

TRAVAUX PRATIQUES D'ELECTRONIQUE 2^{ème} Année



SOMMAIRE

- DETERMINATION PRATIQUE DE LA VALEUR D'UNE RESISTANCE A PARTIR DU CODE DES COULEURS
- NOTIONS ELEMENTAIRES SUR LA MESURE DE GRANDEURS
- T.P. No 1 : CIRCUIT INTEGRE MULTIFONCTIONS
- T.P. No 2 : APPLICATIONS DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL EN REGIME LINEAIRE
- T.P. No 3 : APPLICATIONS DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL EN REGIME NON-LINEAIRE

CHAQUE COMPTE-RENDU EST EXIGE A LA FIN DE LA SEANCE

REMARQUES PRELIMINAIRES :

Le sujet du TP devra être lu avant l'arrivée à la séance afin de résoudre les questions liées à la préparation de cette séance de TP. Les questions de préparation du TP ont pour préfixe la lettre P : Px où x est un nombre entier. Les questions relatives à une manipulation en cours de séance sont notées Mx où x est un nombre entier.

Le compte-rendu est la preuve écrite de la qualité du travail effectué par les élèves, de leur sens d'observation et du niveau de compréhension des phénomènes étudiés. Il doit être clairement rédigé d'une manière concise. Une mauvaise présentation ne peut qu'indisposer le correcteur.

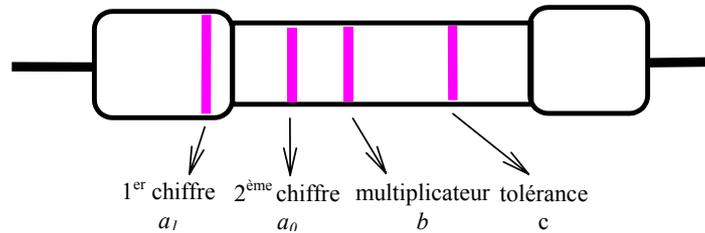
Les résultats numériques doivent être présentés correctement de façon à pouvoir les vérifier. Si ils sont calculés à partir de mesures expérimentales, ces dernières doivent être indiquées. S'ils résultent d'une interprétation des courbes, celles-ci doivent être annotées.

Les résultats théoriques et numériques devront être encadrés.

Tout montage devra être câblé hors tension et être vérifié d'abord par le binôme puis par l'enseignant avant la mise sous tension. Ne pas déplacer les appareils d'une table à l'autre. Si un appareil est absent de votre table de TP, le signaler à l'enseignant.

Avant de commencer une série de mesures, il est conseillé de relever les valeurs extrêmes. Ceci permet de choisir directement les échelles pour les relevés.

Détermination pratique de la valeur d'une résistance à partir du code des couleurs



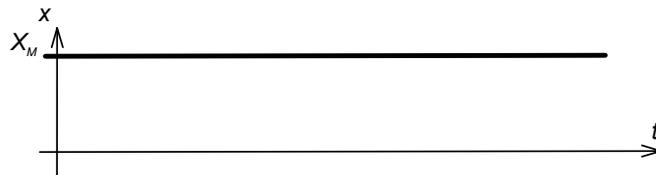
Valeur de la résistance : $(a_1 a_0) \cdot 10^b \Omega$ à $\pm c \%$

COULEUR	CHIFFRE	TOLERANCE
Argent		10%
Or		5%
Noir	0	
Marron	1	1%
Rouge	2	2%
Orange	3	
Jaune	4	
Vert	5	0,5%
Bleu	6	0,25%
Mauve	7	0,1%
Gris	8	
Blanc	9	

Notions élémentaires sur la mesure de grandeurs

Un signal $x(t)$ peut être caractérisé par sa valeur moyenne sur une période T : $\langle x \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T x(t) dt$.

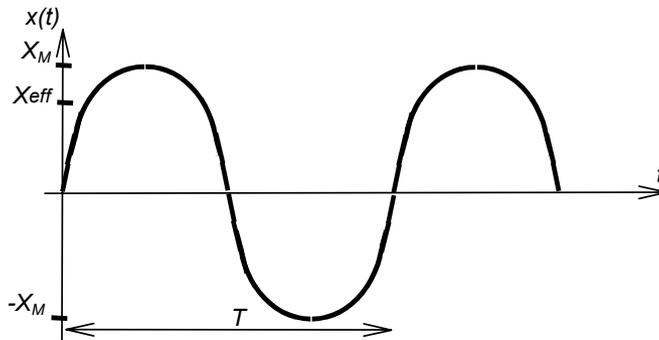
Cette grandeur encore appelée valeur continue est directement indiquée par l'appareil de mesure correspondant (ampèremètre si $x(t)$ est un courant, voltmètre si $x(t)$ est une tension) en position continu (-). Elle peut être également visualisée sur un oscilloscope en position DC.



Exemple d'un signal continu : $x(t) = X_M$, $\langle x \rangle = X_M$

Un signal alternatif $x(t)$ possède une valeur moyenne nulle et ne peut donc pas être caractérisée par sa valeur moyenne. C'est par exemple le cas de l'onde sinusoïdale ($240\sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \Pi \cdot 50 t)$) délivré par E.D.F.

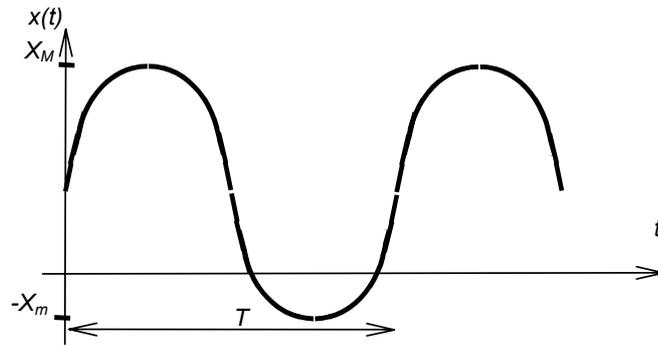
. On caractérise ces signaux par leur valeur efficace définie par : $X_{eff} = \frac{1}{T} \cdot \sqrt{\int_0^T [x(t)]^2 dt}$. Cette grandeur est directement indiquée par l'appareil de mesure correspondant en position alternative (AC+DC ou TRMS).



Exemple d'un signal sinusoïdal : $x(t) = X_M \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \Pi}{T} \cdot t\right)$, $X_{eff} = \frac{X_M}{\sqrt{2}}$

Lorsqu'une grandeur alternative est visualisée sur oscilloscope, on la caractérise par sa forme (sinusoïdale, triangulaire...), sa période T (ou fréquence $F=1/T$) et par son amplitude maximale (X_M) ou sa valeur efficace X_{eff} ou sa valeur crête à crête X_{C-C} .

Un signal quelconque peut être caractérisé par sa valeur moyenne, sa valeur efficace, sa forme d'onde...



Exemple d'un signal quelconque : $x(t) = X_{amp} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \Pi}{T} \cdot t\right) + X_{moy}$

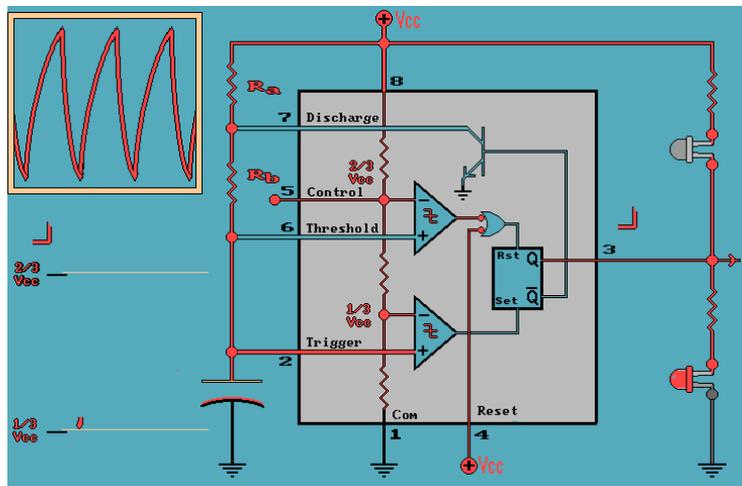
Le signal ci-dessous peut se décomposer en deux parties : un signal alternatif (à valeur moyenne nulle) $x(t) - X_{moy} = X_{amp} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \Pi}{T} \cdot t\right)$ et un signal constant égal à la valeur moyenne du signal $x(t)$.

Par défaut, la majorité des appareils de mesure donnent la valeur efficace de la composante alternative du signal. Celle-ci est différente de la valeur efficace du signal.

Donner la relation entre la valeur efficace du signal, la valeur moyenne du signal et la valeur efficace de la composante alternative du signal.

T.P. No 1 :

CIRCUIT INTEGRE MULTIFONCTIONS



CIRCUIT INTEGRE MULTIFONCTIONS

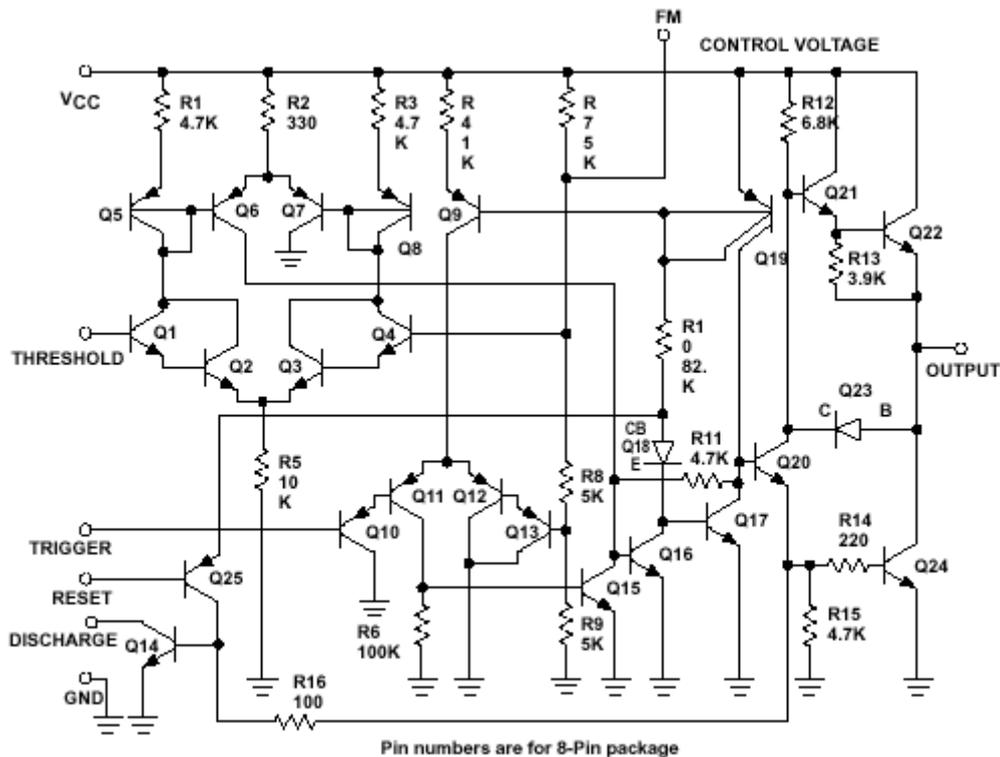
LE COMPTE-RENDU EST EXIGE A LA FIN DE LA SEANCE

Ce type de circuits réalise de manière simple, élégante et peu coûteuse, une multitude de fonctions élémentaires telles que :

- multivibrateur : astable et monostable
- modulation de largeur d'impulsions
- temporisation courte ou longue durée, etc...

Il trouve ainsi son application dans de nombreux dispositifs industriels :

- générateurs BF
- modulateurs BF
- horloges.



L'intérieur du 555 , est l'équivalent de 20 transistors, 15 résistances, et 2 diodes, quantités dépendant du fabricant.

A. BUT DE LA MANIPULATION

La manipulation a pour but :

- l'analyse du fonctionnement d'un circuit intégré multifonctions
- l'utilisation de la notice technique du circuit
- la réalisation et l'étude des schémas types de la notice technique.

B. MATERIEL A UTILISER

1. Oscilloscope à 2 voies
2. Générateur BF
3. Multimètre
4. 3 Maquettes « 555 »
5. 2 Maquettes « dérivateur »
6. Potentiomètres 1 de 1 k Ω
 2 de 47 k Ω

C. MANIPULATION

1. ETUDE THEORIQUE DU FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT TEMPORISATEUR "555"

(Voir la notice technique en annexe)

- P1. A chaque numéro de broche, associer un nom et décrire brièvement la fonction de chacune des broches**
- P2. Quelles sont les tensions constantes qui apparaissent sur les entrées des comparateurs internes au NE555 câblé selon le schéma représenté figure 1 ?**

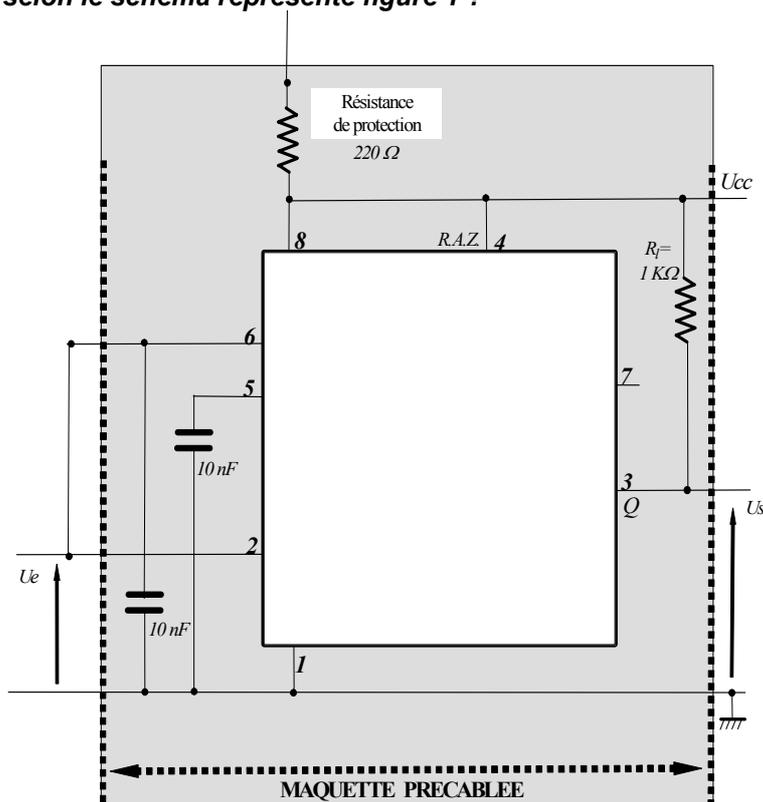


Figure 1. Circuit de test du temporisateur

P3. Compléter le tableau de fonctionnement suivant, sachant que :

- le niveau de la broche de sortie (3) correspond à Q
- la sortie d'un comparateur est au niveau haut, quand $U^- < U^+$ et au niveau bas quand $U^- > U^+$

U_e	R	S	Q	\bar{Q}
croissant de 0 à $1/3 U_{cc}$				
croissant de $1/3 U_{cc}$ à $2/3 U_{cc}$				
croissant entre $2/3 U_{cc}$ et U_{cc}				
décroissant de $2/3 U_{cc}$ à $1/3 U_{cc}$				
décroissant de $1/3 U_{cc}$ à 0				

P4. Tracer la caractéristique donnant U_s en fonction de U_e .

2 MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE

Le montage correspondant au fonctionnement du 555 en monostable est représenté sur la figure 9 de la notice technique.

P1. Que signifie le terme monostable ?

P2. Dessiner le schéma de câblage du monostable incluant non seulement les éléments de la maquette précâblée, mais aussi R_A .

Attention : le condensateur C est déjà présent sur la maquette précâblée. Identifier ce condensateur C.

On utilisera une résistance de 220Ω en série avec une résistance variable pour synthétiser la résistance R_A .

P3. Donner l'allure temporelle théorique de la tension de sortie et de celle aux bornes du condensateur C.

Il faut préciser les niveaux de tension ainsi que les différentes durées.

P4. Sur l'abaque figure 11, trouver la valeur de la résistance variable qui permet d'obtenir des impulsions de largeur $t_w = 0,4 \text{ ms}$ (avec $C = 0,01 \mu\text{F}$) et choisir la résistance variable à utiliser.

P5. En utilisant la formule théorique, calculer la valeur exacte de la résistance variable qui permet d'obtenir des impulsions de largeur $t_w = 0,4 \text{ ms}$ (avec $C = 0,01 \mu\text{F}$).

Tenir compte de la résistance de protection 220Ω à mettre en série avec le potentiomètre monté en résistance variable.

P6. Comparer les résultats des deux questions précédentes.

M1. Réaliser sur une deuxième maquette le montage du monostable. On rappelle qu'il ne faut pas démonter le montage astable.

Brancher la résistance variable déterminée précédemment en série avec la résistance de protection 220Ω présente sur la maquette. Appliquer à l'entrée 2 le signal rectangulaire issu du générateur de fonction ($f = 500 \text{ Hz}$) par l'intermédiaire d'un circuit dérivateur (figure 2). Attention à choisir des niveaux corrects de tension pour le signal rectangulaire (figure 2)

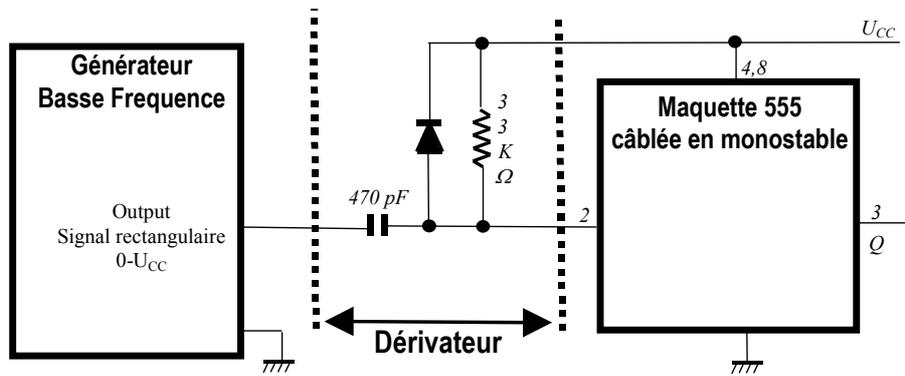


Figure 2 : Commande d'un monostable

P7. Donner les expressions théoriques caractérisant le fonctionnement du dérivateur ainsi que l'évolution temporelle des tensions en entrée et en sortie.

M2. Justifier la forme du signal en sortie du circuit dérivateur (tension de la broche 2 de la maquette monostable).

Comparer avec les expressions théoriques caractérisant le fonctionnement du dérivateur.

M3. Observer les tensions à la sortie du générateur, à l'entrée (2), à la sortie (3) et aux bornes du condensateur C (6 ou 7).

Ajuster la résistance variable pour obtenir la durée t_w (0,4 ms). En respectant le synchronisme et en conservant les échelles de temps, tracer les 4 signaux observés ($t_w = 0,4$ ms) les uns en dessous des autres, sur un même oscillogramme. Noter la procédure pour respecter le synchronisme entre les courbes, c'est-à-dire pour relever quatre courbes correctement synchronisées sur un même oscillogramme.

Indiquer les domaines pour lesquels la diode est passante ou bloquée.

P8. Donner les formules permettant le calcul des grandeurs physiques de la question suivante.

M4. Mesure des valeurs limites.

Mesurer les largeurs limites des impulsions du monostable ($t_{w \min}$ et $t_{w \max}$) correspondant aux deux positions extrêmes de la résistance variable. Joindre les relevés utilisés pour la mesure de ces impulsions : attention à la précision sur les mesures. Commenter le relevé montrant la durée minimale.

Calculer le rapport $t_{w \max}$ sur $t_{w \min}$. Comparer avec la valeur théorique de ce rapport. Conclure.

3. DIVISION DE FREQUENCE

M1. Fixer la fréquence du GBF à 5 kHz.

En faisant varier la largeur des impulsions du monostable, observer l'effet de division de la fréquence. Fixer la largeur à la valeur minimale qui donne la division par 3.

M2. Relever les signaux en sortie du générateur et en sortie du monostable pour la largeur fixée ci-dessus.

Sur ces courbes, indiquer les fréquences des deux signaux, en déduire leur rapport.

M3. Eteindre les alimentations et débrancher la résistance variable. Mesurer la valeur de la résistance variable, en déduire la valeur de R_A . Comparer à la valeur théorique.

**Ne pas démonter ce montage monostable.
Il est utile pour la suite du TP.**

4. MULTIVIBRATEUR ASTABLE

Le montage correspondant au multivibrateur astable est représenté sur la figure 12 de la notice technique. Il vous sera demandé de réaliser ce multivibrateur et de confronter les formules théoriques aux résultats de la manipulation.

P1. Que signifie le terme astable ?

P2. Dessiner le schéma de câblage du multivibrateur astable incluant non seulement les éléments de la maquette précâblée, mais aussi R_B et R_A .

Attention : le condensateur C est déjà présent sur la maquette précâblée. Identifier ce condensateur C.

Pour synthétiser la résistance R_A , on utilisera une résistance de 220Ω (inclue sur la maquette précâblée) en série avec une résistance variable. Justifier l'emploi de cette résistance.

P3. Donner l'évolution temporelle théorique de la tension de sortie et de celle aux bornes du condensateur C.

Il faut préciser les niveaux de tension ainsi que les différentes durées.

P4. Pour obtenir une fréquence de 1,25kHz, en prenant $R_B = 47\text{ k}\Omega$ (maquette contenant les éléments passifs) et $C = 0,01\ \mu\text{F}$, à partir de l'abaque de la figure 14 de la notice technique, déterminer l'ordre de grandeur de la résistance variable.

P5. En utilisant la formule théorique, calculer la valeur exacte de la résistance variable qui permet d'obtenir la fréquence $f=1,25\text{KHz}$.

Tenir compte de la résistance de protection 220Ω à mettre en série avec le potentiomètre monté en résistance variable.

P6. Comparer les résultats des deux questions précédentes.

M1. Réaliser le câblage de l'astable.

A l'aide de l'ohmmètre, régler la résistance variable à la valeur que vous avez prédéterminée et la brancher en série avec la résistance de protection de 220Ω (inclue sur la maquette précâblée).

Attention : le condensateur C est déjà présent sur la maquette précâblée. Repérer ce condensateur C.

M2. Choisir une tension d'alimentation comprise entre 6 et 12V. Noter la valeur de tension retenue.

Conseil de mise en œuvre de circuits intégrés : On commence par alimenter le composant (ce sont les premiers fils que l'on branche). On vérifie que l'alimentation est correcte. Puis on applique les signaux d'entrée (s'ils existent). On vérifie alors le fonctionnement du système en relevant des tensions : ceci implique que l'on connaît d'avance les formes d'onde de ces tensions (par une étude théorique...)

M3. Ajuster la résistance variable pour obtenir précisément la fréquence $f = 1,25\text{kHz}$

Mesurer la durée à l'état bas t_L et la durée à l'état haut t_H correspondant à cette fréquence.

M4. Sur l'oscilloscope numérique, visualiser la tension de sortie et celle aux bornes du condensateur C. Relever ces deux tensions à l'aide de l'imprimante.

Commenter ces signaux. Sont-ils conformes à la théorie ? Indiquer les durées de charge et de décharge du condensateur. Comparer ces mesures aux résultats donnés par les formules en utilisant les valeurs mesurées des composants. Quelles sont les valeurs maximales et minimales de la tension aux bornes du condensateur ? Les justifier.

Mesurer la fréquence du signal de sortie.

M5. Eteindre le montage et débrancher la résistance variable pour la mesurer à l'ohmmètre.

Comparer sa valeur avec celle donnée par l'abaque et celle obtenue par calcul. Exprimer les écarts en %.

P7. Préparer les formules pour répondre à la question suivante. Et calculer les valeurs théoriques.

M6. Rebrancher la résistance variable et alimenter le montage.

Pour les positions extrêmes de la résistance variable, mesurer les fréquences limites f_{min} et f_{max} du montage ainsi que les durées à l'état haut et à l'état bas correspondant. Attention : les mesures doivent être précises. Estimer la précision des mesures.

Calculer les rapports cycliques (ou facteurs de forme) : $m = \frac{t_h}{t_h + t_l}$, pour $f=f_{min}$, $f=1,25\text{KHz}$ et

$f=f_{max}$. Compléter le tableau ci-dessous

C	R_B	R_A	f (théorique)	f (pratique)	t_h (théorique)	t_h (pratique)	t_l (théorique)	t_l (pratique)	m (théorique)	m (pratique)
10nF	47k Ω			1,25 KHz						
10nF	47k Ω	47,2k Ω		$f_{min} =$						
10nF	47k Ω	220 Ω		$f_{max} =$						

Comparer les valeurs théoriques et pratiques.

M7. Application : mesurer la résistance du corps humain.

**Ne pas démonter ce montage astable.
Il est utile pour la suite du TP.**

5. GENERATEUR D'IMPULSIONS

Pour réaliser un générateur d'impulsions, relier les deux multivibrateurs en cascade, **l'astable fournissant maintenant le signal d'entrée du dérivateur** à la place du GBF.

M1. Relever les impulsions de sortie du monostable pour les deux configurations suivantes :

- fréquence et largeur minimales, relever les valeurs obtenues f_{min} et $t_{w\ min}$; pour ce relevé, on utilisera les fonctions de mémorisation et de zoom de l'oscilloscope.
- fréquence et largeur maximales, relever les valeurs obtenues f_{max} et $t_{w\ max}$.

P1. Donner les formules nécessaires aux calculs de la question suivante et faire les applications numériques des formules théoriques.

M2. Calculer les rapports cycliques limites m_{min} et m_{max} du générateur d'impulsions.

Comparer avec les valeurs théoriques.

M3. Quelle est l'influence de U_{CC} sur les mesures précédentes ? Effectuer de nouvelles mesures avec une autre valeur de U_{CC} que vous préciserez. Conclure en répondant à la question posée.

M4. Application : brancher en sortie du montage monostable une LED en série avec une résistance. Quel est alors l'effet des réglages des potentiomètres sur la LED ?

6. MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

6.1. Etude statique

Conserver la configuration précédente (astable $f = f_{min}$ + monostable : $t_w = 0,4 \text{ ms}$). Brancher un potentiomètre de $1 \text{ k}\Omega$ entre l'alimentation et la masse. Relier son curseur à l'entrée de contrôle (5) du monostable. On applique ainsi une tension continue sur l'entrée de contrôle du montage. Observer la variation de la largeur d'impulsion à l'état haut (t_w) en fonction de la tension de contrôle U_m .

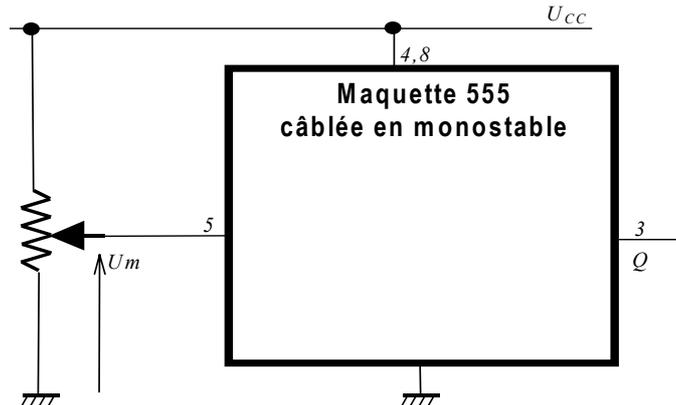


Figure 3 : Etude statique d'un monostable

P1. Quelle est l'expression théorique de cette largeur d'impulsion en fonction de la tension de contrôle U_m ?

M1. Tracer la caractéristique pratique de modulation $t_w(U_m)$.

M2. Choisir une formule pour cette caractéristique et identifier les différents paramètres de la question P1.

M3. Indiquer le domaine de variation de U_m pour lequel cette caractéristique est assimilable à une droite (relation linéaire).

6.2. Etude dynamique

On étudie la réponse du système lorsque l'entrée de contrôle (5) est maintenant variable. Remplacer le potentiomètre de $1 \text{ k}\Omega$ par une tension sinusoïdale de 100 Hz appliquée par l'intermédiaire du condensateur polarisé de capacité $6,8 \mu\text{F}$.

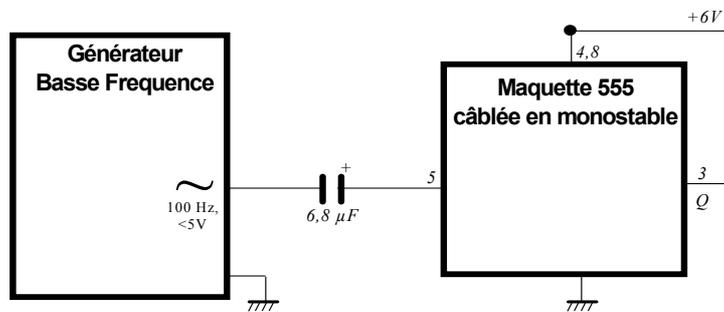


Figure 4 : Etude dynamique d'un monostable

Attention à la polarisation du condensateur de liaison !

M1. Observer la tension de sortie du GBF et régler son amplitude de façon à avoir une modulation quasiment linéaire (tenir compte de la caractéristique $t_w(U_m)$).

Observer les signaux à la sortie, à l'entrée et aux bornes du condensateur C du monostable (Utiliser la sinusoïde comme source de synchronisation externe de l'oscilloscope et ajuster sa fréquence afin d'obtenir une image stable).

M2. Tracer les 3 signaux observés sur une même feuille.

M3. Application : brancher en sortie du montage monostable une LED en série avec une résistance. Quel est alors l'effet de la tension du GBF sur la LED ? choisir une tension de fréquence 1Hz.

7. CIRCUIT DE RETARD D'IMPULSIONS

M1. Réaliser un nouveau monostable sans démonter les autres montages.

M2. Pour réaliser un circuit de retard de signaux binaires, relier les deux monostables en cascade en n'oubliant pas d'insérer un circuit dérivateur.

Les commander par un signal issu d'un astable. Observer simultanément le signal de commande (2) et le signal de sortie. En faisant varier le potentiomètre du premier monostable de la cascade, remarquer l'effet du retard variable sur l'impulsion de sortie.

M3. Tracer les deux signaux observés, ainsi que le signal du GBF, sur un même oscillogramme en respectant le synchronisme.

M4. Mesurer les valeurs extrêmes du retard $t_r \min$ et $t_r \max$.

Comparer avec les valeurs obtenues précédemment.

8. SEQUENCEUR

M1. Analyser le schéma de figure 22 de la notice technique.

En particulier, on précisera les différentes fonctions réalisées par les circuits 555.

M2. Choisir les valeurs numériques des composants en fonction de ceux disponibles sur vos maquettes.

M3. Réaliser le câblage du circuit en remplaçant l'interrupteur par un signal issu d'un astable dont la fréquence sera judicieusement choisie

Relever les trois signaux de sortie sur un même oscillogramme en respectant le synchronisme : comparer ces courbes aux courbes théoriques (durées des impulsions, fréquence, niveaux de tension ...)

M4. Enlever le générateur de fonctions et relier correctement la sortie C à l'entrée du montage (patte (2) du premier 555).

Quelle est la procédure de démarrage ? Relever les trois signaux de sortie sur un même oscillogramme. Quelles peuvent être les applications d'un tel montage ?

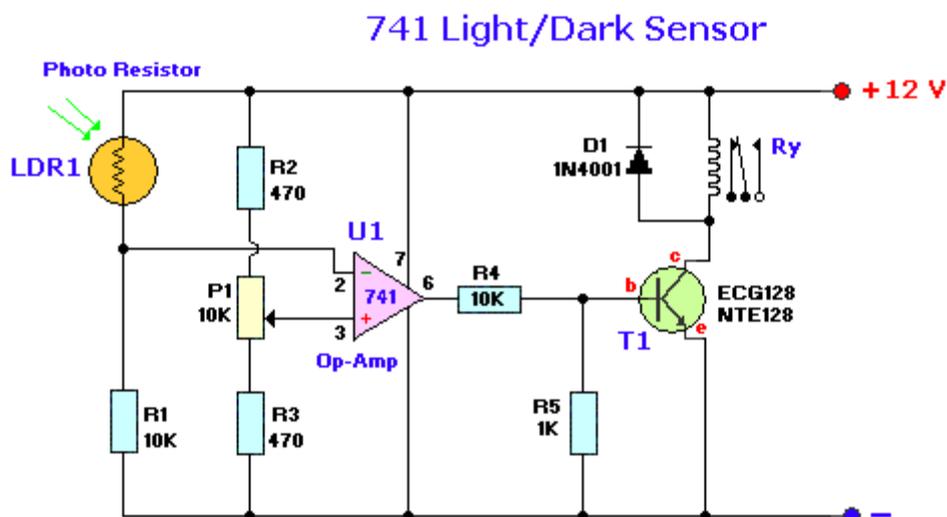
D. ANNEXES

Voir notice technique du circuit temporisateur "NE 555".
Voir bibliothèque de montages à base de NE555

T.P. N° 2 et N° 3 :

**APPLICATIONS DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL
EN REGIME LINEAIRE ET NON-LINEAIRE**

**UNE PREPARATION COMPLETE EST EXIGEE DES LA
PREMIERE SEANCE DE CE TP DIVISE
EN DEUX SEANCES**



- Relais closes when no light falls on LDR1.
- For reversed action, exchange LDR1 and R1.
- Sensitivity can be adjusted with P1.
- D1 prevents sparking of relay-coil

APPLICATIONS DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL EN REGIME LINEAIRE ET NON-LINEAIRE

LE COMPTE-RENDU EST EXIGE A LA FIN DE LA SEANCE

A. BUT DE LA MANIPULATION

L'amplificateur opérationnel permet de réaliser de très nombreuses fonctions de l'électronique analogique dans des volumes réduits avec une faible consommation et un coût très bas : amplification de tension, amplification de courant, adaptation d'impédance, filtrage actif, etc.. Les manipulations ont pour but :

- l'analyse des fonctions de transfert de différents schémas utilisant l'amplificateur opérationnel ;
- la réalisation et l'étude des circuits en tant qu'applications de base de l'amplificateur opérationnel intégré ;
- la détermination des limites de fonctionnement des montages.

Deux séances sont prévues pour ce T.P.

B. MATERIEL A UTILISER

1. Générateur BF
2. Voltmètre électronique (millivoltmètre)
3. Oscilloscope
4. Alimentation stabilisée
5. Maquette ampli-opérationnel + filtre double T

C. RAPPEL

1. L' AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL IDEAL

Un amplificateur opérationnel est un amplificateur à grand gain dont le premier étage d'amplification est différentiel. Pour l'analyse des circuits comprenant l'ampli opérationnel, on prend le schéma équivalent idéalisé (figure 1) avec $R_e = \infty$, $R_s = 0$ et $V_s = G (e_2 - e_1)$ avec $G = \infty$.

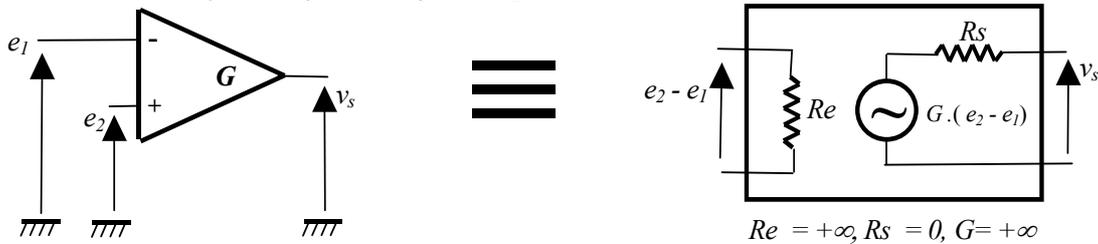


Figure 1 : Schéma idéalisé d'un amplificateur opérationnel

Aucun courant n'arrive par les entrées. Un amplificateur opérationnel peut fonctionner suivant deux régimes :

- un régime linéaire pour lequel $e_1 - e_2 \approx 0$ et v_s est fixé par le reste du circuit et dans la limite où v_s ne dépasse pas les valeurs fixées par les alimentations : $-V_{cc} < v_s < +V_{cc}$.
- un régime non linéaire pour lequel la tension de sortie v_s prend une des limites $+V_{cc}$ lorsque $(e_1 - e_2) > 0$ ou $-V_{cc}$ lorsque $(e_1 - e_2) < 0$.

2. LA FREQUENCE DE COUPURE

La fréquence de coupure d'un montage est la fréquence pour laquelle le rapport entre l'amplitude de la tension de sortie et l'amplitude la tension d'entrée correspond à $\frac{A_{\max}}{\sqrt{2}}$, où A_{\max} correspond au gain maximal qui a pu être obtenu **sans déformation du signal**. C'est aussi la valeur de fréquence pour laquelle le gain est égal au gain maximal (obtenu à l'issue d'un balayage de fréquence) divisé par la racine de deux.

Pour la déterminer en pratique, on peut balayer largement toutes les fréquences et repérer la fréquence pour laquelle on a l'amplitude maximale en sortie du montage : $v_{s_{c\max}}$ (obtenue sans déformation du signal). Une fois cette fréquence repérée, on modifie la fréquence jusqu'à obtenir en sortie l'amplitude $\frac{v_{s_{c\max}}}{\sqrt{2}}$ et on vérifie qu'il n'y a aucune déformation du signal. La fréquence lue sur le générateur basse fréquence (ou mesurée sur l'oscilloscope) est la valeur de la fréquence de coupure.

Pour l'obtenir à partir du lieu de Bode, il suffit de déterminer graphiquement l'intersection du lieu de Bode avec une droite prise à -3dB du maximum du lieu.

D. MANIPULATIONS

1. SUIVEUR

P1. Déterminer l'expression du gain (A_V) du montage suiveur représenté figure 2.

En déduire l'amplitude maximale de v_e en prenant en compte la valeur des alimentations.

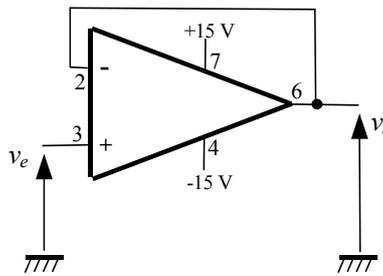


Figure 2. Montage suiveur

P2. Calculer l'impédance d'entrée et de sortie de ce montage.

Remarque :

La **vitesse maximale d'excursion** de la tension de sortie, appelée Slew Rate est la pente du signal de sortie exprimée en $V/\mu s$. Elle peut être déterminée en appliquant **un signal d'entrée d'amplitude importante** (voir annexe). C'est une caractéristique fondamentale des ampli-opérationnels. Entre autre, elle limite l'amplitude maximale de tension de sortie pour un signal sinusoïdal à une fréquence donnée.

Pour de très **faibles amplitudes de signaux d'entrée**, on introduit la notion de temps de montée. le temps de montée, encore appelé "**Rise time**", est le temps mis par le signal pour passer de 10% à 90% de son amplitude maximale. Cette valeur se détermine suivant le protocole défini dans la notice technique.

P3. Relever dans la notice technique la valeur du Slew Rate. Quelle est la procédure pour mesurer le slew-rate ? Consulter la notice technique pour obtenir le protocole de mesure.

Quelle est la fréquence maximale transmissible sans distorsion du signal de sortie lorsque l'amplitude de v_e est de 5V et que ce signal est sinusoïdal ?

P4. Relever dans la notice technique la valeur du Rise Time. Quelle est la procédure pour mesurer le rise time ? Consulter la notice technique pour obtenir le protocole de mesure. En quoi se distingue-t-il de la procédure pour mesurer le slew-rate ?

M1. Réaliser le montage de la figure 2. Appliquer un signal d'entrée sinusoïdal d'amplitude 5V. Quelle est la fréquence maximale transmissible sans déformation ? Quel type de déformation voyez-vous apparaître ?

M2. Relever la réponse de ce montage aux transitoires en appliquant comme signal d'entrée un créneau. Le but de cette partie est de mesurer le "rise time" et le "slew rate". Consulter la notice technique pour obtenir le protocole de mesure. Comparer les valeurs expérimentales trouvées à celles données par le constructeur. REFAIRE le calcul de la fréquence maximale exigée à la question P3 avec la valeur expérimentale du slew-rate. Comparer alors à la valeur pratique (question M1).

M3. Déterminer la fréquence de coupure du montage. Pour cette fréquence, joindre à votre compte-rendu un relevé des tensions d'entrée et de sortie du suiveur. Calculer le produit gain-bande passante. (Il s'exprime en Hz).

2. AMPLIFICATEUR INVERSEUR

P1. Pour $R_2=100k\Omega$, puis pour $R_2=10k\Omega$, déterminer le gain théorique en tension du montage représenté à la figure 3.

Déterminer pour chaque résistance R_2 , l'amplitude maximale de v_e en prenant en compte la valeur des alimentations.

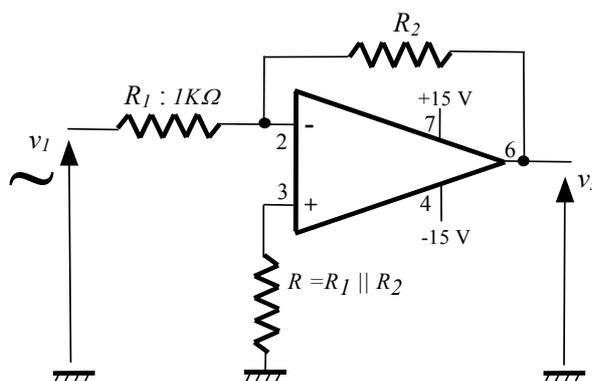


Figure 3. Montage inverseur

P2. Calculer l'impédance d'entrée et de sortie de ce montage.

M1. Réaliser ce montage.

M2. Quelle est la fréquence pour laquelle le déphasage est égal à 90° ? Il est conseillé d'utiliser le mode XY de l'oscilloscope. Pourquoi ?

M3. Pour chaque valeur de R_2 , tracer les courbes de gain $A_v(f)$ donnant l'évolution du gain, exprimé en dB, en fonction de la fréquence pour un signal sinusoïdal en entrée et en sortie de l'amplificateur (lieu de Bode).

Pour cela il est conseillé de suivre la méthode suivante :

1. Pour chaque décade, relever trois points de mesure (également répartis sur une échelle logarithmique) : par exemple 1kHz, 2kHz et 5kHz.
2. Compléter les mesures dans les zones de variation rapide du gain.

Remarque : A chaque mesure, il faut vérifier qu'il n'y a ni saturation, ni déformation de la tension de sortie et modifier l'amplitude du signal d'entrée si nécessaire. On ne peut donc se contenter de mesures au multimètre : l'oscilloscope est indispensable.

Comme cette feuille sera utilisée pour les autres montages, adopter pour A_v une échelle de $-20dB$ à $+40dB$ et en fréquence de $10Hz$ à $10MHz$ (il faut deux feuilles...).

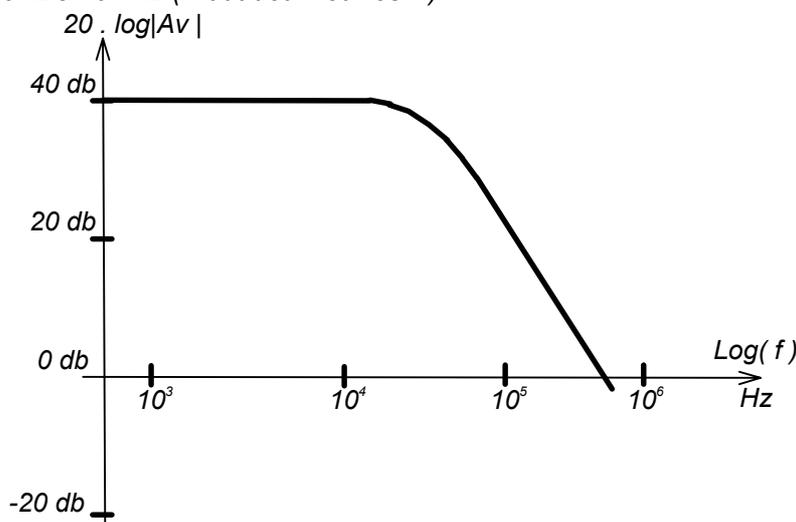


Figure 4 : Exemple d'un lieu de Bode

Attention, l'amplitude de la tension d'entrée doit être choisie de façon à ce que la tension de sortie reste sinusoïdale, ce qui est une condition indispensable pour faire une mesure correcte.

Pour gagner du temps dans les mesures, il est conseillé de régler une valeur de fréquence, de faire la mesure correspondant à l'une des valeurs de résistance puis de faire la mesure avec l'autre valeur de résistance. Et de recommencer avec une autre valeur de fréquence.

Quelle est la fréquence de coupure ? Quel est l'effet du gain sur la bande passante du montage inverseur ? Indiquer les asymptotes et mesurer leurs pentes. En déduire l'expression de la fonction de transfert $\frac{v_s(j.\omega)}{v_1(j.\omega)}$.

On proposera une fonction de transfert du premier ordre ($H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$) ou une fonction de transfert du

second ordre $H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + 2j\zeta\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$ pour laquelle seront calculées les différentes valeurs numériques des

paramètres.

M4. Calculer le produit gain-bande passante ($A_v f_{\text{coupure}}$) pour les deux valeurs de R_2 où f_{coupure} représente la fréquence de coupure et A_v le gain maximal dans la bande passante. Que constatez-vous ?

NE PAS DEMONTER...

3. AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR

- P1.** Déterminer l'expression du gain en tension (A_v) du montage représenté figure 5. Déterminer l'amplitude maximale de v_e pour que le signal de sortie ne soit pas saturé.

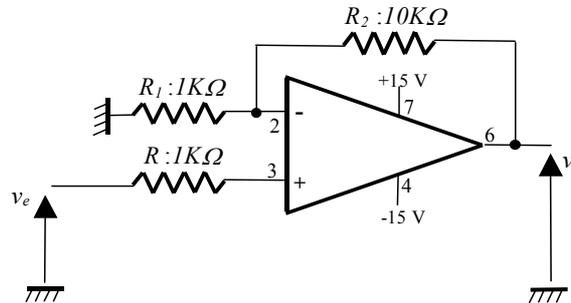


Figure 5. Montage non inverseur

- P2.** Calculer les impédances d'entrée et de sortie du montage.
- P3.** On considère un slew-rate fini, noté s . Pour une tension sinusoïdale d'entrée, en fonction de la fréquence, donner l'expression de la valeur maximale de l'amplitude de la tension sinusoïdale de sortie qui permet une amplification sans déformation. En déduire la valeur maximale de la tension d'entrée en fonction de la fréquence.
Représenter graphiquement la relation entre l'amplitude maximale de la tension d'entrée et la fréquence. Sur ce graphe, faire apparaître aussi la limite due à la saturation. Enfin hachurer la zone permise pour l'amplitude V_e et la fréquence.
- M1.** Réaliser le montage de la figure 5. Pour réaliser ce montage, on remarquera qu'il suffit simplement de permuter deux potentiels du montage précédent.
- M2.** Quelle est la fréquence pour laquelle le déphasage est égal à 90° ?
- M3.** Par deux mesures adéquates, déterminer la fréquence de coupure. Attention à bien vérifier à l'oscilloscope que les signaux ne soient pas déformés.
- M4.** Calculer le produit $f_{\text{coupure}} \cdot A_v$ (basses fréquences) où f_{coupure} représente la fréquence de coupure et A_v le gain maximal dans la bande passante. Que constatez vous en le comparant aux résultats obtenus dans le cas du montage inverseur ?

NE PAS DEMONTER...

4. SOMMATEUR – INVERSEUR

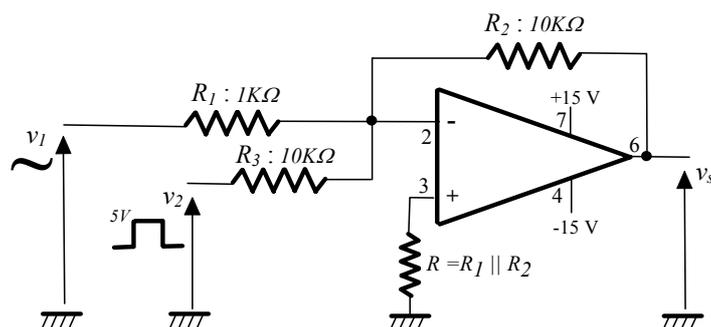


Figure 7. Montage sommateur

L'avantage du montage sommateur est de maintenir une isolation parfaite entre les sources de tension v_1 et v_2 . En effet, le gain G étant de l'ordre de 10 à $200 \text{ V} / \text{mV}$, la boucle de contre-réaction fixe $\Delta e = v^+ - v^-$ au niveau v_s / G , toujours négligeable devant v_1 et v_2 (Δe ne dépasse jamais $1 \text{ mV}!$). Ainsi, avec v^- ramené au potentiel de la masse ($v^- = 0$), on peut traiter l'entrée inverseur (-) comme une masse virtuelle, les sources n'étant ainsi pas réunies par les résistances R_1 et R_3 .

P1. Pour le montage sommateur représenté figure 7, déterminer l'expression de V_s en fonction de V_1 et V_2 .

Quelle doit être l'amplitude maximale de V_1 , pour que le signal de sortie ne soit pas saturé ?

M1. Réaliser le montage de la figure 7. On remarquera qu'il suffit d'ajouter une entrée au montage inverseur...

Commencer par vérifier le fonctionnement linéaire du montage en appliquant chaque tension séparément, l'autre tension étant **nulle**. Décrire le mode opératoire.

M2. Observer les 3 signaux (v_1 , v_2 et v_s) sur un même oscillogramme (sinus + créneau, $f = 1 \text{ kHz}$).

Vérifier qu'il constitue bien un sommateur.

M3. Se placer à la limite de saturation de la tension de sortie.

Relever sur un même oscillogramme les trois signaux en respectant le synchronisme. Mesurer les niveaux des différents signaux et comparer aux résultats théoriques.

NE PAS DEMONTER LE MONTAGE SOMMATEUR - INVERSEUR...

5. AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL

P1. Pour le montage représenté figure 8, donner l'expression de V_S en fonction de $(V_2 - V_1)$. Mettre

le résultat sous la forme : $v_S = A_{VMC} \left(\frac{v_2 + v_1}{2} \right) + A_V (v_2 - v_1)$

Déterminer les expressions des différents gains.

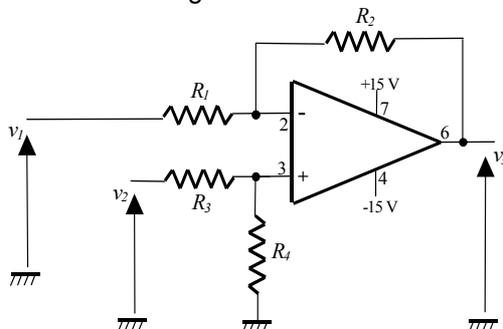


Figure 8 : Amplificateur différentiel

Application numérique : $R_1 = R_3 = 1k\Omega$ et $R_2 = R_4 = 10k\Omega$.

P2. Quelle est la valeur de la résistance d'entrée pour chacun des signaux d'entrée ? Quelle est la valeur de la résistance de sortie ?

M1. Réaliser le montage. On remarquera qu'il suffit de déconnecter une entrée du sommateur et de réaliser un pont diviseur sur l'entrée + de l'AO.

Vérifier son comportement différentiel de la même façon que dans le cas du sommateur (sinus + créneau, 1 kHz). Avec seulement deux oscillogrammes, prouver le bon fonctionnement de l'amplificateur différentiel.

M2. Mesurer et donner la valeur du gain en mode commun $A_{V MC}$ du montage (même signal sinusoïdal sur les deux entrées). L'amplitude du signal d'entrée doit être au maximum de ce que peut délivrer le GBF. Exprimer la valeur du gain en mode commun $A_{V MC}$ en dB ($20 \log |A_{V MC}|$). Comparer avec le gain en mode différentiel A_V exprimé en dB. Déterminer le taux de réjection en mode commun en dB et le comparer avec la valeur donnée par le constructeur. Pourquoi y a-t-il une différence ?

Remarque : Le taux de réjection en mode commun τ_{MC} exprime la caractéristique du montage à

n'amplifier que les différences des deux tensions d'entrées et non pas les variations dans le même sens de ces tensions. Le fonctionnement en mode commun se traduit par $v_2 = v_1 = v$, ce qui donne $v_2 - v_1 = 0$ (signal non nul appliqué aux entrées court-circuitées), le gain étant $A_{V MC} = \frac{V_S}{V}$. La comparaison de ce

gain avec le gain différentiel ($A_V = \frac{V_S}{2V_2}$, $V_1 = -V_2$) donne le taux de réjection en mode commun τ_{MC} qui

$$\text{est : } \tau_{MC} = \frac{A_V}{A_{V MC}}.$$

6. INTEGRATEUR

- P1.** Trouver l'expression du gain A_v du montage de la figure 10. Quelle est la fréquence de coupure ? Quelle est la fréquence qui donne un gain unitaire ? Donner son expression en basse fréquence ($\omega CR_2 \ll 1$) et en haute fréquence ($\omega CR_2 \gg 1$) .

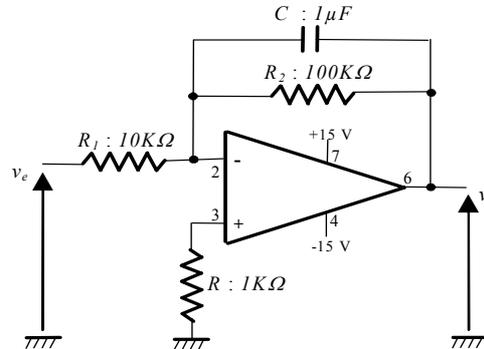


Figure 10 : Montage intégrateur

- P2.** Quel est l'intérêt de la résistance de $100k\Omega$?

- M1.** Réaliser le montage de la figure 10.

Vérifier le comportement de l'intégrateur avec des signaux rectangulaires de fréquences différentes.

Tracer les deux signaux pour un fonctionnement en intégration.

Enlever la résistance de $100k\Omega$. Que se passe-t-il ? pourquoi ?

- M2.** Remplacer la résistance de $100k\Omega$.

Déterminer la fréquence pour un gain unitaire (ou 0dB). Déterminer la fréquence de coupure.

Comparer aux valeurs théoriques.

NE PAS DEMONTER LE MONTAGE INTEGRATEUR...

7. OSCILLATEUR

Soient les deux montages suivants à réaliser :

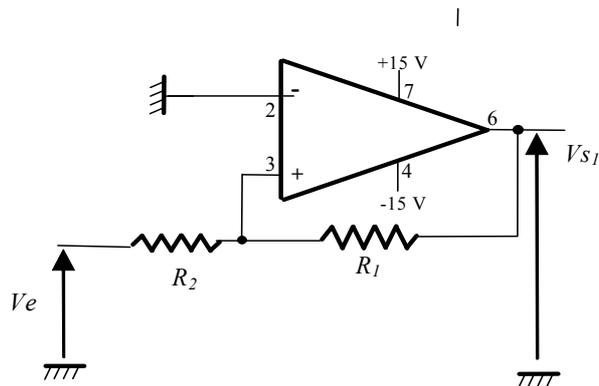


Figure 12 : Montage 1

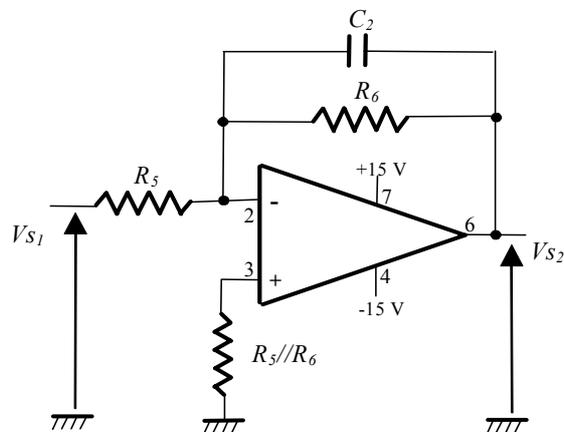


Figure 13 : Montage 2

avec $R_1 = 10k\Omega$ et $R_2 = 1k\Omega$, $R_5 = 1k\Omega$ + potentiomètre de $47k\Omega$, $R_6 = 100k\Omega$ et $C_2 = 1\mu F$.

P1. Quelle est la fonction du montage 1 ? Quelle est celle du montage 2 ?

On connecte la sortie du montage 1 à l'entrée du montage 2. On connecte la sortie du montage 2 à l'entrée du montage 1.

P2. En supposant que la résistance R_6 est infinie, donner les valeurs extrêmes de V_{s2} et calculer la période des signaux obtenus. Quelles sont les valeurs des pentes de variation V_{s2} ?

M1. Relier les deux maquettes de la manière décrite précédemment. Régler le potentiomètre à $10k\Omega$. Relever les signaux V_{s2} et V_{s1} . Mesurer la période. Mesurer les amplitudes des signaux. Comparer avec les valeurs théoriques.

M2. Enlever la résistance R_6 . Que se passe-t-il ? Pourquoi ? Comparer au comportement du montage intégrateur seul.

M3. Si $R_5 = 1k\Omega$, que se passe-t-il ? Relever les signaux et expliquer.

4. FILTRE ACTIF

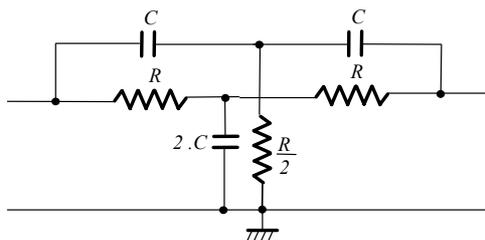


Figure 6 : Filtre "double T"

P1. On considère le filtre réjecteur de la figure 6.

Donner le schéma équivalent en basses fréquences ainsi que le schéma équivalent en hautes fréquences. Quel est le gain dans chacun des cas ?

P2. Calculer f_0 : $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ avec les valeurs : $C=100nF$ et $R=33k\Omega$.

M1. Relier en cascade le filtre réjecteur de fréquence "double T" (figure 6) et l'amplificateur non-inverseur (figure 5, $R_2 = 10 k\Omega$). Dessiner le schéma complet de votre montage.

M2. Repérer la fréquence pour laquelle le gain est minimal. Quelle est cette fréquence ? Quelle est la valeur minimale du gain ?

M3. A partir des mesures précédentes, déduire les échelles du lieu de Bode.

Relever le gain $A_V(f)$ de ce filtre actif ainsi réalisé (sur une nouvelle feuille) pour des fréquences variant de 1Hz à 10MHz. Pour cela il est conseillé de suivre la méthode suivante :

1. Pour chaque décade, relever trois points de mesure (également répartis sur une échelle logarithmique) : par exemple 1kHz, 2kHz et 5kHz.
2. Compléter les mesures dans les zones de variation rapide du gain.

M4. Modifier le montage en remplaçant l'amplificateur non inverseur par l'amplificateur inverseur ($R_2 = 10 k\Omega$) en tenant compte de l'influence de la faible impédance d'entrée du montage inverseur.

Dessiner le schéma complet du montage et relever $A_V(f)$ sur la même feuille. Commenter la courbe de gain ainsi obtenue ; et justifier brièvement et correctement les différentes zones de la courbe de gain.

M5. Sur les courbes relevées, indiquer les fréquences de coupure - 3 dB, les fréquences de résonance f_0 et l'atténuation à ces fréquences : $A_V(f)$.

NE PAS DEMONTER LE MONTAGE INVERSEUR...

7. AMPLIFICATEUR D'INSTRUMENTATION (facultatif en séance de TP)

P1. Pour le montage représenté figure 9, donner l'expression de V_O en fonction de $(V_{i2} - V_{i1})$.

Application numérique : $R_1 = R'_1 = 10\text{ k}\Omega$ et $R_2 = R_3 = 1\text{ k}\Omega$ et R_g potentiomètre de $47\text{ k}\Omega$.

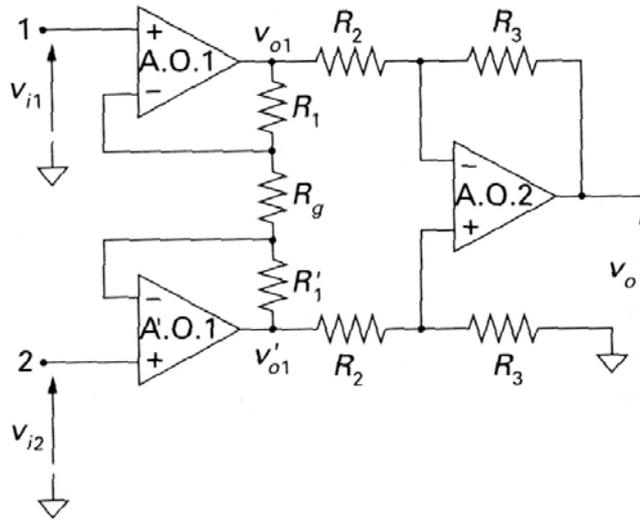


Figure 9 : Amplificateur d'instrumentation

P2. Quelle est la valeur de la résistance d'entrée pour chacun des signaux d'entrée ?

M1. Réaliser le montage de base de la figure 9.

Vérifier son comportement différentiel de la même façon que dans le cas du sommateur (sinus + créneau, 1 kHz). Tracer les 3 signaux observés (v_1 , v_2 et v_s) sur un même oscillogramme.

M2. Mesurer et donner la valeur du gain en mode commun A_{VMC} du montage (même signal sinusoïdal sur les deux entrées, d'amplitude très élevée).

L'exprimer en dB ($20 \log |A_{VMC}|$). Comparer le avec le gain en mode différentiel A_V (une des entrées à la masse), l'exprimer le en dB. Déterminer le taux de réjection en mode commun en dB et le comparer avec la valeur donnée par l'amplificateur différentiel. Pourquoi y a t il une différence ?

8. MULTIVIBRATEUR ASTABLE A AMPLI-OPERATIONNEL

Le montage représenté figure 11 permet d'obtenir un signal de sortie $v_s(t)$ à largeur d'impulsion variable dont la période est appelée T . Pour l'application, on prendra les valeurs suivantes : $C=1\mu F$, $P=47k\Omega$, $R=R_2=10k\Omega$ et $R_1=100k\Omega$. On appelle $v_c(t)$ la tension aux bornes de la capacité.

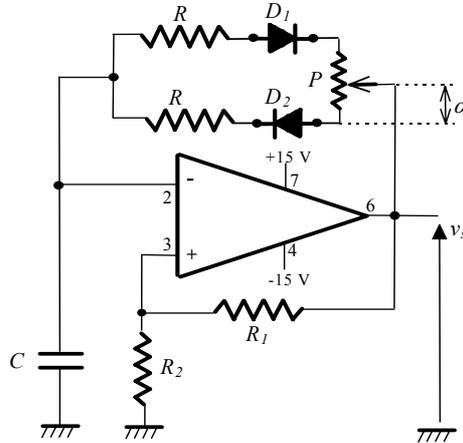


Figure 11 : Oscillateur à Amplificateur Opérationnel

P1. Détermination des expressions théoriques.

Lorsque $v_s=+15v$, déterminer la valeur de v_+ et l'expression temporelle de v_- .

Lorsque $v_s=-15v$, déterminer la valeur de v_+ et l'expression temporelle de v_- .

Déterminer les valeurs de $v_c(t)$ qui provoquent le basculement de $v_s(t)$. Dessiner l'évolution de V_s en fonction de V_c .

Déterminer l'expression de la durée du niveau haut t_h , celle de la durée du niveau bas t_b , celle de la période T du signal de sortie et celle du rapport cyclique en fonction de la position (paramétrée par α) du potentiomètre. Faire les applications numériques.

M1. Réaliser ce montage.

Mesurer la période et la comparer avec la valeur déterminée en théorie. Mesurer la durée à l'état haut et celle à l'état bas. Est-ce que la période varie lorsque la position du curseur du potentiomètre varie ? Par un relevé adéquat, mettre en évidence l'influence du slew-rate.

M2. Relever les signaux $v_c(t)$ et $v_s(t)$ pour un rapport cyclique de $\frac{1}{2}$. Mesurer les deux valeurs de $v_c(t)$ qui provoquent le basculement de $v_s(t)$. Comparer ces valeurs avec les valeurs théoriques. Indiquer les instants de conduction des diodes.

M3. Pour les positions extrêmes du potentiomètre, mesurer t_{hmin} , t_{bmax} et t_{hmax} , t_{bmin} , comparer ces valeurs avec les valeurs théoriques.

11. COMPAREUR A FENETRE

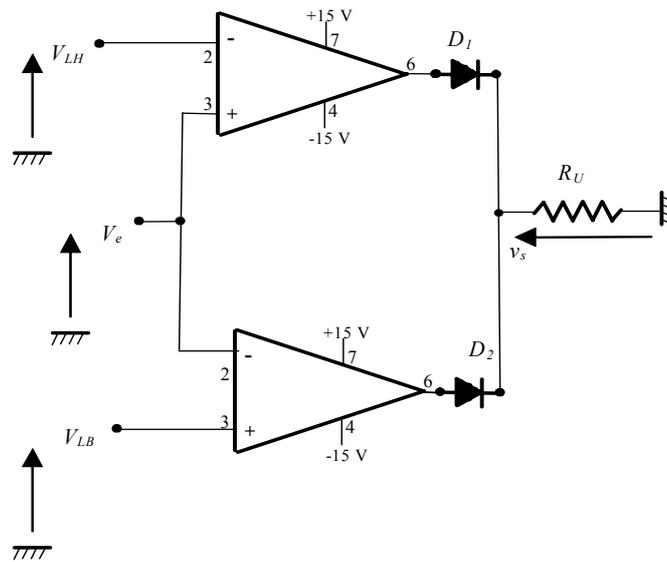


Figure 14 : Compateur à fenêtre

P1. Expliquer le fonctionnement du montage.

Présenter dans un tableau l'état de conduction des diodes suivant le niveau de tension en entrée.

M1. Réaliser ce montage.

Choisir une valeur pour la tension V_{LB} et une autre pour la tension V_{LH} . Appliquer en entrée une tension triangulaire et relever la valeur de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée. Quelle précaution sur le choix de la fréquence du signal d'entrée faut-il prendre ?

12. REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE

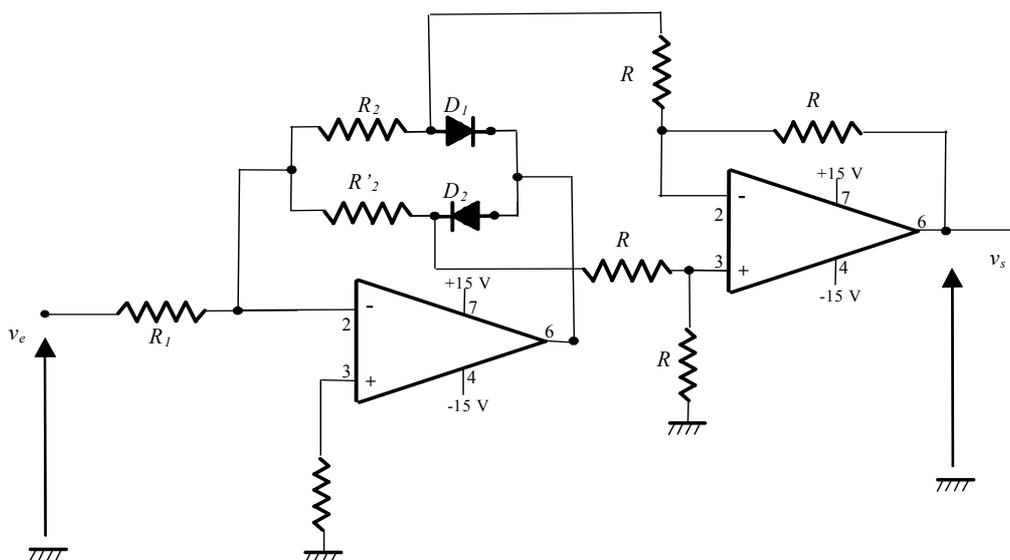


Figure 15 : Redressement double alternance

P1. Expliquer le fonctionnement du montage suivant le signe de la tension d'entrée.

Donner la relation entre la tension de sortie et la tension d'entrée.

M1. Réaliser ce montage.

Choisir $R'_2=R_2$. Appliquer en entrée une tension triangulaire et relever la tension de sortie. Est-ce conforme à la théorie ? Quelle précaution sur le choix de la fréquence du signal d'entrée faut-il prendre ?

M2. Insérer une capacité en parallèle sur la résistance de contre-réaction de l'amplificateur opérationnel de sortie.

Appliquer en entrée une tension sinusoïdale et relever la tension de sortie. Est-ce conforme à la théorie ? Quelle précaution sur le choix de la fréquence du signal d'entrée faut-il prendre ? Quel est l'intérêt d'un tel montage ?

E. ANNEXES

Voir notice technique du 741.

- Timing From Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- TTL-Compatible Output Can Sink or Source up to 200 mA
- Designed To Be Interchangeable With Signetics NE555, SA555, and SE555

description

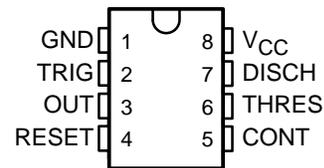
These devices are precision timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle can be controlled independently with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels normally are two-thirds and one-third, respectively, of V_{CC} . These levels can be altered by use of the control-voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. The reset (RESET) input can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When RESET goes low, the flip-flop is reset and the output goes low. When the output is low, a low-impedance path is provided between discharge (DISCH) and ground.

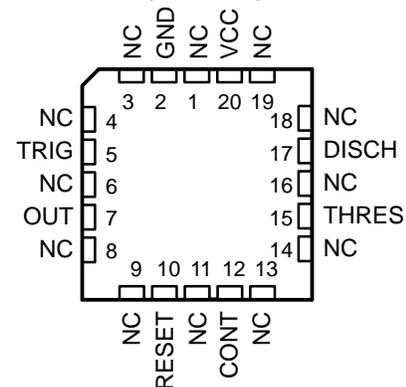
The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 mA. Operation is specified for supplies of 5 V to 15 V. With a 5-V supply, output levels are compatible with TTL inputs.

The NE555 is characterized for operation from 0°C to 70°C. The SA555 is characterized for operation from -40°C to 85°C. The SE555 is characterized for operation over the full military range of -55°C to 125°C.

NE555 . . . D, P, PS, OR PW PACKAGE
SA555 . . . D OR P PACKAGE
SE555 . . . D, JG, OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



SE555 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGE					
	V _{THRES} MAX V _{CC} = 15 V	SMALL OUTLINE (D, PS)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)	PLASTIC THIN SHRINK SMALL OUTLINE (PW)
0°C to 70°C	11.2 V	NE555D NE555PS	—	—	NE555P	NE555PW
-40°C to 85°C	11.2 V	SA555D	—	—	SA555P	—
-55°C to 125°C	10.6 V	SE555D	SE555FK	SE555JG	SE555P	—

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., NE555DR). The PS and PW packages are only available taped and reeled.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

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.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

NE555, SA555, SE555 PRECISION TIMERS

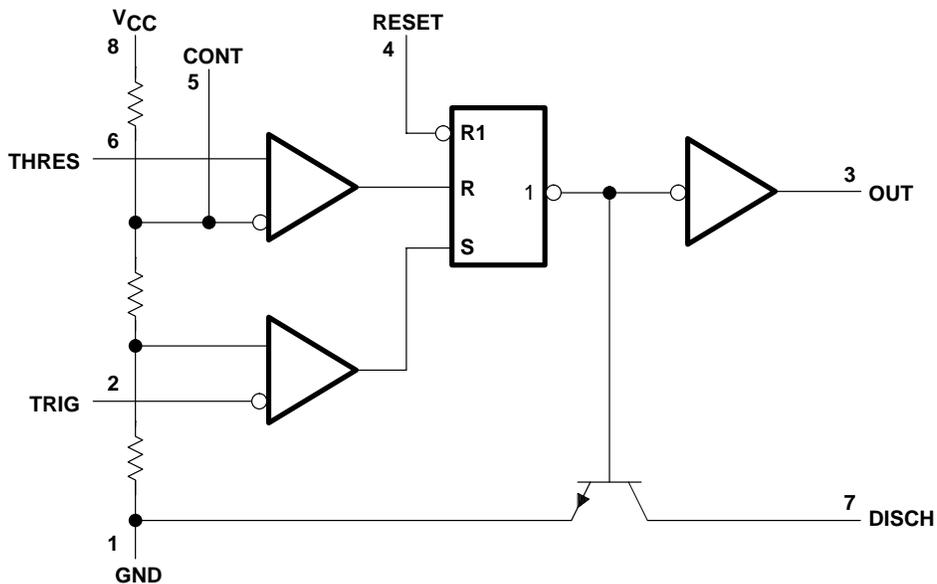
SLFS022C – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 2002

FUNCTION TABLE

RESET	TRIGGER VOLTAGE†	THRESHOLD VOLTAGE†	OUTPUT	DISCHARGE SWITCH
Low	Irrelevant	Irrelevant	Low	On
High	$<1/3 V_{DD}$	Irrelevant	High	Off
High	$>1/3 V_{DD}$	$>2/3 V_{DD}$	Low	On
High	$>1/3 V_{DD}$	$<2/3 V_{DD}$	As previously established	

† Voltage levels shown are nominal.

functional block diagram



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.
NOTE A: RESET can override TRIG, which can override THRES.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	18 V
Input voltage (CONT, RESET, THRES, and TRIG)	V_{CC}
Output current	± 225 mA
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 2):	
D package	97°C/W
P package	85°C/W
PS package	95°C/W
PW package	149°C/W
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, P, PS, or PW package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under “recommended operating conditions” is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values are with respect to GND.
2. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
JG (SE555)	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT
V_{CC} Supply voltage	SA555, NE555	4.5	16	V
	SE555	4.5	18	
V_I Input voltage (CONT, RESET, THRES, and TRIG)			V_{CC}	V
I_O Output current			± 200	mA
T_A Operating free-air temperature	NE555	0	70	°C
	SA555	-40	85	
	SE555	-55	125	

NE555, SA555, SE555 PRECISION TIMERS

SLFS022C – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 2002

electrical characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V to }15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS		SE555			NE555 SA555			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
THRES voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$		9.4	10	10.6	8.8	10	11.2	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$		2.7	3.3	4	2.4	3.3	4.2	
THRES current (see Note 3)			30	250		30	250	nA	
TRIG voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$		4.8	5	5.2	4.5	5	5.6	V
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	3		6				
	$V_{CC} = 5\text{ V}$		1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2	
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			1.9				
TRIG current	TRIG at 0 V		0.5	0.9		0.5	2	μA	
RESET voltage level			0.3	0.7	1	0.3	0.7	1	V
	$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$				1.1				
RESET current	RESET at V_{CC}		0.1	0.4		0.1	0.4	mA	
	RESET at 0 V		-0.4	-1		-0.4	-1.5		
DISCH switch off-state current			20	100		20	100	nA	
CONT voltage (open circuit)	$V_{CC} = 15\text{ V}$		9.6	10	10.4	9	10	11	V
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	9.6		10.4				
	$V_{CC} = 5\text{ V}$		2.9	3.3	3.8	2.6	3.3	4	
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	2.9		3.8				
Low-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 10\text{ mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	V	
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			0.2				
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 50\text{ mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75		
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			1				
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 100\text{ mA}$		2	2.2		2	2.5		
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			2.7				
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 200\text{ mA}$		2.5			2.5			
	$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_{OL} = 3.5\text{ mA}$	$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			0.35				
$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_{OL} = 5\text{ mA}$		0.1	0.2		0.1	0.35			
	$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			0.8					
High-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OH} = -100\text{ mA}$		13	13.3		12.75	13.3	V	
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	12						
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OH} = -200\text{ mA}$		12.5			12.5			
	$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_{OH} = -100\text{ mA}$		3	3.3		2.75	3.3		
$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$		2							
Supply current	Output low, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$	10	12		10	15	mA	
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	3	5		3	6		
	Output high, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9	10		9	13		
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	2	4		2	5		

NOTE 3: This parameter influences the maximum value of the timing resistors R_A and R_B in the circuit of Figure 12. For example, when $V_{CC} = 5\text{ V}$, the maximum value is $R = R_A + R_B \approx 3.4\text{ M}\Omega$, and for $V_{CC} = 15\text{ V}$, the maximum value is $10\text{ M}\Omega$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

operating characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$ and 15 V

PARAMETER		TEST CONDITIONS†	SE555			NE555 SA555			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Initial error of timing interval‡	Each timer, monostable§	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.5%	1.5%*		1%	3%		
	Each timer, astable¶		1.5%		2.25%				
Temperature coefficient of timing interval	Each timer, monostable§	$T_A = \text{MIN to MAX}$	30	100*		50		ppm/°C	
	Each timer, astable¶		90		150				
Supply-voltage sensitivity of timing interval	Each timer, monostable§	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.05	0.2*		0.1	0.5	%V	
	Each timer, astable¶		0.15		0.3				
Output-pulse rise time		$C_L = 15\text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	100	200*		100	300	ns	
Output-pulse fall time		$C_L = 15\text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	100	200*		100	300	ns	

* On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.

§ Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with the following component values: $R_A = 2\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.

¶ Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with the following component values: $R_A = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.

TYPICAL CHARACTERISTICS†

**LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE
 vs
 LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT**

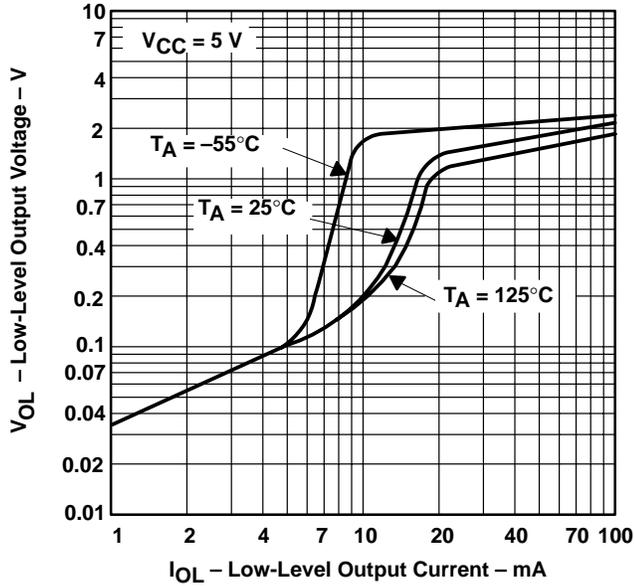


Figure 1

**LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE
 vs
 LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT**

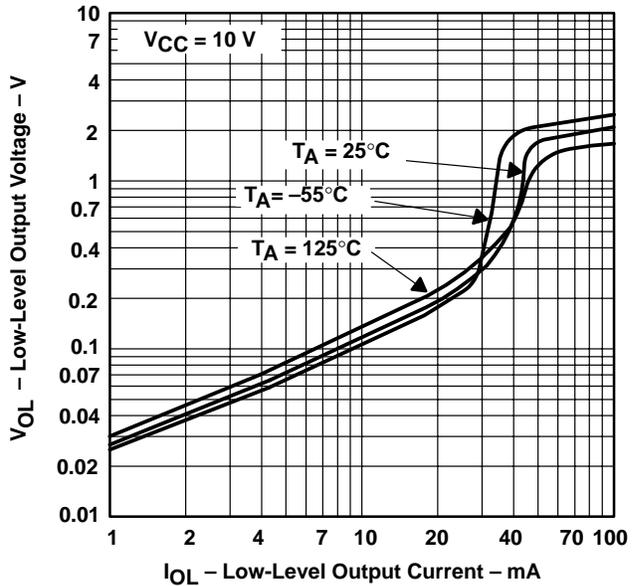


Figure 2

**LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE
 vs
 LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT**

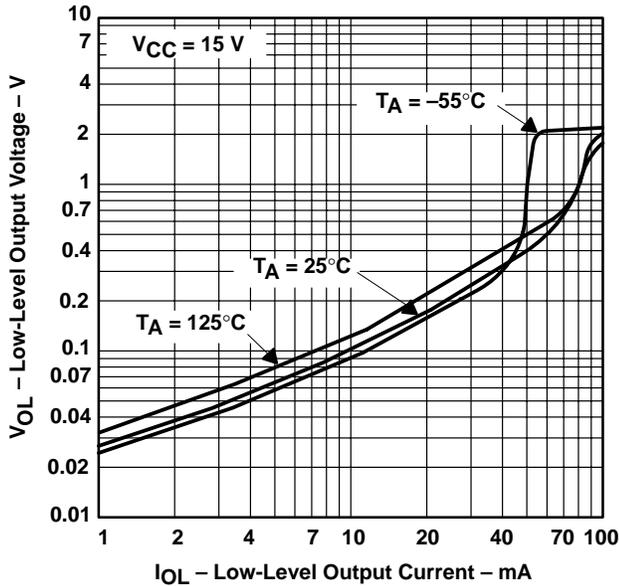


Figure 3

**DROP BETWEEN SUPPLY VOLTAGE AND OUTPUT
 vs
 HIGH-LEVEL OUTPUT CURRENT**

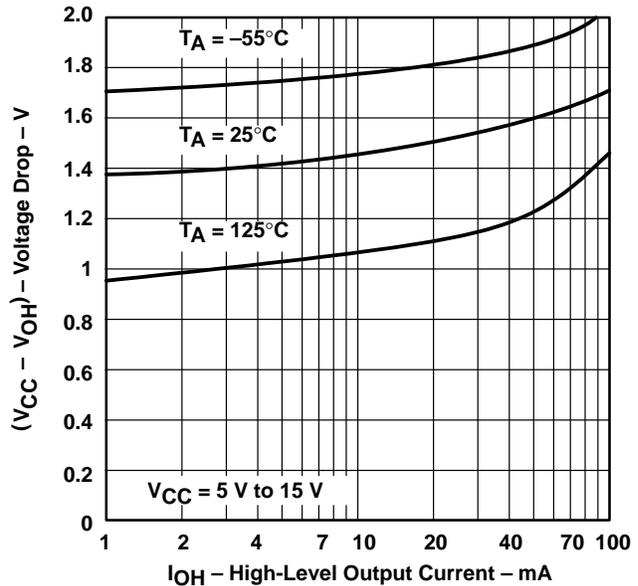
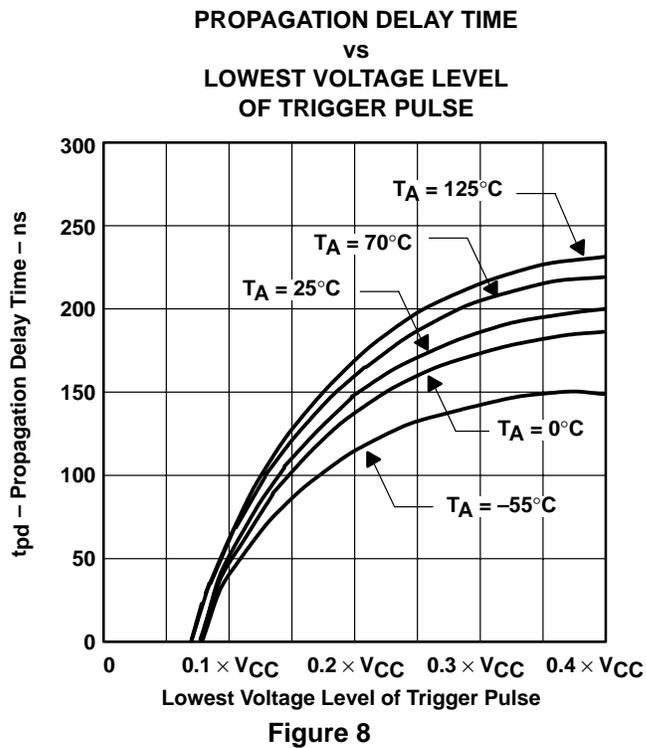
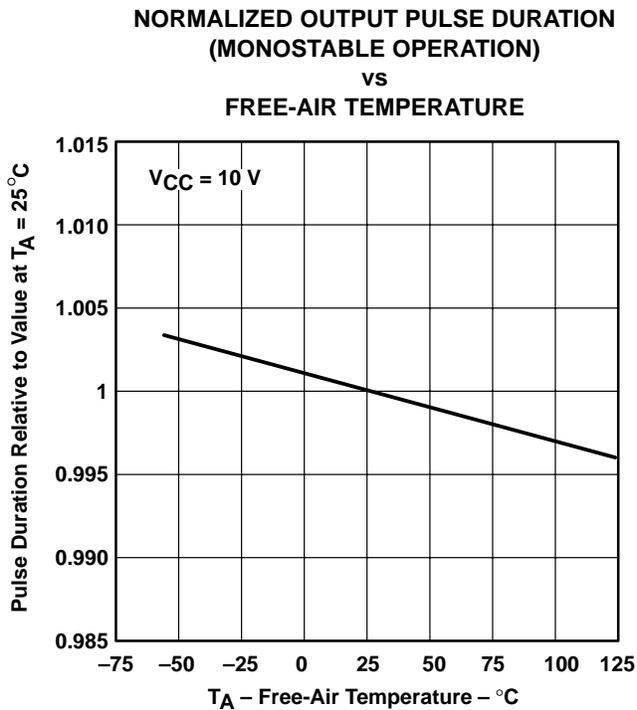
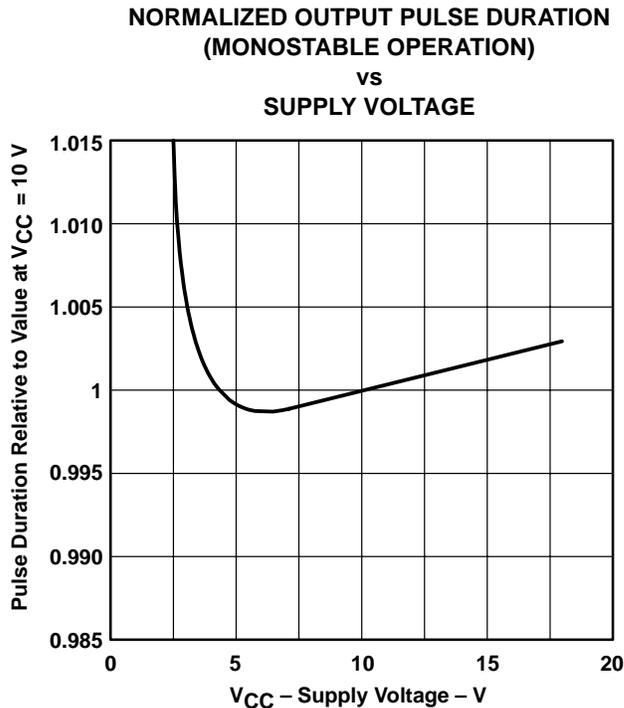
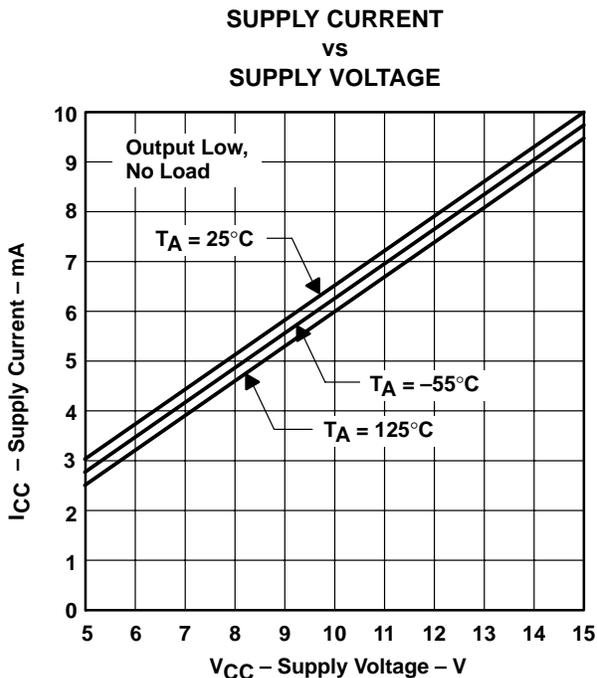


Figure 4

†Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

TYPICAL CHARACTERISTICS†

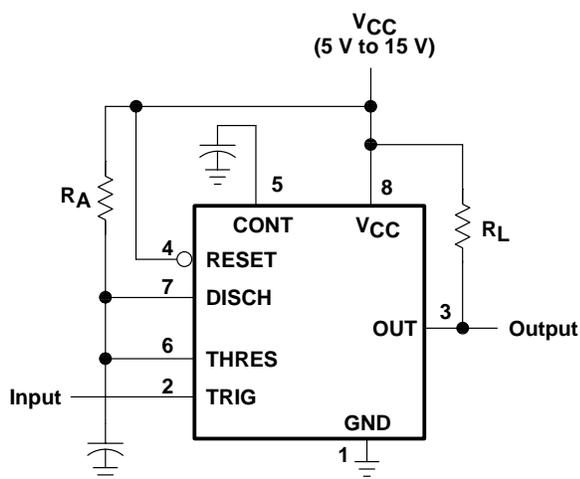


†Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 series circuits only.

APPLICATION INFORMATION

monostable operation

For monostable operation, any of these timers can be connected as shown in Figure 9. If the output is low, application of a negative-going pulse to the trigger (TRIG) sets the flip-flop (\bar{Q} goes low), drives the output high, and turns off Q1. Capacitor C then is charged through R_A until the voltage across the capacitor reaches the threshold voltage of the threshold (THRES) input. If TRIG has returned to a high level, the output of the threshold comparator resets the flip-flop (\bar{Q} goes high), drives the output low, and discharges C through Q1.



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.

Figure 9. Circuit for Monostable Operation

Monostable operation is initiated when TRIG voltage falls below the trigger threshold. Once initiated, the sequence ends only if TRIG is high at the end of the timing interval. Because of the threshold level and saturation voltage of Q1, the output pulse duration is approximately $t_w = 1.1R_A C$. Figure 11 is a plot of the time constant for various values of R_A and C. The threshold levels and charge rates both are directly proportional to the supply voltage, V_{CC} . The timing interval is, therefore, independent of the supply voltage, so long as the supply voltage is constant during the time interval.

Applying a negative-going trigger pulse simultaneously to RESET and TRIG during the timing interval discharges C and reinitiates the cycle, commencing on the positive edge of the reset pulse. The output is held low as long as the reset pulse is low. To prevent false triggering, when RESET is not used, it should be connected to V_{CC} .

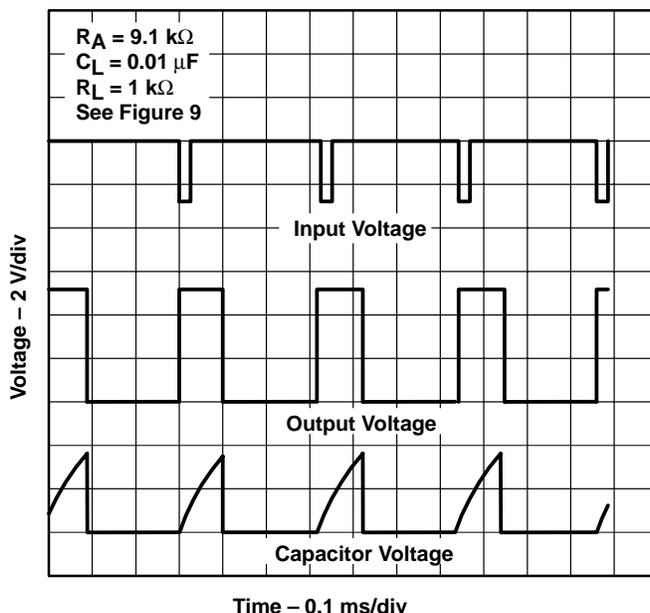


Figure 10. Typical Monostable Waveforms

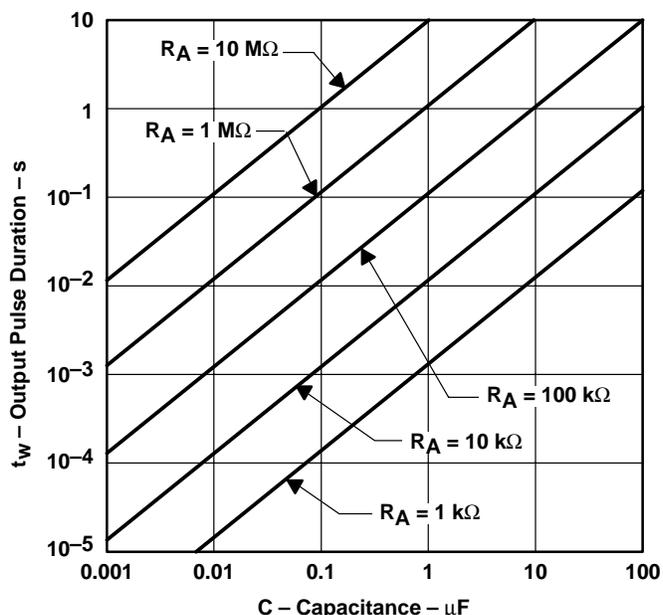


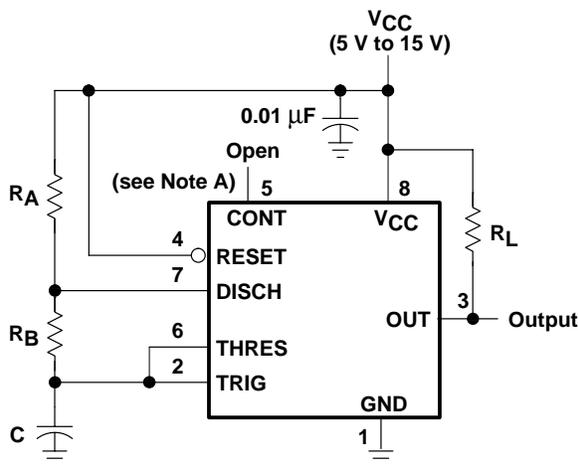
Figure 11. Output Pulse Duration vs Capacitance

APPLICATION INFORMATION

astable operation

As shown in Figure 12, adding a second resistor, R_B , to the circuit of Figure 9 and connecting the trigger input to the threshold input causes the timer to self-trigger and run as a multivibrator. The capacitor C charges through R_A and R_B and then discharges through R_B only. Therefore, the duty cycle is controlled by the values of R_A and R_B .

This astable connection results in capacitor C charging and discharging between the threshold-voltage level ($\approx 0.67 \times V_{CC}$) and the trigger-voltage level ($\approx 0.33 \times V_{CC}$). As in the monostable circuit, charge and discharge times (and, therefore, the frequency and duty cycle) are independent of the supply voltage.



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.
NOTE A: Decoupling CONT voltage to ground with a capacitor can improve operation. This should be evaluated for individual applications.

Figure 12. Circuit for Astable Operation

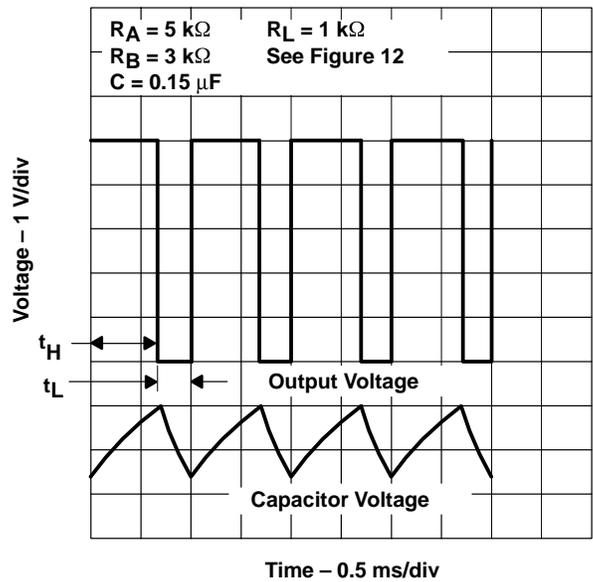


Figure 13. Typical Astable Waveforms

APPLICATION INFORMATION

astable operation (continued)

Figure 13 shows typical waveforms generated during astable operation. The output high-level duration t_H and low-level duration t_L can be calculated as follows:

$$t_H = 0.693 (R_A + R_B) C$$

$$t_L = 0.693 (R_B) C$$

Other useful relationships are shown below.

$$\text{period} = t_H + t_L = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

$$\text{frequency} \approx \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

$$\text{Output driver duty cycle} = \frac{t_L}{t_H + t_L} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

$$\begin{aligned} \text{Output waveform duty cycle} \\ = \frac{t_H}{t_H + t_L} = 1 - \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \end{aligned}$$

$$\text{Low-to-high ratio} = \frac{t_L}{t_H} = \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

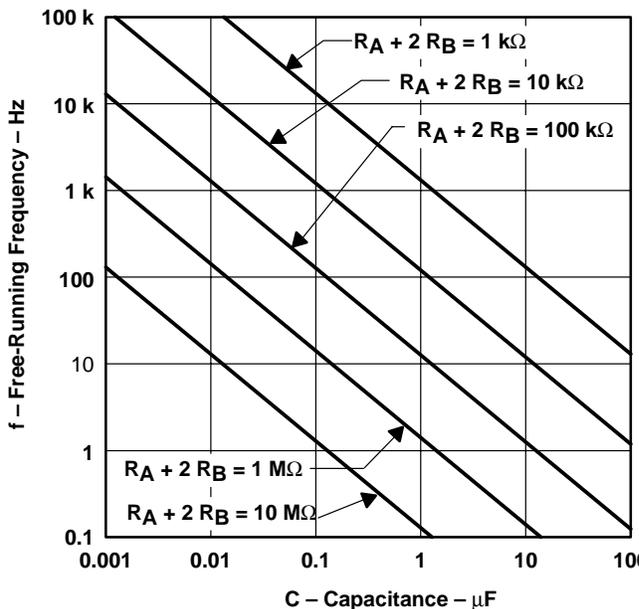
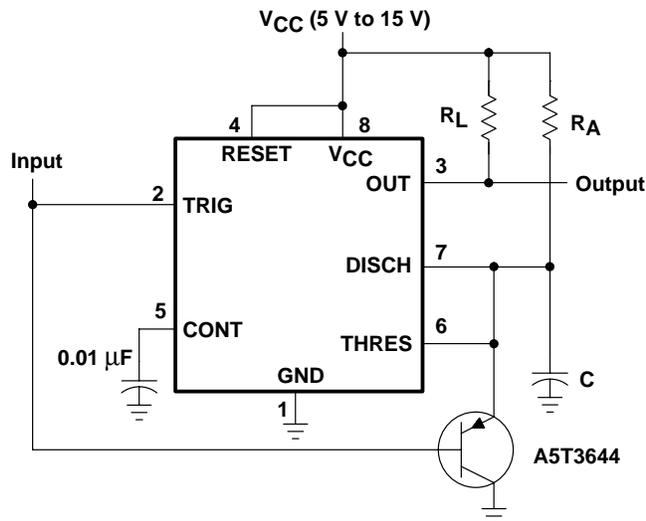


Figure 14. Free-Running Frequency

APPLICATION INFORMATION

missing-pulse detector

The circuit shown in Figure 15 can be used to detect a missing pulse or abnormally long spacing between consecutive pulses in a train of pulses. The timing interval of the monostable circuit is retriggered continuously by the input pulse train as long as the pulse spacing is less than the timing interval. A longer pulse spacing, missing pulse, or terminated pulse train permits the timing interval to be completed, thereby generating an output pulse as shown in Figure 16.



Pin numbers shown are shown for the D, JG, P, PS, and PW packages.

Figure 15. Circuit for Missing-Pulse Detector

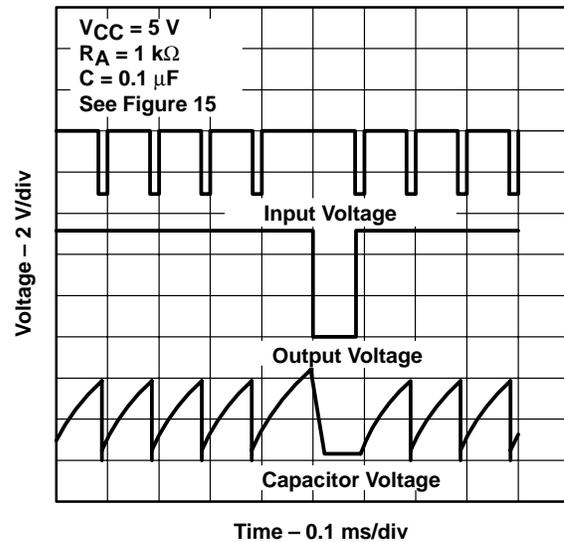


Figure 16. Completed-Timing Waveforms for Missing-Pulse Detector

APPLICATION INFORMATION

frequency divider

By adjusting the length of the timing cycle, the basic circuit of Figure 9 can be made to operate as a frequency divider. Figure 17 shows a divide-by-three circuit that makes use of the fact that retriggering cannot occur during the timing cycle.

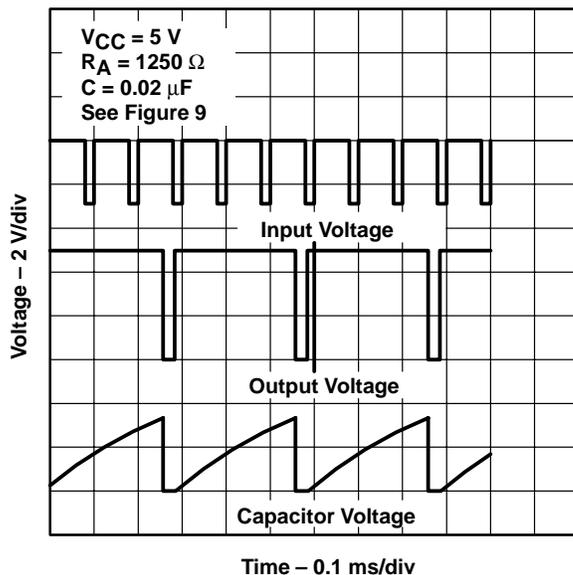
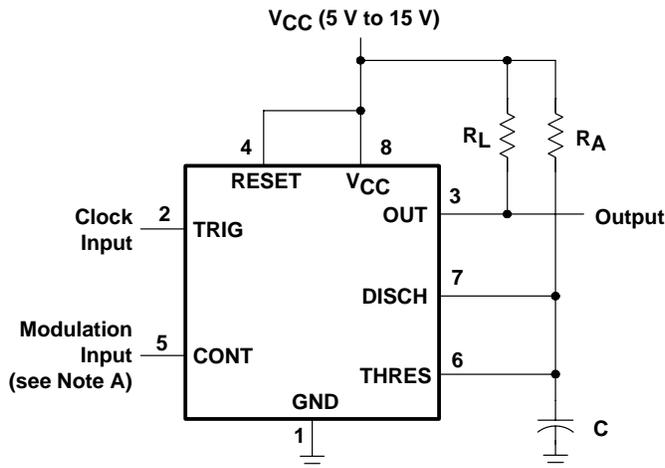


Figure 17. Divide-by-Three Circuit Waveforms

pulse-width modulation

The operation of the timer can be modified by modulating the internal threshold and trigger voltages, which is accomplished by applying an external voltage (or current) to CONT. Figure 18 shows a circuit for pulse-width modulation. A continuous input pulse train triggers the monostable circuit, and a control signal modulates the threshold voltage. Figure 19 shows the resulting output pulse-width modulation. While a sine-wave modulation signal is illustrated, any wave shape could be used.

APPLICATION INFORMATION



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.
NOTE A: The modulating signal can be direct or capacitively coupled to CONT. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

Figure 18. Circuit for Pulse-Width Modulation

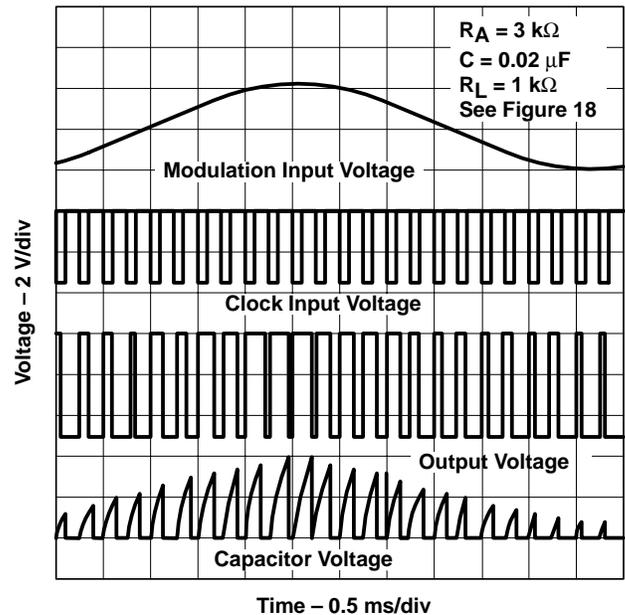
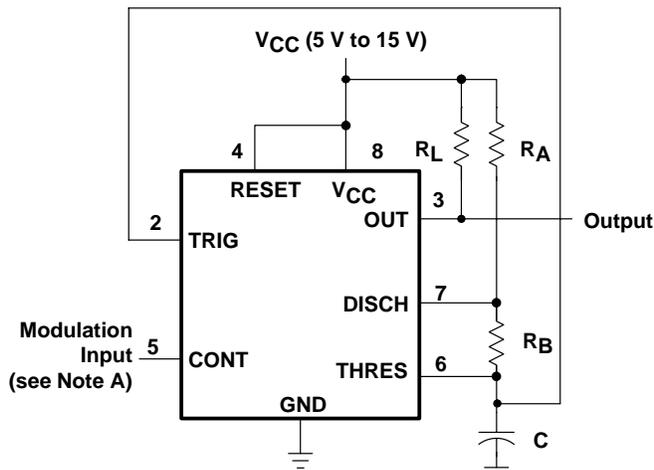


Figure 19. Pulse-Width-Modulation Waveforms

pulse-position modulation

As shown in Figure 20, any of these timers can be used as a pulse-position modulator. This application modulates the threshold voltage and, thereby, the time delay, of a free-running oscillator. Figure 21 shows a triangular-wave modulation signal for such a circuit; however, any wave shape could be used.



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.
NOTE A: The modulating signal can be direct or capacitively coupled to CONT. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

Figure 20. Circuit for Pulse-Position Modulation

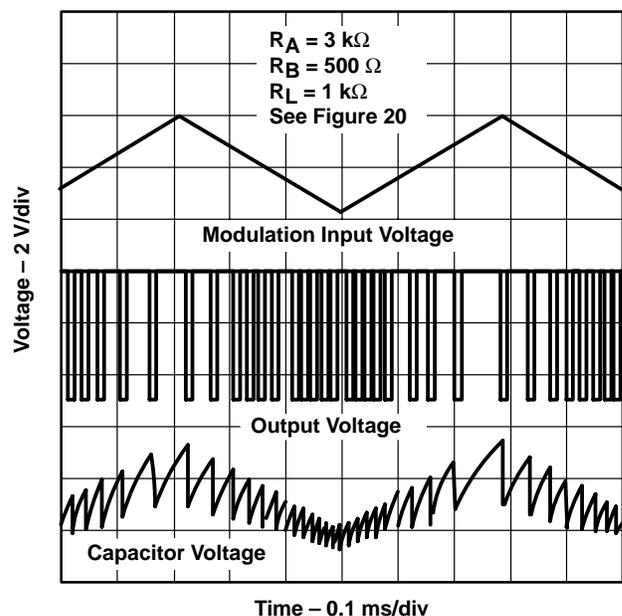
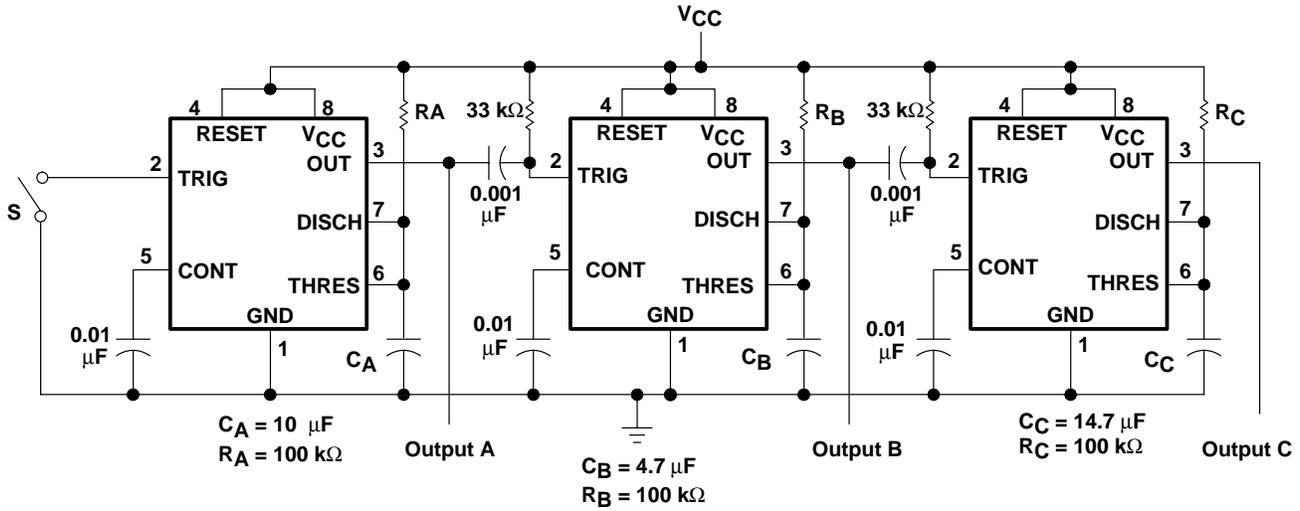


Figure 21. Pulse-Position-Modulation Waveforms

APPLICATION INFORMATION

sequential timer

Many applications, such as computers, require signals for initializing conditions during start-up. Other applications, such as test equipment, require activation of test signals in sequence. These timing circuits can be connected to provide such sequential control. The timers can be used in various combinations of astable or monostable circuit connections, with or without modulation, for extremely flexible waveform control. Figure 22 shows a sequencer circuit with possible applications in many systems, and Figure 23 shows the output waveforms.



Pin numbers shown are for the D, JG, P, PS, and PW packages.
NOTE A: S closes momentarily at t = 0.

Figure 22. Sequential Timer Circuit

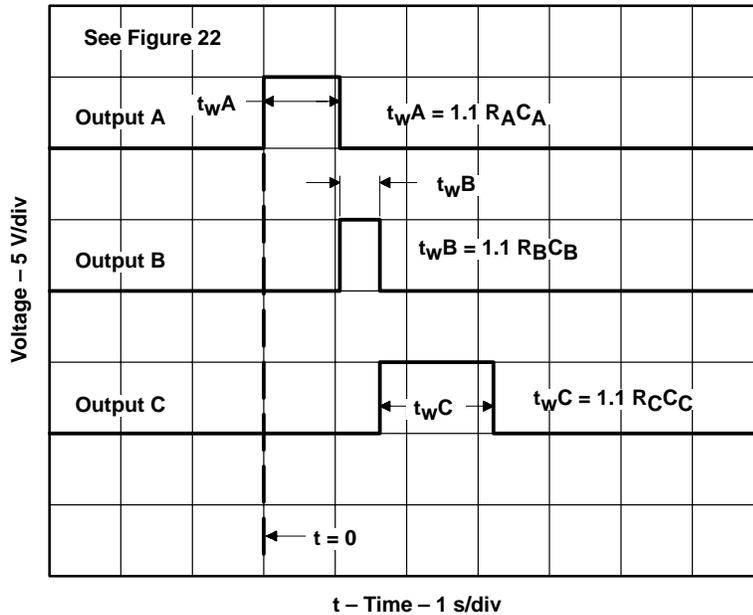


Figure 23. Sequential Timer Waveforms

- 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

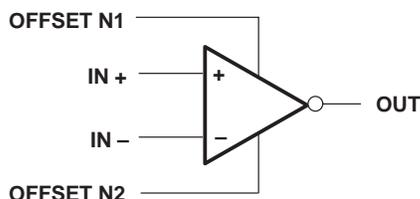
description

The μA741 is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

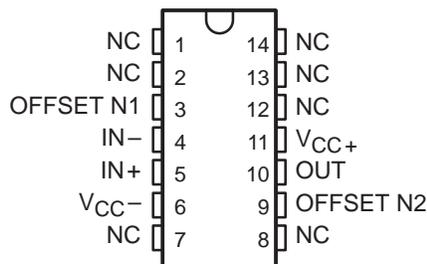
The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low value potentiometer may be connected between 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.

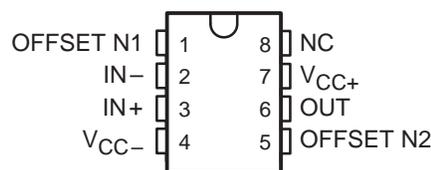
symbol



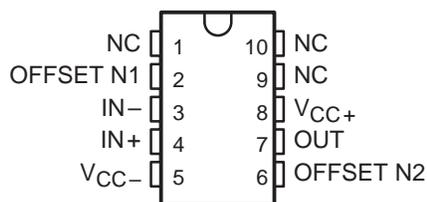
μA741M . . . J PACKAGE
(TOP VIEW)



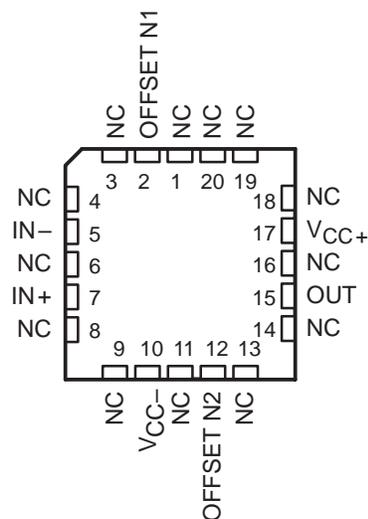
μA741M . . . JG PACKAGE
μA741C, μA741I . . . D, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



μA741M . . . U PACKAGE
(TOP VIEW)



μA741M . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

μA741, μA741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

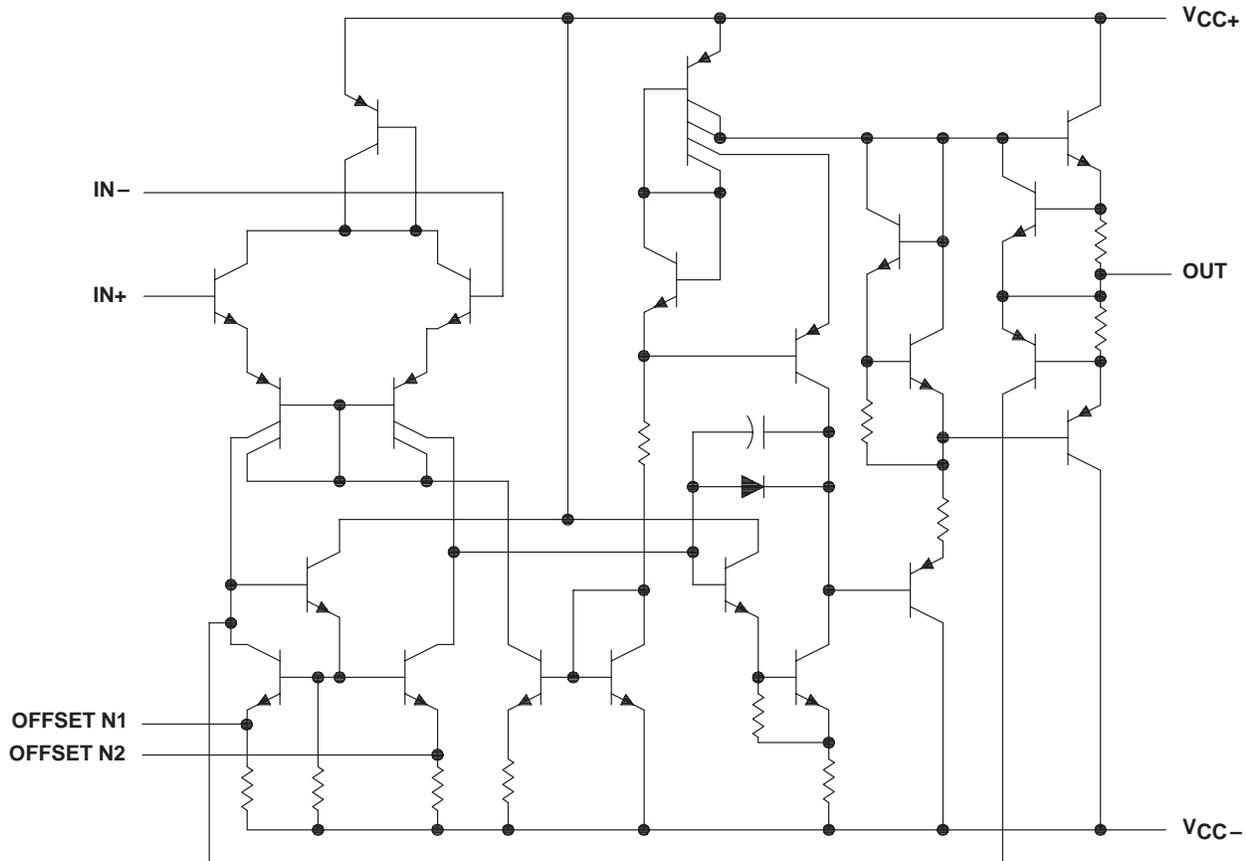
SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES							CHIP FORM (Y)
	SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP (PW)	FLAT PACK (U)	
0°C to 70°C	μA741CD				μA741CP	μA741CPW		μA741Y
-40°C to 85°C	μA741ID				μA741IP			
-55°C to 125°C		μA741MFK	μA741MJ	μA741MJG			μA741MU	

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R (e.g., μA741CDR).

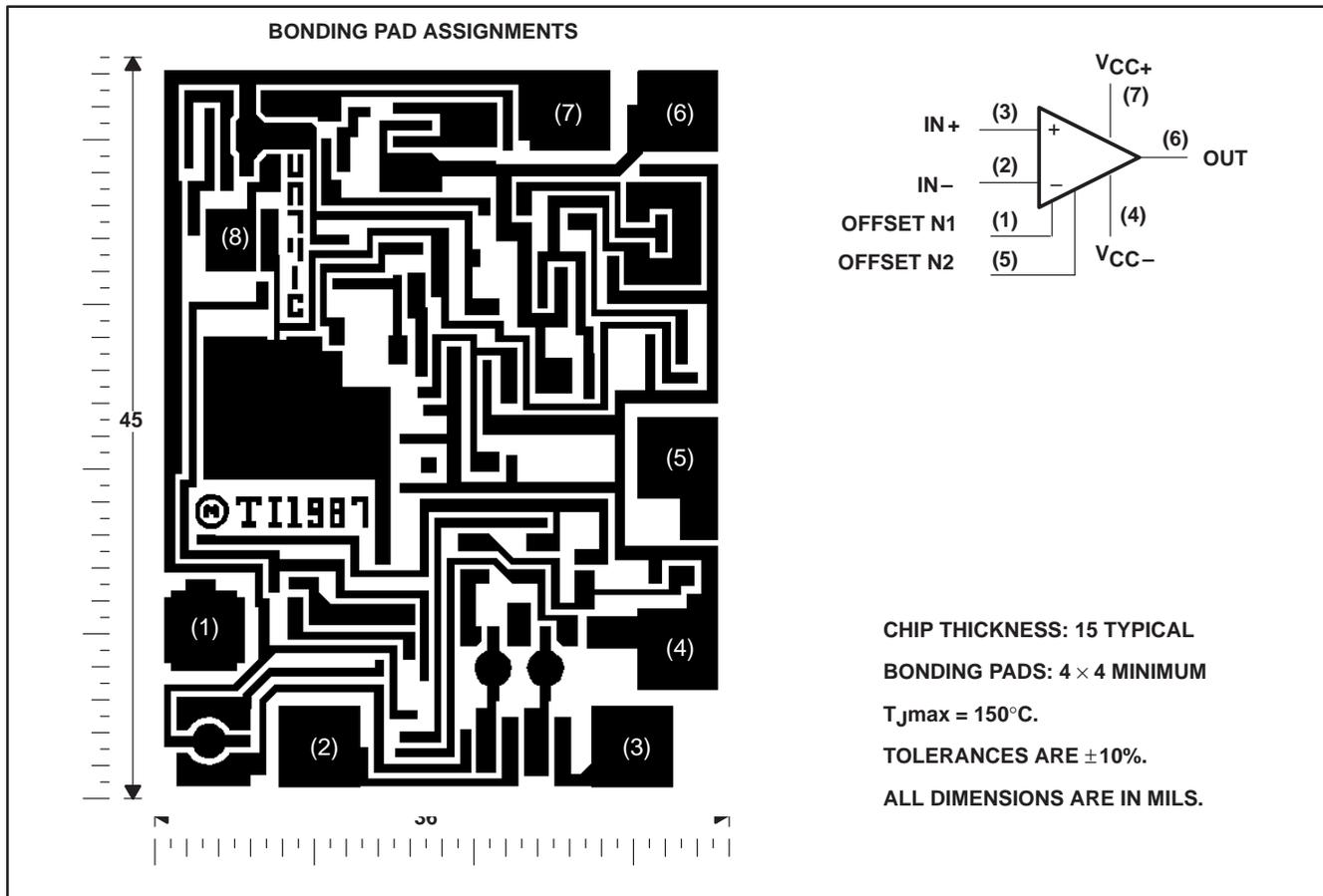
schematic



Component Count	
Transistors	22
Resistors	11
Diode	1
Capacitor	1

μA741Y chip information

This chip, when properly assembled, displays characteristics similar to the μA741C. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped-aluminum bonding pads. Chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)[†]

	μ A741C	μ A741I	μ A741M	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, V_{ID} (see Note 2)	± 15	± 30	± 30	V
Input voltage, V_I any input (see Notes 1 and 3)	± 15	± 15	± 15	V
Voltage between offset null (either OFFSET N1 or OFFSET 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, T_A	0 to 70	-40 to 85	-55 to 125	$^{\circ}$ C
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	$^{\circ}$ C
Case temperature for 60 seconds	FK package		260	$^{\circ}$ C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J, JG, or U package		300	$^{\circ}$ C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, P, or PW package		260	$^{\circ}$ C

[†] Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- 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 $IN+$ with respect to $IN-$.
 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 μ A741M only, the unlimited duration of the short circuit applies at (or below) 125 $^{\circ}$ C case temperature or 75 $^{\circ}$ C free-air temperature.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^{\circ}$ C POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^{\circ}$ C POWER RATING	$T_A = 85^{\circ}$ C POWER RATING	$T_A = 125^{\circ}$ C POWER RATING
D	500 mW	5.8 mW/ $^{\circ}$ C	64 $^{\circ}$ C	464 mW	377 mW	N/A
FK	500 mW	11.0 mW/ $^{\circ}$ C	105 $^{\circ}$ C	500 mW	500 mW	275 mW
J	500 mW	11.0 mW/ $^{\circ}$ C	105 $^{\circ}$ C	500 mW	500 mW	275 mW
JG	500 mW	8.4 mW/ $^{\circ}$ C	90 $^{\circ}$ C	500 mW	500 mW	210 mW
P	500 mW	N/A	N/A	500 mW	500 mW	N/A
PW	525 mW	4.2 mW/ $^{\circ}$ C	25 $^{\circ}$ C	336 mW	N/A	N/A
U	500 mW	5.4 mW/ $^{\circ}$ C	57 $^{\circ}$ C	432 mW	351 mW	135 mW



μA741, μA741Y
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A †	μA741C			μA741I, μA741M			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	
$\Delta V_{IO(adj)}$ 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
	$R_L \geq 10$ kΩ	Full range			±12			±12	
	$R_L = 2$ kΩ	25°C		±10	±13		±10	±13	
	$R_L \geq 2$ kΩ	Full range			±10			±10	
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2$ kΩ	25°C		20	200		50	200	V/mV
	$V_O = \pm 10$ 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	$V_{IC} = V_{ICRmin}$	25°C		70	90		70	90	dB
		Full range			70			70	
k_{SVS} Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 9$ 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	$V_O = 0$, No load	25°C		1.7	2.8		1.7	2.8	mA
		Full range			3.3			3.3	
P_D Total power dissipation	$V_O = 0$, No load	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.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ$ C

PARAMETER	TEST CONDITIONS	μA741C			μA741I, μA741M			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_r Rise time	$V_I = 20$ mV, $R_L = 2$ kΩ, $C_L = 100$ pF, See Figure 1		0.3			0.3		μs
Overshoot factor				5%			5%	
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10$ V, $C_L = 100$ pF, $R_L = 2$ kΩ, See Figure 1		0.5			0.5		V/μs



μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	μ A741Y			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$		1	6	mV
$\Delta V_{IO(\text{adj})}$	Offset voltage adjust range	$V_O = 0$		± 15		mV
I_{IO}	Input offset current	$V_O = 0$		20	200	nA
I_{IB}	Input bias current	$V_O = 0$		80	500	nA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range		± 12	± 13		V
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10$ k Ω	± 12	± 14		V
		$R_L = 2$ k Ω	± 10	± 13		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2$ k Ω	20	200		V/mV
r_i	Input resistance		0.3	2		M Ω
r_o	Output resistance	$V_O = 0$, See Note 5		75		Ω
C_i	Input capacitance			1.4		pF
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\text{min}}$	70	90		dB
k_{SVS}	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 9$ V to ± 15 V		30	150	$\mu\text{V/V}$
I_{OS}	Short-circuit output current		± 25	± 40		mA
I_{CC}	Supply current	$V_O = 0$, No load		1.7	2.8	mA
P_D	Total power dissipation	$V_O = 0$, No load		50	85	mW

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.

NOTE 5: This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	μ A741Y			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
t_r	Rise time	$V_I = 20$ mV, $R_L = 2$ k Ω , $C_L = 100$ pF, See Figure 1		0.3		μs
	Overshoot factor			5%		
SR	Slew rate at unity gain	$V_I = 10$ V, $R_L = 2$ k Ω , $C_L = 100$ pF, See Figure 1		0.5		V/ μs



PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

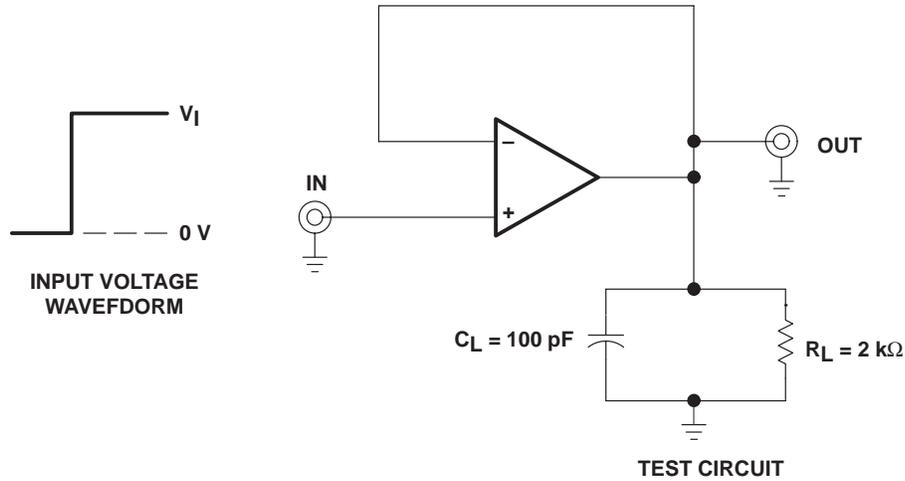


Figure 1. Rise Time, Overshoot, and Slew Rate

APPLICATION INFORMATION

Figure 2 shows a diagram for an input offset voltage null circuit.

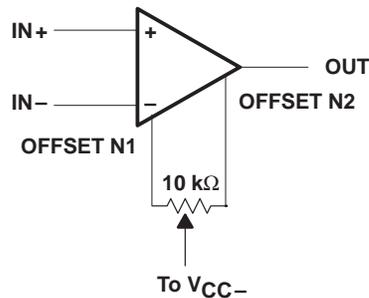


Figure 2. Input Offset Voltage Null Circuit

μA741, μA741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

TYPICAL CHARACTERISTICS†

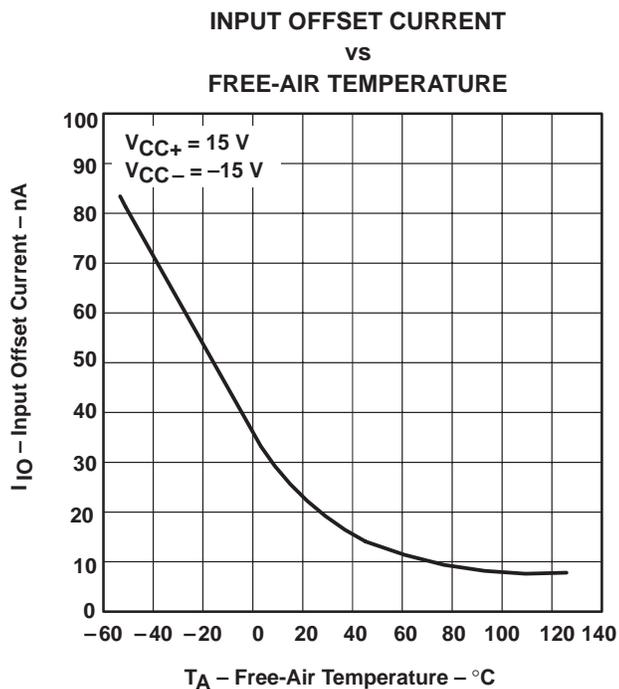


Figure 3

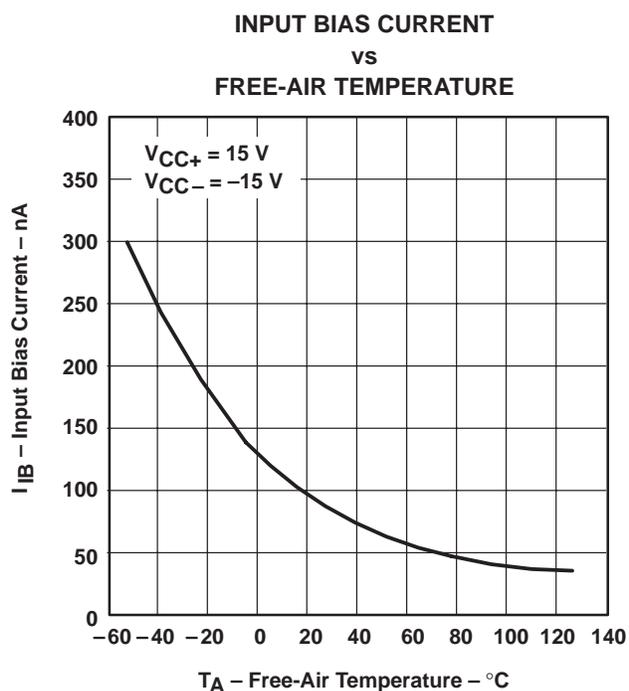


Figure 4

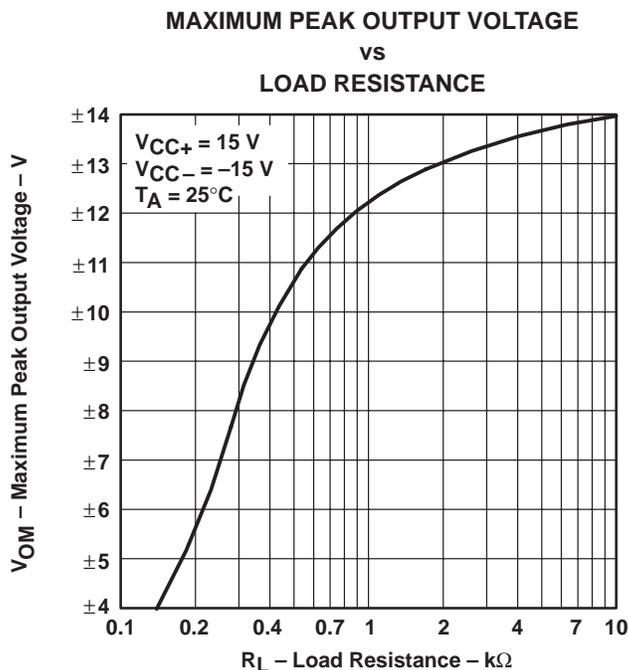


Figure 5

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TYPICAL CHARACTERISTICS

**MAXIMUM PEAK OUTPUT VOLTAGE
vs
FREQUENCY**

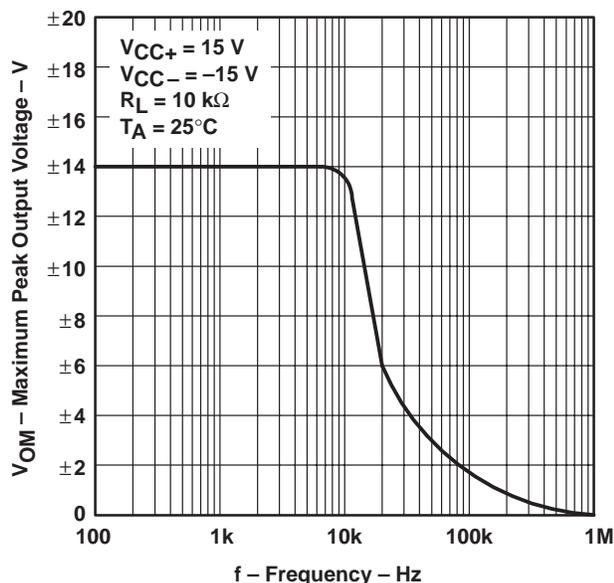


Figure 6

**OPEN-LOOP SIGNAL DIFFERENTIAL
VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
SUPPLY VOLTAGE**

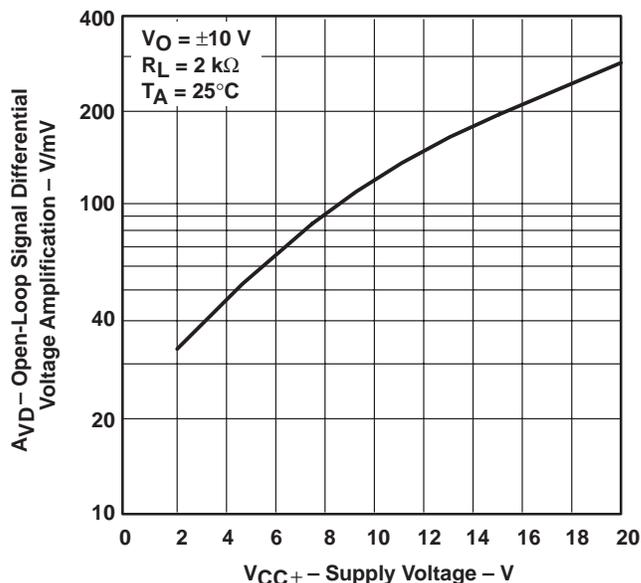
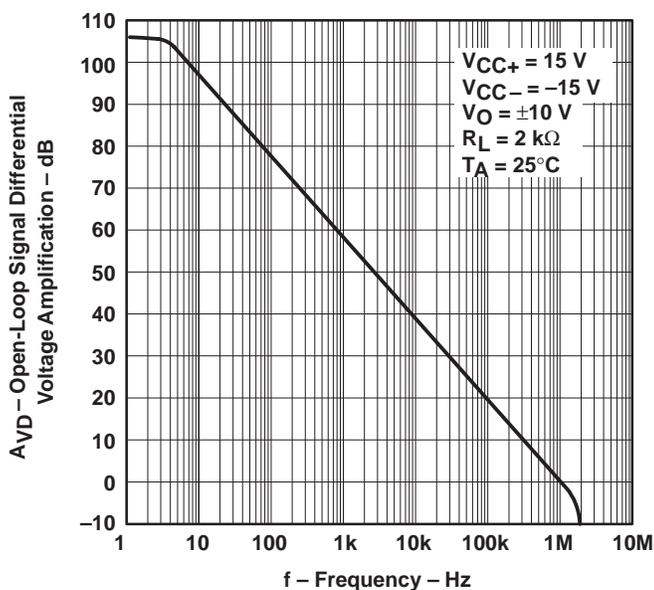


Figure 7

**OPEN-LOOP LARGE-SIGNAL DIFFERENTIAL
VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
FREQUENCY**



TYPICAL CHARACTERISTICS

COMMON-MODE REJECTION RATIO
 VS
 FREQUENCY

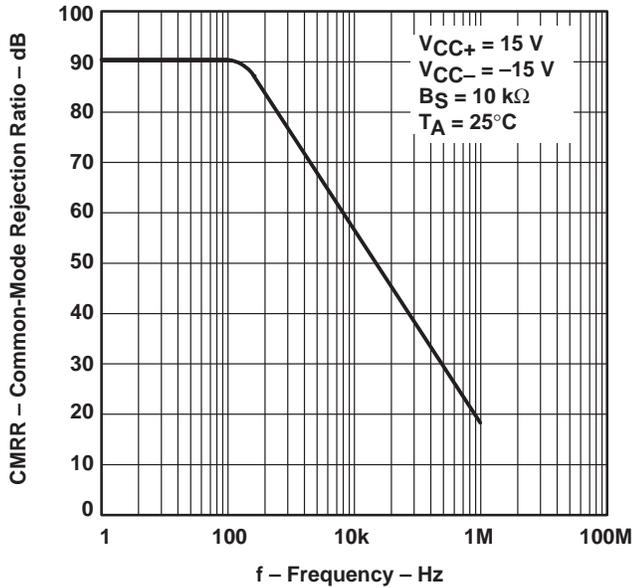


Figure 8

OUTPUT VOLTAGE
 VS
 ELAPSED TIME

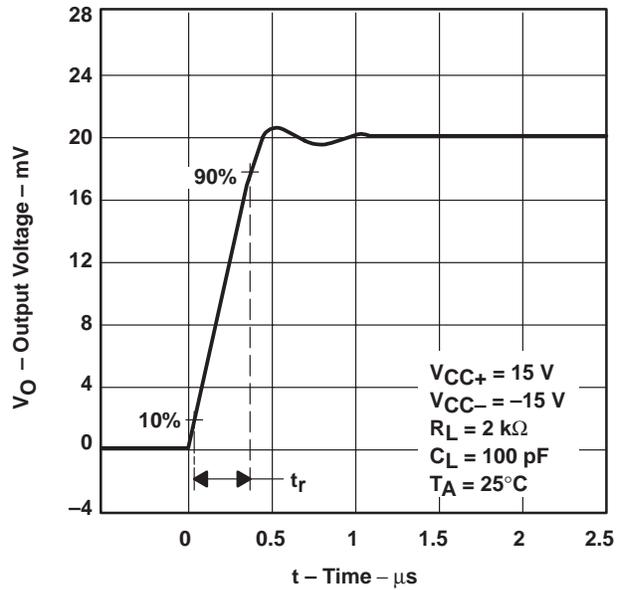


Figure 9

VOLTAGE-FOLLOWER
 LARGE-SIGNAL PULSE RESPONSE

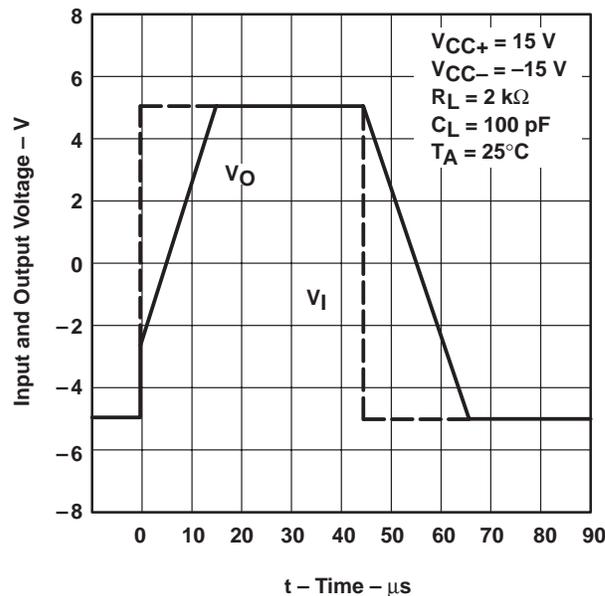


Figure 10

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
UA741CD	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
UA741CDE4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
UA741CDG4	ACTIVE	SOIC	D	8	75	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
UA741CDR	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
UA741CDRE4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
UA741CDRG4	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
UA741CJG	OBSOLETE	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI
UA741CJG4	OBSOLETE	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI
UA741CP	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UA741CPE4	ACTIVE	PDIP	P	8	50	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UA741CPSR	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
UA741CPSRE4	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
UA741CPSRG4	ACTIVE	SO	PS	8	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
UA741MFKB	OBSOLETE	LCCC	FK	20		TBD	Call TI	Call TI
UA741MJ	OBSOLETE	CDIP	J	14		TBD	Call TI	Call TI
UA741MJB	OBSOLETE	CDIP	J	14		TBD	Call TI	Call TI
UA741MJG	OBSOLETE	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI
UA741MJGB	OBSOLETE	CDIP	JG	8		TBD	Call TI	Call TI

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.