C_{\max}} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot f_{v_{i_{AC}}}}$ avec : $f_{v_{i_{AC}}}$ = fréquence de $v_{i_{AC}}$.

Si R_p ne respecte pas cette condition, on observe une déformation excessive de la partie alternative de la tension de sortie.



« intég transitoire avec RP.sch » « intég transitoire avec RP inconv.sch »

En outre, même lorsque le signal d'entrée est nul (entrée à la masse), une composante continue existe encore, due aux défauts de l'ampli op existant en régime de polarisation (régime DC). On peut montrer aisément que ces défauts ont le même effet qu'une composante continue présente dans le signal d'entrée.

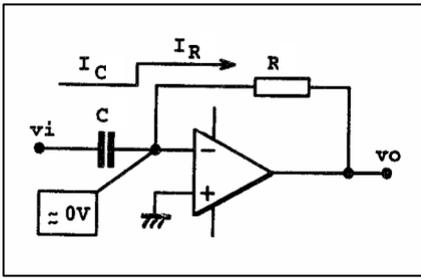
²⁴ En régime établi, la composante continue du courant d'entrée est dérivée entièrement à travers la résistance R_p .

²⁵ La valeur maximale de R_p est celle qui maintient juste le signal de sortie à la limite de la saturation, soit $R_{p_{\max}}$ est tel que : $|v_o|_{\max} = |V_{o_{DC}}|_{\max} + |v_{o_{ACp}}|_{\max}$ est juste inférieur à V_{sat} .

²⁶ En effet, l'intégrateur « stabilisé » est incapable de tenir compte de la valeur initiale de v_o . La réponse de l'intégrateur à la composante alternative seule est ainsi toujours à moyenne nulle.

1.4.9 Dérivateur

1.4.9.1 Fonction de transfert du montage dérivateur



$$\blacktriangleright i_+ = i_- = 0 \Rightarrow i_C = i_R \text{ avec } i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt} \quad [27]$$

◆ Puisque $v_+ = 0$ et que $v_+ = v_-$, l'entrée inverseuse est une « masse virtuelle », tant que $i_o < I_{o\max}$ et v_o est non saturé

$$\Rightarrow \begin{cases} v_c = v_i \\ v_o = -v_R = -R \cdot i_R \end{cases}$$

$$\Rightarrow i_C = C \cdot \frac{dv_i}{dt} = -\frac{v_o}{R} \Rightarrow \boxed{v_o = -R \cdot C \cdot \frac{dv_i}{dt}}$$

La tension de sortie d'un dérivateur est donc proportionnelle à la vitesse de variation de la tension d'entrée, autrement dit à la dérivée de la tension d'entrée d'où le nom du montage.

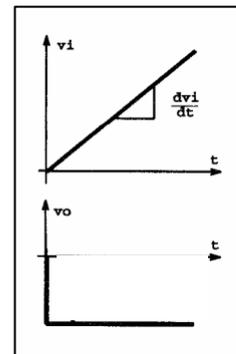
Notons que, comme pour le montage intégrateur, le montage dérivateur est de nature inverseuse.

1.4.9.2 Analyse de quelques réponses du dérivateur

1.4.9.2.1 Analyse de la réponse du dérivateur à un signal triangulaire

$$\text{Dans ce cas, on a : } v_i = k \cdot t \Rightarrow v_o = -R \cdot C \cdot \frac{dv_i}{dt} = -R \cdot C \cdot k = C^{ste}$$

Chaque pente de v_i ($=dv_i/dt$) étant constante, la tension de sortie correspondante l'est aussi.



En effet, plus physiquement : $C = \frac{q_c}{v_c} \Rightarrow q_c = C \cdot v_c$, ce qui signifie que la charge d'un condensateur varie de la même manière que la tension à ses bornes.

Ainsi, comme $v_c = v_i$, la différence de potentiel aux bornes du condensateur v_c croît linéairement, comme v_i , ce qui engendre une variation linéaire de la charge du condensateur, soit une intensité du

courant de charge du condensateur constante ($i = \frac{\Delta q}{\Delta t}$).

²⁷ En effet : $C = \frac{q_c}{u_c} = \frac{dq_c}{du_c} \Rightarrow C \cdot du_c = dq_c \Rightarrow C \cdot \frac{du_c}{dt} = \frac{dq_c}{dt} = i_c$

Comme ce courant traverse aussi la résistance R , la chute de tension due à R est aussi constante, comme la tension de sortie.

1.4.9.2.2 Analyse de la réponse en régime sinusoïdal

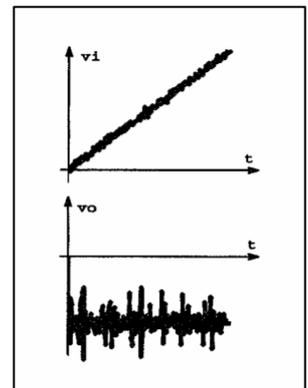
$$v_i = V_M \cdot \sin(\omega \cdot t) \Rightarrow v_o = -R_t \cdot C_i \cdot \frac{dv_i}{dt} = -R_t \cdot C_i \cdot V_M \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) = V_{oM} \cdot \sin(\omega \cdot t - 90^\circ)$$

$$\text{ou encore : } \overline{V_o} = -\frac{\overline{Z_2}}{\overline{Z_1}} \cdot \overline{V_i} = -\frac{R_t}{1} \cdot V_i^{0^\circ} = -j \cdot \omega \cdot R_t \cdot C_i \cdot V_i = 2 \cdot \mathbf{p} \cdot f \cdot R_t \cdot C_i \cdot V_i^{-90^\circ}$$

soit une sinusoïde en retard de 90° et d'une amplitude valant : $V_{oM} = R_t \cdot C_i \cdot V_M \cdot 2 \cdot \mathbf{p} \cdot f$

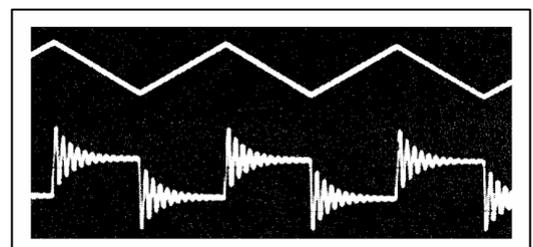
1.4.9.3 Dérivateur stabilisé

L'inconvénient du dérivateur est sa grande sensibilité aux signaux parasites. En effet, même si leurs amplitudes sont très faibles, leurs variations sont très rapides et ils peuvent ainsi engendrer des signaux de sorties d'amplitudes importantes, ce qu'illustre la figure ci-contre, dans le cas d'un dérivateur attaqué par un signal triangulaire ! Les bruits qui accompagnent inévitablement la tension d'entrée provoqueront donc un bruit important en sortie, ce qui rend le dérivateur difficilement utilisable tel quel ! ^[28]



En outre, le montage dérivateur est susceptible d'être instable, car son taux de réaction ^[29] varie avec la fréquence d'une manière telle que son gain de boucle $\overline{A_L}$ se rapproche prématurément de la condition d'instabilité !

Cette instabilité se traduit par une oscillation sinusoïdale amortie de fréquence élevée se superposant au signal utile, ce qu'illustre la figure ci-contre dans le cas d'un dérivateur attaqué par un signal triangulaire.



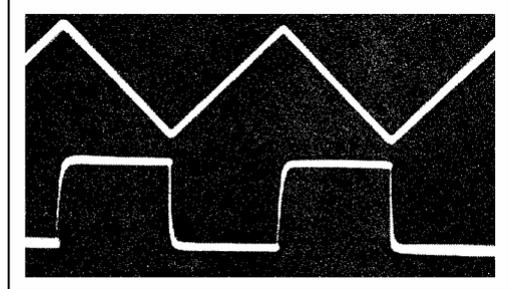
²⁸ L'importance de ce bruit est cependant fortement dépendant de la bande passante de l'ampli op, lequel agit ici heureusement comme un filtre passe bas.

²⁹ $\frac{\overline{Z_C}}{\overline{Z_C} + R}$

Pour limiter ces effets, on ajoute une résistance en série avec le condensateur.^[30]

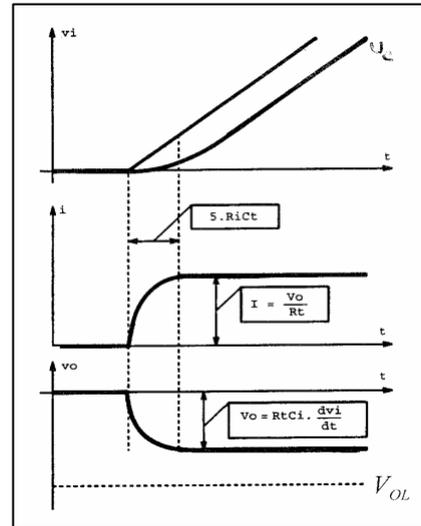
Puisque cette résistance perturbe évidemment la fonction de transfert du dérivateur, elle doit être choisie la plus faible possible, soit juste suffisante pour assurer un niveau de bruit suffisamment faible et garantir une stabilité suffisante. Sa valeur sera ajustée expérimentalement.

La figure ci-contre montre l'intérêt de cette résistance quant à la suppression des oscillations, mais laisse apparaître son effet néfaste !



En effet, on observe que la présence de cette résistance (R_i) engendre une phase transitoire d'une durée d'environ $5 \cdot R_i \cdot C_i$, pendant laquelle la tension aux bornes du condensateur, donc le courant de charge et par conséquent le signal de sortie atteignent progressivement leur valeur de régime.

Pour que la tension de sortie présente malgré tout un comportement crénelé, la durée de cette phase transitoire devra être assez faible par rapport à la demi période du signal d'entrée. Il faudra donc que la valeur de la résistance ne soit pas trop importante.

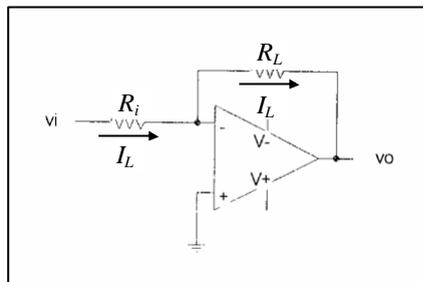
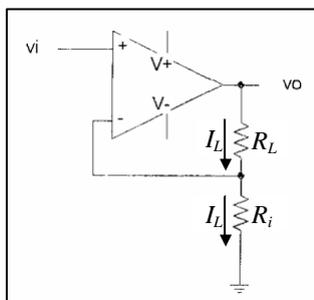


³⁰ Signalons que si la source qui attaque le dérivateur a une impédance de sortie d'une valeur au moins comprise entre 0,01 et 0,1 R, il n'est pas nécessaire de monter cette résistance supplémentaire puisque la source y pourvoit.

1.4.10 Convertisseur « tension – courant » : sources de courant

1.4.10.1 Cas d'une charge « flottante » ^[31]

Pour les deux configurations ci-dessous, on peut écrire :



En considérant l'ampli op comme idéal :

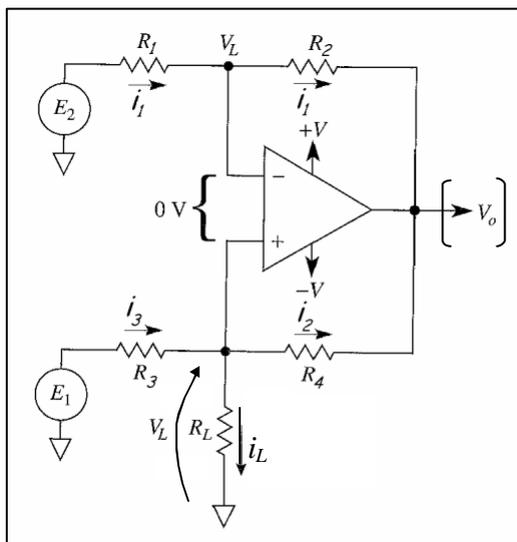
$$\blacktriangleright v_- = v_+ = 0 \Rightarrow v_{R_i} = v_i$$

$$\blacktriangleright i_+ = i_- = 0 \Rightarrow \boxed{i_{R_L} = i_{R_i} = \frac{v_i}{R_i}}$$

positif dans le sens indiqué.

Le courant à travers la charge est donc indépendant de cette charge (R_L), mais dépendant de v_i .

1.4.10.2 Cas d'une charge « non flottante »



En considérant l'ampli op comme idéal, on peut écrire :

$$v_L = R_L \cdot i_L = E_1 - R_3 \cdot i_3 \quad \text{avec : } \begin{cases} i_3 = i_2 + i_L \\ i_2 = \frac{u_{R_4}}{R_4} = \frac{R_2 \cdot i_1}{R_4} \\ i_1 = \frac{u_{R_1}}{R_1} = \frac{E_2 - R_L \cdot i_L}{R_1} \end{cases}$$

$$\Rightarrow i_L = \frac{E_1 - \frac{R_3 \cdot R_2}{R_4 \cdot R_1} \cdot E_2}{R_L - \frac{R_3 \cdot R_2}{R_4 \cdot R_1} \cdot R_L + R_3}$$

$$\Rightarrow \boxed{i_L = \frac{E_1 - E_2}{R_3}} \quad \text{si : } R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$$

Ainsi, on observe que si : $R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$, i_L est indépendant de R_L , alors qu'il est directement dépendant de la tension différentielle d'entrée $E_1 - E_2$.

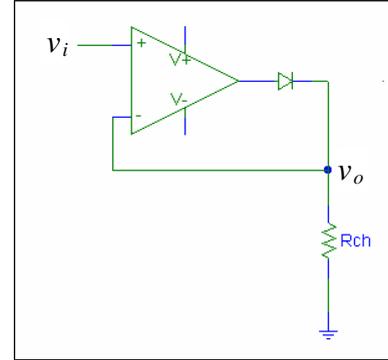
³¹ c.à.d. sans connexion à la masse.

1.4.11 Redressement simple alternance, de précision

La figure ci-contre présente un moyen simple de réaliser la fonction de *redressement simple alternance «de précision»*. Son principe de fonctionnement est le suivant.

Lorsque $v_i > 0$, la diode est passante et le montage remplit la fonction de suiveur de tension. La tension de sortie est alors égale à la tension d'entrée, soit une valeur positive.

Lorsque $v_i < 0$, la diode bloque et la tension de sortie est alors nulle.



Notons que dans cette situation, l'ampli op est en saturation.

Un inconvénient de ce montage est ainsi de produire une «discontinuité» lors des fronts positifs de passages par zéro, due au temps relativement long nécessaire pour sortir de la saturation.

Il existe ainsi des montages plus élaborés que celui-ci.

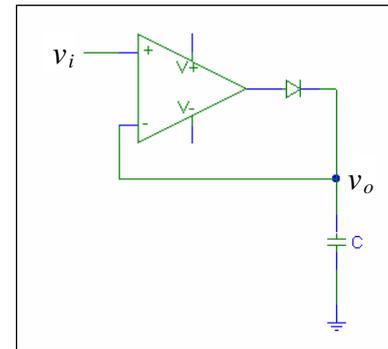


« redressement simple alternance.sch »

Cas particulier du détecteur de crête

Si la charge du montage précédent est un condensateur, le montage réalise alors la fonction de « détecteur de crête ».

En effet, lorsque $v_i > 0$, la diode est passante et la tension de sortie suit celle d'entrée, jusqu'à ce qu'elle atteigne sa valeur maximale, à partir de laquelle la diode bloque³², « mémorisant » ainsi la valeur de crête de la tension d'entrée.



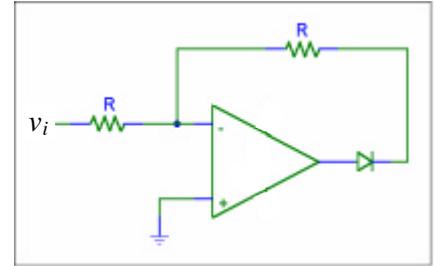
« detecteur de crete.sch »

³² Pour suivre v_i , la tension de sortie devrait diminuer, ce qui provoque le blocage de la diode.

1.4.12 Redressement double alternance (de précision) : valeur absolue

1.4.12.1 Montage « simple »

Lorsque $v_i < 0$, la diode est passante et le montage remplit la fonction d'inverseur de gain unitaire. La tension de sortie est alors égale à l'inverse de la tension d'entrée, soit une valeur positive.



Lorsque $v_i > 0$, la diode bloque et la tension de sortie est alors égale à la tension d'entrée, si toutefois le montage ne fournit aucun courant !



« redressement double alternance.sch »

Notons que dans cette situation, l'ampli op est en saturation et le montage produira donc une « discontinuité » lors des fronts négatifs de passages par zéro.

En conclusion, le montage fournit la valeur absolue du signal d'entrée, si : $i_o = 0$!

1.4.12.2 Montage « rapide »

Contrairement au montage précédent, les amplis op fonctionnent cette fois en permanence en régime linéaire (pour l'ampli op A, la boucle de contre réaction se ferme soit via D_p , soit via D_N).

Ce montage est donc plus rapide que le précédent et engendre ainsi nettement moins de discontinuité aux passages par zéro.

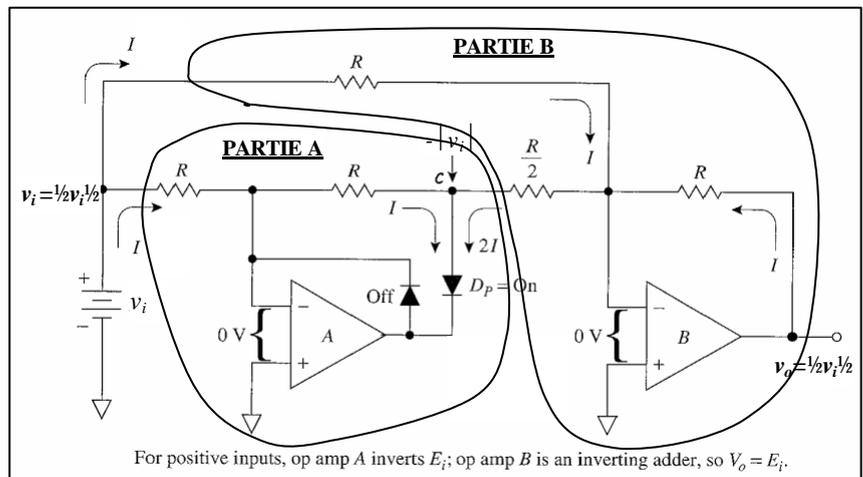
En outre, le signal de sortie étant fourni en permanence par un ampli op (l'ampli op B), ce montage est cette fois capable de fournir du courant ^[33].

Partie B (voir ci-contre)

Cette partie réalise un montage additionneur inverseur, dont la tension de sortie est :

$$v_{oB} = -\frac{R}{R} \cdot v_i - \frac{R}{R/2} \cdot v_c$$

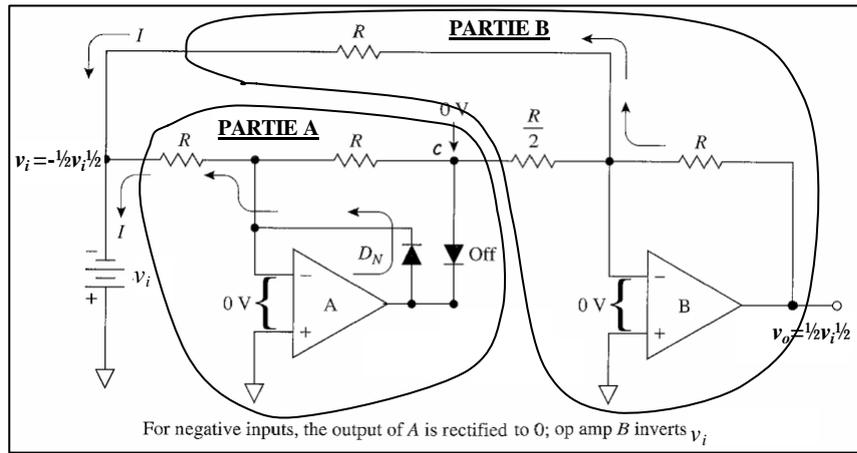
$$= -v_i - 2 \cdot v_c$$



³³ Selon les possibilités de l'ampli op B évidemment.

Partie A (voir ci-contre)

- Si $v_i > 0$, soit $v_i = |v_i|$: le montage réalise un montage inverseur de gain -1 , forçant $v_c = -v_i$
 $\Rightarrow v_{oB} = -v_i - 2 \cdot (-v_i)$
 $= v_i = |v_i|$
- Si $v_i < 0$, soit $v_i = -|v_i|$: le montage force $v_c = 0$
 $\Rightarrow v_{oB} = -v_i = |v_i|$

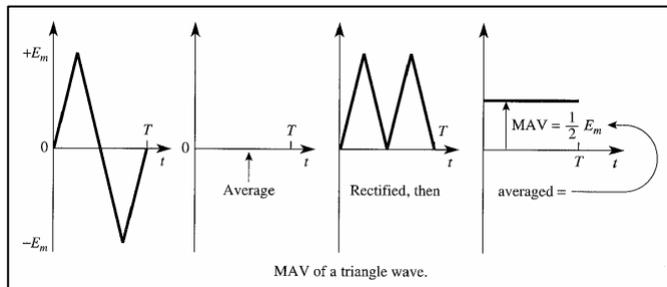


« redressement double alternance de precision.sch »

En conclusion, le montage fournit la valeur absolue du signal d'entrée : $v_{oB} = |v_i|$

Exemple d'application :

Premier module d'un « convertisseur ac to dc » (montage MAV (Mean Absolute Value) utilisé notamment dans un voltmètre non RMS), ...

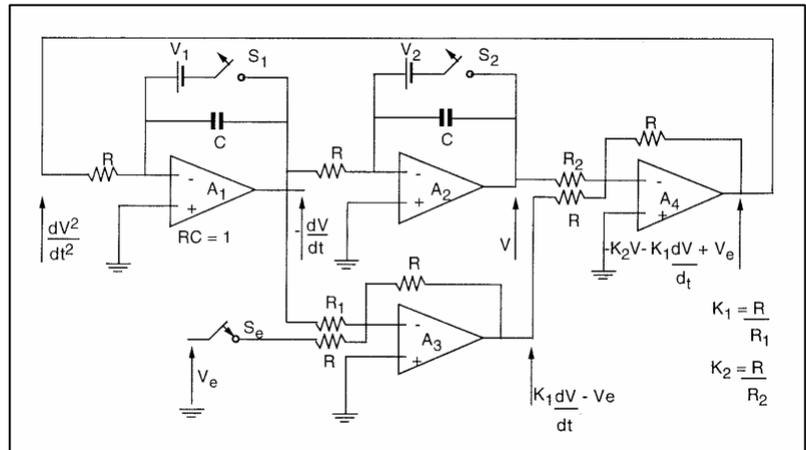


1.5 Calculateur analogique

Jadis, l'ampli op était le module fondamental des calculateurs analogiques. L'utilisation de circuits intégrateurs ^[34] permettait de résoudre *en temps réel* des équations différentielles en représentant la fonction par une tension. Il était ainsi possible d'étudier des fonctions complexes, linéaires ou non, en faisant varier les conditions d'excitation et les conditions initiales. La précision des résultats obtenus pouvait atteindre 0,1 %.

A titre d'exemple, le montage représenté ci-contre illustre comment un calculateur analogique permet de résoudre une équation différentielle du second ordre, à coefficients constants de la forme :

$$\frac{d^2v}{dt^2} + K_1 \frac{dv}{dt} + K_2 v - v_e = 0 \quad [35]$$



³⁴ Un calculateur à différentiateurs (au lieu d'intégrateurs) donne aussi la solution de l'équation, mais on préfère les montages intégrateurs aux différentiateurs dans les calculateurs analogiques parce qu'il est plus facile de stabiliser le premier que le second contre les oscillations parasites. En outre, l'introduction des conditions initiales dans un intégrateur est plus aisé.

³⁵ Le circuit A_1 réalise l'intégration de la tension d^2v/dt^2 et donne une tension proportionnelle à dv/dt . Le circuit A_2 fournit de même une tension proportionnelle à v . Le circuit A_3 , par un choix judicieux des résistances R et R_1 , permet d'obtenir le terme $K_1 \frac{dv}{dt} - v_e$. Le circuit A_4 additionne ce terme à la tension v , multipliée par le gain K_2 à l'aide des résistances R et R_2 . A la sortie de A_4 , on obtient le terme $-K_2 v - K_1 \frac{dv}{dt} + v_e$. Il suffit donc de relier la sortie de A_4 à l'entrée de A_1 pour obtenir la relation souhaitée entre les termes de l'équation différentielle.

Les conditions initiales sont fixées en appliquant à $t=0$, les tensions v_1 aux bornes du condensateur de A_1 et v_2 aux bornes de celui de A_2 . Pour $t > 0$, les interrupteurs S_1 et S_2 sont maintenus ouverts. La tension d'excitation v_e (qui peut dépendre du temps) est appliquée pendant l'évolution du circuit en fermant l'interrupteur S_e à l'instant $t=0$. La solution de l'équation différentielle est obtenue par observation de la tension v à la sortie du circuit A_2 .

2 Applications utilisant le fonctionnement saturé de l'ampli op : montages « comparateurs »

2.1 Généralités

2.1.1 Caractéristique de transfert en fonctionnement comparateur

 En fonctionnement *comparateur*, le composant utilise les zones de saturation de sa caractéristique, ce qui lui procure une sortie de type binaire :

$$\left. \begin{array}{l} v_o = V_{OH} \text{ si } v_+ > v_- \text{ (} v_d > 0 \text{)} \\ v_o = V_{OL} \text{ si } v_- > v_+ \text{ (} v_d < 0 \text{)} \end{array} \right\} \text{ sans jamais conserver aucune valeur intermédiaire }^{[1]}.$$

2.1.2 Conditions de fonctionnement en comparateur

Un ampli op aura un fonctionnement en *comparateur* en absence de *contre réaction* c.à.d. s'il n'y a pas de réaction ou en cas de *réaction positive*.

En effet, la *réaction positive* rend totalement instable le fonctionnement en zone linéaire, et *sans contre réaction*, la moindre tension d'entrée sature l'amplificateur, tant la zone linéaire (transition entre V_{OL} et V_{OH}) est verticale ^[2], rendant ainsi impossible tout fonctionnement stable en zone linéaire.

2.1.3 Condition de basculement

 La *commutation* a lieu lorsque $v_+ = v_-$ (soit $v_d = 0$), ce qui a lieu lorsque $v_i = V_I$

V_I (valeur particulière de la tension d'entrée v_i du montage comparateur) est appelée *seuil de commutation*. **ATTENTION** : la relation $v_d = 0$ n'est ici vraie que lors des commutations ^[3].

2.1.4 Comparateur idéal

Nous admettrons que le composant est idéal \Rightarrow $\left\{ \begin{array}{l} \bullet i_+ = 0 \text{ et } i_- = 0 \\ \bullet \text{caractéristique de transfert verticale (} A = \infty \text{)} \\ \Rightarrow \text{commutation précisément lorsque } v_d = 0 \end{array} \right.$

¹ Le fonctionnement comparateur utilise également la zone linéaire mais uniquement lors des commutations d'un état à l'autre.

² Par exemple, pour une alimentation symétrique de 15 V, la dynamique de sortie est de l'ordre de 15 V, et si le gain est de 100.000, il suffit d'une différence de l'ordre de $15/10^5 \cong 0.1\text{mV}$ entre les bornes + et - du composant pour que sa sortie soit saturée !

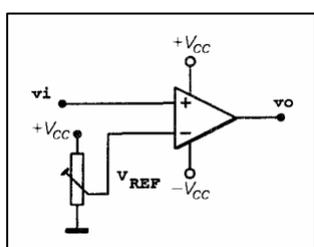
³ ce qui revient à dire que la notion de *nulleur* est vraie uniquement à la commutation !

2.2 Comparateur sans hystérésis

Les comparateurs sans hystérésis sont utilisés comme détecteurs de niveau lorsque le signal d'entrée est non « bruité », c.à.d. non susceptible de produire des commutations multiples indésirables chaque fois que le signal d'entrée arrive au voisinage du seuil de commutation (voir plus loin). Le seuil de basculement est fixé à l'aide d'une tension de référence.

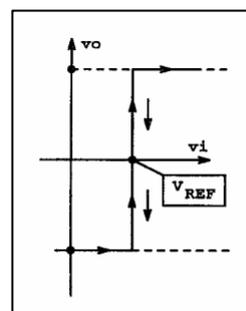
Remarquons que lors d'une commutation, la tension différentielle d'entrée doit en réalité dépasser la largeur de la zone linéaire, avant d'effectuer la commutation complète ^[4].

2.2.1 Montage « non-inverseur »

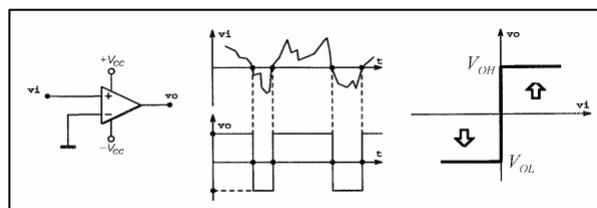


$$\text{Si } \begin{cases} v_i > V_{réf} \Rightarrow v_o = V_{OH} \\ v_i < V_{réf} \Rightarrow v_o = V_{OL} \end{cases}$$

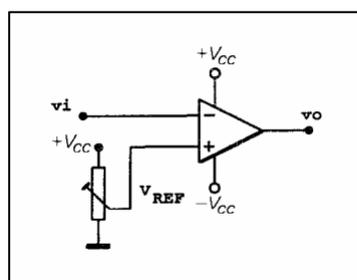
a_1_sh_n_inv.sch



Exemple : Détecteur de zéro: le seuil de basculement est fixé à 0 par l'entrée mise à la masse.



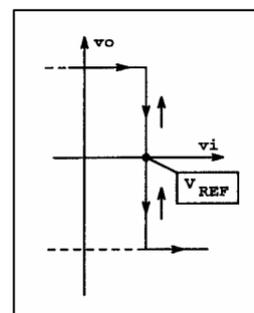
2.2.2 Montage « inverseur »



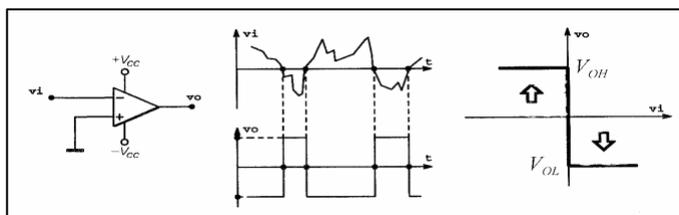
Le montage est similaire au précédent, si ce n'est que les bornes d'entrée sont inversées :

$$\text{Si } \begin{cases} v_i > V_{réf} \Rightarrow v_o = V_{OL} \\ v_i < V_{réf} \Rightarrow v_o = V_{OH} \end{cases}$$

a_2_sh_inv.sch

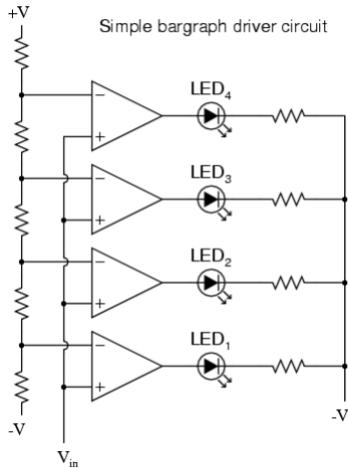


Exemple : Détecteur de zéro: le seuil de basculement est fixé à 0 par l'entrée mise à la masse.



⁴ En effet, en réalité, on a : $v_o = \begin{cases} V_{OH} & \text{si } v_d > \frac{V_{OH}}{A_{DC}} \\ V_{OL} & \text{si } v_d < \frac{V_{OL}}{A_{DC}} \end{cases}$

Réalisation d'un bargraphe similaire à ceux des égaliseurs ou tuners stéréo :



2.3 Comparateur avec hystérésis

2.3.1 Définition et origine de l'hystérésis

Un comparateur à hystérésis est un comparateur dont le niveau de comparaison est différent selon la valeur du signal de sortie (V_{OL} ou V_{OH}). Il possède donc 2 niveaux de comparaison : V_{IL} : le seuil bas (*Low*) et V_{IH} : le seuil haut (*High*) (un seul de ces deux seuils est évidemment actif à un moment donné, selon la valeur de v_o (V_{OL} ou V_{OH})).

$$\text{On définit : } \begin{cases} H = V_{IH} - V_{IL} = \text{tension d'hystérésis} \\ V_{IC} = \frac{V_{IH} + V_{IL}}{2} = \text{centre de l'hystérésis} \end{cases}$$

Pour y parvenir, on utilise la **réaction positive** (une fraction de V_o est ramenée sur l'entrée «+»). La tension v_+ suit donc la tension de sortie V_o , ce qui garantit un fonctionnement « comparateur » et permet d'obtenir 2 seuils de commutation.

Remarquons que la **réaction positive** a pour effet «d'annuler» pratiquement la valeur de la tension différentielle nécessaire pour provoquer le basculement (« comme si A était infini »). En effet, lors d'une commutation, la simple entrée de la tension différentielle v_d en région linéaire suffit à engendrer la commutation complète car elle provoque l'emballement de v_o et v_d jusqu'à atteindre le nouvel état.

Cependant, la vitesse de variation du signal de sortie reste limitée au *Slew Rate*.

2.3.2 Domaines d'utilisation des comparateurs à hystérésis

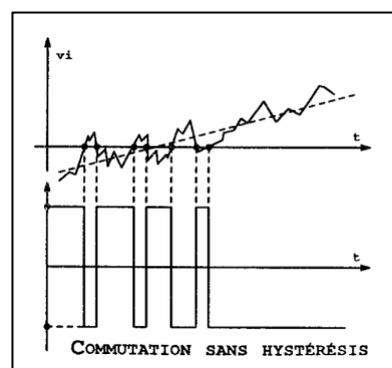
L'utilité des comparateurs à hystérésis est double :

- ◆ Réaliser un détecteur de niveau insensible aux bruits.
- ◆ Réaliser des fonctions qui requièrent par leur nature même une hystérésis. C'est le cas, par exemple, de la commande d'une chaudière, d'un interrupteur crépusculaire ou encore des oscillateurs pour signaux rectangulaires et triangulaires. (voir plus loin)

2.3.2.1 Détection de niveaux insensibles aux bruits

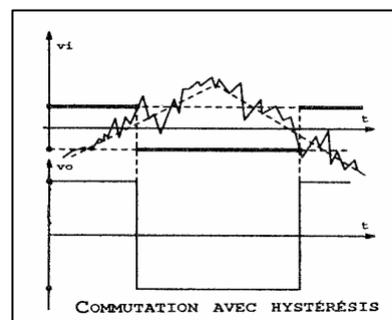
En cas de signal d'entrée « non bruité », un comparateur sans hystérésis peut convenir.

Par contre, un signal d'entrée trop « bruité » présenterait plusieurs passages successifs par le seuil de commutation (« 0 » dans la figure ci-contre), et il produirait alors des commutations multiples indésirables, chaque fois qu'il arrive au voisinage du seuil de commutation ! ^[5]



Par exemple, si la sortie du comparateur est utilisée pour appliquer un signal logique en entrée d'un circuit numérique, celui-ci percevrait une suite de 0 et de 1, plutôt qu'une unique commutation !

Pour éliminer l'influence du bruit autour de la valeur moyenne, seule à prendre en compte (droites en pointillés sur les figures), on utilise un *comparateur à hystérésis* dont le seuil de comparaison moyen V_{IC} correspondra au niveau de comparaison que l'on désire obtenir, tandis que l'hystérésis sera choisie supérieure à la tension crête à crête du bruit.



 g_12_a_h_n_inv.sch et g_13_a_h_n_inv.sch

Influence de la vitesse de commutation sur la sensibilité aux bruits

La tension de sortie d'un comparateur réel, quel qu'il soit, ne peut varier infiniment rapidement !

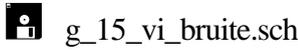
⁵ Pour rappel, une tension de l'ordre de 0,1 mV peut suffire pour faire basculer la sortie, étant donné la valeur de A

Cette relative faible vitesse de variation de sa tension de sortie peut être mise à profit pour donner une certaine immunité aux bruits à un montage comparateur sans hystérésis (ou avec).

En effet, si les signaux de bruits ont une fréquence suffisamment élevée, la tension de sortie du comparateur peut ne pas avoir encore eu le temps de varier fortement que les bruits ont déjà franchi à nouveau le seuil de comparaison, « imposant » alors une inversion de la tension de sortie ...

On observe ainsi des commutations à fronts irréguliers, mais exempt de commutations multiples. Selon le type d'éléments commandés par le montage comparateur, un tel signal de sortie peut convenir (cas d'un relais par exemple) ou non (cas d'un composant numérique dans certains cas).

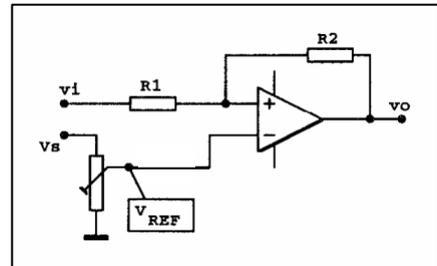
Cas d'un «composant ampli op» : la vitesse de commutation d'un «operational amplifier» étant plus faible que celle d'un «comparator», un comparateur utilisant un «operational amplifier» aura une meilleure immunité naturelle aux bruits.



2.3.3 Détecteurs de niveaux non-inverseurs à hystérésis

2.3.3.1 Montage « de base »

$$\text{Dans ce montage : } \begin{cases} v_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_o \\ v_- = V_{réf} \end{cases}$$



A la commutation : $v_+ = v_-$ et $v_i = V_I$ et on peut alors écrire :

$$v_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_I + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_o = v_- = V_{réf} \quad \text{ou, plus directement : } \frac{V_I - V_{réf}}{R_1} = \frac{V_{réf} - V_o}{R_2} \quad \text{puisque } R_1 \text{ et } R_2$$

constituent un « pont diviseur de tension ».

$$\Rightarrow V_I = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{réf} - \frac{R_1}{R_2} \cdot V_o \Rightarrow \begin{cases} \bullet \text{ si } V_o = V_{OL} : V_I = V_{IH} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{réf} - \frac{R_1}{R_2} \cdot V_{OL} \\ \bullet \text{ si } V_o = V_{OH} : V_I = V_{IL} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{réf} - \frac{R_1}{R_2} \cdot V_{OH} \end{cases}$$

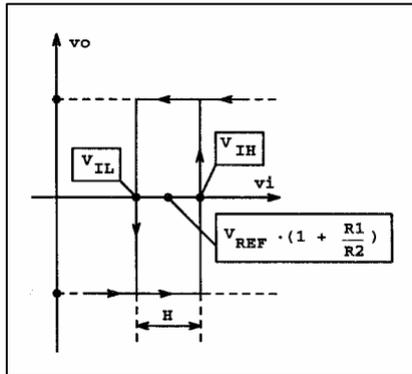
$$\Rightarrow \begin{cases} H = \frac{R_1}{R_2} \cdot (V_{OH} - V_{OL}) \\ V_{IC} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{réf} - \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{V_{OH} + V_{OL}}{2} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{réf} \quad \text{si } V_{OL} = -V_{OH} \end{cases}$$

H et V_{IC} dépendent tous deux des résistances R_1 et R_2 . Par conséquent, s'il est possible de déplacer le milieu de l'intervalle sans modifier la tension d'hystérésis, en agissant sur V_{ref} , la réciproque n'est pas vraie.

Cependant, dans le cas où $R_1 \ll R_2$, ces deux réglages peuvent être suffisamment indépendants.

 b_3_a_h_n_inv.sch

Caractéristique de transfert du comparateur



Si $v_i < V_{IL}$: $V_o = V_{OL}$ quel que soit l'état initial de V_o
 Si $v_i > V_{IH}$: $V_o = V_{OH}$ quel que soit l'état initial de V_o
 Si $V_{IL} < v_i < V_{IH}$: la valeur de V_o dépend de la valeur qu'il avait en entrant dans le cycle.

Partons de $v_i < V_{IL} \Rightarrow V_o = V_{OL} \Rightarrow V_i = V_{IH}$

Si v_i croît et atteint ce seuil, V_o bascule à $V_{OH} \Rightarrow V_i = V_{IL}$

Si v_i continue à augmenter, rien ne change.

Si v_i décroît et atteint le nouveau seuil (V_{IL}), V_o rebascule à $V_{OL} \Rightarrow V_i = V_{IH}$

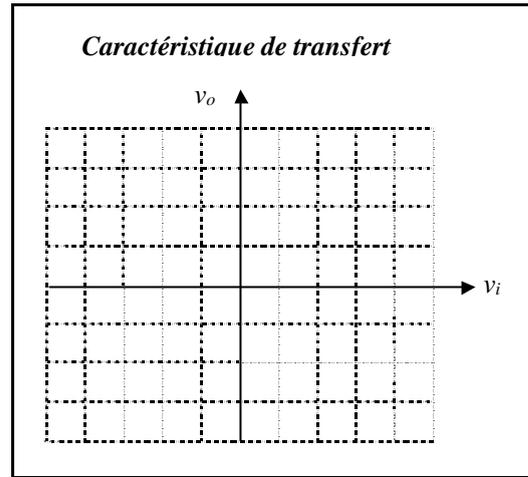
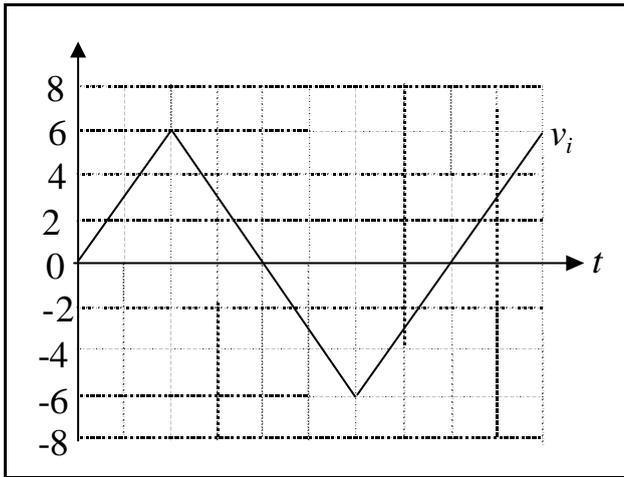
Si v_i continue à diminuer, rien ne change.

La caractéristique de transfert d'un comparateur à hystérésis résulte en fait de la superposition de deux caractéristiques de transfert de comparateurs sans hystérésis, dont les seuils de comparaison sont respectivement V_{IL} et V_{IH} , la caractéristique à considérer dépendant de la valeur instantanée de V_o .

⇒ Exemple : *Origine de l'hystérésis des comparateurs et condition de commutations*

$$\Rightarrow \text{Soit : } \left\{ \begin{array}{l} V_{OH} = 12 \text{ V} \\ V_{OL} = -V_{OH} = -12 \text{ V} \\ R_2 = 4 \cdot R_1 \\ V_{ref} = 0,8 \text{ V} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_{IL} = -2 \text{ V} \\ V_{IH} = 4 \text{ V} \end{array} \right.$$

> Déterminez graphiquement $v_o = f(t)$ et $v_o = f(v_i)$ (caractéristique de transfert) :



2.3.3.2 Montage offrant un « réglage indépendant de V_{IC} et H »

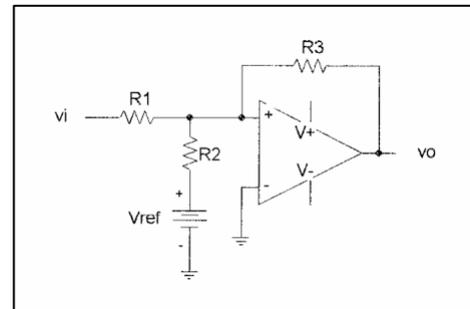
Ce montage offre l'indépendance de réglage de V_{IC} et H , si $V_{OL} = -V_{OH}$.

En effet :

A la commutation : $v_+ = v_- = 0$ et $v_i = V_I$

$$\Rightarrow \frac{V_I}{R_1} + \frac{V_{réf}}{R_2} = -\frac{V_O}{R_3} \Rightarrow V_I = -V_{réf} \cdot \frac{R_1}{R_2} - V_O \cdot \frac{R_1}{R_3}$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_{IL} = -V_{réf} \cdot \frac{R_1}{R_2} - V_{OH} \cdot \frac{R_1}{R_3} \\ V_{IH} = -V_{réf} \cdot \frac{R_1}{R_2} - V_{OL} \cdot \frac{R_1}{R_3} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} H = (V_{OH} - V_{OL}) \cdot \frac{R_1}{R_3} \\ V_{IC} = -V_{réf} \cdot \frac{R_1}{R_2} \text{ si } V_{OL} = -V_{OH} \end{array} \right.$$



$$\Rightarrow \begin{cases} V_{IC} \text{ dépend de } V_{réf}, R_1 \text{ et } R_2 \Rightarrow \text{réglage de } V_{IC} \text{ via } V_{réf} \text{ et/ou } R_2 \\ H \text{ dépend de } V_{OH}, V_{OL}, R_1 \text{ et } R_3 \Rightarrow \text{réglage de } H \text{ via } R_3 \end{cases}$$

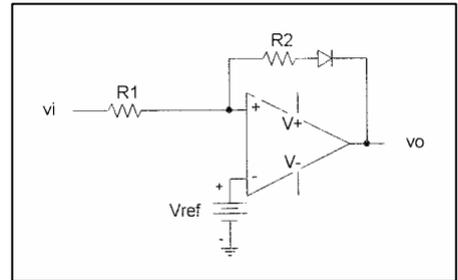
 c_5_a_h_inv.sch

2.3.3.3 Montages offrant un « réglage indépendant de V_{IL} et/ou V_{IH} »

Ce montage offre la possibilité de fixer l'un des deux seuils (selon le sens de la diode), tout en permettant le réglage indépendant de l'autre.

En utilisant deux diodes, il est même possible d'obtenir des réglages indépendants pour V_{IL} et V_{IH} .

En effet, pour le montage représenté ci-contre, on a :



A la commutation :

$$\begin{cases} v_+ = v_- = V_{réf} \\ v_i = V_I \end{cases}$$

Et, étant donné la position et le sens de la diode, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet \text{ lorsque } v_o = V_{OH} \rightarrow \text{diode OFF} \Rightarrow v_+ = V_I = v_- = V_{réf} \Rightarrow V_I = V_{IL} = V_{réf} \\ \bullet \text{ lorsque } v_o = V_{OL} \rightarrow \text{diode ON} \Rightarrow \frac{V_{IH} - V_{réf}}{R_1} = \frac{V_{réf} - (V_{OL} + 0,7 \text{ V})}{R_2} \\ \Rightarrow V_{IH} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{réf} - \frac{R_1}{R_2} \cdot (V_{OL} + 0,7 \text{ V}) \end{array} \right.$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{IL} \text{ dépend de } V_{réf} \Rightarrow \text{réglage de } V_{IL} \text{ via } V_{réf} \\ V_{IH} \text{ dépend de } V_{réf}, V_{OL}, R_1 \text{ et } R_2 \Rightarrow \text{réglage de } V_{IH} \text{ via } R_1 \end{cases}$$

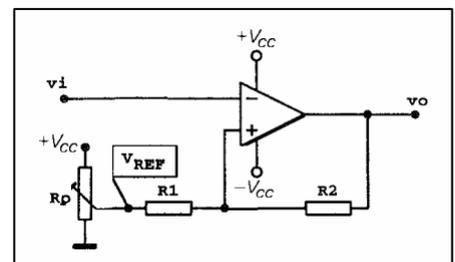
 c_6_a_h_inv.sch

2.3.4 Détecteurs de niveaux inverseurs à hystérésis

2.3.4.1 Montage « de base »

Dans ce montage :

$$\begin{cases} v_+ = V_{réf} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ v_- = V_I \end{cases}$$



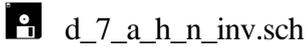
En tenant compte que $v_d = 0$ à la commutation, on peut écrire directement : $\frac{V_o - V_I}{R_2} = \frac{V_I - V_{réf}}{R_1}$ car R_1 et R_2 constituent un « diviseur de tension ».

$$\Rightarrow V_I = V_{réf} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_o \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow \begin{cases} \bullet \text{ si } V_o = V_{OL} : V_I = V_{IL} = V_{réf} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{OL} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ \bullet \text{ si } V_o = V_{OH} : V_I = V_{IH} = V_{réf} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{OH} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

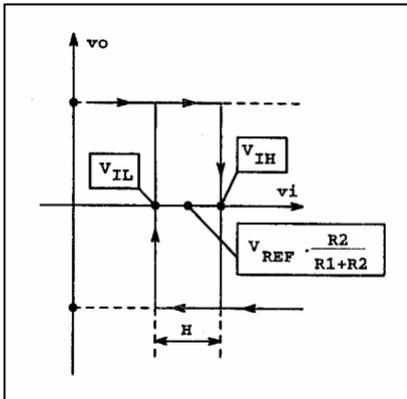
$$\Rightarrow \begin{cases} H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (V_{OH} - V_{OL}) \\ V_{IC} = V_{réf} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_{OH} + V_{OL}}{2} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{réf} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ si } V_{OL} = -V_{OH} \end{cases}$$

H et V_{IC} dépendent tous deux des résistances R_1 et R_2 . Par conséquent, s'il est possible de déplacer le milieu de l'intervalle sans modifier la tension d'hystérésis, en agissant sur $V_{réf}$ ^[6], la réciproque n'est pas vraie.

Cependant, dans le cas où $R_1 \ll R_2$, ces deux réglages peuvent être suffisamment indépendants.



Caractéristique de transfert du comparateur



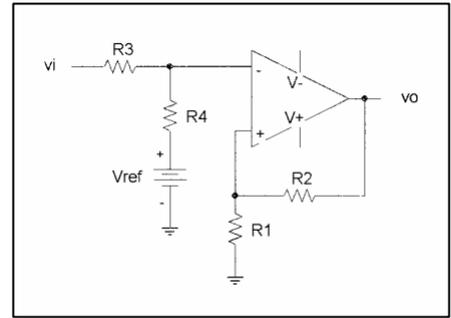
- Si $v_i < V_{IL} : V_o = V_{OH}$ quel que soit l'état initial de V_o
- Si $v_i > V_{IH} : V_o = V_{OL}$ quel que soit l'état initial de V_o
- Si $V_{IL} < v_i < V_{IH} : la\ valeur\ de\ V_o\ dépend\ de\ la\ valeur\ qu'il\ avait\ en\ entrant\ dans\ le\ cycle.$
- Partons de $v_i < V_{IL} \Rightarrow V_o = V_{OH} \Rightarrow V_I = V_{IH}$
- Si v_i croît et atteint ce seuil, V_o bascule à $V_{OL} \Rightarrow V_I = V_{IL}$
- Si v_i continue à augmenter, rien ne change.
- Si v_i décroît et atteint le nouveau seuil (V_{IL}), V_o rebascule à $V_{OH} \Rightarrow V_I = V_{IH}$
- Si v_i continue à diminuer, rien ne change.

⁶ en supposant que $R_p/4$ (valeur maximale de $R_{Thévenin}$ de la sortie du potentiomètre (maximum quand le potentiomètre est à mis course)) est négligeable par rapport à R_1

2.3.4.2 Montage offrant un « réglage indépendant de V_{IC} et H »

Ce montage offre l'indépendance de réglage de V_{IC} et H , si $V_{OL} = -V_{OH}$.

$$\text{En effet : } \begin{cases} v_+ = B \cdot V_o \text{ avec : } B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ v_- = \frac{v_i \cdot R_4 + V_{réf} \cdot R_3}{R_3 + R_4} \end{cases}$$



$$\Rightarrow \begin{cases} V_{IH} = B \cdot V_{OH} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4} - \frac{R_3}{R_4} \cdot V_{réf} \\ V_{IL} = B \cdot V_{OL} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4} - \frac{R_3}{R_4} \cdot V_{réf} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{IC} = -\frac{R_3}{R_4} \cdot V_{réf} \\ H = (V_{OH} - V_{OL}) \cdot B \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4} \text{ si } V_{OL} = -V_{OH} \end{cases}$$

Ainsi, il est possible de régler indépendamment V_{IC} et H , en modifiant respectivement $V_{réf}$ et B ^[7].

 d_8_a_h_n_inv.sch

2.3.4.3 Montage offrant un « réglage indépendant de V_{IL} et/ou V_{IH} »

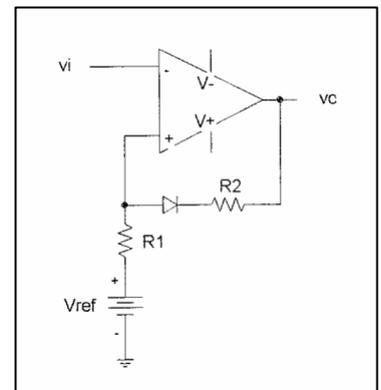
Ce montage offre la possibilité de fixer l'un des deux seuils (selon le sens de la diode), tout en permettant le réglage indépendant de l'autre.

En utilisant deux diodes, il est même possible d'obtenir des réglages indépendants pour V_{IL} et V_{IH} .

En effet, pour le montage représenté ci-contre, on a :

A la commutation : $v_+ = v_- = V_I$

Et, étant donné la position et le sens de la diode, on a :



$$\begin{cases} \bullet \text{ lorsque } v_o = V_{OH} \rightarrow \text{diode OFF} \Rightarrow v_- = V_I = v_+ = V_{réf} \Rightarrow V_I = V_{IH} = V_{réf} \\ \bullet \text{ lorsque } v_o = V_{OL} \rightarrow \text{diode ON} \Rightarrow v_- = V_{IL} = v_+ = \frac{V_{réf} \cdot R_2 + (V_{OL} + 0,7 \text{ V}) \cdot R_1}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{IH} \text{ dépend de } V_{réf} \Rightarrow \text{réglage de } V_{IL} \text{ via } V_{réf} \\ V_{IL} \text{ dépend de } V_{réf}, V_{OL}, R_1 \text{ et } R_2 \Rightarrow \text{réglage de } V_{IH} \text{ via } R_1 \end{cases}$$

 d_8_a_h_n_inv.sch

⁷ A l'aide des résistances R_1 et R_2

2.4 Comparateurs alimentés asymétriquement

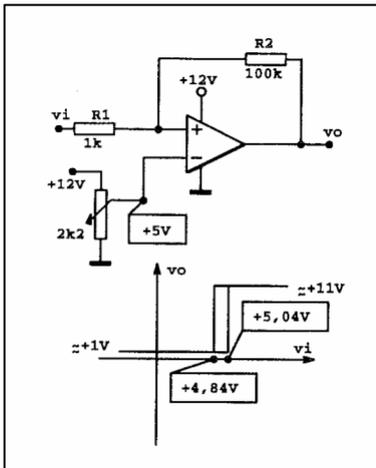
Il est possible de concevoir des comparateurs alimentés par une seule source de tension (entre V_{CC+} et la masse).

Les deux niveaux de la tension de sortie (V_{OH} et V_{OL}) sont alors égaux respectivement à V_{CC+} et 0 V, aux tensions de « déchet » près (voir *dynamique de sortie* : paramètre V_{OM}). Remarquons que V_{OL} est donc positif.

Le principe de fonctionnement et les relations obtenues restent rigoureusement les mêmes que dans le cas des montages alimentés symétriquement. Toutefois, il n'est évidemment plus possible d'obtenir : $V_{OL} = -V_{OH}$.

Notons enfin que la plupart des composants « comparators » sont spécialement conçus pour être alimentés de manière asymétrique, offrant alors une dynamique d'entrée et de sortie comprenant le potentiel de la masse.

Exemples

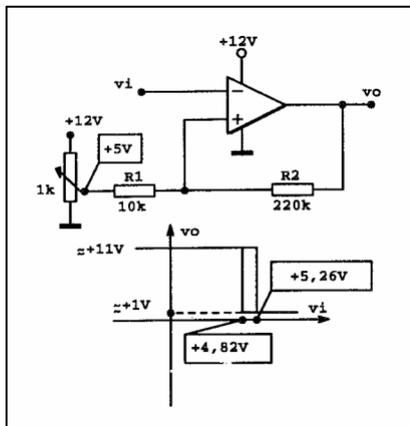


Puisqu'il y a réaction de la sortie sur l'entrée non-inverseuse, le montage est à hystérésis, et v_i influençant cette entrée non-inverseuse, le montage est de type non-inverseur.

Il s'agit d'un cas particulier du « montage de base » des *détecteurs non-inverseurs à hystérésis*. Les relations du montage sont donc :

$$V_{IH} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{réf} - \frac{R_1}{R_2} V_{OL} \quad \text{et} \quad V_{IL} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{réf} - \frac{R_1}{R_2} V_{OH}$$

Rem. : Il est impératif de garantir $V_{réf} > 0$, afin de respecter la dynamique d'entrée V_{ICR}



Puisqu'il y a réaction de la sortie sur l'entrée non-inverseuse, le montage est à hystérésis, et v_i influençant l'entrée inverseuse, le montage est de type inverseur.

Il s'agit d'un cas particulier du « montage de base » des *détecteurs inverseurs à hystérésis*. Les relations du montage sont donc :

$$\begin{cases} V_{IH} = V_{réf} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{OH} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ V_{IL} = V_{réf} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{OL} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

2.5 Comparateurs intégrés

2.5.1 Optimisation de la vitesse de commutation

Un composant « operational amplifieur » peut être utilisé en comparateur, mais la présence du condensateur de compensation en fréquence^[8] réduit sa vitesse de commutation^[9].

Or, puisqu'un comparateur n'utilise pas de contre réaction, ce condensateur n'a pour lui aucune utilité^[10].

Les fabricants proposent ainsi des composants optimisés pour un fonctionnement « comparateur » (sans condensateur de compensation), qu'ils présentent sous une rubrique distincte (« comparators »).

Un composant « comparator » n'aura évidemment pas pour autant une vitesse de commutation de valeur infinie^[11], mais toutefois nettement plus élevée que celui d'un composant « operational amplifieur ».

 e_10_SR.sch

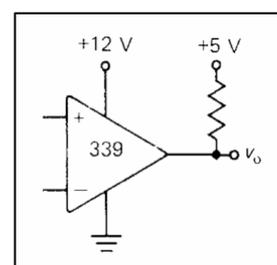
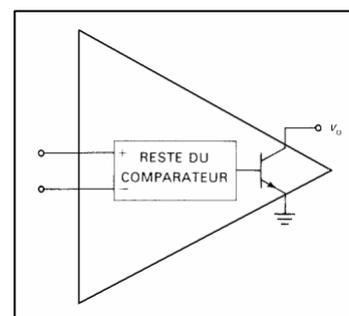
2.5.2 Sortie à collecteur ou drain ouvert

La plupart des composants « comparators » intégrés ont une structure de l'étage de sortie en *collecteur ouvert* (en cas de transistor bipolaire) ou *drain ouvert* (en cas de transistor MOS).

Les avantages d'une telle structure sont :

- Permettre à l'utilisateur de définir un niveau de sortie indépendant des sources d'alimentation du composant. Ceci permet de simplifier l'interfaçage avec les composants placés en aval.

Dans ce cas, la sortie devra être connectée, via une résistance externe, à une tension d'alimentation permettant de fixer le niveau haut (V_{OH}) désiré en sortie. Cette résistance porte le nom de *résistance Pull-up (tire-haut)*^[12] parce qu'elle ramène la tension de sortie à une valeur proche de la tension



⁸ indispensable pour un ampli op, afin d'obtenir une contre réaction stable (sans oscillations).

⁹ Effet sur le *Slew rate* (voir plus loin).

¹⁰ La nature même du V_O d'un comparateur en garantit la stabilité ($V_O = V_{OL}$ ou $V_{OH} =$ constante stable).

¹¹ Des capacités parasites sont inévitablement présentes dans tout composant, y compris dans les différents composants internes d'un composant « comparateur » !

¹² Sa valeur résulte d'un compromis entre *consommation* et *vitesse de commutation* (cette résistance forme avec le condensateur parasite de sortie (capacité collecteur-émetteur (ou drain-source), des conducteurs et de la charge) une cellule RC qui limite d'autant plus la vitesse de commutation que la valeur de la résistance est élevée). De manière à garantir une faible constante de temps (typiquement de l'ordre de la microseconde), la résistance de *Pull-up* va ordinairement de quelques centaines à quelques milliers d'ohms.

d'alimentation lorsque le transistor de sortie est bloqué. Lorsqu'il est saturé, la tension de sortie est au niveau bas (\approx masse).

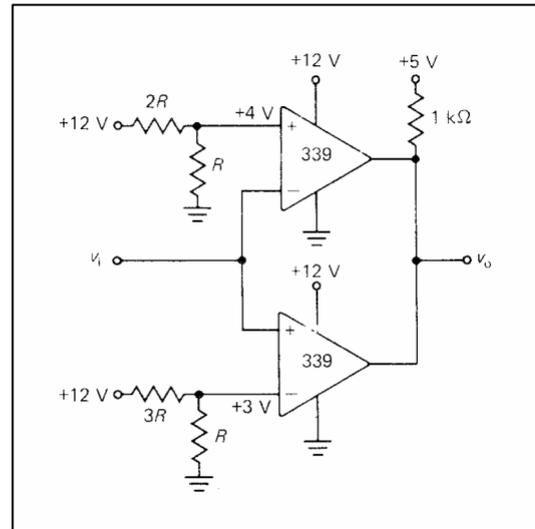
 f_1_out_CO.sch

- Faciliter la commande Tout Ou Rien (TOR) de charges en permettant l'utilisation du transistor interne comme simple « interrupteur ».

 f_2_out_CO.sch

- Offrir la possibilité de réaliser la fonction logique « ET câblé » en permettant la connexion de plusieurs sorties en parallèle (l'ensemble alimenté à travers une résistance externe de *Pull-up*, afin de définir le niveau haut V_{OH}) comme c'est le cas pour le comparateur à fenêtre représenté contre.

 f_3_cmp_fen.sch



Valeur de la résistance de Pull-Up

Elle résulte d'un compromis entre « vitesse de commutation » et « consommation ».

En effet, avec la capacité équivalente de sortie ^[13], la résistance de *Pull-Up* forme une cellule RC qui limite d'autant moins la vitesse de commutation que la valeur de la résistance est faible.

De manière à garantir une constante de temps suffisamment faible (typiquement de l'ordre de la microseconde), la résistance de *Pull-Up* va ordinairement de quelques centaines à quelques milliers d'ohms.

Applications :

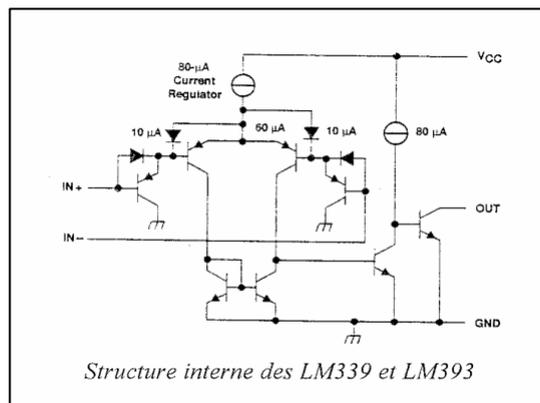
 g_12_a_h_n_inv.sch et  g_13_a_h_n_inv.sch

¹³ Capacité de sortie du comparateur (entre collecteur et émetteur du transistor de sortie) + capacité des liaisons + capacité de la charge éventuelle.

2.5.3 Comparateurs courants

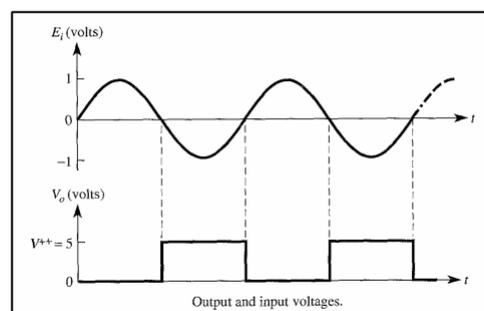
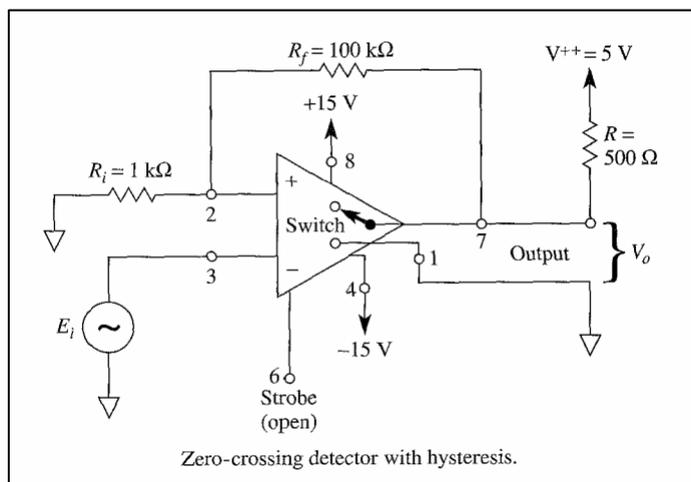
Des comparateurs en vogue pour les applications classiques sont le LM339 (4 comparateurs dans un même boîtier) et le LM393 (2 comparateurs dans un même boîtier) en raison de leur prix modique.

Leur schéma interne est représenté ci-contre.



Un comparateur courant pour des applications plus rapides est le LM311.

Notons que ce comparateur offre en outre un « émetteur ouvert » en sortie, permettant à l'utilisateur de définir également le niveau bas de sortie. La figure ci-dessous illustre un exemple d'application.



Notons enfin que la plupart des comparateurs sont spécialement conçus pour être alimentés de manière « asymétrique » (« alimentation simple »), offrant alors une dynamique d'entrée et de sortie comprenant le potentiel de masse.

2.6 Adaptation de la dynamique de sortie des comparateurs

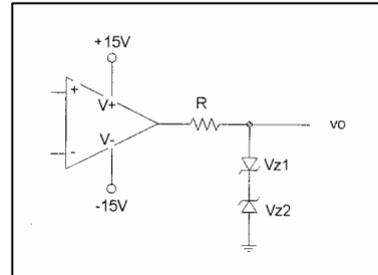
Les niveaux de sortie du **composant** utilisé comme comparateur (V_{OL} et V_{OH}) correspondent aux limites de la *dynamique de sortie* du composant. Les paramètres qui les influencent sont donc ceux de V_{OM} . Ces niveaux de sortie dépendent donc de la valeur des tensions d'alimentation.

Il existe plusieurs moyens d'obtenir des niveaux de sortie du **montage** comparateur indépendants des tensions d'alimentation du composant utilisé comme comparateur.

 voir montages i_d_sch

◆ **Utilisation d'une paire de diodes Zéner montées en tête-bêche**

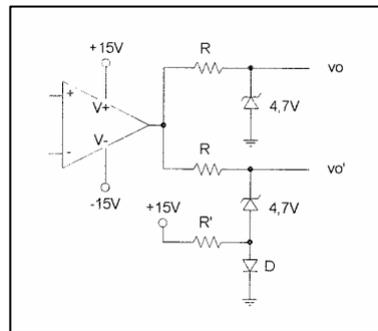
Un moyen simple est de prélever la tension de sortie du «montage comparateur» aux bornes d'une paire de diodes Zéner montées en tête-bêche, alimentée par le «composant comparateur» lui-même (à travers une résistance évidemment). En outre, si les diodes utilisées ont la même valeur de seuil (E_Z), on obtient : $V_{OL} = -V_{OH}$



Cas particulier : $V_{OL} = 0$ et $V_{OH} = V_{CC+}$

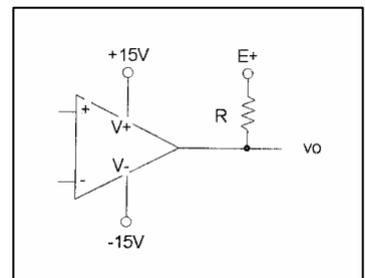
⇒ une seule diode Zéner

+ une diode classique éventuellement, si l'on désire compenser le seuil passant de la diode Zéner.



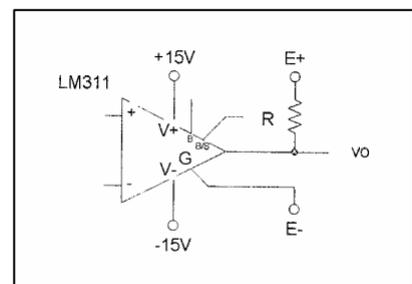
◆ **Utilisation d'un « composant comparateur » classique (LM339, LM393, ...)**

La plupart des composants «comparators» classiques possèdent une sortie en «collecteur ouvert» offrant à l'utilisateur la possibilité de choisir la valeur du niveau haut de sortie, la valeur du niveau bas restant imposée par la tension d'alimentation négative.



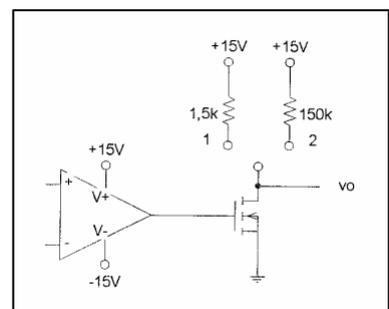
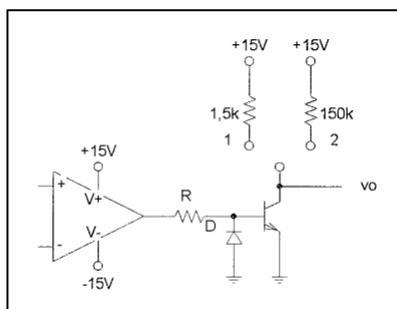
◆ **Utilisation d'un « composant comparateur » à « émetteur flottant » (LM311, ...)**

Par rapport aux composants «comparators» classiques, ce type de composant offre en plus un «émetteur flottant» permettant à l'utilisateur de choisir également la valeur du niveau bas de sortie.



◆ **Utilisation d'un BJT ou d'un MOSFET :**

Ce type de montage consiste à « fabriquer » une sortie de type « collecteur ouvert ».



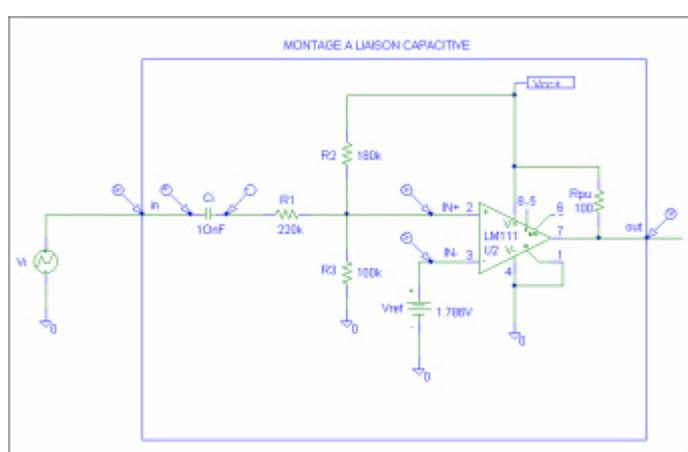
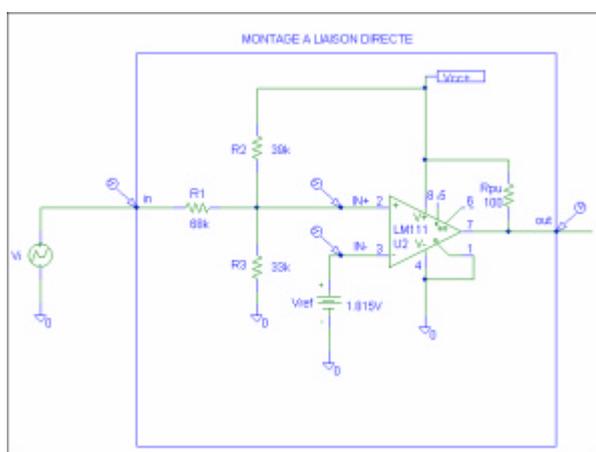
Il n'est donc à utiliser que si le composant n'en possède pas, ce qui est le cas des comparateurs réalisés à partir de composants « operational amplifier ». ^[14]

Exercices

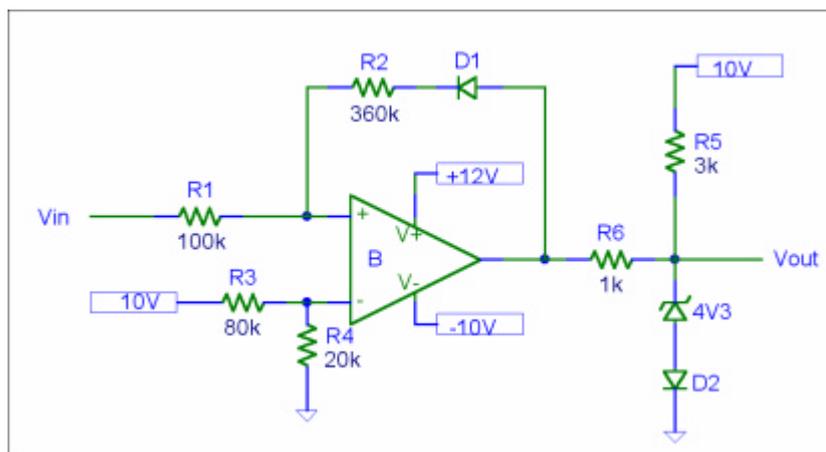
Montage à liaison directe et montage à liaison capacitive :

 voir montages h_..._direct.sch

et h_..._capa.sch



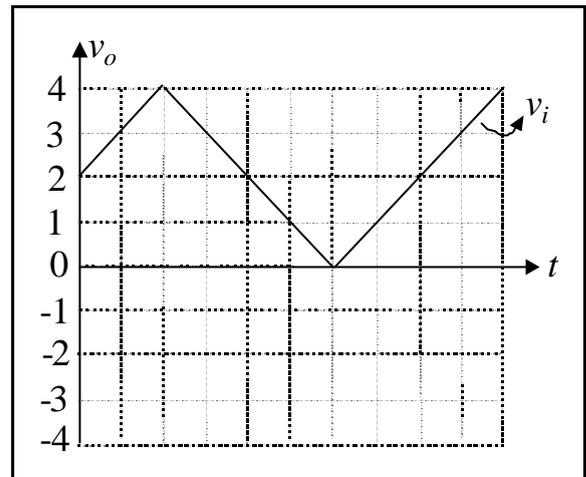
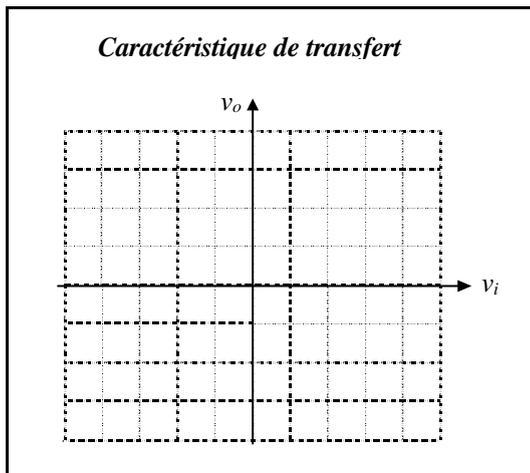
Déterminez la caractéristique de transfert du montage comparateur représenté ci-contre. Le composant « comparateur » utilisé est un « comparator » à collecteur ouvert.



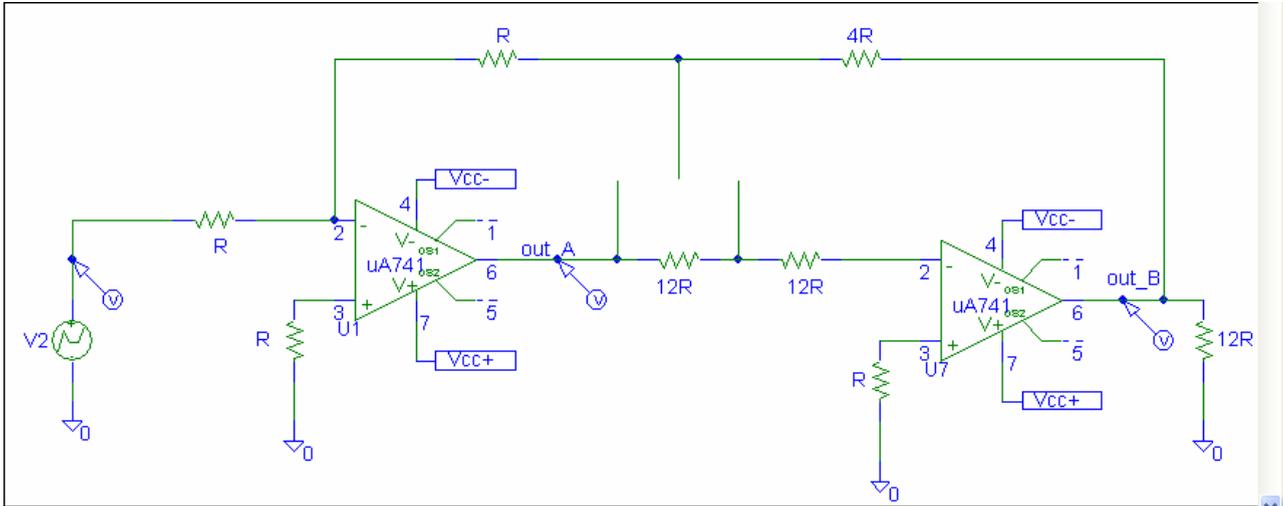
Chiffrez et représentez la caractéristique de transfert du comparateur (indiquez également le sens de parcours du cycle).

Si le signal d'entrée du comparateur est celui représenté ci-dessous, représentez le signal de sortie du comparateur

¹⁴ Il peut toutefois être également utilisé afin d'accroître la capacité en courant de sortie d'un composant « comparator ».



Donnez le mode fonctionnement des 2 amplis op du montage représenté ci-dessous et déterminez l'expression des tensions v_A et v_B , en admettant que tous les composants sont **idéaux**.



Détaillez clairement votre raisonnement.

Il n'est pas demandé d'envisager l'éventualité de la saturation lorsque le montage fonctionne en zone linéaire.

Si le câblage se fait à gauche :

◆ le montage A fonctionne en :

◆ le montage B fonctionne en :

Signal v_A :

Signal v_B :

Si le câblage se fait à gauche :

◆ le montage A fonctionne en :

◆ le montage B fonctionne en :

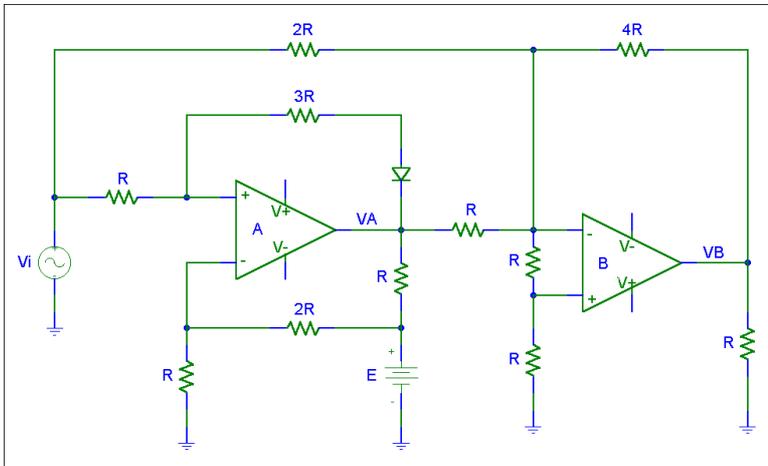
Signal v_A :

Signal v_B :

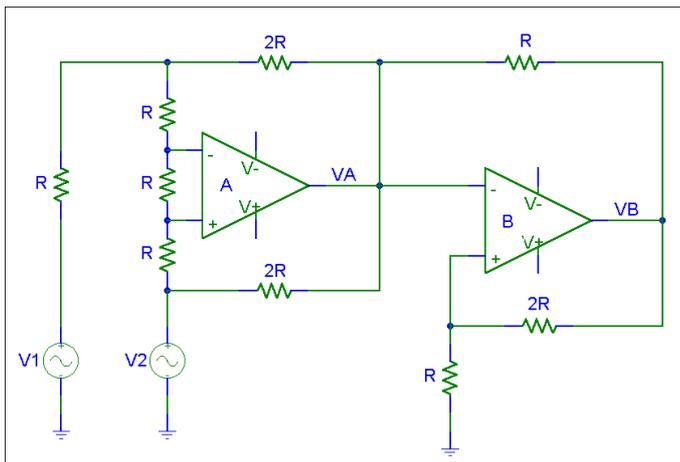
Exercices récapitulatifs :

Précisez si les AO des montages suivants sont en fonctionnement linéaire ou saturés et déterminer leurs équations de fonctionnement.

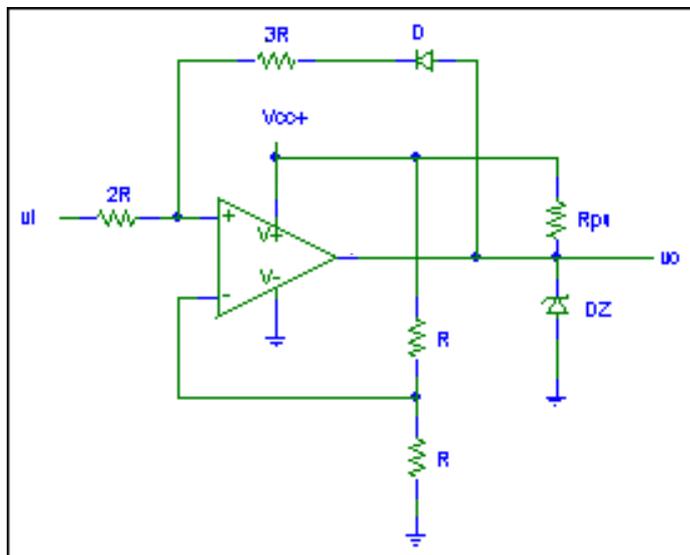
1



2

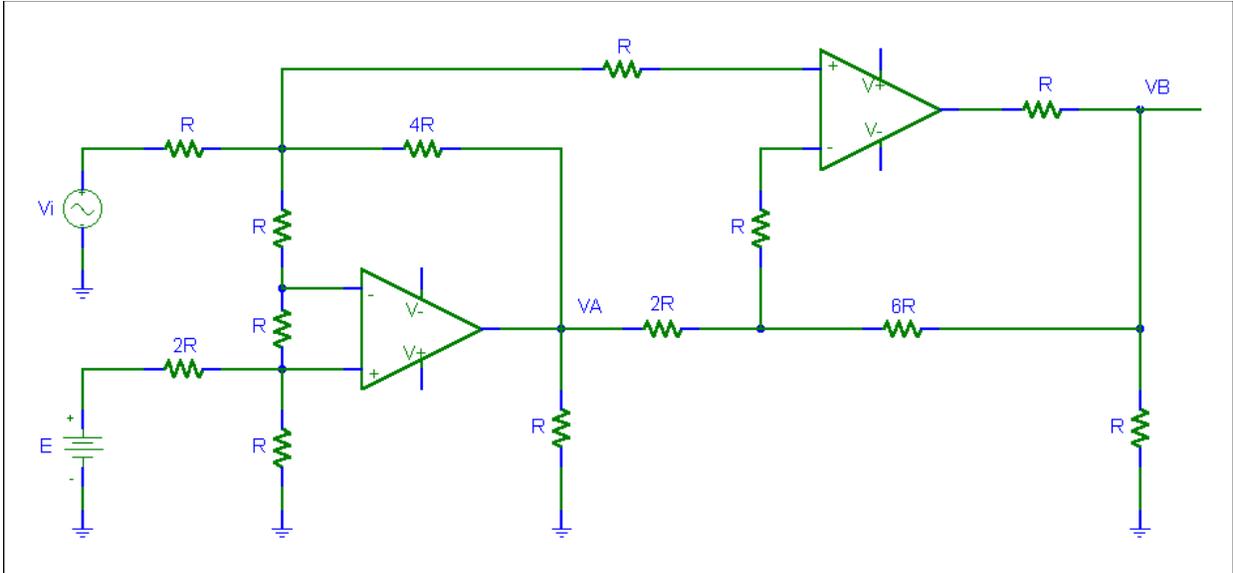


3



Dans le montage suivant, nous ferons l'hypothèse que les amplis op travaillent en zone linéaire et que leur signaux de sortie n'entrent jamais en saturation.

On vous demande de déterminer les équations de chaque étage v_A et v_B :



3. Les oscillateurs

3.1 Introduction

La plupart des appareils électroniques contiennent un oscillateur capable de créer une référence de temps, des états périodiques ou répétitifs (soit des signaux de forme sinusoïdale (générateur de signaux pour tests, récepteurs ou émetteurs radio, ...), soit des signaux de forme rectangulaire (horloge d'un circuit numérique : multimètres, ordinateurs et leurs périphériques, de manière générale tout appareil comportant des circuits numériques, ...), des signaux de forme triangulaire (balayage horizontal d'un oscilloscope (base de temps) (signal en dents de scie), ...).

Tous les oscillateurs sont des systèmes bouclés en réaction positive, dont le signal d'entrée provient de la sortie du montage lui-même, via la boucle de réaction. L'oscillation est rendue possible par l'existence d'un retard dans la boucle du système ^[1].

3.2 Oscillateur pour signaux rectangulaires (oscillateur à relaxation)

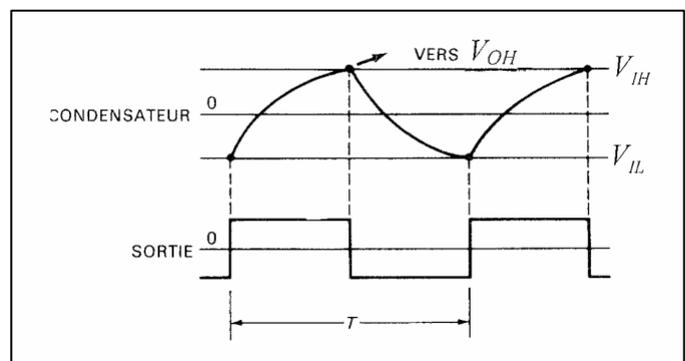
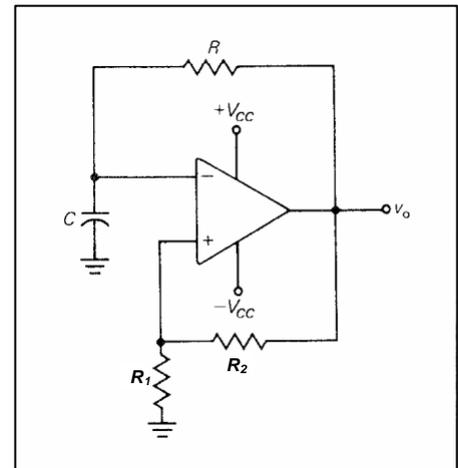
3.2.1 Principe de fonctionnement

Un oscillateur à relaxation comporte un élément **comparateur** et une **cellule de retard** (RC).

Le comparateur garantit un signal de sortie de type binaire ^[2] et, étant de type « à hystérésis » (réaction positive), il permet de définir 2 seuils de basculement. ^[3]

La commutation de v_o a lieu lorsque le signal d'entrée de l'élément comparateur atteint le seuil de basculement « actif », lequel est alors modifié par le nouvel état de sortie, ce qui entretient l'oscillation.

Les seuils de basculement sont atteints avec un certain retard, après le dernier basculement, défini par les caractéristiques de charge et décharge d'une cellule RC (cellule de retard) alimentée par la tension « rectangulaire » de sortie.



¹ Dû aux cellules RC présentes aussi bien dans la boucle de réaction que dans l'amplificateur.

² Un comparateur n'a que 2 états possibles en sortie : la saturation haute (V_{OH}) ou basse (V_{OL})

³ C'est donc le comparateur qui assure la présence de la réaction positive indispensable à tout oscillateur.

Lors de la mise sous tension, l'absence de signal devrait empêcher toute entrée en oscillation. Cependant, l'auto-amorçage de l'oscillateur est garanti par l'existence de l'*offset* du composant comparateur ^[4], qui force sa sortie en saturation haute (V_{OH}) ou basse (V_{OL}) ^[5], dès la mise sous tension.

Quelle que soit la valeur prise au départ, le système oscillera, puisque c'est la tension de sortie qui à la fois alimente la cellule de retard et définit le seuil de basculement actif du comparateur.

3.2.2 Relations du montage

Pour le « comparateur inverseur à hystérésis », on a : $\left\{ \begin{matrix} V_{IH} = B \cdot V_{OH} \\ V_{IL} = B \cdot V_{OL} \end{matrix} \right\}$ avec: $B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

Pour la « cellule de retard » de type RC, alimentée en continu par $E = V_{OL}$ ou V_{OH} , on a :

$$v_i = v_c = E - (E - V_{C(initial)}) \cdot e^{-t/\tau} \text{ avec } \tau = R \cdot C$$

Ainsi, on peut écrire (en régime établi) :

- $t \in [t_H]$ $\Rightarrow v_o = V_{OH} \Rightarrow V_I = V_{IL}$

$$V_{C(initial)} = V_{\dots\dots} \Rightarrow v_i = v_c = V_{OH} - (V_{OH} - V_{IL}) \cdot e^{-t/\tau} \nearrow \text{exponentiellement}$$

$$\text{En } t = t_H : v_{i(cmp)} = V_{\dots\dots} \Rightarrow t_H = \tau \cdot \ln \left(\frac{V_{OH} - V_{IL}}{V_{OH} - V_{IH}} \right) \text{ A ce moment : } v_o \rightarrow V_{OL}$$

- $t \in [t_L]$ $\Rightarrow v_o = V_{OL} \Rightarrow V_I = V_{IL}$

$$V_{C(initial)} = V_{\dots\dots} \Rightarrow v_i = v_c = V_{OL} - (V_{OL} - V_{IH}) \cdot e^{-t/\tau} \searrow \text{exponentiellement}$$

$$\text{En } t = t_L : v_{i(cmp)} = V_{\dots\dots} \Rightarrow t_L = \tau \cdot \ln \left(\frac{V_{OL} - V_{IH}}{V_{OL} - V_{IL}} \right) \text{ A ce moment : } v_o \rightarrow V_{OH}$$

On obtient ainsi :

\blacktriangleright **Fréquence de l'oscillateur** : $f = \frac{1}{R \cdot C \cdot \left[\ln \left(\frac{V_{OH} - V_{IL}}{V_{OH} - V_{IH}} \right) + \ln \left(\frac{V_{OL} - V_{IH}}{V_{OL} - V_{IL}} \right) \right]}$ avec $\begin{cases} V_{IH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{OH} \\ V_{IL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{OL} \end{cases}$

$$\text{Si } V_{OL} = -V_{OH}, \text{ on a : } V_{IL} = -V_{IH} \Rightarrow \frac{V_{OH} - V_{IL}}{V_{OH} - V_{IH}} = \frac{V_{OL} - V_{IH}}{V_{OL} - V_{IL}} \Rightarrow t_L = t_H$$

⁴ Etant donné la présence de réaction positive, la tension d'*offset* nécessaire pour provoquer le basculement est réduite à une simple « tendance », ce qui assure l'auto-amorçage quelle que soit la valeur de cette tension d'*offset*.

⁵ Selon le signe de l'*Offset*.

$$\text{et : } \frac{V_{OH} - V_{IL}}{V_{OH} - V_{IH}} = \frac{1+B}{1-B} = \frac{2 \cdot R_1 + R_2}{R_2} \Rightarrow f = \frac{1}{2 \cdot R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot R_1 + R_2}{R_2}\right)}$$

La fréquence de l'oscillateur ne dépend donc plus des tensions d'alimentation, mais l'inconvénient est que le montage nécessite une tension d'alimentation de type symétrique.

◆ **Rapport cyclique** : $d = \frac{t_H}{T} = \frac{\ln\left(\frac{V_{OH} - V_{IL}}{V_{OH} - V_{IH}}\right)}{\left[\ln\left(\frac{V_{OH} - V_{IL}}{V_{OH} - V_{IH}}\right) + \ln\left(\frac{V_{OL} - V_{IH}}{V_{OL} - V_{IL}}\right)\right]}$ Si $V_{OL} = -V_{OH}$, on a : $d = 50\%$

3.3 Oscillateurs pour signaux triangulaires

3.3.1 Principe de fonctionnement

Du point de vue pratique, l'unique moyen analogique utilisé pour produire une évolution linéaire de tension est de prélever la tension aux bornes d'un condensateur dont les charges et décharges sont effectuées à courant constant :

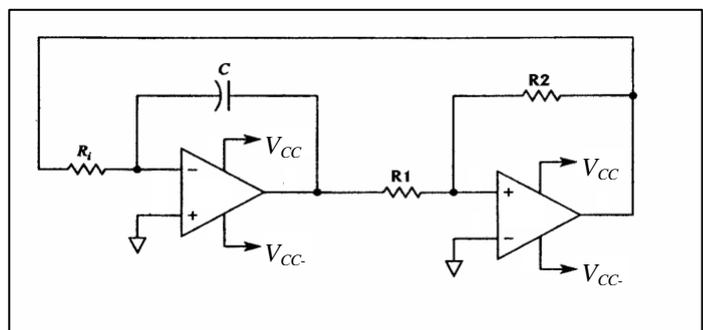
$$u_{c(t)} = U_{c(0)} + \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_c \cdot dt = U_{c(0)} + \frac{1}{C} \cdot I_c \cdot \int_0^t dt = U_{c(0)} + \frac{I_c}{C} \cdot t$$

En conséquence, les générateurs de signaux « triangulaires » sont en réalité des générateurs de signaux « rectangulaires » particuliers, dans lesquels on prélève la tension de sortie aux bornes du condensateur participant à la cellule de retard, dont les charges et décharges sont effectuées à courant constant.

Du point de vue pratique, on utilise un montage « intégrateur » pour réaliser l'injecteur de courant constant.

En outre, ce montage « intégrateur » permet de récolter, en sa sortie, la tension existant aux bornes du condensateur et ce, sous très faible impédance de sortie.

Le fonctionnement du montage ci-contre est le suivant.



Supposons que la tension de sortie du comparateur à « hystérésis » soit V_{OH} . Etant de type « non inverseur », son seuil de commutation est alors V_{IL} . En outre, sa tension de sortie étant celle d'entrée du

montage «intégrateur », la tension de sortie de celui-ci évolue linéairement avec une pente négative :

$$v_{o_i} = v_{o_{i0}} - \frac{1}{R_i \cdot C} \cdot \int_{t_0}^t v_i \cdot dt = v_{o_{i0}} - \frac{V_{OH}}{R_i \cdot C} \cdot t \quad \left(i_c = \frac{V_{OH}}{R_i} = C^{ste} \right)$$

Cette tension étant elle-même celle d'entrée du montage «comparateur », lorsque elle atteint le seuil de commutation V_{IL} , la tension de sortie du «comparateur » bascule à V_{OL} . Le seuil de commutation devient alors V_{IH} et la tension de sortie du montage «intégrateur » évolue linéairement avec une pente positive, jusqu'à atteindre ce nouveau seuil de commutation V_{IH} ...

Lors de la mise sous tension, l'absence de signal devrait empêcher toute entrée en oscillation. Cependant, l'auto-amorçage de l'oscillateur est encore ici garanti par l'existence de l'offset du composant comparateur, qui force sa sortie en saturation haute (V_{OH}) ou basse (V_{OL}), dès la mise sous tension.

Quelle que soit la valeur prise au départ, le système oscillera, puisque c'est la tension de sortie du montage «comparateur » qui à la fois définit le seuil de basculement actif et «pilote » la tension de sortie de l'intégrateur, c.à.d. son propre signal d'entrée.

3.3.2 Relations du montage

Pour le « comparateur non-inverseur à hystérésis », pour lequel $V_{réf} = 0$, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{IH} = -V_{OL} \cdot \frac{R_1}{R_2} \\ V_{IL} = -V_{OH} \cdot \frac{R_1}{R_2} \end{array} \right.$$

Pour l'intégrateur, attaqué par un signal continu, on a : $v_T = V_{T(initial)} - \frac{V_i}{R \cdot C} \cdot t$

Ainsi, on peut écrire (en régime établi) :

- $t \in [t_H] \Rightarrow V_R = V_{OH} \Rightarrow V_{i_{intég}} = V_{OH}$ et $V_{I_{cmp}} = V_{IL}$

$$V_{T_{initial}} = V_{IH} \Rightarrow v_T = V_{IH} - \frac{V_{OH}}{R \cdot C} \cdot t \quad \blacktriangledown \text{ linéairement}$$

$$\text{En } t = t_H : v_T = V_{IL} \Rightarrow t_H = \frac{H \cdot C}{V_{OH}} \cdot R \quad \dots \text{ à ce moment : } v_R \rightarrow V_{OL}$$

- $t \in [t_L] \Rightarrow V_R = V_{OL} \Rightarrow V_{i_{intég}} = V_{OL}$ et $V_{I_{cmp}} = V_{IH}$

$$V_{T_{initial}} = V_{IL} \Rightarrow v_T = V_{IL} - \frac{V_{OL}}{R \cdot C} \cdot t \quad \blacktriangleright \text{ linéairement}$$

$$\text{En } t = t_L : v_T = V_{IH} \Rightarrow t_L = \frac{H \cdot C}{|V_{OL}|} \cdot R \quad \dots \text{ à ce moment : } v_R \rightarrow V_{OH}$$

On obtient ainsi :

▶ **Fréquence de l'oscillateur** : $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_L + t_H} = \frac{1}{H \cdot C \cdot R \cdot \left[\frac{1}{V_{OH}} + \frac{1}{|V_{OL}|} \right]}$ avec $\begin{cases} H = V_{IH} - V_{IL} \\ V_{IH} = -V_{OL} \cdot \frac{R_1}{R_2} \\ V_{IL} = -V_{OH} \cdot \frac{R_1}{R_2} \end{cases}$

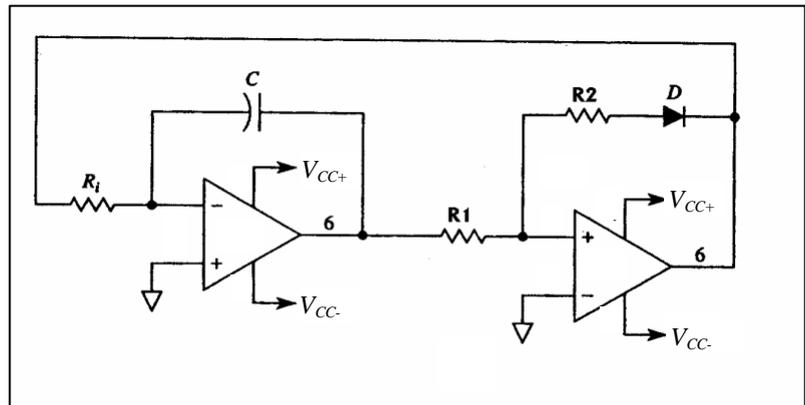
Si $V_{OL} = -V_{OH}$, la relation devient $f = \frac{V_{OH}}{2 \cdot R \cdot C \cdot H}$

▶ **Rapport cyclique** (relatif au signal rectangulaire) : $d = \frac{t_H}{T} = \frac{\left[\frac{1}{V_{OH}} \right]}{\left[\frac{1}{V_{OH}} + \frac{1}{|V_{OL}|} \right]}$

Si $V_{OL} = -V_{OH}$, on a : $d = 50\%$

3.3.3 Variante

Remarquons qu'une simple diode, placée comme le montre la figure ci-contre, permet de fixer : $V_{IL} = 0$, et ainsi forcer le montage à fournir un signal de sortie évoluant entre 0 et V_{IH} .



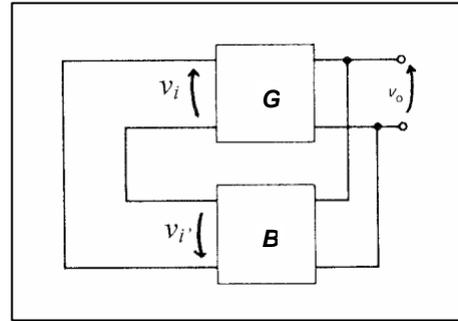
3.4 Oscillateur pour signaux sinusoïdaux ^[6]

3.4.1 Principe de fonctionnement

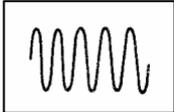
Un oscillateur sinusoïdal comporte un **amplificateur** de gain G et une **réaction positive** de taux de réaction B , formant un système bouclé privilégiant l'oscillation à une fréquence particulière.

La figure ci-contre illustre le principe de fonctionnement:

Dans ce système bouclé, on peut écrire que si une tension v_i existe à l'entrée de l'amplificateur, on récolte une tension $v_o = G \cdot v_i$ en sortie de celui-ci, laquelle est alors réinjectée à l'entrée de l'amplificateur (signal v_i') via la boucle de réaction : $v_i' = B \cdot v_o = \underbrace{G \cdot B}_{A_L} \cdot v_i$ et $v_o' = G \cdot v_i' = \underbrace{G \cdot B}_{A_L} \cdot v_o$ ^[7]



L'amplificateur amplifie donc son propre signal de sortie et, selon la valeur du gain de boucle A_L , les 3 cas suivants peuvent se présenter :

- $A_L > 1 \Rightarrow$ "après une boucle", v_o devient $v_o' = A_L \cdot v_o > v_o$
 $\Rightarrow v_o$ s'accroît rapidement (jusqu'à atteindre la saturation si rien est fait pour réduire la valeur de A_L). 
- $A_L < 1 \Rightarrow$ "après une boucle", v_o devient $v_o' = A_L \cdot v_o < v_o$
 $\Rightarrow v_o$ diminue et s'annule rapidement. 
- $A_L = 1 \Rightarrow$ "après une boucle", v_o devient $v_o' = A_L \cdot v_o = v_o$
 \Rightarrow le signal de sortie v_o est juste entretenu par le système bouclé et l'oscillation est de forme sinusoïdale car la condition $A_L = 1$ ^[8] ne peut être remplie qu'à « une » fréquence. 

Par conséquent, si dans un montage « classique » on évite la condition d'instabilité ($\overline{A_L} \rightarrow -1$), un oscillateur pour signaux sinusoïdaux l'utilise par contre volontairement.

⁶ On peut utiliser différents types de filtres, ce qui donne naissance à différents oscillateurs. L'un des plus courants, utilisés pour des fréquences basses et moyennes, est l'oscillateur à « pont de Wien ». Il permet la génération de signaux sinusoïdaux à faible taux de distorsion (< 0.1%).

⁷ Pour rappel, A_L est le gain de boucle du système bouclé.

⁸ et $F_L = 0^\circ$ car pour garantir l'entretien du signal, il est nécessaire que les signaux d'entrée v_i et de contre réaction $v_{CR} = A_L v_i$ soient en phase.

3.4.2 Amorçage de l'oscillateur

Lors de la mise sous tension, l'absence de signal devrait empêcher toute entrée en oscillation. Cependant, la présence inévitable (mais heureuse ici) de l'*offset* de l'ampli op permet de profiter du signal V_{IO} en entrée de l'élément amplificateur, dès la mise sous tension. Ce signal est continu mais sera rendu variable par la boucle du système (éléments G et B).

3.4.3 Oscillateur pour signaux sinusoïdaux à « pont de Wien »

3.4.3.1 Schéma de principe

Pour cet oscillateur, on peut écrire :

- Gain de l'organe amplificateur (« G ») :

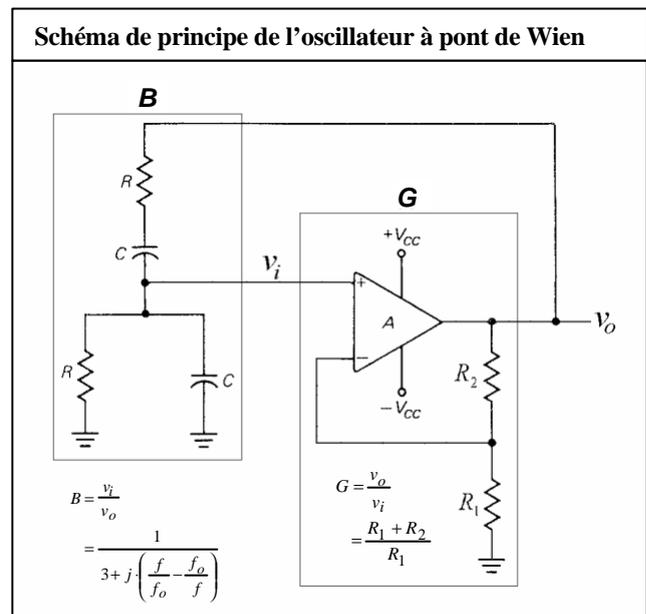
$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

➡ Fonction d'« amplificateur »

- Taux de réaction positif (« B ») :

$$B = \frac{v_i}{v_o} = \frac{1}{3 + j \cdot \left(\frac{X}{R} - \frac{R}{X} \right)}$$

➡ Fonction de « filtre passe-bande »



3.4.3.2 Modification automatique du gain de boucle

Le signal d'entrée initial (V_{IO}) ayant une très faible amplitude (quelques mV), le montage pratique doit comporter un élément variable :

- garantissant $A_L > 1$ à la mise sous tension, pour permettre d'atteindre l'amplitude de sortie désirée
- mais ramenant et maintenant en permanence le gain de boucle A_L à 1, lorsque cette amplitude est atteinte.

Pour parvenir à ce résultat, la valeur de A_L devra donc être dépendante de l'amplitude de v_o .

Pour des raisons de facilité, du point de vue pratique, c'est le gain G de l'élément amplificateur qui sera rendu dépendant de cette amplitude.

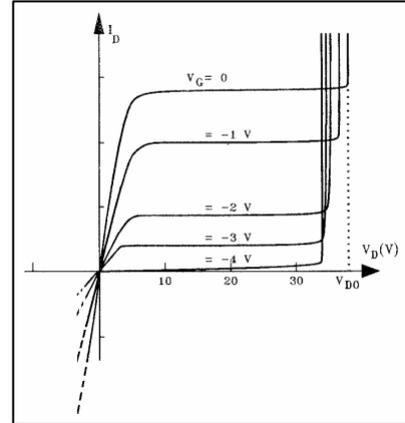
Pour ce faire, une des résistances déterminant le gain de l'amplificateur sera constituée d'un composant non-linéaire (JFET, petite ampoule à incandescence ^[9], diodes ^[10], ...).

L'**utilisation de la zone résistive d'un JFET** offre une solution efficace :

Comme le montre sa caractéristique $I_D = f(V_{DS})$, un JFET utilisé dans sa zone résistive se comporte comme une résistance, dont la valeur est commandée par la tension V_{GS} entre grille et source.

Dans le montage oscillateur sinusoïdal, cette tension sera donc rendue dépendante de la valeur de crête de v_o , à l'aide d'un détecteur de crête négative ^[11].

La tension de sortie v_o étant constante en régime établi (c.à.d. après la phase d'amorçage), le gain G et donc le gain A_L , le seront aussi, ce qui permet à l'oscillateur de produire une sinusoïde à très faible taux de distorsion.



Notons que l'équivalence d'un JFET à une résistance n'est envisageable que pour de faibles valeurs de v_{DS} ($< 1V$). En outre, la caractéristique du JFET en zone résistive est d'autant plus linéaire que l'excursion du signal V_{DS} est faible. En pratique, il faudra donc veiller à limiter v_o en conséquence.

Si nécessaire, on utilisera un montage amplificateur pour ajuster le niveau de la sinusoïde produite par le montage oscillateur.

Remarques :

- On observe que la valeur de R_{DS} est d'autant plus élevée que la tension de grille V_{GS} est plus négative (plus élevée en valeur absolue). Dans notre application, R_{DS} augmente donc en même temps que V_{Op} .

Par conséquent, puisque le gain G doit varier de manière inversement proportionnelle à V_{Op} , le JFET (résistance R_{DS}) doit être placé en série avec la résistance R_1 ^[12].

- Le régime est atteint lorsque : $V_{Op} = V_{Op(\text{régime})}$, tel que : $V_{GS(\text{régime})} = -V_{Op(\text{régime})} + 0,7V$ impose juste : $R_{DS} = R_{DS(\text{régime})}$, valeur permettant d'obtenir juste : $G = \frac{R_1 + R_{DS} + R_2}{R_1 + R_{DS}} = 3$

Cette amplitude de régime dépend des résistances R_1 et R_2 , ce qui offre la possibilité de la régler. Cependant, en pratique, il sera plus efficace de placer un module atténuateur, suivi d'un module amplificateur, en aval de l'oscillateur (d'une part pour des raisons de facilité de réglage et, d'autre part, afin de pouvoir réduire au minimum l'excursion de la tension V_{DS} , pour limiter la distorsion qu'engendrerait une résistance R_{DS} non linéaire.).

⁹ La résistance d'une ampoule à incandescence varie avec la température et donc en fonction de la tension qui lui est appliquée.

¹⁰ Procédé le plus simple et le moins coûteux, mais aussi le moins efficace, car les diodes se bloqueront au voisinage des passages par zéro, ce qui sera source de distorsion.

¹¹ Le fonctionnement du détecteur de crête est le suivant : la diode permet la charge du condensateur C_p jusqu'à la valeur $-V_{o(p)} + 0,7V$ et maintient cette valeur tant que $v_o > -V_{o(p)} + 0,7V$. La résistance R_d permet la décharge lente de C_p , afin d'assurer un suivi correct de l'amplitude de la tension de sortie v_o .

¹² Le gain d'un amplificateur non-inverseur ($G = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$) est inversement proportionnel à R_1 .

3.4.3.3 Filtrage du signal réinjecté

Afin d'obtenir une oscillation de forme sinusoïdale, c.à.d. se produisant à une composante de fréquence particulière, il est nécessaire de filtrer le signal réinjecté en entrée de l'amplificateur, à l'aide d'un filtre « passe bande » (idéalement « passe fréquence » !).

En effet, le gain A_L sera alors maximum à la fréquence centrale f_o de ce filtre. En régime, le gain A_L ne pourra donc être de 1 qu'à cette fréquence et inférieur à 1 aux autres fréquences, ce qui démontre la production d'un signal sinusoïdal de fréquence f_o en sortie du montage ^[13].

Analyse du filtre de l'oscillateur à « pont de Wien »

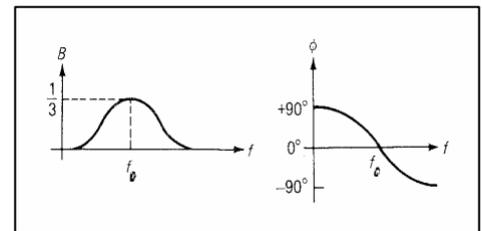
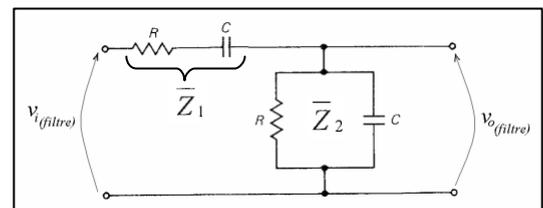
La fonction de transfert de la cellule ci-contre est :

$$\bar{T}(f) = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{\frac{R \cdot j \cdot X}{R + j \cdot X}}{R + j \cdot X + \frac{R \cdot j \cdot X}{R + j \cdot X}} = \frac{1}{3 + j \cdot \left(\frac{X}{R} - \frac{R}{X} \right)}$$

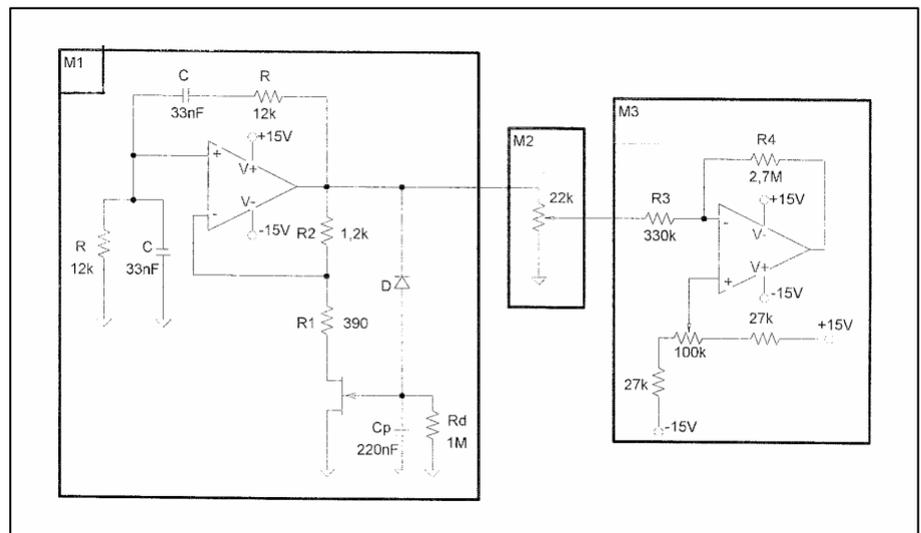
avec : $X = \frac{-1}{\omega \cdot C}$

La réponse fréquentielle de ce filtre ^[14], illustrée ci-contre, est donc bien celle d'un filtre passe-bande, dont la valeur maximale du module (1/3) est obtenu lorsque $R = \|X\| = \frac{1}{\omega \cdot C}$

$$\Rightarrow f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$



3.4.3.4 Exemple de réalisation pratique

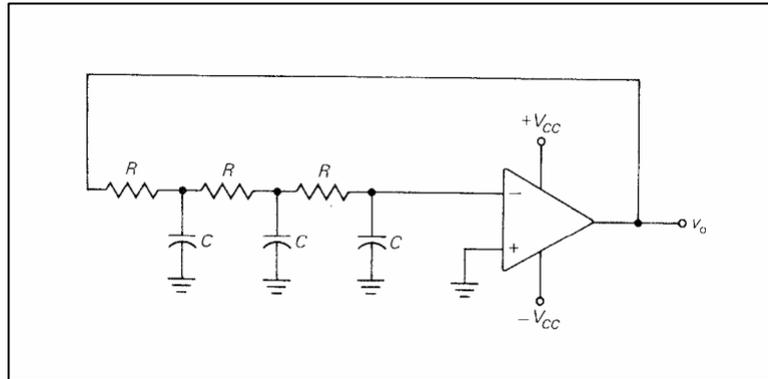


¹³ En appliquant le théorème de Fourier, on peut dire que les signaux transitant dans le système bouclé sont dus à des générateurs sinusoïdaux et, le théorème de superposition précise que l'on peut étudier la réponse du système en superposant les réponses dues à ces différents générateurs sinusoïdaux, pris isolément.

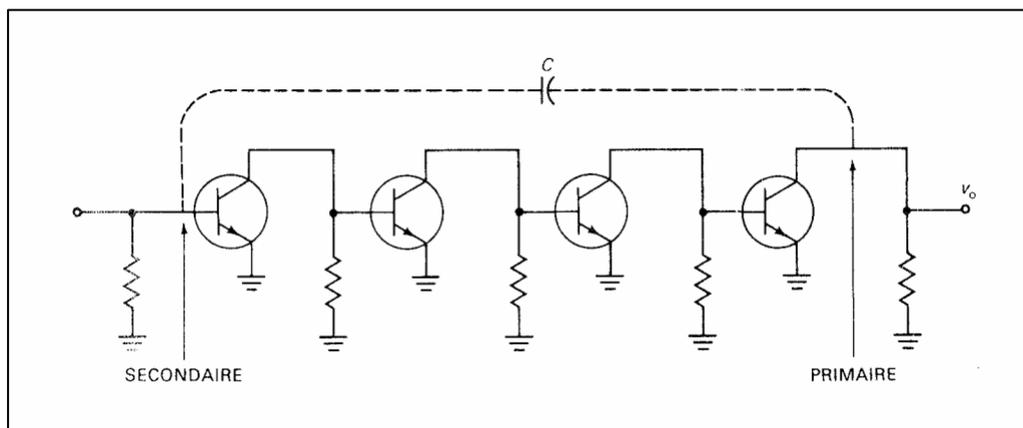
¹⁴ Evolution du module et de la phase en fonction de la fréquence.

3.4.4 Oscillateur à déphasage

La réinjection du signal de sortie est ici effectuée sur l'entrée « - », ce qui introduit un premier déphasage de 180° dans le gain de boucle. De plus, à une fréquence particulière, le déphasage apporté par le réseau de contre-réaction sera également de 180° ^[15]. A ce moment, la contre-réaction se transformera alors en réaction positive et les oscillations s'amorceront si le gain de boucle est encore supérieur à l'unité.



Ce montage a peu d'intérêt en tant qu'oscillateur, mais il met en évidence la possibilité de créer accidentellement un oscillateur, lors de la construction d'un amplificateur, par exemple, comme le montre la figure suivante.



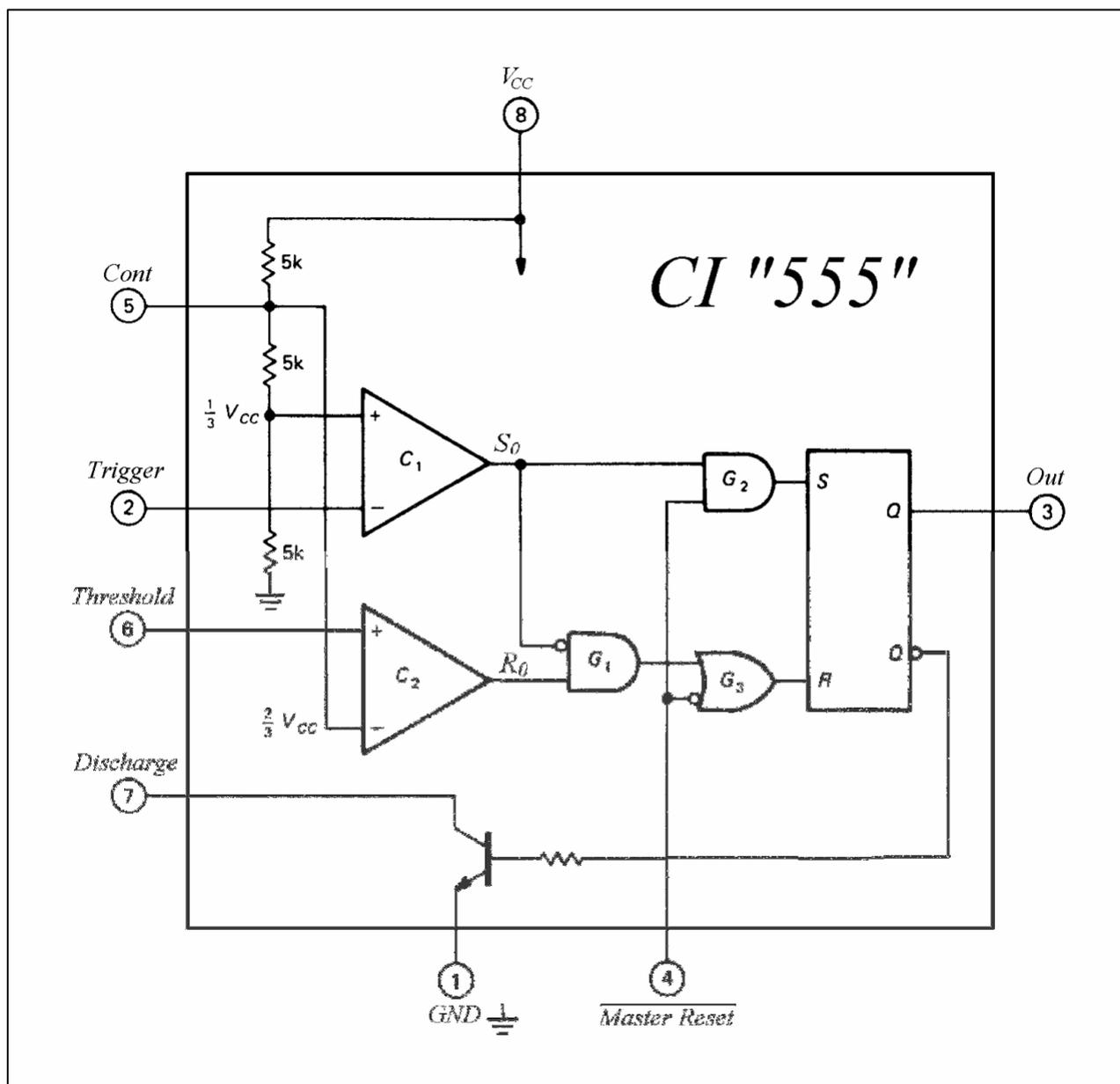
Dans ce montage, la capacité parasite, dont les armatures sont constituées par les connexions d'entrée et de sortie du montage, constitue la boucle de réaction de l'oscillateur parasite, dont les cellules à retard sont formées par les capacités et résistances internes des transistors et des éléments qui leurs sont associés !

¹⁵ Lorsque les oscillations apparaîtront, le déphasage apporté par chaque cellule du montage sera de l'ordre de -60° . Pour rappel, chaque cellule RC est capable de déphaser jusqu'à -90° .

3.5 Oscillateurs utilisant le CI « 555 »

3.5.1 Etude du CI 555

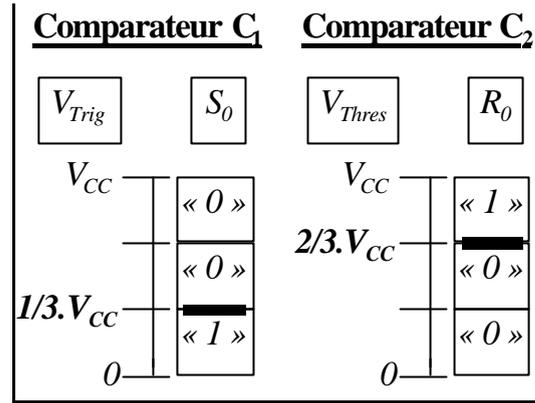
Un circuit intégré très populaire, dans le domaine des oscillateurs, est le circuit intégré « 555 », dont voici le schéma équivalent :



On y découvre 2 comparateurs réalisant l'interface entre les signaux d'entrée analogiques et la partie numérique.

‡ Le comparateur C_1 est câblé en *comparateur inverseur* et son seuil de comparaison est fixé à $1/3.V_{CC}$. Sa sortie, S_0 , est donc au niveau logique « 1 » lorsque son entrée (appelée « *Trigger = Déclenchement* ») est soumise à une tension inférieure à $1/3.V_{CC}$

‡ Le comparateur C_2 est câblé en *comparateur non-inverseur* et son seuil de comparaison est fixé à $2/3.V_{CC}$. Sa sortie, R_0 , est donc au niveau logique « 1 » lorsque son entrée (appelée « *Threshold = Seuil* ») est soumise à une tension supérieure à $2/3.V_{CC}$



Les sorties de ces comparateurs (S_0 et R_0) et l'entrée $\overline{Master\ Reset}$, commandent alors les entrées R et S d'une bascule RS, via les éléments combinatoires G_1 , G_2 et G_3 :

- ‡ G_2 et G_3 implémentent la fonction de $\overline{Master\ Reset}$.
- ‡ G_1 supprime la possibilité d'avoir l'état interdit ($R=S=1$) de la bascule RS, en donnant une priorité au « SET ».

La sortie de la bascule RS détermine alors l'état du signal de *sortie* V_{OUT} et de l'*interrupteur* de décharge (leurs états sont « complémentaires »).

La **logique de fonctionnement** est résumée ci-dessous :

\overline{MRST}	V_{Trig}	S_0	S	V_{Thres}	R_0	R	FONCTION	V_{Out}	Tr. Déch.
« 0 »	quelconque	« x »	« 0 »	quelconque	« x »	« 1 »	Reset	V_L	On
« 1 »	$< 1/3.V_{CC}$	« 1 »	« 1 »	quelconque	« x »	« 0 »	Set	V_H	Off
« 1 »	$> 1/3.V_{CC}$	« 0 »	« 0 »	$> 2/3.V_{CC}$	« 1 »	« 1 »	Reset	V_L	On
« 1 »	$> 1/3.V_{CC}$	« 0 »	« 0 »	$< 2/3.V_{CC}$	« 0 »	« 0 »	Maintien	Inchangé	Inchangé

Remarquons la combinaison « 00 » qui offre la fonction de « mémoire ».

Intérêt du « 555 » : - bonne stabilité en fréquence ($\approx 1\%$) et indépendante de V_{CC} ^[16]

- utilise une unique tension d'alimentation, pouvant être choisie dans une large gamme de valeurs (de 4,5V (voire moins) à 18V).

- possibilités illimitées d'utilisation avec, parmi les plus courantes : oscillateur (à relaxation), monostable, générateur de dents de scie, VCO, ...

Nécessité d'un découplage de l'alimentation

Les commutations du signal de sortie engendrent de forts appels de courant, pouvant provoquer une perturbation de la tension d'alimentation ^[17] et, par voie de conséquence, un dysfonctionnement du circuit, ou d'autres composants alimentés par la même source.

Pour remédier à ce problème, on place un condensateur de découplage entre les 2 bornes d'alimentation, afin que le CI555 dispose d'une source d'alimentation toute proche de lui ^[18].

Les différentes versions du « 555 »

type	fabricant	nombre par boîtier			tension d'alimentation		courant d'alim. par oscillateur ($V_{alim} = 5V$)		courant entrée seuil, trigger		fréquence max ($V_{alim} = 5V$)		coeff. de température typ	V_{sat} , typ				I_s , max ($V_{alim} = 5V$, $V_s = 2,5V$)		
		1	2	4	min	max	typ	max	typ	max	min	typ		V_{OH} à I_{src}	V_{OL} à I_{snk}	excursion à V_{alim}	débit	conso.		
		(V)	(V)	(μA)	(μA)	(nA)	(nA)	(MHz)	(MHz)	(ppm/°C)	(V)	(mA)		(V)	(mA)	(mA)	(mA)			
555	SN+	X	X	-	4,5	18	3000	5000	100	500	-	0,5	30	1,4	2	0,1	10	-	200	200
ICL7555	IL	X	X	-	2	18	60	300	-	10	-	1	150	1	2	0,5	10	X	4	25
TLC551	TI	X	X	-	1	18	170	-	0,01	-	-	2,1 ^c	-	1	2	0,2	10	X	-	-
TLC555	TI	X	X	-	2	18	170	-	0,01	-	-	2,1	-	1	2	0,2	10	X	-	-
LMC555	NS	X	-	-	1,5	15	100	250	0,01	-	-	3	75	0,3	2	0,3	10	X	-	-
ALD555-1	AL	X	-	-	1	12	100	180	0,001	0,2	1,4	2	300	0,4	2	0,2	10	X	3	100
ALD1504	AL	X	X	-	1	12	50	90	0,01	0,4	1,5	2,5	300	0,4	2	0,2	10	X	10	100
ALD4503	AL	-	-	X	1	12	35	70	0,01	0,4	-	2	300	0,4	2	0,2	10	X	3	100
XR-L555M	XR	X	X	-	2,7	15	150	300	500	-	-	-	30	1,7	10	0,3	2	-	100	-

^(b) signifie que l'étage de sortie a une excursion sur toute la plage d'alimentation. ^(c) à $V_{alim} = 1,2V$.

¹⁶ Cette stabilité en fréquence n'est pas affectée par une éventuelle variation de la tension d'alimentation grâce au fait que les niveaux de déclenchement y restent proportionnels.

¹⁷ Dans le domaine fréquentiel, ces fronts de courant sont assimilables à la superposition de composantes sinusoïdales de hautes fréquences. A ces fréquences, l'inductance des câbles d'alimentation oppose une impédance non négligeable !

¹⁸ On peut également expliquer l'intérêt du condensateur de découplage de la manière suivante. En régime continu (c.à.d. ici en absence de commutation), ce condensateur est maintenu chargé et n'a donc aucune utilité. Par contre, lors des commutations, il agit comme un court circuit, forçant les courants alternatifs à se « refermer » à travers lui, les empêchant ainsi de parcourir le long trajet des câbles d'alimentation.

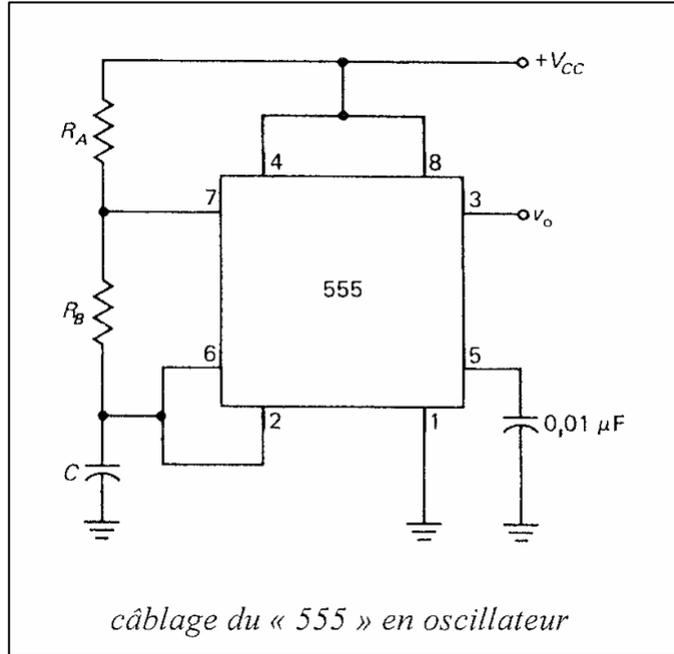
3.5.2 Montages de bases à CI « 555 »

3.5.2.1 Oscillateur à relaxation

Dans ce montage, les entrées des deux comparateurs du « 555 » sont reliées entre elles et soumises à la tension existant aux bornes du condensateur C : $v_{trig} = v_{thr} = v_c$

Dans ce cas, le fonctionnement est le suivant :

- **A la mise sous tension**, le condensateur étant déchargé, on a : $v_{trig} < 1/3 \cdot V_{CC} \Rightarrow V_{OUT} = V_H$ et, le transistor de décharge étant « off » (bloqué), le condensateur se charge à travers $R_A + R_B$, alimenté par la tension V_{CC}

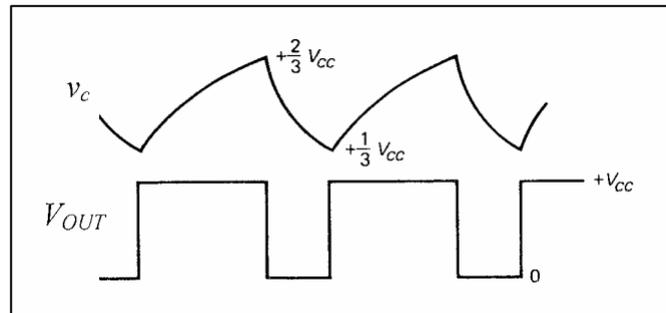


- **En régime**, le fonctionnement suit le tableau ci-contre :

- Quand v_c atteint $2/3 \cdot V_{CC}$, en montant, l'état de sortie bascule à $V_{OUT} = V_L$ et le transistor de décharge passe à l'état « on », ce qui provoque la décharge du condensateur à travers R_B et la chute de v_c

v_c	S	R	V_{OUT}	Tr.
V_{CC}	« 0 »	« 1 »	V_L	On
$2/3 \cdot V_{CC}$	« 0 »	« 0 »	Inch.	Inch.
$1/3 \cdot V_{CC}$	« 1 »	« 0 »	V_H	Off
0				

- Quand v_c atteint $1/3 \cdot V_{CC}$, en descendant, l'état de sortie bascule à $V_{OUT} = V_H$ et le transistor de décharge devient « off », ce qui permet au condensateur de se charger à travers $R_A + R_B$, alimenté par la tension V_{CC}



etc, ...

Notons que lorsque v_c est entre $1/3 \cdot V_{CC}$ et $2/3 \cdot V_{CC}$, aucun changement de fonctionnement n'a lieu puisque le CI555 est alors dans sa fonction « mémoire » (ou « maintien »).

Calcul des durées t_L et t_H ^[19]

◆ temps pendant lequel la sortie est à l'état bas : $t_L = 0,693 \cdot R_B \cdot C$

$$\left. \begin{array}{l} U_{alim} \approx 0 \\ U_{C_0} = \frac{2}{3} \cdot V_{CC} \\ U_{C_f} = \frac{1}{3} \cdot V_{CC} \end{array} \right\} \Rightarrow t_L = t_L \cdot \ln \left(\frac{0 - \frac{2}{3} \cdot V_{CC}}{0 - \frac{1}{3} \cdot V_{CC}} \right) = t_L \cdot \ln 2 = \ln 2 \cdot R_B \cdot C = 0,693 \cdot R_B \cdot C$$

◆ temps pendant lequel la sortie est à l'état haut : $t_H = 0,693 (R_A + R_B) \cdot C$

$$\left. \begin{array}{l} U_{alim} = V_{CC} \\ U_{C_0} = \frac{1}{3} \cdot V_{CC} \\ U_{C_f} = \frac{2}{3} \cdot V_{CC} \end{array} \right\} \Rightarrow t_H = t_H \cdot \ln \left(\frac{V_{CC} - \frac{1}{3} \cdot V_{CC}}{V_{CC} - \frac{2}{3} \cdot V_{CC}} \right) = t_H \cdot \ln 2 = \ln 2 \cdot (R_A + R_B) \cdot C = 0,693 (R_A + R_B) \cdot C$$

◆ Fréquence du signal obtenu : $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_L + t_H} \Rightarrow \boxed{f = \frac{1}{\ln 2 \cdot (R_A + 2 \cdot R_B) \cdot C}}$

◆ Rapport cyclique du signal obtenu : $\boxed{d = \frac{t_H}{T} = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2 \cdot R_B}}$ ^[20]

Canevas de calcul des composants d'un astable à « 555 »

Si $n = \frac{R_B}{R_A}$, on a : $f = \frac{n}{\ln 2 \cdot R_B \cdot (2 \cdot n + 1) \cdot C}$ et $d = \frac{1 + n}{1 + 2 \cdot n}$

◆ choix de $d \Rightarrow n = \frac{1 - d}{2 \cdot d - 1}$

◆ choix de l'ordre de grandeur de R_B ^[21] \Rightarrow ordre de grandeur de $C : C = \frac{n}{\ln 2 \cdot f \cdot R_B \cdot (2 \cdot n + 1)}$
 \Rightarrow choix d'une valeur normalisée pour C

◆ calcul et choix de $R_B : R_B = \frac{n}{\ln 2 \cdot f \cdot C \cdot (2 \cdot n + 1)}$ \Rightarrow choix d'une valeur normalisée pour R_B

◆ calcul et choix de $R_A : R_A = \frac{1}{\ln 2 \cdot f \cdot C} - 2 \cdot R_B$ \Rightarrow choix d'une valeur normalisée pour R_A

¹⁹ Rappel : $u_C(t) = U_{alim} - (U_{alim} - U_{C_0}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \Rightarrow \Delta t = \tau \cdot \ln \left(\frac{U_{alim} - U_{C_0}}{U_{alim} - U_{C_f}} \right)$ = durée nécessaire à U_C pour passer de U_{C_0} à U_{C_f} .

²⁰ Remarquons que le rapport cyclique ne peut atteindre 50% avec ce montage. Il existe cependant des variantes (utilisant des diodes) permettant non seulement d'y parvenir, mais également de descendre sous 50%.

²¹ Habituellement : quelques $k\Omega < R_B <$ quelques $M\Omega$, afin d'une part de limiter la consommation, et d'autre part de pouvoir suffisamment négliger les courants d'entrée des comparateurs $\Rightarrow 100 k\Omega$ est une bonne valeur de départ.

3.5.2.2 Monostable (One-Shot)

Dans ce montage, la tension de commande v_{in} est appliquée à l'entrée *trigger* (= déclenchement), tandis que l'entrée *threshold* (= seuil), reliée à la borne de décharge, est soumise à la tension du condensateur : $v_{trig} = v_{in}$ et $v_{thr} = v_c$.

◆ Etat de repos : $v_{in} > \frac{1}{3} \cdot V_{CC}$ et $V_{OUT} = V_L$ ($\Rightarrow v_c \approx 0$) [22]

◆ Le monostable est déclenché par « $v_{in} < \frac{1}{3} \cdot V_{CC}$ » :

On a alors : $S = "1" / R = "0" \Rightarrow V_{OUT} = V_H$ et

tr.décharge = "off" $\Rightarrow v_c$ - selon la loi :

$$v_c = V_{CC} - (V_{CC} - 0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

et, le temps nécessaire pour que la tension v_c atteigne $\frac{2}{3} \cdot V_{CC}$ est donné par :

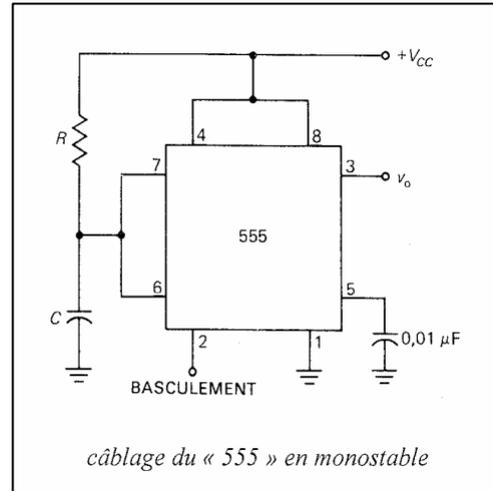
$$\Delta t \approx \tau \cdot \ln \frac{V_{CC} - 0}{V_{CC} - \frac{2}{3} \cdot V_{CC}} = \tau \cdot \ln 3 \approx 1,1 \cdot \tau$$

\Rightarrow La durée du monostable est donnée par : $\Delta t \approx \tau \cdot \ln 3 \approx 1,1 \cdot \tau$

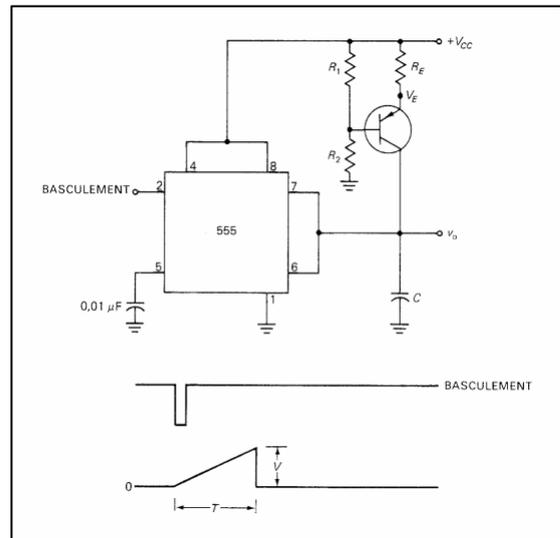
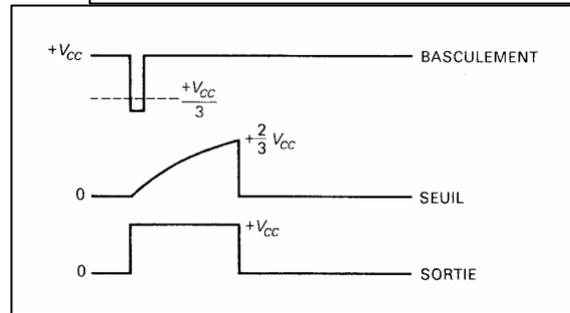
Ainsi, après un laps de temps de $\Delta t \approx 1,1 \cdot \tau$, après l'application de « $v_{in} < \frac{1}{3} \cdot V_{CC}$ », on a : $v_c > \frac{2}{3} \cdot V_{CC} \Rightarrow R = "1"$, à condition qu'à ce moment le signal de commande v_{in} soit tel que : $v_{in} > \frac{1}{3} \cdot V_{CC} \Rightarrow S = "0"$. On a alors : $S = "0" / R = "1" \Rightarrow V_{OUT} = V_L$ [23]

Remarque :

Si l'on remplace la résistance R par un générateur de courant constant, par exemple à transistor bipolaire comme l'illustre la figure ci-contre, le monostable devient un générateur déclenchable de dents de scie, si l'on prélève le signal de sortie aux bornes du condensateur C .



câblage du « 555 » en monostable



²² Si ce n'est pas le cas, cet état de repos sera au pire atteint après la durée du monostable, si toutefois : $v_{in} > \frac{1}{3} \cdot V_{CC}$

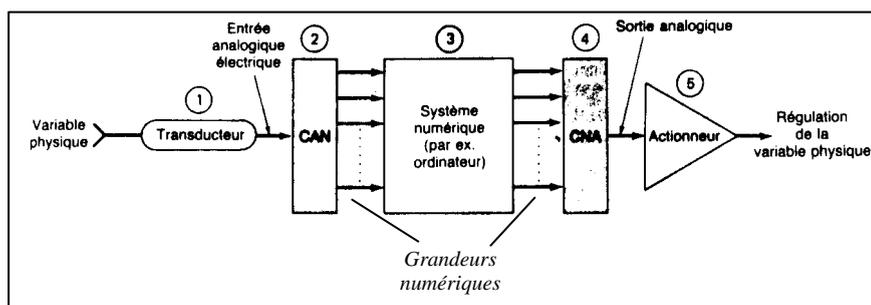
²³ Par contre, si à ce moment on a toujours $v_{in} < \frac{1}{3} \cdot V_{CC} \Rightarrow S = "1"$, la sortie du montage est maintenue à l'état haut et la durée du monostable n'est pas $1,1 \cdot \tau$!

4 Convertisseurs CAN-CNA

Les techniques actuelles font de plus en plus souvent appel aux *traitements numériques* qui offrent d'intéressantes propriétés de performance et de souplesse. Le domaine des télécommunications est sans doute le domaine pour lequel l'application des techniques numériques s'est le plus développé (numérisation de la voix en téléphonie, généralisation du fax et de l'email, enregistrement numérique des CDs audios et vidéos, ...) ainsi que celui de la commande de machines (commande numérique, régulation ...).

Dans toutes ces applications, il est cependant nécessaire de faire la liaison entre le monde dans lequel nous vivons qui est essentiellement analogique (toutes les valeurs sont possibles dans la gamme de variation définie) et le monde du traitement qui est numérique.

La figure ci-dessous illustre les différents éléments que l'on retrouve dans un processus de régulation :



Transducteur : habituellement, la variable physique n'est pas de nature électrique. L'objectif du transducteur est de fournir un équivalent électrique de la variable physique.

Convertisseur Analogique®Numérique : il convertit la grandeur analogique en son équivalent numérique, par une étape d'échantillonnage et de quantification.

Organe de traitement : il traite l'information numérique (calcul, mémorisation, ...) et fournit alors la valeur nécessaire à l'action sur le processus.

Convertisseur Numérique®Analogique : il convertit la grandeur numérique en son équivalent analogique. Le CNA constitue donc l'interface de sortie du calculateur numérique, afin de restituer l'information sous la forme analogique indispensable à la commande d'un processus.

Actionneur : il est l'interface indispensable entre la nature électrique et de faible puissance de l'information numérique issue du CNA et la grandeur physique à moduler.

L'industrie électronique a développé sous forme de circuits intégrés des convertisseurs performants et de faibles coûts, qui réalisent ces convertisseurs jouant le rôle d'interfaces entre un système numérique et le monde analogique.

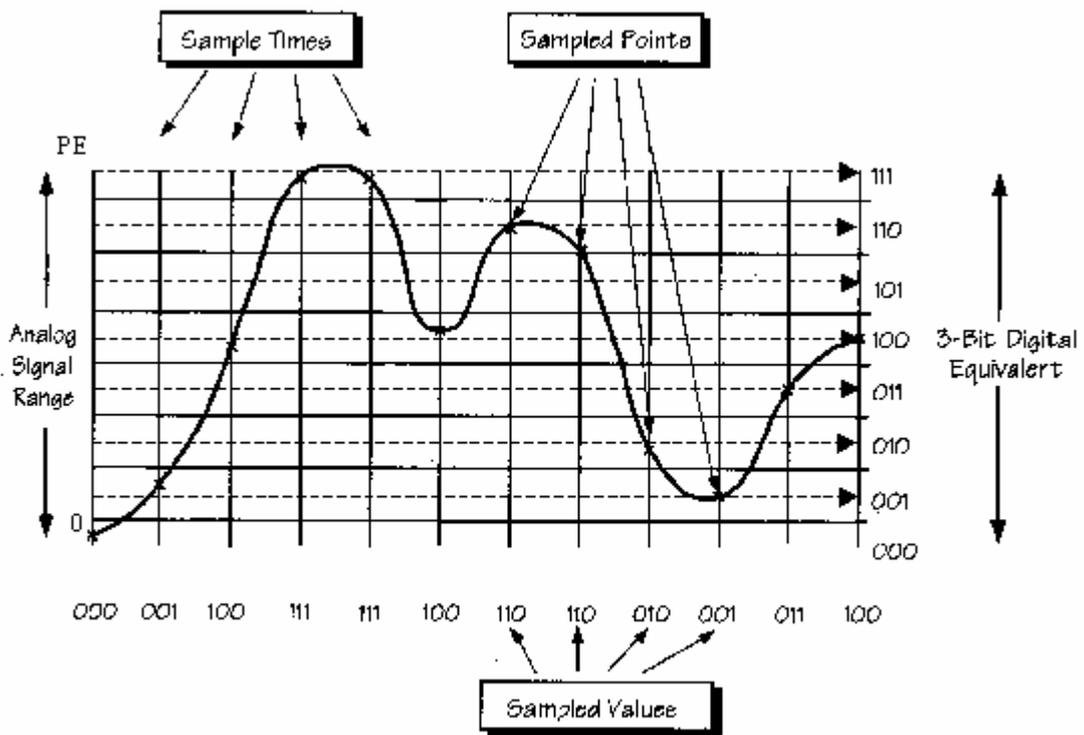
Objectifs de ce chapitre :

Après étude de ce chapitre, vous devez être en mesure de :

- Décrire les applications de conversion analogique-numérique et numérique-analogique
- Expliquer le principe de la conversion numérique analogique selon la méthode des résistances pondérées et du réseau R-2R
- Expliquer le principe de la conversion analogique numérique selon la méthode Flash, rampe numérique, approximations successives, à comptage d'impulsions (simple et double rampe)
- Expliquer le principe de l'échantillonnage
- Définir et calculer la quantification et la résolution d'un convertisseur

4.1 Echantillonnage et quantification

A intervalle de temps régulier, l'échantillonnage (*sampling*) permet de relever la valeur du signal et de la faire correspondre à une des plages ou bandes de valeurs (quanta). La quantification (*quantization*) consiste à attribuer à chacune de ses bandes ou plages un code binaire. Ainsi le facteur principal qui détermine la résolution (plus petite variation possible du signal) qui caractérise le signal est directement liée aux nombres de plages, c'ad aux nombre de bits utilisés pour coder le signal.



4.2 Quantification et résolution

Un convertisseur (CAN ou CNA) de n bits permet d'obtenir 2^n niveaux possibles, tandis qu'il y a $2^n - 1$ pas entre le niveau zéro^[1] et la pleine échelle PE (= valeur maximale du signal analogique).

Pour un convertisseur ayant une valeur pleine échelle égale à PE, la résolution vaut donc :

$$\text{Résolution} = \text{quantum} = \text{pas du convertisseur} = \frac{PE}{N^{\text{bre total de pas}}} = \frac{PE}{2^n - 1}$$

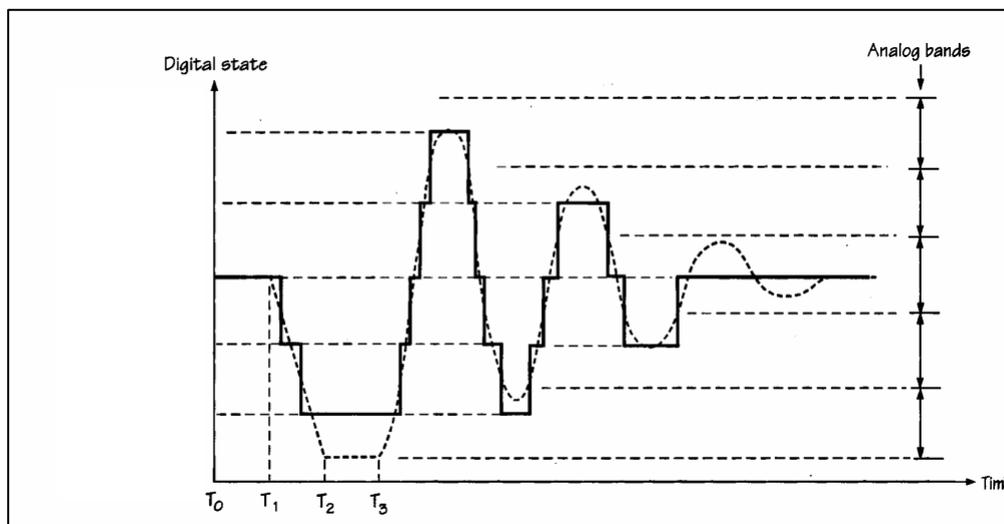
Il est plus utile d'exprimer la résolution en % de PE. On a alors :

$$\begin{aligned} \text{Résolution (\% PE)} &= \frac{\text{Résolution}}{PE} \times 100\% = \frac{\text{Pas}}{PE} \times 100\% \\ &= \frac{1}{N^{\text{bre total de pas}}} \times 100\% = \frac{1}{2^n - 1} \times 100\% \end{aligned}$$

⇒ seul le nombre de bits détermine la *Résolution (% PE)*, ce qui explique que dans les spécifications de la plupart des fabricants, la résolution est exprimée simplement par le nombre de bits.

Exemple : un CAN de 12 bits a une résolution de 0,0244%.

Remarque : le signal de sortie d'un convertisseur CNA ne respecte pas entièrement la définition d'une grandeur analogique, nous parlerons plutôt d'une grandeur « pseudo-analogique ». En effet, si ce signal peut occuper un grand nombre de valeurs « ayant chacune un sens », il ne peut prendre que certaines valeurs particulières. Cependant, si le nombre de valeurs est élevé, le signal de sortie d'un convertisseur CNA est une bonne approximation d'un signal analogique et il sera, malgré tout, qualifié d'« analogique ».



¹ ou la valeur minimale négative dans le cas d'un CNA à sortie bipolaire.

4.3 Conversion Numérique ® Analogique (CNA ou DAC ^[2])

Les CNA font correspondre à un code numérique, une tension ou un courant analogique, selon la relation générale :

$$\boxed{\text{Sortie analogique} = K \cdot \text{Entrée numérique}}$$

K étant un facteur de proportionnalité constant pour un CNA donné (en V ou A).

Chaque bit de l'entrée numérique étant pondéré en fonction de son rang :

$$\text{Entrée Numérique} = B_3 \cdot \text{Poids}_3 + B_2 \cdot \text{Poids}_2 + B_1 \cdot \text{Poids}_1 + B_0 \cdot \text{Poids}_0$$

Ainsi la sortie analogique sera la somme pondérée des entrées numériques :

$$\text{Sortie analogique} = B_3 \cdot [K \cdot \text{Poids}_3] + B_2 \cdot [K \cdot \text{Poids}_2] + B_1 \cdot [K \cdot \text{Poids}_1] + B_0 \cdot [K \cdot \text{Poids}_0]$$

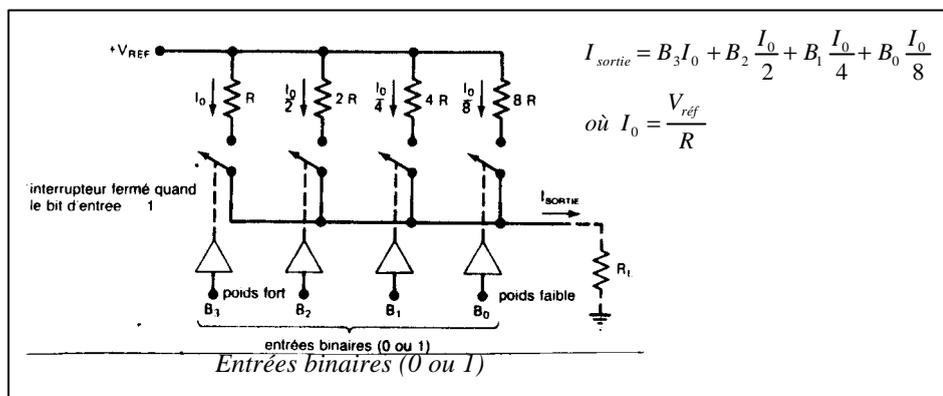
Dans le cas d'un CNA, la *résolution* est aussi égale au poids effectif du bit de poids faible ($K \cdot \text{Poids}_0$), ou encore au facteur de proportionnalité K , puisque $\text{Poids}_0=1$

Une autre interprétation de la relation « *Sortie analogique* = $K \cdot \text{Entrée numérique}$ », est donc de dire que l'*Entrée numérique* est le nombre de *pas*, tandis que K est la valeur d'un *pas*.

² DAC = Digital to Analog Converter

4.3.1 Principe général de fonctionnement des CNA

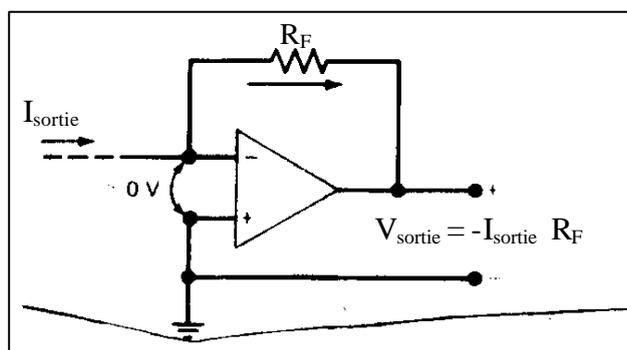
Le principe général de fonctionnement des CNA est d'additionner des courants, dont la pondération est liée à la position des bits dans le mot binaire.



Ces différents courants ne peuvent être produits directement à partir des entrées numériques, puisque des niveaux numériques sont par nature quelconques (si ce n'est qu'ils sont compris dans une plage déterminée). Il est donc nécessaire de les produire à partir d'une tension de référence précise et stable, tandis que des interrupteurs analogiques, commanderont le passage ou non du courant, selon les valeurs des bits du mot binaire. En code binaire pur, par exemple, les résistances devront respecter une progression géométrique de raison 2.

Enfin, dans le schéma de principe précédent, on voit que la résistance R_L (nécessaire pour mesurer le courant résultant et fournir à ses bornes une tension analogique) est susceptible de perturber la valeur des courants pondérés.

Il faudra donc mesurer le courant résultant en utilisant le montage convertisseur courant-tension « parfait » rappelé ci-contre ^[3]. Cependant, la présence de l'ampli op est alors susceptible de réduire la vitesse de conversion ^[4].



³ Notons que le circuit résultant est en fait celui de l'additionneur inverseur (du moins dans le cas du CNA à résistances pondérées).

⁴ C'est pourquoi un grand nombre de CNA fournissent le signal de sortie sous forme d'un courant, laissant à l'utilisateur la liberté de lever le compromis entre précision de la valeur du courant et rapidité de conversion.

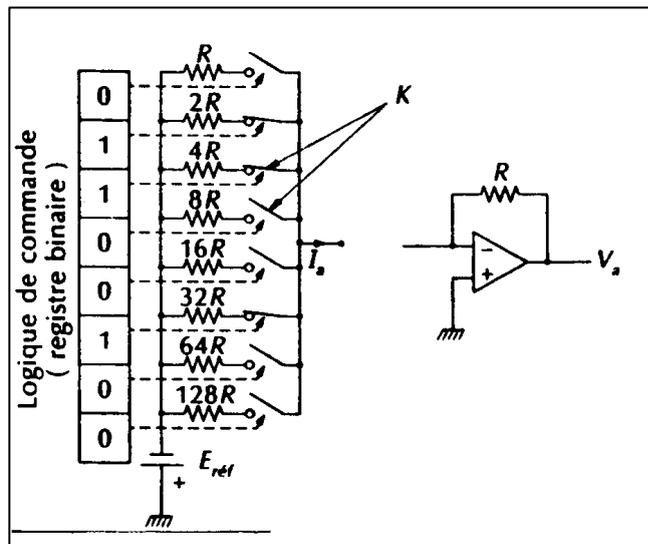
4.3.2 CNA à résistances pondérées

Dans ce montage, les résistances pondérées, alimentées par la tension de référence E_{ref} , permettent d'obtenir les courants pondérés.

Chaque branche i est munie d'un commutateur K_i , commandé par le bit B_i , permettant d'obtenir :

$$I_i=0 \text{ ou } I_i = -\frac{E_{ref}}{R_i} \text{ c.à.d. } I_i = \left[-\frac{E_{ref}}{R_i} \right] B_i$$

Le couple ampli op et résistance de contre-réaction a la fonction de convertisseur courant-tension.



Ce montage respectant le code binaire pur, on obtient :

$$I_a = \left[B_7 + \frac{B_6}{2} + \frac{B_5}{4} + \frac{B_4}{8} + \frac{B_3}{16} + \frac{B_2}{32} + \frac{B_1}{64} + \frac{B_0}{128} \right] \cdot \frac{-E_{ref}}{R}$$

$$\Rightarrow I_a = \left[B_7 \cdot 2^7 + B_6 \cdot 2^6 + B_5 \cdot 2^5 + B_4 \cdot 2^4 + B_3 \cdot 2^3 + B_2 \cdot 2^2 + B_1 \cdot 2^1 + B_0 \cdot 2^0 \right] I_{ref} \text{ avec } I_{ref} = -\frac{E_{ref}}{128R}$$

$$\text{et } V_a = \left[B_7 \cdot 2^7 + B_6 \cdot 2^6 + \dots + B_1 \cdot 2^1 + B_0 \cdot 2^0 \right] V_{ref} \text{ avec } V_{ref} = -\frac{E_{ref}}{128}$$

Avantages :

- simplicité du fonctionnement
- ce CNA est le seul à nécessiter de simples interrupteurs et non des commutateurs ^[5]

Inconvénients :

- Ce CNA nécessite des résistances précises ayant une dynamique trop importante de valeurs : de R à $2^{(n-1)} \cdot R$ pour n bits !

Pour obtenir un fonctionnement correct de l'ampli op, il est nécessaire de garantir : $I_{(min)} = I_{Poids-Faible} \gg I_{POL}(\text{ampli op})$

$$\Rightarrow I_{Poids-Fort} = 2^{(n-1)} \cdot I_{Poids-Faible} \text{ risque d'être très élevé !}$$

⁵ En effet, les autres CNA ont besoin d'interrupteurs à 2 positions, ce qui demande 2 interrupteurs FET.

De plus, en technologie de fabrication des CI, il est très difficile de réaliser des résistances très éloignées, qui conservent un rapport précis.

Par conséquent, ce type de CNA ne convient que si le nombre de bits est suffisamment limité, à moins d'utiliser le montage ci-contre, mais qui nécessite plusieurs ampli op.

Exemple :

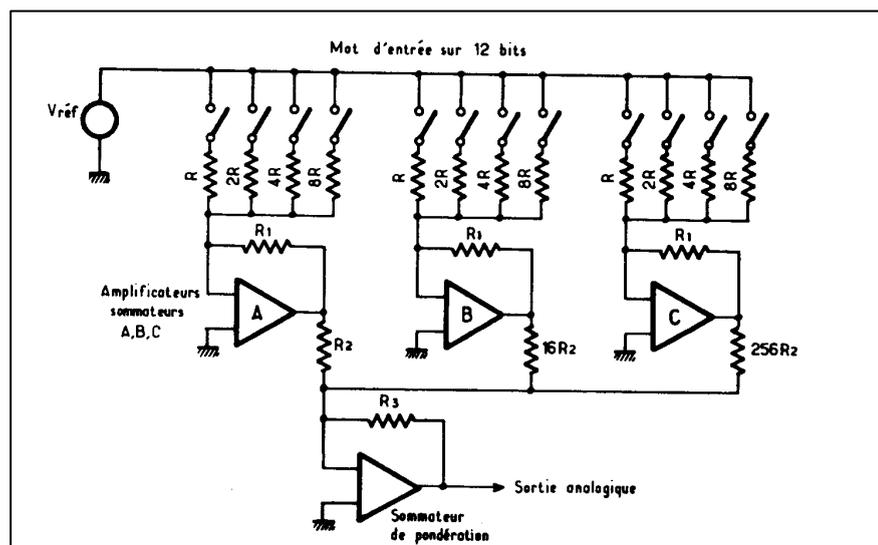
Supposons que l'on désire convertir un signal numérique en un signal analogique dont la valeur pleine échelle serait égale à 10V à l'aide d'un CNA à 8 bits.

Le pas de quantification (ou quantum) est égal à $10V/256 = 39mV$.

A l'information numérique 1100100 correspond la tension analogique égale à :

$V_a = 39mV \times 100 = 3,9 \text{ volts}$

4.3.3 Cascade de CNA à R pondérées

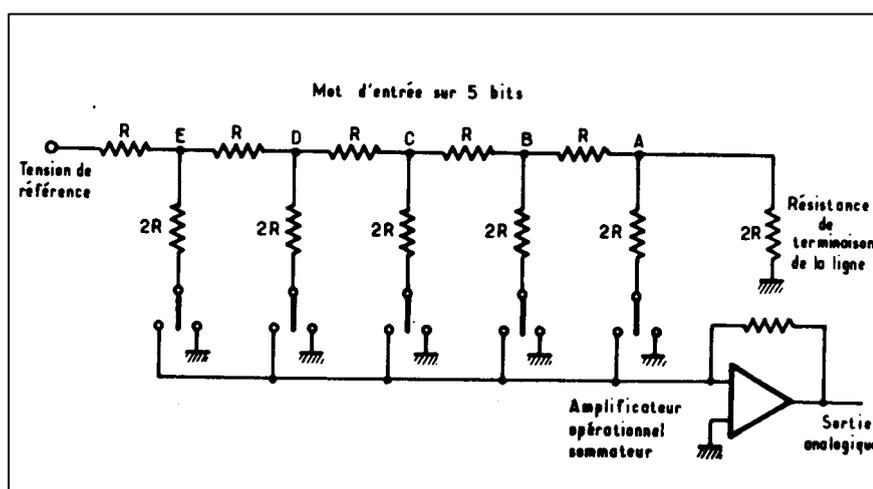


- Les interrupteurs doivent commuter des courants de $I_i = E_{R_{ref}}/R_i$ à $I_i = 0$, ce qui leur demande un temps non négligeable^[6]. Il y a donc *limitation de la rapidité de conversion*.

⁶ Ceci est dû aux capacités internes des transistor FET.

4.3.4 CNA à réseaux R-2R

Cette famille occupe à l'heure actuelle une place importante en raison de ses performances supérieures à celles des montages précédents, en termes de précision, de coût, ... Ce CNA a été imaginé pour remédier à la grande dynamique des valeurs de résistances du CNA précédent. Sa structure de base se base sur un pont de résistances de valeurs R et 2R.



Le courant I_a qui circule dans la résistance R de contre-réaction est une somme pondérée de courants obtenus dans chaque branche du réseaux. En outre, étant donné que le point de sommation est une masse virtuelle, ces courants conservent une valeur quasi identique quelque soit la position des commutateurs analogiques. Les phases transitoires engendrées par une variation de position des commutateurs analogiques sont donc réduites au minimum.

Calcul du courant I_a :

Puisque, quelle que soit la position des commutateurs, les résistances 2R sont connectées au potentiel de masse, la résistance équivalente, vue du côté droit, entre n'importe quel point (A,B,...) et la masse vaut R^[7].

Le potentiel^[8] de chaque point vaut alors la moitié du potentiel du point précédent^[9].

$$\Rightarrow V_E = \frac{E_{réf}}{2}; V_D = \frac{V_E}{2} = \frac{E_{réf}}{4}; \dots; V_B = \frac{E_{réf}}{16}; V_A = \frac{E_{réf}}{32}$$

$$\Rightarrow I_A = \frac{V_A}{2R} = \frac{E_{réf}}{64R} = I_{réf}; I_B = 2.I_{réf}; \dots; I_E = 16.I_{réf}$$

⁷ En effet: la résistance équivalente à droite du point A est $R_A = 2R // 2R = R$
la résistance équivalente à droite du point B est $R_B = 2R // (R + R_A) = R$
la résistance équivalente à droite du point C est $R_C = 2R // (R + R_B) = R$
etc ...

⁸ Sous entendu « différence de potentiel par rapport à la masse » (utilisation de la notion de masse)

⁹ En effet, le point A se trouve au centre (électrique) d'un pont diviseur alimenté par V_B , le point B se trouve au centre (électrique) d'un pont diviseur alimenté par V_C , etc...

Ces courants sont soit orientés vers le point de sommation, soit déviés vers la masse, selon l'information numérique.

$$\Rightarrow I_a = [B_4 \cdot 2^4 + B_3 \cdot 2^3 + B_2 \cdot 2^2 + B_1 \cdot 2^1 + B_0 \cdot 2^0] I_{ref} \quad \text{avec} \quad I_{ref} = -\frac{E_{ref}}{64R}$$

L'ampli op peut alors être utilisé pour convertir le courant résultant en tension.

Avantages :

- seulement deux valeurs de résistances nécessaires quel que soit le nombre de bits
- les courants dans chaque branche du réseau conservant une valeur quasi identique quelque soit la position des commutateurs analogiques, les phases transitoires engendrées par une variation de position des commutateurs analogiques sont réduites au minimum.
- on peut utiliser des résistances de plus fortes valeurs, sans compromettre de manière significative la vitesse de conversion, ce qui permet de réduire les erreurs dues aux résistances R_{ON} ^[10] des commutateurs analogiques.

¹⁰ Remarquons que la technologie des CI intégrés permet de contrôler la valeur des résistances R_{ON} des commutateurs analogiques, de telle sorte que les différences de potentiel à leurs bornes ne modifient plus la pondération des courants à additionner (rapports de 2^x entre eux).

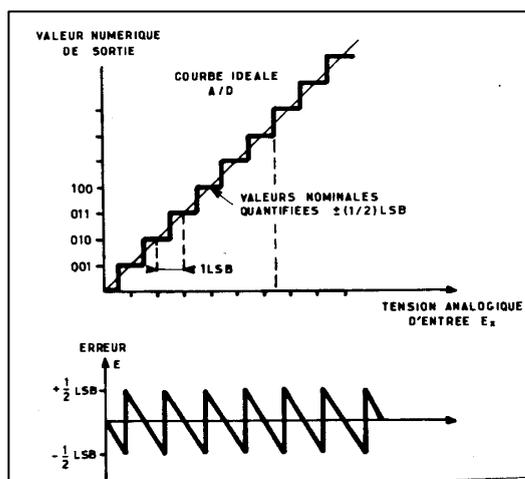
4.4 Conversions Analogique ® Numérique (CAN ou ADC ^[11])

Un CAN effectue la conversion d'une tension analogique d'entrée en un signal numérique.

La fonction de transfert idéale d'un CAN est illustrée ci-contre.

On voit que la quantification crée une erreur inévitable de $\pm \frac{1}{2}$ pas (ou $\frac{1}{2}$ LSB)

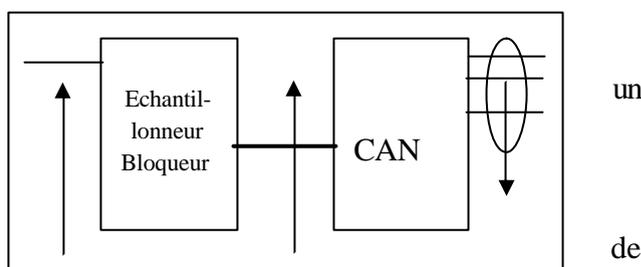
Contrairement au CNA (et mis à part le cas du CAN flash), un CAN nécessite des *signaux de contrôle* pour effectuer la conversion. Cette logique de contrôle est cadencée par un signal d'horloge. Elle nécessite un signal de début de conversion et elle émet notamment un signal de fin de conversion.



La conversion d'un signal analogique n'est pas instantanée. Pendant la durée de la conversion, il est indispensable que la tension d'entrée reste constante. Si ce n'est pas le cas, il sera nécessaire d'utiliser un « échantillonneur-bloqueur ».

4.4.1 Echantillonneur-bloqueur

Pour maintenir constante la tension appliquée à l'entrée du convertisseur, il est nécessaire d'utiliser échantillonneur-bloqueur (*sample and hold*) qui mémorise la tension à convertir et la maintient constante pendant toute la durée de conversion. En fait, la conversion se fait sur des *échantillons* la tension analogique d'entrée.



Pour que l'acquisition soit possible, il faut que le temps de conversion t_c soit inférieur à la période d'échantillonnage :

$$t_c < T_E$$

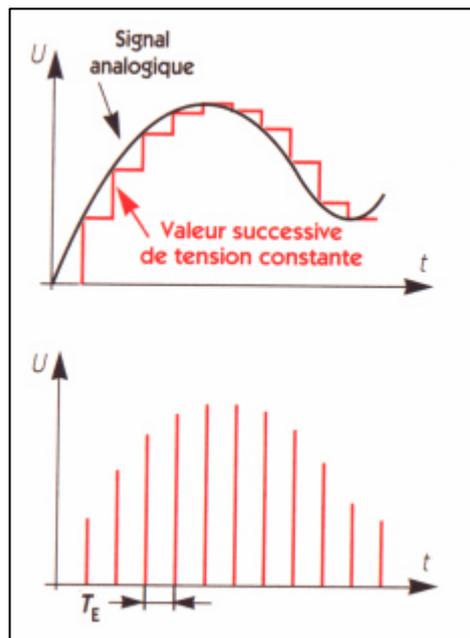
A partir de ces conversions successives, sur des valeurs de tension échantillonnées, il faut retrouver le signal analogique d'origine.

Cette condition dépend de la valeur de la fréquence d'échantillonnage $F_E = 1/T_E$.

Le théorème de **SHANNON** montre que la reconstitution correcte d'un signal nécessite que la fréquence d'échantillonnage F_E soit au moins deux fois plus grande que la plus grande des fréquences F_M du spectre du signal.

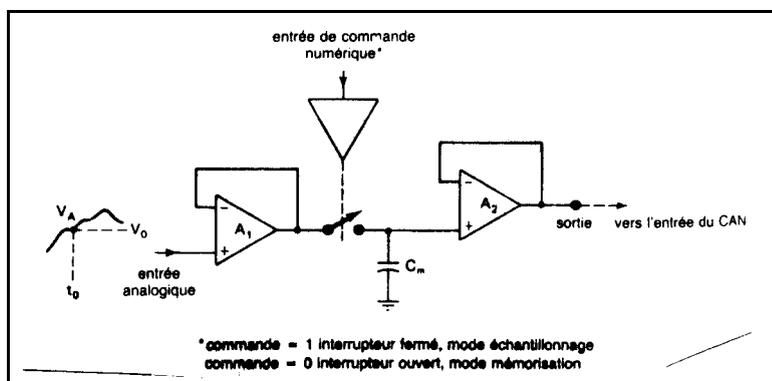
$$F_E > 2 F_M$$

¹¹ ADC = Analog to Digital Converter



Exemple : Pour une communication téléphonique dont $F_M = 4\text{kHz}$, le message peut être échantillonné avec une fréquence d'échantillonnage $F_E = 8\text{kHz}$.

L'échantillonneur-bloqueur est un circuit de type analogique, qui prélève la tension à convertir pendant un bref instant^[12] et la « mémorise » dans un condensateur, (interrupteur analogique fermé) afin de permettre au CAN de disposer d'une tension constante pendant toute la durée de la conversion.



Pour réduire au minimum le temps nécessaire à l'échantillonnage (temps de charge du condensateur), on utilise les montages tampons A_1 et A_2 :

- la basse impédance de sortie du montage tampon A_1 permet de réduire la résistance équivalente $R_{\text{équi}} = R_{\text{OUT(AO)}} + R_{\text{ON(Commutateur)}}$ du circuit RC de charge de C_m
- la haute impédance d'entrée du montage tampon A_2 permet de limiter considérablement le courant de fuite qui décharge le condensateur en mode « mémorisation » (interrupteur analogique ouvert), ce qui permet de choisir un condensateur de capacité C_m plus faible

⇒ on réduit ainsi les 2 termes intervenant dans la constante de temps du circuit RC de charge de C_m ^[13] et donc le temps nécessaire à l'échantillonnage ($\approx 5 \cdot (R_{\text{OUT(AO)}} + R_{\text{ON(Commutateur)}) \cdot C_m$)

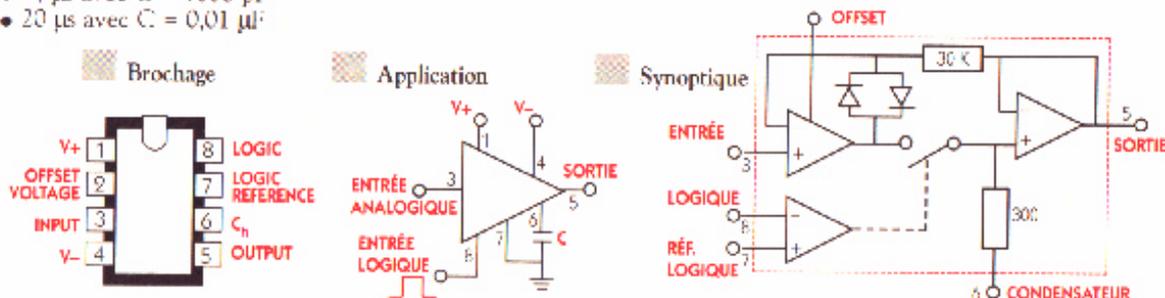
¹² Suffisamment bref que pour pouvoir considérer la tension prélevée comme constante.

¹³ Pour rappel, la constante de temps est : $\tau = R \cdot C = (R_{\text{OUT(AO)}} + R_{\text{ON(Commutateur)}) \cdot C_m$

EXEMPLES D'ÉCHANTILLONNEURS-BLOQUEURS : CIRCUITS LF 198/LF 298/LF 398 (de National Semiconductor)

Ces circuits présentent une très grande précision avec une acquisition rapide du signal. Les valeurs typiques du temps d'acquisition sont, avec une tension de sortie de 10 V :

- 4 μ s avec C = 1000 pF
- 20 μ s avec C = 0,01 μ F

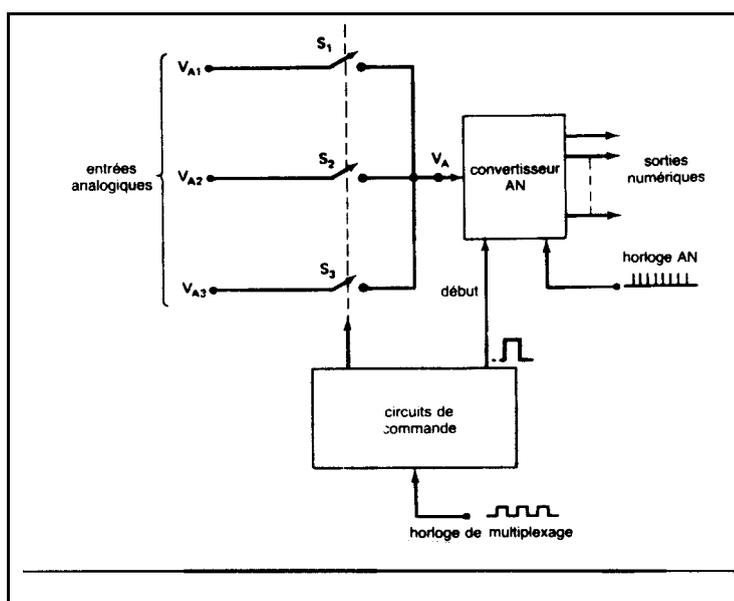


4.4.2 Multiplexage analogique

Quand il est nécessaire de convertir des signaux analogiques provenant de plusieurs sources, on peut recourir à un multiplexage temporel, afin d'utiliser, en temps partagé, le même CAN.

La cadence maximale de l'horloge de multiplexage est déterminée par le retard des interrupteurs et la durée de conversion du CAN.

De nombreux CAN intégrés possèdent un module de multiplexage. L'ADC0808, par exemple, peut multiplexer 8 entrées analogiques vers son CAN.



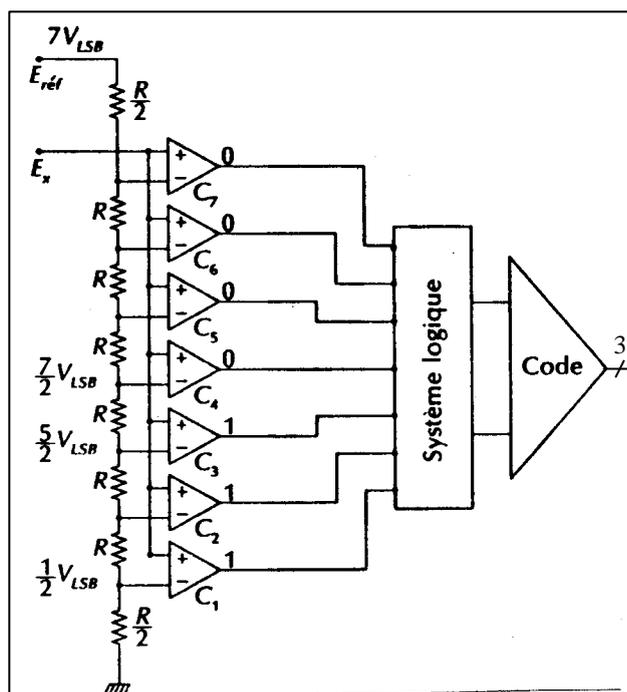
4.4.3 CAN Flash ou Parallèle

Le principe de ce convertisseur consiste à comparer la tension d'entrée E_x *simultanément* à n tensions de référence.

Dans l'exemple ci-contre, la CAN Flash possède 3 bits. Huit nombres différents peuvent donc être représentés et l'électronique de conversion nécessite alors 7 niveaux de comparaison.

Si la plage de conversion s'étend de 0 à $E_{réf}$ (PE), le pas du CNA vaut :

$$pas = \frac{PE}{2^n - 1} = \frac{E_{réf}}{7} = V_{LSB}$$



Prenons l'exemple d'une tension d'entrée E_x telle que : $\frac{5}{2}V_{LSB} < E_x < \frac{7}{2}V_{LSB}$

Les comparateurs C_1 à C_3 ont leur sortie au niveau logique « 1 », alors que toutes les autres sont à « 0 ». Le système logique placé à la sortie des comparateurs a pour rôle de transcoder ces valeurs logiques en un code utilisable par l'utilisateur (code binaire naturel, BCD, ...).

Avantages :

- Cette méthode de conversion est *la plus rapide* ^[14]. Son temps de conversion n'est, en effet, limité que par le temps de propagation des comparateurs et des portes logiques.
- facilité d'utilisation car il n'y a pas de contrôle à gérer.

Inconvénients :

- Ce CAN nécessite un *nombre élevé de composants*. En effet, pour constituer un CAN Flash de n bits, il faut $2^n - 1$ comparateurs et 2^n résistances ^[15] ! Si ce CAN est le plus rapide, il est aussi le plus coûteux (à précision égale bien sûr).

¹⁴ Le temps de conversion peut être de l'ordre de 10 ns, voir moins. Ce type de CAN est ainsi utilisé notamment dans les oscilloscopes à mémoires qui requièrent des cadences de conversion très élevées (100M samples/s et plus !).

¹⁵ soit 255 pour un CAN de 8 bits !!! ($2^n - 1$ comparateurs et non 2^n car le comparateur du niveau zéro est inutile)

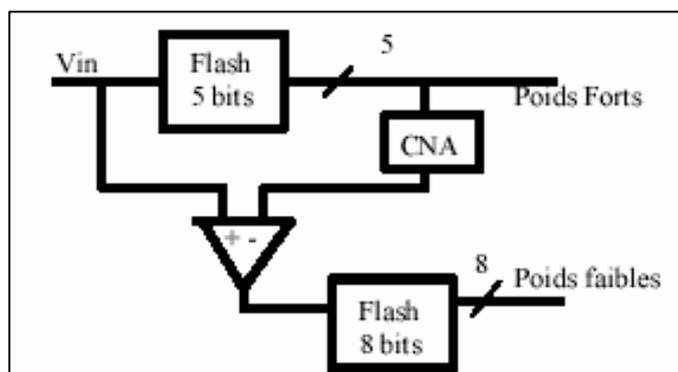
4.4.3.1 CAN Semi-Flash

La conversion se fait en deux étapes :

On utilise un premier CAN sur N_1 bits pour déterminer les MSB. Grâce à un CNA sur N_1 bits, on retranche la tension convertie par le premier Flash de la tension inconnue, le résidu est alors converti à l'aide d'un CAN sur N_2 bits pour déterminer les bits de poids faible avec une résolution plus fine.

L'avantage réside en la diminution de la surface de Silicium nécessaire comparé à un CAN Flash.

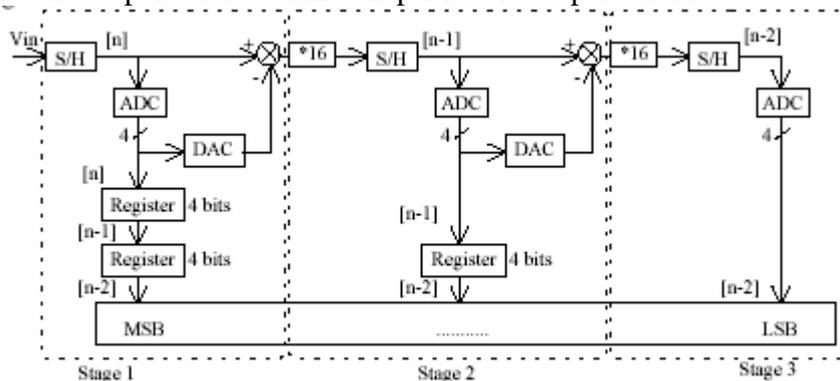
On peut ainsi augmenter la résolution en diminuant la surface de la puce comparativement au Flash, mais on augmentera le temps de conversion.



4.4.3.2 CAN Pipeline

C'est un convertisseur qui se comporte comme un semi flash auquel on a ajouté un échantillonneur-bloqueur (S/H) entre chaque étage.

A chaque coup d'horloge, on effectue n conversions en parallèle. Chaque conversion étant dédiée à une partie du code. En traversant le convertisseur (en n clocks), la tension d'entrée est convertie en commençant par les bits de poids forts et finissant par les bits de poids faibles.



A chaque front d'horloge, on effectue 3 conversions en parallèle au travers de chaque cellule. Chaque conversion correspond à une partie du code binaire :

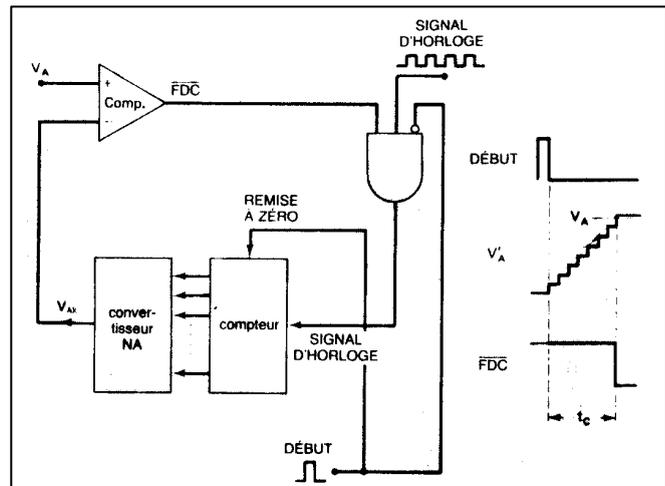
- Etage 1 : MSB de l'entrée correspondant à l'instant $[n]$
- Etage 2 : Bits intermédiaires de l'entrée correspondant à l'instant $[n-1]$
- Etage 3 : LSB de l'entrée correspondant à l'instant $[n-2]$

A la fin de chaque étape, on calcule le résidu de la conversion partielle, ce résidu est ensuite recalé à la pleine échelle par une multiplication.

Ce convertisseur possède un temps de latence nécessaire à la propagation de l'entrée dans les cellules (ici 3 coûts d'horloge). Mais une fois le convertisseur « chargé », à chaque coût d'horloge il sort une data.

4.4.4 CAN à rampe numérique

On procède ici à la comparaison entre la tension à mesurer E_x et la tension de sortie d'un CNA, dont le code numérique d'entrée est délivré par la sortie d'un compteur ^[16]. Lorsque la tension de sortie du CNA dépasse la tension E_x , le comparateur informe la logique de commande de la fin de la conversion.



Avantage :

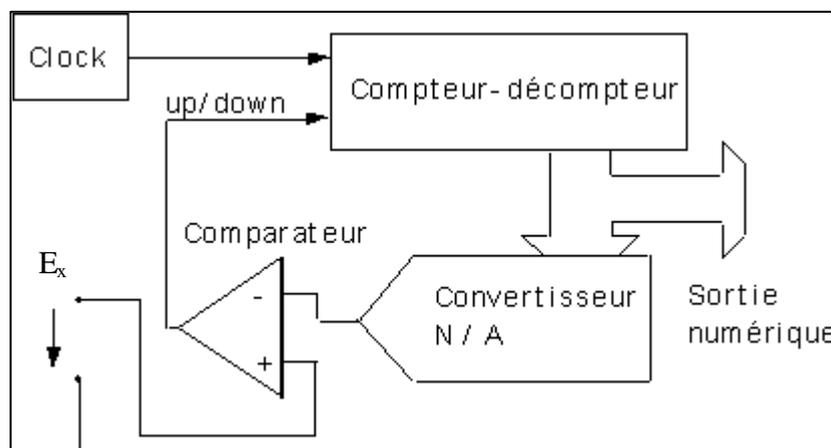
- *simplicité de mise en oeuvre*, tout en offrant la possibilité d'une bonne précision, liée essentiellement à celle du CNA, ainsi que son faible coût.

Inconvénient :

- la *vitesse de conversion est faible* et d'autant plus faible que le nombre n de bits du CAN est élevé, car il faut, dans le pire des cas, balayer les 2^n possibilités avant d'atteindre le résultat !

Variantes, dont l'objectif est d'augmenter la vitesse de conversion :

- Dans le cas d'une tension d'entrée E_x à évolution lente, il est subtil de démarrer chaque nouvelle conversion à partir du résultat de la précédente, afin de limiter le nombre de pas nécessaire pour atteindre le nouveau résultat : on parle alors de « *CAN de poursuite* ou *CAN à rampe numérique bidirectionnelle* ou encore *servo-convertisseur* » ^[17]. Cependant, si le temps de conversion est normalement plus faible que pour un CAN à rampe numérique classique, il est difficile à estimer puisqu'il dépend de la tension d'entrée E_x !



¹⁶ ⇒ signal en escalier = « rampe numérique »

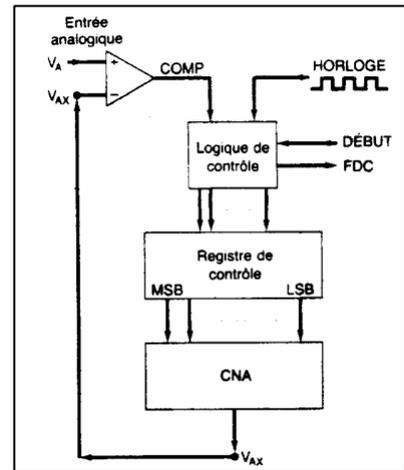
- On peut également utiliser 2 compteurs associés : le premier, à incréments élevés, offre une mesure rapide, tandis que le deuxième, à incréments plus faibles, permet de conserver une résolution suffisamment fine.

4.4.5 CAN à approximations successives ^[18]

Ce CAN est une amélioration du CAN à rampe numérique, en ce qui concerne la *vitesse de conversion*.

Pour y parvenir, le CAN utilise ici une méthode analogue à celle utilisée lors d'une *recherche dichotomique*.

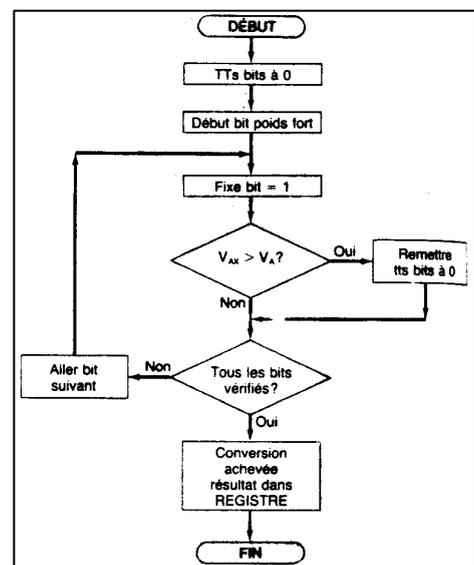
En base 2, cela revient à essayer chaque bit l'un après l'autre, à partir du bit de poids fort, en leur conservant une valeur de 0 ou 1 selon le résultat des comparaisons entre la tension inconnue E_x et les tensions de comparaisons, élaborées par le couple « Registre-CNA » V_{ax} .



Pour alimenter le CNA, ce CAN n'utilise donc plus de compteur mais bien un registre, dont la logique de contrôle modifie le contenu bit par bit, selon la séquence précisée dans l'organigramme ci-contre.

L'exemple ci-dessous illustre le fonctionnement, dans le cas d'un CAN à 4 bits :

- pas (=résolution) de 1V
- CNA de 4 bits $\Rightarrow 2^4=16$ valeurs possibles en sortie :
0V/1V/2V/.../13V/14V/15V
($2^4-1=15$ pas les séparent)



¹⁷ Le compteur doit alors permettre le comptage et le décomptage. L'information du sens de comptage est donnée en permanence par le niveau de sortie du comparateur, d'où l'appellation « poursuite » notamment. Le signal de fin de conversion est obtenu par les fronts du signal de sortie du comparateur

¹⁸ aussi appelé « CAN à pesée », car le principe est similaire à celui utilisé pour effectuer une pesée à l'aide d'une balance à « poids »

La séquence de conversion est la suivante :

0. Tous les bits sont mis à 0 $\Rightarrow B_3=B_2=B_1=B_0=0$

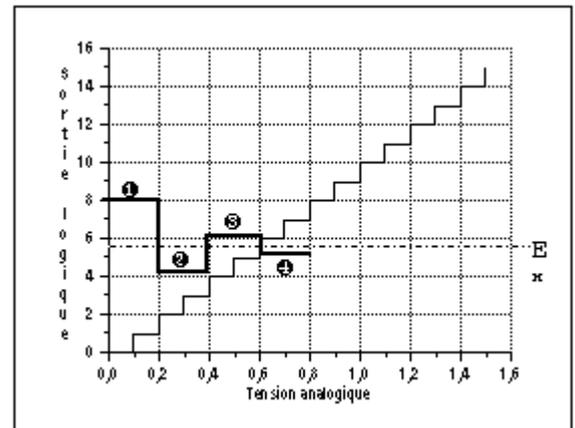
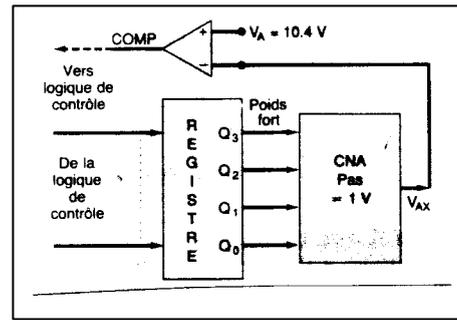
❶ Il faut comparer E_x à $\approx PE/2$, c.à.d. $2^3 \cdot \text{pas} = 8V$
 \Rightarrow sortie registre = $[Q]=1000$
 $\Rightarrow E_x = 5,6V < 8V \Rightarrow B_3 = \text{COMP} = 0 \Rightarrow [Q] = 0000$

❷ Comparer E_x à $4V = (2^2) \cdot \text{pas} \Rightarrow [Q] = 0100$
 $\Rightarrow E_x > 4V \Rightarrow B_2 = \text{COMP} = 1 \Rightarrow [Q] = 0100$

❸ Comparer E_x à $6V = (2^2 + 2^1) \cdot \text{pas} \Rightarrow [Q] = 0110$
 $\Rightarrow E_x > 6V \Rightarrow B_1 = \text{COMP} = 0 \Rightarrow [Q] = 0100$

❹ Comparer à $5V = (2^2 + 2^0) \cdot \text{pas} \Rightarrow [Q] = 0101$
 $\Rightarrow E_x < 5V \Rightarrow B_0 = \text{COMP} = 1 \Rightarrow [Q] = 0101$

\Rightarrow le dernier bit étant traité, la logique de contrôle active le signal FDC^[19] signalant à l'organe utilisateur que le résultat numérique est : $(0101)_{\text{Binaire}}$, c.à.d. $(5)_{\text{Décimal}} \cdot \text{pas} = 5V$



Avantages :

- A même fréquence d'horloge, ce CAN est beaucoup plus rapide que le CAN à rampe numérique (100 fois pour 10 bits !). En effet, pour n bits, le CAN à approximations successives nécessite n comparaisons, alors que, dans le cas le plus défavorable, il en faut $(2^n - 1)$ pour le CAN à rampe numérique.
- La durée de conversion dépend évidemment du nombre n de bits et de la fréquence de l'horloge^[20], mais pour n et T_{CLK} donnés, elle est fixe, c.à.d. qu'elle ne dépend pas de la valeur d'entrée E_x
- Le CAN à approximations successives est un très bon compromis entre vitesse et prix et est pour cette raison l'un de ceux que l'on retrouve le plus fréquemment. Il en existe évidemment sous forme intégrée et, l'une des familles « Low Cost » la plus répandue est celle des ADC080X.

Inconvénient :

- comme beaucoup d'autres CAN, il utilise l'élément de précision qu'est le CNA

¹⁹ FDC = Fin De Conversion

²⁰ elle peut atteindre la μs

4.4.6 Comparaisons

Architecture	Résolution	Vitesse	Exemple de CAN	Avantages inconvénients
Flash	8 bits	250 Méch/s 1Géch/s	MAX100 AD9020	+ très rapide - gde consommation - coûteux
Approximations successives	10-16 bits	<250 Kéch/s	AD573 MAX195	+ très bonne résolution et précision + faible consommation - vitesse limitée
CAN double rampe	>18 bits	<50 Kéch/s	MAX132	+ résolution élevée + faible courant d'alimentation + excellente réjection du bruit - vitesse limitée
CAN sigma-delta	>16 bits	>200 Kéch/s	MAX1400 AD7715	+ résolution élevée + filtrage numérique intégré - vitesse limitée
CAN pipeline	12-16 bits	>1Méch/s	MAX1205	+ bonne résolution + faible consommation + autocalibration - nécessite un rapport cyclique de 50 % - nécessite une horloge

4.4.7 CAN à comptage d'impulsions

Ces procédés de conversion nécessitent peu de composants et évitent, en plus, l'utilisation d'un CNA, tout en offrant une très bonne précision. Cependant, leur temps de conversion est considérablement plus long que celui des procédés précédents (0,1ms ..100ms).

Les versions à double, triple ou quadruple rampe offrent le meilleur rapport Précision/Prix, si toutefois leur faible vitesse de conversion n'est pas un problème. Ils sont notamment les plus utilisées dans les voltmètres numériques, destinés non seulement à la mesure de tension ou courant, mais également à toute autre grandeur physique à l'aide de capteurs adéquats.

4.4.7.1 CAN utilisant la conversion tension-durée

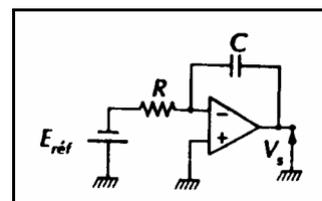
Le procédé consiste à remplacer la mesure de la tension d'entrée E_x par une mesure d'un temps qui lui est proportionnel.

- Pour obtenir la linéarité Tension/Temps, il est nécessaire d'utiliser un générateur de rampe.

Concrètement, la rampe de tension V_S est obtenue en récoltant la tension aux bornes d'un condensateur chargé à courant constant, ce que fait un montage intégrateur à tension d'entrée constante.

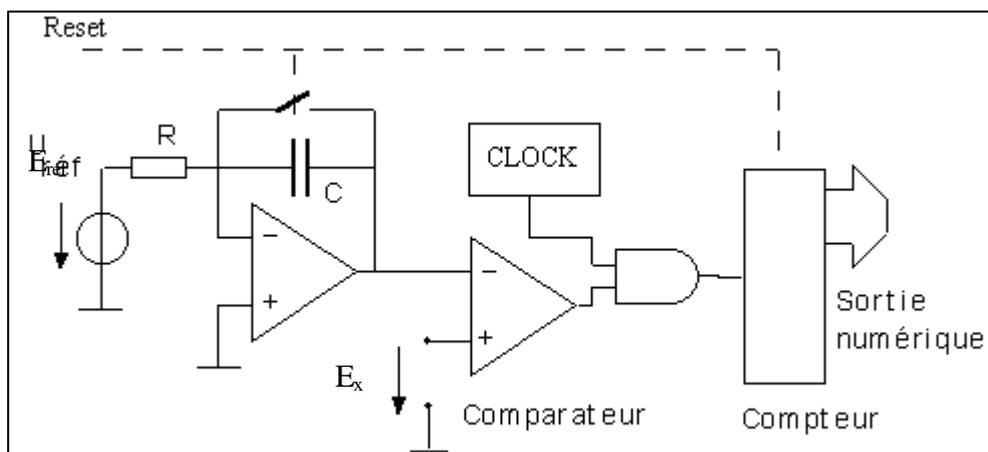
$$\Rightarrow V_S = V_{S0} + E_{réf} \frac{t}{RC}$$

- La mesure directe de temps étant impossible électroniquement, elle est remplacée par le comptage des impulsions émises par une « horloge (Clock) ».

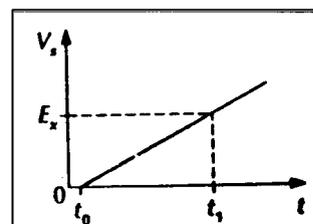


4.4.7.1.1 Version « à simple rampe » du CAN à conversion tension-durée

4.4.7.1.1.1 Cas d'une tension d'entrée positive



Lorsque l'on relâche le RESET, l'intégrateur génère une rampe de tension V_s , et le compteur qui cesse de se réinitialiser commence (instant t_0) le comptage des impulsions. Un comparateur, dont les entrées sont E_x et V_s , permet de déterminer l'instant t_1 , à partir duquel le comptage des impulsions cesse.

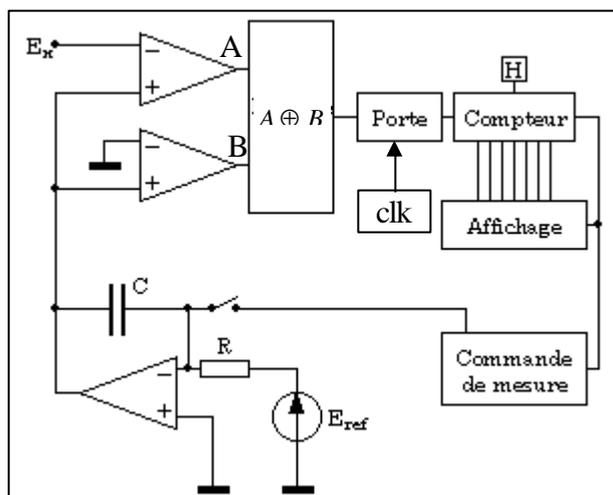


Si N_x est le nombre d'impulsions comptées à ce moment, on a : $t_1 - t_0 = N_x \cdot T_{CLK}$ ^[21]

On peut ainsi écrire : pente de la droite = $\frac{E_{Réf}}{RC} = \frac{E_x}{t_1 - t_0} \Rightarrow E_x = \frac{N_x T_{clk} E_{Réf}}{RC}$

Directement après l'instant de fermeture de la porte logique AND permettant le comptage, la logique de commande transmet le nombre N_x au module d'affichage, enclenche le RESET : un commutateur qui décharge rapidement le condensateur C, remet ensuite le compteur à zéro et ordonne alors un nouveau cycle de mesure.

4.4.7.1.1.2 Cas d'une tension d'entrée bipolaire (positive ou négative)



Le principe de fonctionnement reste identique au précédent, si l'on tient compte que :

- l'excursion de la rampe de tension doit être comprise entre -V et +V
- si $E_x < 0$ c'est $(t_0 - t_2)$ qu'il faut mesurer
- si $E_x > 0$ c'est $(t_1 - t_0)$ qu'il faut mesurer

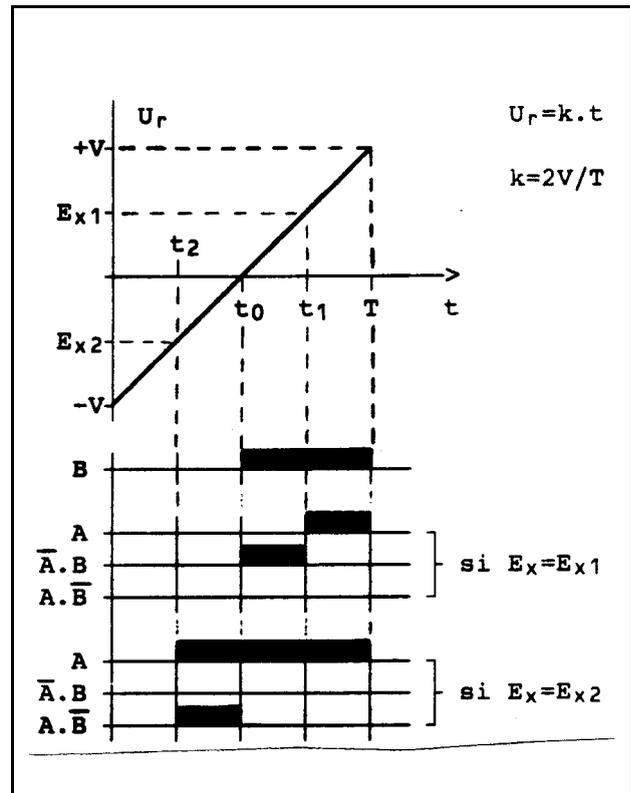
Afin de déterminer le temps de comptage, on utilise la fonction logique : $A \oplus B$

²¹ T_{CLK} = période de l'« horloge ». remarquons que cette relation est vraie à $\pm 1 T_{CLK}$ près, puisque N_x est un nombre entier.

La figure suivante présente les valeurs des variables booléennes A et B , ainsi que leurs combinaisons utiles, dans les 2 cas de polarité de la tension d'entrée E_x

quel que soit E_x , $B = \begin{cases} 0 & \text{si } V_s < 0 \\ 1 & \text{si } V_s > 0 \end{cases}$

- pour la variable logique A , on a :
 - ◆ si $E_x > 0 \Rightarrow A = \begin{cases} 0 & \text{pour } t < t_1 \\ 1 & \text{pour } t \geq t_1 \end{cases}$
 \Rightarrow comptage uniquement quand $\bar{A}.B=1$
 - ◆ si $E_x < 0 \Rightarrow A = \begin{cases} 0 & \text{pour } t < t_2 \\ 1 & \text{pour } t \geq t_2 \end{cases}$
 \Rightarrow comptage uniquement quand $A.B=1$
- les combinaisons 01 et 10 , des variables A et B , n'apparaissant jamais toutes les deux dans un même cycle de mesure, l'ordre d'ouverture de la porte permettant le comptage sera simplement construit à partir d'un OU logique entre les expressions $\bar{A}.B$ et $A.\bar{B}$ (c.à.d. un OU exclusif entre A et B)



Les fonctions logiques $\bar{A}.B$ et $A.\bar{B}$ permettent également d'obtenir l'indication de polarité de la tension mesurée E_x

Avantage :

- Ce type de CAN nécessite très peu de composants et évite l'utilisation d'un CNA.

Inconvénients :

- Temps de conversion élevé (0,1ms ..100ms).
- La précision du CAN dépend de la précision et stabilité :
 - du signal d'« horloge » (T_{CLK})
 - de la tension de référence $E_{réf}$
 - des composants passifs R et C

De plus, la linéarité de la rampe est également très influente. Elle est affectée par la résistance de fuite du condensateur^[22] et les imperfections de l'A.O.

²² Cette résistance de fuite se place en parallèle sur la capacité C , modifiant la fonction de transfert de l'intégrateur, de la même manière que la résistance R_f . Pour limiter cette source d'erreur, on choisira des condensateurs à faibles fuites.

4.4.7.1.2 Version « à double rampe » du CAN à conversion tension-durée ^[23]

Il est difficile de réaliser une horloge stable à long terme. Par contre, pendant une durée de quelques millisecondes, on peut tout à fait négliger la dérive de la fréquence de l'horloge. Il en est de même pour les composants R et C du générateur de rampe. Cette propriété est utilisée dans le CAN à double, triple et quadruple rampe.

Au début du cycle de mesure, la tension de sortie V_S du générateur de rampe est V_{S0} ^[24].

4.4.7.1.2.1 Rampe 1 @ rampe à temps constant

La tension d'entrée E_x est appliquée à l'entrée du générateur de rampe (montage intégrateur ici), pendant un intervalle de temps fixé : $N_{\text{fixe}} \cdot T_{\text{CLK}}$.

A la fin de cette première rampe, on obtient :

$$V_{S1} = V_{S0} + E_x N_{\text{fixe}} \frac{T_{\text{CLK}}}{RC}$$

4.4.7.1.2.2 Rampe 2 @ rampe à pente constante

La tension de référence $-E_{\text{Réf}}$, de polarité opposée à celle de E_x , est appliquée à l'entrée du générateur de rampe, jusqu'à obtenir $V_S = V_{S0}$: soit $N_x \cdot T_{\text{CLK}}$ le temps nécessaire pour y parvenir.

A la fin de cette deuxième phase, on peut donc écrire :

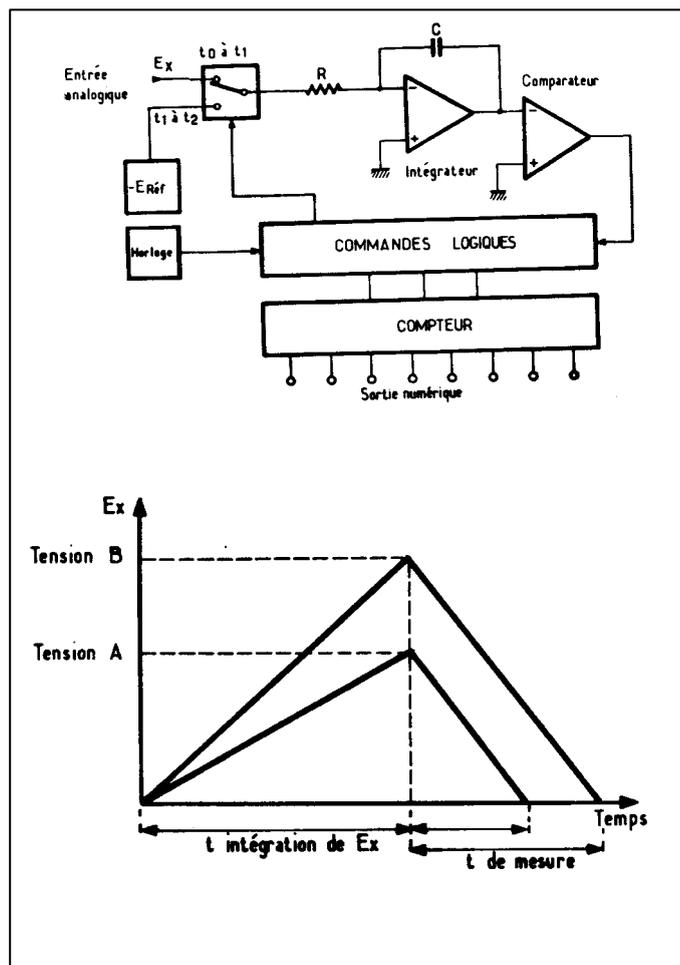
$$\begin{aligned} V_{S2} &= V_{S1} - E_{\text{Réf}} N_x \frac{T_{\text{CLK}}}{RC} \\ &= V_{S0} + E_x N_{\text{fixe}} \frac{T_{\text{CLK}}}{RC} - E_{\text{Réf}} N_x \frac{T_{\text{CLK}}}{RC} \\ &= V_{S0} \\ \Rightarrow E_x N_{\text{fixe}} \frac{T_{\text{CLK}}}{RC} &= E_{\text{Réf}} N_x \frac{T_{\text{CLK}}}{RC} \end{aligned}$$

$$\boxed{\Rightarrow E_x = E_{\text{Réf}} \frac{N_x}{N_{\text{fixe}}}} \quad [25]$$

²³ Nous ne traitons ici que du cas d'une tension d'entrée E_x positive. Il en sera de même pour les versions à double et triple rampe.

²⁴ $V_{S0} = 0$ dans le cas des figures suivantes

²⁵ Le terme $[E_{\text{Réf}}/N_{\text{fixe}}]$ correspond à la résolution du CAN.



Avantages :

- Ce procédé de conversion permet d'obtenir une *très bonne précision*.
En effet, la relation ci-dessus montre que, contrairement au CAN à simple rampe, le fonctionnement de ce CAN est indépendant de la précision et de la stabilité du signal d'« horloge » (T_{CLK}), ainsi que des composants passifs R et C . L'instabilité à long terme est donc sans influence sur la mesure.
- Ce CAN nécessite *peu de composants*, tout en évitant l'utilisation de l'élément de précision qu'est le CNA. Il offre ainsi le meilleur rapport Précision/Prix, si toutefois la faible vitesse de conversion permet de l'utiliser.
- Contrairement au CAN à simple rampe et au CAN tension-fréquence, dans un CAN à double rampe (ainsi que pour ses variantes à triple et quadruple rampe), le signal d'entrée E_x attaque un intégrateur pendant un temps fixe, ce qui permet d'éliminer les signaux parasites, présents dans le signal E_x , dont la période est multiple du temps de la première rampe du CAN : on parle de « *réjection de bruit* ». En effet, si cette condition est respectée, le signal parasite n'intervient alors que par sa moyenne, qui est nulle ^[26].

²⁶ Par exemple, si l'on désire « réjecter » les signaux parasites 50Hz, on choisira un temps d'intégration multiple de 20ms

Inconvénients :

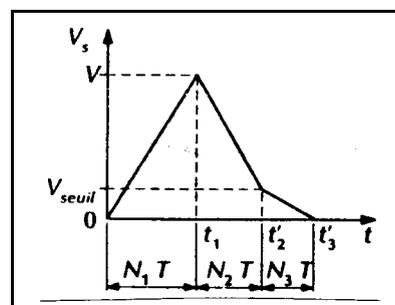
- Aux sources d'erreurs du CAN à simple rampe qui persistent encore ^[27], s'ajoute l'influence de l'imperfection des commutateurs analogiques ^[28].
- Le temps de conversion est environ jusqu'à deux fois plus long que celui nécessaire au CAN à simple rampe. C'est un des CAN les plus lents (10 à 100ms).

4.4.7.1.3 Version « à triple rampe » du CAN à conversion tension-durée

On donne le nom de « CAN à triple rampe » à une variante du « CAN à double rampe » dans laquelle on ajoute une phase supplémentaire, dont l'objectif est :

- *soit d'améliorer la vitesse de conversion*

Pour y parvenir, la deuxième rampe du CAN à double rampe est divisée en deux parties :



1^{ère} partie : on remplace la résistance R par une résistance R' inférieure, soit R'=R/100 pour notre explication, ce qui permet d'obtenir une variation 100 fois plus rapide de Vs, jusqu'au top d'horloge suivant la détection ^[29], par le comparateur, du passage par V_{Seuil} : soit N_{x1} le nombre d'impulsions comptées pendant cette première partie de la deuxième phase.

2^{ème} partie : afin de conserver la même précision que celle du CAN à double rampe, on remet la résistance R, jusqu'à ce que le comparateur détecte le passage par V_{S0} : soit N_{x2} le nombre d'impulsions comptées pendant cette deuxième partie de la deuxième phase.

Le bilan d'un cycle de mesure donne :

$$V_{S2} = V_{S0} + E_x N_{1fixe} \frac{T_{CLK}}{RC} - E_{Réf} N_{x2} \frac{T_{CLK}}{R'C} - E_{Réf} N_{x3} \frac{T_{CLK}}{RC} = V_{S0} \quad \text{D} \quad E_x = E_{Réf} \frac{100N_{x2} + N_{x3}}{N_{1fixe}}$$

Cette relation montre bien l'intérêt de la deuxième partie de la deuxième rampe, quant à l'obtention d'une résolution suffisante.

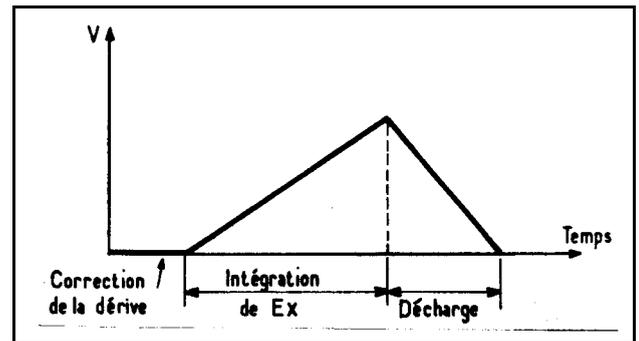
²⁷ Précision et stabilité de la tension de référence E_{Réf}, linéarité de la rampe et précision du comparateur (en effet, la relation obtenue n'est exacte que si le détecteur de passage par V_{S0} est parfait !)

²⁸ Les commutateurs à transistors FET présentent une résistance R_{ON} non nulle entre le drain et la source, ainsi que des courants de fuites à l'état OFF. La résistance R_{ON} s'ajoute à la résistance R de l'intégrateur. Cet effet ne serait pas gênant si cette résistance pouvait rester constante, puisqu'elle pourrait alors être englobée dans la résistance R. Malheureusement, elle varie considérablement avec l'intensité du courant qui la traverse et la température. Il est donc nécessaire de minimiser cette influence en augmentant la valeur de R, toutefois modérément car cela revient à réduire l'intensité du courant utile, ce qui a pour conséquence d'augmenter l'influence des courants de polarisation de l'amplificateur opérationnel !

²⁹ Afin d'éviter une erreur de résolution due à la possibilité d'une partie non entière de N_{x1}

- soit améliorer la précision

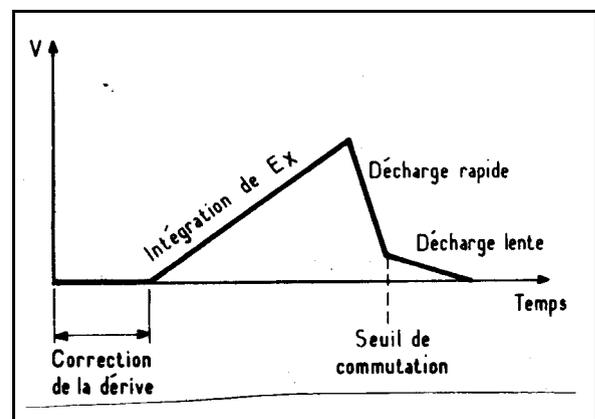
Pour y parvenir, il faut améliorer la perfection du zéro du générateur de rampe. On ajoute pour cela une phase préliminaire aux 2 rampes, pendant laquelle on applique une tension nulle à l'entrée du générateur de rampe, afin de charger un condensateur avec la tension d'offset de celui-ci, pour la « soustraire » au signal utile lors des phases ultérieures.



4.4.7.1.4 Version « à quadruple rampe » du CAN à conversion tension-durée

Le CAN à quadruple rampe combine les 2 objectifs du CAN à triple rampe, comme l'illustre la figure ci-contre.

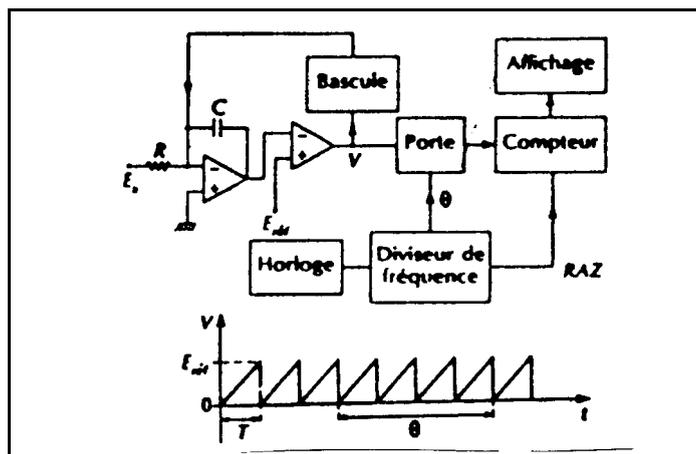
Notons cependant qu'il existe d'autres variantes de CAN à quadruple rampe, dont le principe de fonctionnement est très différent de celui présenté ci-contre.



4.4.7.2 CAN à conversion tension-fréquence ^[30]

La tension E_x , appliquée à l'entrée d'un intégrateur, déclenche une rampe : $V_{rampe} = \frac{E_x}{RC}t$

Lorsque la tension V_{rampe} atteint la tension de référence $E_{réf}$, c.à.d. à l'instant $t=T=1/f$ tel que $\frac{E_x}{RC}T = E_{réf}$, un comparateur commande la décharge rapide du condensateur jusqu'à la remise à zéro de la tension de rampe, après quoi le cycle recommence.



On obtient ainsi un signal en dents de scie dont la fréquence est proportionnelle à la tension à mesurer E_x :

$$f = \frac{E_x}{E_{réf} RC}$$

On mesure alors E_x en comptant le nombre de périodes N apparaissant dans un intervalle de temps connu Θ , puisque $f = N/\Theta \Rightarrow E_x = f \cdot E_{réf} \cdot R \cdot C = N \cdot E_{réf} \cdot R \cdot C / \Theta$

Θ est évidemment mesuré via le comptage de N_{CLK} impulsions d'horloge de période T_{CLK}

$$\Rightarrow E_x = N E_{réf} \frac{RC}{N_{CLK} T_{CLK}}$$

Avantages :

- Simplicité de mise en oeuvre
- Avec très peu de composants, ce CAN permet de convertir le signal E_x en une fréquence au pied même du point de mesure, ce qui permet de limiter au maximum l'influence des signaux parasites. En effet, une information contenue dans une fréquence n'est pas sensible aux parasites et permet ainsi une liaison « longue » distance.
- La sortie fréquence étant unique, ce CAN fournit directement une sortie de type série offrant une simple liaison bifilaire particulièrement adaptée à une liaison « longue » distance et permettant, en outre, de disposer d'une isolation galvanique à l'aide d'un seul optocoupleur.

³⁰ Le module de conversion tension-fréquence de ce CAN est donc un VCO (Voltage Controlled Oscillator).

Ainsi, l'une des principales applications de ce type de CAN est son implantation en milieux industriels très parasités, où les faibles signaux analogiques peuvent être fortement perturbés par le bruit, s'ils sont transmis directement ^[31].

Inconvénient:

- Comme dans le cas du CAN à simple rampe :
La précision dépend de la précision et de la stabilité :
 - du signal d'« horloge » (T_{CLK})
 - de la tension de référence $E_{réf}$
 - des composants passifs R et C

De plus, la linéarité de la rampe est également très influente. Elle est affectée par la résistance de fuite du condensateur et les imperfections de l'A.O. Il est difficile de concevoir un CAN de ce type ayant un degré de précision meilleur que 0,1%

³¹ Il est évidemment possible d'obtenir la même configuration avec d'autres types de CAN, mais le CAN tension-fréquence est celui qui nécessite le moins de composants pour y parvenir.

Chapitre 4

Caractéristiques d'un ampli op réel

4. Caractéristiques réelles d'un ampli op

L'étude d'un phénomène est grandement facilitée par l'utilisation de schémas équivalents (modèles), constitués d'éléments idéaux ^[1]. Ainsi, un ampli op réel sera représenté par un ampli op « idéal » ^[2], associés à différents composants représentant ses caractéristiques réelles.

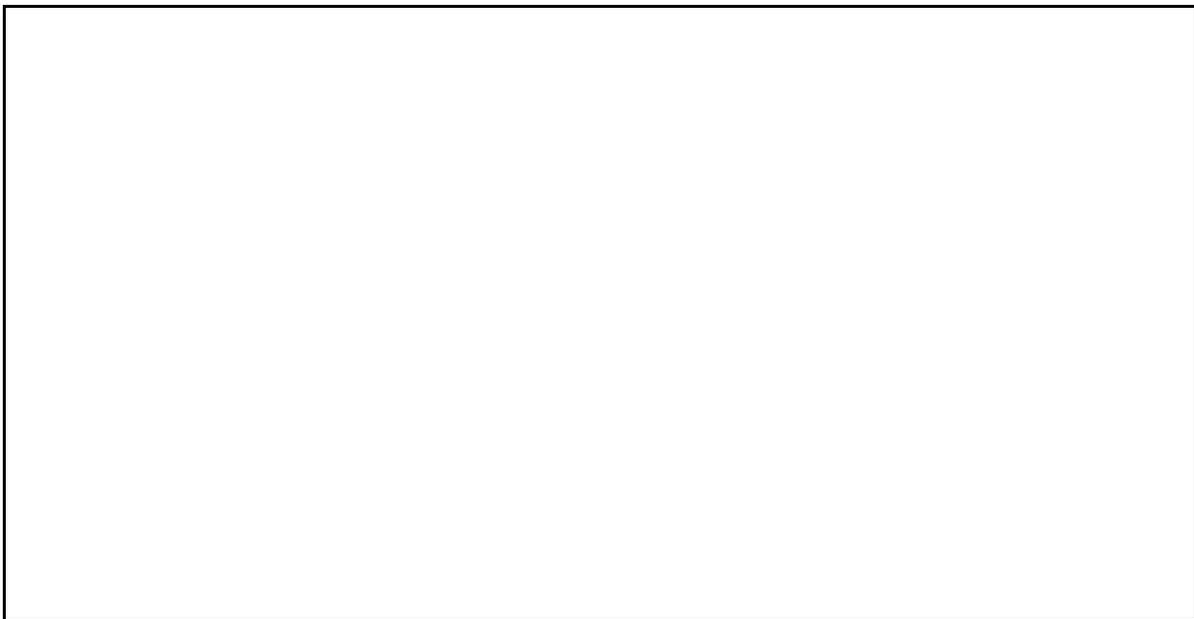
Le théorème de superposition permet de n'envisager qu'une seule source (de tension ou de courant) à la fois, ce qui permettra d'étudier séparément l'effet des caractéristiques modélisées par une source (de tension ou de courant).

En outre, dans un montage bien conçu, l'influence des caractéristiques réelles de l'ampli op sur la qualité du montage doit être négligeable, ce qui permettra également de séparer les effets de certaines autres caractéristiques.

L'objectif de ce chapitre est donc :

- d'étudier chaque caractéristique réelle du composant (indépendamment les unes des autres ^[3]) : analyse du phénomène physique observable, puis modélisation.
- de déterminer les conditions à respecter pour obtenir un fonctionnement correct de l'ampli op.

4.1 Modèle d'un ampli op réel



¹ En électricité et électronique, on a : R, L, C, générateur de courant constant, générateur de tension constante, interrupteur parfait. A partir de ces éléments de base, il est possible d'imaginer d'autres éléments, comme un ampli op parfait, ...

² c.à.d. de fonction de transfert idéale ($v_o = A \cdot v_d$), de courants d'entrée idéaux (nuls) et d'impédance de sortie idéale (nulle).

4.2 Eléments à respecter pour garantir une polarisation correcte de l'ampli op

4.2.1 Alimentation de l'ampli op

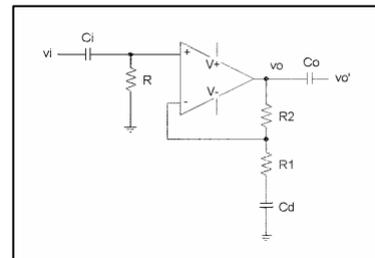
Pour que l'ampli op puisse fonctionner et fournir un signal de sortie, il doit être alimenté (*alimentation = source d'énergie !*).

4.2.2 Liaisons directes en entrée (« + » et « - »)^[4]

Puisque les entrées d'un ampli op se font sur les bases des transistors de l'amplificateur différentiel, les courants de polarisation devront être fournis via les composants annexes à l'ampli op ^[5] **par liaison directe** ^[6].

En effet, sans ces liaisons directes, ces courants de polarisation ne peuvent pas circuler, et l'étage d'entrée, donc l'ampli op, ne fonctionne pas correctement.

Par exemple, dans l'amplificateur « AC » représenté ci-contre, la résistance R permet d'assurer la « liaison directe » de l'entrée « + », alors que la « liaison directe » de l'entrée « - » est assurée par la résistance R_2 .



4.2.3 Dynamique d'entrée V_{ICR} (« Common-mode » Input voltage Range)

Toujours pour assurer une polarisation correcte des transistors d'entrées de la paire différentielle, les tensions d'entrées (v_+ et v_-) doivent rester dans un certain domaine de valeurs, appelé *dynamique d'entrée*.

En effet, dès que l'une des tensions d'entrées (v_+ ou v_-) sort de ce « domaine », le point de fonctionnement du transistor d'entrée correspondant quitte le domaine linéaire des caractéristiques de ce transistor, qui entre alors soit en saturation, soit en régime bloqué, selon que le signal d'entrée est trop haut ou trop bas.

On remarquera que, pour autant qu'elle soit respectée, la caractéristique V_{ICR} n'a aucune conséquence néfaste sur la qualité du montage.

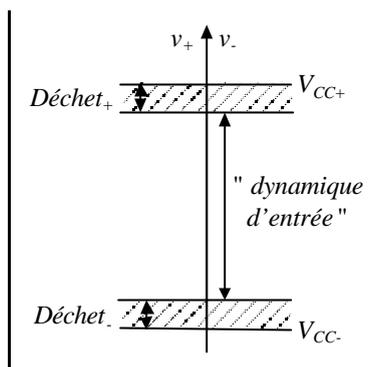
³ Cependant, dans certains cas, la caractéristique A ne pourra pas être ignorée lorsque l'on envisage d'autres caractéristiques, afin de ne pas en supprimer l'effet !

⁴ c.à.d. sans condensateur de couplage, lequel impose un blocage du courant continu en régime établi.

⁵ Contrairement au cas des montages amplificateurs à transistors, pour lesquels la polarisation des transistors est assurée complètement par le montage lui-même.

⁶ Sans quoi les entrées deviennent « flottantes », soit immédiatement si elles ne sont pas connectées ou après une brève phase transitoire si elles le sont à travers un condensateur de couplage.

La dynamique d'entrée dépend : ♦ des tensions d'alimentation



♦ des "tensions de déchets", dont les valeurs dépendent de la structure et de la technologie de l'étage d'entrée (bipolaire PNP ou NPN, FET, ...). Elles sont comprises entre 0 et 2V et peuvent être déduites des « data sheets » de l'ampli op.

Les limites de la *dynamique d'entrée* sont donc données par :

$$V_{CC-} + V_{i_{déchét-}} \leq \left\{ \begin{array}{l} v_+ \\ v_- \end{array} \right\} \leq V_{CC+} - V_{i_{déchét+}}$$

En pratique, il sera donc indispensable de choisir correctement la valeur des tensions d'alimentation et le type d'ampli op utilisé (c.à.d. ici optimisé pour le type d'alimentation utilisé) (voir pg 5-28).

Limites absolues

En plus du paramètre V_{ICR} , il existe des limites absolues à ne pas dépasser sous peine de destruction, par claquage, de l'étage d'entrée de l'ampli op (Dans les « data sheets », ces limites sont reprises sous la rubrique "*Absolute maximum ratings*").

☛ De manière générale, **il est prudent que les signaux d'entrées d'un composant ne dépassent pas ses tensions d'alimentation.**

Rem. : Notons qu'il existe non seulement des tensions maximales à respecter pour chaque entrée (entre chacune des entrées et la masse prise au point milieu des alimentations) (*Input voltage any input*), mais également entre les deux entrées (*Differential input voltage*)^[7].

Adaptation de la *dynamique d'entrée* de v_i à la *dynamique d'entrée* V_{ICR} du *composant* (ampli op ou comparateur) par *liaison capacitive* (cas d'un v_i de type AC)

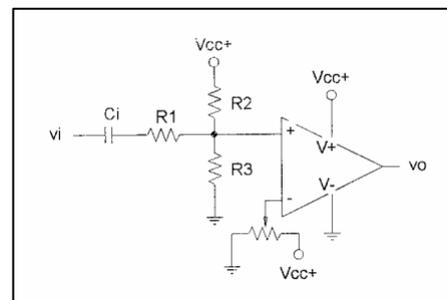
Dans le cas du montage représenté ci-contre, on a :

$$v_+ = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_{CC+} + \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} \cdot v_{i_{AC}} = b + a \cdot v_{i_{AC}}$$

On dimensionne le condensateur de liaison en écrivant :

$$Z_{c_{max}} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_{min} \cdot C} < \frac{R_1 + R_2 // R_3}{10} \Rightarrow C > \frac{10}{2 \cdot p \cdot f_{min} \cdot (R_1 + R_2 // R_3)}$$

f_{min} est la fréquence minimale du signal d'entrée.



⁷ Dans le cas d'un $\mu A741C$ alimenté en $\pm 15V$, par exemple, chaque entrée ne peut supporter plus de 15V ou -15V par rapport à la masse, mais, de plus, on ne pourra jamais dépasser 15V ou -15V entre les deux entrées ! Il s'agira donc d'y prendre garde en cas d'utilisation du composant en comparateur !

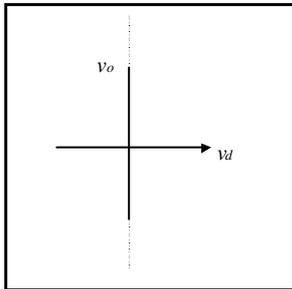
4.3 Éléments à respecter pour garantir un fonctionnement linéaire de l'ampli op (c.à.d. tel que $v_o = A \cdot v_d$)

Les caractéristiques, de l'ampli op, concernées sont : V_{OM} , $I_{O_{MAX}}$ et SR

On remarquera que, pour autant qu'elles soient respectées, ces caractéristiques n'ont aucune conséquence néfaste sur la qualité du montage.

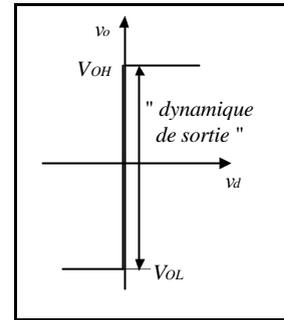
4.3.1 Dynamique de sortie : V_{OM} (Maximum peak output voltage swing)

Idéalement, la caractéristique de transfert d'un ampli op est illimitée.



En réalité, la valeur de v_o est limitée aux valeurs de saturation imposées par l'étage de sortie :

$$\underbrace{V_{OL}}_{V_{OM-}} \leq v_o \leq \underbrace{V_{OH}}_{V_{OM+}}$$

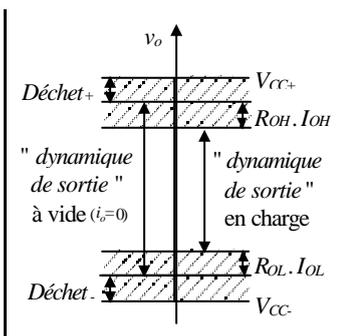


C'est la *dynamique de sortie*, caractérisée par V_{OM} [8].

La *dynamique de sortie* est ainsi le domaine des valeurs possibles de la tension de sortie fournie par l'ampli op.

Pour obtenir un fonctionnement normal du montage, il faut donc respecter : $|v_o|_{présumé_{\pm}} \leq V_{OM_{\pm}}$

La *dynamique de sortie* dépend : \blacktriangleright des tensions d'alimentation



\blacktriangleright des "tensions de déchets", dont les valeurs dépendent de la structure et de la technologie de l'étage de sortie (bipolaire PNP ou NPN, FET, ...). Elles sont comprises entre 0 et 2V et peuvent être déduites des « data sheets » de l'ampli op.

\blacktriangleright de la charge en sortie de l'ampli op [9], car elle influence l'intensité du courant de sortie et donc la chute de tension dans la résistance interne de l'étage de sortie :

$V_{OM} = \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot V_{OM_0}$. Le coefficient $\frac{R_L}{R_o + R_L}$ peut être déduit de la caractéristique $V_{OM} = f(R_L)$ donnée par le constructeur de l'ampli op.

⁸ Dans le cas des amplis op spécialement prévus pour alimentation symétrique, les *data sheets* précisent souvent V_{OM} par : $V_{OM} = \pm \min[|V_{OL}|, V_{OH}]$, puisque la *dynamique de sortie* est limitée par la plus faible des 2 valeurs.

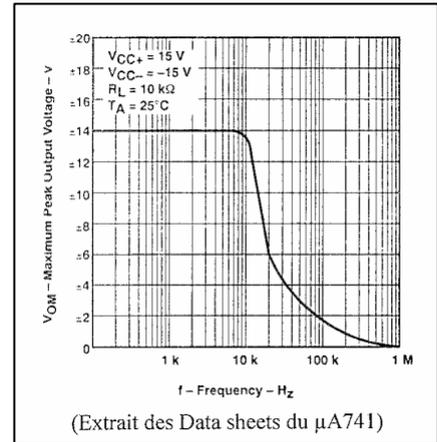
⁹ R_L dans les « data sheets »

En pratique, il sera donc indispensable de choisir correctement la valeur des tensions d'alimentation et le type d'ampli op utilisé (c.à.d. ici optimisé pour le type d'alimentation utilisé) (voir pg 5-28).

En outre, il sera impératif de tenir compte de la charge de l'ampli op (éventuellement lors du choix de l'ampli op ^[10]).

Rem. : Théoriquement, le *Slew Rate* est repris comme paramètre ayant une influence sur la *dynamique de sortie*, ce qu'illustre la figure ci-contre.

Cependant, dans un souci de clarté, nous préférons, dans notre étude, introduire cet effet du *SR* à travers la notion de *fonctionnement normal* de l'ampli op (voir plus loin).



4.3.2 Slew Rate (SR)

4.3.2.1 Définition du Slew Rate (SR)

Le *Slew Rate* est la vitesse maximale à laquelle la tension de sortie de l'ampli op peut varier, soit :

$$SR = \left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\max}$$

Pour obtenir un fonctionnement normal du montage, il faudra donc respecter : $\left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\text{présumé}} \leq SR$

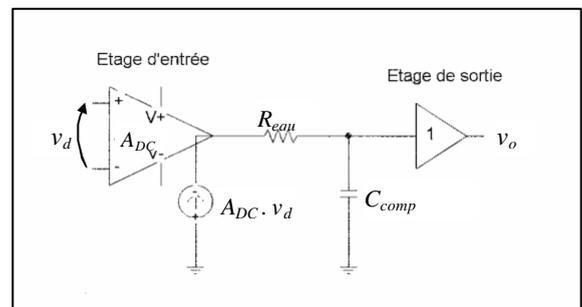
Dans les *data sheets*, le *Slew Rate* est exprimé en V/μs.

Son ordre de grandeur courant est de 0,5 à 20V/μs.

4.3.2.2 Origine du Slew Rate (SR)

Selon le schéma équivalent de la structure interne de l'ampli op, on a : $v_o = v_c$ ^[11]

$$\Rightarrow (i_o)_{\text{étage d'entrée}} = i_c = C_{\text{comp}} \cdot \frac{dv_c}{dt} = C_{\text{comp}} \cdot \frac{dv_o}{dt}$$



Le courant que doit fournir l'étage d'entrée est donc directement lié à la vitesse de variation de la tension de sortie v_o .

¹⁰ Il existe des amplis op à plus ou moins forte capacité en courant de sortie. Cette caractéristique peut donc être un critère de choix de l'ampli op utilisé.

¹¹ Il s'agit plus précisément de v_o à vide.

Par conséquent, la vitesse de variation de la tension de sortie v_o atteint son maximum, appelé *Slew Rate*, lorsque ce courant atteint sa valeur de saturation :

$$i_C = \left((i_o)_{\text{étage d'entrée}} \right)_{\text{max}} = C_{\text{comp}} \cdot \left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\text{max}} \Rightarrow \left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\text{max}} = \frac{\left((i_o)_{\text{étage d'entrée}} \right)_{\text{max}}}{C_{\text{comp}}} = C_{\text{ste}} = SR$$

La valeur du *Slew Rate* est ainsi directement dépendante du condensateur de *compensation en fréquence* C_{comp} , ce qui justifie l'intérêt des composants « comparators » pour la réalisation des fonctions de comparaison.

4.3.2.3 Effet du Slew Rate

Lorsque $\left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\text{présumé}} > SR$, l'ampli op ne peut pas suivre et le « $\frac{dv_o}{dt}$ » est alors limité à SR .

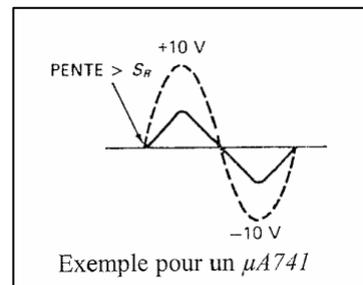
La tension de sortie de l'ampli op évolue alors linéairement avec une pente égale à SR , quelle que soit la forme du signal d'entrée ! L'ampli op ne répond donc plus « correctement » : il a quitté son fonctionnement normal !

Dès que $(i_o)_{\text{étage d'entrée}}$ redescend sous sa valeur maximale (c.à.d. $\left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\text{présumé}} \leq SR$), l'ampli op répond à nouveau « correctement ».

Le *Slew Rate* est ainsi responsable d'une distorsion du signal de sortie, lorsque la pente de ce signal devrait être supérieure à SR .

Distorsion de v_o dans le cas d'un signal d'entrée de forme sinusoïdale

Dans le cas d'un signal d'entrée de forme sinusoïdale, on observe qu'à partir du moment où les points de pente maximale atteignent la valeur du SR , le signal de sortie devient de plus en plus triangulaire au fur et à mesure que sa fréquence et/ou sa valeur de crête présumée augmente, puisque sa pente présumée est alors supérieure au SR sur une plus grande partie de la période.



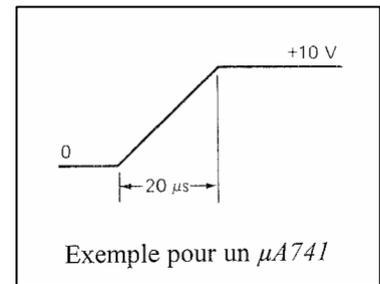
Distorsion de v_o dans le cas d'un signal d'entrée rectangulaire

Dans ce cas, dès l'apparition du front de v_i ^[12], on a : $\left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\text{présumé}} > SR \Rightarrow \frac{dv_o}{dt} = SR$

¹² En réalité ceci n'est vrai que si $(v_o)_{\text{établi}} > V_{o\text{limite}}$ en régime indiciel \approx quelques dizaines de mV (justification 2 pages plus loin)

Le signal de sortie met donc un certain temps avant d'atteindre sa valeur finale ($v_{o_final} = T \cdot v_i$).

Notons qu'il en est de même dans le cas d'un comparateur, et le *SR* en limite donc la vitesse de commutation.



4.3.2.4 Limite du fonctionnement normal de l'ampli op

On peut calculer la *condition limite du fonctionnement normal de l'ampli op*, c.à.d. pour laquelle $\frac{dv_o}{dt}$ atteint *SR* :

- en régime sinusoïdal, on a : $v_o = V_{op} \cdot \sin(\omega \cdot t) \Rightarrow \frac{dv_o}{dt} = \omega \cdot V_{op} \cdot \cos(\omega \cdot t)$
 $\Rightarrow \left(\frac{dv_o}{dt}\right)_{\max} = SR = 2 \cdot \pi \cdot (f \cdot V_{op})_{\max}$

\Rightarrow en régime sinusoïdal, une distorsion due au *SR* apparaît lorsque le produit $f \cdot V_{op}$ dépasse la

valeur limite : $\boxed{(f \cdot V_{op})_{\limite} = \frac{SR}{2 \cdot \pi}}$

Cette relation traduit le compromis existant entre une grande amplitude et une fréquence élevée.

♦ à V_{op} donné, la plus grande fréquence du signal de sortie, de forme sinusoïdale, pour laquelle

n'apparaît toujours pas de déformation due au *SR* est : $\boxed{f_{\limite(SR)} = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot V_{op}}}$

♦ à fréquence donnée, la plus grande amplitude du signal de sortie, de forme sinusoïdale, pour

laquelle n'apparaît toujours pas de déformation due au *SR* est : $\boxed{V_{op\limite} = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot f}}$ [13]

- lorsque v_o est un signal triangulaire symétrique, on a : $\frac{dv_o}{dt} = \frac{V_{op}}{T/4} = 4 \cdot V_{op} \cdot f$
 $\Rightarrow \left(\frac{dv_o}{dt}\right)_{\max} = SR = 4 \cdot (f \cdot V_{op})_{\max}$

\Rightarrow lorsque v_o est un signal triangulaire symétrique, une distorsion due au *SR* apparaît lorsque le produit

$f \cdot V_{op}$ dépasse la valeur limite : $\boxed{(f \cdot V_{op})_{\limite} = \frac{SR}{4}}$

¹³ Cette relation exprime l'influence du *SR* sur la *dynamique de sortie* V_{OM} (conformément à la dernière remarque du paragraphe traitant de la *dynamique de sortie*)

- en régime indiciel :

En en régime indiciel, on a : $v_o = V_O \cdot \left(1 - e^{\left(\frac{-t}{\tau_{mig}} \right)} \right)$ ^[14] $\Rightarrow \left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\max} = \frac{V_O}{\tau_{mig}} = V_O \cdot 2 \cdot p \cdot f_{c_T} = SR$ ^[15]

\Rightarrow en régime indiciel, la pente de v_o sera limitée au SR lorsque l'amplitude V_O qu'atteindra le signal de sortie v_o , en régime établi, dépasse la valeur limite : $V_{o\text{limite}} = \frac{SR}{2 \cdot p \cdot f_{c_T}}$ ^[16]

Cette valeur est faible (de l'ordre de 100mV). Dans le cas des comparateurs, notamment, on pourra ainsi considérer que la vitesse de montée de v_o est égale à SR .

4.3.3 Limite en courant de sortie : $I_{O_{MAX}}$ (I_{OS})

On conçoit aisément que le courant de sortie soit limité par les possibilités de l'étage de sortie.

Pour obtenir un fonctionnement normal du montage, il faut donc respecter : $(i_o)_{\text{présumé}} \leq I_{O_{MAX}}$ sinon

$$i_o = I_{O_{MAX}} ! \text{ [17]}$$

Il est à noter qu'une valeur excessive de courant en sortie peut survenir non seulement en cas de charge résistive de valeur trop faible, mais également en cas d'utilisation de charge capacitive ^[18] et, évidemment, lors d'un court-circuit accidentel en sortie ...

Ordre de grandeur courant : quelques dizaines de mA

Protections

Un courant excessif en sortie d'un ampli op peut évidemment devenir destructeur !

C'est pourquoi, la plupart des amplis op possède un circuit de limitation du courant de sortie ^[19], efficace contre les surcharges et les courts-circuits, le plus souvent de manière permanente.

Si l'ampli op ne possède pas de protection interne de l'étage de sortie, il sera indispensable de lui ajouter une résistance externe en sortie, si la charge utilisée est susceptible de provoquer de trop forts appels de courants.

¹⁴ V_o = amplitude du signal de sortie en régime établi ($V_o = v_{o(\infty)}$)

¹⁵ Pour rappel, dans le cas d'un circuit RC, on a : $f_c = 1/(2 \cdot \pi \cdot \tau)$

¹⁶ C'est pourquoi le constructeur mesure le paramètre τ_r à une valeur faible de v_o (typiquement 20 mV)

¹⁷ Le schéma équivalent de la sortie de l'ampli op devient alors un générateur de courant constant de valeur $I_{O_{MAX}}$!

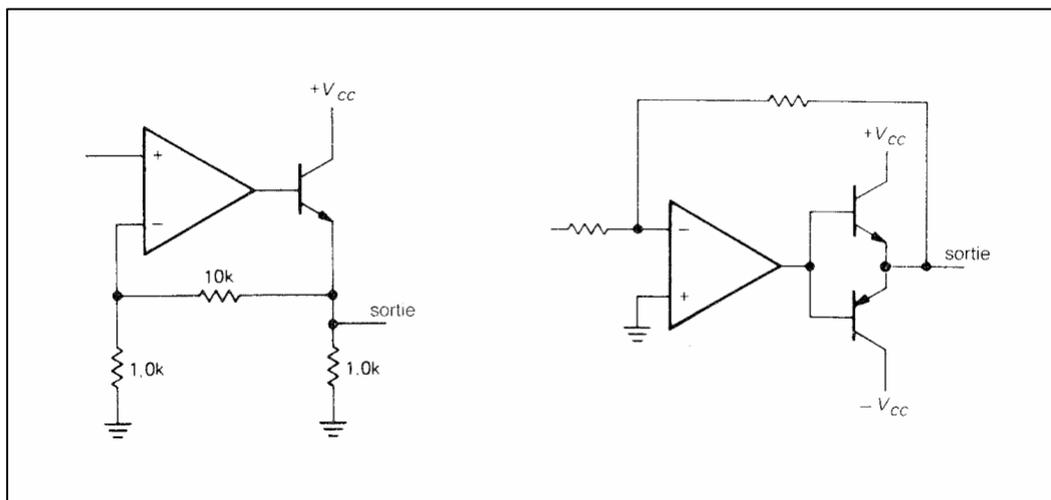
¹⁸ Pour rappel, le courant dans un condensateur est donné par $i_C = C \cdot du_C/dt \Rightarrow$ risque de pointe de courant !

¹⁹ Il s'agit souvent d'un « disjoncteur électronique » constitué d'une résistance traversée par le courant de sortie, afin de provoquer une différence de potentiel entre la base et l'émetteur d'un transistor bipolaire, dont la mise en conduction dépolarise les transistors de sortie (cas des $\mu A741$, MC1458, LM324, LM358, ...).

Il peut s'agir aussi d'une simple résistance intégrée placée en sortie de l'ampli op (cas des séries TL07x, TL08x, ...)

4.3.3.1 Augmentation de la capacité en courant de sortie

Si le courant de sortie est insuffisant, on peut recourir à des amplis op à forte capacité en courant de sortie ou ajouter un étage de puissance externe, constitué de transistors montés en suiveurs de tension, comme l'illustre la figure ci-dessous ^[20].



²⁰ Puisqu'inclus dans la boucle de réaction, ces transistors n'influencent que très faiblement la précision du montage.

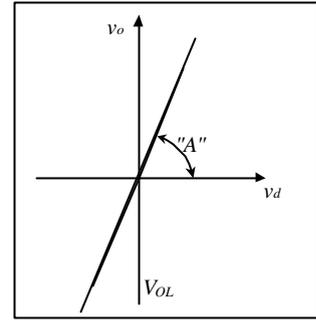
4.4 Fonction de transfert ou gain de l'ampli op : \bar{A} [21]

Le (module du) gain de l'ampli op est la pente de la partie linéaire de sa caractéristique de transfert.

En régime continu sa valeur est très élevée (de l'ordre de 100.000 !).

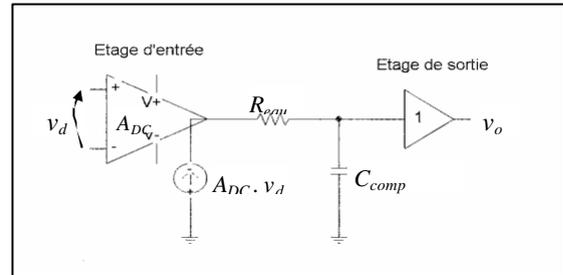
Cependant, les paragraphes suivants vont montrer que la présence du condensateur de compensation en fréquence C_{comp} est responsable d'une chute de gain avec la fréquence.

Un ampli op amplifie donc d'autant moins les signaux que leur fréquence est élevée.



4.4.1 Expression de la fonction de transfert \bar{A} d'un ampli op standard

Nous envisagerons uniquement le cas le plus courant d'un ampli op de type standard (c.à.d. à compensation standard en fréquence), dont le schéma équivalent de la structure interne est représenté ci-contre. Selon ce schéma la tension de sortie en régime sinusoïdal est donnée par :



$$\bar{V}_o = \frac{\bar{Z}_{C_{comp}}}{R_{equ} + \bar{Z}_{C_{comp}}} \cdot A_{DC} \cdot \bar{V}_d = \frac{A_{DC}}{1 + j \cdot \omega \cdot R_{equ} \cdot C_{comp}} \cdot \bar{V}_d = \frac{A_{DC}}{1 + j \cdot f \cdot 2 \cdot p \cdot R_{equ} \cdot C_{comp}} \cdot \bar{V}_d$$

et l'expression de la fonction de transfert (gain) d'un ampli op est alors :

$$\bar{A} = \frac{\bar{V}_o}{\bar{V}_d} = \frac{A_{DC}}{1 + j \cdot \frac{f}{f_{C_A}}} \quad \text{avec : } \begin{cases} A_{DC} = \text{gain en continu (cas limite " } f = 0 \text{")} \\ f_{C_A} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot R_{equ} \cdot C_{comp}} \end{cases}$$

$$\text{soit : } A = \frac{A_{DC}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{C_A}}\right)^2}} \quad \text{et} \quad \Phi_A = -\arctg\left(\frac{f}{f_{C_A}}\right)$$

Notons que la notion de gain ou fonction de transfert de l'ampli op n'a évidemment de sens qu'en fonctionnement « normal ».

²¹ Le gain, ou fonction de transfert de l'ampli op, est aussi appelé « gain en boucle ouverte A_{OL} », car, placé dans un montage opérateur, l'ampli op est l'élément « amplificateur » du système, lequel impose le gain du système en cas d'ouverture de la boucle de réaction.

4.4.2 Etude de la réponse fréquentielle de \bar{A} (dans le cas d'un ampli op de type standard)

➤ pour $f \leq \frac{f_{c_A}}{10}$, on a : $A \approx A_{DC}^{0^\circ}$ [22]

$$\left\{ \begin{array}{l} A \approx A_{DC} \text{ ou, en dB: } A(\text{dB}) = 20 \cdot \log(A) = 20 \cdot \log(A_{DC}) = C^{ste} \\ \Rightarrow y(\text{dB}) = C^{ste} \text{ soit une droite horizontale} \\ \Phi_A \approx 0^\circ \end{array} \right.$$

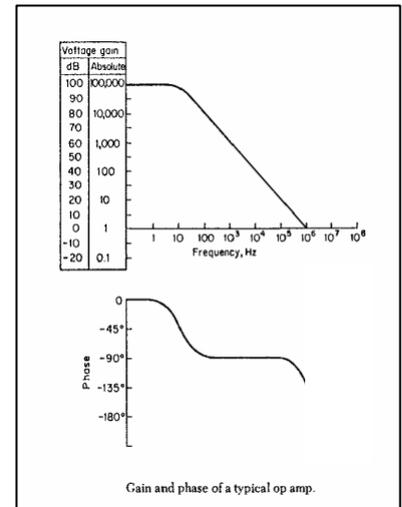
➤ pour $f \geq 10 \cdot f_{c_A}$, on a : $\bar{A} \approx \frac{A_{DC}}{j \cdot \frac{f}{f_{c_A}}} [23] = -j \cdot \frac{A_{DC} \cdot f_{c_A}}{f} = \frac{f_{T_A}}{f}^{-90^\circ}$

$$\left\{ \begin{array}{l} A \approx \frac{f_{T_A}}{f} \text{ ou } A(\text{dB}) = 20 \cdot \log(A) \\ = 20 \cdot \log(A_{DC}) + 20 \cdot \log(f_{c_A}) - 20 \cdot \log(f) \\ = C^{ste} - 20 \cdot \log(f) \\ \Rightarrow y(\text{dB}) = C^{ste} - 20 \cdot x \text{ (décades de fréquence)} \\ \text{soit une droite de pente } -20 \text{ dB/décade} \\ \Phi_A \approx -90^\circ \end{array} \right.$$

➤ en $f = f_{c_A}$, on a : $\bar{A} \approx \frac{A_{DC}}{1+j} = \frac{A_{DC}}{\sqrt{2}}^{-45^\circ}$

Soit : $A(\text{dB}) = 20 \cdot \log(A_{DC}) - 3 \text{ dB}$ [24]

➤ en $f = f_{T_A}$ (fréquence de transition), on a : $A = 1$



f/f_{c_A}	A/A_{DC}
1	70 %
2	45 %
3	30 %
5	20 %
10	10 %
20	5 %

Ainsi, dans le cas des amplis op standards, le module du gain \bar{A} chute « linéairement » [25] de 20dB/décade de fréquence à partir de sa fréquence de coupure f_{c_A} [26] [27].

Remarquons que la phase de \bar{A} diminue aussi avec la fréquence, mais qu'elle conserve une valeur quasi constante, de -90° environ, dans le domaine des fréquences s'étalant de $10 \cdot f_{c_A}$ à $f_{T_A}/10$ [28].

²² En effet, en $f = \frac{f_{c_A}}{10}$, on a : $1 + j \cdot \frac{f}{f_{c_A}} = 1 + 0,1 \cdot j = 1,005^{6^\circ} \Rightarrow \bar{A} = 0,995 \cdot A_{DC}^{-6^\circ} \approx A_{DC}^{0^\circ}$

²³ En effet, en $f = 10 \cdot f_{c_A}$, on a : $1 + j \cdot \frac{f}{f_{c_A}} = 1 + 10 \cdot j = 10,05^{84^\circ} \Rightarrow \bar{A} = \frac{A_{DC}^{-84^\circ}}{10,05} \approx \frac{A_{DC}^{-90^\circ}}{10}$

²⁴ f_{c_A} est donc la fréquence de coupure, définie à 3 dB, qui exprime la limite supérieure de la bande passante de A (En effet, dans le cas d'un filtre passe bas (passe haut), la fréquence de coupure se confond avec la bande passante, étant donné que la fréquence minimale (maximale) est nulle (infinie)).

²⁵ dans un diagramme bilogarithmique.

²⁶ Elle vaut de 10 à 50 Hz pour les amplis op à compensation standard en fréquence. Cette valeur provient du fait que : $A_{DC} \approx 100 \text{ dB}$, $f_{T_A} \approx 1 \text{ à } 5 \text{ MHz}$ et chute de gain de 20dB/décade.

²⁷ L'allure de la réponse fréquentielle du gain dépend du type de compensation en fréquence utilisée, dont la plus courante est la compensation «à pôle dominant» ou «standard». Dans d'autres types de compensation en fréquence, la chute de gain dépasse 20dB/décade et n'est plus « linéaire », ce qui permet d'obtenir une réponse en fréquence plus idéale, mais le prix du composant est évidemment en conséquence !

4.4.3 Fréquence de transition de \overline{A} [29]

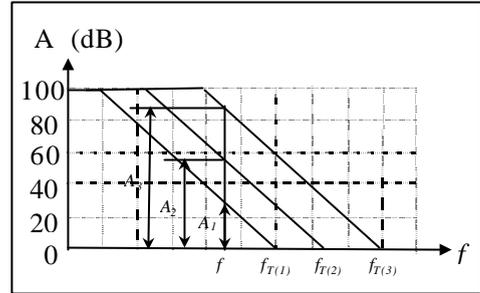
Pour indiquer l'importance de la chute de gain avec la fréquence, les constructeurs précisent la valeur de la *fréquence de transition* [30], qui est la fréquence à laquelle le gain atteint l'unité [31].

En effet, comme les amplis op courants ont un gain en DC d'une valeur similaire ($\approx 100 \text{ dB}$ [32]), le gain d'un ampli op, à une fréquence de travail f , est d'autant plus élevé que sa *fréquence de transition* est grande.

L'unique possibilité d'augmenter la valeur de A (à fréquence donnée) est donc de choisir un ampli op dont la *fréquence de transition* est supérieure, comme l'illustre la figure ci-contre [33].

Le paramètre f_{T_A} exprime donc la sensibilité du gain A à la fréquence.

Son ordre de grandeur courant est de quelques MHz.



Dans le cas d'un ampli op standard, on a : $A_{f=f_{T_A}} = 1 = \frac{A_{DC}}{1 + j \cdot \frac{f_{T_A}}{f_{C_A}}} \approx \frac{A_{DC}}{f_{T_A} / f_{C_A}}$ [34]

ce qui permet de mettre en évidence la relation suivante : $f_{T_A} = A_{DC} \cdot f_{C_A}$

Notons qu'étant donné cette relation les *data sheets* d'un ampli op ne précisent pas f_{C_A} .

²⁸ car pour des raisons liées à la compensation en fréquence, la fréquence de transition f_{T_A} est très proche du premier pôle naturel (première cellule RC parasite ayant une influence sur \overline{A}) du gain A de l'ampli op, qui est donc le second pôle de \overline{A} .

²⁹ Elle vaut de 1 à 5 MHz pour les amplis op à compensation standard en fréquence, car pour des raisons liées à la compensation en fréquence, elle doit se situer au voisinage du premier pôle *naturel* de l'ampli op, qui se trouve habituellement entre 1 et 5 MHz.

³⁰ Par définition, une fréquence de transition d'un « gain » est la fréquence à laquelle le module de ce gain atteint l'unité (transition entre "l'état *amplificateur*" et "l'état *atténuateur*").

³¹ Aussi appelée "*fréquence unité*", étant donnée sa définition, soit *Unity Gain Bandwidth* dans les « datas sheets ».

³² Notons cependant que certains amplis op particuliers ont un A_{DC} pouvant aller jusqu'à 1000.000.

³³ Si ce type d'amplis op ne le permet pas, il faut alors recourir à d'autres types de compensation en fréquence.

³⁴ car $f_{T_A} \gg \gg f_{C_A}$ (de l'ordre de 100.000 fois !)

4.4.4 Asymptotes de la réponse fréquentielle : « diagramme asymptotique »

Pour $\frac{f_{CA}}{10} \leq f \leq 10 \cdot f_{CA}$, la réponse «en module» ne suit pas les 2 équations de droites obtenues précédemment. Cependant, ces dernières forment les asymptotes de la réponse réelle.

Du point de vue pratique, on détermine aisément ces asymptotes en utilisant la «*méthode des approximations de Bode*», qui consiste à considérer que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{pour } f \leq f_{CA}, j \cdot \frac{f}{f_{CA}} \text{ est déjà } \ll 1 \Rightarrow A = A_{DC} \\ \text{pour } f \geq f_{CA}, 1 \text{ est déjà } \ll j \cdot \frac{f}{f_{CA}} \Rightarrow A = \frac{A_{DC}}{f/f_{CA}} \end{array} \right.$$

On observe que pour $f \leq \frac{f_{CA}}{10}$ et $f \geq 10 \cdot f_{CA}$, la réponse réelle est quasi confondue avec les asymptotes, et que l'écart le plus important entre les deux est obtenu en $f = f_{CA}$ (30% soit 3 dB).

Notons que les asymptotes se rencontrent en $f = f_{CA}$, puisque :

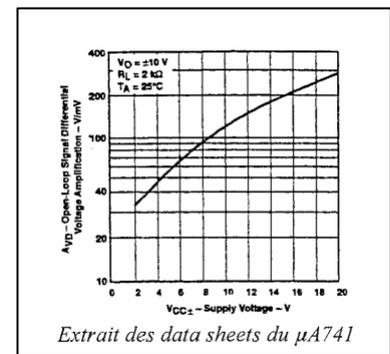
$$\left\{ \begin{array}{l} A_{f=f_{CA}} = A_{DC} \\ A_{f=f_{CA}} = \frac{A_{DC} \cdot f_{CA}}{f_{CA}} = A_{DC} \end{array} \right.$$

4.4.5 Influence des tensions d'alimentations sur A

La valeur du gain A dépend de la valeur des tensions d'alimentation (V_{CC+} , V_{CC-}).

Les constructeurs fournissent ainsi des courbes donnant l'évolution du gain en continu A_{DC} , en fonction de la valeur des tensions d'alimentation, ce qu'illustre la figure ci-contre, dans le cas d'un ampli op $\mu A741$.

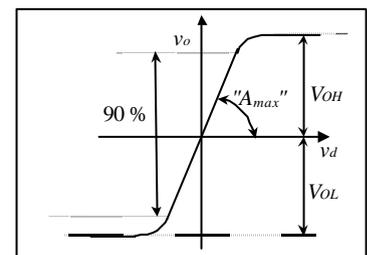
Il est donc profitable d'alimenter un ampli op à tensions plus élevées.



4.4.6 Influence de la position du point de fonctionnement dans la zone « linéaire » sur A

Afin de profiter d'un gain maximum, il faut éviter de travailler dans les courbes de la caractéristique de transfert. Il est ainsi bon de limiter à 90% l'utilisation de la *dynamique de sortie*.

La valeur de A_{DC} , donnée dans les *data sheets*, correspond à ce maximum à $f = 0$.



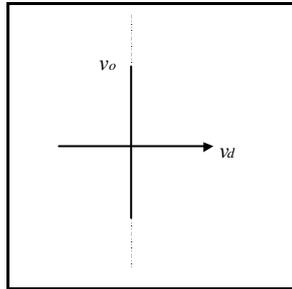
4.5 Offset de l'ampli op

4.5.1 Origine de la tension de décalage de sortie (offset de l'ampli op)

Idéalement, lorsque $v_d = 0$, on devrait avoir :

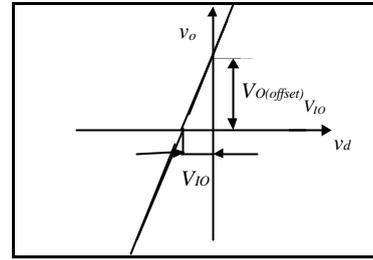
$$v_o = A \cdot 0 = 0$$

La caractéristique de transfert idéale



d'un ampli op passe par l'origine des axes.

En réalité, les imperfections de fabrication de l'étage différentiel sont telles que l'on observe une tension de sortie non nulle : $(V_{o_offset})_{V_{IO}}$ [35]



C'est l'offset de l'ampli op, caractérisé par V_{IO} : *Input Offset voltage*

La conséquence de cet *offset* est un déplacement horizontal de la caractéristique de transfert de l'ampli op, d'une valeur égale à V_{IO} , et donc une modification de sa fonction de transfert, qui devient :

$$v_o = A \cdot v_d + (V_{o_DEC})_{V_{IO}} \quad [36]$$

L'offset étant lié au régime de polarisation seul [37], V_{IO} est une tension continue.

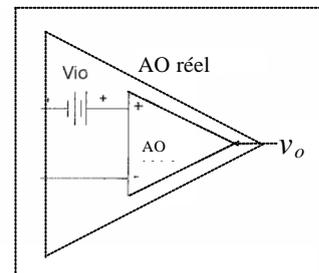
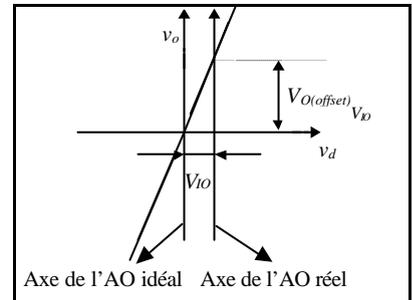
4.5.2 Modélisation de $(V_{o_DEC})_{V_{IO}}$: tension d'offset d'entrée V_{IO}

Pour modéliser cet *offset*, il faut un élément qui, associé à un ampli op idéal, produise le même effet que le phénomène physique observé, qui est l'offset de sortie $(V_{o_offset})_{V_{IO}}$.

Ainsi, puisque $v_o = A \cdot v_d$ pour un ampli op idéal, il suffit d'imposer $(V_{o_offset})_{V_{IO}} = A \cdot V_{IO}$, c.à.d. considérer que l'offset observé en sortie est dû à une tension différentielle d'entrée fictive, V_{IO} , existant à l'entrée de l'ampli op idéal (voir figures ci-contre).

L'offset de l'ampli op sera ainsi modélisé par un générateur de tension continue, fournissant V_{IO} , placé en entrée d'un ampli op « idéal » [38].

Au signe près, l'offset d'entrée V_{IO} est la tension différentielle qu'il faudrait placer en entrée pour annuler l'offset observé en sortie.



³⁵ Le gain de l'étage différentiel est si élevé que le moindre défaut a de fortes conséquences sur v_o .

³⁶ Rem. : La définition de la tension de décalage d'entrée V_{IO} est : "La tension de décalage d'entrée est la tension différentielle V_{IO} qu'il est nécessaire d'appliquer à l'entrée pour amener l'erreur de décalage en sortie à 0V, lorsque la tension de décalage de sortie due aux courants de polarisation est compensée (ou négligeable)." On mesure ainsi V_{IO} en mesurant $V_{O(déc)}$ dans ce cas.

³⁷ puisque $v_o = (V_{o_DEC})_{V_{IO}}$ lorsque $v_d = 0$

³⁸ Théoriquement, ce générateur V_{IO} doit être placé en série avec l'entrée « + ». Cependant, en pratique, son signe étant inconnu; on peut le placer indifféremment sur l'une des deux entrées.

4.5.3 Ordre de grandeur de V_{IO}

L'ordre de grandeur courant d'une tension d'*offset* d'entrée (V_{IO}) est de quelques mV ^[39].

Par conséquent, en pratique, V_{IO} "force" le signal de sortie en saturation en absence de *contre-réaction* ^[40]. Par contre, en cas de *contre-réaction*, il sera possible d'obtenir une faible tension d'*offset* en sortie.

4.6 Courants d'entrée d'un ampli op

4.6.1 Courants d'entrée en régime de polarisation seul ($v_d = 0$)

4.6.1.1 Origine des courants de polarisation

Le chapitre consacré à la *structure interne de l'étage d'entrée d'un ampli op* a montré que les entrées de l'ampli op se font sur les bases de transistors, qui doivent absolument être polarisés pour permettre l'attaque dynamique par les signaux d'entrées.

Ainsi, déjà en absence de ces signaux d'entrées, c.à.d. en régime de polarisation, un courant de base, c.à.d. un courant d'entrée de l'ampli op, doit donc être fournis ^[41] aux transistors de l'étage différentiel d'entrée.

Ces courants sont appelés *courants de polarisation* (I_P) et ils sont inévitables puisque nécessaires à la polarisation des transistors de l'étage différentiel d'entrée.

4.6.1.2 Schéma équivalent des courants de polarisation d'entrées

Dans le chapitre consacré à la *structure interne de l'étage d'entrée d'un ampli op*, on a montré qu'une tension de mode commun (v_{CM}) ne modifie pas les courants de collecteurs des transistors d'entrée et que leur valeur de repos ^[42] est imposée quasi uniquement par l'injecteur de courant :

$I_{C_{+Q}} \approx I_{C_{-Q}} \approx \frac{I_T}{2} \approx C^{ste}$. Il en est donc de même pour les courants de bases des transistors d'entrée,

c.à.d. les courants d'entrées de l'ampli op, puisque : $I_B = I_P = \frac{I_{C_Q}}{b_S}$ ^[43].

³⁹ Il est possible de descendre jusqu'à 0,0001 mV, avec des amplis op stabilisés par découpage (*Chopper*).

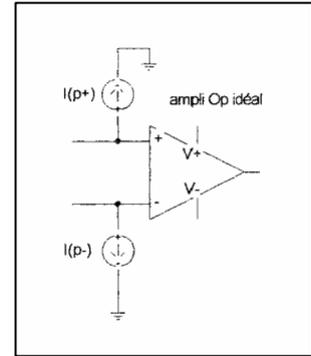
⁴⁰ En effet : $A_{DC} V_{IO} = 100.000 \cdot \text{quelques mV} \gg V_{Sat} \Rightarrow V_O = V_{Sat}$ (V_{OH} ou V_{OL} selon le signe de V_{IO})

⁴¹ Les courants de polarisation I_{P+} et I_{P-} entrent ou sortent des entrées, selon la technologie de l'étage d'entrée.

⁴² c.à.d. lorsque $v_d = 0$, ou très proche de 0, en pratique, suite à l'existence de l'*offset*.

⁴³ L'indice « S » est mis pour préciser qu'il s'agit ici du b en régime « statique » (continu).

Ainsi, les courants de polarisation ont une valeur quasi constante, fonction de l'ampli op et de ses alimentations, ceci même lorsque les tensions de polarisation^[44] sont différentes de zéro^{[45] [46]} ou lorsque l'on modifie la valeur des résistances équivalentes (R_+ , R_-) traversées par ces courants^{[47] [48]}.



Les courants de polarisation I_{P_+} et I_{P_-} seront dès lors modélisés par des générateurs de courants constants placés aux entrées, de valeurs I_{P_+} et I_{P_-} .

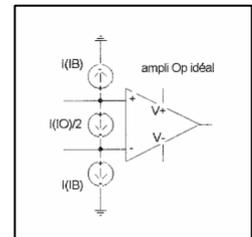
4.6.1.3 Courants de polarisation moyen (I_{IB}) et de décalage (I_{IO})

Pour une raison de dissymétrie inévitable des transistors d'entrées, les courants I_{P_+} et I_{P_-} ne sont jamais parfaitement égaux. Le constructeur définit ainsi :

- le courant de polarisation moyen : $I_{IB} = \frac{|I_{P_+} + I_{P_-}|}{2}$ (Input Bias current)
- le courant de décalage : $I_{IO} = |I_{P_+} - I_{P_-}|$ ^[49] (Input Offset current)

Ces paramètres sont plus utiles que I_{P_+} et I_{P_-} , car ils renseignent l'utilisateur sur l'ordre de grandeur des courants de polarisation (I_{IB}), ainsi que sur leur écart (I_{IO}), plus gênant que l'existence des courants de polarisation eux-mêmes car son effet ($V_{O_{DEC}}$) _{I_{IO}} est impossible à supprimer (voir plus loin).

Rem. : Du point de vue "modélisation", si on utilise les paramètres I_{IB} et I_{IO} , à la place de I_{P_+} et I_{P_-} , on placera un générateur de courant constant de valeur I_{IB} entre chaque entrée et la masse et un troisième générateur de courant constant de valeur $I_{IO}/2$ entre les 2 entrées de l'ampli op, afin d'être en accord avec les définitions de I_{IB} et I_{IO} .



4.6.1.4 Ordres de grandeur de I_{IB} et I_{IO}

- ♦ $I_{IB} \approx 10..100$ pA (entrées JFET) à $10..100$ nA (entrées bipolaires)^[50]
- ♦ $I_{IO} \approx 0,1 \cdot I_{IB}$ à $0,5 \cdot I_{IB}$, de signe inconnu

⁴⁴ v_+ et v_- au repos.

⁴⁵ puisqu'elles sont de mode commun.

⁴⁶ Pour autant qu'elles soient telles que v_+ et v_- respectent la dynamique d'entrée V_{ICR} .

⁴⁷ Ceci toujours étant donné la présence de l'injecteur de courant qui impose la valeur aux différents courants de l'étage d'entrée.

⁴⁸ A condition de rester en dessous de certaines limites, très éloignées d'une utilisation normale des composants.

⁴⁹ Ils sont donnés en valeur absolue, car le signe (comme leurs valeurs réelles d'ailleurs) est inconnu.

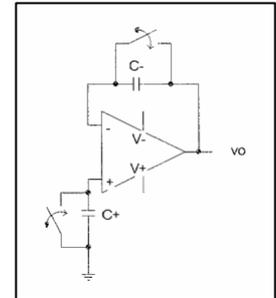
⁵⁰ Entrants ou sortants, selon la technologie de l'étage d'entrée.

Rem. : les courants de polarisation sont influencés par la température et le vieillissement.

4.6.1.5 Mesures des courants de polarisation d'un ampli op

Etant donné leur faible valeur, on mesure indirectement les courants de polarisation par l'*offset* qu'ils engendrent en sortie d'un montage amplificateur.

Notons que lorsque les transistors d'entrée sont à effet de champ, les courants de polarisation sont si faibles qu'on les mesure alors indirectement par le temps qui leur est nécessaire pour charger un condensateur (figure ci-contre).



4.6.2 Courants d'entrée dus au régime dynamique (v_d) et impédance d'entrée différentielle Z_d

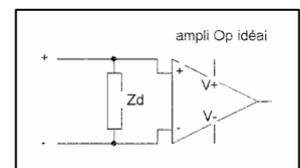
L'étude du régime dynamique de la paire différentielle idéale a montré que l'application d'une tension différentielle provoque une variation des courants de collecteurs des transistors d'une même quantité ΔI_C , mais de signes opposés.

Sachant que les transistors d'entrée sont fortement appariés, on a donc, du point de vue des entrées de

$$\text{l'ampli op : } \begin{cases} i_{in+} = I_{P+} + \Delta i_{in} \\ i_{in-} = I_{P-} - \Delta i_{in} \end{cases} \text{ car : } \begin{cases} \Delta i_{+} = \Delta i_{B+} = \frac{\Delta i_{C+}}{b_{+}} = \frac{\Delta i_C}{b} = \Delta i_{in} \\ \Delta i_{-} = \Delta i_{B-} = \frac{\Delta i_{C-}}{b_{-}} = \frac{-\Delta i_C}{b} = -\Delta i_{in} \end{cases}, \text{ ce qui signifie que la}$$

variation du courant d'une entrée correspond à la variation inverse du courant de l'autre entrée.

Ainsi, même si en réalité aucun courant ne passe d'une entrée à l'autre, du point de vue modélisation de la partie alternative ("dynamique") des courants d'entrée, on peut dire que tout semble se passer comme si un courant alternatif i_d , dû au signal différentiel d'entrée v_d , traversait une impédance fictive placée entre les deux entrées de



l'ampli op. Cette impédance a donc pour expression : $\overline{Z_d} = \frac{\overline{V_d}}{I_d}$ et est appelée

« impédance différentielle » ou encore « impédance d'entrée » (Z_{iAO}).

4.6.3 Courants d'entrée d'un ampli op

En vertu du théorème de superposition, les courants d'entrée d'un ampli op résultent de la superposition

des courants de polarisation et du courant différentiel, soit :

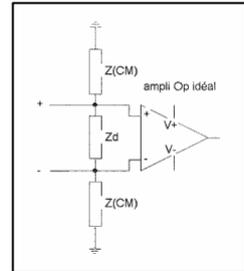
$$\begin{cases} i_+ \approx I_{P_+} + i_d \\ i_- \approx I_{P_-} - i_d \end{cases}$$

Remarque : Impédance d'entrée de mode commun de l'ampli op (Z_{CM})

Ce qui est développé dans le paragraphe précédent n'est rigoureux que dans l'hypothèse d'un générateur parfait de courant d'émetteur. Ainsi, en réalité, l'injecteur de courant réel doit être modélisé par un couple "injecteur parfait - résistance" en parallèle^[51].

Par conséquent, puisque la tension de mode commun v_{CM} est appliquée en partie aux bornes de ce couple, il apparaît également des courants dynamiques de "mode commun", semblant traverser des impédances d'entrées supplémentaires, dites de "mode commun" Z_{CM} .

Les courants d'entrée réels d'un ampli op sont donc théoriquement :

$$\begin{cases} i_+ = I_{P_+} + i_d + i_{CM} \\ i_- = I_{P_-} - i_d + i_{CM} \end{cases}$$


Cependant, dans la plupart des cas, on peut négliger les effets des courants et impédances de mode commun devant ceux engendrés par le mode différentiel.

4.7 Perturbation de v_o (dynamique) (c.à.d. v_o dû aux signaux d'entrées du montage (v_i))

Les paramètres responsables sont : $CMRR$ et bruits produits par les composants internes de l'ampli op

4.7.1 $CMRR$: taux de « réjection » du mode commun

4.7.1.1 Gain de mode commun de l'amplificateur différentiel réel : A_{CM}

En réalité, puisque l'injecteur de courant de l'étage différentiel d'entrée n'est pas parfait, la tension de mode commun v_{CM} provoque une très légère variation ΔI_C des courants de collecteurs, en quantité égale et de même signe, provoquant une très faible tension de sortie $v_{o_{CM}}$.

Ce lien existant entre v_{CM} et $v_{o_{CM}}$ est appelé *gain en mode commun* A_{CM} : $A_{CM} = \frac{v_{o_{CM}}}{v_{CM}}$ [52]

⁵¹ Schéma équivalent de Norton.

⁵² Remarquons que A_{CM} est négatif, puisque : si $\Delta v_{CM} > 0 \rightarrow \Delta I_C > 0 \Rightarrow \Delta v_o < 0$

4.7.1.2 Taux de réjection du mode commun : $CMRR$ ^[53]

Etant donné la « vocation différentielle » de l'amplificateur différentiel, les constructeurs optimisent le composant afin d'accroître le rapport A_d/A_{CM} , caractéristique du composant appelée *taux de réjection du mode commun* : $CMRR = \frac{A_d}{A_{CM}}$ ^[54].

$$du\ mode\ commun : CMRR = \frac{A_d}{A_{CM}} \quad [54].$$

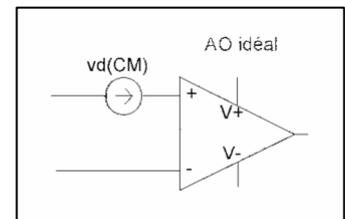
Le paramètre $CMRR$ exprime donc la faculté, qu'a un ampli op, d'amplifier différemment les composantes v_d et v_{CM} des signaux d'entrées, et il mesure ainsi la « qualité différentielle » de l'amplificateur différentiel.

4.7.1.3 Modélisation de $v_{o_{CM}}$

Pour modéliser l'existence de $v_{o_{CM}}$, il faut un élément qui, associé à un ampli op idéal, produise le même effet que le phénomène physiquement observable, qui est $v_{o_{CM}}$.

Or, puisque $v_o = A \cdot v_d$ pour un ampli op idéal, il suffit d'imposer $v_{o_{CM}} = A \cdot v_{d_{CM}}$, c.à.d. considérer que la tension de sortie de mode commun $v_{o_{CM}}$ est due à une tension différentielle d'entrée fictive, $v_{d_{CM}}$, existant à l'entrée de l'ampli op idéal.

La tension de sortie de mode commun $v_{o_{CM}}$ sera donc modélisé par un générateur de tension parfait, fournissant $v_{d_{CM}}$, placé en série sur l'entrée « + » d'un ampli op « idéal ».



La valeur de $v_{d_{CM}}$ se détermine à partir du $CMRR$ de la manière suivante :

$$v_{o_{CM}} = A_{CM} \cdot v_{CM} = A_d \cdot v_{d_{CM}} \Rightarrow v_{d_{CM}} = \frac{A_{CM}}{A_d} \cdot v_{CM} = \frac{v_{CM}}{CMRR} \quad (\text{avec } CMRR \text{ en nombre ordinaire})$$

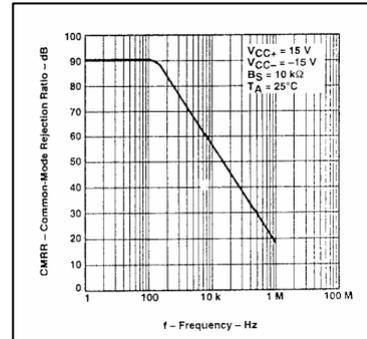
4.7.1.4 Remarques

- Puisque $v_{o_{CM}} = A_{CM} \cdot v_{CM}$, l'importance de l'effet $v_{o_{CM}}$ d'une tension de mode commun v_{CM} dépend de la valeur de v_{CM} elle-même. Ceci met en évidence un avantage des montages pour lesquels l'ampli op possède une entrée à la masse, puisque, dans ce cas : $v_{CM} = v_d/2 \approx 0$

⁵³ *Common Mode Rejection Ratio* en anglais

⁵⁴ Dans les *data sheets*, le $CMRR$ est exprimé en dB : $CMRR (dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{A_d}{A_{CM}}\right)$

- Il est important de noter que le *CMRR* décroît rapidement avec la fréquence (d'une manière analogue à la décroissance du gain A (A_d) avec la fréquence), comme l'illustre la figure ci-contre.
- En basses fréquences, le *CMRR* de la plupart des amplis op courants est de 90dB (soit environ 30.000 en nombres ordinaires !). Ainsi, à ces fréquences ^[55], le *CMRR* est tel que l'on peut le plus souvent négliger l'influence des tensions de mode commun.
- La valeur du *CMRR* varie également d'une manière notable avec la valeur de v_{CM} . C'est pourquoi les constructeurs mesurent le *CMRR* à $v_{CM} = (V_{ICR})_{\min}$, car $(V_{ICR})_{\min}$ est la valeur extrême de la tension v_{CM} qui garantit encore un fonctionnement correct de n'importe quel ampli op d'une même série.



4.7.2 Bruit interne de l'ampli op

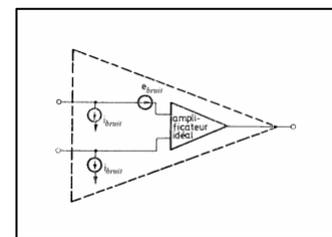
Tout composant produit du bruit, qui, amplifié, se superpose au signal utile de sortie.

Ce bruit peut être un *bruit thermique*, dû aux mouvements désordonnés des porteurs de charges (les courants considérés n'étant jamais que des mouvements moyens des charges). Il s'agit d'un bruit blanc (spectre plat sur toute la bande passante). Il peut également être dû à la diffusion de porteurs minoritaires, à la génération/recombinaison de paires électrons-trous, ...

Notons que, vu sa constitution interne, l'ampli op est un composant relativement bruyant, ce qui est un de ses défauts. Cependant, dans leur gamme, les constructeurs présentent des amplis op dont le bruit interne est plus ou moins important.

Dans une application véhiculant des signaux de très faibles amplitudes, le bruit de l'ampli op peut ainsi être un critère de choix important.

A nouveau, du point de vue des effets produits, tout se passe comme si des générateurs de tension et courant de bruit se trouvaient à l'entrée d'un ampli op idéal, fournissant v_{Obruit} .



⁵⁵ La valeur du *CMRR* décroît avec la fréquence, ce qui peut aggraver fortement la perturbation de v_o

Chapitre 5

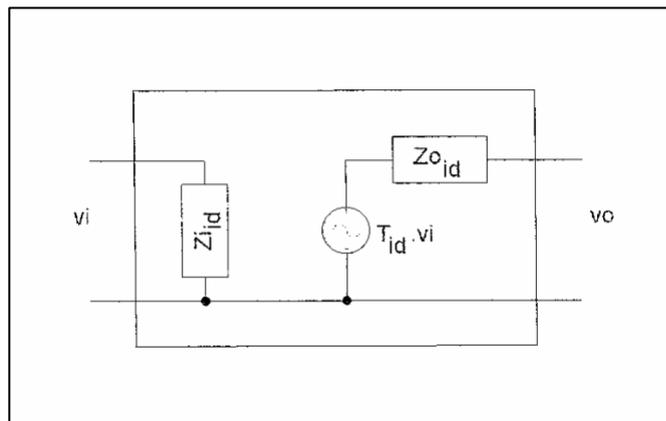
Influence des
caractéristiques
réelles de l'ampli op sur
la qualité d'un montage
bouclé

et

éléments de
dimensionnement d'un
montage à ampli op

L'objectif de ce chapitre n'est pas seulement d'étudier l'influence des caractéristiques réelles d'un ampli op sur la qualité d'un montage bouclé, mais essentiellement de déterminer les critères de dimensionnement des composants de ce montage de manière à pouvoir le considérer comme idéal.

Le schéma équivalent d'un montage idéal est représenté ci-contre.



1. Introduction

En tenant compte du schéma équivalent de l'ampli op réel et en utilisant le théorème de superposition, on peut écrire que la tension de sortie de tout montage à ampli op est :

$$v_o = \underbrace{v_{o_{v_i}}}_{\text{signal utile}} + \underbrace{v_{o_{I_{P_+}}} + v_{o_{I_{P_-}}} + v_{o_{V_{IO}}}}_{V_{\text{offset}}} + \underbrace{v_{o_{v_{CM}}} + v_{o_{\text{bruits}}}}_{\text{perturbation de } v_{\text{dynamique}}}$$

◆ Si l'on considère v_i seul, on a : $v_o = v_{o_{v_i}} = T \cdot v_i$ (T = fonction de transfert du montage) qui serait le signal utile recherché en sortie du montage si la fonction de transfert était idéale.

➡ Le chapitre 2 traitera de la « *Qualité de T* »

◆ Si l'on considère uniquement I_{P_+} , I_{P_-} et V_{IO} , on a : $v_o = V_{\text{offset}} = DC$ c.à.d. un décalage continu de la tension de sortie (*offset*), donc la composante de sortie perturbatrice du zéro de la tension de sortie du montage.

➡ Le chapitre 3 traitera de la « *Qualité du zéro de T* »

◆ Si l'on considère uniquement $v_{d_{CM}}$ et *les bruits*, on a : $v_o = v_{o_{v_{CM}}} + v_{o_{\text{bruits}}}$ c.à.d. la composante de sortie perturbatrice de la partie variable de la tension de sortie du montage

➡ Le chapitre 4 traitera de la « *Perturbation de $v_{\text{dynamique}}$* »

◆ En outre un montage idéal possède des impédances d'entrée et de sortie idéales.

➡ Le chapitre 5 traitera de la « *Qualité de l'impédance d'entrée $Z_{i_{\text{mg}}}$* », tandis que le chapitre 6 traitera de la « *Qualité de l'impédance de sortie $Z_{o_{\text{mg}}}$* »

2. Qualité de la fonction de transfert du montage (à vide) : T

La qualité de la fonction de transfert d'un montage sera influencée par les caractéristiques \bar{A} , $\bar{Z}_{i_{AO}}$ et $\bar{Z}_{o_{AO}}$ de l'ampli op ^[1].

Cependant, dans un montage correctement dimensionné, la caractéristique \bar{A} a de loin l'influence la plus significative sur \bar{T} , ce qui permet alors de négliger les effets de $\bar{Z}_{i_{AO}}$ et $\bar{Z}_{o_{AO}}$.

Dans ce cas, on a montré que, en fonctionnement normal, l'expression de la fonction de transfert est :

$$\bar{T} = \frac{\bar{a} \cdot \bar{A}}{1 + \bar{A} \cdot \bar{B}} = \frac{\bar{T}_{idéal}}{1 + \frac{1}{A_L}} \quad \text{soit : } T = \frac{T_{idéal}}{\left| 1 + \frac{1}{A_L} \right|}$$

En pratique, afin d'obtenir une bonne maîtrise et précision de T , on désire pouvoir admettre que l'expression de T est celle de $T_{idéal}$.

Cependant, pour que la fonction de transfert puisse être idéale, il faudrait que le gain de l'ampli op ait une valeur infinie, ce qui est d'autant moins vrai que la fréquence est grande et, à l'inverse, la fonction de transfert réelle d'un montage s'éloigne donc d'autant plus de l'idéale que la fréquence est grande !

Ainsi, en réalité, on commettra une certaine erreur : $e = \frac{T_{idéal} - T}{T_{idéal}}$, laquelle précisera la qualité de T ^[2].

A la fréquence de coupure $f_{c_{montage}}$, par exemple, on a : $e \approx 30\%$ (3 dB) !

☛ Nous limiterons notre étude au cas d'un montage :

♦ utilisant un ampli op de type standard ^[3] dans une gamme normale d'utilisation en fréquences ^[4]

$$\Rightarrow \bar{A} = \frac{A_{DC}}{1 + j \frac{f}{f_{C(A)}}}$$

♦ utilisant uniquement des composants annexes de nature purement résistive $\Rightarrow \begin{cases} \bar{B} = B \\ \bar{a} = a \end{cases}$, soit un montage amplificateur DC ^[5].

¹ En effet, v_i engendre v_d qui engendre i_d (caractérisé par $Z_{i_{AO}}$) et $A \cdot v_d$ ($\Rightarrow i_o \Rightarrow \Delta v_o = Z_{o_{AO}} \cdot i_o$).

² On envisagera uniquement l'erreur sur le module de \bar{T} , et non sur sa phase.

³ c.à.d. un ampli op à compensation standard en fréquence (le plus courant).

⁴ c.à.d. sur une plage de fréquence allant du continu à la fréquence de transition f_{T_A} .

⁵ ou AC si le condensateur de découplage peut être considéré comme un « court-circuit » à la fréquence de coupure du montage (c.à.d. si la fréquence de coupure liée au condensateur de découplage est faible devant celle du montage sans ce condensateur de découplage (au moins 10 fois en pratique)).

2.1 Fonction de transfert d'un montage amplificateur DC ^[6]

Dans le cas envisagé ci-dessus, l'expression de la fonction de transfert du montage devient :

$$\bar{T} = \frac{\bar{a} \cdot \bar{A}}{1 + \bar{A} \cdot B} = \frac{\mathbf{a} \cdot \frac{A_{DC}}{1 + j \frac{f}{f_{C_A}}}}{1 + \frac{A_{DC}}{1 + j \frac{f}{f_{C_A}}} \cdot B} = \frac{\mathbf{a} \cdot A_{DC}}{1 + j \cdot \frac{f}{f_{C_A}} + A_{DC} \cdot B} = \frac{\mathbf{a} \cdot A_{DC}}{1 + A_{DC} \cdot B} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{f}{f_{C_A} \cdot (1 + A_{DC} \cdot B)}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\bar{T} = \frac{T_{DC}}{1 + j \cdot \frac{f}{f_{C_T}}}} \text{ avec : } \begin{cases} T_{DC} = \frac{\mathbf{a} \cdot A_{DC}}{1 + A_{DC} \cdot B} = \frac{T_{idéal}}{1 + \frac{1}{A_{DC} \cdot B}} \\ f_{C_T} = f_{C_A} \cdot (1 + A_{DC} \cdot B) \approx B \cdot f_{T_A} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T = \frac{T_{DC}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{C_T}}\right)^2}} \\ j_T = -\arctg\left(\frac{f}{f_{C_T}}\right) \end{cases}$$

Notons que, puisque $f_{C_T} = f_{C_A} \cdot (1 + A_{DC} \cdot B) \approx f_{C_A} \cdot A_{DC} \cdot B$, on a : $f_{C_T} \approx B \cdot f_{T_A}$ ^[7] ... Et, la fréquence de coupure de la fonction de transfert du montage est donc liée à la *fréquence de transition* de l'ampli op et au gain du montage.

Notons que la fonction de transfert d'un montage amplificateur DC (\bar{T}) est de la même forme que celle de l'ampli op (\bar{A}), mais sa fréquence de coupure est beaucoup plus élevée que celle de \bar{A} .

2.1.1 Réponse fréquentielle du montage

La réponse fréquentielle du module de \bar{T} suit la relation : $T = \frac{T_{DC}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{C_T}}\right)^2}}$

Elle admet comme asymptotes : $\begin{cases} \text{pour } f \leq f_{C_T} : T = T_{DC} \\ \text{pour } f \geq f_{C_T} : T = \frac{T_{DC} \cdot f_{C_T}}{f} = \frac{\mathbf{a} \cdot f_{T_A}}{f} \end{cases}$ ^[8]

lesquelles se rencontrent à la fréquence de coupure (ou cassure) f_{C_T} .

Notons que puisque l'expression de \bar{T} est de la même forme que celle de \bar{A} , il en est de même pour l'allure de leur réponse fréquentielle.

⁶ Ou « AC », aux fréquences où les condensateurs annexes peuvent être considérés comme des courts-circuits.

⁷ En pratique, $A_{DC} \cdot B > 100$ (car $B > 0,001$ et $A_{DC} \approx 100.000$) et f_{T_A} n'est connu qu'avec une faible précision.

⁸ $T_{DC} \cdot f_{C_T} = \frac{\mathbf{a} \cdot A_{DC}}{1 + A_{DC} \cdot B} \cdot f_{C_A} \cdot (1 + A_{DC} \cdot B) = \mathbf{a} \cdot A_{DC} \cdot f_{C_A} = \mathbf{a} \cdot f_{T_A}$

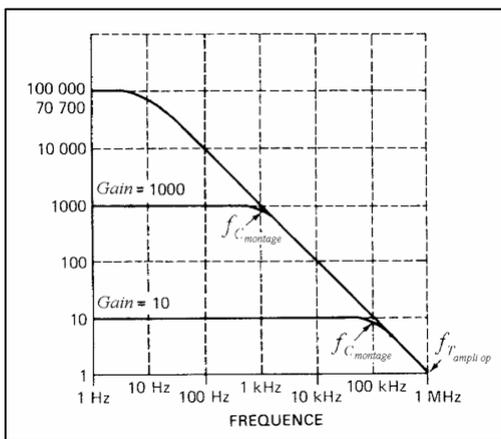
2.1.2 Détermination graphique de la fréquence de coupure du montage ^[9]

En $f = f_{C_T}$, le gain de l'ampli op vaut : $A_{f=f_{C_T}} \approx \frac{f_{T_A}}{f_{C_T}}$ car : $f_{C_T} \gg f_{C_A}$

$$\text{soit : } \boxed{A_{f=f_{C_T}} \approx \frac{1}{B}}, \text{ puisque } f_{C_T} \approx B \cdot f_{T_A} \text{ }^{[10]}$$

Pour déterminer graphiquement la fréquence de coupure d'un montage amplificateur, il suffit donc de tracer une horizontale à la valeur $1/B$, dans la caractéristique de réponse fréquentielle du gain de l'ampli op et, d'y lire la fréquence correspondant au point de rencontre de cette horizontale avec la réponse fréquentielle du gain de l'ampli op.

Exemple d'application dans le cas d'un amplificateur non-inverseur de gain 10 (1000)



Pour un ampli op classique, on a :
$$\begin{cases} A_{DC} \approx 100.000 \\ f_{C_A} \approx 10 \text{ Hz} \\ f_{T_A} \approx 1 \text{ MHz} \end{cases}$$

Si $T_{idéal} = 1000$ (10), on a : $B = \frac{1}{T_{idéal}} = 0,001$ (0,1) et le gain du montage aura diminué de 3 dB à $f_{C_{montage}} = 1 \text{ kHz}$ (100 kHz) (voir figure ci-contre).

Au delà de cette fréquence, la réponse du montage se superpose de plus en plus à celle de l'ampli op et décroît au rythme de 20 dB/décade au delà de $10 \cdot f_{C_{montage}}$.

Notons que dans le cas d'un amplificateur non-inverseur, on a : $\frac{1}{B} = T_{id}$ et, le point de « cassure » des asymptotes se situe donc sur la réponse fréquentielle de l'ampli op. Au-delà de f_{C_T} , la réponse fréquentielle du montage est ainsi confondue avec celle de l'ampli op.

Exemple d'application dans le cas d'un amplificateur inverseur de gain -2 (-10)

Si $T_{idéal} = -2$ (-10), on a : $B = \frac{1}{1 + |T_{idéal}|} = 0,33$ (0,09) et le gain du montage aura diminué de 3 dB à

$$f_{C_{montage}} = 330 \text{ kHz} \text{ (90 kHz)} .$$

⁹ Dans le cas d'un montage utilisant un ampli op à compensation standard en fréquence et un réseau de réaction purement résistif, dans une gamme d'utilisation normale en fréquences.

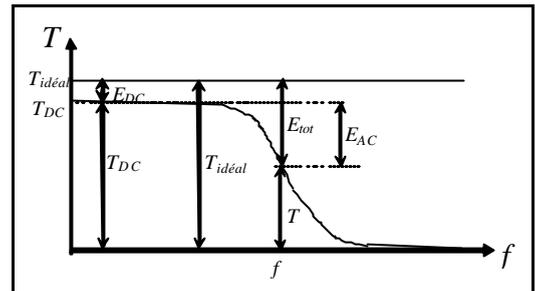
¹⁰ Résultat que l'on pouvait également trouver directement à partir de la relation générale d'un système bouclé.

2.2 Erreur commise lorsque l'on admet « $T = T_{idéal}$ »

L'erreur commise lorsque l'on admet « $T = T_{idéal}$ » est :
$$e = \frac{T_{idéal} - T}{T_{idéal}} = 1 - \frac{T}{T_{idéal}}$$

avec, dans le cas envisagé :
$$T = \frac{T_{DC}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{c_T}}\right)^2}} = \frac{T_{idéal}}{\left(1 + \frac{1}{A_{DC} \cdot B}\right)} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{c_T}}\right)^2}}$$

$$\Rightarrow e_{T=T_{idéal}} = 1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{A_{DC} \cdot B}\right) \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{c_T}}\right)^2}}$$



Le graphique ci-contre illustre l'évolution du module de la fonction de transfert T et de l'erreur absolue commise ($E = T_{idéal} - T$), en fonction de la fréquence.

On peut aussi écrire :
$$e_{T=T_{idéal}} = \frac{E}{T_{idéal}} = \frac{T_{idéal} - T}{T_{idéal}} = \underbrace{\frac{T_{idéal} - T_{DC}}{T_{idéal}}}_{e_{DC}} + \underbrace{\frac{T_{DC} - T}{T_{idéal}}}_{e_{AC}}$$

$$\text{avec : } \begin{cases} \bullet e_{DC} = \frac{T_{idéal} - T_{DC}}{T_{idéal}} = 1 - \frac{T_{DC}}{T_{idéal}} = \frac{1}{1 + A_{DC} \cdot B} \Rightarrow e_{DC} \approx \frac{1}{A_{DC} \cdot B} \\ \bullet e_{AC} = \frac{T_{DC} - T}{T_{idéal}} \approx \frac{T_{DC} - T}{T_{DC}} = 1 - \frac{T}{T_{DC}} \Rightarrow e_{AC} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{c_T}}\right)^2}} \end{cases}$$

Remarques :

✓ Puisque l'erreur augmente avec la fréquence, e_{DC} est la valeur minimale de e .

✓ Sachant que l'ordre de grandeur du gain en DC des amplis op de type courant est de 100.000, on a, selon la valeur de B :

Le *taux de réaction* B étant directement lié à la valeur du gain du montage, il est important de limiter suffisamment celui-ci, afin de pouvoir négliger l'erreur commise.

B	$A_{DC} \cdot B$	e_{DC}
1	100.000	0,001 %
1/10	10.000	0,01 %
1/100	1000	0,1 %
1/1000	100	1 %

Rem. : ce tableau justifie qu'en pratique : $0,001 \leq B \leq 1$

✓ Si l'on peut négliger l'erreur commise en DC (c.à.d. si : $e_{DC} \ll e$), cas le plus courant en régime alternatif, on peut alors admettre : $T_{DC} = T_{idéal}$ et $A_{DC} = \infty$.

⇒ **Exemple** : Calcul de l'erreur commise lorsque l'on admet $T_{idéal}$ comme expression du gain, dans le cas d'un amplificateur inverseur dont $T_{idéal} = -100$, utilisant un ampli op pour lequel $A_{DC} = 200.000$ et $f_{T_A} = 1\text{MHz}$.

$$\Rightarrow T_{idéal} = -100 \Rightarrow B = \frac{1}{1 + |T_{idéal}|} = \frac{1}{101} \approx 0,01 \Rightarrow e_{DC} = 0,05 \% \text{ et } f_{C_T} = B \cdot f_{T_A} \approx 10 \text{ kHz}$$

> Le tableau ci-dessous donne l'évolution de \bar{A} , \bar{A}_L , \bar{T} et e , en fonction de la fréquence.

f	$k = f / f_{C_T}$	\bar{A}	$\bar{A}_L = A_{DC} \cdot B$	$\bar{T} = \frac{T_{idéal}}{1 + \frac{1}{A \cdot B}}$	e	e_{DC}	e_{AC}
DC	0	200.000^{0°	2000^{0°	$0,9995 \cdot T_{idéal}^{0^\circ}$	0,05 %	0,05 %	0 %
5 Hz	0,0005	140.000^{-45°	1400^{-45°	$0,9995 \cdot T_{idéal}^{-0,03^\circ}$	0,05 %	0,05 %	0,00001 %
100 Hz	0,01	9.990^{-87°	$99,9^{-87^\circ}$	$0,9994 \cdot T_{idéal}^{-0,6^\circ}$	0,055 %	0,05 %	0,005 %
1 kHz	0,1	$1000^{-89,7^\circ}$	$10^{-89,7^\circ}$	$0,995 \cdot T_{idéal}^{-6^\circ}$	0,55 %	0,05 %	0,5 %
3 kHz	0,3	330^{-90°	$3,3^{-90^\circ}$	$0,957 \cdot T_{idéal}^{-17^\circ}$	4,3 %	0,05 %	4,2 %
5 kHz	0,5	200^{-90°	2^{-90°	$0,894 \cdot T_{idéal}^{-27^\circ}$	10,5 %	0,05 %	10,5 %
10 kHz	1	100^{-90°	1^{-90°	$0,707 \cdot T_{idéal}^{-45^\circ}$	30 %	0,05 %	30 %
100 kHz	10	10^{-90°	$0,1^{-90^\circ}$	$0,1 \cdot T_{idéal}^{-84^\circ}$	90 %	0,05 %	90 %

Rem. : Il est intéressant de remarquer l'impact positif de la rotation de phase du gain \bar{A} de l'ampli op sur cette erreur ^[11].

2.3 Bande passante utile du montage (f_{limite} d'utilisation du montage)

Puisque l'erreur e augmente en même temps que la fréquence, la *bande passante utile* du montage est limitée à la *fréquence limite* d'utilisation du montage, qui est la fréquence à laquelle l'erreur atteint la valeur maximale tolérée e_{max} .

$$\text{En } f = f_{limite_{e_{max}}}, \text{ on a donc : } e_{AC} = e_{AC_{max}} = e_{max} - e_{DC} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{limite}}{f_{C_T}}\right)^2}}$$

$$\Rightarrow \boxed{f_{limite_{e_{max}}} = k_{max} \cdot f_{C_T}} \text{ avec : } k_{max} = \sqrt{\frac{1}{(1 - e_{AC_{max}})^2} - 1}$$

Notons que cette dernière relation précise la position de la *fréquence limite* d'utilisation du montage relativement à f_{C_T} , selon l'erreur tolérée, ce qu'illustre le tableau ci-contre.

e_{AC}	k
30 %	1
20 %	$\approx 1/1,3$
15 %	$\approx 1/1,6$
10 %	$\approx 1/2$
6 %	$\approx 1/2,8$
5 %	$\approx 1/3$
3 %	$\approx 1/4$
2 %	$\approx 1/5$
1 %	$\approx 1/7$
0,8 %	$\approx 1/8$
0,6 %	$\approx 1/9$
0,5 %	$\approx 1/10$
0,4 %	$\approx 1/11$
0,3 %	$\approx 1/13$
0,2 %	$\approx 1/16$
0,1 %	$\approx 1/22$

¹¹ En effet, à 1 kHz par exemple, l'erreur serait de 10% si F_A valait 0° à cette fréquence !

Il est à remarquer que f_{C_T} n'est pas la *fréquence limite* d'utilisation du montage, mais la *fréquence de coupure* (ou de « cassure »), qui, selon la définition, est la fréquence à laquelle le gain a diminué de 3 dB (à cette fréquence $e_{AC} \approx 30\%$!!).

Rem. : Puisque $f_{C_T} = B \cdot f_{T_A}$, l'expression de f_{limite} montre bien l'importance de la fréquence de transition de l'ampli op.

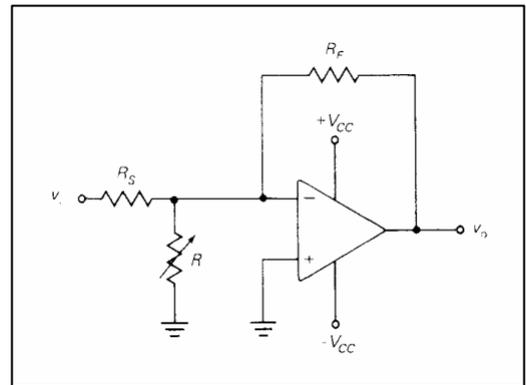
Exemple d'utilisation des propriétés de f_{limite} : montage à bande passante réglable

La présence de la résistance réglable R , du montage amplificateur inverseur représenté ci-contre, permet de faire varier f_{C_T} , sans modifier $T_{idéal}$.

En effet, puisque $v_d = 0$ pour un ampli op idéal, on a :

$i_R = \frac{v_d}{R} = 0$, et l'on retrouve le schéma classique d'un ampli inverseur, dont le gain idéal a comme expression ici :

$$T_{idéal} = \frac{-R_F}{R_S}, \text{ qui est indépendant de } R.$$



Par contre, le taux de *contre-réaction* a pour expression : $B = \left(\frac{-v_d}{v_0} \right)_{v_i=0} = \frac{R_S // R}{(R_S // R) + R_F}$

Et, comme $f_{C_T} = B \cdot f_{T_A}$, il est donc possible de modifier la *fréquence de coupure* du montage, à l'aide de la résistance R .

On obtient ainsi un filtre passe-bas dont la *fréquence de coupure* est réglable indépendamment du gain en "bande passante", tout cela sans qu'un condensateur externe soit nécessaire !

Cependant, la précision de la fréquence de coupure de ce filtre est relativement faible, puisqu'elle dépend de la caractéristique f_{T_A} de l'ampli op.

2.4 Compromis « Gain – Bande passante »

Puisque :
$$\left\{ \begin{array}{l} f_{limite} = k_{max} \cdot f_{C_T} \\ f_{C_T} = B \cdot f_{T_A} \\ T_{idéal} = a/B \end{array} \right\}, \text{ soit : } f_{limite} = k_{max} \cdot \frac{a}{T_{idéal}} \cdot f_{T_A}, \text{ on observe l'existence d'un compromis}$$

« Gain – Bande passante ».

2.5 Amplificateurs à plusieurs étages

Une solution efficace, pour « contourner » le compromis « Gain – Bande passante », est de répartir le gain G désiré pour le montage sur plusieurs étages.

En effet, dans ce cas, on a : $G = G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_n$ et $\frac{\Delta G}{G} = \frac{\Delta G_1}{G_1} + \frac{\Delta G_2}{G_2} + \dots + \frac{\Delta G_n}{G_n}$

Et, comme les gains se multiplient alors que les erreurs relatives s'additionnent, chaque étage a un gain qui lui permet d'atteindre une *bande passante* plus élevée, ce qui augmente considérablement la *bande passante* du montage global.

Exemple : On désire réaliser un amplificateur non-inverseur de gain 1000, pour lequel on accepte une tolérance de 3% sur l'expression de $T_{idéal}$. L'amplificateur utilise un ampli op $\mu A741$.

On demande de déterminer la *bande passante utile* du montage, selon qu'il est réalisé à l'aide d'un seul étage, de 2 étages identiques ou de 3 étages identiques.

Amplificateur non-inverseur de gain 1000								
	$G_{étage}$	$B_{étage}$	$(f_{C_T})_{étage}$	$(e_{DC})_{étage}$	$(e_{AC})_{étage}$	k_{max}	$(f_{C_{lim}})_{mtg}$	$(e_{DC})_{mtg}$
1 étage	1000	0,001	1 kHz	0,5 %	2,5 %	0,23	230 Hz	0,5 %
2 étages	31,62	0,032	32 kHz	0,015 %	1,5 %	0,18	5,5 kHz	0,03 %
3 étages	10	0,1	100 kHz	0,005 %	1 %	0,14	14,5 kHz	0,015 %

2.6 Critères de dimensionnement relatifs à la précision de " $T = T_{idéal}$ "

Il faut : $f_{max} \text{ d'utilisation du montage} \leq f_{limite_{e_{max}}} = k_{max} \cdot f_{C_T} = k_{max} \cdot B \cdot f_{T_A}$

Du point de vue pratique, les cas suivants peuvent se présenter :

♦ soit le gain (donc B) et la fréquence maximale d'utilisation du montage sont imposés :

⇒ choix de l'ampli op selon f_{T_A}

♦ soit l'ampli op et la fréquence maximale d'utilisation du montage sont imposés :

⇒ il faut limiter suffisamment le gain du montage (calcul du gain maximum admissible)^[12]

Notons qu'en régime DC, le critère à respecter est le suivant : $e_{DC} \approx \frac{1}{A_{DC} \cdot B} \leq (e_{DC})_{max}$

ce qui permettra de dimensionner le gain maximum possible ou de choisir l'ampli op adapté.

¹² Remarquons que si e_{DC} n'est pas négligeable devant e , le calcul est plus complexe puisque B intervient alors dans $A_{L_{DC}}$.

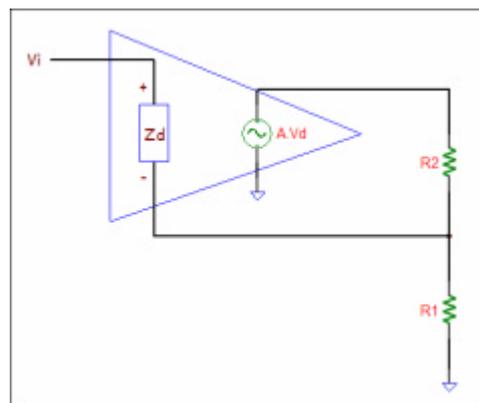
2.7 Ordre de grandeur des résistances des montages à ampli op

2.7.1 Influence de l'impédance d'entrée de l'ampli op sur T

Lorsque l'on détermine la fonction de transfert idéale d'un montage, on suppose que le courant différentiel d'entrée i_d est nul, ce qui revient à considérer que $Z_{i_{AO}} (Z_d) = \infty$, ce qui n'est valable que si l'effet de i_d est suffisamment négligeable.

Si l'on prend, par exemple, le cas d'un montage amplificateur non-inverseur classique, et que l'on tient compte (uniquement) de l'existence du courant d'entrée "dynamique" i_d "traversant" les entrées de l'ampli op ^[13], le schéma équivalent du montage est celui représenté ci-contre.

Notons qu'il est indispensable de tenir compte également de la caractéristique A , afin de pouvoir envisager un effet de i_d ^[14].

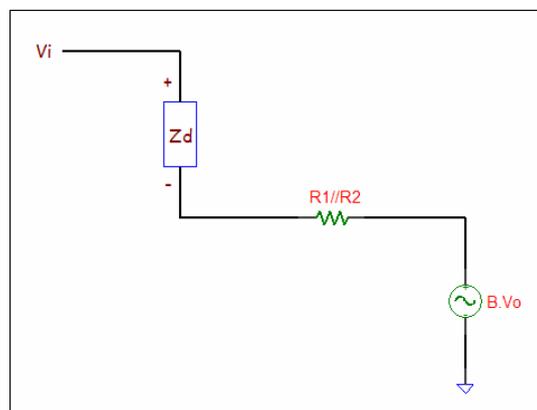


Comme idéalement : $i_{R_1-R_2} = \frac{v_o}{R_1 + R_2}$ ($i_d = 0$), on observe

que pour que i_d ait peu d'influence, il faut : $i_d = \frac{v_d}{Z_d} = \frac{v_o}{A \cdot Z_d} \ll i_{R_1-R_2} = \frac{v_o}{R_1 + R_2}$ c.à.d. :

$$R_1 + R_2 \ll A \cdot Z_d$$

Cependant, comme l'effet de A sur T est inévitable, il est intéressant de rendre l'effet de i_d sur T négligeable devant celui de A , ce qui entraîne $v_{Z_d} \ll v_{R_1//R_2}$, dans le schéma équivalent ci-contre, soit : $R_1 // R_2 \ll Z_d$ ^[15]



Comme $R_1 // R_2 = B \cdot R_2 = \frac{R_2}{T_{idéal}}$, on obtient la condition

pratique suivante : $R_2 < \frac{Z_d \cdot T_{idéal}}{10}$

¹³ donc de la caractéristique $\bar{Z}_{i_{AO}} (= \bar{Z}_d)$.

¹⁴ Sinon : $i_d = \frac{v_d}{Z_d} = \frac{0}{Z_d} = 0$

¹⁵ On peut montrer que, si l'on tient compte des caractéristiques A et Z_d , on obtient : $\bar{T} = \frac{T_{idéal}}{1 + \frac{1}{A_L} + \frac{1}{A_L} \cdot \frac{R_1 // R_2}{Z_d}}$, ce

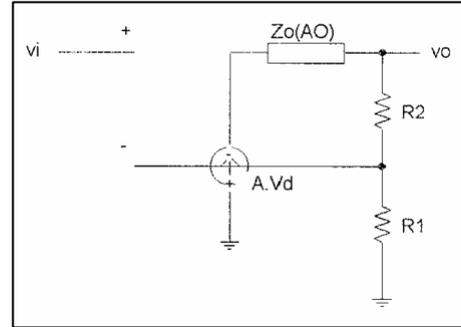
qui montre qu'il faut effectivement vérifier : $R_1 // R_2 \ll Z_d$, pour pouvoir négliger l'effet de Z_d sur T devant celui de A .

2.7.2 Influence de l'impédance de sortie de l'ampli op sur T

Lorsque l'on détermine la fonction de transfert idéale d'un montage, on suppose que la chute de tension aux bornes de l'impédance de sortie, induite par le passage du courant de sortie (i_o), est nulle, ce qui revient à considérer que $Z_{o_{AO}} = 0$.

Si l'on prend, par exemple, le cas d'un montage amplificateur non-inverseur classique, et que l'on tient compte (uniquement) de l'existence de l'impédance de sortie de l'ampli op, le schéma équivalent du montage est celui représenté ci-contre.

Notons qu'il est indispensable de tenir compte également de la caractéristique A , afin de pouvoir envisager la présence d'un Δv_o ^[16], c.à.d. un effet de $Z_{o_{AO}}$.



Dans le cas de ce montage, on montre aisément que :
$$\bar{T} = \frac{\bar{A}}{1 + \frac{\bar{Z}_{o_{AO}}}{R_1 + R_2} + \bar{A} \cdot B}$$
 [17]

Ainsi, comme l'effet de A sur T est inévitable, il est intéressant de rendre l'effet de $Z_{o_{AO}}$ sur T négligeable

devant celui de A , ce qui entraîne : $\frac{Z_{o_{AO}}}{R_1 + R_2} \ll 1$, soit : $R_1 + R_2 \approx R_2 > 10 \cdot Z_{o_{AO}}$

2.7.3 Ordre de grandeur des résistances des montages à ampli op

Si l'on rassemble les deux résultats obtenus ci-dessus, on obtient le critère de choix de l'ordre de grandeur des résistances d'un montage bouclé utilisant un ampli op : $10 \cdot Z_{o_{AO}} \leq R_2 \leq T_{idéal} \cdot \frac{Z_d}{10}$

soit le critère suivant, valable pour toute valeur de $T_{idéal}$: $10 \cdot Z_{o_{AO}} \leq R_2 \leq \frac{Z_d}{10}$

Ainsi, dans le cas d'amplis op courants, les ordres de grandeur des résistances sont :

◆ pour un ampli op à entrées bipolaires : $10 \cdot 100 \Omega = 1 \text{ k}\Omega \leq R_2 \leq \frac{1 \text{ M}\Omega}{10} = 100 \text{ k}\Omega$

◆ pour un ampli op à entrées FET : $10 \cdot 100 \Omega = 1 \text{ k}\Omega \leq R_2 \leq \frac{10^7 \text{ M}\Omega}{10} = 1000 \text{ G}\Omega$!

Dans le cadre de l'influence de Z_d sur T , il n'y a donc pas de limite supérieure des valeurs des résistances dans le cas d'un ampli op à entrées FET.

¹⁶ sinon, la contre réaction l'annulerait complètement.

¹⁷ Pour rappel, nous envisageons ici l'influence sur la fonction de transfert à vide.

3. Qualité du zéro de v_o

3.1 Origine de l'offset en sortie du montage

Idéalement, la tension de sortie du montage est $v_o = T \cdot v_i$, et donc lorsque $v_i = 0$ on a : $v_o = 0$.

En réalité, on observe une certaine tension continue, dite d'offset : $v_{o_{v_i=0}} = V_{o_{offset}}$ ^[18], provoquant donc une erreur sur le « zéro » de la fonction de transfert du montage. En effet, cette tension est continue puisque apparaissant en absence de v_i .

Or, selon le schéma équivalent de l'ampli op, lorsque $v_i = 0$, les seules caractéristiques qui restent sont celles liées au régime de polarisation : V_{IO} , I_{P_+} et I_{P_-} ^[19]. Ce sont donc elles qui sont responsables de l'offset observé.

Ainsi, en vertu du théorème de superposition, on évaluera la qualité du "zéro" de la fonction de transfert en ne tenant compte que de ces sources.

3.2 Calcul pratique de l'offset

L'offset étant un phénomène continu, le gain de l'ampli op à prendre en considération dans l'évaluation de ses effets est celui en continu (A_{DC}), qui est le maximum possible de ce gain.

En outre, les paramètres d'offset (V_{IO} , I_{IO} et I_{IB}) n'étant connus qu'avec une très faible précision, un calcul précis de $V_{o_{offset}}$ est inutile.

Lors de la détermination d'une tension de décalage de sortie, il est donc tout à fait légitime de considérer le gain de l'ampli op comme infini, ce qui permet de le modéliser par un ampli op idéal, associé aux modèles des caractéristiques V_{IO} , I_{P_+} et I_{P_-} .

On détermine alors la tension de décalage de sortie par les méthodes habituelles de calculs d'un montage à ampli op idéal.

¹⁸ Dans le cas le plus courant d'une alimentation "symétrique" de l'ampli op, pour lequel : $(V_{o_{repos}})_{idéal} = 0$. Sinon, de manière générale, on a : $V_{o_{repos}} = (V_{o_{repos}})_{idéal} + V_{o_{DEC}}$

¹⁹ si l'on ignore les signaux de bruits (théorème de Superposition).

3.3 Offset engendré par l'offset propre de l'ampli op (paramètre V_{IO})

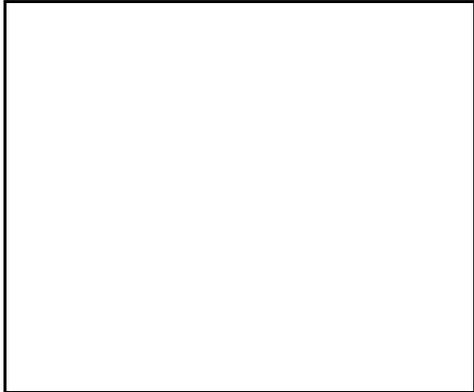
Cet *offset* est provoqué par l'*offset* de l'ampli op lui-même. Il s'agit donc d'un effet direct.

3.3.1 Exemple dans le cas d'un montage amplificateur

Nous illustrerons l'effet de la tension de décalage d'entrée dans le cas d'un montage amplificateur, qui est un cas relativement général, puisque, en régime de polarisation seul, on peut très souvent se ramener au même schéma équivalent.

En application du théorème de superposition, pour déterminer $(V_o)_{V_{IO}}$, il suffit de conserver uniquement V_{IO} comme source, en annulant toutes les autres sources de tensions et de courants.

Le schéma équivalent obtenu, dans le cas d'un montage amplificateur, est alors celui représenté ci-contre.



Dans ce montage, on peut écrire :

$$\frac{V_o}{V_{IO}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \Rightarrow \boxed{(V_{o_{offset}})_{V_{IO}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot V_{IO} \quad \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} = T_{idéal} = \frac{1}{B} \text{ (} B = \text{taux de réaction)} \right)$$

La relation obtenue montre que l'*offset* dû à la tension d'entrée de décalage est un phénomène direct et que cet *offset* sera d'autant plus important que le gain du montage est élevé, puisque B est directement lié à $T_{idéal}$.

3.3.2 Moyens de compensation de l'offset propre de l'ampli op ^[20]

3.3.2.1 Réglage de la symétrie de l'étage différentiel d'entrée

Pour certains ampli op, le constructeur a prévu deux bornes spéciales permettant la connexion d'une résistance potentiométrique externe, en vue de compenser le déséquilibre de construction de l'étage d'entrée ^[21] et, par voie de conséquence, d'annuler $V_{o_{offset}}$. Le montage à effectuer est renseigné dans les fiches signalétiques et un exemple est illustré ci-dessous.

²⁰ Les procédés décrits peuvent éventuellement être étendu à la compensation de $(V_{o_{offset}})_{I_P}$.

²¹ Par mise en parallèle des résistances du potentiomètre avec celles (internes) de l'étage d'entrée de l'ampli op.

3.3.2.2 Ajout d'une composante continue en opposition

A l'aide d'un montage du genre de celui représenté ci-dessous, on peut ajouter une tension continue sur l'une des entrées de l'ampli op, afin d'introduire en sortie une tension continue s'opposant juste à V_{o_offset} .

La valeur de V_{IO} n'étant pas connue avec précision, un potentiomètre permettra le réglage de la tension nécessaire ^[22].

3.3.2.3 Dérive de l'offset

L'offset subit un phénomène de **dérive** (dû aux variations de température, aux variations des tensions d'alimentations ^[23] et au vieillissement des composants). Par conséquent, les deux procédés de compensation présentés ci-dessus ne sont efficaces que si la température et les tensions d'alimentation de l'ampli op sont maintenues constantes ! Il est donc difficile d'obtenir une compensation d'offset efficace à « long terme ».

3.3.3 Moyens de réduction de l'offset dû à V_{IO} , efficaces « à long terme »

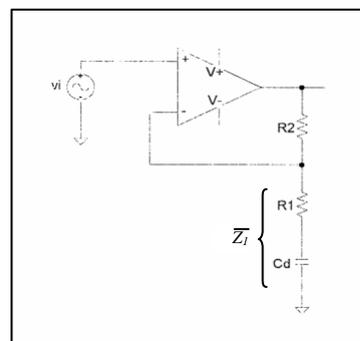
Etant donné que l'offset est sujet à la dérive, en cas de signaux utiles de bas niveaux, les problèmes d'offset, qui sont alors très influents, deviennent difficilement surmontables par la voie de la compensation.

Cependant, étant donné que sa dérive est un phénomène très lent, l'offset peut à chaque instant être considéré comme constant, et deux possibilités s'offrent alors pour le réduire de manière efficace « à long terme », selon que le signal d'entrée du montage est alternatif ou continu.

3.3.3.1 Cas d'un signal d'entrée alternatif : « amplis AC »

Si le signal d'entrée du montage est de type alternatif, l'utilisation d'un condensateur de découplage permet de réduire considérablement l'offset, dû à V_{IO} , en limitant à l'unité le gain en continu du montage, tout en offrant un gain élevé en alternatif.

Le montage ci-contre en illustre un exemple dans le cas d'un amplificateur non-inverseur.



²² Le circuit de compensation sera, quant à lui, dimensionné sur base de la valeur maximale possible de V_{IO} .

²³ Il existe une sensibilité de V_{IO} aux variations des tensions d'alimentation : $k_{VS} \approx 100 \mu V/V$ et aux variations de températures (de 5 à 10 $\mu V/^\circ C$ pour les amplis op courants à entrées bipolaires).

Pour cet exemple, on peut écrire :

♦ $T = 1$ pour l'offset, puisque, en régime établi de polarisation, le condensateur C_d est équivalent à un interrupteur ouvert (le montage est alors équivalent à un montage suiveur).

♦ $\bar{T} = \frac{1}{B} = \frac{\bar{Z}_1 + R_2}{\bar{Z}_1}$ pour le signal d'entrée alternatif, qui devient : $\bar{T} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ si : $\bar{Z}_1 \approx R_1$

soit si : $(Z_{C_d})_{\max} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_{\min} \cdot C_d} \ll R_1$

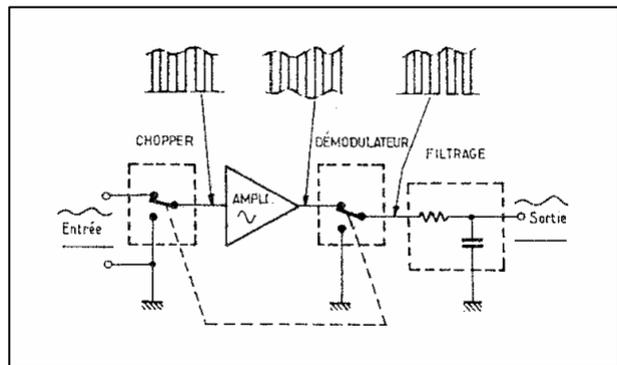
Notons que, pour $f = 0$, on retrouve bien : $T = 1$ (car, à la limite: "continu = fréquence nulle")

3.3.3.2 Cas d'un signal continu : amplis op à « chopper-stabilization »

En cas de signaux d'entrée continus ^[24] l'utilisation de couplages capacitifs classiques n'est plus possible.

Or, on vient de justifier qu'en cas de signaux utiles purement alternatifs, il est possible de supprimer quasi totalement l'offset.

C'est ainsi qu'on a conçu des amplis op à « Chopper ^[25] », pour lesquels le signal utile continu est d'abord découpé à fréquence élevée, afin de le rendre alternatif, avant de traverser l'étage amplificateur, après quoi le signal est remis sous forme continue par l'étage suivant.



Ce procédé permet de fabriquer des amplis op dont la tension d'offset d'entrée est de l'ordre du μV !

Un autre moyen consiste à entre couper continuellement l'application du signal d'entrée de cycles de compensation de la tension d'offset de sortie (par « ajout d'une composante continue en opposition »), pendant lesquels cette tension d'offset de sortie est mesurée, puis stockée dans un condensateur ^[26], avant d'être retranchée du signal. De cette manière, on obtient également une tension d'offset de sortie apparente d'une très faible valeur (de l'ordre du μV !).

²⁴ c.à.d. dont la vitesse de variations n'est pas suffisamment plus élevée que celle de l'offset (due à sa dérive).

²⁵ chopper = découpage

²⁶ Ce condensateur a donc une fonction de mémoire analogique de tension.

3.4 Offset engendré par les courants de polarisation

La conséquence de l'existence inévitable des courants de polarisation est d'engendrer une tension différentielle d'entrée par l'intermédiaire des chutes de tension qu'ils provoquent sur les résistances équivalentes ^[27] (R_+ et R_-) qu'ils traversent. L'effet des courants de polarisation sur l'offset de sortie est donc indirect, contrairement à l'effet de l'offset propre de l'ampli op (V_{IO}).

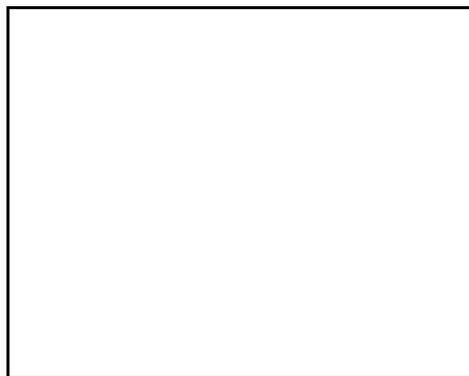
3.4.1 Exemple dans le cas d'un montage amplificateur

Nous illustrerons l'effet des courants de polarisation dans le cas relativement général d'un montage amplificateur.

En application du théorème de superposition, pour déterminer l'offset dû aux courants de polarisation, il suffit de conserver uniquement I_{P_+} et I_{P_-} comme sources, en annulant toutes les autres sources de tension et de courant.

Le schéma équivalent obtenu, dans le cas d'un montage amplificateur, est alors celui représenté ci-contre.

Dans ce montage, on peut écrire : $(V_{offset})_{I_P} = R_2 \cdot I_{P_-}$



Cette relation montre que l'offset dû aux courants de polarisation est un phénomène indirect, provenant de chutes de tensions provoquées par le passage de ces courants à travers les résistances du montage.

3.4.2 Moyens de réduire l'offset dû aux courants de polarisation

La tension de décalage due aux courants de polarisation peut évidemment être compensée en même temps que l'offset dû à V_{IO} . Cependant, étant donné l'inefficacité à long terme des « réglages d'offset », suite au phénomène de dérive inévitable, il est préférable de recourir aux moyens décrits ci-dessous.

3.4.2.1 « Equilibrage des résistances d'entrée »

Pour illustrer ce moyen de diminution de l'offset, nous utilisons encore le cas de l'amplificateur.

Le principe est le suivant.

²⁷ Ces résistances sont celles des schémas équivalents de Thévenin, en régime établi de polarisation, "vues" des bornes d'entrées de l'ampli op.

Pour compenser la tension induite par le passage de I_{P_-} à travers R_2 : $(V_{offset})_{I_{P_-}} = R_2 \cdot I_{P_-}$, on insère une résistance R_+ qui, traversé par I_{P_+} , induira une tension s'opposant à la précédente :

$$(V_{offset})_{I_{P_+}} = -R_+ \cdot I_{P_+} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

L'offset dû aux courants de polarisation devient alors : $(V_{offset})_{I_P} = R_2 \cdot I_{P_-} - R_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot I_{P_+}$

Cette relation montre alors qu'il est judicieux d'« équilibrer » la valeur des résistances d'entrée, c.à.d. de choisir : $R_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = R_2$, soit $R_+ = R_1 // R_2$, afin de réduire l'offset dû aux courants de polarisation.

Remarques : • En cas d'« équilibrage », on a : $(V_{offset})_{I_P} = R_2 \cdot I_{IO}$. Ainsi, puisque la valeur du courant de décalage I_{IO} n'est pas connue avec précision, il sera important d'en réduire au maximum les effets en limitant la valeur de la résistance R_2 de contre-réaction.

- Si $(V_{offset})_{I_P} = R_2 \cdot I_{P_-} \ll (V_{offset})_{V_{IO}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot V_{IO}$, l'offset dû aux courants de polarisation est négligeable dans l'offset global, et un « équilibrage » est alors inutile !

C'est notamment le cas lorsque l'ampli op est à entrées FET, car ceux-ci ont des courants de polarisation très faibles.

- Que l'équilibrage des résistances d'entrée soit réalisé ou non, l'offset dû aux courants de polarisation est indépendant du gain du montage, mais il est par contre directement dépendant de la valeur de la résistance de contre-réaction (R_2 dans notre exemple). Il est donc important de limiter suffisamment sa valeur, et idéalement choisir : $R_2 \ll \frac{V_{IO}}{I_{P_-} \cdot B}$, afin qu'elle n'introduise pas d'offset supplémentaire.

- L'équilibrage des résistances d'entrée permet de réduire $(V_{offset})_{I_P}$ dans le rapport : $\frac{I_{P_-}}{I_{IO}} \approx \frac{I_{IB}}{I_{IO}}$

3.4.2.2 Choix d'un ampli op à très faibles courants de polarisation

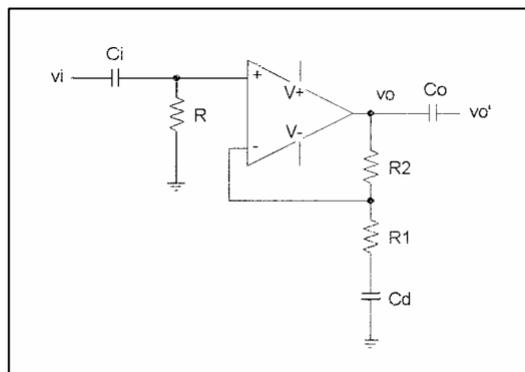
Evidemment, selon la relation de $(V_{offset})_{I_P}$, un moyen simple et efficace de réduire l'offset dû aux courants de polarisation est de choisir un ampli op à courants de polarisation de valeurs plus faibles.

En pratique, les amplis op à entrées FET ont des courants de polarisation si faibles que leur influence est négligeable.

3.5 Utilisation d'amplificateurs AC pour réduire l'offset à long terme

Quand le signal d'entrée utile du montage est purement alternatif, on peut développer le principe des amplis AC vu précédemment en plaçant un condensateur de liaison en sortie du montage (C_o dans le schéma ci-contre), afin de supprimer « totalement » l'offset en sortie du montage.

S'il est vrai qu'à lui seul ce condensateur C_o suffit à supprimer l'offset du montage, il faut remarquer que la présence d'une tension d'offset en sortie de l'ampli op réduit sa dynamique possible ! C'est la raison pour laquelle on place également un condensateur de découplage (C_d), lequel permet de limiter fortement l'offset propre de l'ampli op (dû à V_{IO}).



Remarquons que le condensateur de liaison C_i permet de réaliser un découplage continu entre la source de signal d'entrée et l'ampli [28]. Sa présence rend l'introduction de la résistance R indispensable, afin d'assurer l'existence d'une « liaison directe » pour la polarisation de l'entrée "+".

3.6 Exercices de calculs de l'offset d'un montage

Exercice 1 : Détermination de l'offset d'un ampli. non inverseur

En régime (établi) de polarisation (c.à.d. en absence de signal utile), le schéma équivalent de ce montage est celui représenté ci-contre.

En tenant compte des paramètres d'offset, la résolution de ce circuit donne [29] :

$$\blacktriangleright \text{ si } V_{IO} \text{ est seul : } (V_{oDEC})_{V_{IO}} = \frac{V_{IO}}{B} \quad \left(B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$\blacktriangleright \text{ si } I_{P_-} \text{ est seul : } (V_{oDEC})_{I_{P_-}} = \frac{R_-}{B} \cdot I_{P_-} = R_2 \cdot I_{P_-}$$

$$\blacktriangleright \text{ si } I_{P_+} \text{ est seul : } (V_{oDEC})_{I_{P_+}} = -\frac{R_+}{B} \cdot I_{P_+}$$

Et, en vertu du théorème de superposition, la tension d'offset affectant le signal de sortie est donnée par l'addition de ces trois résultats partiels.

$$\Rightarrow V_{oDEC} = \frac{V_{IO}}{B} + \frac{R_- \cdot I_{P_-}}{B} - \frac{R_+ \cdot I_{P_+}}{B} \quad \text{ou encore : } V_{oDEC} = \frac{V_{IO}}{B} + I_{IB} \cdot \frac{R_- - R_+}{B} + I_{IO} \cdot \frac{R_- + R_+}{2 \cdot B}$$

Schéma équivalent en régime de polarisation

²⁸ Notons que ce découplage permet d'utiliser une alimentation simple pour l'ampli op, si toutefois on remplace la résistance R par un pont diviseur de tension, afin d'obtenir une tension de polarisation permettant à v_+ et v_- de respecter la caractéristique V_{ICR} .

²⁹ Résultats démontrés dans les paragraphes précédents.

Exercice 2 : Détermination de l'offset d'un ampli. inverseur

Le schéma équivalent obtenu en régime de polarisation étant le même que dans le cas précédent, l'expression de l'offset est également identique.

⇒ à même ampli op et à mêmes valeurs de résistances, l'offset des amplis. inverseur et. non-inverseur est identique.

Schéma équivalent en régime de polarisation

Exercice 3 : Détermination de l'offset d'un ampli. AC non-inverseur alimenté "symétriquement"

Le schéma obtenu en régime de polarisation étant le même que dans les cas précédents, avec toutefois $R_1 = \infty$, l'expression de l'offset est également identique, avec toutefois $B = 1$

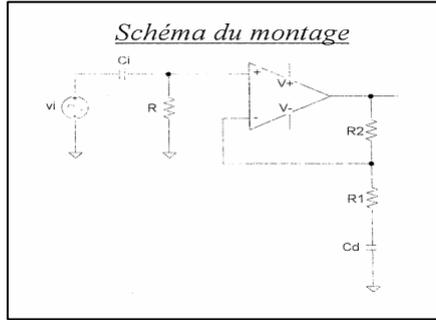


Schéma équivalent en régime de polarisation

Remarquons que, pour le signal d'entrée, la fonction de transfert du montage est :

$$\bar{T} = \frac{1}{B} = \frac{Z_1 + R_2}{Z_1} = 1 + \frac{j \cdot \omega \cdot R_2 \cdot C}{1 + j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot C}, \text{ qui donne bien :}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T = 1 \text{ pour l'offset dû à } V_{IO} \text{ (car on peut considérer, à la limite, que: "continu = fréquence nulle")} \\ \bar{T} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \text{ pour le régime alternatif si: } \omega_{\min} \cdot R_1 \cdot C \gg 1 \text{ c.à.d.: } (Z_c)_{\max} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_{\min} \cdot C} \ll R_1 \end{array} \right. \quad [30]$$

Exercice 4 : Détermination de l'offset d'un ampli. AC inverseur alimenté "symétriquement"

Le schéma obtenu en régime de polarisation étant le même que dans le cas précédent, l'expression de l'offset est également identique.

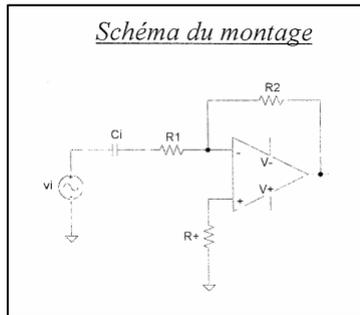


Schéma équivalent en régime de polarisation

Remarquons que, pour

le signal d'entrée, la fonction de transfert du montage est cette fois : $\bar{T} = \frac{-R_2}{Z_1} = -\frac{j \cdot \omega \cdot R_2 \cdot C}{1 + j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot C}$

qui donne bien : $\bar{T} \approx -\frac{R_2}{R_1}$ pour le régime alternatif si: $\omega_{\min} \cdot R_1 \cdot C \gg 1$ soit : $(Z_c)_{\max} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_{\min} \cdot C} \ll R_1$

Par contre, la fonction de transfert du montage, "vu" par l'offset, est la même que dans le cas précédent, car V_{IO} est appliqué en entrée de l'ampli op (pour V_{IO} , le montage reste un ampli non-inverseur).

³⁰ En pratique, à partir de $(Z_c)_{\max} < \frac{R_1}{10}$, l'erreur sur T , introduite par la présence de C , est déjà inférieure à 0,5%.

Exercice 5 : Détermination de l'offset d'un ampli. AC non-inverseur alimenté "asymétriquement"

Le schéma obtenu en régime de polarisation étant le même que dans les cas précédents, avec toutefois $R_+ = R/2$, l'expression de l'offset est également identique.

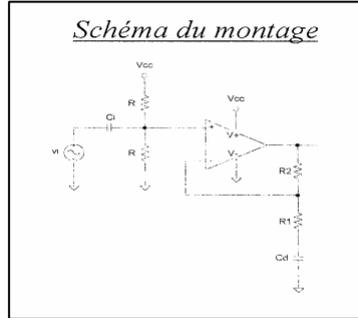


Schéma équivalent en régime de polarisation



Exercice 6 : Détermination de l'offset d'un montage intégrateur, muni d'une résistance R_p

Le schéma obtenu en régime de polarisation étant le même que dans le cas d'un ampli., l'expression de l'offset est également identique.

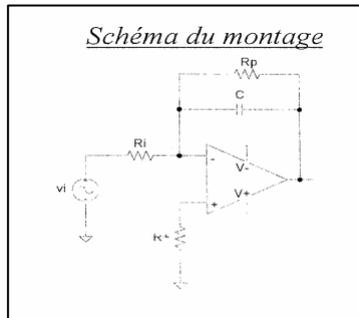


Schéma équivalent en régime de polarisation



4. Perturbation de $v_{o(dynamique)}$ ^[31]

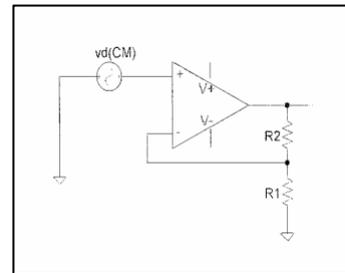
Les éléments responsables sont : $CMRR$ et bruits produits par les composants internes de l'ampli op

4.1 Effet de v_{CM} : soit indirectement la caractéristique $CMRR$ ^[32]

Pour rappel, en plus de v_d , la présence de v_i engendre v_{CM} , qui engendre à son tour $v_{o_{CM}}$, dont l'effet est remplacé par celui de $v_{d_{CM}}$, du point de vue schéma équivalent.

En application du théorème de superposition, pour déterminer $v_{o_{CM}}$, il suffit alors d'envisager uniquement $v_{d_{CM}}$ comme source, et donc d'annuler toutes les autres sources de tension et courant.

Nous illustrerons l'effet d'une tension d'entrée de mode commun dans le cas d'un montage amplificateur non-inverseur. Dans ce cas, le schéma équivalent obtenu est celui représenté ci-contre, pour lequel on peut écrire :



$$\blacktriangleright \text{Calcul de } v_{CM} : v_+ = v_i \text{ et } v_- = v_i - v_d \Rightarrow v_{CM} = v_i - \frac{v_d}{2} \approx v_i \quad [33]$$

$$\blacktriangleright \text{Calcul de } v_{d_{CM}} : v_{d_{CM}} = \frac{v_{CM}}{CMRR} \approx \frac{v_i}{CMRR}$$

$$\blacktriangleright \text{Calcul de } v_{o_{CM}} : v_{o_{CM}} = T \cdot v_{d_{CM}} \quad (v_{d_{CM}} \text{ attaque l'entrée "+" comme le fait } v_i)$$

Et, puisque, pour ce montage, on a également : $v_{o_{utile}} = v_{o_{vi}} = T \cdot v_i$, on observe que l'effet d'une tension de mode commun revient ici

à perturber v_o d'un maximum de $\frac{v_{o_{CM}}}{v_{o_{vi}}} = \frac{v_{d_{CM}}}{v_i} \approx \frac{1}{CMRR}$ ^[34]. Dans le cas d'un ampli op classique comme le $\mu A741$,

$$CMRR \approx 90 \text{ dB soit } 30.000 \text{ en nombre naturel, ce qui donne : } \frac{v_{o_{CM}}}{v_{o_{vi}}} \approx 0,003\% \text{ seulement !}$$

Ainsi, puisque le $CMRR$ est très élevé (en basses fréquences ^[35]), les tensions de mode commun n'ont qu'une influence le plus souvent négligeable.

4.2 Bruit interne de l'ampli op

Dans le cas d'un montage inverseur, par exemple, on obtient aisément :

$$V_{o(bruit)_{Vbruit}} = V_{bruit} \cdot \frac{R_1 + R_F}{R_1} \text{ et } V_{o(bruit)_{Ibruit}} = I_{bruit} \cdot R_F \Rightarrow V_{o(bruit)} = \sqrt{V_{o(bruit)_{Vbruit}}^2 + V_{o(bruit)_{Ibruit}}^2} \quad (V_{eff})$$

³¹ v_o dû aux signaux d'entrées du montage (v_i), c.à.d. indépendamment de l'offset.

³² = *Common Mode Rejection Ratio*, c.à.d. le *taux de réjection du mode commun*.

³³ En effet : $v_d = \frac{v_o}{A}$ et $v_o = T \cdot v_i \Rightarrow v_i \gg v_d = \frac{T}{A} \cdot v_i \quad (A = A_d)$

³⁴ Il est clair que ce résultat était plus immédiat en remarquant que la tension équivalente d'entrée de mode commun se trouve ici en série avec le signal d'entrée v_i

³⁵ En effet, la valeur du $CMRR$ décroît avec la fréquence, ce qui peut aggraver fortement la perturbation de $v_{o_{vi}}$.

5. Qualité de l'impédance d'entrée d'un montage bouclé : $\overline{Z}_{i_{mg}}$

Vu de l'entrée, tout circuit électronique est équivalent à une impédance unique ^[36] :

$$\overline{Z}_{i_{mg}} = \frac{\overline{V}_i}{\overline{I}_i} \quad \text{rapport entre la tension } v_i \text{ appliquée à l'entrée du circuit et le courant d'entrée } i_i \text{ qui en résulte.}$$

Les configurations d'entrée pouvant être différentes, l'expression finale de l'impédance d'entrée sera propre à chaque cas particulier.

Par contre, il est à noter que, d'une manière générale, le courant d'entrée de l'organe amplificateur (ampli op dans notre cas) est considérablement réduit par l'utilisation de contre réaction, car celle-ci maintient la tension différentielle d'entrée de l'ampli op (v_d) à une valeur extrêmement faible. En effet, pour le courant d'entrée différentiel de l'ampli op (i_d), on a :

$$\overline{I}_d = \frac{\overline{V}_d}{\overline{Z}_{i_{AO}}} \quad \text{avec } v_d \cong \frac{v_o}{A} !!! \quad [37]$$

Dans le cas d'un système bouclé, les chapitres suivants vont montrer que la *contre-réaction* permet de tendre vers la valeur idéale de l'impédance recherchée pour le montage.

³⁶ Sauf dans de rares cas, où il faut alors également tenir compte d'un élément actif.

³⁷ Par exemple, si un montage utilise un ampli op d'une fréquence de transition de 1MHz et est attaqué par un signal de 1kHz de fréquence imposant un signal de sortie de $10V_p$ d'amplitude, on aurait, sachant que $A=1000$ à 1kHz :

$$\text{dans le cas d'un ampli op à entrées bipolaires : } i_d \cong \frac{10V_p / 1000}{1M\Omega} \cong 10 \text{ nA}_p !$$

$$\text{dans le cas d'un ampli op à entrées FET : } i_d \cong \frac{10V_p / 1000}{1000G\Omega} \cong 10 \text{ fA}_p !!!$$

5.1 Expression de $\bar{Z}_{i_{mtg}}$ dans le cas d'un amplificateur non-inverseur

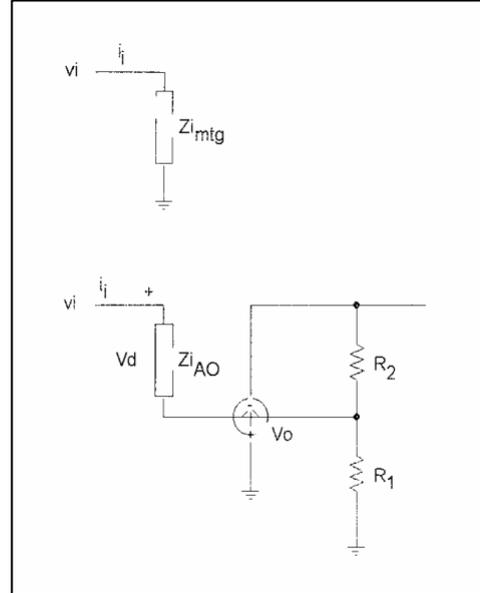
$$\bar{Z}_{i_{mtg}} = \frac{\bar{V}_i}{\bar{I}_i} \quad \text{avec} \quad \bar{I}_i = \bar{I}_d = \frac{\bar{V}_d}{\bar{Z}_d}, \quad \bar{V}_d = \frac{\bar{V}_o}{\bar{A}} \quad \text{et} \quad \bar{Z}_d = \bar{Z}_{i_{AO}}$$

$$\Rightarrow \bar{Z}_{i_{mtg}} = \frac{\bar{V}_i}{\bar{I}_i} = \frac{\bar{V}_i}{\bar{V}_d} \cdot \bar{Z}_{i_{AO}} = \frac{\bar{V}_i}{\bar{V}_o} \cdot \bar{A} \cdot \bar{Z}_{i_{AO}}$$

En outre, le courant différentiel étant négligeable devant les courants traversant les résistances R_1 et R_2 , on peut admettre que l'expression de la fonction de transfert du montage reste

$$\text{valable} \Rightarrow \frac{\bar{V}_o}{\bar{V}_i} \cong \frac{\bar{A}}{1 + \bar{A} \cdot \bar{B}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\bar{Z}_{i_{mtg}} = \bar{Z}_{i_{AO}} \cdot (1 + \bar{A} \cdot \bar{B})}$$

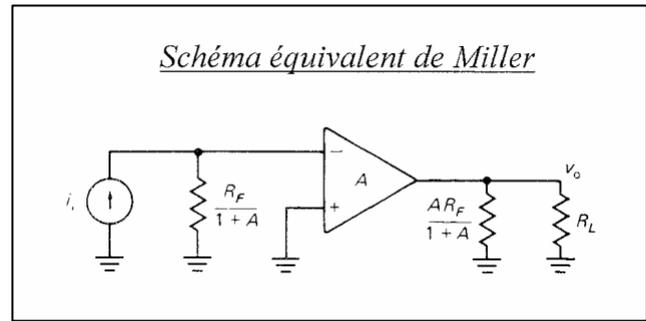
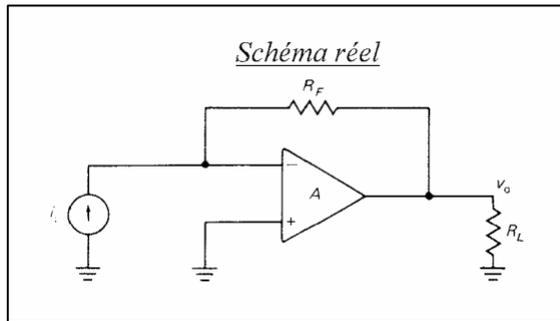


On observe donc que la *contre-réaction* permet d'obtenir une impédance d'entrée très élevée pour l'amplificateur non-inverseur, ce qui est le but recherché.

Ceci s'explique physiquement comme suit :

Bien que le courant d'entrée du montage (courant différentiel i_d) traverse la « relativement faible » impédance $\bar{Z}_{i_{AO}}$, la contre réaction ajuste la valeur de v_o , en fonction de celle de v_i , de manière à maintenir la tension différentielle v_d à la valeur très faible v_o/A . Le courant d'entrée du montage est donc diminué d'autant et il semble ainsi traverser une impédance $(1 + \bar{A} \cdot \bar{B})$ fois plus élevée que celle de l'ampli op.

5.2 Expression de $\bar{Z}_{i_{mg}}$ dans le cas du convertisseur courant-tension



tension

En utilisant le théorème de Miller, tout se passe, vu de l'entrée, comme si on plaçait une impédance d'entrée de Miller entre l'entrée « - » et la masse, de valeur :

$$\bar{Z}_{i_{Miller}} = \frac{R_F}{1 + A}$$

On obtient alors aisément l'impédance d'entrée du montage :

$$\bar{Z}_{i_{mg}} = \frac{R_2}{1 + A} // \bar{Z}_{i_{AO}} \cong \frac{R_2}{A} \text{ puisque le gain de l'ampli est très élevé (en utilisation normale).}$$

La contre-réaction permet donc d'obtenir une impédance d'entrée très faible pour le convertisseur courant-tension, ce qui est le but recherché.

5.3 Expression de $\bar{Z}_{i_{mg}}$ dans le cas de l'amplificateur inverseur

En utilisant le résultat obtenu ci-dessus, on peut écrire :

$$\bar{Z}_{i_{mg}} = R_1 + \bar{Z}_{i_{Miller}} = R_1 + \left(\frac{R_2}{1 + A} // \bar{Z}_{i_{AO}} \right) \cong R_1 \quad [38]$$

En effet, en raison de la masse virtuelle l'entrée inverseuse semble être à la masse et la tension d'entrée v_i est (quasi) appliquée aux bornes de R_1 , qui est donc pratiquement l'impédance d'entrée du montage.

³⁸ R_2 est la résistance de contre réaction.

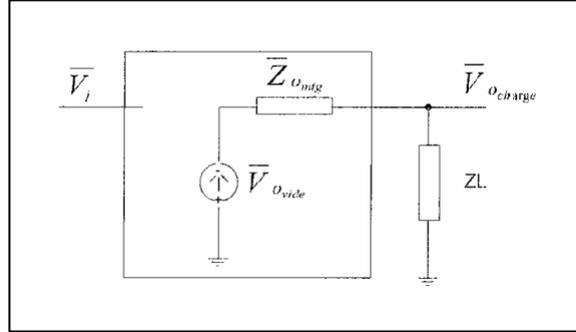
6. Qualité de l'impédance de sortie d'un montage bouclé : $\bar{Z}_{o_{mg}}$

Les paramètres de l'ampli op influençant $\bar{Z}_{o_{mg}}$ sont : $\bar{Z}_{o_{AO}}$ et A

♦ En observant le schéma équivalent de la sortie du montage, on peut écrire, lorsqu'il est chargé par \bar{Z}_L :

$$\bar{V}_{o_{charge}} = \bar{V}_{o_{vide}} - \bar{Z}_{o_{mg}} \cdot \bar{I}_{o_{mg}} \quad [39]$$

$$\text{avec : } \bar{I}_{o_{mg}} = \bar{I}_{Z_L}$$

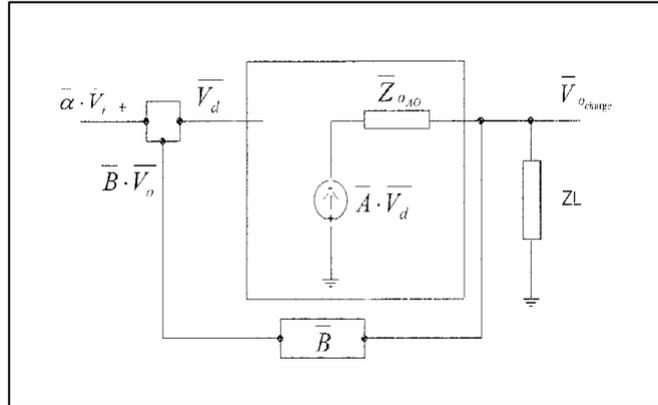


♦ Par contre, sur base du schéma équivalent de sortie de l'ampli op, on a :

$$\bar{V}_{o_{charge}} = \bar{A} \cdot \bar{V}_d - \bar{Z}_{o_{AO}} \cdot \bar{I}_{o_{AO}}$$

$$\text{avec : } \begin{cases} \bar{V}_d = \bar{a} \cdot \bar{V}_i - \bar{B} \cdot \bar{V}_o \\ \bar{I}_{o_{AO}} = \bar{I}_{o_{mg}} + \bar{I}_{CR} \end{cases} \quad [40]$$

$$\Rightarrow \bar{V}_{o_{charge}} = \frac{\bar{a} \cdot \bar{A}}{1 + \bar{A} \cdot \bar{B}} \cdot \bar{V}_i - \frac{\bar{Z}_{o_{AO}}}{1 + \bar{A} \cdot \bar{B}} \cdot \bar{I}_{o_{AO}}$$



♦ L'influence de $\bar{Z}_{o_{mg}}$ sur $\bar{V}_{o_{charge}}$ ne devient significative que pour des valeurs suffisamment élevées de $\bar{I}_{o_{mg}}$, valeurs telles que : $\bar{I}_{o_{mg}} \gg \bar{I}_{CR}$, en utilisation normale du montage.

Ainsi, lorsque le calcul de $\bar{Z}_{o_{mg}}$ a un intérêt, on a : $\bar{I}_{o_{AO}} = \bar{I}_{o_{mg}} + \bar{I}_{CR} \approx \bar{I}_{o_{mg}}$ et l'on obtient alors, par identification :

$$\boxed{\bar{Z}_{o_{mg}} = \frac{\bar{Z}_{o_{AO}}}{1 + \bar{A} \cdot \bar{B}}}$$

$$\text{Rem. : on retrouve évidemment : } \bar{V}_{o_{vide}} = \frac{\bar{a} \cdot \bar{A}}{1 + \bar{A} \cdot \bar{B}} \cdot \bar{V}_i = \bar{T} \cdot \bar{V}_i$$

Par conséquent, si dans le cas d'un système ouvert l'impédance de sortie du montage est celle de l'élément amplificateur $\bar{Z}_{o_{AO}}$, l'utilisation de *contre-réaction* permet de réduire considérablement cette valeur et de tendre ainsi vers l'idéal ($\bar{Z}_{o_{mg}} = 0$) !

³⁹ En ne tenant compte que des caractéristiques $\bar{Z}_{o_{AO}}$ et A de l'élément amplificateur.

⁴⁰ I_{CR} = courant dans la boucle de contre-réaction.

Ceci s'explique physiquement comme suit :

Bien que le courant de sortie traverse effectivement l'impédance de sortie de l'ampli op ($\bar{Z}_{o_{AO}}$), la contre réaction ajuste la valeur de v_d de manière à conserver la tension de sortie v_o proche de sa valeur idéale : toute tendance à la diminution (augmentation) de v_o , suite à une augmentation (diminution) de i_o , provoque une augmentation (diminution) de v_d , et est alors quasi compensée par une augmentation (diminution) de $A \cdot v_d$. Tout semble donc être comme si i_o traversait une très faible impédance de sortie.

Remarques :

- ◆ La relation obtenue est valable pour tout montage bouclé de type « tension-tension ».
- ◆ En utilisation normale : $A \cdot B \gg 1$ et ainsi, dans la plupart des cas, l'impédance de sortie est négligeable devant l'impédance de charge du montage ^[41], ce qui permet alors de considérer l'ampli op comme un générateur de tension parfait, vu de sa sortie.
- ◆ Il faudra prendre garde au fait qu'au fur et à mesure que la fréquence des signaux augmente, $\bar{Z}_{o_{mg}}$ se rapprochera de $\bar{Z}_{o_{AO}}$, car A diminue avec la fréquence alors que la valeur de $\bar{Z}_{o_{AO}}$ augmente ! On conçoit dès lors que l'impédance de sortie peut devenir très gênante aux fréquences élevées !

Effet de $\bar{Z}_{o_{mg}}$ sur $v_{o_{mg}}$

Etant donnée l'existence de $\bar{Z}_{o_{mg}}$, la tension de sortie réelle du montage, c.à.d. celle effectivement appliquée à la charge \bar{Z}_L , est : $\bar{V}_{o_{charge}} = \bar{V}_{o_{vide}} - \bar{Z}_{o_{mg}} \cdot \bar{I}_{o_{mg}} = \bar{V}_{o_{vide}} \cdot \frac{\bar{Z}_L}{\bar{Z}_L + \bar{Z}_{o_{mg}}}$

Si la «perturbation» de v_o est trop forte, il faut réduire $\bar{Z}_{o_{mg}}$. Puisque $\bar{Z}_{o_{mg}} = \frac{\bar{Z}_{o_{AO}}}{1 + A \cdot B}$, on peut y parvenir en augmentant le taux de réaction B du montage ^[42] et/ou en choisissant un ampli op dont le gain A est supérieur à la fréquence de travail ^{[43][44]}.

Si l'on admet que $\bar{Z}_{o_{mg}} \approx R_{o_{mg}}$ et $\bar{Z}_L \approx R_L$, cette relation devient : $v_{o_{charge}} = v_{o_{vide}} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{o_{mg}}}$

⁴¹ $Z_{o_{mg}} \cong \frac{100 \Omega}{100 \dots 100.000} \cong 1 \text{ m}\Omega \dots 1 \Omega$ selon le gain du montage ... mais cette valeur se dégrade si la fréquence augmente !!! (voir paragraphe précédent).

⁴² On peut par exemple attaquer la charge Z_L à travers un montage « tampon » (suiveur de tension).

⁴³ ampli op de plus large bande passante et/ou de type de compensation en fréquence autre que « standard ».

⁴⁴ En pratique, on peut difficilement "jouer" sur la valeur de $\bar{Z}_{o_{AO}}$ car les amplis op courants ont une impédance de sortie du même ordre de grandeur ($\approx 100\Omega$).

Dans ce dernier cas, la relation suivante précise alors l'erreur "introduite par" $R_{o_{mg}}$:

$$e = \frac{v_{o_{vide}} - v_{o_{charge}}}{v_{o_{vide}}} = 1 - \frac{v_{o_{charge}}}{v_{o_{vide}}} = 1 - \frac{R_L}{R_L + R_{o_{mg}}} = \frac{R_{o_{mg}}}{R_L + R_{o_{mg}}} \approx \frac{R_{o_{mg}}}{R_L} \quad [45]$$

7. Choix du type d'ampli op selon le type d'alimentation

En pratique, on rencontre deux types d'alimentation : l'alimentation simple et l'alimentation symétrique.

Selon le type d'alimentation utilisée et la *dynamique de sortie* désirée, on choisira un type d'ampli op particulier, afin d'adapter la valeur de ses "*tensions de déchets*" à l'application. ^[46]

En effet, par exemple en cas d'alimentation simple, il est souvent nécessaire d'avoir une excursion du signal de sortie jusqu'au potentiel de masse (borne d'alimentation négative), ce qui n'est possible qu'avec un ampli op dont la "*tension de déchet*" du côté négatif est nulle.

On rencontre ainsi des amplis op spécialement conçus pour recevoir une alimentation simple (cas du classique LM324 par exemple, ...)

Les fabricants proposent ainsi des amplis op optimisés pour chaque type d'alimentation (simple ou symétrique, de valeurs de tensions « normales » (5 à 18V) ou faibles ^[47]).

Notons que cette « optimisation » est donc ici liée aux dynamiques d'entrée et de sortie (paramètres V_{ICR} et V_{OM}).

⁴⁵ car, en utilisation normale : $R_{o_{mg}} \ll R_L$

⁴⁶ En outre, l'électronique interne d'un ampli op est adaptée au type d'alimentation prévu (simple ou symétrique). L'offset d'un ampli op est ainsi fortement aggravé si l'on ne respecte pas le type d'alimentation prévu.

⁴⁷ Il existe des amplis op dit « rail to rail » pour lesquels les tensions de déchets sont extrêmement faibles.

8. Choix des tensions d'alimentation

Le choix des tensions d'alimentation est effectué en respect des dynamiques d'entrée V_{ICR} et de sortie V_{OM} .

Exemple : Un amplificateur inverseur, utilisant un ampli op TL071, a un gain « idéal » de 10.

Ce montage est attaqué par des signaux sinusoïdaux de 800 mV de crête et peut être considéré comme non chargé.

On demande de déterminer la valeur minimale des tensions d'alimentation du montage, si l'on désire obtenir un fonctionnement optimal.

Solution :

Respect de V_{ICR} : Selon les *data sheets* du TL071, il faut : $V_{CC-} + 3\text{ V} \leq v_+$ et $v_- \leq V_{CC+}$, ce qui est vérifié puisque,

$$\text{dans le montage envisagé : } \begin{cases} v_- = 0 \\ v_+ \approx v_- = 0 \end{cases}$$

Respect de V_{OM} : On désire pouvoir obtenir $V_{o_p} = 800\text{ mV} \cdot 10 = 8\text{ V} \Rightarrow$ il faut : $\begin{cases} V_{OH} > 8\text{ V} + 10\% \text{ de } 8\text{ V} = 8,8\text{ V} \\ V_{OL} < -8,8\text{ V} \end{cases}$.

$$\text{Or, selon les } \textit{data sheets} \text{ du TL071 : } \begin{cases} (V_{OH})_{\text{à vide}} = V_{CC+} - 1,5\text{ V} \\ (V_{OL})_{\text{à vide}} = V_{CC-} + 1,5\text{ V} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \text{critères de choix des tensions d'alimentation : } \begin{cases} V_{CC+} > 8,8\text{ V} + 1,5\text{ V} = 10,3\text{ V} \\ V_{CC-} < -8,8\text{ V} - 1,5\text{ V} = -10,3\text{ V} \end{cases}$$

Annexes

Annexe 1

Matière de l'examen
d'électronique
analogique

Remarques

- Aucun schéma n'est à connaître par cœur, sauf ceux des pages 1-3 (« **Schéma simplifié de l'étage d'entrée d'un ampli op** »), 1-8 (« **Schéma équivalent de la structure interne d'un ampli op réel** »), 2-1 (« **Schéma général d'un système ouvert** »), 2-2 (« **Schéma général d'un système fermé** ») et 4-1 (« **Modèle d'un ampli op réel** ») ... Tout autre schéma nécessaire vous sera donc fourni lors de l'examen, ainsi que le formulaire repris en fin de ce document.

Matière relative aux chapitres 1 et 2

1. **Domaines d'applications courants de l'ampli op et origine de l'appellation « amplificateur opérationnel ».**
2. « **Système ouvert** » et « **système bouclé** » : savoir représenter et expliciter leur schéma général et démontrer leur fonction de transfert, principe de la contre-réaction (... *fonctionnement linéaire stable* ...) et de la réaction positive (... *fonctionnement en saturation* ...), pouvoir discuter de la tension différentielle réelle d'un système bouclé en contre-réaction, conditions d'obtention de la contre-réaction, intérêt (avantages) d'un « système bouclé » vis à vis d'un « système ouvert » (... *par exemple dans le cas d'un amplificateur ... Pouvoir, dans le cas de cet exemple, donner les caractéristiques requises pour le gain de l'élément amplificateur de chacun de ces 2 systèmes, afin qu'ils aient une précision optimale ... Et conclure sur ce qui est possible en pratique* ...), rôles de l'ampli op dans un « système bouclé »
3. **Ampli op idéal** : schémas équivalents en zones linéaire et saturée, avec justifications.
4. **Caractéristique de transfert d'un ampli op** : savoir la représenter et l'expliquer et en déduire les 2 domaines d'applications de l'ampli op (*fonctions linéaires (... contre-réaction ...) et fonctions de comparaison*).

Matière relative au chapitre 3 (Utilisation de l'ampli op)

5. **Schéma d'alimentation d'un montage à ampli op quelconque** : savoir représenter **toutes** les liaisons à effectuer réellement entre le bloc d'alimentation (simple ou symétrique) et le schéma de principe du montage envisagé.
6. **Suiveur de tension** : intérêt pratique.
7. « **Masse de virtuelle** » : expliciter cette notion.
8. **Montages additionneurs** : intérêt du montage « additionneur inverseur » vis à vis du montage « additionneur non inverseur » (... *dans le cas de la réalisation d'une « table de mixage » par exemple* ...).
9. « **Montage soustracteur ou ampli différentiel** » : intérêt du montage vis à vis d'un simple ampli op qui aurait été construit avec un gain adapté, avantages de l'« amplificateur d'instrumentation » vis à vis du montage « soustracteur ».
10. **Montage intégrateur** : expression de la tension de sortie, intérêt de la résistance R_p placée en parallèle sur le condensateur, effet néfaste de R_p .
11. **Redressement « simple alternance » et « détecteur de crête »** : fonctionnement et défaut.

12. « **Valeur absolue** » : fonctionnement et défauts du montage « simple », fonctionnement et intérêt du montage « rapide ».
13. « **Montages comparateurs** » : conditions de fonctionnement en comparateur, définition du seuil de commutation/comparaison V_i , définition et origine de « l'hystérésis », effet de la réaction positive quant à l'accentuation de l'emballement du signal de sortie vers la saturation, intérêt pratique de l'hystérésis (immunité aux « bruits » (... *effet du « bruit » si pas d'hystérésis, condition sur l'hystérésis ...*)), élaboration de fonctions particulières (*interrupteur crépusculaire, ...*), intérêt d'utiliser des diodes dans un montage comparateur à hystérésis, composant « comparator » (particularités vis à vis d'un composant « operational amplifier » (... *absence de C_{comp} , étage de sortie en « collecteur ouvert »*), notion de résistance de « pull-up » et intérêt), utilisation d'un composant « operational amplifier » en comparateur.
15. **Application de laboratoire « Récepteur IR » :**
- Justifiez que le signal pulsé à 1 kHz « passe bien » à travers le montage amplificateur sélectif, malgré une fréquence de coupure proche de 1 kHz.
 - Etudiez le fonctionnement du circuit de restitution des bits du mot série transmis de l'émetteur au récepteur, à partir du signal pulsé remis en forme par l'étage amplificateur.
16. **Application de laboratoire « Interrupteur crépusculaire »**
- Justifiez le recours à un étage à transistor pour la commande du relais.
 - Expliquez l'intérêt de la diode de roue libre placée en antiparallèle sur la bobine de contacteur (relais).
17. **Application de laboratoire « Alarme »**
- Sur base de la caractéristique de transfert du montage comparateur, justifiez la fonction de commande, avec maintien, de l'oscillateur, remplie par le montage.
 - Expliquez le fonctionnement de l'oscillateur pour signaux rectangulaires, à alimentation symétrique (*notes de cours*) ou à alimentation simple (*cas de l'« alarme »*). Effet d'une modification de la valeur de chaque composant du montage.
18. **Application de laboratoire « Détecteur de proximité inductif »**
- Expliquez le fonctionnement de l'oscillateur pour signaux triangulaires, à alimentation symétrique (*notes de cours*) ou à alimentation simple (*cas du « détecteur de proximité inductif »*). Effet d'une modification de la valeur de chaque composant du montage.
 - Etude (en régimes DC et AC) et intérêt de la cellule « liaison capacitive - pont de résistances », en entrée du montage « amplificateur d'instrumentation ».
19. **Oscillateurs pour signaux rectangulaires et triangulaires** : principe de fonctionnement, amorçage de l'oscillateur.
20. **Oscillateurs pour signaux sinusoïdaux** : principe de fonctionnement (... *système bouclé B/G, analyse selon A_L ...*), amorçage de l'oscillateur, intérêt et réalisation pratique (principe) de la modification automatique du gain de boucle, origine de la forme sinusoïdale du signal de sortie (... *filtrage passe-bande ...*).
21. **Convertisseurs CAN et CNA.**

Matière relative aux chapitres 4 et 5 (Caractéristiques d'un ampli op réel et dimensionnement)

22. « **Structure interne d'un ampli op** (de type standard) » : schéma équivalent, fonction et caractéristiques des étages d'entrée et de sortie, condensateur de compensation (intérêt et justification de la présence d'une seule cellule RC dans le schéma équivalent).
23. **Amplificateur différentiel idéal** : structure, notions (définitions) des tensions différentielle et de mode commun, régime de polarisation (imposé par l'ampli op lui-même (... *effet d'une tension d'entrée de mode commun sur le signal de sortie* ...)), origine de la possibilité de « liaison directe » en entrée d'un amplificateur différentiel (... *comparaison avec l'amplificateur à transistor de BAC2* ...), effet de la tension différentielle sur son signal de sortie.
24. **Dynamiques d'entrée et de sortie d'un ampli op** : définitions, facteurs dont elles dépendent, problèmes en cas de dépassement, intérêt des « ponts diviseurs » placés aux entrées « + » des amplis op de l'étage « amplificateur sélectif » de l'application de laboratoire « Récepteur IR ».
25. **Courants d'entrée d'un ampli op** : en régime de polarisation (origine des courants de polarisation, modélisation, caractéristiques dans les fiches techniques, nécessité de « liaisons directes » en entrée d'un ampli op) et en présence de v_d (... i_d , origine de Z_d ...), effets dans un montage donné (... *détermination de l'offset de sortie d'un montage donné et analyse de son effet* ..., *effet de Z_d (effet de i_d) sur la fonction de transfert et l'impédance d'entrée du montage* ...), « remédiations » possibles et « règles de dimensionnement » (... *équilibrage des résistances, amplis op à entrée à FET, amplis AC, limitation de la valeur des résistances externes* ...).
26. **Offset d'un ampli op** : origine, effet sur la caractéristique de transfert de l'ampli op, modélisation, effet dans un montage donné (... *détermination de l'offset de sortie d'un montage donné et analyse de son effet* ...), « remédiations » possibles et « règles de dimensionnement » (... *compensations, amplis AC et amplis op à chopper* ...).
27. **CMRR** : définition, défaut de l'ampli op mis en évidence par le CMRR, modélisation, calcul d'une tension de sortie de mode commun (... *par exemple dans le cas d'un montage soustracteur, amplificateur inv. ou non-inv.*), intérêt d'un montage ayant une masse virtuelle (d'un point de vue tension de sortie de mode commun).
28. **Fonction de transfert \bar{A} d'un ampli op de type « standard »** : définition (... v_o/v_d lorsque les signaux ont une forme sinusoïdale), origine, démonstration de l'expression de \bar{A} , réalité physique du module et de la phase de \bar{A} (... *comment les « voir » au laboratoire ?* ...), notion de fréquence de coupure, fréquence de transition (définition, démonstration de la relation $f_{T_A} = A_{DC} \cdot f_{c_A}$, importance pratique de ce paramètre), intérêt de limiter l'utilisation de la *dynamique de sortie* d'un ampli op à environ 90 %, intérêt d'alimenter un ampli op à tensions plus élevées, effet d'une diminution de A dans un montage donné (fonctionnant en régime linéaire), « remédiations » possibles et « règles de dimensionnement » ... en DC (fonction de transfert « réelle » en DC, erreur en DC) ... en AC (démonstration de la fonction de transfert « réelle » en AC d'un montage amplificateur, fréquence de coupure f_{c_T} , erreur en AC, « démonstration » de la relation $f_{c_T} = B \cdot f_{T_A}$, détermination de l'expression du taux de réaction d'un montage bouclé, détermination graphique de la f_{c_T} d'un montage amplificateur sur base de la réponse fréquentielle du gain A de l'ampli op (avec démonstration), « fréquence limite d'utilisation » d'un montage amplificateur (définition, calculs sur base du tableau de la page 5-7, facteurs dont elle dépend, problème en cas de dépassement, moyens de l'augmenter, intérêt d'un amplificateur à plusieurs étages, conséquences sur le design (voir exercices)).

29. **Slew rate** : définition, origine, démonstration de son expression générale ... montrant les facteurs dont il dépend et sur lesquels le constructeur peut « jouer » pour l'augmenter (*compromis « consommation/vitesse », réduction des $C_{parasites}$*), problème en cas de « dépassement », effets (*cas d'un montage fonctionnant en régime linéaire ou saturé (comparateur) attaqué par un signal d'entrée de forme sinusoïdale, triangulaire ou rectangulaire*), démonstration de la limite du fonctionnement normal liée au slew rate (*cas d'un montage fonctionnant en régime linéaire, attaqué par un signal d'entrée de forme sinusoïdale ou triangulaire*) ... montrant qu'il engendre une limite en fréquence à V_{OP} donné ou une limite en tension de sortie à f_{max} donné, analyse de ces limites (... *facteurs dont elles dépendent, comment les augmenter*).
30. **Limite en courant de sortie** : définition, origine, solutions pratiques (*citer simplement*).
31. **Impédance de sortie** : définition, origine, effet dans un montage donné, justification physique de la faible impédance de sortie d'un montage bouclé.

Exercices

- Savoir déterminer la fonction de transfert d'un montage donné utilisant un ampli op en régime linéaire, avec diodes éventuelles. Savoir déterminer la caractéristique de transfert d'un montage comparateur utilisant un composant « operational amplifier » ou « comparator » à collecteur ouvert et des diodes. ➡ voir exercices faits ou donnés au cours et au laboratoire. Savoir analyser le montage donné en régimes DC et AC.
- Savoir déterminer les valeurs minimales des tensions d'alimentation d'un montage à ampli op.
- Savoir effectuer le « design » d'un montage à ampli op (➡ voir exemples faits au cours). Savoir traiter le cas d'un ampli à plusieurs étages, ainsi que le cas d'un ampli attaqué par un signal autre que sinusoïdal (➡ voir exemple fait au cours).

Autres genres de questions :

- ... Déterminez l'amplitude maximale que l'on peut donner au signal d'entrée d'un montage afin qu'il fonctionne de manière optimale ...
- ... Déterminez la valeur maximale admissible pour l'amplitude et la fréquence du signal d'entrée d'un montage, si l'on désire obtenir une fréquence maximale d'utilisation du montage la plus élevée possible.
- ... Déterminez si un montage peut convenir pour l'amplification d'un signal sinusoïdal d'une amplitude de ... V de crête à crête et dont la fréquence peut aller de ... Hz à ... Hz.
- ... Déterminez la fréquence maximale jusqu'à laquelle on peut utiliser un montage, ainsi que la dynamique de sortie correspondante.
- ... Déterminez la fréquence maximale jusqu'à laquelle on peut utiliser un montage, si l'on désire obtenir une dynamique de sortie de ... V de crête.
- ... Déterminez le gain maximum que l'on peut donner à un amplificateur devant amplifier le signal d'un capteur de température.

FORMULAIRE

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt} \quad (f \cdot V_{o_p})_{\text{limite}} = \frac{SR}{2 \cdot p} \quad (f \cdot V_{o_p})_{\text{limite}} = \frac{SR}{4} \quad \bar{A} = \frac{A_{DC}}{1 + j \cdot \frac{f}{f_{CA}}}$$

$$\bar{T} = \frac{\bar{a} \cdot \bar{A}}{1 + \bar{A} \cdot \bar{B}} \quad \bar{T} = \frac{\bar{T}_{\text{idéal}}}{1 + \frac{1}{\bar{A} \cdot \bar{B}}} \quad \bar{T} = \frac{T_{DC}}{1 + j \cdot \frac{f}{f_{CT}}} \quad T_{DC} = \frac{T_{\text{idéal}}}{1 + \frac{1}{A_{DC} \cdot B}}$$

$$f_{TA} = A_{DC} \cdot f_{CA} \quad f_{CT} = f_{CA} \cdot (1 + A_{DC} \cdot B) \quad f_{CT} \approx B \cdot f_{TA} \quad f_{\text{limite}} = k \cdot f_{CT}$$

$$\bar{A}_L = \bar{A} \cdot \bar{B} \quad e \approx \frac{1}{A_{DC} \cdot B}$$

Pour l'amplificateur non inverseur : $\bar{T}_{\text{idéal}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$

$$\bar{a} = 1 \quad \bar{B} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Pour l'amplificateur inverseur : $\bar{T}_{\text{idéal}} = -\frac{R_2}{R_1}$

$$\bar{a} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \bar{B} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$10 \cdot Z_{o_{AO}} \leq R_{2\text{contre réaction}} \leq T_{\text{idéal}} \cdot \frac{Z_{i_{AO}}}{10}$$

$$CMRR(\text{dB}) = 20 \cdot \log\left(\frac{A_d}{A_{CM}}\right)$$

e	k
30 %	1
20 %	≈ 1/1,3
15 %	≈ 1/1,6
10 %	≈ 1/2
6 %	≈ 1/2,8
5 %	≈ 1/3
3 %	≈ 1/4
2 %	≈ 1/5
1 %	≈ 1/7
0,8 %	≈ 1/8
0,6 %	≈ 1/9
0,5 %	≈ 1/10
0,4 %	≈ 1/11
0,3 %	≈ 1/13
0,2 %	≈ 1/16
0,1 %	≈ 1/22

$$\bar{Z}_{o_{mg}} = \frac{\bar{Z}_{o_{AO}}}{1 + \bar{A} \cdot \bar{B}}$$

Pour un montage amplificateur non-inverseur : $\bar{Z}_{i_{mg}} = \bar{Z}_{i_{AO}} \cdot (1 + \bar{A} \cdot \bar{B})$

$$v_{o_{t1}} = v_{o_{t0}} - \frac{1}{R_i \cdot C} \cdot \int_{t_0}^{t_1} v_i \cdot dt \quad \frac{\bar{V}_o}{\bar{V}_i} = -\frac{1}{j \cdot \omega \cdot R_i \cdot C} \quad \bar{T} = \frac{-R_p / R_i}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R_p}$$

$$V_{o_{DC}} = (V_{o_{initial}} - V_{o_{final}}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + V_{o_{final}} \quad \text{avec : } V_{o_{final}} = -\frac{R_p}{R_i} \cdot V_{i_{DC}} \quad \text{et } \tau = R_p \cdot C$$

Annexe 2

Laboratoire :

Première approche de l'ampli op

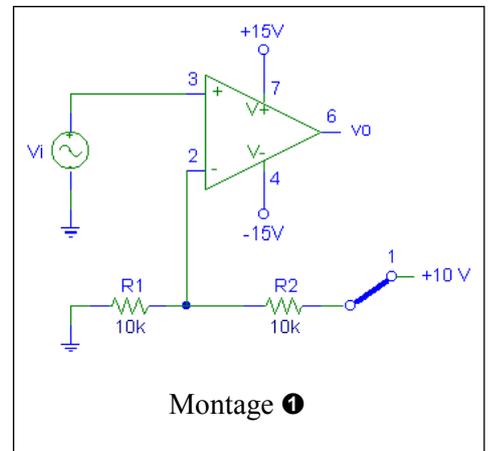
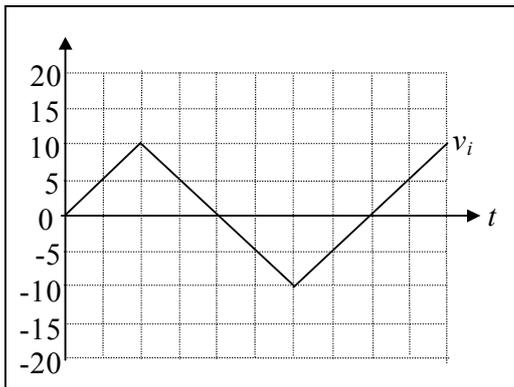
Première approche de l'amplificateur opérationnel

Manipulations préliminaires

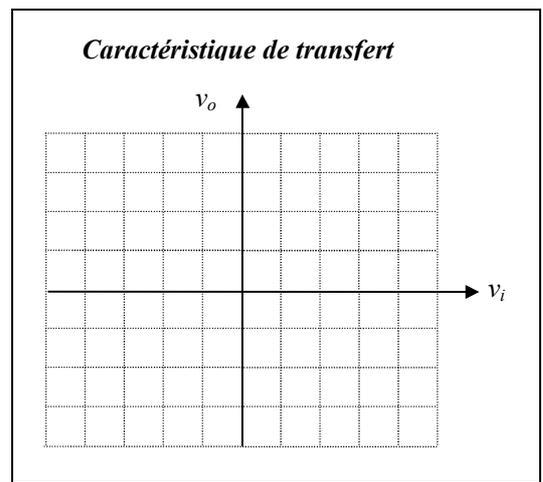
- Alimentez l'ampli op : $V_{CC+} = +15\text{ V}$ et $V_{CC-} = -15\text{ V}$
- Générateur de signaux : triangle / $DC = 0\text{ V}$ / $f = \text{environ } 20\text{ Hz}$
- Oscillo : axes horizontaux au centre de l'écran / 5 V/DIV pour les 2 canaux

1. Sans réaction ... fonctionnement en régime saturé

- Sur la platine d'essais, réalisez avec soin le montage ❶
- G : $V_p = 10\text{ V}$ (20 V_{pp})
- $\{v_o \text{ et } v_i\}$ en $f(t)$ et $v_o = f(t)$ ci-dessous.



- $\{v_o = f(v_i)\}$ (Display Mode XY), afin d'observer la **caractéristique de transfert du montage**.
- $v_o = f(v_i)$ dans le graphique ci-contre.



- Quelle fonction remplit ce montage ?
- Placez le sélecteur en position 1'.
- Quelle fonction remplit à présent le montage ?
- Enlevez le sélecteur.
- Quelle fonction remplit à présent le montage ? Justifiez.

Précision de la fonction de transfert du « comparateur »

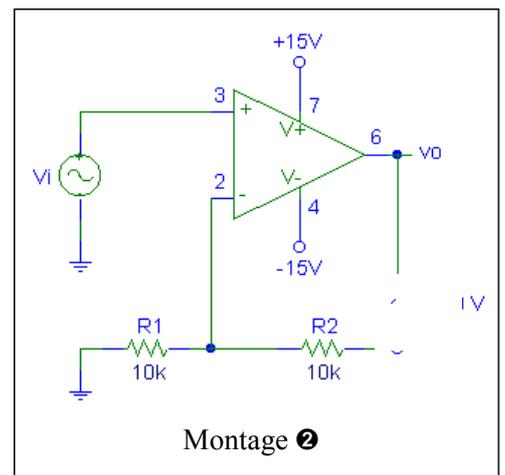
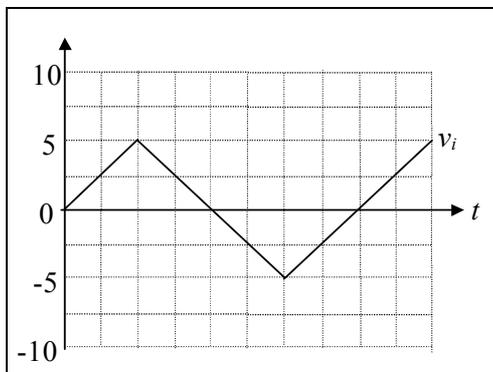
- La comparaison des signaux v_+ et v_- est effectuée par le composant avec une erreur absolue d'environ

Caractéristique de transfert d'un ampli op

- Dans le dernier cas (sans sélecteur),  $\{v_o = f(v_i)\}$ ( Display  Mode XY), afin d'observer la *caractéristique de transfert du montage*.
- A quoi correspond également cette *caractéristique de transfert* ^[1]? Justifiez.
.....  cette caractéristique à la pg 1-9.
- Quelle(s) zone(s) de sa *caractéristique de transfert* utilise essentiellement l'ampli op, en fonctionnement « comparateur » ?
- Dans quel type de fonctionnement travaille donc l'ampli op ?
- Que peut-on dire de l'utilisation du reste de la *caractéristique de transfert* du composant, dans ce type de fonctionnement ?

2. Avec réaction négative (CR) ... fonctionnement en régime linéaire

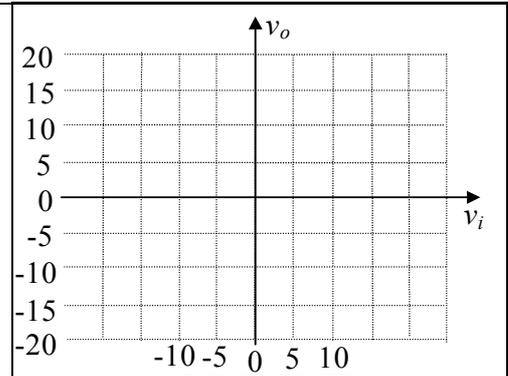
- $G : V_p =$ environ 6 V
- Tout en  $\{v_o$ et $v_i\}$ en $f(t)$, commutez le « sélecteur » en position « 2 » (montage ).
- $G : V_p = 5$ V (10 V_{pp})
-  $v_o = f(t)$



- Quelle fonction remplit ce montage ?

¹ Si ce n'est que la pente de la partie « verticale » est influencée par l'effet du Slew Rate.

- >  $\{v_o = f(v_i)\}$ (en XY), afin d'observer la caractéristique de transfert du montage.  $v_o = f(v_i)$ ci-contre.



Précision de la fonction de transfert d'un « montage bouclé »

- > « Mesurez » le gain du montage : $T = \frac{v_o}{v_i} = \dots\dots\dots$ et vérifiez qu'il vaut bien $T = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 2$
- > Imposez $R_2 = 90k\Omega$ (2 résistances en série de valeur $22k\Omega$ et $68k\Omega$), afin de vérifier que $T = 10$
- > Observez en outre l'excellente linéarité de cet amplificateur, dans les 2 cas.
- > Ainsi, malgré la dispersion des composants semi-conducteurs dont font partie les amplis op, on observe que la précision de la fonction de transfert d'un montage bouclé est remarquable ^[2] !

Précisez clairement l'origine de cette propriété :

.....

.....

.....

- > « Prouvez » que l'ampli op utilise la zone « linéaire » de sa *caractéristique de transfert*, dans cette application ? (On parle de fonctionnement « linéaire »)

« Preuve 1 » : $V_{op} \dots\dots\dots$

« Preuve 2 » :  $\{v_+ (= v_i) \text{ et } v_-\}$ en $f(t) \Rightarrow v_- \dots\dots\dots v_+$ car $v_d = \dots\dots\dots$

Notion de « contre réaction » et utilité

- > Pourquoi le type de fonctionnement de l'ampli op est passé de « saturé » à « linéaire », lorsque le commutateur a été placé en position « 2 » ? :
-
- > Quelle « condition sur le câblage » faut-il donc respecter, si l'on désire obtenir le fonctionnement « linéaire » de l'ampli op ?
- > Expliquez « physiquement » le principe de la « contre réaction » :

² Ceci constitue l'objectif essentiel de l'utilisation de « montages bouclés » en « contre réaction ».

> Précisez clairement l'utilité de la contre réaction dans le système « bouclé » :

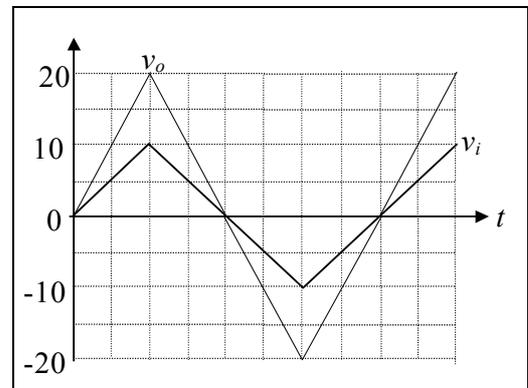
.....

.....

> Augmentez v_i jusqu'à ce que v_o subisse un « écrasement »
 ... $v_o = f(t)$ à $V_p = 10\text{ V}$.

Justifiez l'apparition de cet « écrasement » :

> Que devient la fonction de transfert du montage ($T = 2$ ici) lorsque v_o entre en saturation ?



> Quelle « condition sur sa valeur » doit donc respecter $v_{o_{\text{présumé}}}$, si l'on désire obtenir le fonctionnement « linéaire » du composant ampli op ?

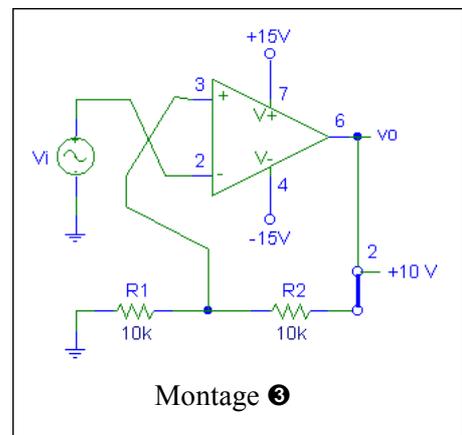
3. Avec réaction positive ... fonctionnement en régime saturé

> $G : V_p = 10\text{ V}$ (20 V_{pp})

> Tout en $\{v_o \text{ et } v_i\}$ en $f(t)$, inversez les positions relatives des bornes « + » et « - » de l'ampli op (montage ③).

> Le montage remplit à présent une fonction de comparateur dit « à hystérésis » ! ... Un CI numérique intègre ce type de comparateur. Quelle est son appellation ?

> Pourquoi le type de fonctionnement de l'ampli op est-il passé de « linéaire » à « saturé », lors de cette inversion ?



Montage ③ de cette inversion ?

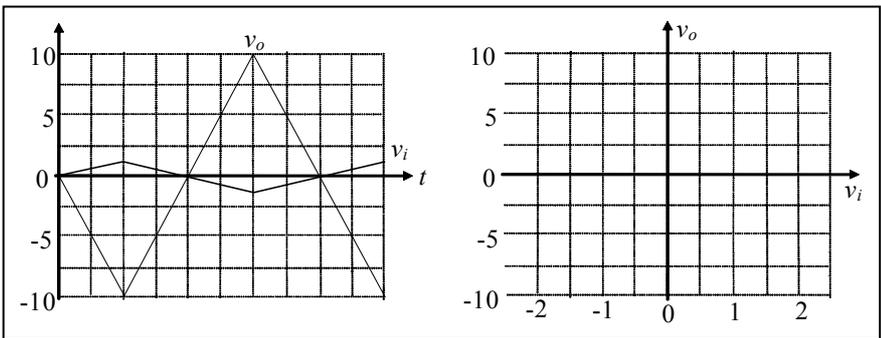
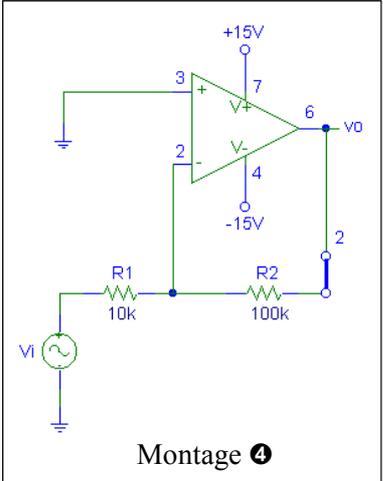
4. Essai du montage « amplificateur inverseur »

> Réalisez le montage ④.

> $G : V_p = 1\text{ V} (2 V_{pp})$

> $\{v_o \text{ et } v_i\}$ en $f(t)$ et $v_o = f(t) \Rightarrow$ vérifiez la fonction d'amplificateur inverseur, remplie par le montage.

> $\{v_o \text{ et } v_i\}$ en $XY \Rightarrow v_o = f(v_i)$ (caractéristique de transfert du montage)



> Vérifiez et justifiez que : $T_{réel} = \frac{v_o}{v_i} = \dots = T_{idéal} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{100\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega} = -10$

.....

> $\{v_-\}$ en $f(t) \Rightarrow v_- = \dots$ Justifiez cette valeur :

> Explicitez la notion de « masse virtuelle » :

> Vérifiez et justifiez le fonctionnement en régime « linéaire » de l'ampli op :

.....

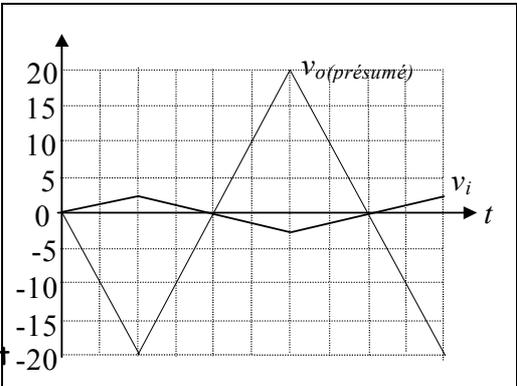
> $G : V_p = 2\text{ V} (4 V_{pp})$

> $\{v_o \text{ et } v_i\}$ en $f(t) \Rightarrow v_o = f(t)$

> $\{v_d (= -v_- \dots \text{activer "inversion") et } v_o\}$ en $f(t)$
 $\Rightarrow v_d = f(t)$

> Justifiez l'allure de v_d , sachant que son expression est

$$v_d = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o = \alpha \cdot v_i - B \cdot v_o$$



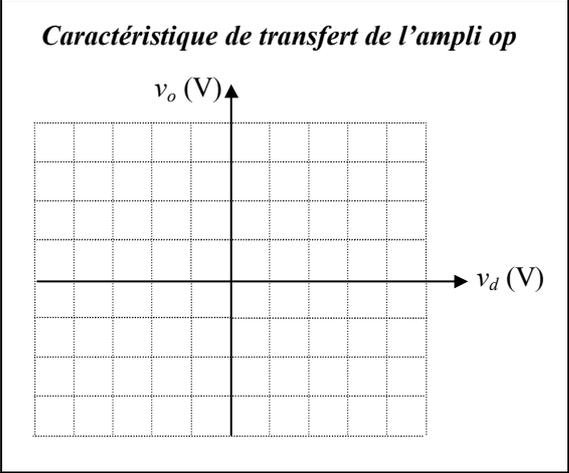
‡ parties horizontales :

‡ parties triangulaires :

5. Caractéristique de transfert de l'ampli op

‡ Montage ④.

‡  $\{v_o = f(v_d = -v_-)\}$ (en XY) (caractéristique de transfert de l'ampli op), en choisissant les mêmes échelles en X et Y (5V/DIV).



6. Exercice de détermination de fonction de transfert

Annexe 3

Fiches signalétiques
de composants

Fiche signalétique du 741

μA741C, μA741I, μA741M GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

D920, NOVEMBER 1970 — REVISED JANUARY 1992

- Short-Circuit Protection
- Offset-Voltage Null Capability
- Large Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- No Frequency Compensation Required
- Low Power Consumption
- No Latch-Up
- Designed to Be Interchangeable With Fairchild μA741

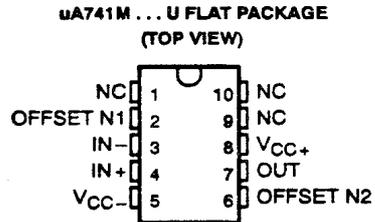
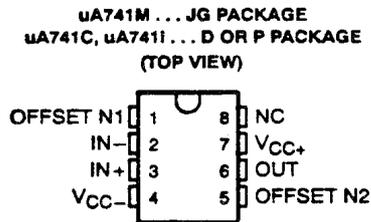
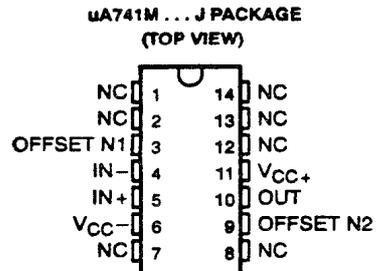
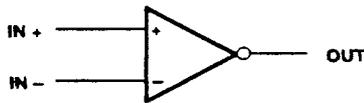
description

The μA741 is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low potentiometer may be connected between the offset null inputs to null out the offset voltage as shown in Figure 2.

The μA741C is characterized for operation from 0°C to 70°C. The μA741I is characterized for operation from -40°C to 85°C. The μA741M is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

symbol



NC—No internal connection

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1992, Texas Instruments Incorporated



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

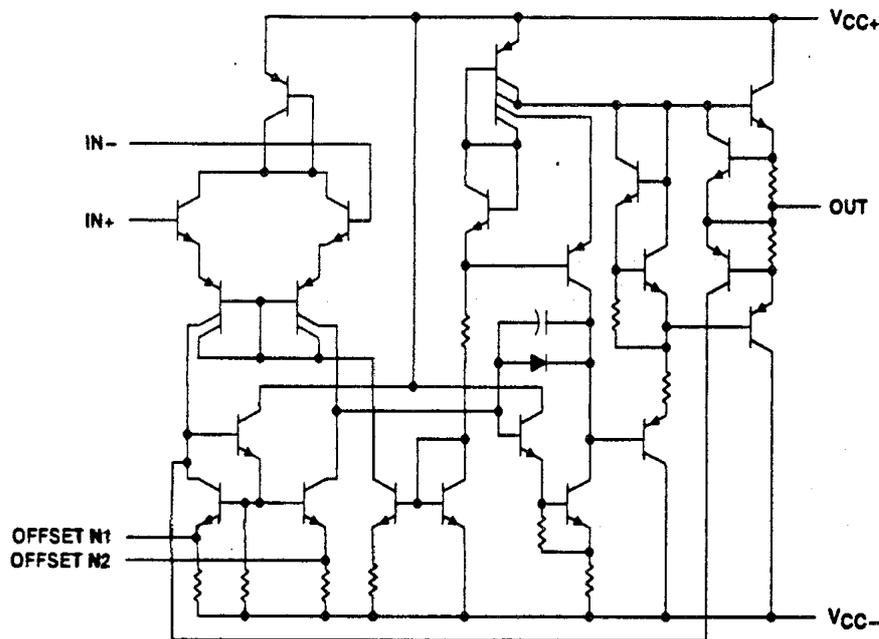
uA741C, uA741I, uA741M GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGE					
	SMALL OUTLINE (D)	CHP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)	FLAT PACK (U)
0°C to 70°C	uA741CD				uA741CP	
-40°C to 85°C	uA741ID				uA741IP	
-55°C to 125°C		uA741MFK	uA741MJ	uA741MJG		uA741MU

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R (e.g., uA741CDR).

schematic



Component Count

Transistors	- 22
Resistors	- 11
Diode	- 1
Capacitor	- 1

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	uA741C	uA741I	uA741M	UNIT
Supply voltage V _{CC+} (see Note 1)	18	22	22	V
Supply voltage V _{CC-} (see Note 1)	-18	-22	-22	V
Differential input voltage (see Note 2)	±15	±30	±30	V
Input voltage any input (see Notes 1 and 3)	±15	±15	±15	V
Voltage between either offset null terminal (N1/N2) and V _{CC-}	±15	±0.5	±0.5	V
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited	unlimited	unlimited	
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table			
Operating free-air temperature range	0 to 70	-40 to 85	-55 to 125	°C
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C
Case temperature for 60 seconds	FK package			260
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J, JG, or U package			300
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D or P package			260

NOTES: 1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-}.

2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.

3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.

4. The output may be shorted to ground or either power supply. For the uA741M only, the unlimited duration of the short circuit applies at (or below) 125°C case temperature or 75°C free-air temperature.

µA741C, µA741I, µA741M GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	T _A = 25°C POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T _A	T _A = 70°C POWER RATING	T _A = 85°C POWER RATING	T _A = 125°C POWER RATING
D	500 mW	5.8 mW/°C	64°C	464 mW	377 mW	N/A
FK	500 mW	11.0 mW/°C	105°C	500 mW	500 mW	275 mW
J	500 mW	11.0 mW/°C	105°C	500 mW	500 mW	275 mW
JG	500 mW	8.4 mW/°C	80°C	500 mW	500 mW	210 mW
P	500 mW	N/A	N/A	500 mW	500 mW	N/A
U	500 mW	5.4 mW/°C	57°C	432 mW	351 mW	135 mW

electrical characteristics at specified free-air temperature, V_{CC} = ±15 V

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T _A †	UA741C			UA741I, UA741M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IO} Input offset voltage	V _O = 0	25°C	1	6		1	5	mV	
		Full range			7.5		6		
ΔV _{IO(adj)} Offset voltage adjust range	V _O = 0	25°C	±15			±15			mV
I _{IO} Input offset current	V _O = 0	25°C	20	200		20	200	nA	
		Full range		300		500			
I _{IB} Input bias current	V _O = 0	25°C	80	500		80	500	nA	
		Full range		800		1500			
V _{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	±12	±13		±12	±13	V	
		Full range	±12			±12			
V _{OM} Maximum peak output voltage swing	R _L = 10 kΩ	25°C	±12	±14		±12	±14	V	
	R _L ≥ 10 kΩ	Full range	±12			±12			
	R _L = 2 kΩ	25°C	±10	±13		±10	±13		
	R _L ≥ 2 kΩ	Full range	±10			±10			
A _{VD} Large-signal differential voltage amplification	R _L ≥ 2 kΩ	25°C	20	200		50	200	V/mV	
	V _O = ±10 V	Full range	15			25			
r _i Input resistance		25°C	0.3	2		0.3	2	MΩ	
r _o Output resistance	V _O = 0, See Note 5	25°C	75			75			Ω
C _i Input capacitance		25°C	1.4			1.4			pF
CMRR Common-mode rejection ratio	V _{IC} = V _{ICR} min	25°C	70	90		70	90	dB	
		Full range	70			70			
k _{SVS} Supply voltage sensitivity (ΔV _{IO} /ΔV _{CC})	V _{CC} = ±9 V to ±15 V	25°C	30	150		30	150	µV/V	
		Full range		150		150			
I _{OS} Short-circuit output current		25°C	±25	±40		±25	±40	mA	
I _{CC} Supply current	No load, V _O = 0	25°C	1.7	2.8		1.7	2.8	mA	
		Full range		3.3		3.3			
P _D Total power dissipation	No load, V _O = 0	25°C	50	85		50	85	mW	
		Full range		100		100			

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for the µA741C is 0°C to 70°C, the µA741I is -40°C to 85°C, and the µA741M is -55°C to 125°C.

NOTE 5: This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

uA741C, uA741I, uA741M
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	uA741C			uA741I, uA741M			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_r Rise time	$V_i = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	0.3			0.3			μs
Overshoot factor	$C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1	5%			5%			
SR Slew rate at unity gain	$V_i = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1	0.5			0.5			$\text{V}/\mu\text{s}$

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

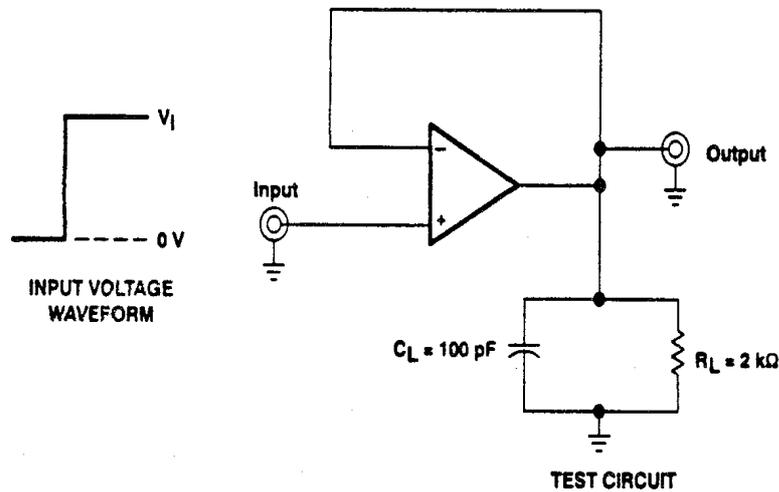


Figure 1. Rise Time, Overshoot, and Slew Rate

APPLICATION INFORMATION

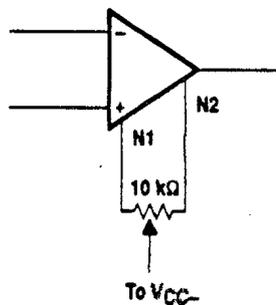


Figure 2. Input Offset Voltage Null Circuit

uA741C, uA741I, uA741M
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

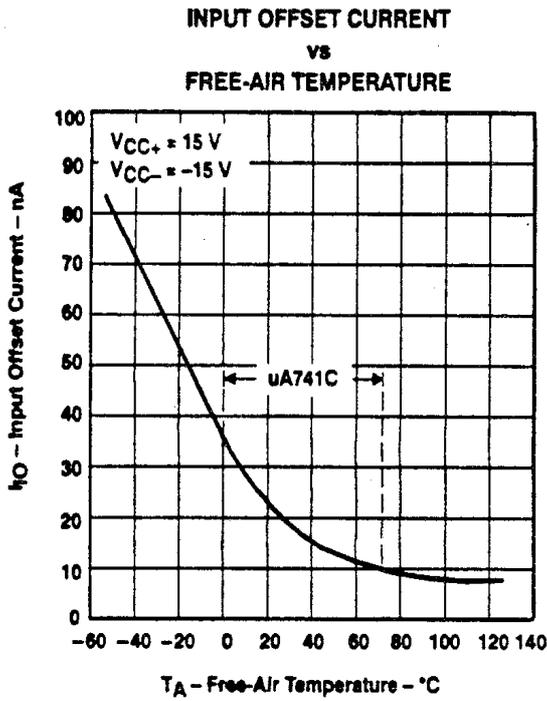


Figure 3

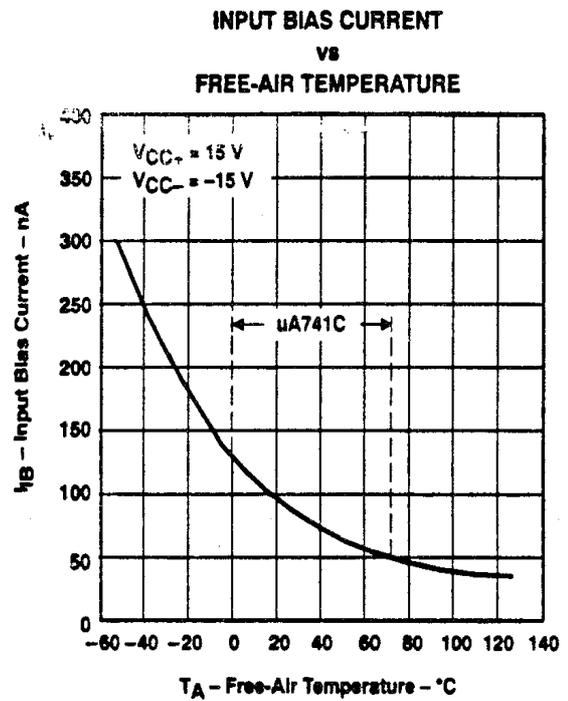


Figure 4

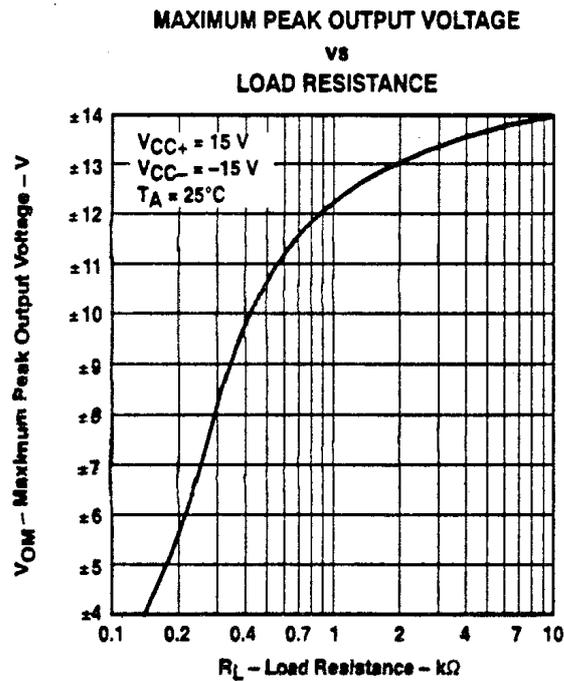


Figure 5

uA741C, uA741I, uA741M
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS

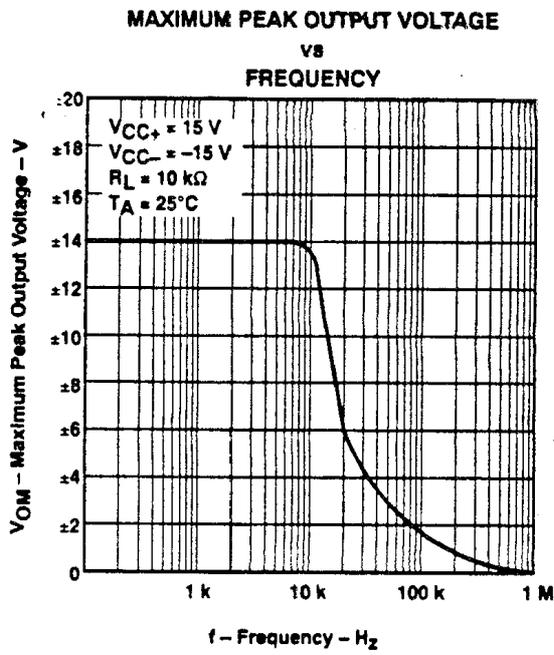


Figure 6

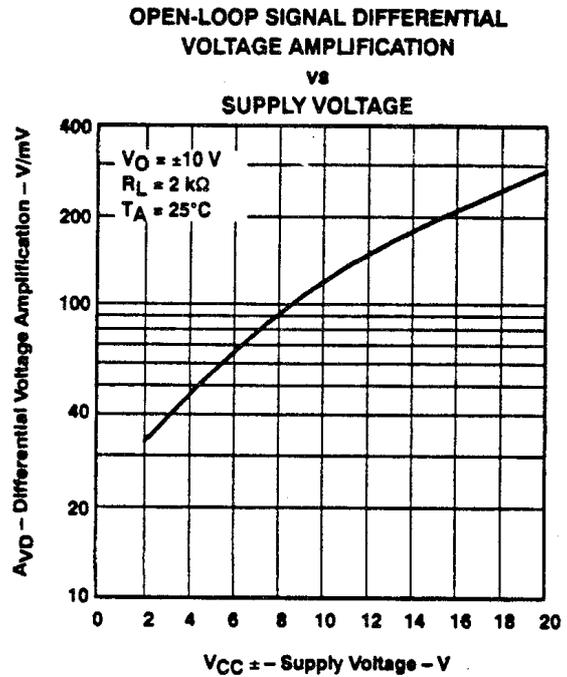


Figure 7

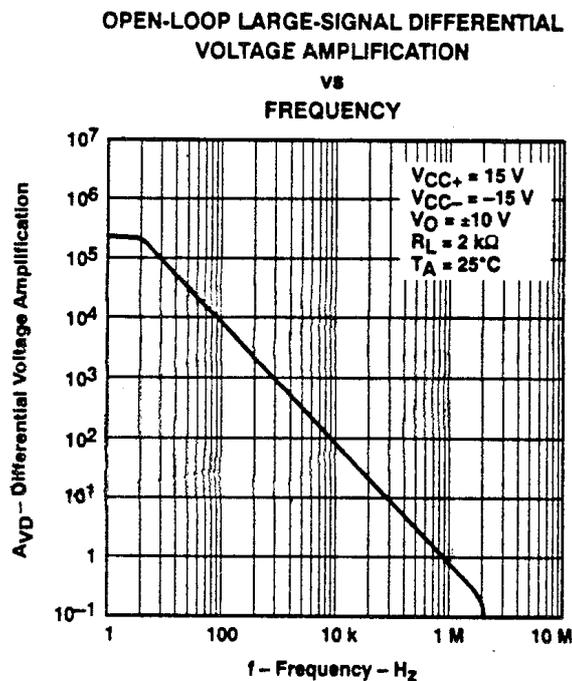


Figure 8

uA741C, uA741I, uA741M
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS

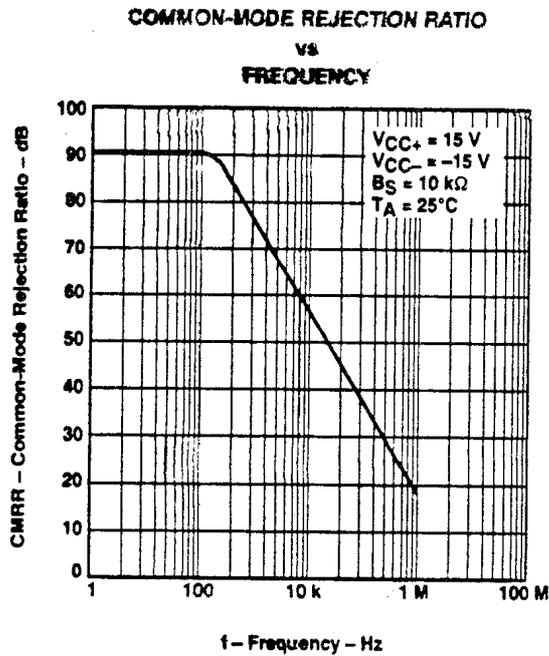


Figure 9

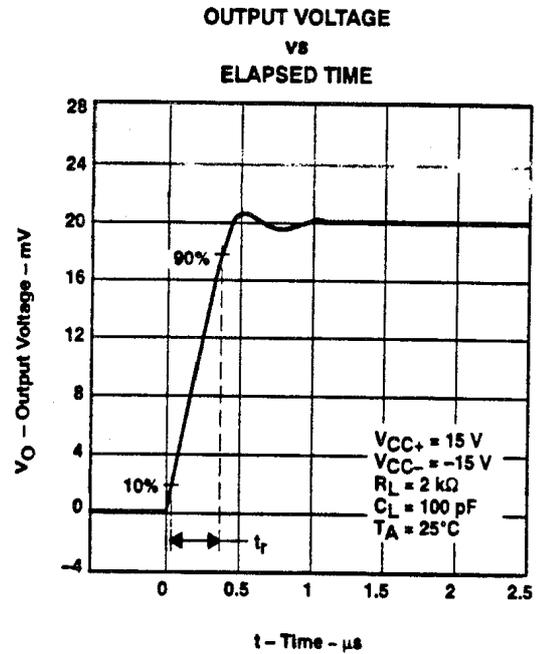


Figure 10

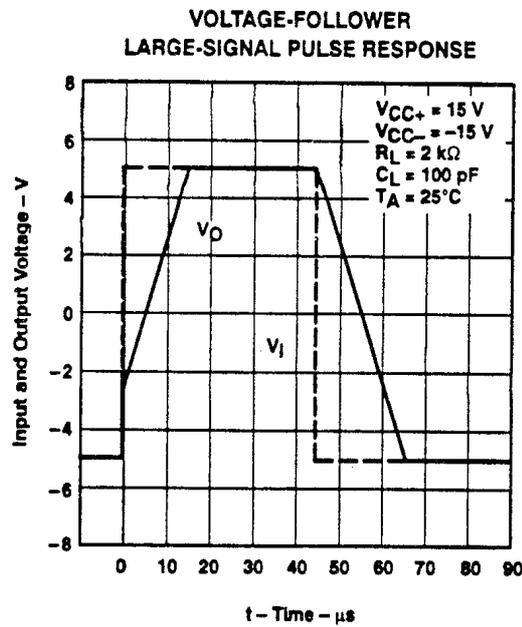


Figure 11

Fiche signalétique du TL071

TL070, TL071, TL071A, TL071B TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

D2393, SEPTEMBER 1978—REVISED SEPTEMBER 1990

19 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL, AND MILITARY TEMPERATURE RANGES

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}
- Low Noise . . . $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation (Except TL070)
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ Typ

description

The JFET-input operational amplifiers in the TL07__ series are designed as low-noise versions of the TL08__ series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07__ series ideally suited as amplifiers for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET-inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages all integrated on a single monolithic chip.

The C suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} MAX AT 25°C	PACKAGE							
		SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	METAL CAN (L)	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC DIP (P)	FLAT PACK (W)
0°C to 70°C	10 mV	TL070CD						TL070CP	
	10 mV	TL071CD						TL071CP	
	6 mV	TL071ACD						TL071ACP	
	3 mV	TL071BCD						TL071BCP	
	10 mV	TL072CD						TL072CP	
	6 mV	TL072ACD						TL072ACP	
	3 mV	TL072BCD						TL072BCP	
	10 mV	TL074CD					TL074CN		
	6 mV	TL074ACD					TL074ACN		
3 mV	TL074BCD					TL074BCN			
-40°C to 85°C	6 mV	TL071ID						TL071IP	
	6 mV	TL072ID						TL072P	
	6 mV	TL074ID					TL074IN		
-55°C to 125°C	6 mV		TL071MFK		TL071MJG	TL071ML			
	6 mV		TL072MFK		TL072MJG	TL072ML			
	9 mV		TL074MFK	TL074MJ					TL074MW

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., TL071CDR).

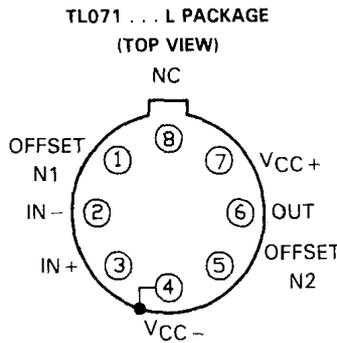
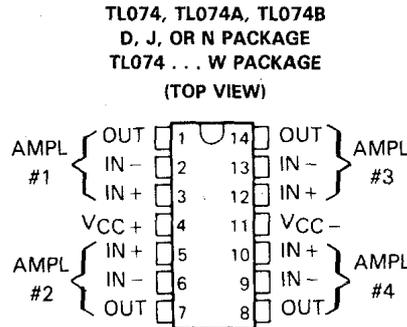
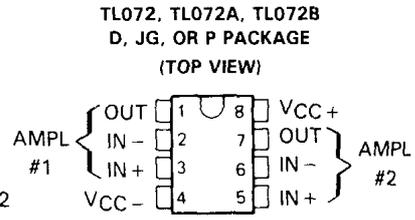
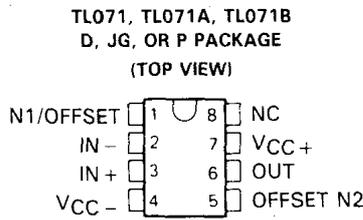
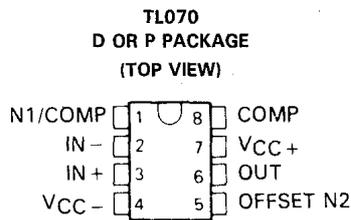
PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.


**TEXAS
INSTRUMENTS**

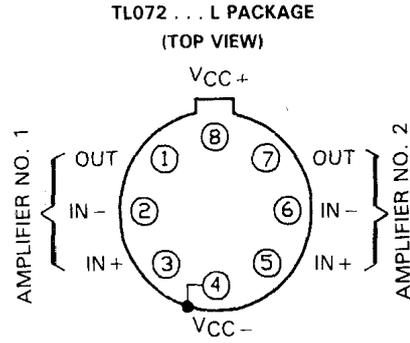
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1990, Texas Instruments Incorporated

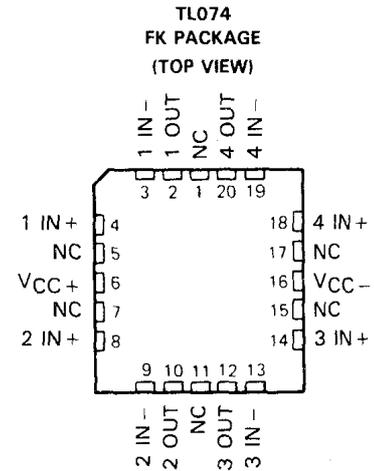
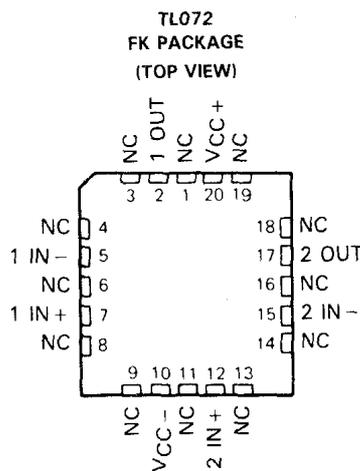
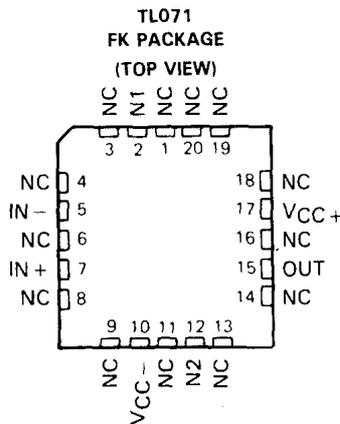
TL070, TL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS



PIN 4 IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE CASE



PIN 4 IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE CASE



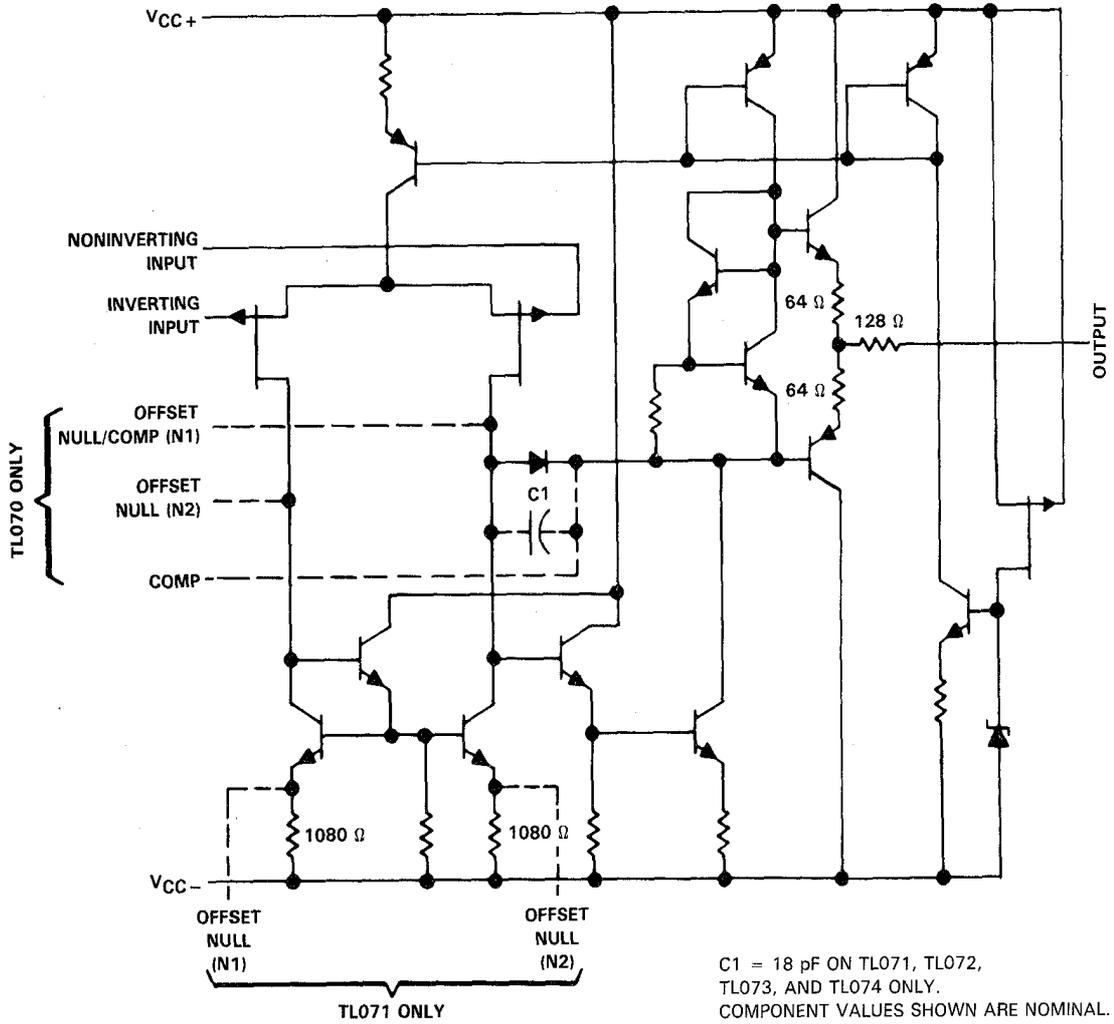
NC—No internal connection



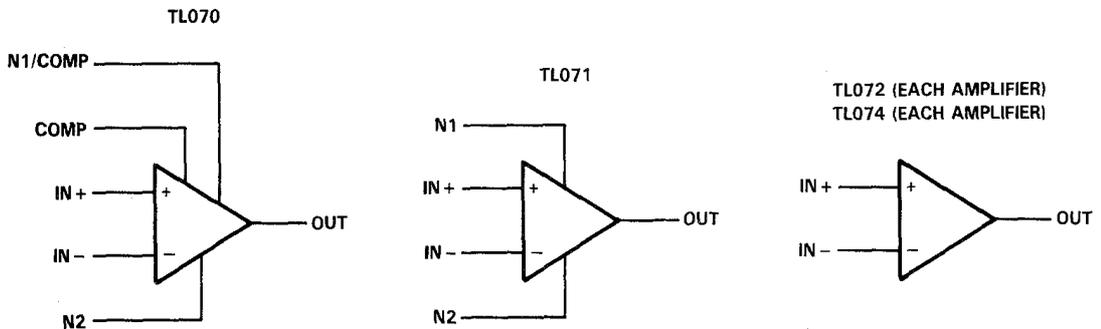
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL070, TL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

schematic (each amplifier)



symbols



TL070, TL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	TL07__C TL07__AC TL07__BC	TL07__I	TL07__M	UNIT
Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	18	18	18	V
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)	-18	-18	-18	V
Differential input voltage (see Note 2)	± 30	± 30	± 30	V
Input voltage (see Notes 1 and 3)	± 15	± 15	± 15	V
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited	unlimited	unlimited	
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table			
Operating free-air temperature range	0 to 70	-40 to 85	-55 to 125	°C
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C
Case temperature for 60 seconds	FK package		260	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J, JG, or W package		300	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, N, or P package	260	260	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	L package		300	°C

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D (8-pin)	680 mW	5.8 mW/°C	33°C	464 mW	377 mW	N/A
D (14-pin)	680 mW	7.6 mW/°C	60°C	608 mW	494 mW	N/A
FK	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	275 mW
J	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	275 mW
JG	680 mW	8.4 mW/°C	69°C	672 mW	546 mW	210 mW
L	680 mW	6.6 mW/°C	25°C	528 mW	429 mW	165 mW
N	680 mW	9.2 mW/°C	76°C	680 mW	598 mW	N/A
P	680 mW	8.0 mW/°C	65°C	640 mW	520 mW	N/A
W	680 mW	8.0 mW/°C	65°C	640 mW	520 mW	200 mW

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†		TL070C TL071C TL072C TL074C			TL071AC TL072AC TL074AC			TL071BC TL072BC TL074BC			TL0711 TL0721 TL0741			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{full range}$	3	10		3	6		2	3		3	6	mV	
αV_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$, $T_A = \text{full range}$		18			18			18			18		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
I_{IO} Input offset current‡	$V_O = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{full range}$	5	100		5	100		5	100		5	100	pA	
I_{IB} Input bias current‡	$V_O = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{full range}$	65	200		65	200		65	200		65	200	pA	
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ\text{C}$		-12 ± 11 to +15			-12 ± 11 to +15			-12 ± 11 to +15			-12 ± 11 to +15		V	
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$ $R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$ $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{full range}$	± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		± 12	± 13.5	V	
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}$, $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{full range}$	25	200		50	200		50	200		50	200	V/mV	
B_1 Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3			3			3			3		MHz	
r_i Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10^{12}			10^{12}			10^{12}			10^{12}		Ω	
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\ \text{min}}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		70	100		80	100		80	100		80	100	dB	
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 15\ \text{V}$ to $\pm 9\ \text{V}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		70	100		80	100		80	100		80	100	dB	
I_{CC} Supply current (each amplifier)	No load, $V_O = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1.4	2.5		1.4	2.5		1.4	2.5		1.4	2.5	mA	
V_{c1}/V_{o2} Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		120			120			120			120		dB	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified. Full range for T_A is 0°C to 70°C for TL07_C, TL07_AC, TL07_BC and -40°C to 85°C for TL07_I.

‡ Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 6. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

$I_{Omax} : 20\ \text{mA}$

**TL070, TL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL07_M			ALL OTHERS			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1	5	13		8	13		$\text{V}/\mu\text{s}$	
t_r Rise time overshoot factor	$V_I = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1		0.1			0.1		μs	
			20			20		%	
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 100\ \Omega$	$f = 1\text{ kHz}$	18			18			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ Hz to } 10\text{ kHz}$	4			4			μV
i_n Equivalent input noise current	$R_S = 100\ \Omega$, $f = 1\text{ kHz}$	0.01			0.01			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
THD Total harmonic distortion	$V_{O(\text{rms})} = 10\text{ V}$, $R_S \leq 1\text{ k}\Omega$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$	0.003			0.003			%	

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

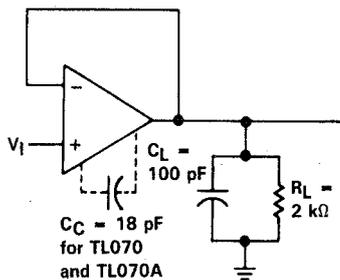


FIGURE 1. UNITY-GAIN AMPLIFIER

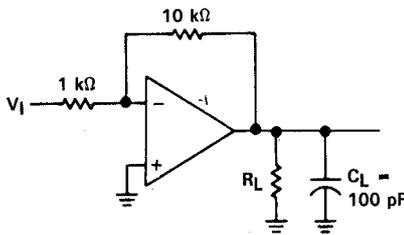


FIGURE 2. GAIN-OF-10
INVERTING AMPLIFIER

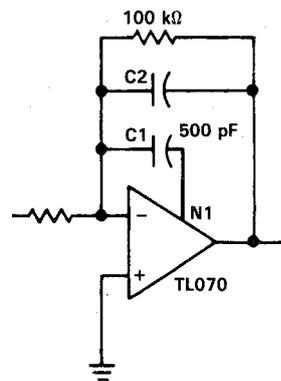


FIGURE 3. FEED-FORWARD
COMPENSATION

INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUITS

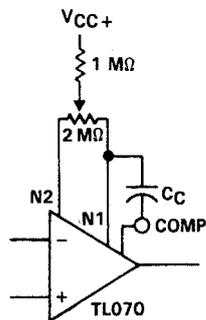


FIGURE 4

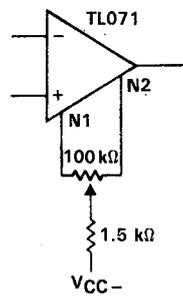


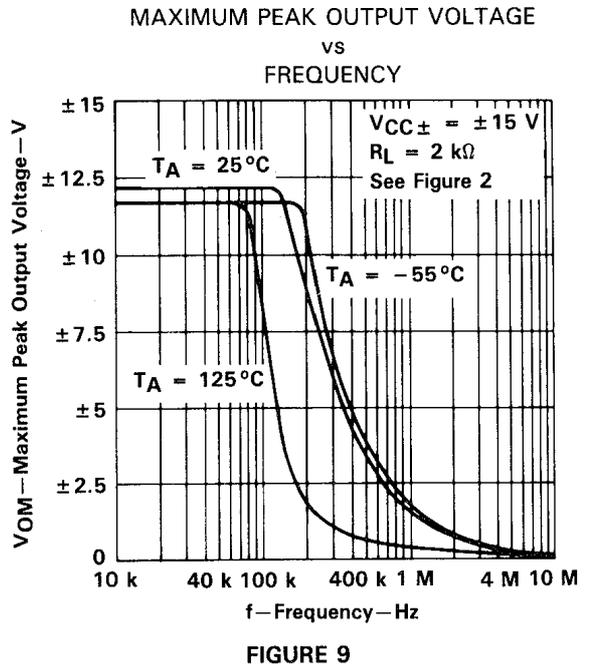
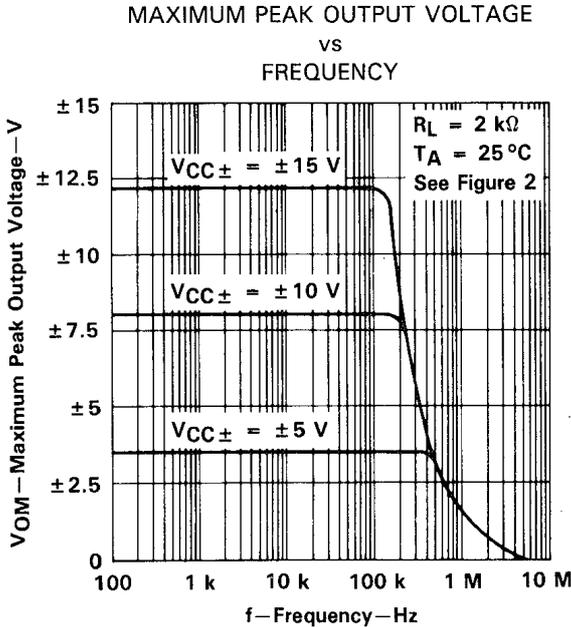
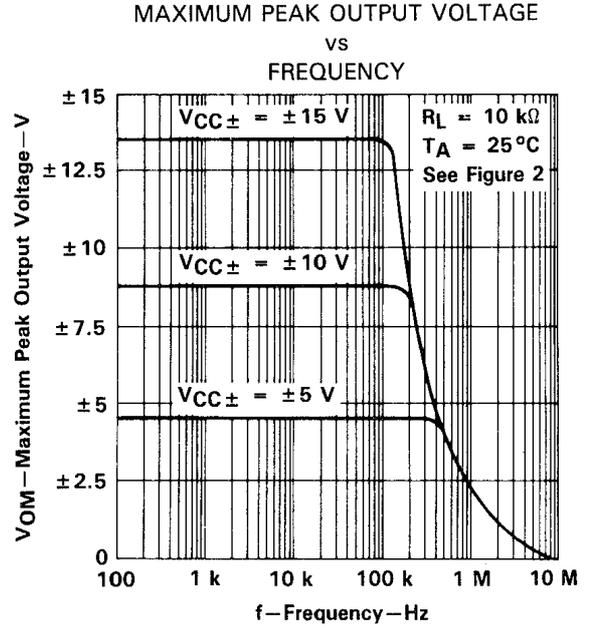
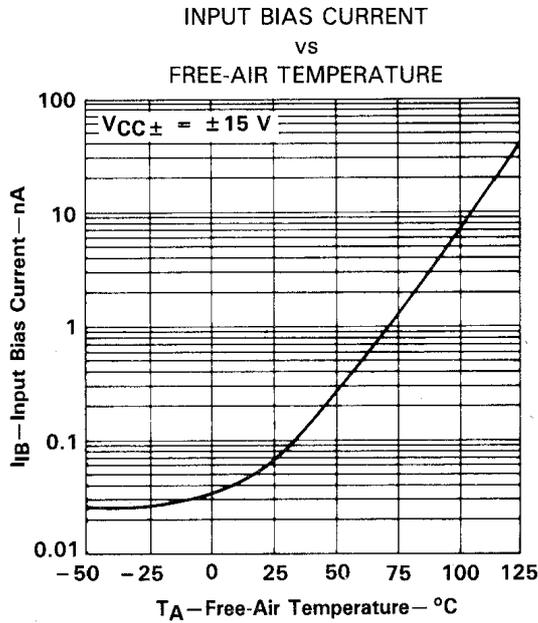
FIGURE 5



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL070, TL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

TYPICAL CHARACTERISTICS†



†Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. An 18-pF compensation capacitor is used with TL070.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL070, TL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

TYPICAL CHARACTERISTICS†

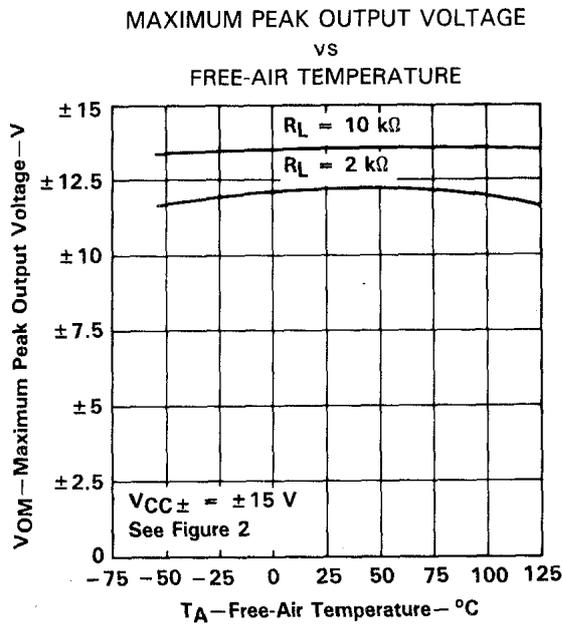


FIGURE 10

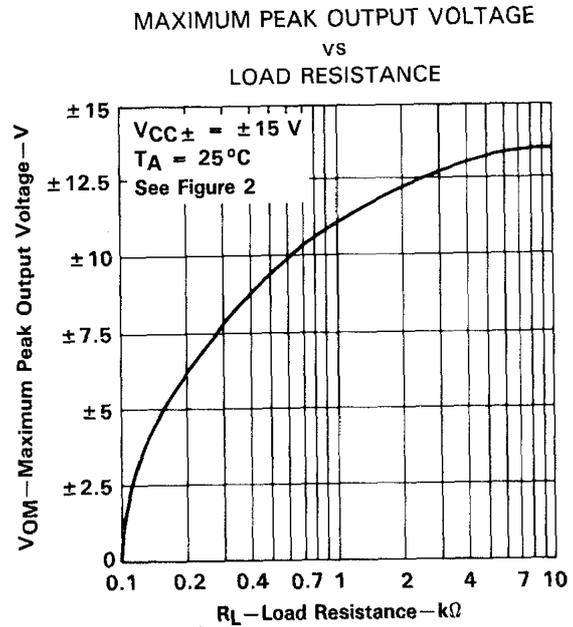


FIGURE 11

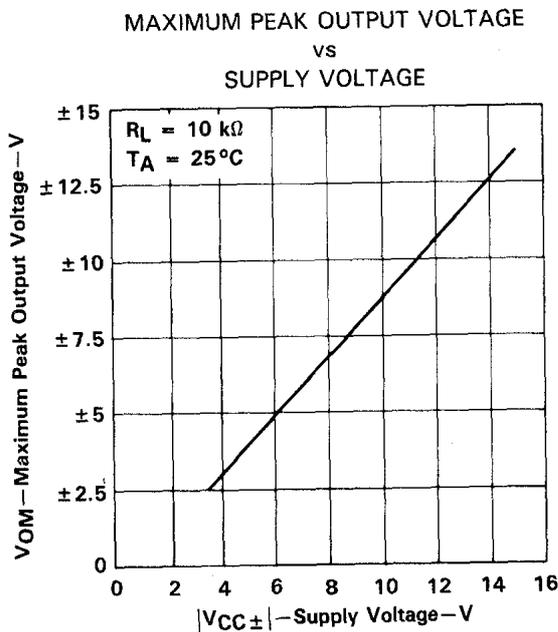


FIGURE 12

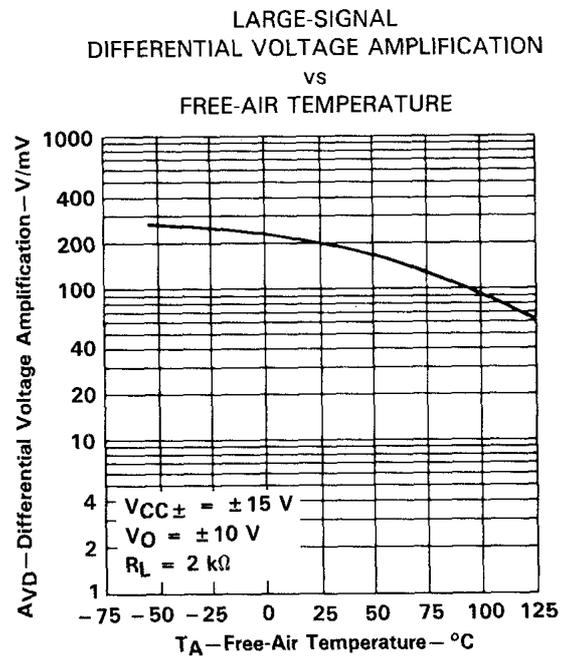


FIGURE 13

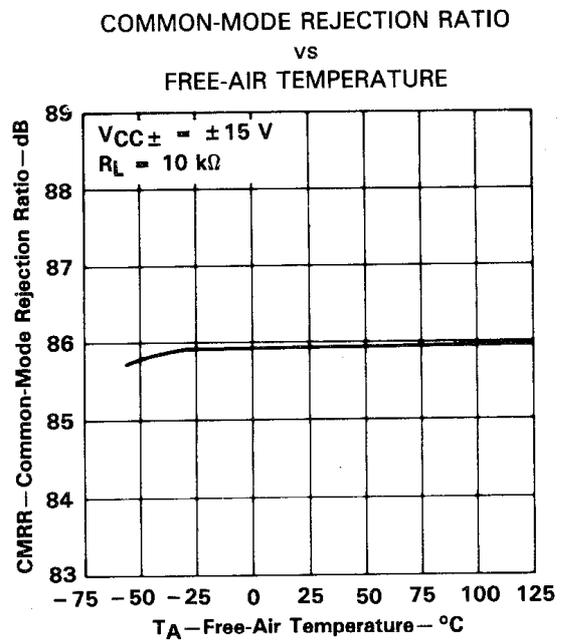
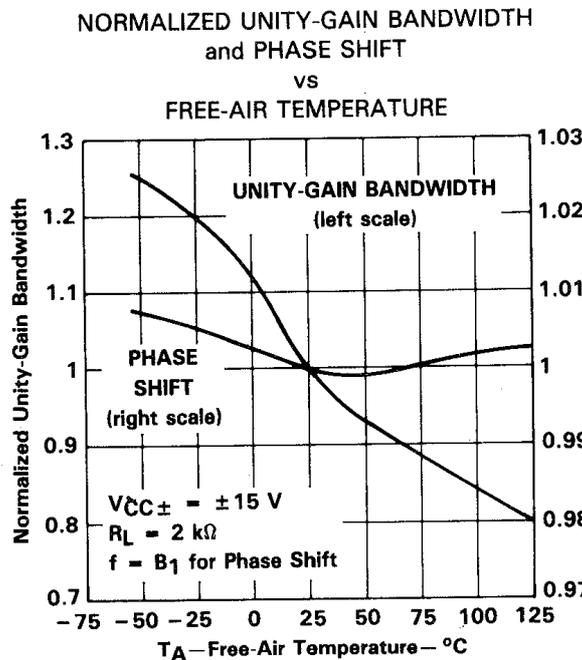
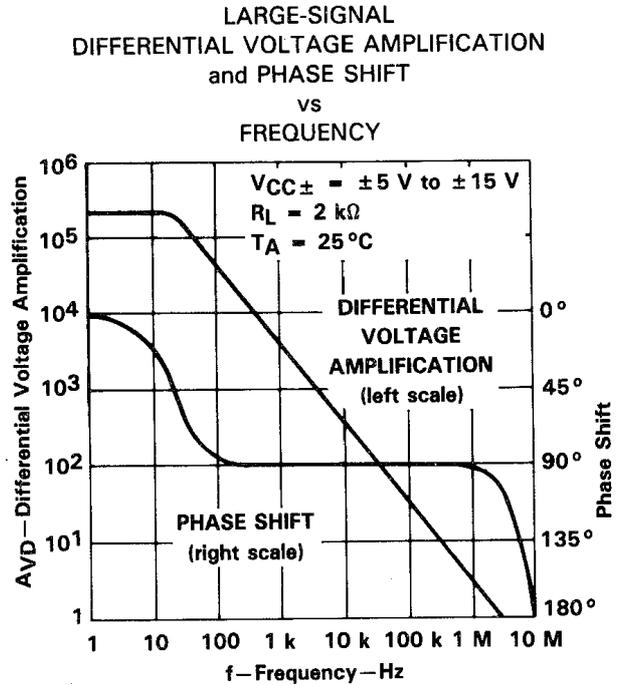
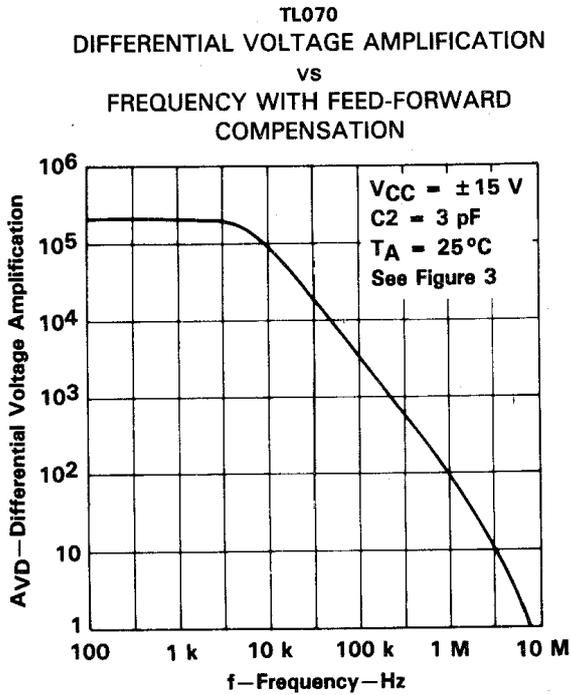
†Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. An 18-pF compensation capacitor is used with TL070.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL070, TL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

TYPICAL CHARACTERISTICS†



†Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. An 18-pF compensation capacitor is used with TL070.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL070, TL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

TYPICAL CHARACTERISTICS†

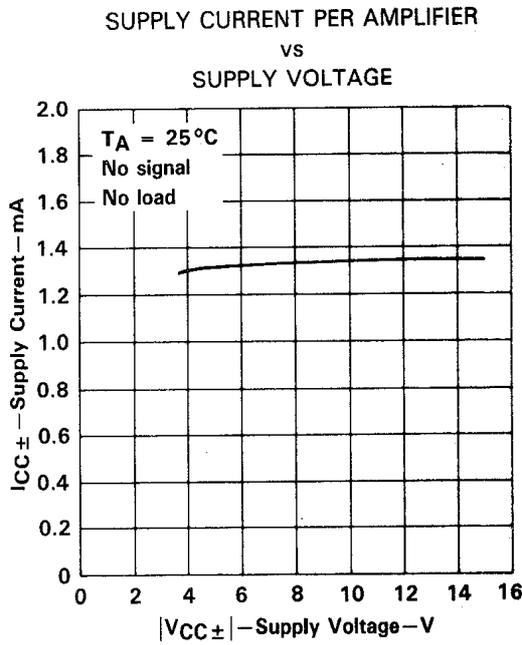


FIGURE 18

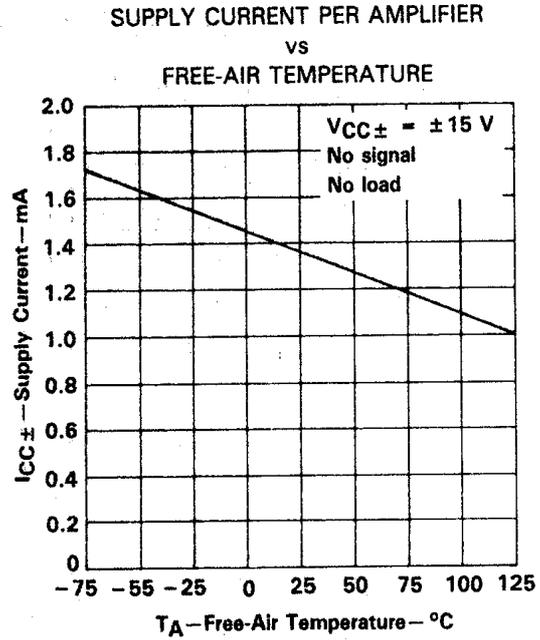


FIGURE 19

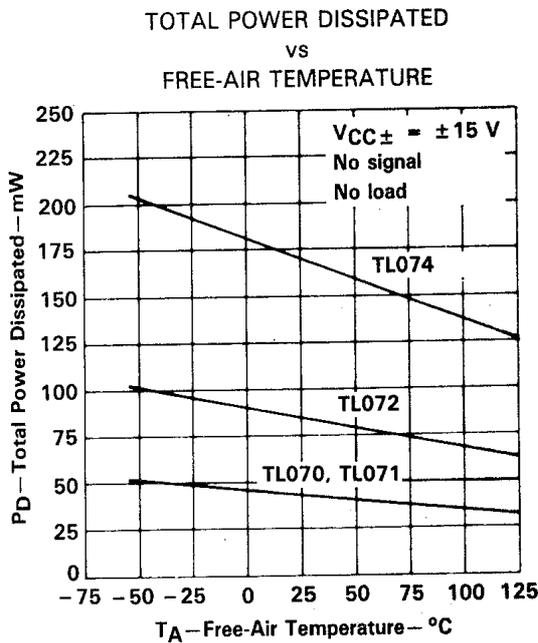


FIGURE 20

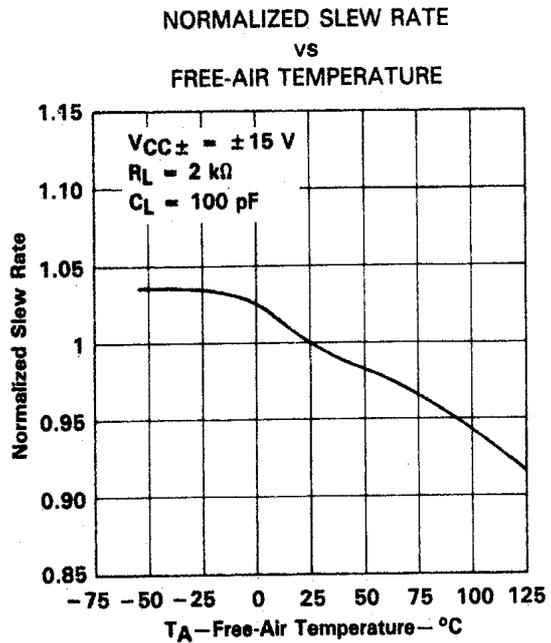


FIGURE 21

†Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. An 18-pF compensation capacitor is used with TL070.

**TL070, TL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

TYPICAL CHARACTERISTICS

**EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE
vs
FREQUENCY**

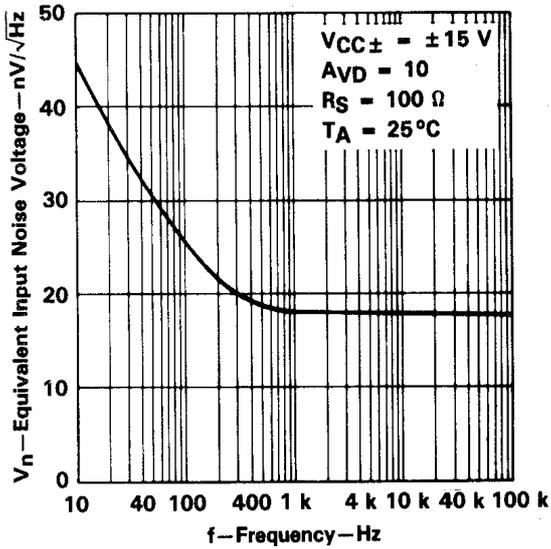


FIGURE 22

**TOTAL HARMONIC DISTORTION
vs
FREQUENCY**

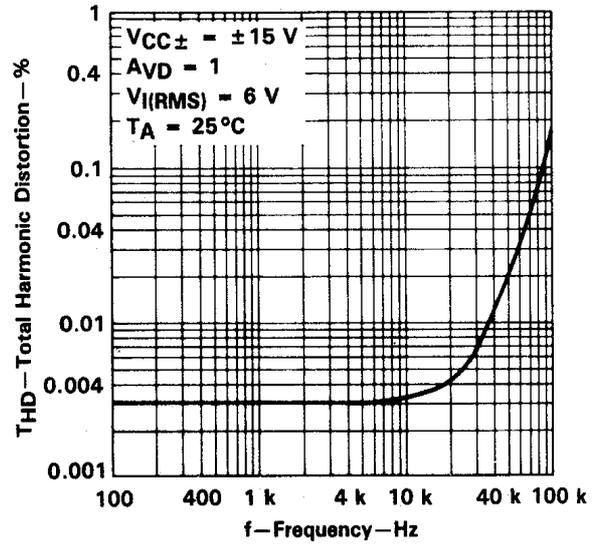


FIGURE 23

**VOLTAGE-FOLLOWER
LARGE-SIGNAL PULSE RESPONSE**

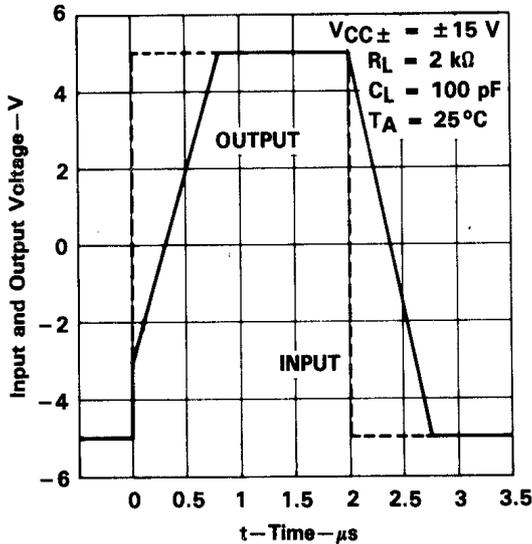


FIGURE 24

**OUTPUT VOLTAGE
vs
ELAPSED TIME**

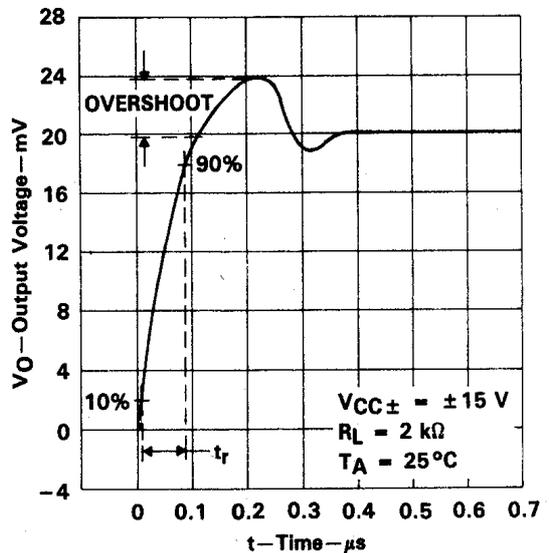


FIGURE 25



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

