

CORRIGE PARTIEL2 EL40 2025

9/01/2025 8h00- salle P307

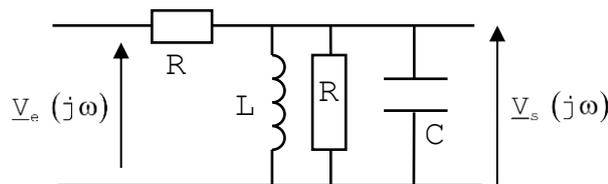
Durée : 1h30min

Aucun document – calculatrice autonome autorisée

La notation tient compte de la démarche qui conduit aux résultats proposés. Les expressions mathématiques seront exprimées littéralement avant d'être éventuellement calculées de façon numérique.

Exercice 1 (8 points)

Considérons le filtre suivant :



1. Déterminez $\underline{H}(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}$ la fonction de transfert harmonique du filtre. On mettra $\underline{H}(j\omega)$ sous la forme $\underline{H}(j\omega) = A \cdot \frac{2jm\frac{\omega}{\omega_0}}{1+2jm\frac{\omega}{\omega_0} - (\frac{\omega}{\omega_0})^2}$ où on explicitera le coefficient d'amortissement m , la pulsation propre ω_0 et A .

$$\text{Soit : } Z = \frac{jL\omega \cdot \frac{R}{(1+jRC\omega)}}{jL\omega + \frac{R}{(1+jRC\omega)}} = \frac{jRL\omega}{R+jL\omega-RLC\omega^2} \quad (\text{impédance constituée de R, L, C parallèle})$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{Z}{R+Z} = \frac{jRL\omega}{jRL\omega + R(R+jL\omega-RLC\omega^2)} = \frac{jL\omega}{R+2jL\omega-RLC\omega^2}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{2} \left[\frac{2j\frac{L\omega}{R}}{1+2j\frac{L\omega}{R}-LC\omega^2} \right] = A \left[\frac{2jm\frac{\omega}{\omega_0}}{1+2jm\frac{\omega}{\omega_0} - (\frac{\omega}{\omega_0})^2} \right]$$

$$\text{avec } A = \frac{1}{2}, m = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ et } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

2. Pour quelle valeur de ω , cette fonction de transfert est-elle réelle pure.

Le numérateur étant imaginaire pur, il suffit que le dénominateur y soit également.

Autrement dit, il suffit d'annuler la partie réelle du dénominateur :

$$1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = 0, \text{ soit } \omega = \omega_0$$

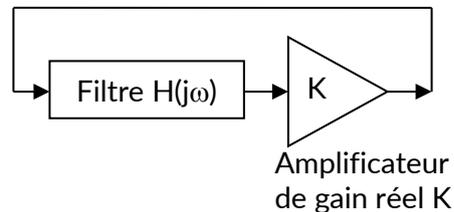
3. Déterminez alors la valeur de la fonction de transfert pour cette pulsation.

$$[H(j\omega)]_{\omega_0} = \left[\frac{V_s}{V_e} \right]_{\omega=\omega_0} = A \left[\frac{2jm\frac{\omega_0}{\omega_0}}{2jm\frac{\omega_0}{\omega_0}} \right] = A = 0.5$$

Vérifiez votre valeur avec celle observée sur le diagramme de Bode de $H(j\omega)$ donné en annexe 1.

A $\omega = \omega_0$, On lit -6dB d'atténuation ce qui correspond à $G = 20 \log(|H|) = 20 \log(A) = 20 \log\left(\frac{1}{2}\right) = -6\text{dB}$

On souhaite maintenant réaliser un oscillateur avec ce filtre en utilisant la structure suivante :



4. Déterminez l'amplification critique K_c qui permet d'obtenir la condition de juste oscillation.

Pour cela, vous pouvez raisonner de façon analytique en partant de la condition d'oscillation de Barkausen ou bien raisonner à partir du diagramme de Bode (cf. annexe).

$1 + \underline{K} \cdot \underline{H} = 0$ (condition d'oscillation)

$|\underline{K} \cdot \underline{H}| = 1$

et

$\text{Arg}(\underline{K}) + \text{Arg}(\underline{H}) = -\pi$

$\text{Arg}(\underline{K}) = 0$ car K est réel positif

et

$$\text{Arg}(H) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{2m \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\right) = -\pi$$

$$\arctan\left(\frac{2m \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\right) = \frac{\pi}{2}$$

$$\left(\frac{2m \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\right) = \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)$$

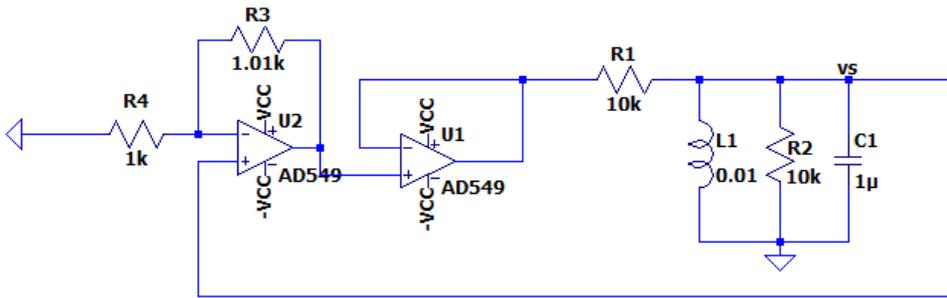
$1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = 0$, soit $\omega = \omega_0$: l'oscillateur sinusoïdal sera calé sur ω_0 si :

$$|\underline{K}_c \cdot \underline{H}(\omega_0)| = 1, K_c = \frac{1}{H(\omega_0)} = \frac{1}{\frac{1}{2}} = 2$$

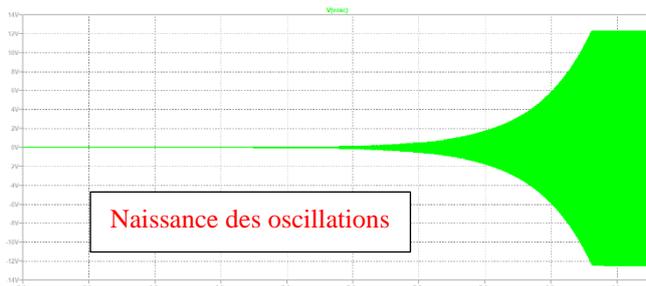
5. En pratique, comment doit-on choisir K pour être certain du démarrage des oscillations ?

On prendra K_c légèrement supérieur à 2 pour faire naître des oscillations. Plus K_c sera éloigné de 2 et plus le signal présentera de la distorsion.

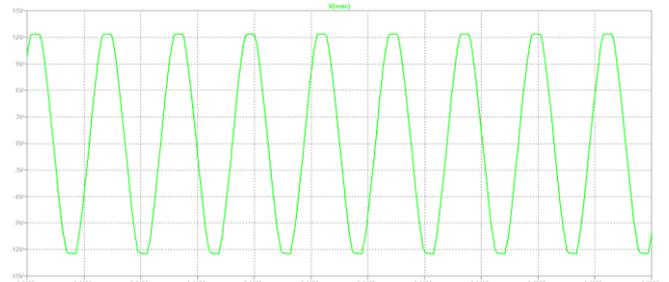
6. Proposez un schéma de l'oscillateur complet à base d'ALI



Ici $K_c = 2.01$



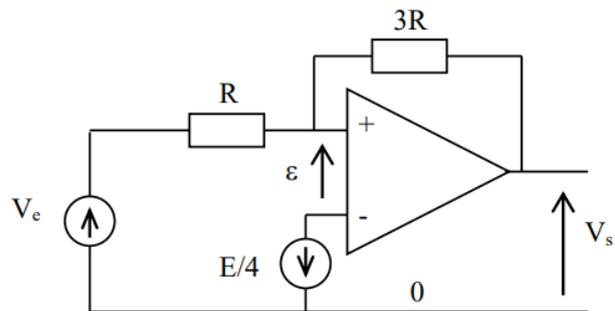
Fréquence d'oscillation : $F_0 = 1.59\text{kHz}$ ($L = 10\text{mH}$, $1\mu\text{F}$)



Exercice 2 (6 points)

Considérons le montage suivant dans lequel l'amplificateur, supposé parfait, est alimenté par une alimentation symétrique $\pm E$ par rapport à la référence de tension 0.

1. S'agit-il d'un montage linéaire ou non linéaire ? Justifiez
2. Expliquez le fonctionnement de ce montage puis représentez graphiquement la caractéristique statique V_s en fonction de V_e (repérez les seuils de basculement)
3. Complétez le chronogramme ci-dessous ($E/4=0$)



1. Il s'agit d'un montage où l'AOP fonctionne en régime de saturation (non linéaire) car il y a une réaction positive (bouclage de la sortie sur l'entrée non inverseuse).

2.

Rappel :

$$\epsilon = v^+ - v^-$$

si $\epsilon > 0$ alors $V_s = E$

si $\epsilon < 0$ alors $V_s = -E$

A $t=0$, supposons, $V_e=0$ et $V_s=E$

$$V^+ = \frac{\frac{V_e}{R} + \frac{V_s}{3R}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{3R}} = \frac{3V_e + V_s}{4} = \frac{E}{4}$$

$$V^- = -E/4$$

$$\text{Donc : } \epsilon = v^+ - v^- = \frac{E}{2}$$

Si V_e augmente, V^+ va également augmenter et il n'y aura pas de basculement possible.

Par contre si V_e diminue (<0) alors le basculement se produira lorsque :

$$v^+ = v^-$$

$$V^+ = \frac{3V_e + E}{4} = -\frac{E}{4}$$

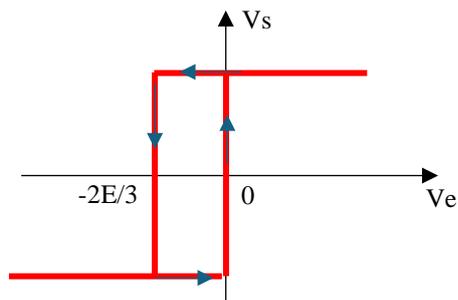
$$V_e = \frac{2E}{3} \text{ (seuil de basculement) et } V_s = -E$$

En augmentant V_e , la sortie basculera à $+E$ si :

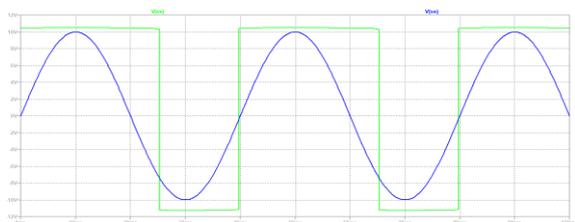
$$v^+ = v^-$$

$$V^+ = \frac{3V_e - E}{4} = -\frac{E}{4}$$

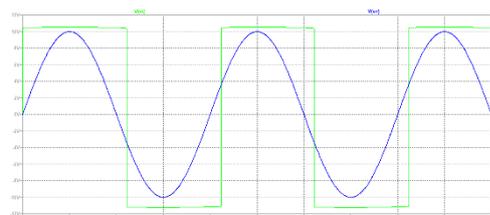
$$V_e = 0 \text{ (seuil de basculement) et } V_s = E$$



3.



Pour $V_s = -E/4$



Pour $V_s = 0$

Exercice 3 (6 points)

A l'aide d'un unique ALI, on souhaite amplifier d'un facteur 500 un signal sinusoïdal d'amplitude $V_{emax}=10mV$ avec un TL081. Ce signal occupe une bande passante de 20Hz à 20kHz.

1) L'ALI est-il en mesure de reproduire sans distorsion le signal amplifié (cf. extrait de doc en annexe 2). Justifiez

Les caractéristiques à regarder sont le slew rate et le produit gain bande passante (la tension d'offset étant d'un rapport 1/10 par rapport au signal utile, on n'en tiendra pas compte).

$$\begin{aligned} V_e(t) &= V_{em} \cdot \sin \omega t \\ V_s(t) &= AV_{em} \cdot \sin \omega t \end{aligned}$$

t

Pour transmettre un signal correctement, on doit avoir $SR > \text{Max}(dvs/dt)$

Sur la doc. Du TL081, on lit $SR=20V/\mu s$

$$\text{Et } \text{Max}(dvs/dt) = A\omega_{max}V_{em} = 500 \cdot 2\pi \cdot 20000 \cdot 0.01 = 0.626V/\mu s$$

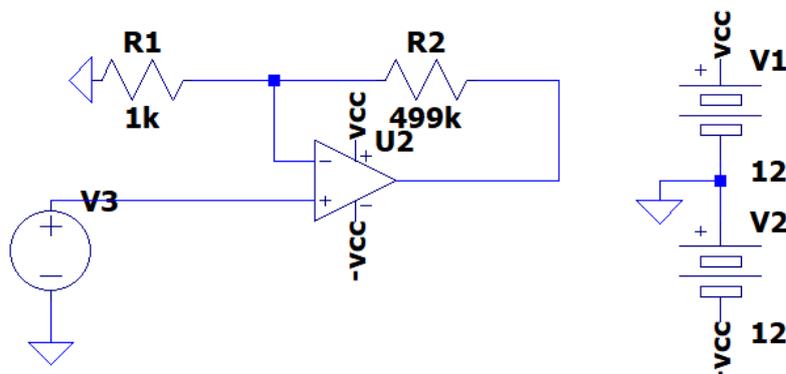
Donc le SR du TL081 ne sera pas un problème.

Concernant GBW, on lit $GBW = 5.25MHz$ (produit gain-bande passante pour un gain unitaire). On appelle également cette fréquence, la fréquence de transition.

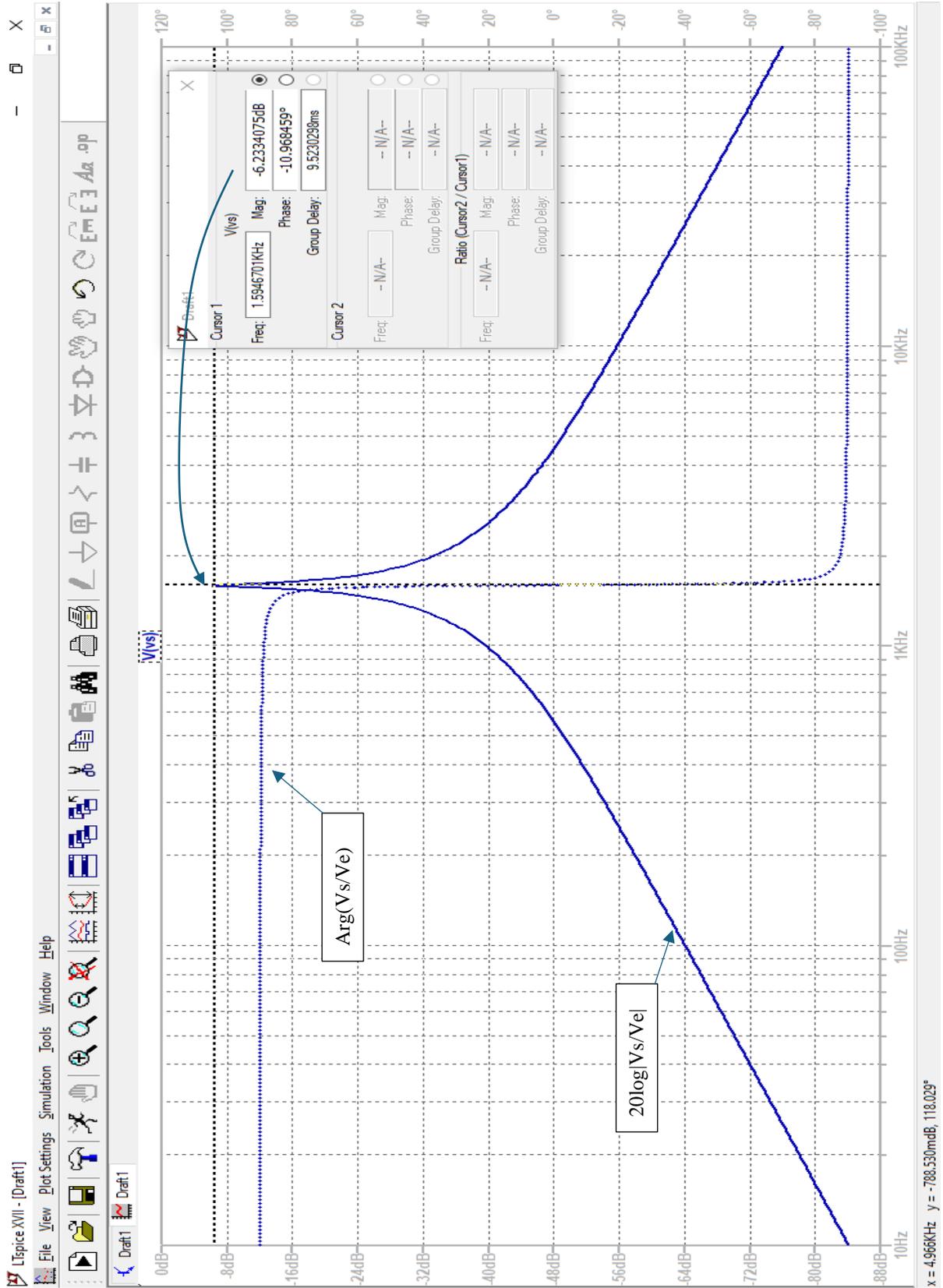
$$\text{Autrement dit, la bande passante de notre AOP, notée } BW = \frac{5.25 \cdot 10^6}{500} = 10.5kHz$$

Cette valeur est incompatible avec la bande passante du signal à amplifier.

2) Proposez un schéma de câblage complet pour satisfaire aux exigences du cahier des charges



ANNEXE 1



ANNEXE 2

6.11 Electrical Characteristics: TL08xH

For $V_S = (V_{CC+}) - (V_{CC-}) = 4.5\text{ V to }40\text{ V}$ ($\pm 2.25\text{ V to } \pm 20\text{ V}$) at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ connected to $V_S / 2$, $V_{CM} = V_S / 2$, and $V_{OUT} = V_S / 2$, unless otherwise noted.

PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
OFFSET VOLTAGE						
V_{OS}	Input offset voltage			± 1	± 4	mV
			$T_A = -40^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$		± 5	
dV_{OS}/dT	Input offset voltage drift			± 2		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
PSRR	Input offset voltage versus power supply	$V_S = 5\text{ V to }40\text{ V}$, $V_{CM} = V_S / 2$	$T_A = -40^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	± 1	± 10	$\mu\text{V}/\text{V}$
	Channel separation	$f = 0\text{ Hz}$		10		$\mu\text{V}/\text{V}$
INPUT BIAS CURRENT						
I_B	Input bias current			± 1	± 120	pA
			DCK and DBV packages	± 1	± 300	pA
			$T_A = -40^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$ (1)		± 5	nA
I_{OS}	Input offset current			± 0.5	± 120	pA
			DCK and DBV packages	± 0.5	± 250	pA
			$T_A = -40^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$ (1)		± 5	nA
NOISE						
E_N	Input voltage noise	$f = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$		9.2		μV_{PP}
				1.4		μV_{RMS}
e_N	Input voltage noise density	$f = 1\text{ kHz}$		37		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ kHz}$		21		
i_N	Input current noise	$f = 1\text{ kHz}$		80		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT VOLTAGE RANGE						
V_{CM}	Common-mode voltage range			$(V_{CC-}) + 1.5$	(V_{CC+})	V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_S = 40\text{ V}$, $(V_{CC-}) + 2.5\text{ V} < V_{CM} < (V_{CC+}) - 1.5\text{ V}$		100	105	dB
CMRR	Common-mode rejection ratio		$T_A = -40^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	95		dB
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_S = 40\text{ V}$, $(V_{CC-}) + 2.5\text{ V} < V_{CM} < (V_{CC+})$		90	105	dB
CMRR	Common-mode rejection ratio		$T_A = -40^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	80		dB
INPUT CAPACITANCE						
Z_{ID}	Differential			100 2		$\text{M}\Omega \text{pF}$
Z_{ICM}	Common-mode			6 1		$\text{T}\Omega \text{pF}$
OPEN-LOOP GAIN						
A_{OL}	Open-loop voltage gain	$V_S = 40\text{ V}$, $V_{CM} = V_S / 2$, $(V_{CC-}) + 0.3\text{ V} < V_O < (V_{CC+}) - 0.3\text{ V}$	$T_A = -40^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	118	125	dB
A_{OL}	Open-loop voltage gain	$V_S = 40\text{ V}$, $V_{CM} = V_S / 2$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $(V_{CC-}) + 1.2\text{ V} < V_O < (V_{CC+}) - 1.2\text{ V}$	$T_A = -40^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$	115	120	dB
FREQUENCY RESPONSE						
GBW	Gain-bandwidth product			5.25		MHz
SR	Slew rate	$V_S = 40\text{ V}$, $G = +1$, $C_L = 20\text{ pF}$		20		$\text{V}/\mu\text{s}$
t_S	Settling time	To 0.1%, $V_S = 40\text{ V}$, $V_{STEP} = 10\text{ V}$, $G = +1$, $C_L = 20\text{ pF}$		0.63		μs
		To 0.1%, $V_S = 40\text{ V}$, $V_{STEP} = 2\text{ V}$, $G = +1$, $C_L = 20\text{ pF}$		0.56		
		To 0.01%, $V_S = 40\text{ V}$, $V_{STEP} = 10\text{ V}$, $G = +1$, $C_L = 20\text{ pF}$		0.91		
		To 0.01%, $V_S = 40\text{ V}$, $V_{STEP} = 2\text{ V}$, $G = +1$, $C_L = 20\text{ pF}$		0.48		
	Phase margin	$G = +1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$		56		$^\circ$
	Overload recovery time	$V_{IN} \times \text{gain} > V_S$		300		ns