

Plan

Modélisation des circuits électriques	2
1 Types de régime.....	2
1.1 Régime statique (continu)	2
1.2 Régime linéaire (petit signal).....	2
1.3 Régime harmonique (alternatif).....	2
1.4 Régime dynamique (transitoire).....	2
2 Éléments de modélisation.....	3
3 Principales lois et théorèmes	3
3.1 Série parallèle	3
3.2 Lois de KIRCHHOFF.....	4
3.3 Théorème de superposition	4
3.4 Théorème de MILLMAN.....	4
3.5 Modèle de dipôle	4
3.6 Modèle de quadripôle.....	5
4 Modélisation en régime harmonique.....	5
4.1 Définitions.....	5
4.2 Fonction de transfert	5
4.3 Diagramme asymptotique, plan de BODE	6
4.4 Décibel	6
4.5 Produit de plusieurs fonctions de transfert.....	6
4.6 Fonctions de transfert élémentaires.....	6
5 La transformée de Laplace.....	7
5.1 Utilisation	7
5.2 Définition	8
5.3 Propriété.....	8
5.4 Application	8
5.5 Formulaire	9
6 Exercices	10
6.1 Potentiomètre, pont diviseur	10
6.2 Impédance de sortie, tension de sortie à vide et en charge	10
6.3 Thévenin Norton.....	10
6.4 Régime continu, régime petit signal.....	11
6.5 Régime harmonique.....	11
6.6 Régime dynamique	11

Modélisation des circuits électriques

1 Types de régime

En électronique, la modélisation de systèmes sert à prévoir le fonctionnement et les performances de circuits ou de fonctions. Cette modélisation porte essentiellement sur:

- le système proprement dit (le circuit),
- les actions extérieures qui lui sont appliquées (les signaux d'entrée).

La modélisation analytique consiste à décrire, sous forme mathématique, le comportement électrique du système et de ses actions appliquées. Les équations obtenues sont du type différentiel, de complexité souvent importante.

Afin de diminuer la complexité de la description on détermine plusieurs régimes élémentaires de fonctionnement, que l'on étudie séparément. Sous certaines conditions, on peut considérer que le comportement en régime complexe, résulte de la superposition de ces différents régimes.

Ainsi pour le système et ses signaux appliqués on utilise les principaux régime suivants, décrits à partir des équations différentielles complètes:

1.1 Régime statique (continu)

Les équations sont obtenues en annulant toutes les composantes temporelles des équations complètes.

1.2 Régime linéaire (petit signal)

Les équations sont obtenues en linéarisant autour d'un point de fonctionnement (obtenu en régime statique), les équations complètes, et en ne prenant en compte que les petites variations autour de ce point.

Dans ces deux régimes on étudie la variation d'une variable électrique dite de sortie, en fonction d'une variable électrique représentant le signal d'entrée.

1.3 Régime harmonique (alternatif)

C'est le régime linéaire auquel on ajoute la prise en compte de l'effet de la variation de la fréquence sur les impédances complexes (capacités, inductances). Dans ce type de régime on étudie la variation d'une variable électrique, telle que le gain en tension, l'impédance d'entrée..., en fonction de la fréquence (ou de la pulsation).

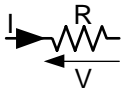
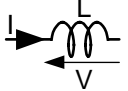
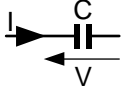
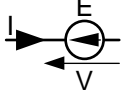
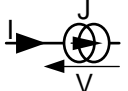
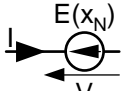
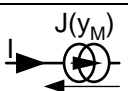
L'analyse (régime) harmonique s'applique ainsi à tout système linéaire invariant dans le temps, c'est à dire tout système pouvant se décrire sous la forme d'une équation différentielle linéaire à coefficients constants. Le signal d'entrée (excitation) est un signal sinusoïdal pur, celui de sortie est un signal de même nature et de même fréquence.

1.4 Régime dynamique (transitoire)

On utilise les équations différentielles complètes, et l'on étudie la variation d'une variable électrique en fonction du temps.

2 Éléments de modélisation

Le comportement d'un circuit réel est modélisé par un circuit équivalent formé d'éléments idéaux dont le comportement est décrit par une équation simple dans le domaine temporel comme dans le domaine fréquentiel.

élément	schéma	domaine temporel	domaine fréquentiel
Résistance		$V = R I$	$V = R I$
Inductance		$V = L di/dt$	$V = jL\omega I$
capacité		$I = C dV/dt$	$I = jC\omega V$
Source de tension indépendante		$V = E \quad \forall I$	$V = E \quad \forall I$
Source de courant indépendante		$I = J \quad \forall V$	$I = J \quad \forall V$
Source de tension dépendante de x_N		$V = E(x_N) \quad \forall I$	$V = E(x_N) \quad \forall I$
Source de courant dépendante de y_M		$I = J(y_M) \quad \forall V$	$I = J(y_M) \quad \forall V$

Élément	symbole	Équation	ymb. u.	unité
Tension	U, V, E		V	Volt
Courant	I, J		A	Ampère
Impédance	Z	$V = Z I \quad (Z = 1 / Y)$		
Admittance	Y	$I = Y V \quad (Y = 1 / Z)$		
Résistance	R	$Z = R \quad (R = 1 / G)$	Ω	Ohm
Conductance	G	$Y = G \quad (G = 1 / R)$	$\mathcal{U}, S, \Omega^{-1}$	Mho, Siemens
Inductance (self)	L	$V = L di/dt \quad Z = j L \omega$	H	Henry
Capacité	C	$I = C dV/dt \quad Y = j C \omega$	F	Farad
Pulsation	ω	$\omega = 2 \pi f$	$rd s^{-1}$	radian par sec.
Fréquence	f	$f = 1 / T$	Hz	Hertz
Période	T	$T = 1 / f$	s	seconde

3 Principales lois et théorèmes

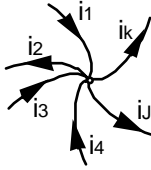
3.1 Série parallèle

$$\begin{array}{c} \boxed{Z} \equiv \boxed{Z_1} \text{---} \boxed{Z_2} \\ Z = Z_1 + Z_2 \end{array}$$

$$\begin{array}{c} \boxed{Y} \equiv \boxed{Y_1} \parallel \boxed{Y_2} \\ Y = Y_1 + Y_2 \end{array}$$

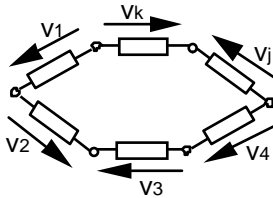
3.2 Lois de KIRCHHOFF

- La somme algébrique des courants au nœud de N branches, est nulle:



$$+i_1 - i_2 + i_3 + i_4 - i_j - i_k = 0$$

- La somme algébrique des tensions des N branches d'une maille est nulle:



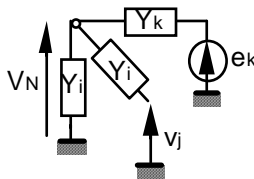
$$+v_1 + v_2 - v_3 - v_4 + v_j - v_k = 0$$

3.3 Théorème de superposition

La réponse d'un réseau linéaire invariant contenant plusieurs sources indépendantes, peut être obtenue en considérant chaque source séparément (en éteignant les autres sources), puis en sommant les réponses individuelles précédemment obtenues.

3.4 Théorème de MILLMAN

Calcul de la tension en un nœud d'un circuit linéaire invariant:



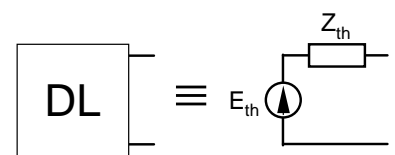
$$V_N = \frac{Y_j v_j + Y_k e_k}{Y_i + Y_j + Y_k}$$

3.5 Modèle de dipôle

3.5.1 Modèle de THÉVENIN

Tout dipôle constitué d'un réseau linéaire, peut se réduire en un dipôle "équivalent THÉVENIN", constitué de la mise en série d'un générateur de tension E_{th} et d'une impédance Z_{th} .

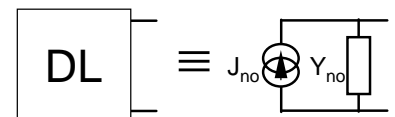
La valeur de Z_{th} est obtenue en remplaçant toutes les sources indépendantes de tensions par un court-circuit, et toutes les sources indépendantes de courant par un circuit ouvert. E_{th} est aussi appelée la tension de sortie à vide du générateur.



3.5.2 Modèle de NORTON

Tout dipôle constitué d'un réseau linéaire, peut se réduire en un circuit "équivalent NORTON", constitué de la mise en parallèle d'un générateur de courant J_{no} et d'une admittance Y_{no} .

La valeur de Y_{no} est obtenue en remplaçant toutes les sources indépendantes de tensions par un court-circuit, et toutes les sources indépendantes de courant par un circuit ouvert. J_{no} est aussi appelée intensité de court-circuit.



3.5.3 Passage du modèle de THÉVENIN à celui de NORTON

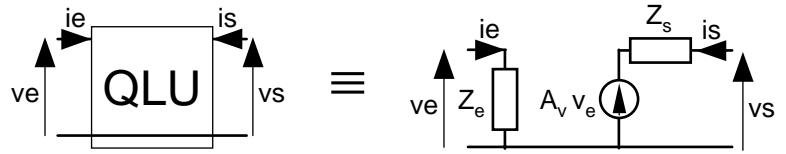
$$E_{th} = \frac{J_{no}}{Y_{no}} \quad \text{et} \quad Z_{th} = \frac{1}{Y_{no}} \qquad J_{no} = \frac{E_{th}}{Z_{th}} \quad \text{et} \quad Y_{no} = \frac{1}{Z_{th}}$$

3.6 Modèle de quadripôle

Tout quadripôle linéaire unidirectionnel (ne fonctionnant que de l'entrée vers la sortie) peut se modéliser sous la forme d'un dipôle d'entrée, constitué d'une impédance (ou d'une admittance) d'entrée, et d'un dipôle de sortie de type Thévenin ou de type Norton. On définit:

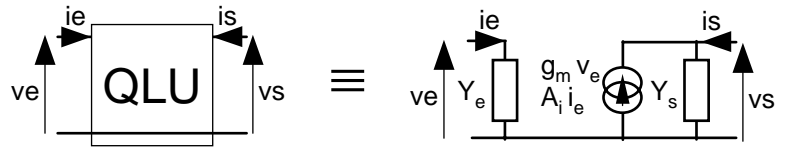
les variables d'entrée:

- La tension v_e
- Le courant i_e



les variables de sortie:

- La tension v_s
- Le courant i_s



les caractéristiques des modèles:

- | | | | |
|---|---|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> • L'impédance d'entrée | $Z_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{1}{Y_e}$ | <ul style="list-style-type: none"> • L'impédance de sortie | $Z_s = \frac{v_s}{i_s} = \frac{1}{Y_s}$ |
| <ul style="list-style-type: none"> • L'admittance d'entrée | $Y_e = \frac{i_e}{v_e} = \frac{1}{Z_e}$ | <ul style="list-style-type: none"> • L'admittance de sortie | $Y_s = \frac{i_s}{v_s} = \frac{1}{Z_s}$ |
| | | <ul style="list-style-type: none"> • le gain en tension | $A_v = \frac{v_{s_{th}}}{v_e}$ |
| | | <ul style="list-style-type: none"> • le gain en courant | $A_i = \frac{i_{s_{no}}}{i_e}$ |
| | | <ul style="list-style-type: none"> • la transconductance | $g_m = \frac{i_{s_{no}}}{v_e}$ |

Pour le dipôle de sortie, on utilise les modèles Thevenin et Norton, dans les mêmes conditions que celles des §3.5.1 et §3.5.2.

$v_{s_{th}}$ est la tension à vide (à $i_s=0$) et $i_{s_{no}}$ est le courant de court-circuit (à $v_s=0$) du dipôle de sortie.

4 Modélisation en régime harmonique

4.1 Définitions

L'analyse en régime harmonique s'applique aux circuits linéaires invariants dans le temps. L'entrée d'un tel circuit est soumise à un signal E , sinusoïdal permanent de pulsation $\omega = 2\pi f$ (f est la fréquence). La sortie fournit un signal S également sinusoïdal et de même pulsation. La plupart du temps il s'agit de l'étude de la variation du gain en tension, $H = S/E$, en fonction de la fréquence, ou de la pulsation.

4.2 Fonction de transfert

Il s'agit de la représentation mathématique de ce gain en tension H , en fonction de $j\omega$, la pulsation complexe. L'analyse du réseau permet d'établir cette relation et de la mettre sous la forme d'un rapport de deux polynômes $S(j\omega)$ et $E(j\omega)$, à coefficients réels constants (a_i et b_k).

Chacun de ces polynômes peut s'écrire sous la forme d'un produit de facteurs du premier degré. On obtient alors l'équation écrite plus bas, où: T_0 , nombre réel, est le facteur de gain. Les racines du numérateur (ω_{zi} , les zéros de $H(j\omega)$) et celles du dénominateur (ω_{pk} , les pôles de $H(j\omega)$), sont des nombres réels ou des couples de nombres complexes conjugués:

$$H(j\omega) = \frac{S(j\omega)}{E(j\omega)} = \frac{\sum_{i=0}^{i=m} a_i (j\omega)^i}{\sum_{k=0}^{k=n} b_k (j\omega)^k} = T_0 \frac{\prod_{i=1}^{i=m} (j\omega - \omega_{zi})}{\prod_{k=1}^{k=n} (j\omega - \omega_{pk})} \quad \text{où : } m \leq n$$

4.3 Diagramme asymptotique, plan de BODE

En régime harmonique ($p = j\omega$), la fonction de transfert peut se mettre sous la forme: $H(j\omega) = |H|(\omega) e^{j\theta(\omega)}$ où $|H|(\omega)$ est le module et $\theta(\omega)$ l'argument (la phase) de la fonction de transfert $H(j\omega)$

Un diagramme asymptotique est une représentation graphique sommaire du module $|H|(\omega)$ et de l'argument $\theta(\omega)$ (le déphasage entre l'entrée et la sortie) de la fonction de transfert. On appelle plan de BODE, l'ensemble des deux graphes sur lequel est représenté la variation du module exprimé en dB, et la variation de l'argument, en fonction de la pulsation ou de la fréquence, l'axe des abscisses étant gradué logarithmiquement.

4.4 Décibel

Le Bel est l'expression logarithmique en base 10 du rapport d'une puissance P à une puissance de référence P_r . Ainsi: $G_{PdB} = 10 \lg(P/P_r)$. Dans le cas où cette puissance est dissipée dans une résistance pure, avec $P = V^2/R$:

$$G_{VdB} = 20 \lg(V/V_R)$$

4.5 Produit de plusieurs fonctions de transfert

On cherche souvent à mettre une fonction de transfert $H(j\omega)$ d'ordre supérieur ou égal à 3, sous la forme d'un produit de fonctions de transfert $H_k(j\omega)$, chacune de degré inférieur ou égal à 2.

$$H(j\omega) = |H|(\omega) e^{j\theta(\omega)} = \prod_k H_k(j\omega) = \prod_k (|H_k|(\omega) e^{j\theta_k(\omega)})$$

Ainsi le module résultant exprimé en dB, est égal à la somme des modules en dB, et l'argument résultant est égal à la somme des arguments:

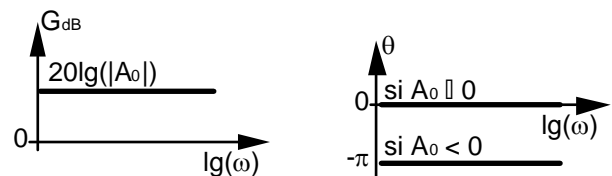
$$|H|_{dB}(\omega) = \sum_k |H_k|_{dB}(\omega) \quad \text{et} \quad \theta(\omega) = \sum_k \theta_k(\omega)$$

4.6 Fonctions de transfert élémentaires

Ci-après sont les diagrammes asymptotiques dans le plan de Bode (ordonnée: $|H|$ en dB, ou θ en radians, abscisse: $\lg(\omega)$ ou $\lg(f)$), du module et de l'argument (la phase) des fonctions de transfert élémentaires du 1^{er} ordre.

4.6.1 $H(j\omega) = A_0 \quad (A_0 \in \mathbb{R})$

- * $|H| = 20 \lg(|A_0|)$
- * $\theta = \text{Arg}(A_0) = \text{arctg}(0_+) = 0 \quad \text{si } A_0 \geq 0$
- * $\theta = \text{Arg}(A_0) = \text{arctg}(0_-) = -\pi \text{ si } A_0 < 0$



4.6.1 Diagramme du module (dB) et de l'argument

4.6.2 $H(j\omega) = j \frac{\omega}{\omega_0}$

- * $|H| = +20 \lg(\omega) - 20 \lg(\omega_0)$

Dans le plan de Bode, c'est l'équation d'une droite coupant l'axe 0dB en ω_0 , et dont la pente est dite "+1", c'est à dire +6dB/Oct ou +20dB/Déc, en effet:

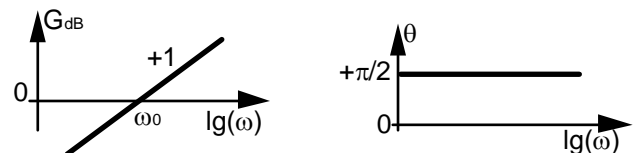
Une Octave = $\omega \rightarrow 2\omega$, et:

$$|H|_{dB}(j2\omega) - |H|_{dB}(j\omega) = +20 \lg(2) = +6dB$$

Une Décade = $\omega \rightarrow 10\omega$, et:

$$|H|_{dB}(j10\omega) - |H|_{dB}(j\omega) = +20 \lg(10) = +20dB$$

- * $\theta = \text{Arg}(j \frac{\omega}{\omega_0}) = \text{arctg}(+\infty) = + \frac{\pi}{2}$



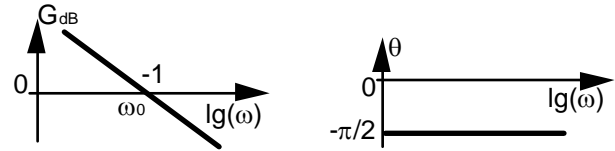
4.6.2 Diagramme du module (dB) et de l'argument

$$4.6.3 \quad H(j\omega) = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

$$* |H| = -20 \lg(\omega) + 20 \lg(\omega_0)$$

L'asymptote de pente -1, coupant l'axe 0dB en ω_0

$$* \theta = \text{Arg}\left(\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}}\right) = -\text{Arg}\left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) = -\text{arctg}(+\infty) = -\frac{\pi}{2}$$



4.6.3 Diagramme du module (dB) et de l'argument

$$4.6.4 \quad H(j\omega) = 1 + j\frac{\omega}{\omega_0}$$

$$* |H| = +10 \lg\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)$$

$$\omega \rightarrow 0 \Rightarrow |H| \rightarrow +10 \lg(1) = 0 \text{ dB}$$

alors l'asymptote est l'axe 0dB

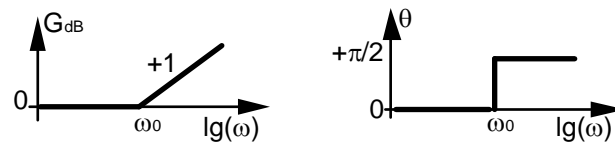
$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow |H| \rightarrow +20 \lg(\omega) - 20 \lg(\omega_0)$$

alors l'asymptote de pente +1 coupe l'axe 0dB en ω_0

$$* \theta = \text{Arg}\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_0}\right) = +\text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

$$\omega \rightarrow 0 \Rightarrow \theta \rightarrow \text{arctg}(0_+) = 0$$

$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow \theta \rightarrow \text{arctg}(+\infty) = +\frac{\pi}{2}$$



4.6.4 Diagramme du module (dB) et de l'argument

$$4.6.5 \quad H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

$$* |H| = -10 \lg\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)$$

$$\omega \rightarrow 0 \Rightarrow |H| \rightarrow -10 \lg(1) = 0 \text{ dB}$$

L'asymptote est l'axe 0dB

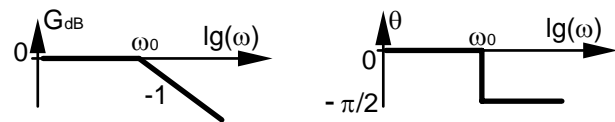
$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow |H| \rightarrow -20 \lg(\omega) + 20 \lg(\omega_0)$$

L'asymptote de pente -1 coupe l'axe 0dB en ω_0

$$* \theta = \text{Arg}\left(\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}\right) = -\text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

$$\omega \rightarrow 0 \Rightarrow \theta \rightarrow -\text{arctg}(0_-) = 0$$

$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow \theta \rightarrow -\text{arctg}(-\infty) = -\frac{\pi}{2}$$



4.6.5 Diagramme du module (dB) et de l'argument

5 La transformée de Laplace

5.1 Utilisation

L'analyse des systèmes analogiques linéaires invariants dans le temps, est grandement facilitée par l'utilisation d'outils mathématiques appropriés. La transformée de Laplace est ici, considérée comme une méthode opérationnelle de résolution des équations différentielles linéaires censées décrire :

- le système,
- les signaux qui lui sont appliqués,
- les réponses du système à ces signaux.

La transformée de Laplace des équations différentielles linéaires est une équation algébrique, soluble par les méthodes courantes.

5.2 Définition

La définition de la transformée de Laplace unilatérale est donnée par l'équation suivante, où $t \in \mathbb{R}^+$ et $p \in \mathbb{C}$:

$$Y(p) \Delta \mathcal{L}[y(t)] = \int_0^{\infty} y(t) e^{-pt} dt$$

La définition de la transformée inverse est donnée par l'équation suivante, où C est un contour du plan complexe p , choisi pour inclure toutes les singularités de la fonction $Y(p)$:

$$y(t) \Delta \mathcal{L}^{-1}[Y(p)] = \frac{1}{2\pi j} \int_C Y(p) e^{+pt} dp$$

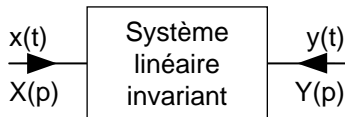
5.3 Propriété

Nous ne présentons ici que la propriété de la transformée de Laplace d'une équation différentielle linéaire :

$$\mathcal{L}[y^{(r)}(t)] = \int_0^{\infty} \frac{d^r y(t)}{dt^r} e^{-pt} dt = p^r Y(p) - \sum_{n=0}^{r-1} p^{r-n-1} \left(\frac{d^n y(t)}{dt^n} \right)_{t \rightarrow 0}$$

5.4 Application

On applique un signal analogique, défini par son équation temporelle $x(t)$, à l'entrée d'un système linéaire invariant. On récupère, en sortie, la réponse du système : un signal analogique $y(t)$. $X(p)$ et $Y(p)$ sont leurs transformées respectives. Si les conditions initiales du système sont nulles, $H(p)$ le rapport de $Y(p)$ à $X(p)$, est la fonction de transfert du système qu'elle caractérise.



$$H(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{\sum_{i=0}^{m} b_i p^i}{\sum_{j=0}^{n} a_j p^j} = K \frac{\prod_{i=1}^m (p - p_{zi})}{\prod_{j=1}^n (p - p_{pj})} \quad m \leq n$$

Le numérateur $Y(p)$ et le dénominateur $X(p)$ de cette fonction de transfert, sont des polynômes de la variable complexe p , à coefficients réels constants. Les valeurs de p , réelles ou complexes conjuguées, p_{zi} et p_{pj} , qui annulent les unes le numérateur et les autres le dénominateur, sont appelées les zéros et les pôles de la fonction de transfert $H(p)$. Le facteur de gain K , est un nombre réel.

La connaissance du circuit permet de calculer la fonction de transfert $H(p)$.

L'identification des pôles et des zéros de $H(p)$, permet d'évaluer la stabilité du système.

Le calcul de la transformée $E(p)$ du signal d'entrée $e(t)$, permet de calculer la transformée $S(p) = E(p) H(p)$ du signal de sortie $s(t)$. La fonction $S(p)$ est décomposée en somme de fractions rationnelles de degré maximum 2, de la variable p .

Le calcul de la transformée inverse de cette somme, permet de calculer $s(t)$ la réponse temporelle du circuit.

5.5 Formulaire

$F(p)$	$f(t)$
$e^{-pT} F(p)$	$f(t-T)$
$F(p-a)$	$e^{+at} f(t)$
$\frac{F(p)}{1 - e^{-pT}}$	$\sum_0^{\infty} f(t - nT)$
$pF(p) - f(0)$	$f'_t(t)$
$F'_p(p)$	$t f'_t(t)$
$\frac{F(p)}{p}$	$\int_0^t f(u) du$
$\int_0^p F(u) du$	$\frac{f(t)}{t}$

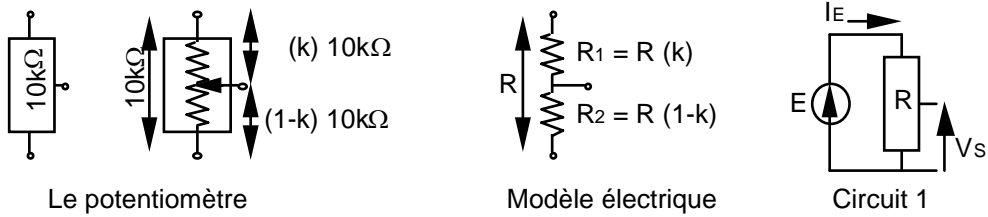
$|e^{-pT}| < 1$

$Y(p)$	$y(t)$
1	$\delta(t)$
$\frac{1}{p}$	$u(t)$
$\frac{k}{p^n}$	$k \frac{t^{n-1}}{(n-1)!}$
$\frac{k}{(p-a)^n}$	$k \frac{t^{n-1} e^{+at}}{(n-1)!}$
$\frac{a}{p^2 + a^2}$	$\sin(at)$
$\frac{p}{p^2 + a^2}$	$\cos(at)$
$\frac{b}{b^2 + (p-a)^2}$	$e^{at} \sin(bt)$
$\frac{(p-a)}{b^2 + (p-a)^2}$	$e^{at} \cos(bt)$
$\frac{a^2}{p(p^2 + a^2)}$	$1 - \cos(at)$
$\frac{a^3}{p^2(p^2 + a^2)}$	$at - \sin(at)$
$\frac{a}{p^2 - a^2}$	$\text{sh}(at)$
$\frac{p}{p^2 - a^2}$	$\text{ch}(at)$

$\delta(t)$: impulsion de Dirac
 $u(t)$: échelon unité
 $k \in \mathbb{R}, n \in \mathbb{N}^+$
 $a \in \mathbb{R}$
 $b \in \mathbb{R}$

6 Exercices

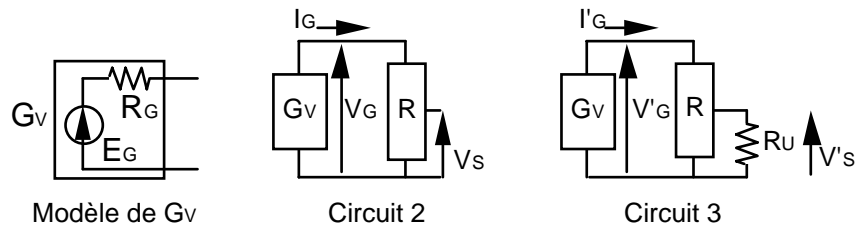
6.1 Potentiomètre, pont diviseur



Le pont diviseur du circuit 1 est réalisé avec un potentiomètre de valeur R , la tension délivrée à vide par le générateur est E . Pour l'application numérique: $E = 10 \text{ V}$; $R = 10 \text{ k}\Omega$; $k = 0,5$ puis $0,25$.

- 6.1.1 Calculer, en fonction de k , la valeur de chacune des résistances (R_1 et R_2) du modèle électrique.
- 6.1.2 Calculer le courant I_E débité par le générateur.
- 6.1.3 Calculer la tension de sortie V_S du circuit 1.

6.2 Impédance de sortie, tension de sortie à vide et en charge



Le modèle (schéma équivalent) du générateur de tension G_V , est constitué d'une source de tension E_G et d'une résistance R_G , l'impédance de sortie du générateur. Ce générateur alimente le pont diviseur constitué du potentiomètre R . Pour l'application numérique: $E_G = 10 \text{ V}$; $R_G = 5 \text{ k}\Omega$; $R = 10 \text{ k}\Omega$; $k = 0,5$ puis $0,25$.

- 6.2.1 Calculer le courant I_G débité par le générateur.
- 6.2.2 Calculer la tension V_G , délivrée par G_V aux bornes du potentiomètre du circuit 2.
- 6.2.3 Comparer E_G et V_G , les tensions de sortie à vide et en charge du générateur G_V .
- 6.2.4 Calculer la tension de sortie V_S du circuit 2.

6.3 Thévenin Norton

Sous certaines conditions (linéarité et invariance du système), un dipôle peut se réduire à un modèle tel que celui présenté pour le générateur G_V , c'est l'équivalent Thévenin. Son dual (source de courant, conductance) existe, c'est l'équivalent Norton (voir annexe du polycopié TMI).

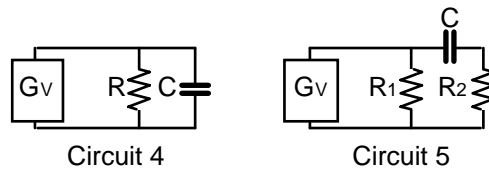
- 6.3.1 Établir le modèle de Thévenin du Circuit 2, pour $k = 0,5$.
- 6.3.2 Établir le modèle de Norton du Circuit 2, pour $k = 0,5$.

La tension de sortie est maintenant recueillie sur une charge modélisée par la résistance R_U (circuit 3). Pour l'application numérique: $R_U = 50 \text{ k}\Omega$ puis $5 \text{ k}\Omega$.

- 6.3.3 Calculer I'_G et V'_G , le courant et la tension délivrés par G_V .
- 6.3.4 Calculer la tension de sortie en charge V'_S , du circuit 3.
- 6.3.5 Calculer le courant de charge I_U qui traverse R_U .
- 6.3.6 Conclusion sur le rapport entre la valeur de la charge et celle de l'impédance de sortie.

6.4 Régime continu, régime petit signal

G_V , le générateur délivre une tension sinusoïdale d'amplitude e , et de composante continue E_0 . Tel que: $E_G = E_0 + e \sin \omega t$. Son impédance de sortie est R_G .

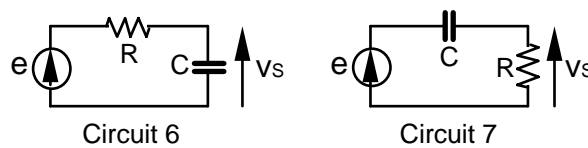


6.4.1 Calculer la valeur de chacune des composantes du signal aux bornes de la résistance du circuit 4.

6.4.2 Faire de même aux bornes des résistances du circuit 5.

6.5 Régime harmonique

Le générateur e délivre une tension sinusoïdale pure d'amplitude e . L'analyse en régime harmonique consiste à étudier l'évolution d'une variable électrique, la plupart du temps le gain en tension $G = v_S/e$, en fonction de la fréquence du signal appliqué. Pour l'application numérique: $R = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 1 \text{ pF}$.



A l'aide des modèles présentés dans l'annexe du polycopié TMI, établir l'équation du module en dB, du gain en tension G , en fonction de la fréquence du signal d'entrée, pour le circuit 6.

6.5.1 Établir l'équation de $|G(\omega)|$ quand $\omega \rightarrow 0$, puis quand $\omega \rightarrow \infty$.

6.5.2 Calculer la valeur de la fréquence f_c pour laquelle le module du gain vaut $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

6.5.3 Établir l'équation de la différence de phase entre la tension d'entrée et celle de sortie.

6.5.4 Tracer les asymptotes de ces fonctions ainsi que ces fonctions elles mêmes dans le plan de Bode.

6.5.5 Faire de même pour le circuit 7.

6.6 Régime dynamique

Le générateur de tension e , se comporte maintenant de la manière suivante:

$$\begin{aligned} t < 0 &\Rightarrow e = 0 \\ t \geq 0 &\Rightarrow e = E_0 = 10 \text{ V} \end{aligned}$$

6.6.1 Établir l'équation de V_S en fonction du temps, pour le circuit 6.

6.6.2 Calculer le temps de montée de V_S , c'est à dire le temps d'évolution de V_S de $0,1 E_0$ à $0,9 E_0$.

6.6.3 Relation temps fréquence

6.6.4 Établir la relation entre le temps de montée et la fréquence de coupure d'un circuit passe-bas du premier ordre.