

Chapitre 1

Méthodes de base d'étude des dipôles linéaires

1.1 Circuits linéaires en régime statique

1.1.1 Dipôle – caractéristique – loi d'Ohm

Un *dipôle* est un circuit électrique accessible par deux bornes A et B à partir desquelles sont définis :

- le courant I entrant par A ;
- la tension $V = V_{AB} = V_A - V_B$ aux bornes du dipôle.

Noter la convention *récepteur* dans laquelle le courant entre dans le dipôle par son pôle + : le dipôle consomme de l'énergie quand $P = VI > 0$.

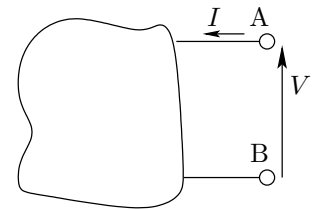


FIG. 1.1 – Dipôle

La *caractéristique statique* du dipôle est la représentation $I = f(V)$ du courant continu dans le dipôle en fonction de la tension V à ses bornes.

Le dipôle est qualifié de *linéaire* si sa caractéristique statique est une droite.

Le dipôle est dit *passif* si sa caractéristique passe par l'origine.

Exemple : une résistance est un dipôle linéaire passif. Elle suit la loi d'Ohm :

$$\boxed{V = RI} \quad \text{où } R \text{ est la résistance en Ohm} \quad \text{ou} \quad I = GV \quad \text{où } G \text{ est la conductance en Siemens}$$

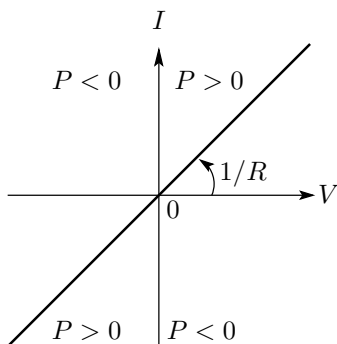


FIG. 1.2 – Caractéristique d'une résistance R : une résistance est un dipôle linéaire passif. $V = RI$ ou $I = GV$ où G est la conductance.

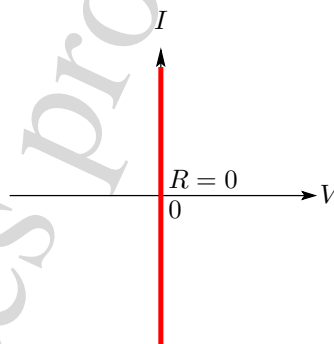


FIG. 1.3 – Caractéristique d'un court-circuit :
 $V = 0 \quad \forall I \iff R = 0$

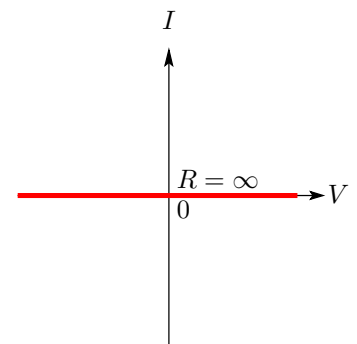


FIG. 1.4 – Caractéristique d'un circuit ouvert :
 $I = 0 \quad \forall V \iff G = 0$

1.1.2 Sources continues

La convention générateur est employée pour ces dipôles actifs : I et V dans le même sens dans le dipôle.

1.1.2.1 Sources parfaites

Source de tension idéale

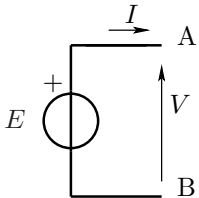


FIG. 1.5 – Source de tension idéale : impose la tension $V = E \quad \forall I$

Source de courant idéale

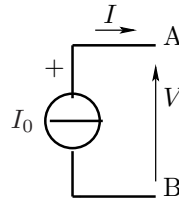


FIG. 1.6 – Source de courant idéale : impose le courant $I = I_0 \quad \forall V$

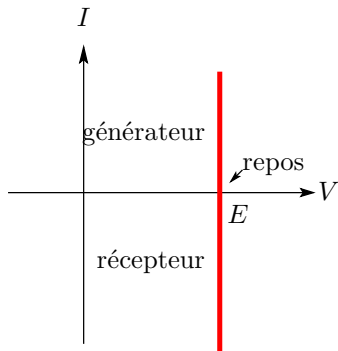


FIG. 1.7 – Caractéristique d'une source de tension idéale

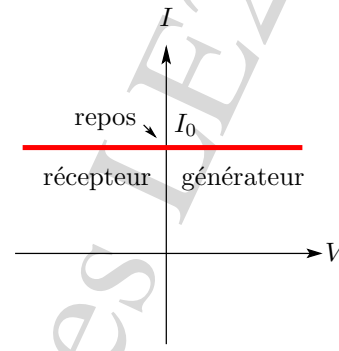


FIG. 1.8 – Caractéristique d'une source de courant idéale

La puissance fournie est positive dans le premier quadrant seulement. Elle s'annule lorsque :

$I = 0$ pour la source de tension, donc quand elle est en circuit ouvert.

$V = 0$ pour la source de courant, donc quand elle est en court-circuit.

Extinction : éteindre une source idéale indépendante, c'est annuler le paramètre qu'elle impose. Éteindre une source de tension idéale, c'est la transformer en court-circuit.

Éteindre une source de courant idéale, c'est la transformer en circuit ouvert.

1.1.2.2 Sources réelles

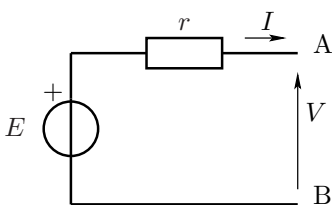


FIG. 1.9 – Source de tension réelle : tend à imposer la tension $V = E - rI$; devient idéale si $r \rightarrow 0$.

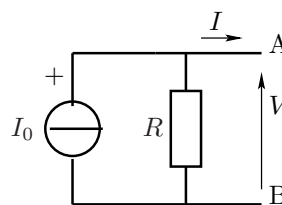


FIG. 1.10 – Source de courant réelle : tend à imposer le courant $I = I_0 - V/R$; devient idéale si $R \rightarrow \infty$.

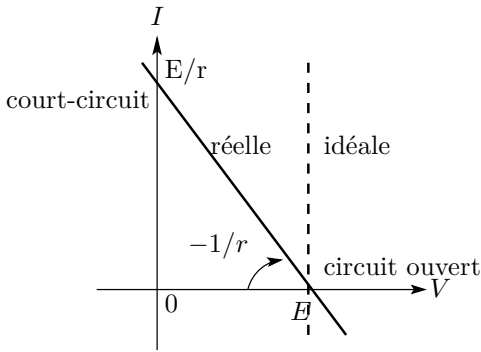


FIG. 1.11 – Caractéristique d’une source de tension réelle

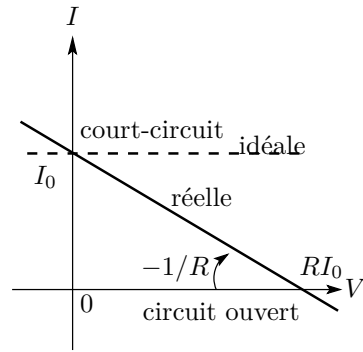


FIG. 1.12 – Caractéristique d’une source de courant réelle

1.1.3 Lois de Kirchhoff

1.1.3.1 Loi des nœuds

La somme algébrique des courants arrivant sur un nœud est nulle.

$$\sum_k I_k = 0$$

N.-B. : la masse est un nœud électrique particulier qui n’est pas représenté explicitement comme un nœud du graphe.

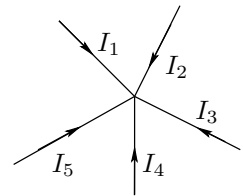
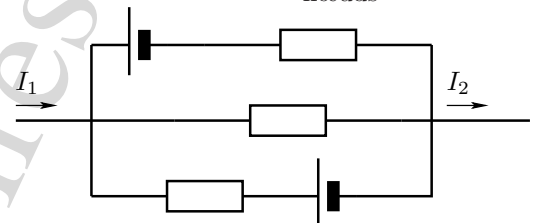


FIG. 1.13 – Loi des nœuds

FIG. 1.14 – Application de la loi des nœuds
 Sans calculer les courants dans les branches en parallèle, on peut affirmer que :

$$I_1 = I_2$$

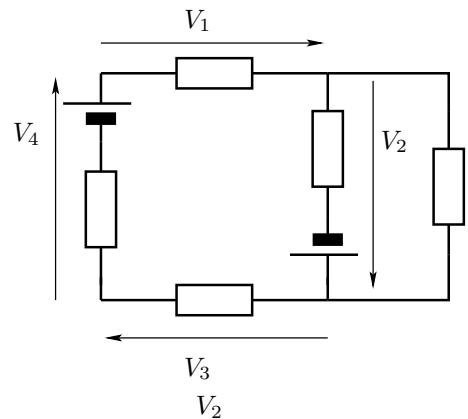


1.1.3.2 Loi des mailles

La somme algébrique des différences de potentiel orientées dans une maille est nulle :

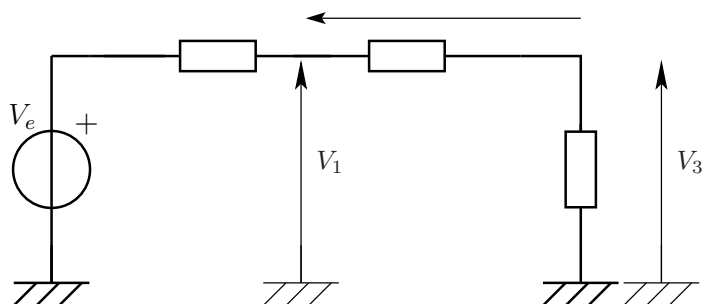
$$\sum_k V_k = 0$$

FIG. 1.15 – Loi des mailles : $V_1 + V_2 + V_3 + V_4 = 0$



N.-B. : la maille peut se refermer via la masse du circuit.

FIG. 1.16 – Loi des mailles avec la masse : $V_1 = V_2 + V_3$



1.1.4 Impédance équivalente et diviseurs

1.1.4.1 Association série – diviseur de tension

Le courant I est commun aux dipôles en série \Rightarrow l'éliminer dans l'expression des tensions.

$$\frac{V_1}{R_1} = \frac{V_2}{R_2} = \frac{V_1 + V_2}{R_1 + R_2} = I = \frac{V}{R_{\text{équiv.}}}$$

On en déduit

$$R_{\text{équiv.}} = R_1 + R_2 \quad \text{et} \quad \frac{V_1}{V} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

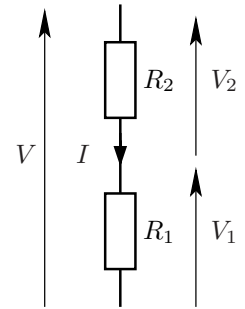


FIG. 1.17 – Diviseur de tension

N.-B.1 : Si $R_1 \gg R_2$, $R_{\text{équiv.}} \approx R_1$: en série, c'est la plus grande résistance qui l'emporte.

N.-B.2 : si une des résistances devient un circuit ouvert, la résistance équivalente tend vers l'infini.

Généralisation : Dans le cas de n résistances en série,

$$R_{\text{équiv.}} = \sum_k R_k \quad \text{et} \quad V_i = \frac{R_i}{\sum_k R_k} V$$

1.1.4.2 Association parallèle – diviseur de courant

La tension V est commune aux dipôles en parallèle \Rightarrow l'éliminer dans l'expression des courants.

$$R_1 I_1 = V = R_2 I_2 = \quad \text{et} \quad I = I_1 + I_2 = Y_1 V + Y_2 V = (Y_1 + Y_2) V$$

On en déduit

$$Y_{\text{équiv.}} = Y_1 + Y_2 \quad \text{et} \quad \frac{I_1}{I} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2}$$

Dans le cas de **deux** branches en parallèle, on peut écrire le diviseur de courant en termes de résistances :

$$\frac{I_1}{I} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

en plaçant au numérateur la résistance de la branche **opposée** à celle dont on calcule le courant.

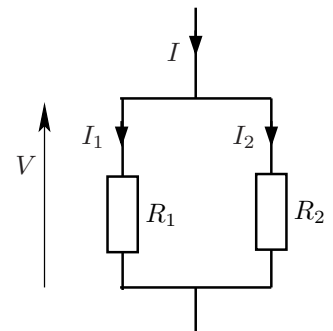


FIG. 1.18 – Diviseur de courant

$$R_{\text{équiv.}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

N.-B.1 : Si $R_1 \gg R_2$, $R_{\text{équiv.}} \approx R_2$: en parallèle, c'est la plus petite résistance qui l'emporte.

N.-B.2 : si une des résistances devient un court-circuit, la résistance équivalente tend vers zéro.

Généralisation : Dans le cas de n résistances en parallèle,

$$Y_{\text{équiv.}} = \sum_k Y_k \quad \text{et} \quad I_i = \frac{Y_i}{\sum_k Y_k} I$$

L'expression du diviseur de courant en termes de résistances devient rapidement très complexe¹ quand le nombre de branches est supérieur à deux.

¹Par exemple pour trois branches,

$$\frac{I_1}{I} = \frac{R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}$$

I_1 s'annule dès que l'une des résistances (R_2 ou R_3) des autres branches s'annule.

1.2 Représentation des dipôles linéaires : théorèmes de Thévenin et de Norton

Le comportement d'un dipôle **linéaire** peut être représenté, **vis à vis de l'extérieur**, par un schéma équivalent à deux éléments :

- série : schéma de Thévenin ;
- parallèle : schéma de Norton.

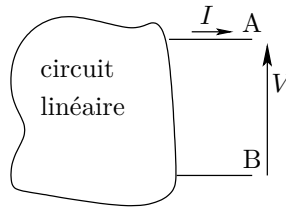


FIG. 1.19 – Dipôle linéaire : noter la convention *générateur* pour le courant.

Série : schéma de Thévenin

Parallèle : schéma de Norton

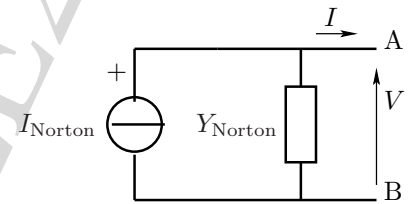
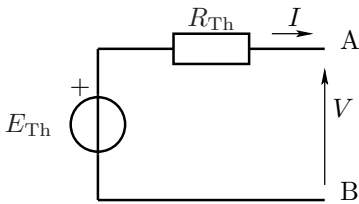


FIG. 1.20 – Série : schéma de Thévenin

FIG. 1.21 – Parallèle : schéma de Norton

Équation linéaire associée

$$V = E_{Th} - R_{Th}I$$

$$I = I_{Norton} - Y_{Norton}V$$

Équivalence entre les deux schémas

$$E_{Th} = R_{Th}I_{Norton} \quad \text{et} \quad R_{Th}Y_{Norton} = 1$$

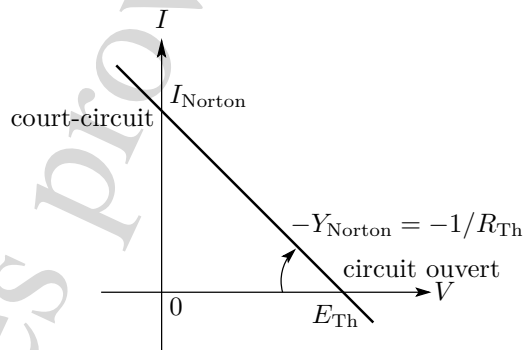


FIG. 1.22 – Caractéristique statique du dipôle

N.-B. 1 : Les sources idéales n'admettent qu'une représentation :

- source de tension : $R_{Th} = 0 \Rightarrow Y_{Norton} = \infty$ Droite verticale. Thévenin seulement.

– source de courant : $Y_{Norton} = 0 \Rightarrow R_{Th} = \infty$ Droite horizontale. Norton seulement.

N.-B. 2 : Si E_{Th} et I_{Norton} sont positifs, les dipôles fonctionnent en générateur pour les points du premier quadrant ($0 \leq V \leq E_{Th}$ ou $0 \leq I \leq I_{Norton}$) et en récepteur dans les quadrants II et IV.

1.2.1 Détermination des éléments des schémas équivalents de Thévenin et Norton

1.2.1.1 Essai à vide

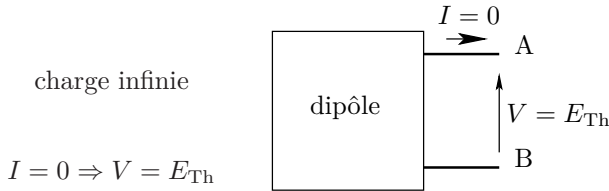


FIG. 1.23 – Essai à vide

1.2.1.2 Essai en court-circuit



FIG. 1.24 – Essai en court-circuit

1.2.1.3 Extinction des sources indépendantes

En éteignant toutes les sources **indépendantes** présentes dans le circuit, on le rend passif. En changeant la convention de courant, maintenant orienté entrant dans le dipôle, on peut évaluer sa résistance comme si on la mesurait (en continu) avec un ohmmètre (qui comporte bien un générateur).

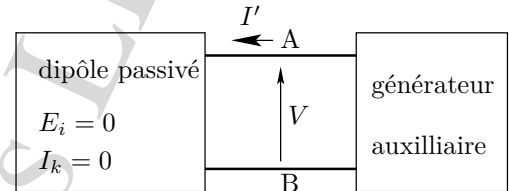


FIG. 1.25 – Extinction des sources **indépendantes**

$$R_{Th} = \left(\frac{V}{I'} \right)_{\text{sources indépendantes éteintes}}$$

Conclusion : Les schémas équivalents ne comportent que 2 paramètres libres alors qu’une infinité d’essais est envisageable en choisissant différentes valeurs pour la charge (dont les éléments du schéma équivalent ne dépendent pas). Traditionnellement, on choisit les essais simplifiant les calculs, donc avec une charge infinie ou nulle², sachant que l’on peut déterminer directement impédance de Thévenin ou admittance de Norton par l’extinction des sources indépendantes. Selon les circuits, on peut choisir parmi les trois essais ci-dessus, les deux qui présentent les calculs les plus simples. Le troisième essai permet alors une vérification.

1.2.1.4 Exemple 1

– à vide : $I = 0$ donc I_0 circule dans R

$$V = RI_0 = E_{Th}$$

– en court-circuit : $V = 0$

diviseur de courant
$$I_{Norton} = I_0 \frac{R}{R + \rho}$$

– extinction de la source de courant I_0 : \Rightarrow circuit ouvert

$$R_{Th} = R + \rho$$

Vérification :

$$\frac{E_{Th}}{I_{Norton}} = R + \rho$$

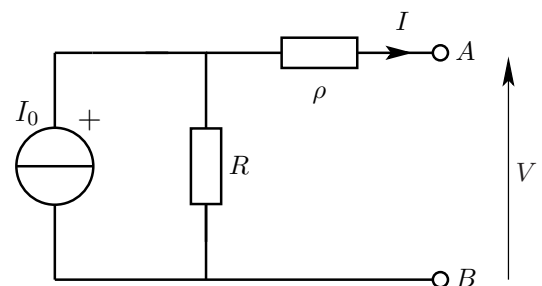


FIG. 1.26 – Théorème de Thévenin : exemple 1

²Expérimentalement, on ne réalisera jamais un circuit ouvert parfait à cause de la résistance du voltmètre mesurant la tension à vide, ni un vrai court-circuit parfait à cause de la résistance de l’ampèremètre mesurant le courant de court-circuit.

1.2.1.5 Exemple 2

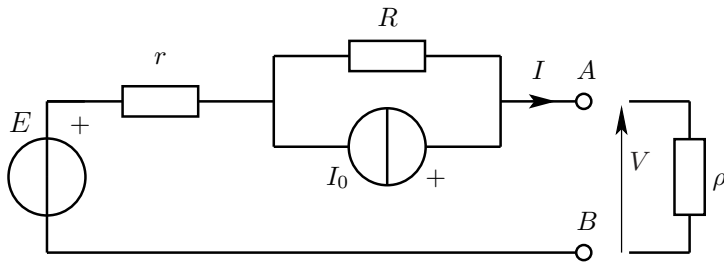
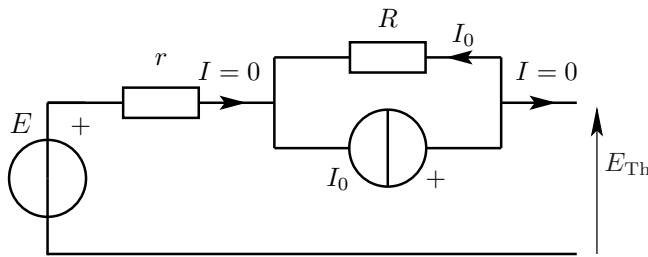


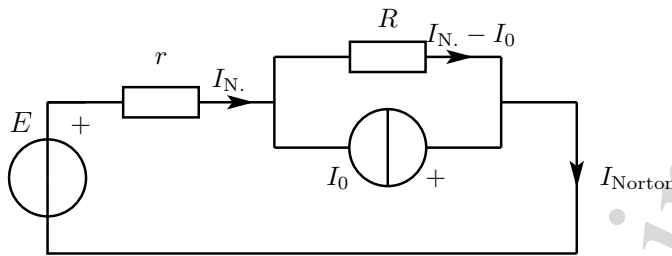
FIG. 1.27 – Schéma de Thévenin vu par ρ

à vide



$$E_{Th} = E + RI_0$$

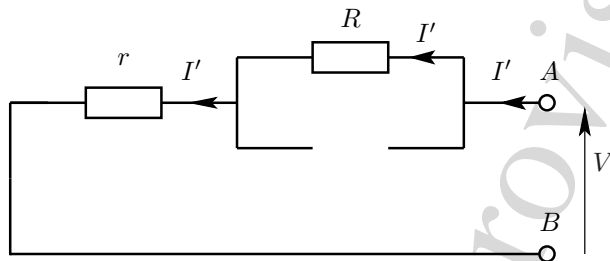
en court-circuit



$$E = rI_{Norton} + R(I_{Norton} - I_0)$$

$$\Rightarrow I_{Norton} = \frac{E + RI_0}{R + r}$$

extinction des sources indépendantes



$E \Rightarrow$ court circuit
 $I_0 \Rightarrow$ circuit ouvert

$$R_{Th} = R + r$$

Vérification :

$$\frac{E_{Th}}{I_{Norton}} = R + r$$

1.2.1.6 Cas particuliers

Quand on prend le schéma équivalent de Thévenin d'une source de tension idéale E_0 en parallèle avec une résistance R , on fait « disparaître » la résistance ! En effet, la source de tension impose la tension à ses bornes, quelle que soit l'impédance placée en parallèle. Du point de vue de l'extérieur, tout se passe comme si la résistance disparaissait. Mais ne pas croire qu'elle n'influe pas sur la source initiale E_0 , qui doit fournir le courant que la résistance consomme.

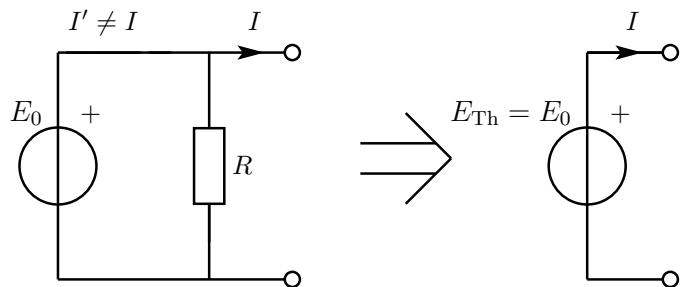


FIG. 1.28 – Schéma de Thévenin particulier

Quand on prend le schéma équivalent de Norton d'une source de courant idéale I_0 en série avec une résistance R , on fait « disparaître » la résistance ! En effet, la source de courant impose le courant à ses bornes, quelle que soit l'impédance placée en série. Du point de vue de l'extérieur, tout se passe comme si la résistance disparaissait. Mais ne pas croire qu'elle n'influe pas sur la source initiale I_0 , qui doit fournir la tension aux bornes de la résistance.

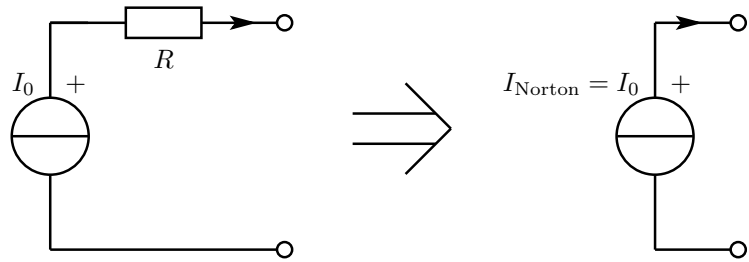


FIG. 1.29 – Schéma de Norton particulier

1.3 Circuits linéaires en régime sinusoïdal permanent – Amplitude et impédances complexes

1.3.1 Amplitude complexe

$$v(t) = V \cos(\omega t + \varphi) = \Re(V e^{j(\omega t + \varphi)}) = \Re(\underline{V} e^{j\varphi} e^{j\omega t})$$

$$v(t) = \Re(\underline{V} e^{j\omega t})$$

$\underline{V} = V e^{j\varphi}$ est l'*amplitude complexe* de la tension sinusoïdale $v(t)$. Les courants peuvent être représentés de la même façon en régime sinusoïdal permanent.

1.3.2 Intégration et dérivation

La dérivation d'une fonction sinusoïdale du temps se traduit par une multiplication par $j\omega$ dans le domaine des amplitudes complexes.

$$v(t) = \Re(\underline{V} e^{j\omega t}) = V \cos(\omega t + \varphi)$$

$$\frac{dv}{dt} = -V\omega \sin(\omega t + \varphi) = V\omega \cos(\omega t + \varphi + \pi/2) = \Re(V\omega e^{j(\omega t + \varphi + \pi/2)}) = \Re(jV\omega e^{j(\omega t + \varphi)}) = \Re(j\omega \underline{V} e^{j\omega t})$$

$$\frac{d}{dt} \iff \times j\omega$$

De même, l'intégration d'une fonction sinusoïdale du temps se traduit par une division par $j\omega$ dans le domaine des amplitudes complexes.

$$\int_0^t dt' \iff \times \frac{1}{j\omega}$$

N.B. : la puissance instantanée comporte une composante continue et une partie sinusoïdale, mais à la pulsation 2ω ; elle ne peut donc pas être représentée par une amplitude complexe.

1.3.3 Loi d'Ohm–impédance et admittance complexes

$$\text{impédance complexe } Z = \frac{\underline{V}}{\underline{I}} \quad \text{admittance complexe } Y = \frac{\underline{I}}{\underline{V}}$$

1.3.3.1 Résistances parfaites

Aux bornes d'une résistance pure, courant et tensions sont en phase. La loi temporelle $v(t) = Ri(t)$ (avec $R > 0$) ou $i(t) = Gv(t)$ (où $G = 1/R > 0$ est la conductance) se traduit en amplitudes complexes par $\underline{V} = R\underline{I}$ ou $\underline{I} = G\underline{V}$. L'impédance complexe d'une résistance pure est donc réelle $Z_R = R$ ainsi que son admittance $Y_R = G = 1/R$.

1.3.3.2 Self-inductances parfaites

Aux bornes d’une self-inductance parfaite, $v(t) = L \frac{di}{dt}$, donc $\underline{V}_L = jL\omega \underline{I}_L$. L’impédance complexe d’une self-inductance parfaite est imaginaire pure : $Z_L = jL\omega$ et $Y_L = 1/jL\omega$.

Une self se comporte comme un vrai court-circuit en continu, et tend vers un circuit ouvert à très haute fréquence.

1.3.3.3 Condensateurs parfaits

Aux bornes d’un condensateur parfait de capacité C , $i(t) = C \frac{dv}{dt}$, donc $\underline{I}_C = jC\omega \underline{V}_C$. L’impédance complexe d’un condensateur parfait est imaginaire pure : $Z_C = 1/jC\omega$ et $Y_C = jC\omega$.

Une capacité se comporte comme un vrai circuit ouvert en continu, et tend vers un court-circuit à très haute fréquence : une capacité de liaison placée en série entre deux parties de circuit permet de laisser passer le courant alternatif mais pas le continu.

1.3.3.4 Associations d’impédances complexes

Les lois d’association des résistances se généralisent aux impédances complexes de même que les notions de diviseurs de tension et de courant :

- en association série, les impédances s’ajoutent : $Z = \sum_k Z_k$
- en association parallèle, les admittances s’ajoutent : $Y = \sum_k Y_k$

En particulier, la capacité équivalente à plusieurs condensateurs en parallèle est la somme de leurs capacités.

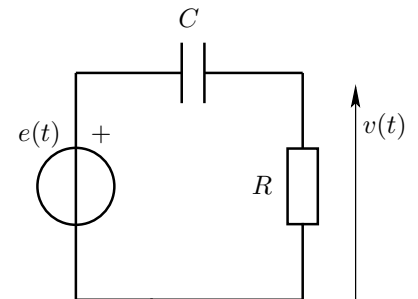
N.-B. : Ne pas oublier que l’impédance complexe dépend de la fréquence et donc que si le circuit comporte plusieurs générateurs de fréquences différentes, il faut traiter séparément ces fréquences et utiliser (si le circuit est linéaire) le théorème de superposition (cf. 1.4.2) pour calculer les courants et tensions composites.

1.3.3.5 Exemples d’application

1.3.3.5.1 Diviseur de tension

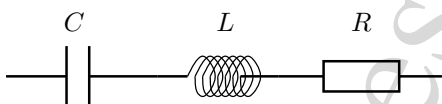
$$\frac{\underline{V}}{\underline{E}} = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

FIG. 1.30 – Diviseur de tension sinusoïdal



1.3.3.5.2 Circuits résonnants

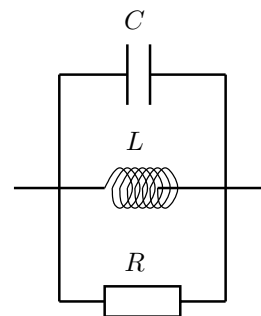
Circuit résonnant série



$$Z = R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

$|Z|$ minimale si $LC\omega^2 = 1$.

Circuit résonnant parallèle



$$Y = \frac{1}{R} + jC\omega + \frac{1}{jL\omega}$$

$|Y|$ minimale (circuit bouchon) si $LC\omega^2 = 1$.

1.4 Autres théorèmes

1.4.1 Théorème de Millmann

Association de n dipôles linéaires en parallèle représentés chacun par :

- leur schéma équivalent de Thévenin (e_k, Z_k) pour les branches actives ;
 - leur impédance équivalente Z_k pour les branches passives ;
- Orienter tous les courants et toutes les sources de tension dans le même sens et écrire la loi des nœuds.

$$\sum_k I_k = 0 \quad \text{où} \quad V_{AB} = E_k - Z_k I_k$$

donc $I_k = Y_k(E_k - V_{AB})$

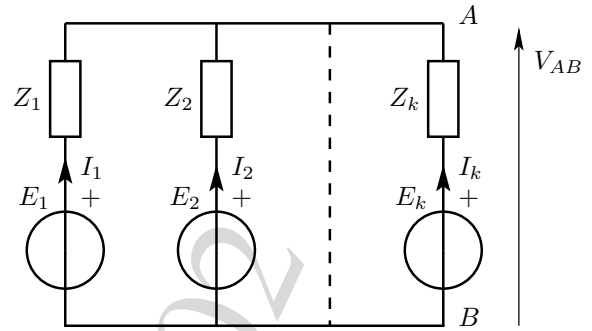


FIG. 1.31 – Théorème de Millmann

$$V_{AB} = \frac{\sum_k Y_k E_k}{\sum_k Y_k} = \frac{\sum_k \frac{E_k}{Z_k}}{\sum_k \frac{1}{Z_k}}$$

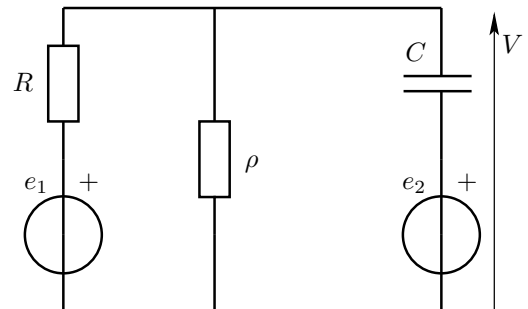
N.-B. 1 : S’il existe des branches passives, le numérateur comporte moins de termes que le dénominateur.

N.-B. 2 : L’utilisation des impédances complexes repose sur l’hypothèse que toutes les sources sont à la même fréquence dès lors que l’une des impédances n’est pas réelle : dans le cas contraire, il faut faire appel au théorème de superposition (cf. 1.4.2).

FIG. 1.32 – Exemple d’application du théorème de Millmann avec

$$e_1(t) = \Re(\underline{E}_1 e^{j\omega t}) \quad e_2(t) = \Re(\underline{E}_2 e^{j\omega t})$$

$$V = \frac{\frac{E_1}{R} + jC\omega E_2}{\frac{1}{R} + \frac{1}{\rho} + jC\omega}$$



1.4.2 Théorème de superposition

Dès que l’on travaille avec des sources à plusieurs fréquences et en particulier avec du continu et une source sinusoïdale, pour lesquels les éléments passifs non résistifs ne présentent pas la même impédance complexe, on ne peut pas traiter globalement les différentes fréquences.

Si le circuit est linéaire, on peut calculer les contributions de chacune des sources en éteignant toutes les autres, puis faire la somme de leurs contributions : c’est le théorème de superposition. Ce théorème est bien entendu applicable aux circuits linéaires comportant plusieurs sources de même fréquence.

1.4.2.1 Exemple

FIG. 1.33 – Utilisation du théorème de superposition

$$e_1(t) = \Re \left(\underline{E}_1 e^{j\omega_1 t} \right)$$

$$e_2(t) = \Re \left(\underline{E}_2 e^{j\omega_2 t} \right)$$

Avec des sources à des fréquences différentes (sinon, on peut utiliser Millmann), on recherche la tension V aux bornes de Z .

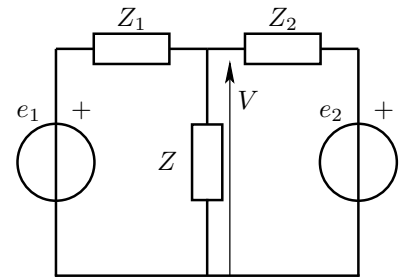


FIG. 1.34 – Contribution de e_1

e_2 est remplacée par un court-circuit.

$$\underline{V}_1 = \underline{E}_1 \frac{Z // Z_2}{Z_1 + Z // Z_2}$$

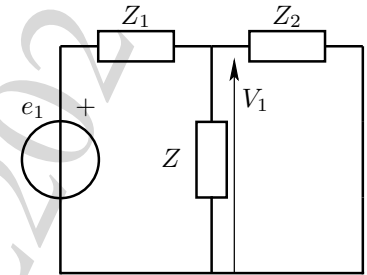
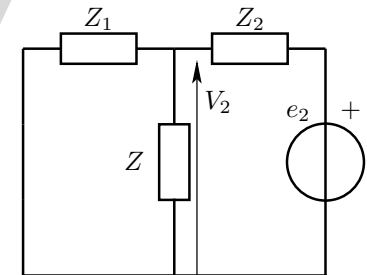


FIG. 1.35 – Contribution de e_2

e_1 est remplacée par un court-circuit.

$$\underline{V}_2 = \underline{E}_2 \frac{Z // Z_1}{Z_2 + Z // Z_1}$$



Application du théorème de superposition

$$\underline{V} = \underline{V}_1 + \underline{V}_2$$

1.5 Sources commandées

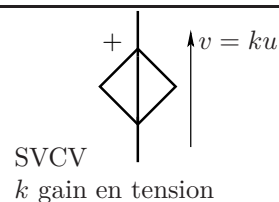
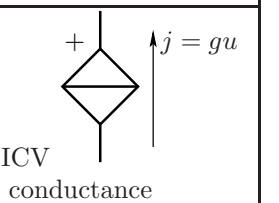
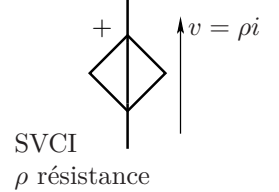
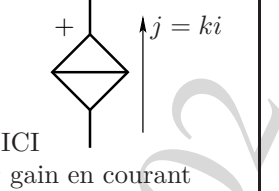
1.5.1 Définition – usage

Pour représenter des dispositifs électroniques **actifs** au niveau des composants (transistors, amplificateurs opérationnels, ...) ou des systèmes (étage amplificateur par exemple), dans lesquels une tension ou un courant dépend uniquement d'un autre paramètre (courant ou tension) du circuit, on introduit la notion de *source dépendante, liée ou commandée* par ce paramètre.

N.-B. : On n'étudiera ici que les dépendances linéaires.

1.5.2 Les quatre types de sources commandées

Suivant la nature (courant ou tension) de la source et du paramètre de commande, on distingue quatre types de sources commandées caractérisées par une constante de type résistance, conductance, gain en tension ou en courant.

Paramètre de commande	Source de tension v	Source de courant j
tension u	 <p>SVCV k gain en tension</p>	 <p>SICV g conductance</p>
courant i	 <p>SVCV ρ résistance</p>	 <p>SICI k gain en courant</p>

1.5.3 Méthodes d'étude des circuits avec sources commandées

Principe Le paramètre de commande de la source commandée prend diverses valeurs suivant les essais auxquels on soumet le circuit : il faut alors **éliminer** ce paramètre (qui est une *variable muette*) pour exprimer le résultat final en fonction des sources indépendantes et des dipôles passifs. En particulier, dans l'application des théorèmes de Thévenin ou Norton, il est prudent de modifier la notation indiquant la valeur du paramètre de commande à chaque essai.

La méthode de calcul de R_{Th} en rendant passif le circuit est applicable à condition de **n'éteindre que les sources indépendantes** (et de calculer les sources commandées).

N.-B. 1 : Une source commandée linéairement ne s'éteint que quand son paramètre de commande s'annule.

N.-B. 2 : Dans les transformations de schéma, ne pas modifier (ou laisser disparaître) la définition d'un paramètre de commande d'une source liée.

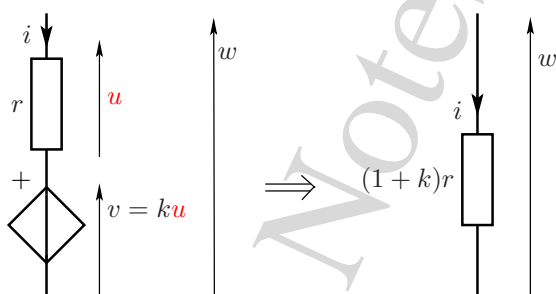
1.5.4 Circuits à sources commandées équivalents à une impédance

1.5.4.1 Impédance simple : deux formes

Une source de tension commandée par le courant qui la traverse ou une source de courant commandée par la tension à ses bornes est équivalente à une résistance... qui peut être négative suivant l'orientation des courant et tension.



1.5.4.2 Multiplicateur d'impédance à SVCV



$$w = u + ku$$

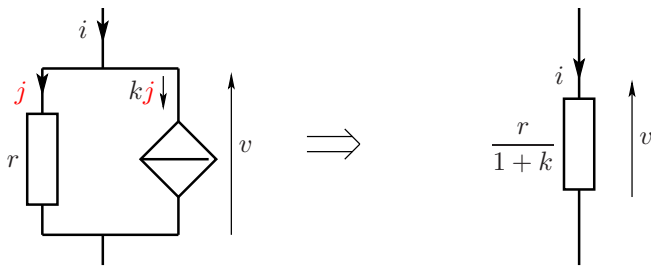
puis éliminer u avec :

$$u = ri$$

$$w = (1 + k)ri$$

d'où une résistance apparente de $(1 + k)r$.

1.5.4.3 Diviseur d'impédance à SICI



$$i = j + kj$$

$$v = rj$$

éliminer j

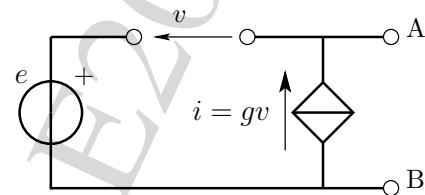
$$i = (1 + k)v/r$$

d'où une résistance apparente de $\frac{r}{1 + k}$.

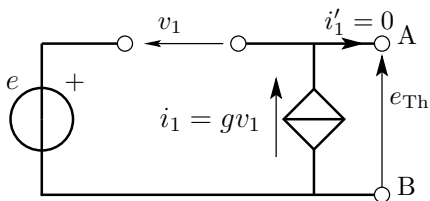
1.5.5 Exemples de circuits actifs à sources commandées

1.5.5.1 Exemple élémentaire à SICV

On cherche à déterminer les schémas de Thévenin et de Norton entre les bornes A et B du circuit ci-contre qui comporte une source indépendante e et une source de courant commandée en tension $i = gv$.



Essai à vide

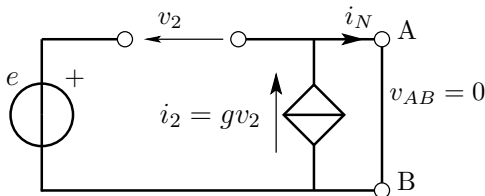


$$i'_1 = i_1 = gv_1 = 0 \Rightarrow v_1 = 0$$

Ce qui élimine v_1 , donc :

$$e_{Th} = e - v_1 \text{ et } e_{Th} = e$$

Essai en court-circuit

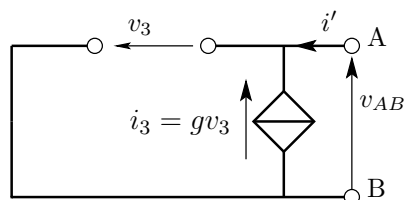


$$i_N = i_2 = gv_2$$

Éliminer v_2 :

$$v_2 = e \text{ donc } i_N = ge$$

Extinction des sources indépendantes



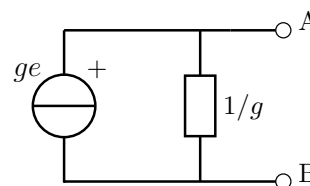
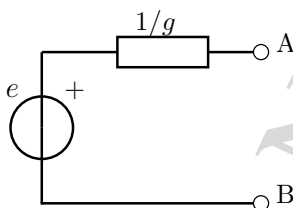
La seule source indépendante est la source de tension e ; elle s'éteint en court-circuit. Alors,

$$v_{AB} = -v_3$$

Donc

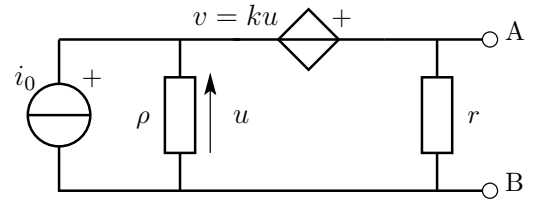
$$Z_{Th} = \frac{V_{AB}}{I'} = \frac{-V_3}{-gV_3} = \frac{1}{g}$$

Conclusion

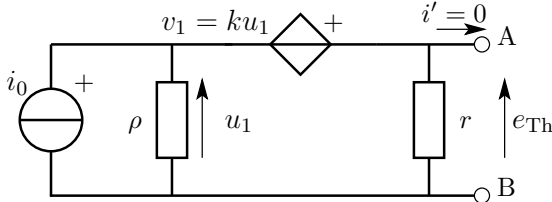


1.5.5.2 Exemple de circuit à SVCV

On cherche à déterminer les schémas de Thévenin et de Norton entre les bornes A et B du circuit ci-contre qui comporte une source de courant indépendante i_0 et une source de tension commandée en tension $v = ku$.



Essai à vide

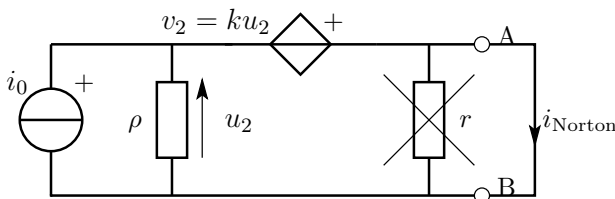


$e_{Th} = u_1 + ku_1$ reste à éliminer u_1 :

$i_0 = \frac{u_1}{\rho} + \frac{e_{Th}}{r} = u_1 \left(\frac{1}{\rho} + \frac{1+k}{r} \right)$

$e_{Th} = (1+k) \left(\rho // \frac{r}{1+k} \right) i_0$ donc $e_{Th} = [(1+k)\rho // r] i_0$

Essai en court-circuit



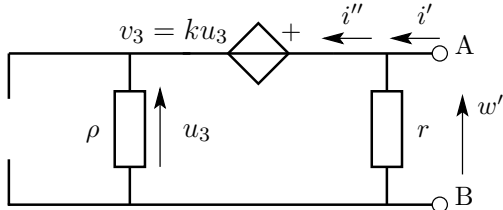
$i_{Norton} = i_0 - u_2/\rho$ reste à éliminer u_2 :

$u_2 = -v_2 \Rightarrow u_2(1+k) = 0$

$\Rightarrow u_2 = v_2 = 0$ donc $i_{Norton} = i_0$

donc $R_{Th} = \frac{e_{Th}}{i_{Norton}} = r // (1+k)\rho$

Extinction des sources indépendantes



La seule source indépendante est la source de courant i_0 ; elle s'éteint en circuit ouvert.

Alors,

$w' = u + ku$

Donc

$R_{Th} = \frac{W'}{I'} = r // \frac{W'}{I'} = r // (1+k)\rho$

Remarque : ne pas éteindre la source dépendante $v = ku$, ce qui donnerait $R_{Th} = r // \rho$.

Conclusion

Schéma équivalent de Thévenin

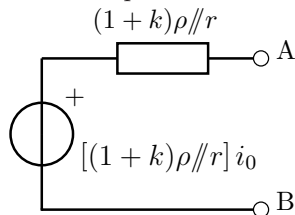


Schéma équivalent de Norton

