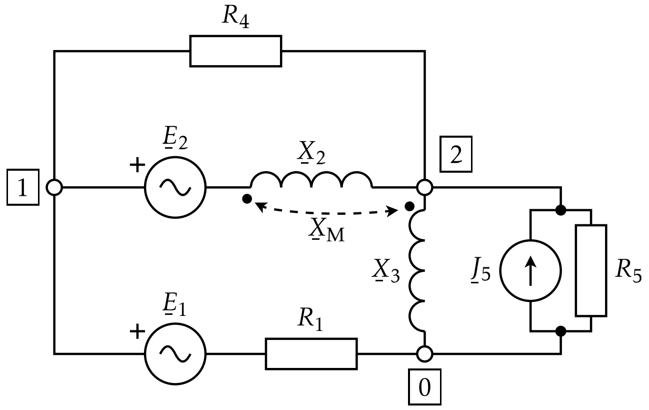
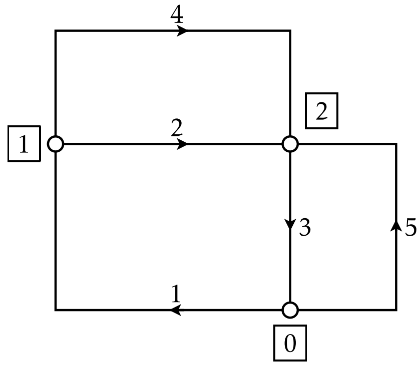
Qüestions Electrotècniques Diverses

Versió 6.2

Josep Mollera Barriga





Índex

Índex de taules

Índex de figures

Prefaci

Voldria dir en primer lloc que no he intentat escriure un tractat complet d'electrotècnia, d'electrònica o de sistemes elèctrics de potència, sinó que més aviat he volgut fer una recopilació de qüestions teòriques i pràctiques relacionades amb els camps mencionats anteriorment.

Les fonts d'informació utilitzades en la realització d'aquest llibre són molt diverses, i inclouen llibres sobre les diferents matèries, articles de revistes o d'Internet, apunts de classe d'assignatures impartides a l'ETSEIB, i d'altres.

Pel que fa al llibre en si mateix, ha estat escrit utilitzant el sistema de composició de textos LaTeX, el qual permet integrar molt fàcilment text, fórmules i gràfics, obtenint un resultat de gran qualitat. S'han utilitzat diversos paquets d'ampliació, com ara l'AMS-LaTeX, per tal de millorar la presentació de certes parts del llibre, com per exemple les taules, les capçaleres i les fórmules matemàtiques. S'ha utilitzat la distribució MiKTeX, que ofereix una implementació lliure de LaTeX, accessible a l'adreça: www.miktex.org.

Aquest llibre, està pensat per ser utilitzat tant de forma directa en la pantalla d'un ordinador com en paper després d'haver-lo imprès; per tal d'estalviar paper, el text té un format pensat per ser imprès en paper DIN-A4, a dues cares.

El contingut del llibre és molt divers, i va des de temes força teòrics fins a d'altres bastant més pràctics. He procurat donar exemples de tots els conceptes que s'hi expliquen, excepció feta dels molt elementals, perquè crec que és important no quedar-se tan sols amb la teoria de la resolució d'un problema determinat, sinó que és molt útil veure exemples resolts pas a pas.

Encara que he fet tots els esforços possibles per eliminar qualsevol mena d'error en aquest text, és gairebé inevitable que n'hagi quedat algun, per tant, si algú troba algun error farà bé d'avisar-me!

Únicament em resta dir que espero que els que llegeixin aquest llibre el trobin útil i interessant.

Josep Mollera Barriga

Badalona, 11 de setembre de 2013

josep.mollerab@ovi.com

Historial

Es presenta a continuació l'evolució que ha tingut aquest llibre en les successives versions que han aparegut.

Versió 1.0 (8 de gener de 2005)

Després de molts esforços, surt a la llum la primera versió d'aquest llibre, format pels capítols 1, 2, 3, 4, 5, 6 i 7, i els apèndixs A, B, C, D i E.

Versió 1.1 (8 de febrer de 2005)

S'afegeix al llibre aquest apartat «Historial».

En l'apartat «Notació», s'especifica que el mòdul d'un nombre complex és igual a l'arrel quadrada *positiva* de la suma dels quadrats de les seves parts real i imaginària.

Es modifiquen les equacions (1.54) i (1.55).

S'amplia la secció corresponent a les diferències entre les normatives CEI i IEEE, que fan referència als transformadors de mesura i protecció (secció 8.5).

Es revisa tot el text, fent-hi algunes petites modificacions i correccions.

Versió 1.2 (16 d'abril de 2005)

En l'apartat «Notació», s'afegeix l'explicació de la convenció seguida a l'hora de dibuixar les fletxes que representen les tensions i els corrents.

S'afegeix l'apèndix F, on s'explica la designació de les classes de refrigeració en els transformadors de potència.

Versió 1.3 (24 d'octubre de 2005)

Els apèndixs A a F de la versió 1.2, es desplacen tres lletres cap avall, passant a ser els apèndixs D a I respectivament.

S'afegeix un nou apèndix A, dedicat a l'alfabet grec.

S'afegeix un nou apèndix B, dedicat al sistema internacional d'unitats (SI).

S'afegeix un nou apèndix C, dedicat a les constants físiques.

En l'apartat «Notació», s'amplien les definicions corresponents al conjugat i al mòdul d'un nombre complex, i s'inclouen les definicions de $\underline{\boldsymbol{V}}^*$ i $\underline{\boldsymbol{V}}^{\mathrm{H}}$.

S'ha ampliat la secció 1.3, corresponent a la potència complexa.

S'ha ampliat l'exemple de la secció 1.6.

En la secció 5.2, s'ha afegit el càlcul de R_{P} i $\underline{Z}_{\mathrm{S}}$.

A l'hora de referir-se a la relació de transformació d'un transformador, se substitueix el símbol «$ü$» emprat en les versions anteriors, pel símbol «m».

Versió 1.4 (2 de desembre de 2005)

Es representa correctament la Figura 1.7, ja que estava tallada per la dreta.

Es corregeix l'equació (7.9a) i l'exemple que hi ha a continuació, el qual en fa ús.

Es revisa tot el text, fent-hi algunes correccions.

Versió 2.0 (3 d'agost de 2006)

S'ha modificat el criteri de colors utilitzat, a l'hora de ressaltar els enllaços interns del document (equacions, pàgines, etc.) i els enllaços externs; ara els enllaços interns són de color vermell, i els enllaços externs són de color magenta. A més tots els encapçalaments de capítols, seccions, subseccions, taules i figures, són ara de color blau.

S'han afegit nous capítols i s'ha fet una reordenació que afecta a diversos capítols i apèndixs, segons es detalla a continuació:

- Els capítols 1 i 2 de la versió 1.4 mantenen la seva posició.
- S'afegeix un nou capítol 3, on es tracten les sèries de Fourier.
- S'afegeix un nou capítol 4, on es tracta la transformada de Laplace.
- El capítol 3 de la versió 1.4 es desplaça dos números cap avall, passant a ser el capítol 5.
- L'apèndix E de la versió 1.4 es converteix en el capítol 6.
- Els capítols 4, 5, 6 i 7 de la versió 1.4 es desplacen tres números cap avall, passant a ser els capítols 7, 8, 9 i 10 respectivament.

- L'apèndix G de la versió 1.4 es converteix en el capítol 11.
- Els apèndixs A, B, C i D de la versió 1.4 mantenen la seva posició.
- S'afegeix un nou apèndix E, on es tracten relacions trigonomètriques.
- L'apèndix F de la versió 1.4 manté la seva posició.
- Els apèndixs H i I de la versió 1.4 es desplacen una lletra cap amunt, passant a ser els apèndixs G i H respectivament.

A l'hora de referir-se a la font de corrent i a l'admitància d'un circuit equivalent Norton, se substitueix el subíndex «Th» emprat en les versions anteriors, pel subíndex «No».

En l'apartat «Notació» s'afegeixen els símbols: $\mathbb{N}$, $\mathbb{Z}$, $\mathbb{Z}^+$, $\mathbb{Z}^*$, $\mathbb{Z}^-$, $\mathbb{Q}$, $\mathbb{R}$, $\mathbb{R}^+$, $\mathbb{R}^-$ i $\mathbb{C}$.

S'ha afegit el teorema de la superposició en la secció 1.1.

S'ha afegit la bateria en la secció 1.2, com a un dels components elementals d'un circuit elèctric.

S'ha afegit la secció 1.4, on es defineixen els valors mitjà i eficaç, i els factors d'amplitud, de forma i d'arrissada.

S'ha afegit la secció 1.5, on es tracten els circuits divisors de tensió i divisors de corrent.

S'ha modificat l'equació (7.2) i les taules 7.1 i 7.5.

S'ha afegit la secció 8.6, on s'explica com connectar correctament transformadors de corrent i de tensió, a aparells de mesura o de protecció.

S'ha millorat l'explicació de la secció 11.5.

S'ha reestructurat la taula B.3.

Versió 2.1 (2 de gener de 2007)

S'adopta la compaginació moderna dels paràgrafs en tot el llibre, consistent en separar-los per una línia en blanc i en no entrar la primera línia de text.

S'unifica la representació de les fonts de corrent: un cercle amb una fletxa a dins.

S'afegeix una nota a peu de pàgina en la secció 1.1.1, relacionant aquesta secció amb la secció 10.5.

Es millora l'explicació de la secció 1.6, a l'hora que es trasllada de lloc (en les versions anteriors formava part del capítol 5).

Es millora l'explicació de la secció 2.4.

S'afegeix una nota a peu de pàgina en la secció 5.2, relacionant aquesta secció amb el capítol 11.

S'amplia la descripció de l'equació (7.25).

S'afegeix la secció 11.6, on s'explica com resoldre sistemes d'equacions no lineals amb els programes *Mathematica*® i *MATLAB*®.

Es millora l'explicació de la secció D.2, modificant la figura D.1 i numerant l'equació de la llei dels sinus.

Versió 2.2 (10 de març de 2008)

Es canvia el color dels enllaços interns, passant a ser de color negre com el text.

S'afegeixen les unitats que mancaven en alguns exemples.

En la secció 7.4.1 s'introdueixen les unitats cmil i kcmil, equivalents a les unitats CM i MCM respectivament. Avui en dia és més freqüent veure escrit cmil i kcmil.

Es revisa l'apèndix B utilitzant les publicacions de l'any 2006 del «Bureau International des Poids et Mesures» (BIPM).

Es revisa l'apèndix C utilitzant les publicacions de l'any 2006 del «Committee on Data for Science and Technology» (CODATA).

Versió 3.0 (1 d'octubre de 2008)

Els capítols 9, 10 i 11 de la versió 2.2, es desplacen un número cap avall, passant a ser els capítols 10, 11 i 12 respectivament.

Es crea un nou capítol 9, dedicat als transformadors de potència; l'apèndix H de la versió 2.2 desapareix com a tal, quedant integrat dins d'aquest nou capítol.

Versió 3.1 (5 de desembre de 2009)

En l'Apèndix B s'afegeixen els prefixes de potències binàries Ki, Mi, Gi, Ti, Pi i Ei.

Es revisa tot el text, fent-hi algunes petites modificacions i correccions.

Versió 3.2 (5 de gener de 2010)

S'afegeix l'apartat Bibliografia després del apèndixs.

Versió 4.0 (15 de febrer de 2010)

A partir d'aquesta versió s'utilitza la font «Kp-Fonts» en la composició de tot el text. Fins ara, les fonts utilitzades eren les «Pazo Math», «Helvetica» i «Courier».

Versió 4.1 (27 de febrer de 2010)

En el capítol dedicat a la transformada de Laplace, es modifiquen segons [8] algunes definicions i s'amplien les taules de transformades de Laplace segons [13] i [8].

Versió 4.2 (12 de març de 2010)

En el capítol dedicat a les sèries de Fourier, es completa l'equació (3.7c) i s'afegeix una taula amb les sèries de Fourier de formes d'ona usuals.

En l'apèndix dedicat a les funcions trigonomètriques, se simplifiquen les equacions (D.18a) i (D.18b).

Versió 4.3 (27 de novembre de 2010)

Els apèndixs de la versió 4.2 dedicats al grau de protecció IP i a les classes NEMA d'aïllaments tèrmics en motors, passen a formar part del capítol 12; aquest capítol canvia de nom i passa a dir-se «Normatives Diverses».

L'apèndix de la versió 4.2 dedicat a les escales logarítmiques, passa a formar part del capítol 5 dedicat a càlculs bàsics.

Es modifica l'adreça de correu electrònic de contacte amb l'autor.

Versió 4.4 (31 de març de 2011)

En el capítol 12 s'amplia la descripció dels codis IP i IK, i s'hi afegeix el codi NEMA dedicat al grau de protecció d'equips.

Es modifica l'adreça de correu electrònic de contacte amb l'autor.

Versió 4.5 (2 de novembre de 2011)

En l'apartat «Notació», s'afegeixen diverses relacions referents a $|\underline{V}|$, $\arg(\underline{V})$, $\mathrm{Re}(\underline{V})$ i $\mathrm{Im}(\underline{V})$.

Es modifiquen les equacions (3.7c), (D.18a) i (D.18b).

En el capítol 3 es millora l'explicació de les propietats de les sèries de Fourier.

En el capítol 12 s'afegeixen dues seccions, dedicades a l'àmbit d'aplicació de diverses normes CEI i IEEE.

S'afegeix una nova entrada en l'apartat Bibliografia.

Versió 4.6 (21 de novembre de 2011)

En l'apèndix dedicat a l'alfabet grec, s'utilitza el DIEC2 «Diccionari de la llengua catalana, 2a edició (2007)», com la referència per escriure els noms de les lletres gregues en català. S'afegeix també el nom de les lletres gregues en francès.

Versió 5.0 (30 de gener de 2012)

Es modifica lleugerament el nom del llibre, passant a dir-se «Qüestions Electrotècniques Diverses» enlloc de «Qüestions Diverses d'Electrotècnia», i per tant a parir d'ara es podrà denominar de forma abreviada «QED» (*quod erat demonstrandum*).

Es canvia la tipografia dels exemples utilitzada en les versions anteriors, passant ara a ser escrits en lletra recta enlloc de en lletra inclinada.

El símbol $\measuredangle$ utilitzat per indicar l'argument d'un valor complex en les versions anteriors, es canvia pel símbol $\angle$ d'acord amb la norma internacional ISO/IEC 80000 «Quantities and units» (la qual substitueix a l'antiga ISO 31).

Es canvia en tot el text el terme «vector» pel terme «fasor» quan es fa referència a magnituds sinusoïdals.

S'indica en el prefaci que s'ha utilitzat la distribució MiKTEX, que ofereix una implementació lliure de LATEX.

S'afegeix en l'apartat «Notació» la definició d'un fasor.

Es modifica l'equació (7.25).

S'amplia la secció 9.7.2

S'afegeixen algunes normes en les seccions 12.7 i 12.8.

S'inclou en la taula A.1 i en l'explicació posterior, la representació gràfica $\varkappa$ de la lletra minúscula kappa.

Es modifica en la taula B.6 el valor en unitats SI de la unitat de massa atòmica unificada.

En l'apartat Bibliografia s'afegeixen les referències [2], [20], [23] i [24].

Es revisa tot el text, fent-hi algunes correccions.

Versió 5.1 (15 de febrer de 2012)

Es millora la definició de l'angle ψ d'un fasor en l'apartat «Notació».

S'amplia la secció 1.6 dedicada als càlculs en per unitat.

Versió 5.2 (4 de maig de 2012)

Es completa l'equació (1.76).

En el capítol 12 s'afegeix una secció dedicada als interruptors automàtics de baixa tensió segons les normes CEI.

S'afegeixen algunes normes en la secció 12.8.

Versió 5.3 (14 de juliol de 2012)

S'amplia la secció D.2, afegint-hi la llei de les cotangents i la fórmula de Mollweide, i modificant la figura D.1.

S'afegeixen algunes normes en la secció 12.8.

Versió 5.4 (2 de novembre de 2012)

Es canvia de forma general el símbol « · » pel símbol « × », quan es tracta d'expressar la multiplicació de dos valors numèrics.

Es revisa l'apèndix B, sobretot en l'apartat referent a les normes d'escriptura.

Es revisa l'apèndix C utilitzant les publicacions de l'any 2010 del «Committee on Data for Science and Technology» (CODATA).

Versió 5.5 (1 de desembre de 2012)

En la secció 8.5 es referencia la norma IEEE C57.13, enlloc de la més antiga ANSI C57.13.

En la secció 9.10 es referencia la norma IEEE C57.12.00, enlloc de la més antiga ANSI C57.12.

Es posa al dia la secció 12.1 segons la norma IEEE C37.2, enlloc de la més antiga ANSI C37.2.

S'afegeixen algunes normes en les seccions 12.7 i 12.8.

Es modifica la figura D.1.

Versió 6.0 (2 de gener de 2013)

Es realitza una revisió general del text i de les figures d'aquest llibre, utilitzant la simbologia de les normes CEI 60027 «Letter symbols to be used in electrical technology» i CEI 60617 «Graphical Symbols for Diagrams».

S'amplia la secció 1.4, utilitzant les definicions de la norma CEI 60050.

Es completen les equacions (1.72) i (1.74).

Es modifica l'equació (1.79).

S'amplia la secció 3.4, utilitzant les definicions de la norma CEI 60050.

Es realitzen les modificacions següents en l'apèndix B:

- S'inclou la referència al Reial Decret 2032/2009, de 30 de desembre.
- S'indica que les variants ortogràfiques «kilogram» / «quilogram», «kilo» / «quilo», «radian» / «radiant» i «estereoradian» / «estereoradiant», són equivalents segons el DIEC2 «Diccionari de la llengua catalana, 2a edició (2007)»

- S'escriu correctament el nom de la unitat «electró-volt». El nom utilitzat en edicions anteriors, «electronvolt», no apareix en el DIEC2 «Diccionari de la llengua catalana, 2a edició (2007)».
- S'inclou l'adreça d'Internet de l'«International Earth rotation and Reference systems Service».
- Es refà l'apartat dedicat a les normes d'escriptura.

Es refà la taula de l'apèndix C agrupant els valors numèrics i les seves unitats, i s'explica a continuació com obtenir els errors absoluts i relatius dels valores que hi apareixen.

Versió 6.1 (1 de febrer de 2013)

S'afegeix un segon exemple en la secció 1.1.2, dedicada al teorema de Millman.

Versió 6.2 (11 de setembre de 2013)

Es revisa el capítol 8 utilitzant la norma CEI 60044, enlloc de les normes CEI 60185 i CEI 60186, que ja no estan en vigor.

Es crea la secció 9.11 per explicar com es formen els circuits homopolars dels transformadors de potència de dos i tres debanats.

En la secció 12.7 s'eliminen les normes CEI 60185 i CEI 60186, que ja no estan en vigor.

S'afegeixen el prefixes «zebi» i «yobi» a la Taula B.9.

En l'apartat Bibliografia s'afegeix la referència [14].

Notació

Es presenta a continuació la notació seguida en aquest llibre.

Cal fer notar que les variables vectorials i matricials s'escriuen en lletra negreta inclinada, mentre que les variables escalars s'escriuen en lletra normal inclinada.

j	La unitat imaginària, definida com: $\mathrm{j} \equiv \sqrt{-1}$
V	Una variable real.
$\underline{V}$	Una variable complexa.
$\underline{V}^*$	Conjugat d'una variable complexa. Es compleixen les relacions: $(\underline{V}_1 + \underline{V}_2 + \cdots + \underline{V}_n)^* = \underline{V}_1^* + \underline{V}_2^* + \cdots + \underline{V}_n^*$ $(\underline{V}_1\,\underline{V}_2 \cdots \underline{V}_n)^* = \underline{V}_1^*\,\underline{V}_2^* \cdots \underline{V}_n^*$ $(\underline{V}_1/\underline{V}_2)^* = \underline{V}_1^*/\underline{V}_2^*$
$\lvert\underline{V}\rvert$	Mòdul d'una variable complexa. Es compleixen les relacions: $\underline{V}\,\underline{V}^* = \lvert\underline{V}\rvert^2$ $1/\underline{V} = \underline{V}^*/\lvert\underline{V}\rvert^2$ $\lvert\underline{V}_1\,\underline{V}_2 \cdots \underline{V}_n\rvert = \lvert\underline{V}_1\rvert\,\lvert\underline{V}_2\rvert \cdots \lvert\underline{V}_n\rvert$ $\lvert\underline{V}_1/\underline{V}_2\rvert = \lvert\underline{V}_1\rvert/\lvert\underline{V}_2\rvert$ $\lvert\underline{V}_1 + \underline{V}_2 + \cdots + \underline{V}_n\rvert \leq \lvert\underline{V}_1\rvert + \lvert\underline{V}_2\rvert + \cdots + \lvert\underline{V}_n\rvert$
$\arg(\underline{V})$	Argument (angle) d'una variable complexa. Es compleixen les relacions: $\arg(\underline{V}^*) = -\arg(\underline{V})$ $\arg(\underline{V}_1\,\underline{V}_2 \cdots \underline{V}_n) = \arg(\underline{V}_1) + \arg(\underline{V}_2) + \cdots + \arg(\underline{V}_n)$ $\arg(\underline{V}_1/\underline{V}_2) = \arg(\underline{V}_1) - \arg(\underline{V}_2)$
$\mathrm{Re}(\underline{V})$	Part real d'una variable complexa. Es compleix: $\mathrm{Re}(\underline{V}) = \dfrac{\underline{V} + \underline{V}^*}{2}$
$\mathrm{Im}(\underline{V})$	Part imaginària d'una variable complexa. Es compleix: $\mathrm{Im}(\underline{V}) = \dfrac{\underline{V} - \underline{V}^*}{2\mathrm{j}}$
$A + \mathrm{j}B$	Expressió cartesiana (part real i part imaginària) d'una variable complexa.

$Z_{\angle\psi}$ Expressió polar (mòdul i argument) d'una variable complexa. Les relacions entre A, B, Z i ψ[1] són:

$$Z = +\sqrt{A^2 + B^2} \qquad \psi = \arctan\frac{B}{A} \qquad A = Z\cos\psi \qquad B = Z\sin\psi$$

$Z\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\psi}$ Expressió d'Euler d'una variable complexa, definida com: $Z\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\psi} \equiv Z(\cos\psi + \mathrm{j}\sin\psi)$

$\boldsymbol{V}$ Una matriu real o un vector real.

$\boldsymbol{V}^{-1}$ Matriu inversa d'una matriu real.

$\boldsymbol{V}^{\mathsf{T}}$ Matriu transposada d'una matriu real o vector transposat d'un vector real.

$\boldsymbol{V}(n)$ Element n-èsim d'un vector real.

$\boldsymbol{V}(m,n)$ Element de la fila m i columna n d'una matriu real.

$\underline{\boldsymbol{V}}$ Una matriu complexa o un vector complex.

$\underline{\boldsymbol{V}}^{-1}$ Matriu inversa d'una matriu complexa.

$\underline{\boldsymbol{V}}^{\mathsf{T}}$ Matriu transposada d'una matriu complexa o vector transposat d'un vector complex.

$\underline{\boldsymbol{V}}^{*}$ Matriu conjugada d'una matriu complexa o vector conjugat d'un vector complex.

$\underline{\boldsymbol{V}}^{\mathsf{H}}$ Matriu conjugada transposada d'una matriu complexa o vector conjugat transposat d'un vector complex, definit com: $\underline{\boldsymbol{V}}^{\mathsf{H}} \equiv (\underline{\boldsymbol{V}}^{*})^{\mathsf{T}}$.

$\underline{\boldsymbol{V}}(n)$ Element n-èsim d'un vector complex.

$\underline{\boldsymbol{V}}(m,n)$ Element de la fila m i columna n d'una matriu complexa.

Pel que fa als sentits assignats a les fletxes que representen les tensions i els corrents en els diversos circuits elèctrics que apareixen en aquest llibre, s'utilitza la convenció següent:

$\xrightarrow{U}$ Tensió contínua; la fletxa indica el sentit de la caiguda de tensió, és a dir, va del nus positiu al nus negatiu.

$\xrightarrow{I}$ Corrent continu; la fletxa indica el sentit assignat com a positiu a la intensitat.

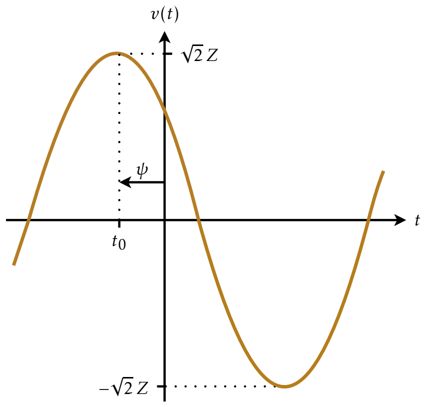
$\xrightarrow{\underline{U}}$ Tensió alterna; la fletxa indica el sentit assignat com a positiu a la caiguda de tensió, quan el nus d'origen de la fletxa té un potencial més positiu que el nus de destinació.

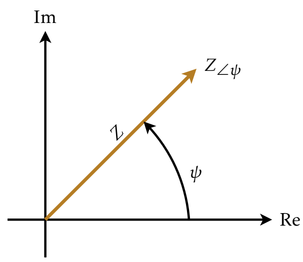
$\xrightarrow{\underline{I}}$ Corrent altern; la fletxa indica el sentit assignat com a positiu a la intensitat.

[1] Cal tenir en compte que la funció arctan disponible en moltes calculadores i llenguatges de programació, torna de forma estandarditzada valors compresos entre $-\frac{\pi}{2}$ i $\frac{\pi}{2}$. En aquest cas cal sumar el valor π, quan A és negatiu, a l'angle obtingut amb la funció arctan per tal d'obtenir l'angle en el quadrant correcte.

En aquest llibre les variable complexes s'utilitzen per representar fasors. Un fasor $Z_{\angle\psi}$ representa la funció sinusoïdal variable en el temps $v(t) = \sqrt{2}\,Z\cos(\omega t + \psi)$. El paràmetres implicats són:

- $v(t)$ — Funció sinusoïdal; representa normalment una tensió o un corrent.
- t — Temps.
- f — Freqüència de la funció sinusoïdal.
- T — Període de la funció sinusoïdal.
- ω — Velocitat angular de la funció sinusoïdal. Es compleix: $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$.
- Z — Valor eficaç de la funció sinusoïdal (vegeu la secció 1.4 a la pàgina 17); el valor de pic de la funció sinusoïdal és: $\pm\sqrt{2}\,Z$.
- ψ — Angle inicial de la funció sinusoïdal. Es compleix: $\psi = \omega t_0$ (vegeu el gràfic a continuació). ψ és positiu quan es mesura des de l'origen cap a l'esquerra, fins a trobar el primer valor màxim de la funció sinusoïdal, i és negatiu quan es mesura des de l'origen cap a la dreta, fins a trobar també el primer valor màxim de la funció sinusoïdal.





Els símbols que representes els diferents conjunts de nombres són:

- $\mathbb{Z}$ — Nombres enters: $\ldots, -2, -1, 0, 1, 2, \ldots$
- $\mathbb{N}, \mathbb{Z}^+$ — Nombres enters positius (naturals): $1, 2, 3, 4, \ldots$
- $\mathbb{Z}^*$ — Nombres enters no negatius: $0, 1, 2, 3, 4, \ldots$
- $\mathbb{Z}^-$ — Nombres enters negatius: $-1, -2, -3, -4, \ldots$
- $\mathbb{Q}$ — Nombres racionals.
- $\mathbb{R}$ — Nombres reals.
- $\mathbb{R}^+$ — Nombres reals positius.
- $\mathbb{R}^-$ — Nombres reals negatius.
- $\mathbb{C}$ — Nombres complexos.

Part I

Electrotècnia

Capítol 1

Fonaments

Es tracten en aquest capítol qüestions bàsiques d'electrotècnia, com ara teoremes, definicions i relacions.

1.1 Teoremes d'electrotècnia

1.1.1 Teorema de Thévenin–Norton

El teorema de Thévenin ens permet substituir una xarxa complexa formada per elements lineals, per un circuit equivalent format per una font de tensió $\underline{E}_{\mathrm{Th}}$ en sèrie amb una impedància $\underline{Z}_{\mathrm{Th}}$.

Atenent a la Figura 1.1, si coneixem la tensió en buit $\underline{U}_{\mathrm{o}}$ entre dos nusos α i β d'una xarxa, i la impedància $\underline{Z}_{\alpha\beta}$ d'aquesta xarxa vista des d'aquests dos nusos, podem obtenir els valors del circuit Thévenin equivalent entre aquests dos nusos, a partir de les relacions següents:

$$\underline{E}_{\mathrm{Th}} = \underline{U}_{\mathrm{o}} \qquad\qquad \underline{Z}_{\mathrm{Th}} = \underline{Z}_{\alpha\beta} \tag{1.1}$$

D'aquesta manera, la connexió d'aquesta xarxa a través dels nusos α i β a una càrrega qualsevol $\underline{Z}_{\mathrm{Q}}$, és equivalent pel que fa a aquesta càrrega, a connectar el circuit equivalent Thévenin a la càrrega.

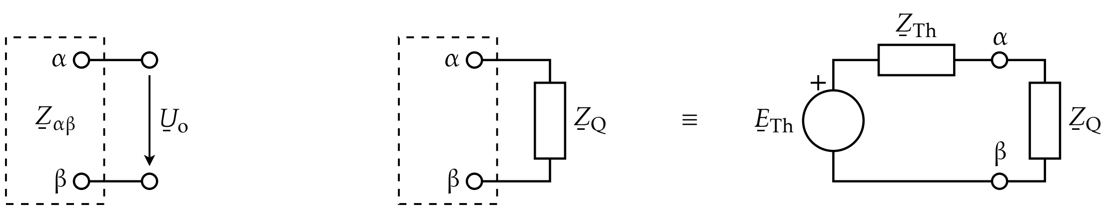


Figura 1.1: Teorema de Thévenin

El teorema de Norton ens permet substituir una xarxa complexa formada per elements lineals, per un circuit equivalent format per una font de corrent $\underline{J}_{\mathrm{No}}$ en paral·lel amb una admitància $\underline{Y}_{\mathrm{No}}$.

Atenent a la Figura 1.2 a la pàgina següent, si coneixem el corrent de curt circuit $\underline{I}_{\mathrm{cc}}$ entre dos nusos α i β d'una xarxa, i l'admitància $\underline{Y}_{\alpha\beta}$ d'aquesta xarxa vista des d'aquests dos nusos, podem obtenir els valors del circuit Norton equivalent entre aquests dos nusos, a partir de les relacions següents:

$$\underline{J}_{\mathrm{No}} = \underline{I}_{\mathrm{cc}} \qquad \underline{Y}_{\mathrm{No}} = \underline{Y}_{\alpha\beta} \tag{1.2}$$

D'aquesta manera, la connexió d'aquesta xarxa a través dels nusos α i β a una càrrega qualsevol $\underline{Z}_{\mathrm{Q}}$, és equivalent pel que fa a aquesta càrrega, a connectar el circuit equivalent Norton a la càrrega.

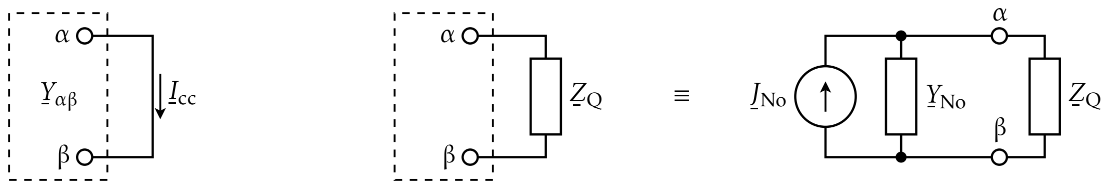


Figura 1.2: Teorema de Norton

Els circuits Thévenin i Norton d'una xarxa són equivalents entre si. Els paràmetres que defineixen aquests circuits compleixen les relacions següents:

$$\underline{E}_{\mathrm{Th}} = \frac{\underline{J}_{\mathrm{No}}}{\underline{Y}_{\mathrm{No}}} \qquad \underline{J}_{\mathrm{No}} = \frac{\underline{E}_{\mathrm{Th}}}{\underline{Z}_{\mathrm{Th}}} \qquad \underline{Z}_{\mathrm{Th}} = \frac{1}{\underline{Y}_{\mathrm{No}}} \tag{1.3}$$

Els valors $\underline{Z}_{\mathrm{Th}}$ i $\underline{Y}_{\mathrm{No}}$ es poden obtenir substituint en la xarxa les fonts de tensió per curt circuits, i les fonts de corrent per circuits oberts, i calculant aleshores la impedància o admitància equivalent[1].

1.1.2 Teorema de Millman

Atenent a la Figura 1.3, el teorema de Millman ens permet obtenir la tensió de l'extrem comú ν de diverses impedàncies respecte d'un punt qualsevol α, a partir de les tensions dels altres extrems de les impedàncies respecte del mateix punt α.

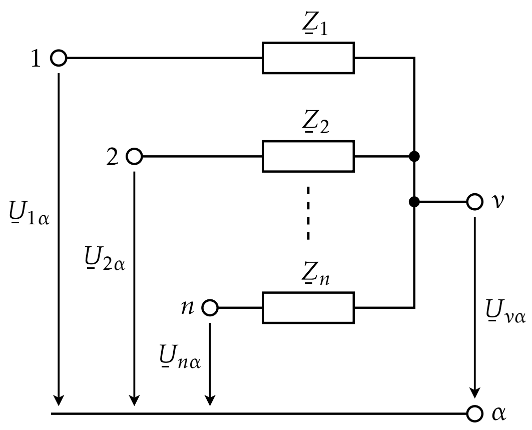
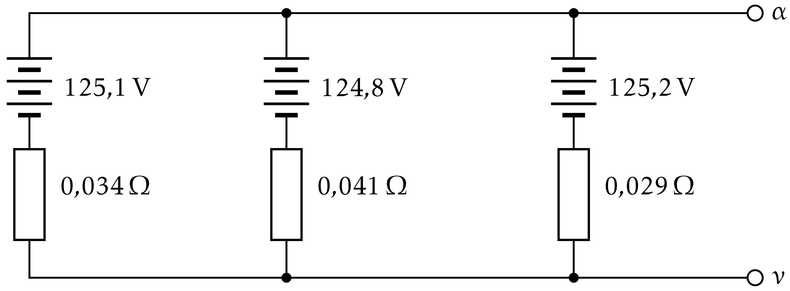


Figura 1.3: Teorema de Millman

$$\underline{U}_{\nu\alpha} = \frac{\displaystyle\sum_{k=1}^{n} \frac{\underline{U}_{k\alpha}}{\underline{Z}_k}}{\displaystyle\sum_{k=1}^{n} \frac{1}{\underline{Z}_k}} \tag{1.4}$$

[1] El càlcul sistemàtic de $\underline{Z}_{\mathrm{Th}}$ i $\underline{Y}_{\mathrm{No}}$ en una xarxa qualsevol, s'exposa en la secció 10.5

Exemple 1.1 A partir de la figura següent, es tracta de determinar els circuits Thévenin i Norton equivalents del circuit format per les tres bateries i les seves resistències, i calcular la tensió i la intensitat que existirien en una resistència de càrrega $R_Q = 50\,\Omega$, que es connectés entre els punts α i ν.



La impedància Thévenin equivalent es calcula, tal com s'ha dit en la Secció 1.1.1, substituint en el circuit totes les fonts de tensió per curt circuits; així doncs, ens queden tres resistències en paral·lel entre α i ν:

$$Z_{Th} = \frac{1}{\dfrac{1}{0{,}034\,\Omega} + \dfrac{1}{0{,}041\,\Omega} + \dfrac{1}{0{,}029\,\Omega}} = 0{,}011\,33\,\Omega$$

Per calcular la font de tensió Thévenin equivalent, utilitzarem el teorema de Millman. Si es compara aquest circuit amb el de la Figura 1.3 a la pàgina anterior, veiem que els punts α i ν dels dos circuits són equivalents, és a dir, ν és el punt comú de les impedàncies, i α és el punt de referència dels altres extrems de les impedàncies, respecte del qual les tensions són conegudes (tensions de les bateries). Així doncs tenim:

$$U_{\nu\alpha} = \frac{\dfrac{-125{,}1\,\mathrm{V}}{0{,}034\,\Omega} + \dfrac{-124{,}8\,\mathrm{V}}{0{,}041\,\Omega} + \dfrac{-125{,}2\,\mathrm{V}}{0{,}029\,\Omega}}{\dfrac{1}{0{,}034\,\Omega} + \dfrac{1}{0{,}041\,\Omega} + \dfrac{1}{0{,}029\,\Omega}} = -125{,}0562\,\mathrm{V}$$

La font de tensió Thévenin equivalent entre α i ν és per tant:

$$E_{Th} = U_{\alpha\nu} = 125{,}0562\,\mathrm{V}$$

Calculem a continuació l'admitància i la font de corrent Norton equivalents, utilitzant l'equació (1.3):

$$Y_{No} = \frac{1}{Z_{Th}} = \frac{1}{0{,}011\,33\,\Omega} = 82{,}2613\,\mathrm{S}$$

$$J_{No} = \frac{E_{Th}}{Z_{Th}} = \frac{125{,}0562\,\mathrm{V}}{0{,}011\,33\,\Omega} = 11\,037{,}6150\,\mathrm{A}$$

Tal com s'ha dit en la Secció 1.1.1, J_{No} és igual a la intensitat de curt circuit entre els punts α i ν.

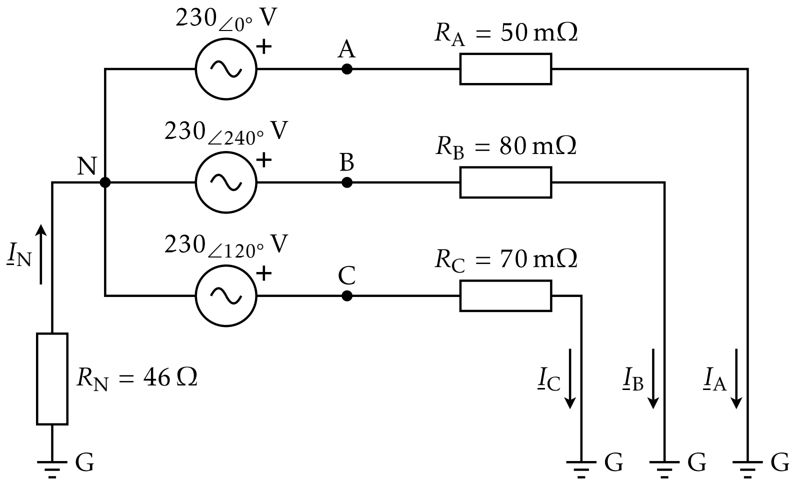
Finalment, ja podem calcular el corrent I_Q i la tensió U_Q en la resistència de càrrega, utilitzant el circuit Thévenin equivalent calculat anteriorment:

$$I_Q = \frac{E_{Th}}{Z_{Th} + R_Q} = \frac{125{,}0562\,\mathrm{V}}{0{,}011\,33\,\Omega + 50\,\Omega} = 2{,}5001\,\mathrm{A}$$

$$U_Q = R_Q\, I_Q = 50\,\Omega \times 2{,}5001\,\mathrm{A} = 125{,}0050\,\mathrm{V}$$

Exemple 1.2 Tenim un generador trifàsic connectat en estrella, amb una tensió fase–neutre de 230 V; el punt neutre de l'estrella està connectat a terra a traves d'una resistència de 46 Ω. El generador alimenta tres càrregues resistives connectades entre cadascuna de les fases i terra de valors 50 mΩ, 80 mΩ i 70 mΩ respectivament. Es tracta de trobar el corrent que circula per la resistència de connexió a terra del generador, i els que circulen per cadascuna de les tres càrregues.

En el dibuix següent es pot veure el circuit elèctric que es vol resoldre.



La tensió $\underline{U}_{GN}$ es pot calcular directament aplicant el teorema de Millman. Per fer-ho, només cal tenir en compte que les quatre resistències del circuit tenen un punt comú que és «G», i que les tensions dels altres extrems de les resistències respecte del punt «N» són conegudes: $\underline{U}_{AN} = 230_{\angle 0°}$ V, $\underline{U}_{BN} = 230_{\angle 240°}$ V, $\underline{U}_{CN} = 230_{\angle 120°}$ V i $\underline{U}_{NN} = 0$ V.

Així doncs tenim:

$$\underline{U}_{GN} = \frac{\dfrac{\underline{U}_{AN}}{R_A} + \dfrac{\underline{U}_{BN}}{R_B} + \dfrac{\underline{U}_{CN}}{R_C} + \dfrac{\underline{U}_{NN}}{R_N}}{\dfrac{1}{R_A} + \dfrac{1}{R_B} + \dfrac{1}{R_C} + \dfrac{1}{R_N}} = \frac{\dfrac{230_{\angle 0°}\,\text{V}}{50\,\text{m}\Omega} + \dfrac{230_{\angle 240°}\,\text{V}}{80\,\text{m}\Omega} + \dfrac{230_{\angle 120°}\,\text{V}}{70\,\text{m}\Omega}}{\dfrac{1}{50\,\text{m}\Omega} + \dfrac{1}{80\,\text{m}\Omega} + \dfrac{1}{70\,\text{m}\Omega} + \dfrac{1}{46\,\Omega}} = 33{,}34_{\angle 13{,}17°}\,\text{V}$$

El corrent que circula per la resistència de connexió a terra del generador val:

$$\underline{I}_N = \frac{\underline{U}_{GN}}{R_N} = \frac{33{,}34_{\angle 13{,}17°}\,\text{V}}{46\,\Omega} = 725_{\angle 13{,}17°}\,\text{mA}$$

Finalment, els corrents que circulen per cadascuna de les tres càrregues val:

$$\underline{I}_A = \frac{\underline{U}_{AG}}{R_A} = \frac{\underline{U}_{AN} + \underline{U}_{NG}}{R_A} = \frac{230_{\angle 0°}\,\text{V} - 33{,}34_{\angle 13{,}17°}\,\text{V}}{50\,\text{m}\Omega} = 3{,}954_{\angle -2{,}20°}\,\text{kA}$$

$$\underline{I}_B = \frac{\underline{U}_{BG}}{R_B} = \frac{\underline{U}_{BN} + \underline{U}_{NG}}{R_B} = \frac{230_{\angle 240°}\,\text{V} - 33{,}34_{\angle 13{,}17°}\,\text{V}}{80\,\text{m}\Omega} = 3{,}175_{\angle 234{,}51°}\,\text{kA}$$

$$\underline{I}_C = \frac{\underline{U}_{CG}}{R_C} = \frac{\underline{U}_{CN} + \underline{U}_{NG}}{R_C} = \frac{230_{\angle 120°}\,\text{V} - 33{,}34_{\angle 13{,}17°}\,\text{V}}{70\,\text{m}\Omega} = 3{,}454_{\angle 127{,}59°}\,\text{kA}$$

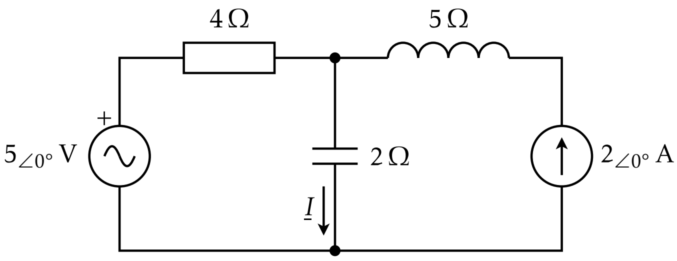
1.1.3 Teorema de la superposició

Si tenim un circuit lineal on hi ha diverses fonts de tensió i de corrent, les quals originen corrents i caigudes de tensió en els components del circuit, el teorema de la superposició ens diu que podem calcular aquests corrents i caigudes de tensió, resolent els circuits que resulten de tenir en compte només una font de tensió o de corrent a l'hora, i sumant al final els valors parcials obtinguts.

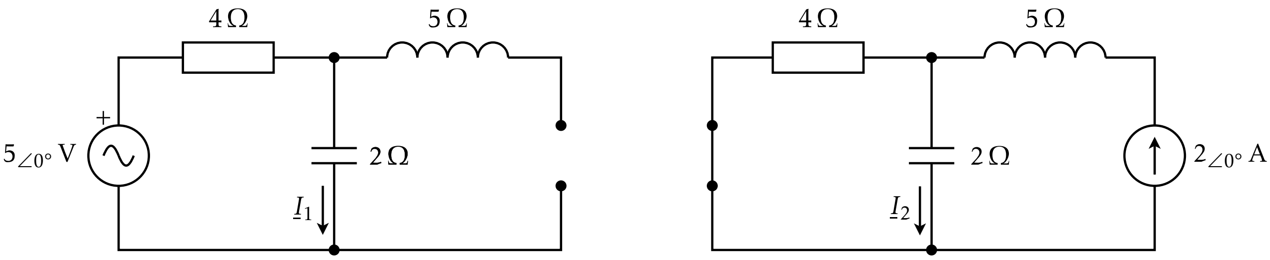
En cada pas on considerem només una font de tensió o de corrent, hem d'eliminar la resta de fonts del circuit; per tal de fer-ho hem de substituir la resta de fonts de tensió per un curt circuit, i la resta de fonts de corrent per un circuit obert.

Aquest teorema també és aplicable en el cas que tinguem només una font de tensió o de corrent, que operi a més d'una freqüència a l'hora. En aquest cas es pot estudiar el circuit de forma independent per a cadascuna de les freqüències presents, i sumar al final els valors parcials obtinguts.

Exemple 1.3 Es tracta de trobar en el circuit següent, el corrent $\underline{I}$ que circula pel condensador, utilitzant el teorema de la superposició.



Utilitzant el teorema de la superposició, representem els dos circuits següents a partir del circuit original. El circuit de l'esquerra només té la font de tensió, amb la font de corrent substituïda per un circuit obert, i el circuit de la dreta només té la font de corrent, amb la font de tensió substituïda per un curt circuit.



Els corrents $\underline{I}_1$ i $\underline{I}_2$ que circulen pel condensador valen:

$$\underline{I}_1 = \frac{5_{\angle 0^\circ}\,\mathrm{V}}{(4-\mathrm{j}2)\,\Omega} = 1{,}118_{\angle 26{,}57^\circ}\,\mathrm{A} \qquad \underline{I}_2 = \frac{\dfrac{1}{\frac{1}{4\,\Omega}+\frac{1}{-\mathrm{j}2\,\Omega}}}{-\mathrm{j}2\,\Omega} \times 2_{\angle 0^\circ}\,\mathrm{A} = 1{,}789_{\angle 26{,}57^\circ}\,\mathrm{A}$$

El corrent total $\underline{I}$ que circula pel condensador val:

$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = 1{,}118_{\angle 26{,}57^\circ}\,\mathrm{A} + 1{,}789_{\angle 26{,}57^\circ}\,\mathrm{A} = 2{,}907_{\angle 26{,}57^\circ}\,\mathrm{A}$$

1.2 Components elementals d'un circuit elèctric

Es presenten a continuació les lleis temporals que lliguen tensions, corrents i potències, per a diversos components elementals d'un circuit elèctric. Es donen també les relacions entre tensions i corrents en el domini freqüencial (corrent altern sinusoïdal, amb $\omega = 2\pi f$) i en el domini operacional (transformada de Laplace).

Cal tenir en compte que les relacions que es donen, tan sols són vàlides quan es tenen en consideració els sentits assignats als corrents i a les tensions en les figures corresponents.

1.2.1 Resistència

Per a una resistència R (Figura 1.4), la llei temporal entre la tensió $u(t)$ i el corrent $i(t)$, i la llei temporal de la potència $p(t)$ són:

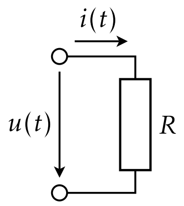


Figura 1.4: Resistència

$$u(t) = Ri(t) \tag{1.5}$$

$$p(t) = u(t)i(t) = Ri^2(t) = \frac{u^2(t)}{R} \tag{1.6}$$

En el domini freqüencial, la relació entre la tensió $\underline{U}$ i el corrent $\underline{I}$, i la relació entre els arguments de la tensió $\varphi_{\underline{U}}$ i del corrent $\varphi_{\underline{I}}$ són:

$$\underline{U} = R\underline{I} \tag{1.7}$$

$$\varphi_{\underline{U}} = \varphi_{\underline{I}} \tag{1.8}$$

En el domini operacional, la relació entre la tensió $U(s)$ i el corrent $I(s)$ és:

$$U(s) = RI(s) \tag{1.9}$$

1.2.2 Capacitat

Per a una capacitat C (Figura 1.5), les lleis temporals entre la tensió $u(t)$ i el corrent $i(t)$, i la llei temporal de la potència $p(t)$ són:

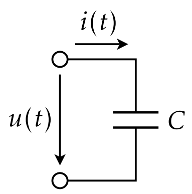


Figura 1.5: Capacitat

$$u(t) = u(t_0) + \frac{1}{C}\int_{t_0}^{t} i(t)\,\mathrm{d}t \tag{1.10}$$

$$i(t) = C\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t} \tag{1.11}$$

$$p(t) = u(t)i(t) = Cu(t)\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t} \tag{1.12}$$

En el domini freqüencial, la relació entre la tensió $\underline{U}$ i el corrent $\underline{I}$, i la relació entre els arguments de la tensió $\varphi_{\underline{U}}$ i del corrent $\varphi_{\underline{I}}$ són:

$$\underline{U} = -\mathrm{j}\frac{1}{\omega C}\underline{I} \tag{1.13}$$

$$\varphi_{\underline{U}} = \varphi_{\underline{I}} - \frac{\pi}{2} \tag{1.14}$$

En el domini operacional, la relació entre la tensió $U(s)$ i el corrent $I(s)$ és:

$$U(s) = \frac{1}{sC}I(s) + \frac{u(t_0)}{s} \tag{1.15}$$

1.2.3 Inductància

Per a una inductància L (Figura 1.6), les lleis temporals entre la tensió $u(t)$ i el corrent $i(t)$, i la llei temporal de la potència $p(t)$ són:

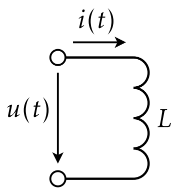


Figura 1.6: Inductància

$$i(t) = i(t_0) + \frac{1}{L}\int_{t_0}^{t} u(t)\,\mathrm{d}t \tag{1.16}$$

$$u(t) = L\frac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t} \tag{1.17}$$

$$p(t) = u(t)i(t) = Li(t)\frac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t} \tag{1.18}$$

En el domini freqüencial, la relació entre la tensió $\underline{U}$ i el corrent $\underline{I}$, i la relació entre els arguments de la tensió $\varphi_{\underline{U}}$ i del corrent $\varphi_{\underline{I}}$ són:

$$\underline{U} = \mathrm{j}\omega L\underline{I} \tag{1.19}$$

$$\varphi_{\underline{U}} = \varphi_{\underline{I}} + \frac{\pi}{2} \tag{1.20}$$

En el domini operacional, la relació entre la tensió $U(s)$ i el corrent $I(s)$ és:

$$U(s) = sLI(s) - Li(t_0) \tag{1.21}$$

1.2.4 Acoblament magnètic

Per a un acoblament magnètic M entre dues inductàncies L_1 i L_2 (Figura 1.7 a la pàgina següent), les lleis temporals entre les tensions $u_1(t)$ i $u_2(t)$ i els corrents $i_1(t)$ i $i_2(t)$, i la llei temporal de la potència $p(t)$ són:

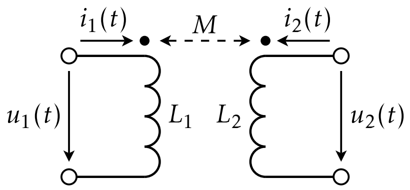


Figura 1.7: Acoblament magnètic

$$u_1(t) = L_1 \frac{\mathrm{d}i_1(t)}{\mathrm{d}t} + M \frac{\mathrm{d}i_2(t)}{\mathrm{d}t} \tag{1.22}$$

$$u_2(t) = L_2 \frac{\mathrm{d}i_2(t)}{\mathrm{d}t} + M \frac{\mathrm{d}i_1(t)}{\mathrm{d}t} \tag{1.23}$$

$$p(t) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[\frac{1}{2}L_1 i_1^2(t) + \frac{1}{2}L_2 i_2^2(t) + M i_1(t) i_2(t)\right] \tag{1.24}$$

En el domini freqüencial, les relacions entre les tensions $\underline{U}_1$ i $\underline{U}_2$ i els corrents $\underline{I}_1$ i $\underline{I}_2$ són:

$$\underline{U}_1 = \mathrm{j}\omega L_1 \underline{I}_1 + \mathrm{j}\omega M \underline{I}_2 \tag{1.25}$$

$$\underline{U}_2 = \mathrm{j}\omega L_2 \underline{I}_2 + \mathrm{j}\omega M \underline{I}_1 \tag{1.26}$$

En el domini operacional, les relacions entre les tensions $U_1(s)$ i $U_2(s)$ i els corrents $I_1(s)$ i $I_2(s)$ són:

$$U_1(s) = sL_1 I_1(s) - L_1 i_1(t_0) + sM I_2(s) - M i_2(t_0) \tag{1.27}$$

$$U_2(s) = sL_2 I_2(s) - L_2 i_2(t_0) + sM I_1(s) - M i_1(t_0) \tag{1.28}$$

1.2.5 Transformador ideal

Per a un transformador ideal de relació $m\!:\!1$ (Figura 1.8), la llei temporal entre les tensions de primari $u_1(t)$ i de secundari $u_2(t)$, la llei temporal entre els corrents de primari $i_1(t)$ i de secundari $i_2(t)$, i la llei temporal de la potència $p(t)$ són:

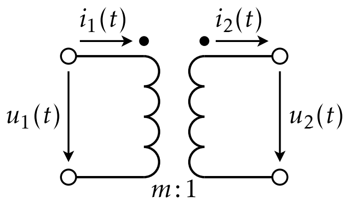


Figura 1.8: Transformador ideal

$$\frac{u_1(t)}{u_2(t)} = m \tag{1.29}$$

$$\frac{i_2(t)}{i_1(t)} = m \tag{1.30}$$

$$p(t) = u_1(t) i_1(t) - u_2(t) i_2(t) = 0 \tag{1.31}$$

En el domini freqüencial, la relació entre les tensions de primari $\underline{U}_1$ i de secundari $\underline{U}_2$, la relació entre els corrents de primari $\underline{I}_1$ i de secundari $\underline{I}_2$, la relació entre els arguments de les tensions de primari $\varphi_{\underline{U}_1}$ i de secundari $\varphi_{\underline{U}_2}$, i la relació entre els arguments dels corrents de primari $\varphi_{\underline{I}_1}$ i de secundari $\varphi_{\underline{I}_2}$ són:

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} = m \tag{1.32}$$

$$\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = m \tag{1.33}$$

$$\varphi_{\underline{U}_1} = \varphi_{\underline{U}_2} \tag{1.34}$$

$$\varphi_{\underline{I}_1} = \varphi_{\underline{I}_2} \tag{1.35}$$

En el domini operacional, la relació entre les tensions de primari $U_1(s)$ i de secundari $U_2(s)$, i la relació entre els corrents de primari $I_1(s)$ i de secundari $I_2(s)$ són:

$$\frac{U_1(s)}{U_2(s)} = m \tag{1.36}$$

$$\frac{I_2(s)}{I_1(s)} = m \tag{1.37}$$

1.2.6 Bateria

Per a una bateria U_{bat} (Figura 1.9), la llei temporal de la tensió $u(t)$ i de la potència $p(t)$ que subministra és:

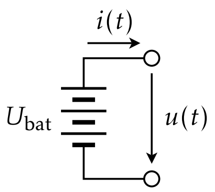


Figura 1.9: Bateria

$$u(t) = U_{\text{bat}} \tag{1.38}$$

$$p(t) = U_{\text{bat}}\, i(t) \tag{1.39}$$

El corrent $i(t)$ que circularà per la bateria, vindrà determinat pels elements que es connectin a aquesta bateria.

En el domini operacional, la tensió $U(s)$ és:

$$U(s) = \frac{U_{\text{bat}}}{s} \tag{1.40}$$

1.3 Potència complexa

1.3.1 Potència monofàsica

En la Figura 1.10 es representa una càrrega $\underline{Z} = R + \mathrm{j}X$, la qual absorbeix una potència complexa $\underline{S} = P + \mathrm{j}Q$.

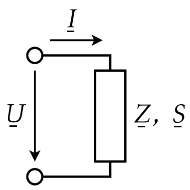


Figura 1.10: Potència complexa monofàsica

R i X són respectivament la part resistiva i la part reactiva (inductiva o capacitiva) de la càrrega, i P i Q són respectivament la potencia activa i la potencia reactiva (inductiva o capacitiva) absorbida per la càrrega.

La potència activa absorbida per una càrrega sempre és positiva, en canvi, la potència reactiva absorbida per una càrrega pot ser positiva o negativa, segons que predomini més la part inductiva o la part capacitiva de la càrrega respectivament.

L'angle φ entre els fasors $\underline{U}$ i $\underline{I}$ compleix la següent relació:

$$\tan\varphi = \frac{X}{R} = \frac{Q}{P} \tag{1.41}$$

A partir d'aquest angle φ, es defineix el factor de potència de la càrrega:

$$\text{Factor de potència} \equiv \cos\varphi \tag{1.42}$$

Atès que per a un angle qualsevol α es compleix la igualtat trigonomètrica: $\cos\alpha = \cos(-\alpha)$, quan es dóna el factor de potència d'una càrrega, cal especificar si és inductiu ($Q > 0, \tan\varphi > 0$) o capacitiu ($Q < 0, \tan\varphi < 0$); això es fa afegint «(i)» o «(c)» respectivament al valor numèric del factor de potència, com per exemple: $\cos\varphi = 0,8(\mathrm{i})$, $\cos\varphi = 0,9(\mathrm{c})$.

Les relacions que lliguen la potència complexa amb la tensió i el corrent són:

$$\underline{S} = \underline{U}\,\underline{I}^* = |\underline{I}|^2\,\underline{Z} = \frac{|\underline{U}|^2}{\underline{Z}^*} = P + \mathrm{j}Q \tag{1.43}$$

$$|\underline{S}| = |\underline{U}|\,|\underline{I}| = |\underline{I}|^2\,|\underline{Z}| = \frac{|\underline{U}|^2}{|\underline{Z}|} = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{1.44}$$

$$P = \mathrm{Re}(\underline{U}\,\underline{I}^*) = |\underline{S}|\cos\varphi = |\underline{U}|\,|\underline{I}|\cos\varphi = |\underline{I}|^2 R = \frac{|\underline{U}|^2}{|\underline{Z}|^2}R \tag{1.45}$$

$$Q = \mathrm{Im}(\underline{U}\,\underline{I}^*) = |\underline{S}|\sin\varphi = |\underline{U}|\,|\underline{I}|\sin\varphi = |\underline{I}|^2 X = \frac{|\underline{U}|^2}{|\underline{Z}|^2}X \tag{1.46}$$

1.3.2 Potència trifàsica

En la Figura 1.11 a la pàgina següent es representen dos sistemes d'alimentació a càrregues trifàsiques; el de l'esquerra és un sistema de 4 fils (3 fases + neutre) i el de la dreta és un sistema de 3 fils (3 fases). En ambdós casos es consideren tres càrregues $\underline{Z}_\alpha = R_\alpha + \mathrm{j}X_\alpha$, $\underline{Z}_\beta = R_\beta + \mathrm{j}X_\beta$ i $\underline{Z}_\gamma = R_\gamma + \mathrm{j}X_\gamma$ connectades en estrella, les quals absorbeixen respectivament unes potències complexes $\underline{S}_\alpha = P_\alpha + \mathrm{j}Q_\alpha$, $\underline{S}_\beta = P_\beta + \mathrm{j}Q_\beta$ i $\underline{S}_\gamma = P_\gamma + \mathrm{j}Q_\gamma$.

R_α, R_β i R_γ, i X_α, X_β i X_γ són respectivament les parts resistives i les parts reactives (inductives o capacitives) de les càrregues, i P_α, P_β i P_γ, i Q_α, Q_β i Q_γ són respectivament les potencies actives i les potencies reactives (inductives o capacitives) absorbides per les càrregues.

El sistema d'alimentació de 3 fils, admet també càrregues trifàsiques connectades en triangle; en aquest cas només cal dur a terme la transformació a una connexió en estrella (vegeu la Secció 5.1), i per tant, la descripció que segueix es pot considerar del tot general.

En el cas més general, on la càrrega trifàsica és desequilibrada, cada impedància té el seu propi factor de potència $\cos\varphi_\alpha$, $\cos\varphi_\beta$ i $\cos\varphi_\gamma$, complint-se:

$$\tan\varphi_\alpha = \frac{X_\alpha}{R_\alpha} = \frac{Q_\alpha}{P_\alpha} \qquad \tan\varphi_\beta = \frac{X_\beta}{R_\beta} = \frac{Q_\beta}{P_\beta} \qquad \tan\varphi_\gamma = \frac{X_\gamma}{R_\gamma} = \frac{Q_\gamma}{P_\gamma} \tag{1.47}$$

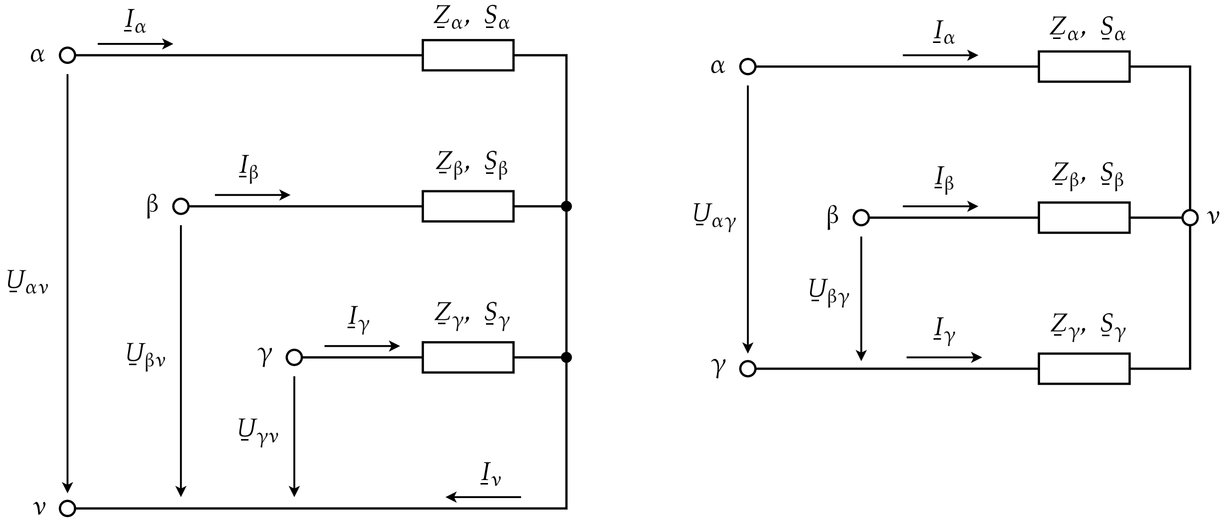


Figura 1.11: Potència complexa trifàsica. Sistemes de 4 fils i 3 fils respectivament.

Sistema equilibrat o desequilibrat (de 3 fils o de 4 fils)

Aquest és el cas més general, ja que les tensions, la càrrega o ambdues a l'hora poden ser desequilibrades, i el sistema d'alimentació pot ser de 3 fils o de 4 fils.

En el cas del sistema d'alimentació de 4 fils tenim: $\underline{I}_\alpha + \underline{I}_\beta + \underline{I}_\gamma = \underline{I}_\nu$, i en el cas del sistema d'alimentació de 3 fils tenim: $\underline{I}_\alpha + \underline{I}_\beta + \underline{I}_\gamma = 0$. No obstant, si prenem en ambdós casos el punt ν com a referència de les tensions, el corrent $\underline{I}_\nu$ no intervindrà en el càlcul de la potència. Així doncs, les relacions que lliguen la potència complexa trifàsica $\underline{S}_{3F} = P_{3F} + jQ_{3F}$ amb les tensions i corrents són:

$$\underline{S}_{3F} = \underline{S}_\alpha + \underline{S}_\beta + \underline{S}_\gamma = \underline{U}_{\alpha\nu}\underline{I}_\alpha^* + \underline{U}_{\beta\nu}\underline{I}_\beta^* + \underline{U}_{\gamma\nu}\underline{I}_\gamma^* = (P_\alpha + P_\beta + P_\gamma) + j(Q_\alpha + Q_\beta + Q_\gamma) \tag{1.48}$$

$$|\underline{S}_{3F}| = |\underline{S}_\alpha + \underline{S}_\beta + \underline{S}_\gamma| = |\underline{U}_{\alpha\nu}\underline{I}_\alpha^* + \underline{U}_{\beta\nu}\underline{I}_\beta^* + \underline{U}_{\gamma\nu}\underline{I}_\gamma^*| = \sqrt{(P_\alpha + P_\beta + P_\gamma)^2 + (Q_\alpha + Q_\beta + Q_\gamma)^2} \tag{1.49}$$

$$P_{3F} = \mathrm{Re}(\underline{U}_{\alpha\nu}\underline{I}_\alpha^*) + \mathrm{Re}(\underline{U}_{\beta\nu}\underline{I}_\beta^*) + \mathrm{Re}(\underline{U}_{\gamma\nu}\underline{I}_\gamma^*) = |\underline{S}_\alpha|\cos\varphi_\alpha + |\underline{S}_\beta|\cos\varphi_\beta + |\underline{S}_\gamma|\cos\varphi_\gamma \tag{1.50}$$

$$Q_{3F} = \mathrm{Im}(\underline{U}_{\alpha\nu}\underline{I}_\alpha^*) + \mathrm{Im}(\underline{U}_{\beta\nu}\underline{I}_\beta^*) + \mathrm{Im}(\underline{U}_{\gamma\nu}\underline{I}_\gamma^*) = |\underline{S}_\alpha|\sin\varphi_\alpha + |\underline{S}_\beta|\sin\varphi_\beta + |\underline{S}_\gamma|\sin\varphi_\gamma \tag{1.51}$$

Cal anar amb compte amb l'equació (1.49), i utilitzar-la al peu de la lletra, ja que en general tenim: $|\underline{S}_\alpha + \underline{S}_\beta + \underline{S}_\gamma| \neq |\underline{S}_\alpha| + |\underline{S}_\beta| + |\underline{S}_\gamma|$.

Cal tenir en compte a més en els sistemes de 3 fils, que el punt ν no coincidirà, en general, amb el neutre del sistema d'alimentació trifàsic.

Sistema equilibrat (de 3 fils o de 4 fils)

Aquest és un cas particular de l'anterior, que es presenta quan tenim un sistema de tensions equilibrat que alimenta a tres impedàncies idèntiques; en aquest cas es compleix sempre: $\underline{I}_\nu = 0$, i com a conseqüència, tenim que els sistemes de 3 fils i de 4 fils són equivalents.

Les equacions de l'apartat anterior se simplifiquen, i en aquest cas, les relacions que lliguen la potència complexa trifàsica equilibrada $\underline{S}_{3F}^{EQ} = P_{3F}^{EQ} + jQ_{3F}^{EQ}$ amb les tensions i corrents són:

$$\underline{S}_{3F}^{EQ} = 3\underline{S}_\alpha = 3\underline{U}_{\alpha\nu}\underline{I}_\alpha^* = 3(P_\alpha + jQ_\alpha) = P_{3F}^{EQ} + jQ_{3F}^{EQ} \tag{1.52}$$

$$\left|\underline{S}_{3F}^{EQ}\right| = 3|\underline{S}_\alpha| = 3|\underline{U}_{\alpha\nu}||\underline{I}_\alpha| = \sqrt{3}|\underline{U}_{\alpha\gamma}||\underline{I}_\alpha| = 3\sqrt{P_\alpha^2 + Q_\alpha^2} = \sqrt{\left(P_{3F}^{EQ}\right)^2 + \left(Q_{3F}^{EQ}\right)^2} \tag{1.53}$$

$$P_{3F}^{EQ} = 3\,\mathrm{Re}(\underline{U}_{\alpha\nu}\underline{I}_\alpha^*) = 3\left|\underline{S}_\alpha\right|\cos\varphi_\alpha = 3|\underline{U}_{\alpha\nu}||\underline{I}_\alpha|\cos\varphi_\alpha = \sqrt{3}|\underline{U}_{\alpha\gamma}||\underline{I}_\alpha|\cos\varphi_\alpha \tag{1.54}$$

$$Q_{3F}^{EQ} = 3\,\mathrm{Im}(\underline{U}_{\alpha\nu}\underline{I}_\alpha^*) = 3\left|\underline{S}_\alpha\right|\sin\varphi_\alpha = 3|\underline{U}_{\alpha\nu}||\underline{I}_\alpha|\sin\varphi_\alpha = \sqrt{3}|\underline{U}_{\alpha\gamma}||\underline{I}_\alpha|\sin\varphi_\alpha \tag{1.55}$$

En les equacions anteriors s'ha utilitzat la fase α, però es podria haver escollit també qualsevol de les altres dues. Cal tenir en compte a més, que l'angle φ_α és sempre el format pels fasors $\underline{U}_{\alpha\nu}$ i $\underline{I}_\alpha$, i no pas l'angle format pels fasors $\underline{U}_{\alpha\gamma}$ i $\underline{I}_\alpha$.

En aquest cas, pel que fa als sistemes de 3 fils, el punt ν sí que coincideix amb el neutre del sistema d'alimentació trifàsic.

Sistema equilibrat o desequilibrat de 3 fils

Aquest és un cas general, on les tensions, la càrrega o ambdues a l'hora poden ser desequilibrades, però amb l'única restricció que el sistema d'alimentació sigui de 3 fils.

Únicament en aquest cas (sistema de 3 fils) podem prescindir del punt ν, a l'hora de calcular la potència, i utilitzar tan sols les tensions entre fases.

En aquest cas, les relacions que lliguen la potència complexa trifàsica $\underline{S}_{3F} = P_{3F} + jQ_{3F}$ amb les tensions i corrents són:

$$\underline{S}_{3F} = \underline{U}_{\alpha\gamma}\underline{I}_\alpha^* + \underline{U}_{\beta\gamma}\underline{I}_\beta^* \tag{1.56}$$

$$|\underline{S}_{3F}| = |\underline{U}_{\alpha\gamma}\underline{I}_\alpha^* + \underline{U}_{\beta\gamma}\underline{I}_\beta^*| \tag{1.57}$$

$$P_{3F} = \mathrm{Re}(\underline{U}_{\alpha\gamma}\underline{I}_\alpha^*) + \mathrm{Re}(\underline{U}_{\beta\gamma}\underline{I}_\beta^*) \tag{1.58}$$

$$Q_{3F} = \mathrm{Im}(\underline{U}_{\alpha\gamma}\underline{I}_\alpha^*) + \mathrm{Im}(\underline{U}_{\beta\gamma}\underline{I}_\beta^*) \tag{1.59}$$

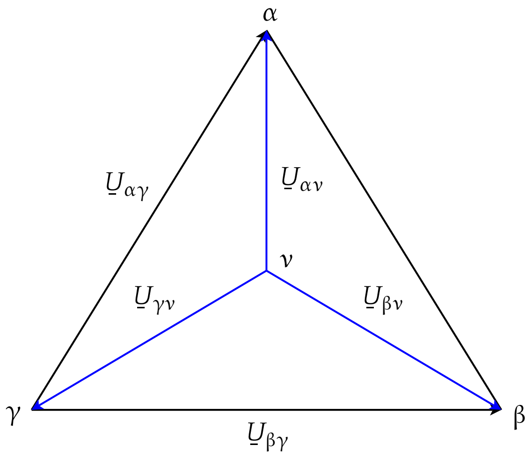
En les equacions anteriors s'ha utilitzat la fase γ com a fase de referència, però es podria haver escollit també qualsevol de les altres dues.

En aquest cas, el punt ν tampoc no coincidirà, en general, amb el neutre del sistema d'alimentació trifàsic.

Exemple 1.4 Es tracta de trobar la potència $\underline{S}$ consumida per una càrrega trifàsica equilibrada, connectada en estrella a un sistema de tensions d'alimentació de 3 fils, també equilibrat; la tensió fase–neutre té un valor de 220 V i cadascuna de les tres impedàncies que formen l'estrella té un valor de $\underline{Z} = 22_{\angle 45°}\,\Omega$. S'utilitzaran totes les equacions que siguin possibles, d'entre les vistes en aquest darrer apartat.

El circuit elèctric descrit en aquest exemple, es correspon amb l'esquema de la dreta de la figura 1.11 a la pàgina anterior. En aquest cas en particular, en ser equilibrada la càrrega i el sistema de tensions d'alimentació, el punt ν d'unió de les tres impedàncies, es correspon amb el punt neutre del sistema de tensions.

Prenent com referència d'angles la tensió $\underline{U}_{\beta\gamma}$, obtenim en primer lloc els valors de les diferents tensions necessàries per resoldre el nostre problema:



$$\underline{U}_{\alpha\nu} = 220_{\angle 90^\circ}\,\mathrm{V}$$
$$\underline{U}_{\beta\nu} = 220_{\angle -30^\circ}\,\mathrm{V}$$
$$\underline{U}_{\gamma\nu} = 220_{\angle 210^\circ}\,\mathrm{V}$$
$$\underline{U}_{\alpha\gamma} = \sqrt{3} \times 220_{\angle 60^\circ}\,\mathrm{V}$$
$$\underline{U}_{\beta\gamma} = \sqrt{3} \times 220_{\angle 0^\circ}\,\mathrm{V}$$

Els corrents $\underline{I}_\alpha$, $\underline{I}_\beta$ i $\underline{I}_\gamma$ que circulen per les tres fases són:

$$\underline{I}_\alpha = \frac{\underline{U}_{\alpha\nu}}{\underline{Z}} = \frac{220_{\angle 90^\circ}\,\mathrm{V}}{22_{\angle 45^\circ}\,\Omega} = 10_{\angle 45^\circ}\,\mathrm{A}$$
$$\underline{I}_\beta = \frac{\underline{U}_{\beta\nu}}{\underline{Z}} = \frac{220_{\angle -30^\circ}\,\mathrm{V}}{22_{\angle 45^\circ}\,\Omega} = 10_{\angle -75^\circ}\,\mathrm{A}$$
$$\underline{I}_\gamma = \frac{\underline{U}_{\gamma\nu}}{\underline{Z}} = \frac{220_{\angle 210^\circ}\,\mathrm{V}}{22_{\angle 45^\circ}\,\Omega} = 10_{\angle 165^\circ}\,\mathrm{A}$$

Per començar, utilitzarem l'equació (1.52), ja que tenim un sistema equilibrat tant pel que fa a les tensions com pel que fa a la càrrega:

$$\underline{S} = 3\,\underline{U}_{\alpha\nu}\,\underline{I}_\alpha^* = 3 \times 220_{\angle 90^\circ}\,\mathrm{V} \times 10_{\angle -45^\circ}\,\mathrm{A} = 6600_{\angle 45^\circ}\,\mathrm{VA}$$

A continuació, utilitzarem l'equació (1.56), ja que tenim un sistema d'alimentació de 3 fils:

$$\underline{S} = \underline{U}_{\alpha\gamma}\,\underline{I}_\alpha^* + \underline{U}_{\beta\gamma}\,\underline{I}_\beta^* = \sqrt{3} \times 220_{\angle 60^\circ}\,\mathrm{V} \times 10_{\angle -45^\circ}\,\mathrm{A} + \sqrt{3} \times 220_{\angle 0^\circ}\,\mathrm{V} \times 10_{\angle 75^\circ}\,\mathrm{A} = 6600_{\angle 45^\circ}\,\mathrm{VA}$$

Finalment, utilitzarem l'equació (1.48), ja que sempre és aplicable:

$$\begin{aligned}\underline{S} &= \underline{U}_{\alpha\nu}\,\underline{I}_\alpha^* + \underline{U}_{\beta\nu}\,\underline{I}_\beta^* + \underline{U}_{\gamma\nu}\,\underline{I}_\gamma^* = \\ &= 220_{\angle 90^\circ}\,\mathrm{V} \times 10_{\angle -45^\circ}\,\mathrm{A} + 220_{\angle -30^\circ}\,\mathrm{V} \times 10_{\angle 75^\circ}\,\mathrm{A} + 220_{\angle 210^\circ}\,\mathrm{V} \times 10_{\angle -165^\circ}\,\mathrm{A} = 6600_{\angle 45^\circ}\,\mathrm{VA}\end{aligned}$$

Per acabar, veurem que també es pot resoldre aquest exemple sense calcular les intensitats; si utilitzem a l'hora les equacions (1.52) i (1.43), tenim:

$$\underline{S} = 3\,\underline{U}_{\alpha\nu}\,\underline{I}_\alpha^* = 3\,\underline{U}_{\alpha\nu}\frac{\underline{U}_{\alpha\nu}^*}{\underline{Z}^*} = 3\,\frac{|\underline{U}_{\alpha\nu}|^2}{\underline{Z}^*} = 3 \times \frac{(220\,\mathrm{V})^2}{22_{\angle -45^\circ}\,\Omega} = 6600_{\angle 45^\circ}\,\mathrm{VA}$$

Com era d'esperar, el resultat obtingut en tots els casos és idèntic.

1.3.3 Mesura de la potència

La potència activa es mesura amb uns aparells anomenats wattímetres, i la potència reactiva amb uns aparelles anomenats varímetres.

Aquests aparells tenen dues bobines de mesura, una de voltimètrica, la qual es connecta tal com es faria amb un voltímetre, i una altra d'amperimètrica, la qual es connecta tal com es faria amb un amperímetre; així doncs, els wattímetres i els varímetres tenen quatre terminals de connexió.

La connexió d'aquests aparells en un circuit donat, per tal de mesurar correctament la potència, ve determinada pels dos terminals anomenats homòlegs; un d'aquests terminals pertany a la bobina voltimètrica i l'altre a l'amperimètrica. En els esquemes elèctrics, aquests dos terminals s'identifiquen mitjançant un punt. La connexió ha de fer-se de tal manera, que el corrent que va des de l'alimentació cap a la càrrega entri al wattímetre pel terminal de la bobina amperimètrica marcat amb el punt, i la tensió corresponent a aquest corrent, vagi del terminal de la bobina voltimètrica marcat amb el punt, a l'altre terminal; el mateix és aplicable al varímetre.

En la Figura 1.12 es pot veure la connexió d'un wattímetre i d'un varímetre en un circuit monofàsic.

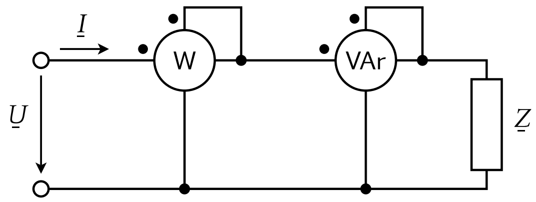


Figura 1.12: Mesura de la potència en un circuit monofàsic

Les potències activa i reactiva s'obtenen de les mesures dels dos aparells:

$$P = \mathsf{W} \qquad Q = \mathsf{VAr} \tag{1.60}$$

En la Figura 1.13 es pot veure la connexió d'uns wattímetres i d'uns varímetres en un circuit trifàsic de 4 fils, equilibrat o desequilibrat.

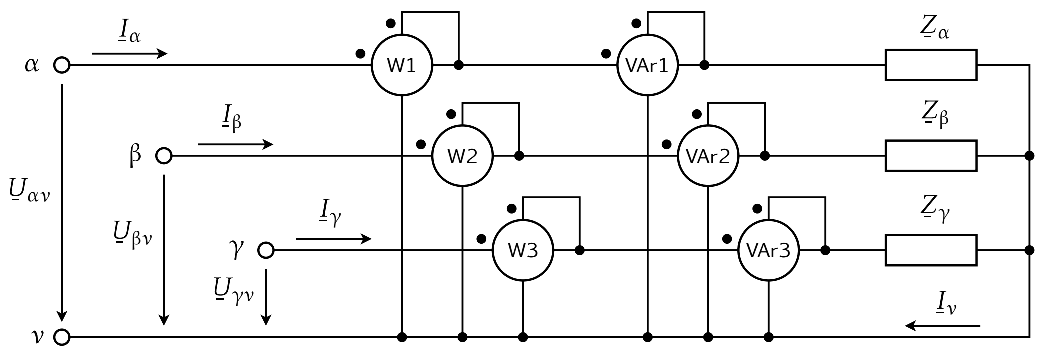


Figura 1.13: Mesura de la potència en un circuit trifàsic de 4 fils

Les potències activa i reactiva trifàsiques s'obtenen de les mesures dels sis aparells:

$$P_{3F} = \mathsf{W1} + \mathsf{W2} + \mathsf{W3} \qquad Q_{3F} = \mathsf{VAr1} + \mathsf{VAr2} + \mathsf{VAr3} \tag{1.61}$$

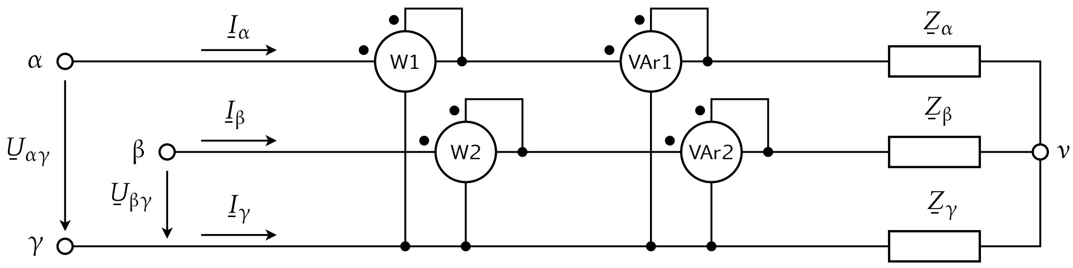


Figura 1.14: Mesura de la potència en un circuit trifàsic de 3 fils

En la Figura 1.14 es pot veure la connexió d'uns wattímetres i d'uns varímetres en un circuit trifàsic de 3 fils, equilibrat o desequilibrat.

Les potències activa i reactiva trifàsiques s'obtenen de les mesures dels quatre aparells:

$$P_{3F} = \mathrm{W1} + \mathrm{W2} \qquad Q_{3F} = \mathrm{VAr1} + \mathrm{VAr2} \tag{1.62}$$

1.4 Valors mitjà i eficaç, i factors de cresta, de forma i d'arrissada

S'explica a continuació com obtenir diversos paràmetres característics de funcions periòdiques en el temps $v(t)$, de freqüència f, període T i velocitat angular ω; les relacions que compleixen aquests tres paràmetres són: $f = 1/T$ i $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$.

Les funcions periòdiques poden definir-se en funció de l'angle α, enlloc del temps t; es compleixen les relacions: $\alpha = \omega t$ i $\mathrm{d}\alpha = \omega\,\mathrm{d}t$.

1.4.1 Valor mitjà

El valor mitjà $\bar{V}$ d'una funció periòdica en el temps $v(t)$ es defineix com[2]:

$$\bar{V} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} v(t)\,\mathrm{d}t = \frac{\omega}{2\pi}\int_{t_0}^{t_0+\frac{2\pi}{\omega}} v(t)\,\mathrm{d}t \tag{1.63}$$

Si la funció periòdica $v(\alpha)$ està definida en funció de l'angle α, enlloc del temps t, tenim:

$$\bar{V} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_0}^{\alpha_0+2\pi} v(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha \tag{1.64}$$

1.4.2 Valor eficaç

El valor eficaç V (també anomenat valor rms, de l'anglès «root mean square») d'una funció periòdica en el temps $v(t)$ es defineix com[3]:

$$V = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} [v(t)]^2\,\mathrm{d}t} = \sqrt{\frac{\omega}{2\pi}\int_{t_0}^{t_0+\frac{2\pi}{\omega}} [v(t)]^2\,\mathrm{d}t} \tag{1.65}$$

[2] En la Secció 3.4.1 es defineix el valor mitjà d'una funció periòdica expressada en sèries de Fourier.
[3] En la Secció 3.4.2 es defineix el valor eficaç d'una funció periòdica expressada en sèries de Fourier.

Si la funció periòdica $v(\alpha)$ està definida en funció de l'angle α, enlloc del temps t, tenim:

$$V = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_0}^{\alpha_0+2\pi} [v(\alpha)]^2 \,\mathrm{d}\alpha} \tag{1.66}$$

1.4.3 Factor de cresta

El factor de cresta relaciona els valors de cresta $\hat{V}$ i eficaç V d'una funció periòdica. La norma CEI 60050 l'anomena «peak factor» i el defineix com:

$$\frac{\hat{V}}{V} \tag{1.67}$$

1.4.4 Factor de forma

El factor de forma relaciona els valors eficaç V i mitjà $\bar{V}$ d'una funció periòdica. La norma CEI 60050 l'anomena «form factor», li assigna el símbol F i el defineix com:

$$F = \frac{V}{|\bar{V}|} \tag{1.68}$$

1.4.5 Factor d'arrissada eficaç

El factor d'arrissada eficaç relaciona els valors mitjà $\bar{V}$ i eficaç V d'una funció periòdica. La norma CEI 60050 l'anomena «rms-ripple factor» o «relative ripple content», li assigna el símbol r i el defineix com[4]:

$$r = \sqrt{\frac{V^2}{\bar{V}^2} - 1} = \sqrt{F^2 - 1} \tag{1.69}$$

Aquest factor s'utilitza usualment per definir la qualitat d'una tensió continua, rectificada a partir d'una tensió alterna; com més plana sigui aquesta tensió contínua més baix serà el seu factor d'arrissada.

1.4.6 Factor d'arrissada de cresta

El factor d'arrissada de cresta relaciona els valors de cresta $\hat{V}$, de vall $\check{V}$ i mitjà $\bar{V}$ d'una funció periòdica. La norma CEI 60050 l'anomena «peak-ripple factor» o «peak distortion», li assigna el símbol q i el defineix com:

$$q = \frac{\hat{V} - \check{V}}{|\bar{V}|} \tag{1.70}$$

Exemple 1.5 Es tracta de calcular els factors de cresta, de forma i d'arrissada de la tensió que s'obté, a partir d'una tensió sinusoïdal $u(t) = \hat{U}\sin \omega t$, amb un rectificador de mitja ona i amb un rectificador d'ona completa.

[4] En la Secció 3.4.7 es defineix el factor d'arrissada eficaç d'una funció periòdica expressada en sèries de Fourier.

En el cas del rectificador de mitja ona, la tensió que s'obté ve definida per:

$$u(t) = \begin{cases} \hat{U}\sin\omega t, & 0 < \omega t < \pi \\ 0, & \pi \le \omega t \le 2\pi \end{cases}$$

Calculem en primer lloc el valor mitjà:

$$\bar{U} = \frac{\omega}{2\pi}\left(\int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \hat{U}\sin\omega t\,\mathrm{d}t + \int_{\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{2\pi}{\omega}} 0\,\mathrm{d}t\right) = -\left.\frac{\hat{U}\cos\omega t}{2\pi}\right|_0^{\frac{\pi}{\omega}} = \frac{\hat{U}}{\pi}$$

Calculem a continuació el valor eficaç:

$$U = \sqrt{\frac{\omega}{2\pi}\left(\int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \hat{U}^2\sin^2\omega t\,\mathrm{d}t + \int_{\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{2\pi}{\omega}} 0\,\mathrm{d}t\right)} = \sqrt{\frac{\omega\hat{U}^2}{2\pi}\left(\frac{t}{2} - \frac{\sin(2\omega t)}{4\omega}\right)\bigg|_0^{\frac{\pi}{\omega}}} = \frac{\hat{U}}{2}$$

Els factors de cresta, de forma i d'arrissada són:

$$\text{factor de cresta} = \frac{\hat{U}}{\hat{U}/2} = 2$$

$$F = \frac{\hat{U}/2}{\hat{U}/\pi} = \frac{\pi}{2} = 1{,}57$$

$$r = \sqrt{\left(\frac{\hat{U}/2}{\hat{U}/\pi}\right)^2 - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = 1{,}21$$

$$q = \frac{\hat{U} - 0}{\hat{U}/\pi} = \pi = 3{,}14$$

En el cas del rectificador d'ona completa, la tensió que s'obté ve definida per:

$$u(t) = \begin{cases} \hat{U}\sin\omega t, & 0 < \omega t < \pi \\ -\hat{U}\sin\omega t, & \pi \le \omega t \le 2\pi \end{cases}$$

En aquest cas, l'ona de tensió entre π i 2π és una repetició exacta de l'ona de tensió entre 0 i π, per tant, únicament caldrà considerar-ne la primera meitat (entre 0 i π), tenint en compte que el període serà π/ω.

Calculem en primer lloc el valor mitjà:

$$\bar{U} = \frac{\omega}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \hat{U}\sin\omega t\,\mathrm{d}t = -\left.\frac{\hat{U}\cos\omega t}{\pi}\right|_0^{\frac{\pi}{\omega}} = \frac{2\hat{U}}{\pi}$$

Calculem a continuació el valor eficaç:

$$U = \sqrt{\frac{\omega}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \hat{U}^2\sin^2\omega t\,\mathrm{d}t} = \sqrt{\frac{\omega\hat{U}^2}{\pi}\left(\frac{t}{2} - \frac{\sin(2\omega t)}{4\omega}\right)\bigg|_0^{\frac{\pi}{\omega}}} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$$

Els factors de cresta, de forma i d'arrissada són:

$$\text{factor de cresta} = \frac{\hat{U}}{\hat{U}/\sqrt{2}} = \sqrt{2}$$

$$F = \frac{\hat{U}/\sqrt{2}}{2\hat{U}/\pi} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11$$

$$r = \sqrt{\left(\frac{\hat{U}/\sqrt{2}}{2\hat{U}/\pi}\right)^2 - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0{,}48$$

$$q = \frac{\hat{U} - 0}{2\hat{U}/\pi} = \frac{\pi}{2} = 1{,}57$$

1.5 Circuits divisors de tensió i divisors de corrent

Un circuit divisor de tensió està format per un conjunt d'impedàncies en sèrie, i el que es pretén és calcular la caiguda de tensió en cada impedància, en funció de la caiguda de tensió total.

Un circuit divisor de corrent, en canvi, està format per un conjunt d'impedàncies en paral·lel, i el que es pretén és calcular el corrent que circula per cada impedància, en funció del corrent total.

1.5.1 Circuits divisors de tensió

En la Figura 1.15 es pot veure un circuit divisor de tensió, pel qual es vol calcular la caiguda de tensió $\underline{U}_i$ en la impedància $\underline{Z}_i$, a partir de la caiguda de tensió total $\underline{U}_{\text{total}}$.

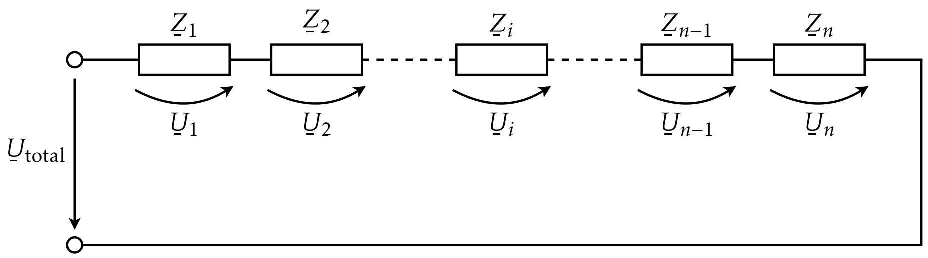


Figura 1.15: Circuit divisor de tensió

La impedància total $\underline{Z}_{\text{total}}$ del circuit val:

$$\underline{Z}_{\text{total}} = \sum_{i=1}^{n} \underline{Z}_i \tag{1.71}$$

Utilitzant aquest valor, la tensió $\underline{U}_i$ val:

$$\underline{U}_i = \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_{\text{total}}}\,\underline{U}_{\text{total}} \qquad (i = 1, \ldots, n) \tag{1.72}$$

1.5.2 Circuits divisors de corrent

En la Figura 1.16 es pot veure un circuit divisor de corrent, pel qual es vol calcular el corrent $\underline{I}_i$ que circula per la impedància $\underline{Z}_i$, a partir del corrent total $\underline{I}_{\text{total}}$.

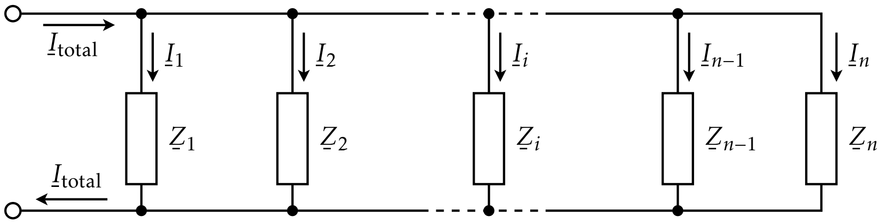


Figura 1.16: Circuit divisor de corrent

La impedància total $\underline{Z}_{\text{total}}$ del circuit val:

$$\underline{Z}_{\text{total}} = \frac{1}{\displaystyle\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{\underline{Z}_i}} \tag{1.73}$$

Utilitzant aquest valor, el corrent $\underline{I}_i$ val:

$$\underline{I}_i = \frac{\underline{Z}_{\text{total}}}{\underline{Z}_i}\,\underline{I}_{\text{total}} \qquad (i = 1, \ldots, n) \tag{1.74}$$

1.6 Càlculs en per unitat

Les magnituds expressades en «pu» (per unitat) són útils quan es treballa amb xarxes de corrent altern on hi ha transformadors, i per tant més d'un nivell de tensió.

1.6.1 Mètode de càlcul

El primer pas consisteix a escollir unes magnituds base. Les magnituds base fonamentals són la potència i la tensió; s'escull una potència base S_{B} per a tota la xarxa, i tantes tensions base com nivells de tensió diferents tingui la xarxa $U_{\text{B}_1}, U_{\text{B}_2}, \ldots, U_{\text{B}_n}$:

$$\text{Magnituds base fonamentals} \left\{ \begin{array}{l} S_{\text{B}} \\ U_{\text{B}_1}, U_{\text{B}_2}, \ldots, U_{\text{B}_n} \end{array} \right. \tag{1.75}$$

Normalment s'escull com a tensions base les tensions nominals dels transformadors de la xarxa, i com a potència base la potencia nominal d'un del transformadors o generadors de la xarxa; també és usual utilitzar com a potència base el valor 100 MVA.

En el cas de circuits monofàsics, les tensions base són les tensions monofàsiques, o fase–neutre U_{FN}, i la potència base és la potencia monofàsica $S_{1\text{F}}$. En el cas de circuits trifàsics, podem escollir com a tensions base les tensions fase–neutre U_{FN} i com a potència base la potència monofàsica $S_{1\text{F}}$, o bé podem escollir com a tensions base les tensions fase–fase U_{FF} i com a potència base la potencia trifàsica $S_{3\mathrm{F}}$.

A partir de la potència base i de les tensions base es defineixen els corrents base I_{B_i}, les impedàncies base Z_{B_i} i les admitàncies base Y_{B_i}. Segons que s'utilitzin les tensions i potències monofàsiques o trifàsiques com a magnituds base, tenim:

$$\begin{array}{c} S_{\mathrm{B}} = S_{1\mathrm{F}} \\ U_{\mathrm{B}_i} = U_{\mathrm{FN}_i} \\ (i = 1, \ldots, n) \end{array} \left\{ \begin{array}{lcl} I_{\mathrm{B}_i} & = & \dfrac{S_{\mathrm{B}}}{U_{\mathrm{B}_i}} \\[2ex] Z_{\mathrm{B}_i} & = & \dfrac{U_{\mathrm{B}_i}^2}{S_{\mathrm{B}}} = \dfrac{U_{\mathrm{B}_i}}{I_{\mathrm{B}_i}} \\[2ex] Y_{\mathrm{B}_i} & = & \dfrac{S_{\mathrm{B}}}{U_{\mathrm{B}_i}^2} = \dfrac{I_{\mathrm{B}_i}}{U_{\mathrm{B}_i}} \end{array} \right. \qquad \begin{array}{c} S_{\mathrm{B}} = S_{3\mathrm{F}} \\ U_{\mathrm{B}_i} = U_{\mathrm{FF}_i} \\ (i = 1, \ldots, n) \end{array} \left\{ \begin{array}{lcl} I_{\mathrm{B}_i} & = & \dfrac{S_{\mathrm{B}}}{\sqrt{3} U_{\mathrm{B}_i}} \\[2ex] Z_{\mathrm{B}_i} & = & \dfrac{U_{\mathrm{B}_i}^2}{S_{\mathrm{B}}} = \dfrac{U_{\mathrm{B}_i}}{\sqrt{3} I_{\mathrm{B}_i}} \\[2ex] Y_{\mathrm{B}_i} & = & \dfrac{S_{\mathrm{B}}}{U_{\mathrm{B}_i}^2} = \dfrac{\sqrt{3} I_{\mathrm{B}_i}}{U_{\mathrm{B}_i}} \end{array} \right. \tag{1.76}$$

Les magnituds expressades en per unitat (escrites usualment en minúscules) s'obtenen dividint les magnituds reals (escrites usualment en majúscules) pels valors base corresponents:

$$\underline{s} = \frac{\underline{S}}{S_{\mathrm{B}}} \qquad \underline{u} = \frac{\underline{U}}{U_{\mathrm{B}}} \qquad \underline{i} = \frac{\underline{I}}{I_{\mathrm{B}}} \qquad \underline{z} = \frac{\underline{Z}}{Z_{\mathrm{B}}} \qquad \underline{y} = \frac{\underline{Y}}{Y_{\mathrm{B}}} \tag{1.77}$$

Quan es tracta de resoldre circuits trifàsics equilibrats fem servir sempre els circuits equivalents per fase, i podem escollir aleshores com a valors base per a la potència i la tensió, la potència monofàsica $S_{1\mathrm{F}}$ i la tensió fase–neutre U_{FN} respectivament, o la potència trifàsica $S_{3\mathrm{F}}$ i la tensió fase–fase U_{FF} respectivament.

Quan fem la reducció de valors reals a valors en per unitat, hem de ser conseqüents i utilitzar sempre les potències monofàsiques i les tensions fase-neutre en el primer cas, i les potències trifàsiques i les tensions fase-fase en el segon cas.

Donat que es verifica $S_{3\mathrm{F}} = 3S_{1\mathrm{F}}$ i $U_{\mathrm{FF}} = \sqrt{3}U_{\mathrm{FN}}$, els valors del corrent base I_{B}, de la impedància base Z_{B} i de l'admitància base Y_{B} són els mateixos, tan si utilitzem $S_{\mathrm{B}} = S_{1\mathrm{F}}$ i $U_{\mathrm{B}} = U_{\mathrm{FN}}$, con si utilitzem $S_{\mathrm{B}} = S_{3\mathrm{F}}$ i $U_{\mathrm{B}} = U_{\mathrm{FF}}$.

En ambdós casos I_{B} i $\underline{I}$ són corrents fase–neutre, Z_{B} i $\underline{Z}$ són impedàncies fase–neutre i Y_{B} i $\underline{Y}$ són admitàncies fase–neutre; si tenim càrregues connectades en triangle, cal transformar-les en càrregues equivalents connectades en estrella per tal de poder aplicar aquest mètode (vegeu la secció 5.1).

El pas següent consisteix a representar el circuit equivalent en per unitat i resoldre'l; en el cas de circuits trifàsics, i com a conseqüència del procés utilitzat, el circuit equivalent en per unitat és un circuit monofàsic i com a tal l'hem de resoldre, és a dir, sense la intervenció del factor $\sqrt{3}$.

Un cop resolt el circuit, es multipliquen les magnituds obtingudes en per unitat pels seus valors base respectius, per tal d'obtenir les magnituds reals:

$$\underline{S} = \underline{s}S_{\mathrm{B}} \qquad \underline{U} = \underline{u}U_{\mathrm{B}} \qquad \underline{I} = \underline{i}I_{\mathrm{B}} \qquad \underline{Z} = \underline{z}Z_{\mathrm{B}} \qquad \underline{Y} = \underline{y}Y_{\mathrm{B}} \tag{1.78}$$

1.6.2 Canvi de base

Normalment les impedàncies de transformadors (impedància de curt circuit) o de generadors (impedància sincrònica, transitòria, etc.) estan referides a les magnituds nominals de la màquina en qüestió.

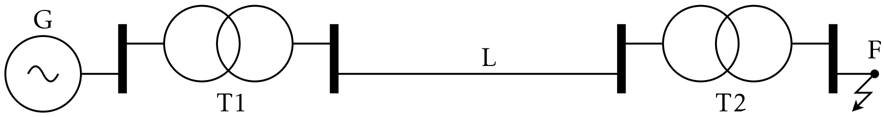
Si les magnituds base escollides coincideixen amb les nominals de la màquina, la impedància de la màquina en qüestió estarà expressada ja directament en per unitat.

En canvi si les magnituds base són diferents de les nominals de la màquina, caldrà fer un canvi de base per tal de referir la impedància de la màquina a les magnituds base escollides.

De forma genèrica, si $\underline{z}$ és una impedància referida a la base U_B i S_B, podem obtenir la impedància $\underline{z}'$ referida a la base $U_{B'}$ i $S_{B'}$, mitjançant el canvi:

$$\underline{z}' = \underline{z}\,\frac{Z_B}{Z'_B} = \underline{z}\,\frac{U_B^2}{U_{B'}^2}\,\frac{S_{B'}}{S_B} \tag{1.79}$$

Exemple 1.6 Es tracte de calcular el corrent de curt circuit trifàsic en el punt F de la xarxa següent, suposant que el sistema està treballant en buit.



Les dades del generador G, del transformador T1, de la línia L i del transformador T2 són:

$S_G = 60\,\text{MVA}$	$S_{T1} = 40\,\text{MVA}$	$l_L = 22\,\text{km}$	$S_{T2} = 12\,\text{MVA}$
$U_G = 10{,}5\,\text{kV}$	$m_{T1} = 10{,}5\,\text{kV} : 63\,\text{kV}$	$U_L = 60\,\text{kV}$	$m_{T2} = 60\,\text{kV} : 10{,}5\,\text{kV}$
$X''_G = 12\,\%$	$X_{T1} = 10\,\%$	$X_L = 0{,}4\,\Omega/\text{km}$	$X_{T2} = 8\,\%$

Escollim en primer lloc les següents magnituds base: $S_B = 60\,\text{MVA}$ i $U_B = 10{,}5\,\text{kV}/63\,\text{kV}/10{,}5\,\text{kV}$.

Calculem a continuació els valors en per unitat dels diferents elements de la xarxa:

Generador. En coincidir les magnituds base amb les nominals del generador tenim directament:

$$x''_G = 0{,}12\,\text{pu}$$

Transformador 1. La relació de transformació i la reactància són respectivament:

$$m_{T1} = \frac{10{,}5\,\text{kV}}{10{,}5\,\text{kV}} : \frac{63\,\text{kV}}{63\,\text{kV}} = 1:1$$

$$x_{T1} = 0{,}10 \times \frac{(63\,\text{kV})^2}{(63\,\text{kV})^2} \times \frac{60\,\text{MVA}}{40\,\text{MVA}} = 0{,}15\,\text{pu}$$

Línia. La reactància és:

$$x_L = \frac{0{,}4\,\Omega/\text{km} \times 22\,\text{km}}{(63\,\text{kV})^2/60\,\text{MVA}} = 0{,}1330\,\text{pu}$$

Transformador 2. La relació de transformació i la reactància són respectivament:

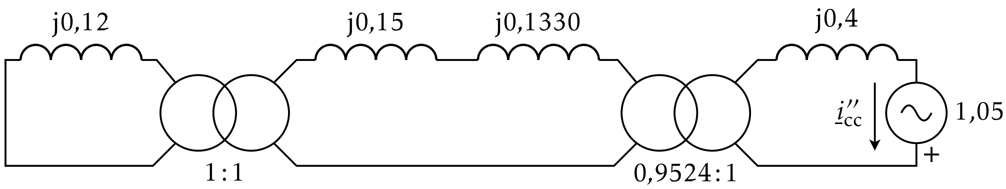
$$m_{T2} = \frac{60\,\text{kV}}{63\,\text{kV}} : \frac{10{,}5\,\text{kV}}{10{,}5\,\text{kV}} = 0{,}9524:1$$

$$x_{T2} = 0{,}08 \times \frac{(10{,}5\,\text{kV})^2}{(10{,}5\,\text{kV})^2} \times \frac{60\,\text{MVA}}{12\,\text{MVA}} = 0{,}4\,\text{pu}$$

Tensió en el punt F. La tensió abans del curt circuit és la mateixa que la del generador G, elevada pel transformador T1 i reduïda després pel transformador T2:

$$\underline{u}_{\mathrm{F}} = \frac{10{,}5\,\mathrm{kV} \times \dfrac{63\,\mathrm{kV}}{10{,}5\,\mathrm{kV}} \times \dfrac{10{,}5\,\mathrm{kV}}{60\,\mathrm{kV}}}{10{,}5\,\mathrm{kV}} = 1{,}05\,\mathrm{pu}$$

A partir d'aquests valors calculats, tenim el següent circuit equivalent en per unitat, durant el curt circuit en el punt F:



El corrent de curt circuit buscat val:

$$|\underline{i}''_{\mathrm{cc}}| = \left|\frac{1{,}05}{\mathrm{j}\left(0{,}4 + \frac{0{,}15+0{,}1330}{0{,}9524^2} + \frac{0{,}12}{0{,}9524^2 \times 1^2}\right)}\right| = 1{,}2436\,\mathrm{pu}$$

$$|\underline{I}''_{\mathrm{cc}}| = 1{,}2436\,\mathrm{pu} \times \frac{60\,\mathrm{MVA}}{\sqrt{3} \times 10{,}5\,\mathrm{kV}} = 4{,}1\,\mathrm{kA}$$

A l'hora de calcular el corrent de curt circuit utilitzant el circuit equivalent en per unitat, s'observa que el transformador T1 és com si hagués desaparegut, això és així, ja que la seva relació de transformació ha esdevingut 1 : 1, en coincidir les tensions base amb les seves tensions nominals.

No passa el mateix amb el transformador T2, ja que no es compleix la coincidència entre les seves tensions nominals i les tensions base.

No obstant, atès que l'elecció de les tensions base és arbitrària, si en lloc de 10,5 kV com a tercera tensió base, escollim $\frac{63\,\mathrm{kV}}{60\,\mathrm{kV}/10{,}5\,\mathrm{kV}} = 11{,}025\,\mathrm{kV}$, tindrem:

$$m_{\mathrm{T2}} = \frac{60\,\mathrm{kV}}{63\,\mathrm{kV}} : \frac{10{,}5\,\mathrm{kV}}{11{,}025\,\mathrm{kV}} = 0{,}9524 : 0{,}9524 = 1 : 1$$

$$x_{\mathrm{T2}} = 0{,}08 \times \frac{(10{,}5\,\mathrm{kV})^2}{(11{,}025\,\mathrm{kV})^2} \times \frac{60\,\mathrm{MVA}}{12\,\mathrm{MVA}} = 0{,}3628\,\mathrm{pu}$$

$$\underline{u}_{\mathrm{F}} = \frac{10{,}5\,\mathrm{kV} \times \dfrac{63\,\mathrm{kV}}{10{,}5\,\mathrm{kV}} \times \dfrac{10{,}5\,\mathrm{kV}}{60\,\mathrm{kV}}}{11{,}025\,\mathrm{kV}} = 1\,\mathrm{pu}$$

Utilitzant aquests nous valors, podem prescindir totalment dels dos transformadors, i calcular el corrent de curt circuit utilitzant l'expressió següent:

$$|\underline{i}''_{\mathrm{cc}}| = \left|\frac{1}{\mathrm{j}(0{,}3628 + 0{,}15 + 0{,}1330 + 0{,}12)}\right| = 1{,}3058\,\mathrm{pu}$$

$$|\underline{I}''_{\mathrm{cc}}| = 1{,}3058\,\mathrm{pu} \times \frac{60\,\mathrm{MVA}}{\sqrt{3} \times 11{,}025\,\mathrm{kV}} = 4{,}1\,\mathrm{kA}$$

Evidentment, el valor final és el mateix independentment de quines siguin les tensions base escollides.

1.6.3 Valors base per a branques que treballen a diferent tensió, amb acoblament magnètic

En la figura 1.17 hi ha representades dues branques acoblades magnèticament; es fa el supòsit addicional que les tensions de treball de les dues branques són diferents.

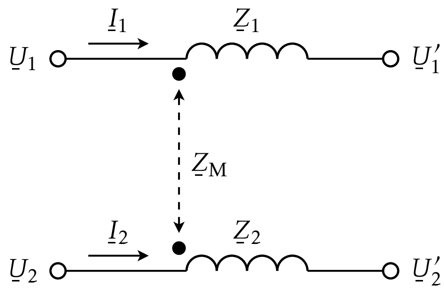


Figura 1.17: Valors base en un acoblament magnètic

Les equacions que relacionen els corrents i les tensions d'aquest circuit són:

$$\underline{U}_1 - \underline{U}_1' = \underline{Z}_1\underline{I}_1 + \underline{Z}_M\underline{I}_2 \tag{1.80a}$$

$$\underline{U}_2 - \underline{U}_2' = \underline{Z}_2\underline{I}_2 + \underline{Z}_M\underline{I}_1 \tag{1.80b}$$

Si volem convertir aquestes magnituds a valors en per unitat, hem d'escollir una potencia base S_B i dues tensions base, una per a cada branca, U_{B_1} i U_{B_2}, i a partir de les equacions (1.76) obtenir els corrents, impedàncies i admitàncies base per a cada branca.

De la mateixa manera que s'ha dit en els apartats anteriors, en el cas de circuits trifàsics, podem escollir com a tensions base les tensions fase–neutre U_{FN} i com a potència base la potència monofàsica S_{1F}, o bé podem escollir com a tensions base les tensions fase–fase U_{FF} i com a potència base la potencia trifàsica S_{3F}.

Per tal de calcular la impedància base Z_{B_M} per convertir $\underline{Z}_M$ en un valor en per unitat, no podem utilitzar les equacions (1.76), ja que cadascuna de les dues branques de l'acoblament magnètic està a una tensió diferent; en aquest cas, cal utilitzar l'equació que es por trobar en [24]:

$$Z_{B_M} = \frac{U_{B_1} U_{B_2}}{S_B} \tag{1.81}$$

El valor en per unitat $\underline{z}_M$ corresponent a $\underline{Z}_M$ s'obté de la manera usual:

$$\underline{z}_M = \frac{\underline{Z}_M}{Z_{B_M}} \tag{1.82}$$

1.6.4 Valors base per a branques que treballen a diferent tensió, amb acoblament capacitiu

En la figura 1.18 hi ha representades dues branques acoblades capacitivament; es fa el supòsit addicional que les tensions de treball de les dues branques són diferents.

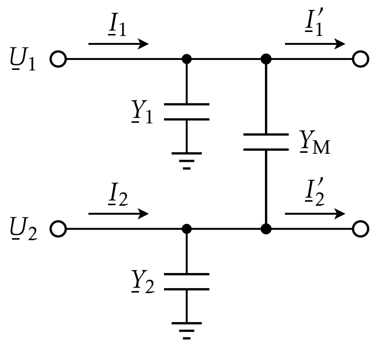


Figura 1.18: Valors base en un acoblament capacitiu

Les equacions que relacionen els corrents i les tensions d'aquest circuit són:

$$\underline{I}_1 = \underline{Y}_1 \underline{U}_1 + \underline{Y}_M(\underline{U}_1 - \underline{U}_2) + \underline{I}'_1 \tag{1.83a}$$

$$\underline{I}_2 = \underline{Y}_2 \underline{U}_2 + \underline{Y}_M(\underline{U}_2 - \underline{U}_1) + \underline{I}'_2 \tag{1.83b}$$

Si volem convertir aquestes magnituds a valors en per unitat, hem d'escollir una potencia base S_B i dues tensions base, una per a cada branca, U_{B_1} i U_{B_2}, i a partir de les equacions (1.76) obtenir els corrents, impedàncies i admitàncies base per a cada branca.

De la mateixa manera que s'ha dit en els apartats anteriors, en el cas de circuits trifàsics, podem escollir com a tensions base les tensions fase–neutre U_{FN} i com a potència base la potència monofàsica S_{1F}, o bé podem escollir com a tensions base les tensions fase–fase U_{FF} i com a potència base la potencia trifàsica S_{3F}.

Per tal de calcular l'admitància base Y_{B_M} per convertir $\underline{Y}_M$ en un valor en per unitat, no podem utilitzar les equacions (1.76), ja que cadascuna de les dues branques de l'acoblament capacitiu està a una tensió diferent; en aquest cas, cal utilitzar l'equació que es por trobar en [24]:

$$Y_{B_M} = \frac{S_B}{U_{B_1} U_{B_2}} \tag{1.84}$$

El valor en per unitat $\underline{y}_M$ corresponent a $\underline{Y}_M$ s'obté de la manera usual:

$$\underline{y}_M = \frac{\underline{Y}_M}{Y_{B_M}} \tag{1.85}$$

Capítol 2

Components Simètriques

La teoria de les components simètriques és útil en l'estudi de tensions i corrents trifàsics desequilibrats, com ara els que es produeixen en un curt circuit on no intervenen les tres fases a l'hora (curt circuit fase–terra, fase–fase, etc.).

2.1 L'operador complex «a»

Definim en primer lloc l'operador complex «a», el qual té un mòdul igual a la unitat i un argument igual a 120°:

$$a \equiv 1_{\angle 120^\circ} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\frac{2\pi}{3} + j\sin\frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \tag{2.1}$$

A l'hora d'operar amb aquest valor, resulten útils les relacions següents:

$$a^2 = 1_{\angle 240^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \qquad a^3 = 1_{\angle 0^\circ} \qquad 1 + a + a^2 = 0 \tag{2.2}$$

2.2 Teorema de Fortescue–Stokvis

Tal com es veu en la Figura 2.1 a la pàgina següent, aquest teorema estableix que qualsevol sistema trifàsic asimètric (també anomenat desequilibrat), es pot descompondre en la suma de tres sistemes simètrics: un sistema directe o de seqüència positiva, un sistema invers o de seqüència negativa, i un sistema homopolar o de seqüència zero. Els fasors $\underline{\chi}_\alpha$, $\underline{\chi}_\beta$ i $\underline{\chi}_\gamma$, poden representar tant tensions com corrents.

El sistema directe està format per tres fasors que tenen la mateixa seqüència de fases que els fasors originals, per exemple: α-β-γ; els fasors s'identifiquen mitjançant els superíndexs «(1)» o «(d)». El sistema invers està format per tres fasors que tenen la seqüència de fases contrària que els fasors originals, per exemple: α-γ-β; els fasors s'identifiquen mitjançant els superíndexs «(2)» o «(i)». Finalment, el sistema homopolar està format per tres fasors que estan en fase entre si; els fasors s'identifiquen mitjançant el superíndex «(0)».

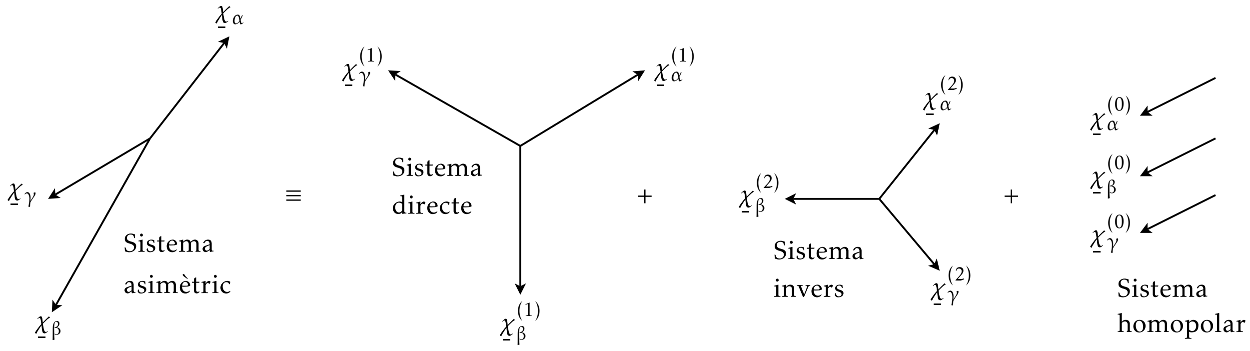


Figura 2.1: Components simètriques. Teorema de Fortescue–Stokvis

Per tant, expressant els fasors del sistema asimètric en funció dels fasors dels tres sistemes simètrics, tenim:

$$\underline{X}_\alpha = \underline{X}_\alpha^{(0)} + \underline{X}_\alpha^{(1)} + \underline{X}_\alpha^{(2)} \tag{2.3a}$$

$$\underline{X}_\beta = \underline{X}_\beta^{(0)} + \underline{X}_\beta^{(1)} + \underline{X}_\beta^{(2)} = \underline{X}_\alpha^{(0)} + \mathrm{a}^2\underline{X}_\alpha^{(1)} + \mathrm{a}\underline{X}_\alpha^{(2)} \tag{2.3b}$$

$$\underline{X}_\gamma = \underline{X}_\gamma^{(0)} + \underline{X}_\gamma^{(1)} + \underline{X}_\gamma^{(2)} = \underline{X}_\alpha^{(0)} + \mathrm{a}\underline{X}_\alpha^{(1)} + \mathrm{a}^2\underline{X}_\alpha^{(2)} \tag{2.3c}$$

o en forma matricial:

$$\begin{pmatrix} \underline{X}_\alpha \\ \underline{X}_\beta \\ \underline{X}_\gamma \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \mathrm{a}^2 & \mathrm{a} \\ 1 & \mathrm{a} & \mathrm{a}^2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{X}_\alpha^{(0)} \\ \underline{X}_\alpha^{(1)} \\ \underline{X}_\alpha^{(2)} \end{pmatrix} \tag{2.4}$$

A partir del sistema d'equacions anterior, podem trobar els fasors dels tres sistemes simètrics en funció dels fasors del sistema asimètric:

$$\underline{X}_\alpha^{(0)} = \frac{1}{3}(\underline{X}_\alpha + \underline{X}_\beta + \underline{X}_\gamma) \qquad \underline{X}_\beta^{(0)} = \underline{X}_\alpha^{(0)} \qquad \underline{X}_\gamma^{(0)} = \underline{X}_\alpha^{(0)} \tag{2.5a}$$

$$\underline{X}_\alpha^{(1)} = \frac{1}{3}(\underline{X}_\alpha + \mathrm{a}\underline{X}_\beta + \mathrm{a}^2\underline{X}_\gamma) \qquad \underline{X}_\beta^{(1)} = \mathrm{a}^2\underline{X}_\alpha^{(1)} \qquad \underline{X}_\gamma^{(1)} = \mathrm{a}\underline{X}_\alpha^{(1)} \tag{2.5b}$$

$$\underline{X}_\alpha^{(2)} = \frac{1}{3}(\underline{X}_\alpha + \mathrm{a}^2\underline{X}_\beta + \mathrm{a}\underline{X}_\gamma) \qquad \underline{X}_\beta^{(2)} = \mathrm{a}\underline{X}_\alpha^{(2)} \qquad \underline{X}_\gamma^{(2)} = \mathrm{a}^2\underline{X}_\alpha^{(2)} \tag{2.5c}$$

o en forma matricial:

$$\begin{pmatrix} \underline{X}_\alpha^{(0)} \\ \underline{X}_\alpha^{(1)} \\ \underline{X}_\alpha^{(2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \mathrm{a}^2 & \mathrm{a} \\ 1 & \mathrm{a} & \mathrm{a}^2 \end{pmatrix}^{-1} \times \begin{pmatrix} \underline{X}_\alpha \\ \underline{X}_\beta \\ \underline{X}_\gamma \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \mathrm{a} & \mathrm{a}^2 \\ 1 & \mathrm{a}^2 & \mathrm{a} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{X}_\alpha \\ \underline{X}_\beta \\ \underline{X}_\gamma \end{pmatrix} \tag{2.6}$$

2.3 Corrent de neutre

Suposem un sistema trifàsic amb neutre de retorn, que pot ser el terra, on qualsevol de les seves parts (generador, línia o consum) poden ser desequilibrades; el corrent que circula pel neutre és sempre la suma dels tres corrents de fase: $\underline{I}_\alpha + \underline{I}_\beta + \underline{I}_\gamma$. A partir d'aquest fet, i observant l'equació (2.5a), es veu que el corrent de retorn pel neutre, és igual a tres vegades la component homopolar del sistema de corrents de fase:

$$\underline{I}_\alpha + \underline{I}_\beta + \underline{I}_\gamma = 3\underline{I}_\alpha^{(0)} \tag{2.7}$$

D'altra banda, quan un sistema trifàsic no té neutre, tenim $\underline{I}_\alpha + \underline{I}_\beta + \underline{I}_\gamma = 0$, i per tant, observant la mateixa equació (2.5a), es veu que el sistema format pels corrents de fase no té sistema homopolar, és a dir: $\underline{I}_\alpha^{(0)} = 0$.

Finalment, també podem dir que el corrent total a terra, en cas de defecte a terra, és igual a tres vegades la component homopolar del corrent de curt circuit.

2.4 Propietats de les tensions fase–fase i fase–neutre

En la Figura 2.2 s'ha representat un sistema de tensions fase–fase: $\underline{U}_{\alpha\beta}$, $\underline{U}_{\beta\gamma}$ i $\underline{U}_{\gamma\alpha}$, i dos sistemes de tensions fase–neutre, dels infinits que poden existir depenent de la posició del punt neutre: $\underline{U}_{\alpha\nu}$, $\underline{U}_{\beta\nu}$ i $\underline{U}_{\gamma\nu}$, i $\underline{U}_{\alpha\kappa}$, $\underline{U}_{\beta\kappa}$ i $\underline{U}_{\gamma\kappa}$. El punt neutre ν del primer sistema coincideix amb el baricentre (intersecció de les mitjanes) del triangle format per les tres tensions fase–fase, mentre que el punt neutre κ del segon sistema està desplaçat respecte d'aquest baricentre.

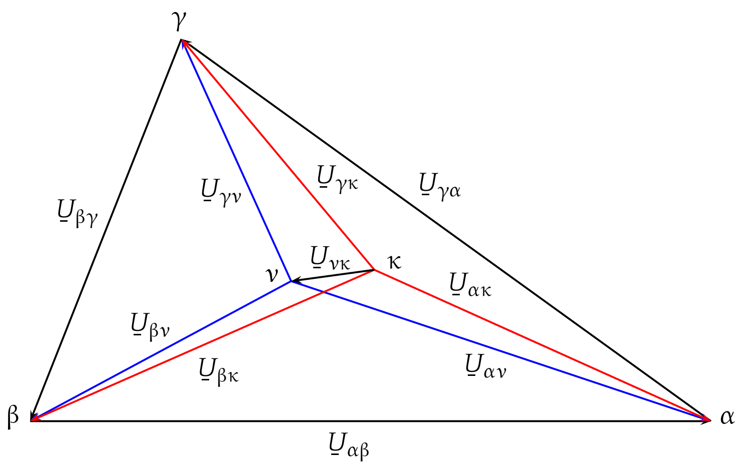


Figura 2.2: Components simètriques. Tensions fase–fase i fase–neutre

Atenent a l'equació (2.5a), es veu que el sistema format per les tensions fase–fase no té component homopolar, ja que la seva suma és sempre igual a zero: $\underline{U}_{\alpha\beta} + \underline{U}_{\beta\gamma} + \underline{U}_{\gamma\alpha} = 0$. Si a més d'aquesta consideració, tenim en compte el que s'ha dit en l'apartat anterior, resulta que un sistema trifàsic desequilibrat sense neutre, es pot estudiar tenint en compte tan sols un sistema directe i un sistema invers, ja que tant les tensions fase–fase com els corrents de fase, no tenen component homopolar.

Pel que fa a les components directa i inversa del sistema format per les tensions fase–fase, es compleix el següent: les components directa i inversa del sistema de tensions fase–fase, són respectivament, els fasors fase–fase de les components directa i inversa del sistema de tensions fase–neutre.

Expressant-ho en forma matemàtica tenim:

$$\underline{U}_{\alpha\beta}^{(0)} = 0 \qquad \underline{U}_{\beta\gamma}^{(0)} = 0 \qquad \underline{U}_{\gamma\alpha}^{(0)} = 0 \tag{2.8a}$$

$$\underline{U}_{\alpha\beta}^{(1)} = (1 - \mathrm{a}^2)\underline{U}_{\alpha\nu}^{(1)} = \underline{U}_{\alpha\nu}^{(1)}\sqrt{3}_{\angle 30^\circ} \qquad \underline{U}_{\beta\gamma}^{(1)} = \mathrm{a}^2\underline{U}_{\alpha\beta}^{(1)} \qquad \underline{U}_{\gamma\alpha}^{(1)} = \mathrm{a}\,\underline{U}_{\alpha\beta}^{(1)} \tag{2.8b}$$

$$\underline{U}_{\alpha\beta}^{(2)} = (1 - \mathrm{a})\underline{U}_{\alpha\nu}^{(2)} = \underline{U}_{\alpha\nu}^{(2)}\sqrt{3}_{\angle -30^\circ} \qquad \underline{U}_{\beta\gamma}^{(2)} = \mathrm{a}\,\underline{U}_{\alpha\beta}^{(2)} \qquad \underline{U}_{\gamma\alpha}^{(2)} = \mathrm{a}^2\underline{U}_{\alpha\beta}^{(2)} \tag{2.8c}$$

En aquestes equacions s'han utilitzat les components directa i inversa del sistema de tensions $\underline{U}_{\alpha\nu}$, $\underline{U}_{\beta\nu}$ i $\underline{U}_{\gamma\nu}$, però també es podrien haver utilitzat les components directa i inversa del sistema de tensions $\underline{U}_{\alpha\kappa}$, $\underline{U}_{\beta\kappa}$ i $\underline{U}_{\gamma\kappa}$, ja que es compleix el següent: tots el sistemes de tensió fase–neutre que tinguin els mateixos extrems α, β, γ, tenen les mateixes components directa i inversa; en termes més electrotècnics, es pot dir que qualsevol joc d'impedàncies en estrella connectat a les mateixes fases α, β, γ, origina unes tensions fase–neutre, les components directa i inversa de les quals, són independents de les característiques de les impedàncies.

El sistema de tensions fase–neutre $\underline{U}_{\alpha\nu}$, $\underline{U}_{\beta\nu}$ i $\underline{U}_{\gamma\nu}$, el punt neutre ν del qual coincideix amb el baricentre del triangle α, β, γ, és l'únic que té un sistema homopolar nul; la resta de sistemes de tensions fase–neutre, com ara el format per les tensions $\underline{U}_{\alpha\kappa}$, $\underline{U}_{\beta\kappa}$ i $\underline{U}_{\gamma\kappa}$, el punt neutre κ del qual està desplaçat respecte del punt ν, tenen un sistema homopolar de valor:

$$\underline{U}_{\alpha\kappa}^{(0)} = \underline{U}_{\beta\kappa}^{(0)} = \underline{U}_{\gamma\kappa}^{(0)} = \underline{U}_{\nu\kappa} \tag{2.9}$$

Amb relació al paràgraf anterior, es pot afirmar que si es connecten tres impedàncies idèntiques en estrella a un sistema de tensions trifàsic, la tensió del punt neutre de l'estrella coincidirà amb el baricentre ν del triangle format per les tensions fase–fase d'aquest sistema de tensions, i per tant les tensions fase–neutre no tindran component homopolar; de fet, ν és el punt neutre de les tensions fase–fase del sistema de tensions trifàsic.

2.5 Potència

Tal com es veu en l'equació (1.48), la qual fa referència a la Figura 1.11 a la pàgina 13, la potència complexa trifàsica en un sistema desequilibrat $\underline{S}_{3\mathrm{F}}$, es calcula a partir de les tres tensions fase–neutre $\underline{U}_{\alpha\nu}$, $\underline{U}_{\beta\nu}$ i $\underline{U}_{\gamma\nu}$, i dels tres corrents de fase $\underline{I}_{\alpha}$, $\underline{I}_{\beta}$ i $\underline{I}_{\gamma}$.

No obstant, si calculem els sistemes directe, invers i homopolar, corresponents a les tensions i corrents anteriors, $\underline{U}_{\alpha\nu}^{(1)}$, $\underline{U}_{\alpha\nu}^{(2)}$ i $\underline{U}_{\alpha\nu}^{(0)}$, i $\underline{I}_{\alpha}^{(1)}$, $\underline{I}_{\alpha}^{(2)}$ i $\underline{I}_{\alpha}^{(0)}$, podem expressar la potència complexa trifàsica a partir d'aquests nous valors, utilitzant les equacions (2.3a), (2.3b) i (2.3c):

$$\begin{aligned}
\underline{S}_{3\mathrm{F}} &= \underline{U}_{\alpha\nu}\underline{I}_{\alpha}^{*} + \underline{U}_{\beta\nu}\underline{I}_{\beta}^{*} + \underline{U}_{\gamma\nu}\underline{I}_{\gamma}^{*} = \\
&= \left(\underline{U}_{\alpha\nu}^{(0)} + \underline{U}_{\alpha\nu}^{(1)} + \underline{U}_{\alpha\nu}^{(2)}\right)\left(\underline{I}_{\alpha}^{(0)} + \underline{I}_{\alpha}^{(1)} + \underline{I}_{\alpha}^{(2)}\right)^{*} + \\
&+ \left(\underline{U}_{\alpha\nu}^{(0)} + \mathrm{a}^2\underline{U}_{\alpha\nu}^{(1)} + \mathrm{a}\,\underline{U}_{\alpha\nu}^{(2)}\right)\left(\underline{I}_{\alpha}^{(0)} + \mathrm{a}^2\underline{I}_{\alpha}^{(1)} + \mathrm{a}\underline{I}_{\alpha}^{(2)}\right)^{*} + \\
&+ \left(\underline{U}_{\alpha\nu}^{(0)} + \mathrm{a}\,\underline{U}_{\alpha\nu}^{(1)} + \mathrm{a}^2\underline{U}_{\alpha\nu}^{(2)}\right)\left(\underline{I}_{\alpha}^{(0)} + \mathrm{a}\underline{I}_{\alpha}^{(1)} + \mathrm{a}^2\underline{I}_{\alpha}^{(2)}\right)^{*} = \\
&= 3\,\underline{U}_{\alpha\nu}^{(1)}\underline{I}_{\alpha}^{(1)*} + 3\,\underline{U}_{\alpha\nu}^{(2)}\underline{I}_{\alpha}^{(2)*} + 3\,\underline{U}_{\alpha\nu}^{(0)}\underline{I}_{\alpha}^{(0)*}
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Exemple 2.1 Es tracta de trobar la potència consumida per una càrrega trifàsica formada per tres resistències idèntiques de 10,58 Ω, connectades en estrella a un sistema trifàsic sense neutre, i la tensió a què està sotmesa cada resistència; els valors de les tensions del sistema trifàsic són: $|\underline{U}_{\alpha\beta}| = 1840\,\mathrm{V}$, $|\underline{U}_{\beta\gamma}| = 2760\,\mathrm{V}$, $|\underline{U}_{\gamma\alpha}| = 2300\,\mathrm{V}$.

Assignem de forma arbitrària, tal com s'ha fet en la Figura 2.2 a la pàgina 29, un angle de fase igual a zero, a la tensió $\underline{U}_{\alpha\beta}$.

A continuació trobem els angles φ_α i φ_β, corresponents als vèrtexs α i β del triangle de tensions, utilitzant la llei dels cosinus (vegeu la Secció D.2 a la pàgina 207):

$$\varphi_\alpha = \arccos\frac{|\underline{U}_{\alpha\beta}|^2 + |\underline{U}_{\gamma\alpha}|^2 - |\underline{U}_{\beta\gamma}|^2}{2|\underline{U}_{\alpha\beta}|\,|\underline{U}_{\gamma\alpha}|} = \arccos\frac{(1840\,\mathrm{V})^2 + (2300\,\mathrm{V})^2 - (2760\,\mathrm{V})^2}{2\times 1840\,\mathrm{V}\times 2300\,\mathrm{V}} = 82{,}82^\circ$$
$$\varphi_\beta = \arccos\frac{|\underline{U}_{\beta\gamma}|^2 + |\underline{U}_{\alpha\beta}|^2 - |\underline{U}_{\gamma\alpha}|^2}{2|\underline{U}_{\beta\gamma}|\,|\underline{U}_{\alpha\beta}|} = \arccos\frac{(2760\,\mathrm{V})^2 + (1840\,\mathrm{V})^2 - (2300\,\mathrm{V})^2}{2\times 2760\,\mathrm{V}\times 1840\,\mathrm{V}} = 55{,}77^\circ$$

Les tres tensions en forma complexa són doncs:

$$\begin{aligned}
\underline{U}_{\alpha\beta} &= 1840_{\angle 0^\circ}\,\mathrm{V}\\
\underline{U}_{\beta\gamma} &= 2760_{\angle 180^\circ+55{,}77^\circ}\,\mathrm{V} = 2760_{\angle 235{,}77^\circ}\,\mathrm{V}\\
\underline{U}_{\gamma\alpha} &= 2300_{\angle 180^\circ-82{,}82^\circ}\,\mathrm{V} = 2300_{\angle 97{,}18^\circ}\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

Tal com s'ha dit anteriorment, el sistema de tensions fase–fase no té component homopolar; a més, el sistema de tensions fase–neutre tampoc no en tindrà, ja que la càrrega trifàsica és equilibrada (tres resistències idèntiques).

Trobem a continuació les components directa i inversa de les tensions $\underline{U}_{\alpha\beta}$, $\underline{U}_{\beta\gamma}$ i $\underline{U}_{\gamma\alpha}$, utilitzant les equacions (2.5b) i (2.5c):

$$\begin{aligned}
\underline{U}_{\alpha\beta}^{(1)} &= \frac{1}{3}\Big(1840_{\angle 0^\circ}\,\mathrm{V} + 1_{\angle 120^\circ}\times 2760_{\angle 235{,}77^\circ}\,\mathrm{V} + 1_{\angle 240^\circ}\times 2300_{\angle 97{,}18^\circ}\,\mathrm{V}\Big) = 2267{,}09_{\angle -9{,}27^\circ}\,\mathrm{V}\\
\underline{U}_{\alpha\beta}^{(2)} &= \frac{1}{3}\Big(1840_{\angle 0^\circ}\,\mathrm{V} + 1_{\angle 240^\circ}\times 2760_{\angle 235{,}77^\circ}\,\mathrm{V} + 1_{\angle 120^\circ}\times 2300_{\angle 97{,}18^\circ}\,\mathrm{V}\Big) = 539{,}77_{\angle 137{,}42^\circ}\,\mathrm{V}\\
\underline{U}_{\alpha\beta}^{(0)} &= 0\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

El següent pas consisteix a trobar les components directa i inversa de les tensions fase–neutre, utilitzant les equacions (2.8b) i (2.8c):

$$\begin{aligned}
\underline{U}_{\alpha\nu}^{(1)} &= \frac{\underline{U}_{\alpha\beta}^{(1)}}{\sqrt{3}_{\angle 30^\circ}} = \frac{2267{,}09_{\angle -9{,}27^\circ}\,\mathrm{V}}{\sqrt{3}_{\angle 30^\circ}} = 1308{,}91_{\angle -39{,}27^\circ}\,\mathrm{V}\\
\underline{U}_{\alpha\nu}^{(2)} &= \frac{\underline{U}_{\alpha\beta}^{(2)}}{\sqrt{3}_{\angle -30^\circ}} = \frac{539{,}77_{\angle 137{,}42^\circ}\,\mathrm{V}}{\sqrt{3}_{\angle -30^\circ}} = 311{,}64_{\angle 167{,}42^\circ}\,\mathrm{V}\\
\underline{U}_{\alpha\nu}^{(0)} &= 0\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

A partir d'aquests valors, podem calcular ara les components directa, inversa i homopolar del corrent que circula per les resistències, aplicant les lleis de Kirchhoff; les components directa, inversa i homopolar de les resistències $R^{(1)}$, $R^{(2)}$ i $R^{(0)}$ són iguals als seus valors nominals.

$$\underline{I}_{\alpha}^{(1)} = \frac{\underline{U}_{\alpha v}^{(1)}}{R^{(1)}} = \frac{1308{,}91_{\angle -39{,}27^\circ}\,\mathrm{V}}{10{,}58_{\angle 0^\circ}\,\Omega} = 123{,}72_{\angle -39{,}27^\circ}\,\mathrm{A}$$

$$\underline{I}_{\alpha}^{(2)} = \frac{\underline{U}_{\alpha v}^{(2)}}{R^{(2)}} = \frac{311{,}64_{\angle 167{,}42^\circ}\,\mathrm{V}}{10{,}58_{\angle 0^\circ}\,\Omega} = 29{,}46_{\angle 167{,}42^\circ}\,\mathrm{A}$$

$$\underline{I}_{\alpha}^{(0)} = \frac{\underline{U}_{\alpha v}^{(0)}}{R^{(0)}} = \frac{0\,\mathrm{V}}{10{,}58_{\angle 0^\circ}\,\Omega} = 0\,\mathrm{A}$$

Podem ara ja calcular la potència consumida per la càrrega trifàsica, utilitzant l'equació (2.10):

$$\begin{aligned}\underline{S}_{3\mathrm{F}} &= 3\,\underline{U}_{\alpha v}^{(1)}\underline{I}_{\alpha}^{(1)*} + 3\,\underline{U}_{\alpha v}^{(2)}\underline{I}_{\alpha}^{(2)*} + 3\,\underline{U}_{\alpha v}^{(0)}\underline{I}_{\alpha}^{(0)*} = \\ &= 3 \times 1308{,}91_{\angle -39{,}27^\circ}\,\mathrm{V} \times 123{,}72_{\angle 39{,}27^\circ}\,\mathrm{A} + 3 \times 311{,}64_{\angle 167{,}42^\circ}\,\mathrm{V} \times 29{,}46_{\angle -167{,}42^\circ}\,\mathrm{A} + 0 = \\ &= 513{,}33\,\mathrm{kW}\end{aligned}$$

Finalment, utilitzarem les equacions (2.3a), (2.3b) i (2.3c) per trobar la tensió a què estan sotmeses les tres resistències:

$$\underline{U}_{\alpha v} = 0 + 1308{,}91_{\angle -39{,}27^\circ}\,\mathrm{V} + 311{,}64_{\angle 167{,}42^\circ}\,\mathrm{V} = 1039{,}94_{\angle -47{,}01^\circ}\,\mathrm{V}$$

$$\underline{U}_{\beta v} = 0 + 1_{\angle 240^\circ} \times 1308{,}91_{\angle -39{,}27^\circ}\,\mathrm{V} + 1_{\angle 120^\circ} \times 311{,}64_{\angle 167{,}42^\circ}\,\mathrm{V} = 1362{,}89_{\angle -146{,}07^\circ}\,\mathrm{V}$$

$$\underline{U}_{\gamma v} = 0 + 1_{\angle 120^\circ} \times 1308{,}91_{\angle -39{,}27^\circ}\,\mathrm{V} + 1_{\angle 240^\circ} \times 311{,}64_{\angle 167{,}42^\circ}\,\mathrm{V} = 1578{,}66_{\angle 74{,}51^\circ}\,\mathrm{V}$$

Capítol 3

Sèries de Fourier

3.1 Definicions

Una funció periòdica en el temps $v(t)$, de freqüència f, període T i velocitat angular ω ($f = 1/T$, $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$), es pot expressar com una suma infinita de funcions sinus i cosinus; és el que s'anomena expansió d'una funció periòdica en sèrie de Fourier:

$$v(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) \tag{3.1}$$

Els coeficients A_0, A_n i B_n, es calculen a partir de les expressions següents:

$$A_0 = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} v(t)\,\mathrm{d}t = \frac{\omega}{2\pi}\int_{t_0}^{t_0+\frac{2\pi}{\omega}} v(t)\,\mathrm{d}t \tag{3.2a}$$

$$A_n = \frac{2}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} v(t)\cos(n\omega t)\,\mathrm{d}t = \frac{\omega}{\pi}\int_{t_0}^{t_0+\frac{2\pi}{\omega}} v(t)\cos(n\omega t)\,\mathrm{d}t \qquad (n = 1, \dots \infty) \tag{3.2b}$$

$$B_n = \frac{2}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} v(t)\sin(n\omega t)\,\mathrm{d}t = \frac{\omega}{\pi}\int_{t_0}^{t_0+\frac{2\pi}{\omega}} v(t)\sin(n\omega t)\,\mathrm{d}t \qquad (n = 1, \dots \infty) \tag{3.2c}$$

Si la funció periòdica $v(\alpha)$ està definida en funció de l'angle α, enlloc del temps t, a partir de la relació $\alpha = \omega t$ ($\mathrm{d}\alpha = \omega\,\mathrm{d}t$), tenim:

$$v(\alpha) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\alpha + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin n\alpha \tag{3.3}$$

En aquest cas, els coeficients A_0, A_n i B_n, es calculen a partir de les expressions següents:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_0}^{\alpha_0+2\pi} v(\alpha)\,\mathrm{d}\alpha \tag{3.4a}$$

$$A_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha_0}^{\alpha_0+2\pi} v(\alpha)\cos n\alpha\,\mathrm{d}\alpha \qquad (n = 1, \dots \infty) \tag{3.4b}$$

$$B_n = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha_0}^{\alpha_0+2\pi} v(\alpha)\sin n\alpha\,\mathrm{d}\alpha \qquad (n = 1, \dots \infty) \tag{3.4c}$$

Les equacions (3.1) i (3.3) es poden expressar d'una manera alternativa, utilitzant únicament funcions cosinus, quan $v(t)$ és una funció real i per tant $A_n, B_n \in \mathbb{R}$:

$$v(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t + \phi_n) \tag{3.5}$$

$$v(\alpha) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\alpha + \phi_n) \tag{3.6}$$

Els coeficients C_0, C_n i ϕ_n[1], amb $A_n, B_n \in \mathbb{R}$, es calculen a partir de les expressions següents:

$$C_0 = A_0 \tag{3.7a}$$

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \qquad (n = 1, \ldots \infty) \tag{3.7b}$$

$$\phi_n = \begin{cases} -\arctan \dfrac{B_n}{A_n}, & A_n \neq 0 \\ -\dfrac{\pi}{2}, & A_n = 0 \end{cases} \qquad (n = 1, \ldots \infty) \tag{3.7c}$$

Si comparem l'equació (3.2a) amb l'equació (1.63) o l'equació (3.4a) amb l'equació (1.64), veurem que són idèntiques, i per tant es pot afirmar que el coeficient A_0 (i per tant, també C_0) és igual al valor mitjà de la funció periòdica.

Atenent a les equacions (3.5) o (3.6), el terme d'índex $n = 1$, $C_1 \cos(\omega t + \phi_1)$ o $C_1 \cos(\alpha + \phi_1)$, s'anomena component fonamental, perquè té la mateixa freqüència que la funció original. La resta de termes, d'índex $n = 2, \ldots, \infty$, s'anomenen components harmòniques.

3.2 Simplificacions

Quan les funcions $v(t)$ o $v(\alpha)$ presenten certes simetries, alguns dels coeficients A_n, B_n, C_n i ϕ_n s'anul·len, o prenen valors determinats.

3.2.1 Funcions parells

Són funcions que compleixen: $v(t) = v(-t)$ o $v(\alpha) = v(-\alpha)$. En aquest cas, tots els coeficients B_n s'anul·len; en concret tenim:

$$B_n = 0 \qquad (n = 1, \ldots, \infty) \tag{3.8a}$$

$$C_0 = A_0 \tag{3.8b}$$

$$C_n = A_n \qquad (n = 1, \ldots, \infty) \tag{3.8c}$$

$$\phi_n = 0 \qquad (n = 1, \ldots, \infty) \tag{3.8d}$$

[1] Cal tenir en compte que la funció arctan disponible en moltes calculadores i llenguatges de programació, torna de forma estandarditzada valors compresos entre $-\frac{\pi}{2}$ i $\frac{\pi}{2}$. En aquest cas cal sumar el valor π, quan A_n és negatiu, a l'angle obtingut amb la funció arctan per tal d'obtenir l'angle en el quadrant correcte.

3.2.2 Funcions senars

Són funcions que compleixen: $v(t) = -v(-t)$ o $v(\alpha) = -v(-\alpha)$. En aquest cas, tots els coeficients A_n s'anul·len; en concret tenim:

$$A_0 = 0 \tag{3.9a}$$

$$A_n = 0 \qquad (n = 1, \ldots, \infty) \tag{3.9b}$$

$$C_0 = 0 \tag{3.9c}$$

$$C_n = B_n \qquad (n = 1, \ldots, \infty) \tag{3.9d}$$

$$\phi_n = -\frac{\pi}{2} \qquad (n = 1, \ldots, \infty) \tag{3.9e}$$

3.2.3 Funcions amb simetria de semiona

Són funcions que compleixen: $v(t) = -v(t + \frac{T}{2})$ o $v(\alpha) = -v(\alpha + \pi)$. En aquest cas, tots els coeficients A_n i B_n d'índex parell s'anul·len; en concret tenim:

$$A_0 = 0 \tag{3.10a}$$

$$A_n = 0 \qquad (n = 2, 4, 6, \ldots, \infty) \tag{3.10b}$$

$$B_n = 0 \qquad (n = 2, 4, 6, \ldots, \infty) \tag{3.10c}$$

$$C_n = 0 \qquad (n = 2, 4, 6, \ldots, \infty) \tag{3.10d}$$

$$\phi_n = 0 \qquad (n = 2, 4, 6, \ldots, \infty) \tag{3.10e}$$

3.3 Condició de Dirichlet

Quan una funció periòdica $v(t)$ és contínua en tot el seu període T, la seva expansió en sèrie de Fourier convergeix al mateix valor que la funció original, per a qualsevol valor de t.

En el cas que la funció $v(t)$ estigui definida a trossos, com per exemple una ona quadrada, la condició de Dirichlet ens assegura que la seva expansió en sèrie de Fourier convergeix al mateix valor que la funció original, per a tots els valors de t on la funció es contínua, i que en els punts de discontinuïtat de la funció, la seva expansió en sèrie de Fourier convergeix al valor mitjà dels límits per la dreta i per l'esquerra de la funció en aquests punts. Per tal que això es compleixi, la funció $v(t)$ ha de complir les condicions següents:

- Ha de tenir un nombre finit de discontinuïtats finites.
- Ha de tenir un nombre finit d'extrems (màxims o mínims).

Tot el que s'ha dit és igualment vàlid per a una funció periòdica $v(\alpha)$ definida en funció de l'angle α.

3.4 Valors mitjà i eficaç, taxes, factors i distorsió harmònica total

3.4.1 Valor mitjà

Com ja s'ha dir anteriorment, el valor mitjà $\bar{V}$ d'una funció periòdica $v(t)$ o $v(\alpha)$ és:

$$\bar{V} = A_0 = C_0 \tag{3.11}$$

3.4.2 Valor eficaç

Atenent a les equacions (3.5) o (3.6), els valors de cresta $\hat{V}_n$ i eficaç V_n de cadascun dels termes del sumatori, són respectivament

$$\hat{V}_n = C_n \qquad (n = 1, \ldots, \infty) \tag{3.12}$$

$$V_n = \frac{C_n}{\sqrt{2}} \qquad (n = 1, \ldots, \infty) \tag{3.13}$$

El valor eficaç total V de la funció periòdica $v(t)$ o $v(\alpha)$ és:

$$V = \sqrt{\bar{V}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \tag{3.14}$$

3.4.3 Taxa de fonamental

La taxa de fonamental relaciona el valor eficaç de la component fonamental V_1, amb el valor eficaç total V. La norma CEI 60050 l'anomena «fundamental factor» o «relative fundamental content», li assigna el símbol g i la defineix com:

$$g = \frac{V_1}{V} \tag{3.15}$$

Un valor proper a 1 indica que les components harmòniques tenen poca importància:

3.4.4 Taxa de l'harmònica d'ordre n

La taxa de l'harmònica d'ordre n relaciona el valor eficaç d'aquesta harmònica V_n, amb el valor eficaç de la component fonamental V_1. La norma CEI 60050 l'anomena «nth harmonic ratio» i la defineix com:

$$\frac{V_n}{V_1} \tag{3.16}$$

3.4.5 Taxa d'harmòniques

La taxa d'harmòniques relaciona el valor eficaç que s'obtindria sense tenir en compte la component fonamental V_1, amb el valor eficaç total V. La norma CEI 60050 l'anomena «total harmonic factor», li assigna el símbol d i la defineix com:

$$d = \frac{\sqrt{\bar{V}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V} \tag{3.17}$$

Quan el valor mitjà $\bar{V}$ és nul, es verifica:

$$\bar{V} = 0 \quad \Rightarrow \quad g^2 = 1 - d^2 \tag{3.18}$$

Un valor proper a 0 indica un baix contingut de components harmòniques.

3.4.6 Distorsió harmònica total

La distorsió harmònica total relaciona el valor eficaç que s'obtindria sense tenir en compte la component fonamental V_1, amb el valor eficaç d'aquesta component fonamental. La norma CEI 60050 l'anomena «total harmonic distortion (THD)» i la defineix com:

$$\mathrm{THD} = \frac{\sqrt{\bar{V}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \tag{3.19}$$

Quan el valor mitjà $\bar{V}$ és nul, es verifica:

$$\bar{V} = 0 \quad \Rightarrow \quad g^2 = \frac{1}{1 + \mathrm{THD}^2} \tag{3.20}$$

Un valor proper a 0 indica un baix contingut de components harmòniques.

3.4.7 Factor d'arrissada eficaç

El factor d'arrissada eficaç relaciona el valor eficaç que s'obtindria sense tenir en compte el valor mitjà $\bar{V}$, amb aquest valor mitjà. La norma CEI 60050 l'anomena «rms-ripple factor» o «relative ripple content», li assigna el símbol r i el defineix com:

$$r = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}}{|\bar{V}|} \tag{3.21}$$

Aquesta relació és la mateixa que es pot veure en l'equació (1.69), només cal substituir-hi el valor eficaç V pel valor donat en l'equació (3.14).

3.4.8 Factor d'arrissada

El factor d'arrissada relaciona el valor eficaç que s'obtindria sense tenir en compte el valor mitjà $\bar{V}$, amb el valor eficaç total V. La norma CEI 60050 l'anomena «pulsating factor», li assigna el símbol s i el defineix com:

$$s = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}}{V} \tag{3.22}$$

Exemple 3.1 Es tracta de calcular els valors mitjà i eficaç i la taxa de fonamental, de la tensió que s'obté a partir d'una tensió sinusoïdal $u(t) = \hat{U} \sin \omega t$, amb un rectificador d'ona completa, utilitzant la seva expansió en sèrie de Fourier.

La tensió que s'obté del rectificador d'ona completa ve definida per:

$$u(t) = \begin{cases} \hat{U} \sin \omega t, & 0 < \omega t < \pi \\ -\hat{U} \sin \omega t, & \pi \le \omega t \le 2\pi \end{cases}$$

En aquest cas, l'ona de tensió entre π i 2π és una repetició exacta de l'ona de tensió entre 0 i π, per tant, únicament caldrà considerar-ne la primera meitat (entre 0 i π), tenint en compte que el període serà π/ω. A més, aquesta funció és parell $u(t) = u(-t)$, i per tant, tots els termes B_n $(n = 1, \ldots, \infty)$ seran nuls.

El terme A_0 val:

$$A_0 = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \hat{U} \sin \omega t \, \mathrm{d}t = -\frac{\hat{U} \cos \omega t}{\pi}\bigg|_0^{\frac{\pi}{\omega}} = \frac{2\hat{U}}{\pi}$$

Els temes A_n valen:

$$A_n = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \hat{U} \sin \omega t \cos(n\omega t) \, \mathrm{d}t = \frac{2\hat{U}[\cos \omega t \cos(n\omega t) + n \sin \omega t \sin(n\omega t)]}{\pi(n^2-1)}\bigg|_0^{\frac{\pi}{\omega}} =$$
$$= -\frac{2\hat{U}(1 + \cos n\pi)}{\pi(n^2-1)} \qquad (n = 1, \ldots, \infty)$$

Per tant, la funció periòdica $u(t)$ es pot expressar com:

$$u(t) = \frac{2\hat{U}}{\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{2\hat{U}(1 + \cos n\pi)}{\pi(n^2-1)} \cos(n\omega t)$$

Ara bé, si ens fixem en els termes $1 + \cos n\pi$, veiem que valen 0 per a $n = 1, 3, 5, \ldots$ i 2 per a $n = 2, 4, 6, \ldots$, i per tant, dins del sumatori únicament ens quedaran termes d'índex parell. Si a continuació, fem el canvi de variable $n = 2k$ $(n^2 = 4k^2)$, tenim:

$$u(t) = \frac{2\hat{U}}{\pi} - \frac{4\hat{U}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(2k\omega t)}{4k^2-1}$$

Aquesta simplificació es deguda al fet que s'ha utilitzat com a període de la funció $u(t)$ la meitat (π/ω) del valor total $(2\pi/\omega)$, i per tant, és com si n'haguéssim doblat la freqüència i la velocitat angular; així doncs, la velocitat angular de la component fonamental és 2ω, i la velocitat angular de les components harmòniques és $2\omega k$ ($k = 2, 3, 4, 5 \ldots$).

El valor mitjà $\bar{U}$ de $u(t)$ és directament:

$$\bar{U} = \frac{2\hat{U}}{\pi}$$

El valor eficaç de cadascun dels termes del sumatori és:

$$U_k = \frac{4\hat{U}}{\sqrt{2}\pi(4k^2 - 1)} \qquad (k = 1, \ldots, \infty)$$

El valor eficaç total és, per tant:

$$U = \sqrt{\left(\frac{2\hat{U}}{\pi}\right)^2 + \sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{4\hat{U}}{\sqrt{2}\pi(4k^2 - 1)}\right)^2} = \sqrt{\frac{4\hat{U}^2}{\pi^2} + \frac{(\pi^2 - 8)\hat{U}^2}{2\pi^2}} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$$

Com es pot veure, aquests valors mitjà i eficaç obtinguts aquí, són idèntics als obtinguts en l'exemple de la Secció 1.4.

El valor eficaç U_1 de la component fonamental val:

$$U_1 = \frac{4\hat{U}}{\sqrt{2}\pi(4 \times 1^2 - 1)} = \frac{4\hat{U}}{3\sqrt{2}\pi}$$

La taxa de fonamental val, per tant:

$$g = \frac{\dfrac{4\hat{U}}{3\sqrt{2}\pi}}{\dfrac{\hat{U}}{\sqrt{2}}} = \frac{4}{3\pi} = 0,42$$

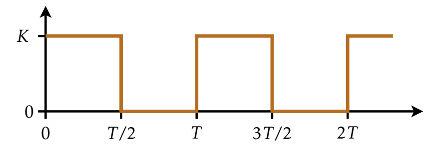
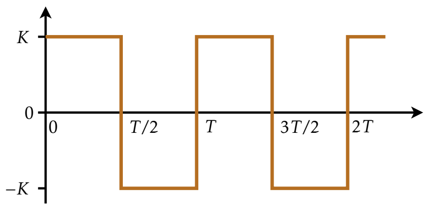
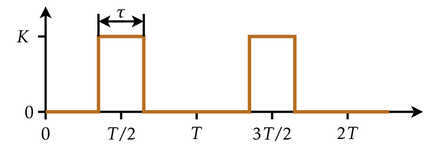
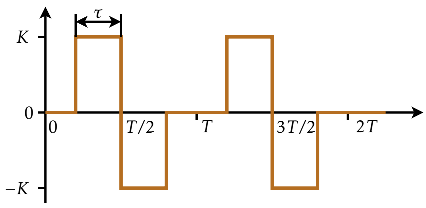
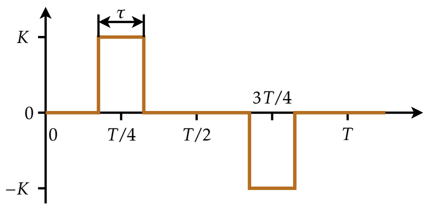
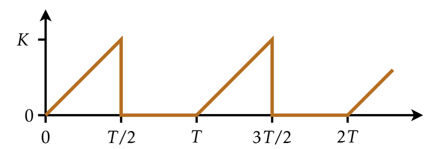
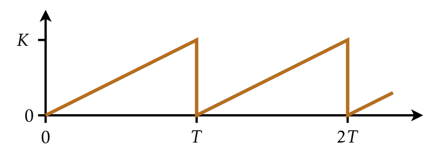
Com es pot veure, aquest valor no es gaire alt, això ens indica que el contingut de components harmòniques de la tensió $u(t)$ és elevat.

3.5 Taula de sèries de Fourier

Encara que els coeficients de la sèrie de Fourier d'una funció qualsevol es poden obtenir resolent les integrals referides en les seccions anteriors, els càlculs involucrats poden ser força complicats; per aquest motiu, és usual disposar de taules que recullen les sèries de Fourier d'un gran nombre de funcions.

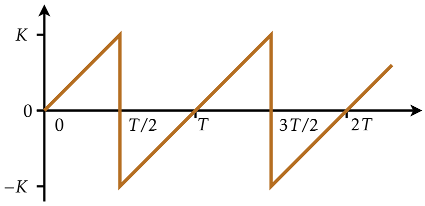
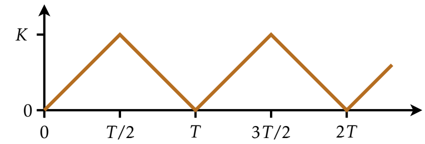
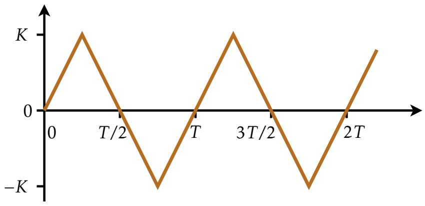
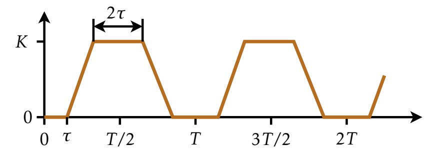
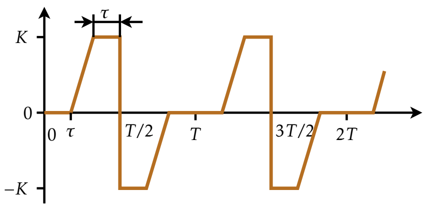
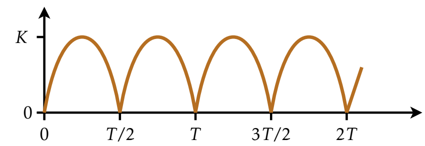
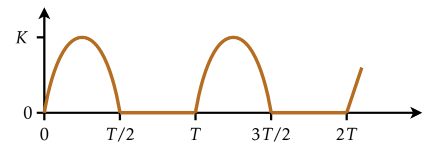
En la Taula 3.1 a la pàgina següent, es pot veure una relació de sèries de Fourier de diverses formes d'ona usuals. Com és habitual tenim: $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$.

Taula 3.1: Sèries de Fourier de formes d'ona

$f(t)$	sèrie de Fourier de $f(t)$
	$\frac{K}{2}+\frac{2K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin\left((2n-1)\omega t\right)}{2n-1}$
	$\frac{4K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin\left((2n-1)\omega t\right)}{2n-1}$
	$\frac{K\omega\tau}{2\pi}+\frac{2K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^n\sin\left(\frac{n\omega\tau}{2}\right)\cos(n\omega t)}{n}$
	$\frac{2K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^n(\cos(n\omega\tau)-1)\sin(n\omega t)}{n}$
	$\frac{4K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^{n+1}\sin\left(\frac{(2n-1)\omega\tau}{2}\right)\sin\left((2n-1)\omega t\right)}{2n-1}$
	$\frac{K}{4}-\frac{2K}{\pi^2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\cos\left((2n-1)\omega t\right)}{(2n-1)^2}+$ $+\frac{K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^{n+1}\sin(n\omega t)}{n}$
	$\frac{K}{2}-\frac{K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(n\omega t)}{n}$

(continua a la pàgina següent)

Taula 3.1: Sèries de Fourier de formes d'ona (*ve de la pàgina anterior*)

$f(t)$	sèrie de Fourier de $f(t)$
	$\dfrac{2K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\dfrac{(-1)^{n+1}\sin(n\omega t)}{n}$
	$\dfrac{K}{2}-\dfrac{4K}{\pi^2}\sum_{n=1}^{\infty}\dfrac{\cos\big((2n-1)\omega t\big)}{(2n-1)^2}$
	$\dfrac{8K}{\pi^2}\sum_{n=1}^{\infty}\dfrac{(-1)^{n-1}\sin\big((2n-1)\omega t\big)}{(2n-1)^2}$
	$\dfrac{K}{2}-\dfrac{4K}{\pi^2-2\pi\omega\tau}\sum_{n=1}^{\infty}\dfrac{\cos\big((2n-1)\omega\tau\big)\cos\big((2n-1)\omega t\big)}{(2n-1)^2}$
	$\dfrac{2K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\left(1+\dfrac{\big(1+(-1)^n\big)\sin(n\omega\tau)}{n(\pi-2\omega\tau)}\right)\dfrac{(-1)^{n+1}\sin(n\omega t)}{n}$
	$\dfrac{2K}{\pi}-\dfrac{4K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\dfrac{\cos(2n\omega t)}{4n^2-1}$
	$\dfrac{K}{\pi}+\dfrac{K}{2}\sin(\omega t)-\dfrac{2K}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\dfrac{\cos(2n\omega t)}{4n^2-1}$

3.6 Propietats de les sèries de Fourier

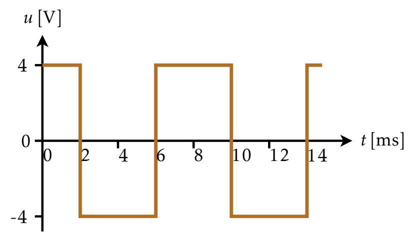
A partir de la taula 3.1 a la pàgina 40 es poden obtenir fàcilment sèries de Fourier d'ones que no hi figuren.

El principi de linealitat és aplicable a les sèries de Fourier, i per tant si tenim una ona que sigui la suma de dues ones que figuren en aquesta taula, només cal sumar les sèries de Fourier de les dues ones de la taula per obtenir la sèrie de Fourier de l'ona original.

Un cas particular de l'anterior es presenta quan tenim una ona idèntica a una de la taula 3.1 a la pàgina 40, però desplaçada un cert valor amunt o avall; en aquest cas només caldrà que calculem el terme A_0, o sigui el valor mitjà de l'ona, ja que la resta de termes que depenen de ω seran iguals.

El principi de desplaçament en el temps també és aplicable a les sèries de Fourier, i per tant si tenim una ona idèntica a una de la taula 3.1 a la pàgina 40, però desfasada una cert temps τ (equivalent a un angle $\phi = \omega\tau$), podem utilitzar la sèrie de Fourier d'aquesta ona de la taula, substituint el valor t per $t + \tau$ o per $t - \tau$, segons que la nostra ona estigui avançada o retardada respectivament, respecte de l'ona de la taula; si en lloc del temps τ utilitzen l'angle ϕ, haurem de substituir ωt per $\omega t + \phi$ o per $\omega t - \phi$ respectivament.

Exemple 3.2 Es tracta de trobar la sèrie de Fourier de l'ona de la figura següent.



El període d'aquesta ona és $T = 8\,\text{ms}$ i la seva velocitat angular és $\omega = \dfrac{2\pi}{8\,\text{ms}} = 250\pi\,\text{rad/s}$.

Aquesta ona és igual a la segona ona de la taula 3.1 a la pàgina 40 amb $K = 4\,\text{V}$, però avançada un temps $\tau = 2\,\text{ms}$; aquest valor correspon a un angle ϕ d'avanç de:

$$\phi = \omega\tau = 250\pi\,\text{rad/s} \times 2\,\text{ms} = \frac{\pi}{2}\,\text{rad}$$

La sèrie de Fourier d'aquesta ona és doncs:

$$u(t) = \frac{16}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin\left((2n-1)(250\pi t + \frac{\pi}{2})\right)}{2n-1}$$

3.7 Potència

Comencem expressant una tensió $u(t)$ i un corrent $i(t)$ segons l'equació (3.5), tot substituint els coeficients C_0 i C_n $(n = 1, \ldots, \infty)$ pels valors mitjà i eficaç respectivament:

$$u(t) = \bar{U} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_n \cos(n\omega t + \xi_n) \tag{3.23}$$

$$i(t) = \bar{I} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \cos(n\omega t + \psi_n) \tag{3.24}$$

Si $u(t)$ és la tensió que s'aplica a una càrrega i $i(t)$ és el corrent que aquesta càrrega absorbeix, essent els sentits de $u(t)$ i de $i(t)$ els mateixos que es poden veure en les Figures 1.4, 1.5 o 1.6, la potència activa P consumida per la càrrega és:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} u(t)i(t)\,\mathrm{d}t = \\ &= \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T}\left[\bar{U} + \sum_{n=1}^{\infty}\sqrt{2}U_n\cos(n\omega t+\xi_n)\right]\left[\bar{I} + \sum_{n=1}^{\infty}\sqrt{2}I_n\cos(n\omega t+\psi_n)\right]\mathrm{d}t = \\ &= \bar{U}\bar{I} + \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos(\xi_n - \psi_n) = \bar{U}\bar{I} + \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos\varphi_n \end{aligned} \tag{3.25}$$

Els termes $\cos\varphi_n = \cos(\xi_n - \psi_n)$ són els factors de potència de cadascuna de les components fonamental i harmòniques. No existeix un factor de potència global.

Com es pot observar, només contribueixen a la potencia total, els termes de la tensió i del corrent que tenen el mateix índex. Per tant, si el corrent té termes d'uns índexs que no estan presents en la tensió, aquests termes no contribuiran a la transmissió de potència; en canvi si observem l'equació (3.14) veiem que tots els termes contribueixen al valor eficaç total, per tant, aquestes components harmòniques sí que contribuiran a elevar el valor eficaç del corrent, i per tant a elevar les pèrdues resistives en les línies de transmissió.

La potència aparent S es defineix de la manera usual, com el producte dels valors eficaços totals de la tensió i del corrent:

$$S = UI = \sqrt{\left(\bar{U}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n^2\right)\left(\bar{I}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2\right)} \tag{3.26}$$

Pel que fa a la potència reactiva Q, s'acostuma a definir d'una forma similar a la potència activa:

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \sin(\xi_n - \psi_n) = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \sin\varphi_n \tag{3.27}$$

Amb aquesta definició de potència reactiva, tenim: $P^2 + Q^2 < S^2$; el valor que falta per quadrar aquesta desigualtat, es l'anomenada potència distorsionant D:

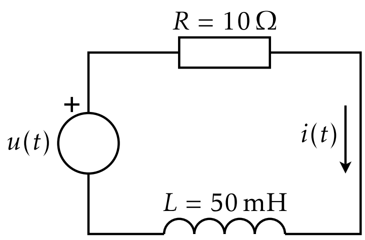
$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \tag{3.28}$$

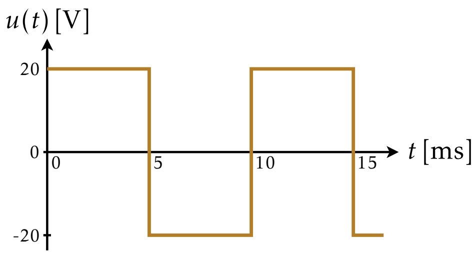
3.8 Anàlisi de circuits elèctrics

Les sèries de Fourier s'utilitzen per calcular les tensions i corrents que s'estableixen en un circuit elèctric, quan les fonts de tensió presents són ones periòdiques no sinusoïdals (ones quadrades, triangulars, trapezoïdals, etc.). En aquest cas, cal descompondre la tensió no sinusoïdal en una sèrie de Fourier, i calcular les tensions i corrents que s'originen en el circuit, de forma independent, per a cadascuna de les freqüències presents en la sèrie de Fourier; el valor total d'aquests corrents i tensions s'obté sumant els termes parcials corresponents a cada freqüència.

En aquests càlculs cal tenir en compte que la impedància que presentarà una inductància L i una capacitat C al terme n-èsim de la tensió, serà $\mathrm{j}n\omega L$ i $-\mathrm{j}/(n\omega C)$ respectivament, essent ω la velocitat angular de la component fonamental de la tensió.

Exemple 3.3 Es tracta de trobar la potència dissipada en la resistència del circuit següent; la tensió $u(t)$ aplicada al circuit, es mostra en la gràfica adjunta.





El període de la tensió $u(t)$ és: $T = 10\,\mathrm{ms}$, i la seva velocitat angular: $\omega = 2\pi/T = 200\pi\,\mathrm{rad/s}$; matemàticament, $u(t)$ s'expressa com:

$$u(t) = \begin{cases} 20\,\mathrm{V}, & 0\,\mathrm{ms} < t < 5\,\mathrm{ms} \\ -20\,\mathrm{V}, & 5\,\mathrm{ms} \le t \le 10\,\mathrm{ms} \end{cases}$$

Comencem calculant l'expansió en sèrie de Fourier de la tensió $u(t)$. Aquesta funció es senar i té simetria de semiona, i per tant compleix: $u(t) = -u(-t)$ i $u(t) = -u(t + \frac{T}{2})$; com a conseqüència d'això, únicament seran diferents de zero el coeficients B_n d'índex senar $(B_1, B_3, B_5, \ldots)$. Donat que $u(t)$ està definida en dos trossos, calcularem els coeficients B_n segons:

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{2}{T}\left(\int_0^{T/2} u(t)\sin(n\omega t) + \int_{T/2}^{T} u(t)\sin(n\omega t)\right) = \\ &= 200\left(\int_0^{5\times10^{-3}} 20\sin(200n\pi t) + \int_{5\times10^{-3}}^{10^{-2}} -20\sin(200n\pi t)\right) = \\ &= 200\left(-\frac{\cos(200n\pi t)}{10n\pi}\bigg|_0^{5\times10^{-3}} + \frac{\cos(200n\pi t)}{10n\pi}\bigg|_{5\times10^{-3}}^{10^{-2}}\right) = \\ &= 200\left(\frac{1}{10n\pi} - \frac{\cos n\pi}{5n\pi} + \frac{\cos(2n\pi)}{10n\pi}\right) \qquad (n = 1, 3, 5, \ldots) \end{aligned}$$

Si tenim en compte que per a valors senars de l'índex n, es compleix: $\cos n\pi = -1$ i $\cos(2n\pi) = 1$, tenim:

$$B_n = 200\left(\frac{1}{10n\pi} - \frac{-1}{5n\pi} + \frac{1}{10n\pi}\right) = \frac{80}{n\pi} \qquad (n = 1, 3, 5, \ldots)$$

Així doncs, l'expansió en sèrie de Fourier de la tensió $u(t)$ és:

$$u(t) = \frac{80}{\pi}\left(\sin\omega t + \frac{\sin(3\omega t)}{3} + \frac{\sin(5\omega t)}{5} + \frac{\sin(7\omega t)}{7} + \frac{\sin(9\omega t)}{9} + \frac{\sin(11\omega t)}{11} + \cdots\right)$$

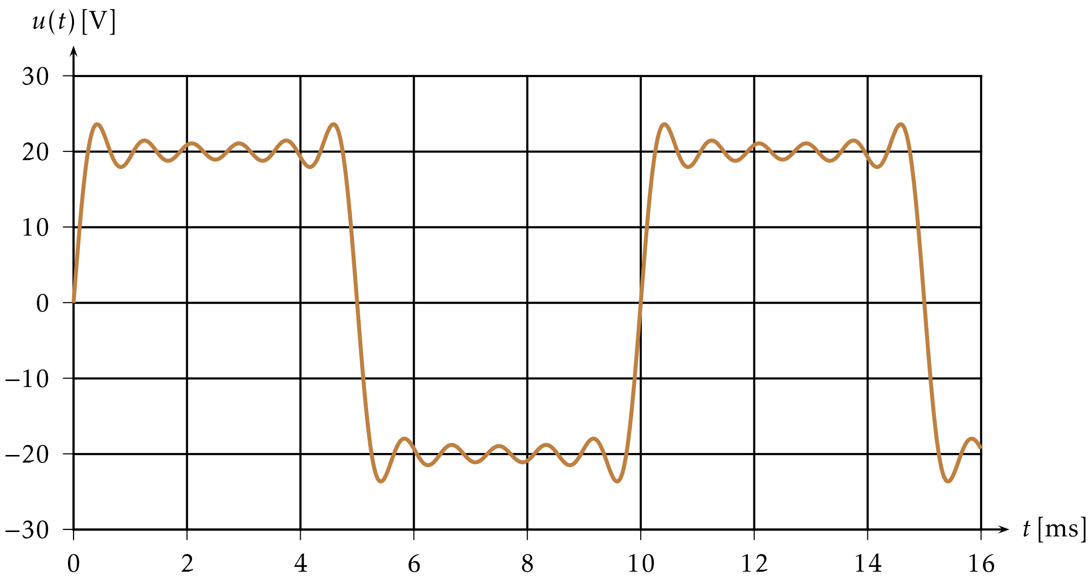
Aquesta sèrie també es pot obtenir directament de la taula 3.1 a la pàgina 40, amb $K = 20\,\mathrm{V}$.

En el punt de discontinuïtat $t = 5\,\mathrm{ms}$, tenim:

$$u(5\times 10^{-3}\,\mathrm{s}) = \frac{80}{\pi}\left(\sin\pi + \frac{\sin 3\pi}{3} + \frac{\sin 5\pi}{5} + \frac{\sin 7\pi}{7} + \frac{\sin 9\pi}{9} + \frac{\sin 11\pi}{11} + \cdots\right) = 0\,\mathrm{V}$$

Es comprova que en complir-se la condició de Dirichlet, aquest valor correspon al valor mitjà dels límits esquerra (20 V) i dret (−20 V) de la funció en aquest punt.

A continuació es pot veure la gràfica de la tensió $u(t)$, que s'obté utilitzant la seva expansió en sèrie de Fourier, fins a la component harmònica d'índex 11:



La impedància de la càrrega formada per la resistència R i la inductància L, tindrà un valor $\underline{Z}_n$ diferent per a cadascuna de les tensions fonamental i harmòniques presents en la tensió $u(t)$; els valors de $\underline{Z}_n$ per als primes índex són:

$$\begin{aligned}
\underline{Z}_1 &= R + \mathrm{j}\,\omega L &&= 10\,\Omega + \mathrm{j}\,(200\times\pi\times 50\times 10^{-3})\,\Omega &&= 32{,}9691_{\angle 1{,}2626\,\mathrm{rad}}\,\Omega\\
\underline{Z}_3 &= R + \mathrm{j}\,3\omega L &&= 10\,\Omega + \mathrm{j}\,(3\times 200\times\pi\times 50\times 10^{-3})\,\Omega &&= 94{,}7768_{\angle 1{,}4651\,\mathrm{rad}}\,\Omega\\
\underline{Z}_5 &= R + \mathrm{j}\,5\omega L &&= 10\,\Omega + \mathrm{j}\,(5\times 200\times\pi\times 50\times 10^{-3})\,\Omega &&= 157{,}3976_{\angle 1{,}5072\,\mathrm{rad}}\,\Omega\\
\underline{Z}_7 &= R + \mathrm{j}\,7\omega L &&= 10\,\Omega + \mathrm{j}\,(7\times 200\times\pi\times 50\times 10^{-3})\,\Omega &&= 220{,}1387_{\angle 1{,}5254\,\mathrm{rad}}\,\Omega\\
\underline{Z}_9 &= R + \mathrm{j}\,9\omega L &&= 10\,\Omega + \mathrm{j}\,(9\times 200\times\pi\times 50\times 10^{-3})\,\Omega &&= 282{,}9201_{\angle 1{,}5354\,\mathrm{rad}}\,\Omega\\
\underline{Z}_{11} &= R + \mathrm{j}\,11\omega L &&= 10\,\Omega + \mathrm{j}\,(11\times 200\times\pi\times 50\times 10^{-3})\,\Omega &&= 345{,}7198_{\angle 1{,}5419\,\mathrm{rad}}\,\Omega
\end{aligned}$$

L'expansió en sèrie de Fourier del corrent $i(t)$ serà anàloga a la de la tensió $u(t)$, és a dir, tan sols tindrà funcions sinus d'índex senar. Donat que la càrrega és inductiva, cadascun dels termes del corrent estarà endarrerit respecte del terme corresponent de la tensió, en un valor indicat per l'argument de cada impedància. El valor de pic de cada terme del corrent $\hat{I}_n$, s'obté dividint el valor de pic de cada terme de la tensió $\hat{U}_n$ pel mòdul de la impedància corresponent; els valors de $\hat{I}_n$ per als primes índex són:

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{U}_1}{|\underline{Z}_1|} = \frac{80/\pi\,\mathrm{V}}{32{,}9691\,\Omega} = 0{,}7724\,\mathrm{A} \qquad \hat{I}_3 = \frac{\hat{U}_3}{|\underline{Z}_3|} = \frac{80/(3\pi)\,\mathrm{V}}{94{,}7768\,\Omega} = 0{,}0896\,\mathrm{A}$$

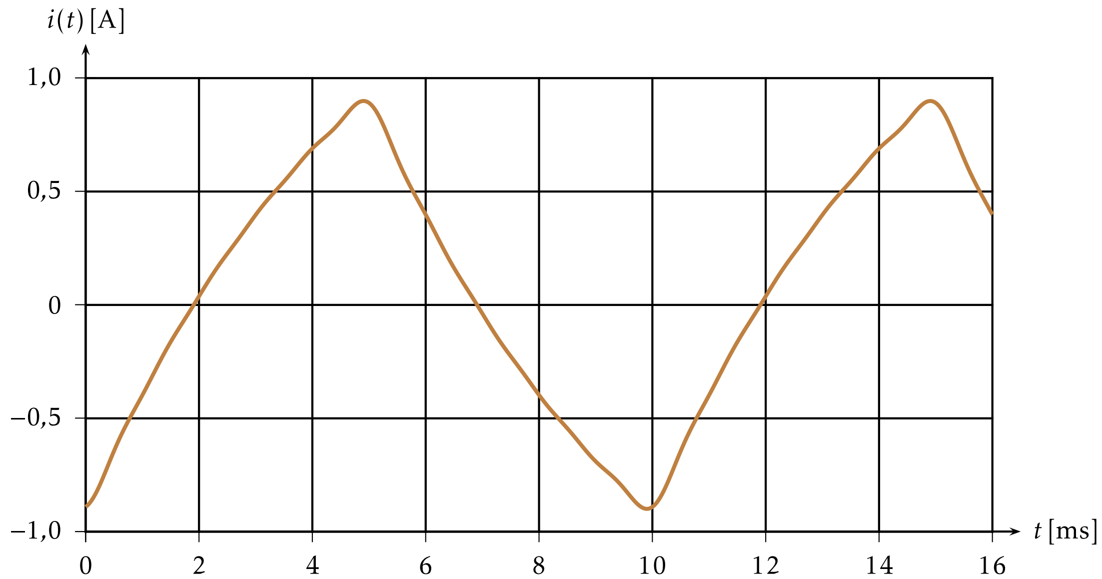
$$\hat{I}_5 = \frac{\hat{U}_5}{|\underline{Z}_5|} = \frac{80/(5\pi)\,\mathrm{V}}{157{,}3976\,\Omega} = 0{,}0324\,\mathrm{A} \qquad \hat{I}_7 = \frac{\hat{U}_7}{|\underline{Z}_7|} = \frac{80/(7\pi)\,\mathrm{V}}{220{,}1387\,\Omega} = 0{,}0165\,\mathrm{A}$$

$$\hat{I}_9 = \frac{\hat{U}_9}{|\underline{Z}_9|} = \frac{80/(9\pi)\,\mathrm{V}}{282{,}9201\,\Omega} = 0{,}0100\,\mathrm{A} \qquad \hat{I}_{11} = \frac{\hat{U}_{11}}{|\underline{Z}_{11}|} = \frac{80/(11\pi)\,\mathrm{V}}{345{,}7198\,\Omega} = 0{,}0067\,\mathrm{A}$$

Amb aquests valor calculats, l'expansió en sèrie de Fourier del corrent $i(t)$ és:

$$\begin{aligned} i(t) &= 0{,}7724\sin(\omega t - 1{,}2626) + 0{,}0896\sin(3\omega t - 1{,}4651) + 0{,}0324\sin(5\omega t - 1{,}5072) + \\ &+ 0{,}0165\sin(7\omega t - 1{,}5254) + 0{,}0100\sin(9\omega t - 1{,}5354) + 0{,}0067\sin(11\omega t - 1{,}5419) + \cdots \end{aligned}$$

A continuació es pot veure la gràfica del corrent $i(t)$, que s'obté utilitzant la seva expansió en sèrie de Fourier, fins a la component harmònica d'índex 11:



Calculem a continuació el valor eficaç I del corrent:

$$I = \sqrt{\left(\frac{0{,}7724}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\right)^2 + \left(\frac{0{,}0896}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\right)^2 + \left(\frac{0{,}0324}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\right)^2 + \left(\frac{0{,}0165}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\right)^2 + \left(\frac{0{,}0100}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\right)^2 + \left(\frac{0{,}0067}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\right)^2 + \cdots} \approx$$

$$\approx 0{,}5505\,\mathrm{A}$$

Finalment, la potència P dissipada en la resistència serà:

$$P = RI^2 \approx 10\,\Omega \times (0{,}5505\,\mathrm{A})^2 = 3{,}03\,\mathrm{W}$$

Aquest valor també es pot calcular a partir de l'equació (3.25). La potència així calculada, correspon a la potència activa cedida per la font de tensió, i donat que la resistència R és l'únic component del circuit que en consumeix, aquest mètode ens proporcionarà el mateix resultat; utilitzant les expansions en sèrie de Fourier de la tensió $u(t)$ i del corrent $i(t)$, fins a la component harmònica d'índex 11, tenim:

$$\begin{aligned}
P &\approx U_1 I_1 \cos\varphi_1 + U_3 I_3 \cos\varphi_3 + U_5 I_5 \cos\varphi_5 + U_7 I_7 \cos\varphi_7 + U_9 I_9 \cos\varphi_9 + U_{11} I_{11} \cos\varphi_{11} = \\
&= \frac{80}{\pi\times\sqrt{2}}\,\mathrm{V}\times\frac{0{,}7724}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\times\cos 1{,}2626 + \frac{80}{3\times\pi\times\sqrt{2}}\,\mathrm{V}\times\frac{0{,}0896}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\times\cos 1{,}4651 + \\
&+ \frac{80}{5\times\pi\times\sqrt{2}}\,\mathrm{V}\times\frac{0{,}0324}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\times\cos 1{,}5072 + \frac{80}{7\times\pi\times\sqrt{2}}\,\mathrm{V}\times\frac{0{,}0165}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\times\cos 1{,}5254 + \\
&+ \frac{80}{9\times\pi\times\sqrt{2}}\,\mathrm{V}\times\frac{0{,}0100}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\times\cos 1{,}5354 + \frac{80}{11\times\pi\times\sqrt{2}}\,\mathrm{V}\times\frac{0{,}0067}{\sqrt{2}}\,\mathrm{A}\times\cos 1{,}5419 = \\
&= 3{,}03\,\mathrm{W}
\end{aligned}$$

En la resolució d'aquest exemple, hem emprat tan sols els sis primers termes de las sèries de Fourier de la tensió i del corrent; no obstant, el valor obtingut de la potència ha de ser prou precís, ja que els valors de pic dels termes de la sèrie del corrent, disminueixen de valor ràpidament.

Refarem a continuació els càlculs utilitzant més termes, amb l'ajut del programa *Mathematica*®. Definim en primer lloc el valor de pic de cada terme de la tensió i el valor del mòdul de la impedància corresponent, calculem a continuació els 100 primers termes del corrent de pic, i per acabar calculem el valor eficaç del corrent i la potència:

```
 In[1]:= u[n_] = 80 / (Pi (2n-1));

 In[2]:= z[n_] = Abs[10 + I (2n-1) 200 Pi 50 10^-3];

 In[3]:= i = Table[u[n], {n, 1, 100}] / Table[z[n], {n, 1, 100}];

 In[4]:= Irms = Sqrt[Apply[Plus, (i/Sqrt[2])^2]] // N

Out[4]:= 0.550511

 In[5]:= P = 10 Irms^2

Out[5]:= 3.03063
```

També podem fer aquests càlculs amb el programa MATLAB®, tal com es veu a continuació:

```
>> u = 80./(pi*(2*[1:1:100]-1));

>> z = abs(10 + i*(2*[1:1:100]-1)*200*pi*50*1e-3);

>> i = u./z;
```

```
>> Irms = sqrt(sum((i./sqrt(2)).^2))

Irms =

    0.5505

>> P = 10*Irms^2

P =

    3.0306
```

Com es pot observar, el valor de la potència obtingut amb qualsevol dels dos programes, coincideix d'una manera prou aproximada, amb el valor calculat a mà anteriorment.

Capítol 4

Transformada de Laplace

La transformada de Laplace és part de l'anomenat càlcul operacional, i s'utilitza per convertir equacions diferencials ordinàries en equacions lineals; un cop resoltes aquestes equacions lineals, la transformada inversa de Laplace ens proporciona la solució de l'equació diferencial original.

4.1 Definicions

4.1.1 Transformada de Laplace

La transformada de Laplace $\mathcal{L}$ converteix una funció del temps $f(t)$, definida per a $t \geq 0$, en una funció $F(s)$, on s és una variable complexa:

$$\mathcal{L}\big(f(t)\big) \equiv F(s) = \int_0^\infty f(t)\,\mathrm{e}^{-st}\,\mathrm{d}t = \lim_{\tau\to\infty}\int_0^\tau f(t)\,\mathrm{e}^{-st}\,\mathrm{d}t \tag{4.1}$$

El teorema de l'existència de la transformada de Laplace estableix que si $f(t)$ és una funció contínua a trossos, en qualsevol interval finit contingut en $[0,\infty)$, i satisfà: $|f(t)| \leq M\mathrm{e}^{\alpha t}$ per a qualsevol $t \in [0,\infty)$, llavors la funció $\mathcal{L}\big(f(t)\big)$ existeix i és única per a qualsevol $s > \alpha$.

4.1.2 Transformada inversa de Laplace

La transformada inversa de Laplace $\mathcal{L}^{-1}$ s'utilitza per obtenir la funció original $f(t)$ a partir de la funció transformada $F(s)$:

$$\mathcal{L}^{-1}\big(F(s)\big) \equiv f(t) = \frac{1}{2\pi \mathrm{j}}\int_{\gamma-\mathrm{j}\infty}^{\gamma+\mathrm{j}\infty} F(s)\,\mathrm{e}^{st}\,\mathrm{d}s, \qquad t \geq 0 \tag{4.2}$$

On γ és un camí vertical en el pla complex, escollit de tal manera que totes les singularitats de la funció $F(s)$ quedin a la seva esquerra.

4.1.3 Funció graó unitari i funció impuls

Aquestes dues funcions són de gran importància en el càlcul operacional. La funció graó unitari, o funció de Heaviside, $\varepsilon_\tau(t)$ o $\varepsilon(t-\tau)$ en l'instant de temps $t=\tau$ es defineix com:

$$\varepsilon_\tau(t) \equiv \varepsilon(t-\tau) = \begin{cases} 1, & t \geq \tau \\ 0, & t < \tau \end{cases} \tag{4.3}$$

La funció impuls, o funció delta de Dirac, $\delta_\tau(t)$ o $\delta(t-\tau)$ en l'instant de temps $t=\tau$, es pot definir mitjançant l'ús de límits o d'integrals de variable complexa, però resulta més intuïtiu definir-la a partir de les seves propietats: la funció és nul·la a tot arreu excepte a $t=\tau$, i és d'àrea unitària:

$$\delta_\tau(t) \equiv \delta(t-\tau) = 0, \qquad \forall t \neq \tau \tag{4.4a}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta_\tau(t)\,\mathrm{d}t = 1 \tag{4.4b}$$

Algunes propietats i relacions de les funcions $\varepsilon_\tau(t)$ i $\delta_\tau(t)$, on $f(t)$ és una funció qualsevol, són:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\varepsilon_\tau(t) = \delta_\tau(t) \tag{4.5}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\delta_\tau(t)\,\mathrm{d}t = f(\tau) \tag{4.6}$$

$$\int_a^b \varepsilon_\tau(t) f(t)\,\mathrm{d}t = \varepsilon_\tau(t)\int_\tau^b f(t)\,\mathrm{d}t, \qquad a \leq \tau \leq b \tag{4.7}$$

4.2 Propietats

La transformada de Laplace i la seva inversa, verifiquen les propietats següents:

4.2.1 Linealitat

Si tenim: $\mathcal{L}\big(f_1(t)\big) = F_1(s)$ i $\mathcal{L}\big(f_2(t)\big) = F_2(s)$, llavors:

$$\mathcal{L}\big(a_1 f_1(t) + a_2 f_2(t)\big) = a_1 F_1(s) + a_2 F_2(s) \qquad (a_1, a_2 \in \mathbb{R}) \tag{4.8a}$$

$$\mathcal{L}^{-1}\big(a_1 F_1(s) + a_2 F_2(s)\big) = a_1 f_1(t) + a_2 f_2(t) \qquad (a_1, a_2 \in \mathbb{R}) \tag{4.8b}$$

4.2.2 Canvi d'escala

Si tenim: $\mathcal{L}\big(f(t)\big) = F(s)$, llavors:

$$\mathcal{L}\big(f(at)\big) = \frac{F(s/a)}{a} \qquad (a \in \mathbb{R}) \tag{4.9a}$$

$$\mathcal{L}^{-1}\big(F(as)\big) = \frac{f(t/a)}{a} \qquad (a \in \mathbb{R}) \tag{4.9b}$$

4.2.3 Translació

Si tenim: $\mathcal{L}\big(f(t)\big) = F(s)$, llavors:

$$\mathcal{L}\big(f(t-\tau)\big) = \mathcal{L}\big(f(t-\tau)\varepsilon_\tau(t)\big) = \mathrm{e}^{-s\tau}F(s) \qquad (\tau \in \mathbb{R}^+) \tag{4.10a}$$

$$\mathcal{L}^{-1}\big(\mathrm{e}^{-s\tau}F(s)\big) = f(t-\tau)\varepsilon_\tau(t) \qquad (\tau \in \mathbb{R}^+) \tag{4.10b}$$

4.2.4 Esmorteïment

Si tenim: $\mathcal{L}\big(f(t)\big) = F(s)$, llavors:

$$\mathcal{L}\big(\mathrm{e}^{at}f(t)\big) = F(s-a) \qquad (a \in \mathbb{R}) \tag{4.11a}$$

$$\mathcal{L}^{-1}\big(F(s-a)\big) = \mathrm{e}^{at}f(t) \qquad (a \in \mathbb{R}) \tag{4.11b}$$

4.2.5 Diferenciació

Si tenim: $\mathcal{L}\big(f(t)\big) = F(s)$, on $f(t)$ és diferenciable $n-1$ vegades en l'interval $[0,\infty)$, i compleix $|f(t)| \leq M\mathrm{e}^{\alpha t}$ per a qualsevol $t \in [0,\infty)$, llavors:

$$\mathcal{L}\big(f'(t)\big) = sF(s) - f(0) \tag{4.12a}$$

$$\mathcal{L}\big(f''(t)\big) = s^2F(s) - sf(0) - f'(0) \tag{4.12b}$$

$$\mathcal{L}\big(f^{(n)}(t)\big) = s^nF(s) - s^{n-1}f(0) - s^{n-2}f'(0) - \cdots - f^{(n-1)}(0) \tag{4.12c}$$

4.2.6 Integració

Si tenim: $\mathcal{L}\big(f(t)\big) = F(s)$, on $f(t)$ és una funció contínua a trossos, i compleix $|f(t)| \leq M\mathrm{e}^{\alpha t}$, llavors:

$$\mathcal{L}\left(\int_0^t f(\tau)\,\mathrm{d}\tau\right) = \frac{F(s)}{s} \tag{4.13}$$

4.2.7 Producte de convolució

El producte de convolució de dues funcions $f_1(t)$ i $f_2(t)$ es defineix com:

$$f_1(t) * f_2(t) = \int_0^t f_1(\tau)f_2(t-\tau)\,\mathrm{d}\tau = \int_0^t f_1(t-\tau)f_2(\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{4.14}$$

Si tenim: $\mathcal{L}\big(f_1(t)\big) = F_1(s)$ i $\mathcal{L}\big(f_2(t)\big) = F_2(s)$, on $f_1(t)$ i $f_2(t)$ són funcions contínues a trossos, i compleixen $|f_1(t)| \leq M_1\mathrm{e}^{\alpha_1 t}$ i $|f_2(t)| \leq M_2\mathrm{e}^{\alpha_2 t}$, llavors:

$$\mathcal{L}\big(f_1(t) * f_2(t)\big) = F_1(s)F_2(s) \tag{4.15}$$

$$\mathcal{L}^{-1}\big(F_1(s)F_2(s)\big) = f_1(t) * f_2(t) \tag{4.16}$$

4.2.8 Funció periòdica

Sigui $f(t)$ una funció definida en l'interval $[0, T]$ i nul·la fora d'aquest interval, i sigui $f_{\mathrm{P}}(t)$ la funció periòdica de període T, que s'origina per repetició de la funció $f(t)$; si tenim: $\mathcal{L}\big(f(t)\big) = F(s)$, llavors:

$$F_{\mathrm{P}}(s) = \frac{F(s)}{1 - \mathrm{e}^{-sT}} \tag{4.17}$$

4.3 Taules de transformades de Laplace

Encara que les transformades directa i inversa de Laplace, es poden obtenir amb les equacions (4.1) i (4.2) respectivament, els càlculs involucrats poden ser força complicats; per aquest motiu és usual disposar de taules que recullen les transformades de Laplace d'un gran nombre de funcions.

En la Taula 4.1 es pot veure una relació de transformades de Laplace de les funcions més usuals. Totes les constants que hi apareixen són valors reals, que tant poden ser positius com negatius, llevat que s'indiqui el contrari; la variable ω que apareix en les funcions trigonomètriques representa la velocitat angular, amb: $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$.

Taula 4.1: Transformades de Laplace de funcions

$f(t)$		$F(s) = \mathcal{L}\big(f(t)\big)$
$\varepsilon_\tau(t)$,	$\tau \in \mathbb{R}^+$	$\dfrac{\mathrm{e}^{-\tau s}}{s}$
$\delta_\tau(t)$,	$\tau \in \mathbb{R}^+$	$\mathrm{e}^{-\tau s}$
	1	$\dfrac{1}{s}$
	t	$\dfrac{1}{s^2}$
t^n,	$n \in \mathbb{Z}^+$	$\dfrac{n!}{s^{n+1}}$
$\dfrac{t^{n-1}}{(n-1)!}$,	$n \in \mathbb{Z}^+$	$\dfrac{1}{s^n}$
	t^a	$\dfrac{\Gamma(a+1)}{s^{a+1}}$
	$\dfrac{1}{\sqrt{t}}$	$\dfrac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{s}}$
	$\sqrt{t}$	$\dfrac{\sqrt{\pi}}{2s\sqrt{s}}$
	$\dfrac{\mathrm{e}^{-at}}{\sqrt{t}}$	$\dfrac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{s+a}}$
	e^{-at}	$\dfrac{1}{s+a}$

(*continua a la pàgina següent*)

Taula 4.1: Transformades de Laplace de funcions (*ve de la pàgina anterior*)

$f(t)$	$F(s) = \mathcal{L}\big(f(t)\big)$
$a^{-bt}, \quad a \neq 0$	$\dfrac{1}{s + b\ln a}$
$1 - \mathrm{e}^{-at}$	$\dfrac{a}{s(s+a)}$
$t\mathrm{e}^{-at}$	$\dfrac{1}{(s+a)^2}$
$(1 - at)\mathrm{e}^{-at}$	$\dfrac{s}{(s+a)^2}$
$t^2\mathrm{e}^{-at}$	$\dfrac{2}{(s+a)^3}$
$\dfrac{t^{n-1}\mathrm{e}^{-at}}{(n-1)!}, \quad n \in \mathbb{Z}^+$	$\dfrac{1}{(s+a)^n}$
$\dfrac{\mathrm{e}^{-at} - \mathrm{e}^{-bt}}{b - a}$	$\dfrac{1}{(s+a)(s+b)}$
$\dfrac{\mathrm{e}^{-t/a} - \mathrm{e}^{-t/b}}{a - b}$	$\dfrac{1}{(as+1)(bs+1)}$
$\dfrac{a\mathrm{e}^{-at} - b\mathrm{e}^{-bt}}{a - b}$	$\dfrac{s}{(s+a)(s+b)}$
$\dfrac{a\mathrm{e}^{-t/b} - b\mathrm{e}^{-t/a}}{ab(a-b)}$	$\dfrac{s}{(as+1)(bs+1)}$
$\dfrac{\mathrm{e}^t}{n!}\dfrac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}t^n}(t^n e^{-t}), \quad n \in \mathbb{Z}^*$	$\dfrac{(s-1)^n}{s^{n+1}}$
$\sin \omega t$	$\dfrac{\omega}{s^2 + \omega^2}$
$\cos \omega t$	$\dfrac{s}{s^2 + \omega^2}$
$\sin(\omega t + \varphi)$	$\dfrac{\omega \cos \varphi + s \sin \varphi}{s^2 + \omega^2}$
$\cos(\omega t + \varphi)$	$\dfrac{s \cos \varphi - \omega \sin \varphi}{s^2 + \omega^2}$
$t \sin \omega t$	$\dfrac{2\omega s}{(s^2 + \omega^2)^2}$
$t \cos \omega t$	$\dfrac{s^2 - \omega^2}{(s^2 + \omega^2)^2}$
$\mathrm{e}^{-at} \sin \omega t$	$\dfrac{\omega}{(s+a)^2 + \omega^2}$
$\mathrm{e}^{-at} \cos \omega t$	$\dfrac{s+a}{(s+a)^2 + \omega^2}$

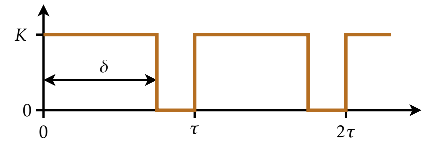
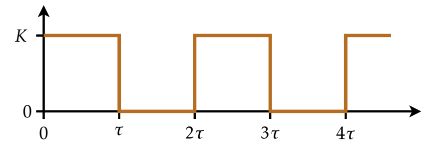
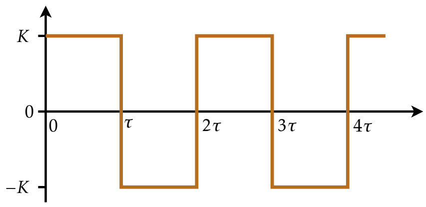
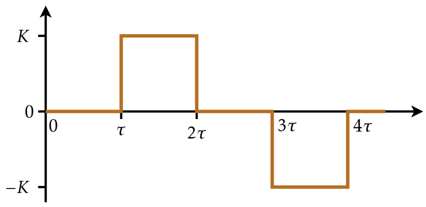
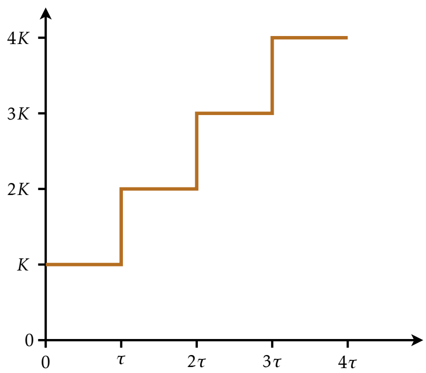
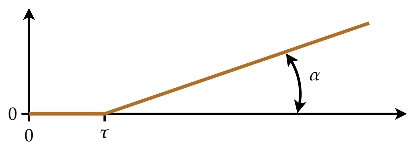
(*continua a la pàgina següent*)

Taula 4.1: Transformades de Laplace de funcions (*ve de la pàgina anterior*)

$f(t)$	$F(s) = \mathcal{L}\big(f(t)\big)$
$e^{-at}\sin(\omega t+\varphi)$	$\dfrac{\omega\cos\varphi + (s+a)\sin\varphi}{(s+a)^2+\omega^2}$
$e^{-at}\cos(\omega t+\varphi)$	$\dfrac{(s+a)\cos\varphi - \omega\sin\varphi}{(s+a)^2+\omega^2}$
$\sin^2\omega t$	$\dfrac{2\omega^2}{s^3+4s\omega^2}$
$\cos^2\omega t$	$\dfrac{s^2+2\omega^2}{s^3+4s\omega^2}$
$\dfrac{\sin(2\sqrt{\omega t})}{\sqrt{\omega}}$	$\dfrac{\sqrt{\pi}e^{-\omega/s}}{s\sqrt{s}}$
$\dfrac{\cos(2\sqrt{\omega t})}{\sqrt{t}}$	$\dfrac{\sqrt{\pi}e^{-\omega/s}}{\sqrt{s}}$
$\sinh at$	$\dfrac{a}{s^2-a^2}$
$\cosh at$	$\dfrac{s}{s^2-a^2}$
$\sinh^2 at$	$\dfrac{2a^2}{s^3-4sa^2}$
$\cosh^2 at$	$\dfrac{s^2-2a^2}{s^3-4sa^2}$
$t\sinh at$	$\dfrac{2as}{(s^2-a^2)^2}$
$t\cosh at$	$\dfrac{s^2+a^2}{(s^2-a^2)^2}$
$e^{-bt}\sinh at$	$\dfrac{a}{(s+b)^2-a^2}$
$e^{-bt}\cosh at$	$\dfrac{s+b}{(s+b)^2-a^2}$
$J_\nu(at),\quad \nu > -1$	$\dfrac{\left(\sqrt{s^2+a^2}-s\right)^\nu}{a^\nu\sqrt{s^2+a^2}}$
$I_\nu(at),\quad \nu > -1$	$\dfrac{\left(s-\sqrt{s^2-a^2}\right)^\nu}{a^\nu\sqrt{s^2-a^2}}$
$\dfrac{J_\nu(at)}{t},\quad \nu > 0$	$\dfrac{\left(\sqrt{s^2+a^2}-s\right)^\nu}{\nu a^\nu}$
$\dfrac{I_\nu(at)}{t},\quad \nu > 0$	$\dfrac{\left(s-\sqrt{s^2-a^2}\right)^\nu}{\nu a^\nu}$

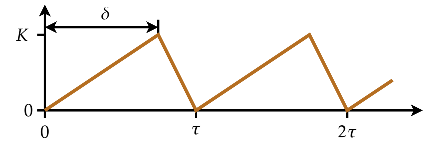
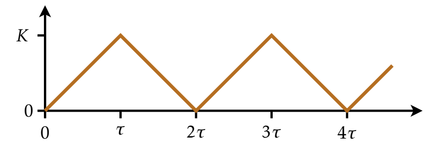
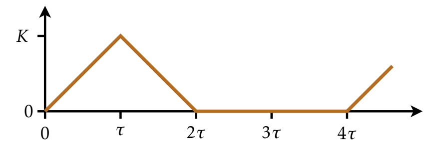
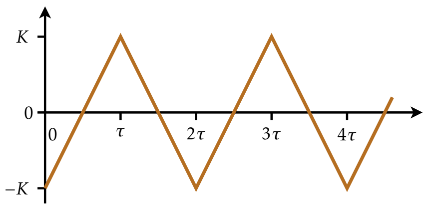
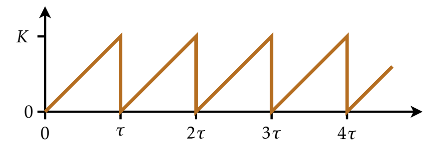
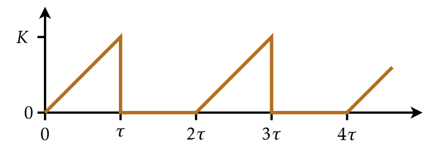
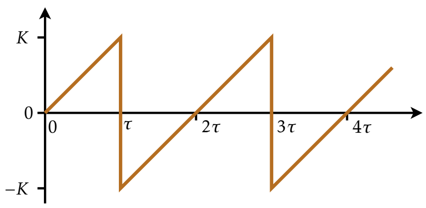
En la Taula 4.2 es pot veure una relació de transformades de Laplace de diverses formes d'ona usuals.

Taula 4.2: Transformades de Laplace de formes d'ona

$f(t)$	$F(s) = \mathcal{L}\big(f(t)\big)$
	$K\dfrac{1-\mathrm{e}^{\delta s}}{s(1-\mathrm{e}^{-\tau s})}$
	$\dfrac{K}{s(1+\mathrm{e}^{-\tau s})}$
	$K\dfrac{1-\mathrm{e}^{-\tau s}}{s(1+\mathrm{e}^{-\tau s})} = \dfrac{K}{s}\tanh\dfrac{\tau s}{2}$
	$K\dfrac{1-\mathrm{e}^{-\tau s}}{s(\mathrm{e}^{\tau s}+\mathrm{e}^{-\tau s})}$
	$\dfrac{K}{s(1-\mathrm{e}^{-\tau s})} = K\dfrac{1+\coth(\frac{\tau s}{2})}{2s}$
	$\dfrac{\mathrm{e}^{-\tau s}}{s^2}\tan\alpha$

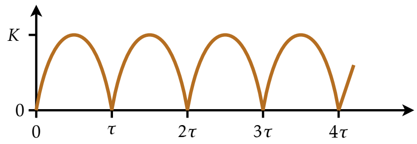
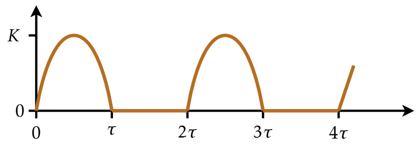
(*continua a la pàgina següent*)

Taula 4.2: Transformades de Laplace de formes d'ona (*ve de la pàgina anterior*)

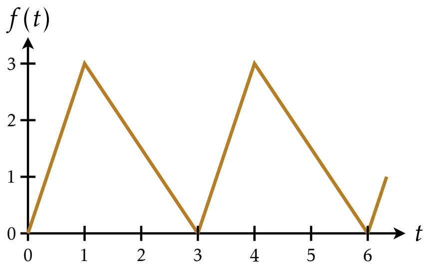
$f(t)$	$F(s) = \mathcal{L}\big(f(t)\big)$
	$K\dfrac{-1+e^{-\tau s}+\dfrac{\tau}{\delta}(1-e^{-\delta s})}{(\tau-\delta)s^2(1-e^{-\tau s})}$
	$K\dfrac{1-e^{-\tau s}}{\tau s^2(1+e^{-\tau s})} = \dfrac{K}{\tau s^2}\tanh\dfrac{\tau s}{2}$
	$K\dfrac{e^{-2\tau s}-2e^{-\tau s}+1}{\tau s^2(1-e^{-4\tau s})}$
	$2K\dfrac{1-e^{-\tau s}}{\tau s^2(1+e^{-\tau s})} - \dfrac{K}{s}$
	$\dfrac{K}{\tau s^2} - \dfrac{Ke^{-\tau s}}{s(1-e^{\tau s})}$
	$K\dfrac{1-(1+\tau s)e^{-\tau s}}{\tau s^2(1-e^{-2\tau s})}$
	$\dfrac{K}{\tau s^2} - 2K\left(\dfrac{1}{e^{-\tau s}-1} - \dfrac{1}{e^{2\tau s}-1}\right)$

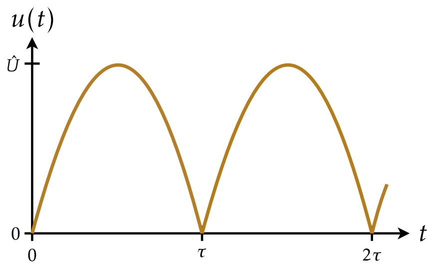
(*continua a la pàgina següent*)

Taula 4.2: Transformades de Laplace de formes d'ona (*ve de la pàgina anterior*)

$f(t)$	$F(s) = \mathcal{L}\big(f(t)\big)$
	$K\dfrac{\dfrac{\pi}{\tau}}{s^2+\dfrac{\pi^2}{\tau^2}}\dfrac{(1+\mathrm{e}^{-\tau s})}{(1-\mathrm{e}^{-\tau s})}$
	$K\dfrac{\dfrac{\pi}{\tau}}{s^2+\dfrac{\pi^2}{\tau^2}}\dfrac{1}{(1-\mathrm{e}^{-\tau s})}$

Exemple 4.1 Es tracta de calcular la transformada de Laplace dels dos senyals periòdics que es mostren a continuació; el primer és una ona triangular i el segon es la tensió sinusoïdal que s'obté amb un rectificador d'ona completa.





Comencem amb l'ona triangular, estudiant la funció $f_1(t)$ definida entre $t = 0$ i $t = 3$, i que per repetició genera la funció $f(t)$; la seva expressió matemàtica és:

$$f_1(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 3t, & 0 < t < 1 \\ -\dfrac{3}{2}t + \dfrac{9}{2}, & 1 < t < 3 \\ 0, & t > 3 \end{cases}$$

Amb l'ajut de les funcions graó unitari en $t = 0$, $t = 1$ i $t = 3$, podem definir $f_1(t)$ com:

$$\begin{aligned} f_1(t) &= 3t\big(\varepsilon_0(t) - \varepsilon_1(t)\big) + \left(-\frac{3}{2}t + \frac{9}{2}\right)\big(\varepsilon_1(t) - \varepsilon_3(t)\big) = \\ &= 3t\varepsilon_0(t) - 3t\varepsilon_1(t) - \frac{3}{2}t\varepsilon_1(t) + \frac{3}{2}t\varepsilon_3(t) + \frac{9}{2}\varepsilon_1(t) - \frac{9}{2}\varepsilon_3(t) = \\ &= 3t\varepsilon_0(t) - \frac{9}{2}(t-1)\varepsilon_1(t) + \frac{3}{2}(t-3)\varepsilon_3(t) \end{aligned}$$

Si ens fixem en el 1r terme, veiem en la Taula 4.1 a la pàgina 52 que la transformada de t és $1/s^2$. Els termes 2n i 3r també contenen la funció t, però traslladada en el temps un valor d'1 i 3 respectivament; per tant, si ens fixem en la propietat de la translació, veiem que les seves transformades seran també $1/s^2$ multiplicades per e^{-s} i e^{-3s} respectivament. Així doncs amb aquestes consideracions i fent servir la propietat de la linealitat tenim:

$$F_1(s) = \frac{3}{s^2} - \frac{9e^{-s}}{2s^2} + \frac{3e^{-3s}}{2s^2} = \frac{6 - 9e^{-s} + 3e^{-3s}}{2s^2}$$

Finalment, calculem la transformada de la funció $f(t)$ original a partir de la transformada de la funció $f_1(t)$, utilitzant la propietat de les funcions periòdiques, amb un període $T = 3$:

$$F(s) = \frac{F_1(s)}{1 - e^{-3s}} = \frac{6 - 9e^{-s} + 3e^{-3s}}{2s^2(1 - e^{-3s})}$$

Es pot comprovar que aquest resultat és el mateix que s'obté directament de la taula 4.2 a la pàgina 55, amb els valors $K = 3$, $\delta = 1$ i $\tau = 3$.

Continuem ara amb l'ona sinusoïdal estudiant la funció $u_1(t)$ definida entre $t = 0$ i $t = \tau$, i que per repetició genera la funció $u(t)$; la seva expressió matemàtica és (amb període $T = 2\tau$ i velocitat angular $\omega = 2\pi/T = \pi/\tau$):

$$u_1(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \hat{U} \sin \omega t = \hat{U} \sin \frac{\pi}{\tau} t, & 0 < t < \tau \\ 0, & t > \tau \end{cases}$$

Amb l'ajut de les funcions graó unitari en $t = 0$ i $t = \tau$, podem definir $u_1(t)$ com:

$$u_1(t) = \left(\hat{U} \sin \frac{\pi}{\tau} t\right)\left(\varepsilon_0(t) - \varepsilon_\tau(t)\right) = \left(\hat{U} \sin \frac{\pi}{\tau} t\right) \varepsilon_0(t) - \left(\hat{U} \sin \frac{\pi}{\tau} t\right) \varepsilon_\tau(t)$$

Pel que fa al 2n terme, si tenim en compte la igualtat trigonomètrica: $-\sin\alpha = \sin(\alpha - \frac{T}{2})$, on T és el període, tenim:

$$u_1(t) = \left(\hat{U} \sin \frac{\pi}{\tau} t\right) \varepsilon_0(t) + \left(\hat{U} \sin\left(\frac{\pi}{\tau} t - \tau\right)\right) \varepsilon_\tau(t)$$

El 2n terme s'ha convertit en una funció sinus, com el 1r terme, però traslladada en el temps un valor τ; per tant utilitzant la transformada de la funció sinus que apareix en la Taula 4.1 a la pàgina 52, i fent ús de la propietat de la translació, tenim:

$$F_1(s) = \frac{\hat{U}(\pi/\tau)}{s^2 + (\pi/\tau)^2} + \frac{\hat{U}(\pi/\tau)}{s^2 + (\pi/\tau)^2} e^{-\tau s} = \frac{\hat{U}(\pi/\tau)}{s^2 + (\pi/\tau)^2}\left(1 + e^{-\tau s}\right)$$

Per acabar, calculem la transformada de la funció $u(t)$ original a partir de la transformada de la funció $u_1(t)$, utilitzant la propietat de les funcions periòdiques, amb un període $T = \tau$:

$$F(s) = \frac{F_1(s)}{1 - e^{-\tau s}} = \frac{\hat{U}(\pi/\tau)}{s^2 + (\pi/\tau)^2} \, \frac{1 + e^{-\tau s}}{1 - e^{-\tau s}}$$

Es pot comprovar que aquest resultat és el mateix que s'obté directament de la taula 4.2 a la pàgina 55, amb el valor $K = \hat{U}$.

4.4 Anàlisi de circuits elèctrics

La transformada de Laplace és útil en la resolució de circuits elèctrics, quan a més del règim permanent es vol conèixer l'evolució transitòria prèvia que tenen les tensions i els corrents.

Mitjançant la transformada de Laplace, les equacions diferencials que relaciones tensions i corrents, es converteixen en equacions lineals de més fàcil resolució. Un cop calculats els valors de tensions i corrents en el domini operacional, utilitzem la transformada inversa de Laplace per obtenir els valors d'aquestes tensions i corrents en el domini temporal.

Per resoldre aquests tipus de circuits, cal conèixer-ne les condicions inicials, és a dir, els corrents de les inductàncies i les tensions dels condensadors. Un circuit elèctric es diu que està relaxat, quan en l'instant inicial tots els condensadors estan descarregats i no circula corrent per cap inductància.

A tall d'exemple, tenim el circuit de la Figura 4.1, on en l'instant inicial $t = 0$ circula un corrent i_0 i el condensador C està carregat a una tensió u_0.

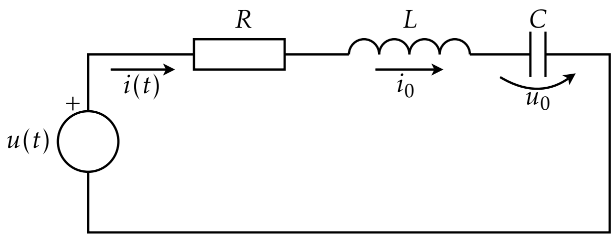


Figura 4.1: Anàlisi de circuits mitjançant la transformada de Laplace

Escrivim en primer lloc la relació entre $u(t)$ i $i(t)$, a partir de les relacions individuals entre tensió i corrent per a cada component del circuit, les quals s'han exposat en la Secció 1.2 a la pàgina 8:

$$u(t) = Ri(t) + L\frac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t} + u_0 + \frac{1}{C}\int_0^t i(t)\,\mathrm{d}t \tag{4.18}$$

Transformem a continuació aquesta equació en una altra en el domini operacional, essent $\mathcal{L}\big(u(t)\big) = U(s)$, $\mathcal{L}\big(i(t)\big) = I(s)$ i $\mathcal{L}\big(u_0\big) = u_0/s$, i aplicant les propietats de la diferenciació i de la integració a $i(t)$:

$$\begin{aligned} U(s) &= RI(s) + L(sI(s) - i_0) + \frac{u_0}{s} + \frac{I(s)}{sC} = \\ &= \left(R + sL + \frac{1}{sC}\right)I(s) + \frac{u_0}{s} - Li_0 \end{aligned} \tag{4.19}$$

De fet, aquesta equació la podríem haver escrit directament a partir de les relacions entre les tensions i els corrents en el domini operacional per a cada component del circuit, les quals s'han exposat també en la Secció 1.2 a la pàgina 8.

Per tant, essent $u(t)$ una funció determinada (sinusoïdal, impuls, graó, etc...), podem obtenir $U(s)$ i calcular $I(s)$ mitjançant:

$$I(s) = \frac{U(s) - \dfrac{u_0}{s} + Li_0}{R + sL + \dfrac{1}{sC}} \tag{4.20}$$

Finalment, obtenim el corrent en el domini temporal: $i(t) = \mathcal{L}^{-1}\big(I(s)\big)$.

Exemple 4.2 A partir del circuit de la Figura 4.1 a la pàgina anterior, amb $L = 0$, $i_0 = 0$ i $u_0 = 0$, es tracta de calcular el corrent $i(t)$, essent $u(t) = U$ (valor constant).

Comencem per escriure l'equació (4.20) en el nostre cas particular, tenint en compte que $\mathcal{L}(U) = U/s$

$$I(s) = \frac{U}{s\left(R + \dfrac{1}{sC}\right)} = \frac{CU}{1 + sRC}$$

A continuació, dividim numerador i denominador per RC per tal d'obtenir una expressió que es trobi en la Taula 4.1 a la pàgina 52:

$$I(s) = \frac{\dfrac{U}{R}}{\dfrac{1}{RC} + s}$$

La transformada inversa de Laplace de $I(s)$, ens dóna:

$$i(t) = \frac{U}{R}\mathrm{e}^{-\frac{1}{RC}t}$$

4.5 Fraccions parcials

En l'exemple anterior, la funció de variable s que hem hagut de buscar en la Taula 4.1 a la pàgina 52 era força simple, i per tant la seva transformada inversa s'ha obtingut de forma immediata. El més usual, no obstant, és tenir funcions racionals (quocient de dos polinomis) de grau elevat; en aquest cas cal descompondre aquesta funció racional en suma de funcions parcials de grau menor.

S'exposa a continuació la teoria de la descomposició en fraccions parcials:

Sigui una funció racional $\frac{P(x)}{Q(x)}$, on el grau de $P(x)$ és menor que el de $Q(x)$, i el coeficient del terme de grau més elevat de $Q(x)$ val 1. Si $Q(x)$ té n arrels reals sense multiplicitat: $a_1, \ldots, a_n$, k arrels reals: $b_1, \ldots, b_k$ cadascuna amb la seva multiplicitat: $m_1, \ldots, m_k$, i l arrels complexes conjugades sense multiplicitat: $c_1 \pm \mathrm{j}\, d_1, \ldots, c_l \pm \mathrm{j}\, d_l$, aquest polinomi es pot escriure com el producte següent:

$$Q(x) = (x - a_1)\cdots(x - a_n)(x - b_1)^{m_1}\cdots(x - b_k)^{m_k}\Big((x - c_1)^2 + d_1^2\Big)\cdots\Big((x - c_l)^2 + d_l^2\Big) \tag{4.21}$$

Les arrels a_i són, de fet, un cas particular de les arrels b_i, amb multiplicitat 1.

A parir de les arrels de $Q(x)$, la funció racional $\frac{P(x)}{Q(x)}$ es pot expressar com:

$$\begin{aligned}\frac{P(x)}{Q(x)} = {} & \frac{A_1}{x-a_1} + \frac{A_2}{x-a_2} + \cdots + \frac{A_n}{x-a_n} + \\ & + \frac{B_{1,1}}{(x-b_1)^{m_1}} + \frac{B_{1,2}}{(x-b_1)^{m_1-1}} + \frac{B_{1,3}}{(x-b_1)^{m_1-2}} + \cdots + \frac{B_{1,m_1}}{x-b_1} + \\ & + \frac{B_{2,1}}{(x-b_2)^{m_2}} + \frac{B_{2,2}}{(x-b_2)^{m_2-1}} + \frac{B_{2,3}}{(x-b_2)^{m_2-2}} + \cdots + \frac{B_{2,m_2}}{x-b_2} + \\ & + \cdots + \\ & + \frac{B_{k,1}}{(x-b_k)^{m_k}} + \frac{B_{k,2}}{(x-b_k)^{m_k-1}} + \frac{B_{k,3}}{(x-b_k)^{m_k-2}} + \cdots + \frac{B_{k,m_k}}{x-b_k} + \\ & + \frac{C_1(x-c_1)+D_1 d_1}{(x-c_1)^2+d_1^2} + \frac{C_2(x-c_2)+D_2 d_2}{(x-c_2)^2+d_2^2} + \cdots + \frac{C_l(x-c_l)+D_l d_l}{(x-c_l)^2+d_l^2}\end{aligned} \tag{4.22}$$

Els coeficients A_i, $B_{i,j}$, C_i i D_i, es calculen a partir de les equacions següents:

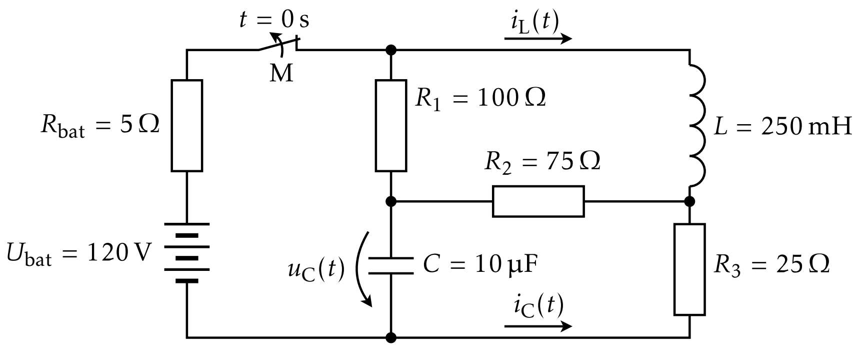
$$A_i = (x-a_i)\frac{P(x)}{Q(x)}\bigg|_{x=a_i} \qquad i = 1,\ldots,n \tag{4.23a}$$

$$B_{i,j} = (x-b_i)^{m_i}\frac{P(x)}{Q(x)}\bigg|_{x=b_i} \qquad i = 1,\ldots,k; \quad j = 1 \tag{4.23b}$$

$$B_{i,j} = \frac{1}{(j-1)!}\frac{\mathrm{d}^{j-1}}{\mathrm{d}x^{j-1}}\left[(x-b_i)^{m_i}\frac{P(x)}{Q(x)}\right]\bigg|_{x=b_i} \qquad i = 1,\ldots,k; \quad j = 2,\ldots,m_i \tag{4.23c}$$

$$D_i + \mathrm{j}\,C_i = \frac{1}{d_i}\Big((x-c_i)^2+d_i^2\Big)\frac{P(x)}{Q(x)}\bigg|_{x=c_i+\mathrm{j}\,d_i} \qquad i = 1,\ldots,l \tag{4.23d}$$

Exemple 4.3 El circuit de la figura següent es troba en règim estacionari. En l'instant $t = 0\,\mathrm{s}$ obrim l'interruptor M; es tracta de trobar l'evolució del corrent $i_{\mathrm{L}}(t)$, que circula per la inductància L, a partir d'aquest instant.



Donat que abans d'obrir l'interruptor M, el circuit ha arribat al règim estacionari, el condensador C estarà totalment carregat i presentarà una impedància infinita al corrent continu originat per la bateria, i la inductància L hi presentarà una impedància nul·la; per tant, en l'instant $t = 0\,\mathrm{s}$, els valors inicials $i_\mathrm{L}(0\,\mathrm{s})$ i $u_\mathrm{C}(0\,\mathrm{s})$ són:

$$i_\mathrm{L}(0\,\mathrm{s}) = \frac{U_\mathrm{bat}}{R_\mathrm{bat} + R_3} = \frac{120\,\mathrm{V}}{5\,\Omega + 25\,\Omega} = 4\,\mathrm{A}$$
$$u_\mathrm{C}(0\,\mathrm{s}) = i_\mathrm{L}(0\,\mathrm{s})R_3 = 4\,\mathrm{A} \times 25\,\Omega = 100\,\mathrm{V}$$

Un cop obrim l'interruptor M, la bateria i la seva resistència queden desconnectades de les dues malles de la part dreta del circuit; si apliquem la llei de les tensions de Kirchhoff a aquestes dues malles, utilitzant les variables $I_\mathrm{L}(s)$, $U_\mathrm{C}(s)$ i $I_\mathrm{C}(s)$, tenim:

$$R_1 I_\mathrm{L}(s) + sLI_\mathrm{L}(s) - Li_\mathrm{L}(0) + R_2\big(I_\mathrm{L}(s) + I_\mathrm{C}(s)\big) = 0$$
$$U_\mathrm{C}(s) + R_3 I_\mathrm{C}(s) + R_2\big(I_\mathrm{L}(s) + I_\mathrm{C}(s)\big) = 0$$

La relació entre $U_\mathrm{C}(s)$ i $I_\mathrm{C}(s)$ és:

$$U_\mathrm{C}(s) = \frac{I_\mathrm{C}(s)}{sC} + \frac{u_\mathrm{C}(0)}{s} \quad \longrightarrow \quad I_\mathrm{C}(s) = sCU_\mathrm{C}(s) - Cu_\mathrm{C}(0)$$

Si substituïm aquest valor de $I_\mathrm{C}(s)$ en les dues equacions inicials, i reordenem els seus termes, tenim:

$$R_1 I_\mathrm{L}(s) + sLI_\mathrm{L}(s) + R_2 I_\mathrm{L}(s) + sCR_2 U_\mathrm{C}(s) = Li_\mathrm{L}(0) + CR_2 u_\mathrm{C}(0)$$
$$U_\mathrm{C}(s) + sCR_3 U_\mathrm{C}(s) + R_2 I_\mathrm{L}(s) + sCR_2 U_\mathrm{C}(s) = CR_3 u_\mathrm{C}(0) + CR_2 u_\mathrm{C}(0)$$

Agrupem a continuació els termes comuns i substituïm $u_\mathrm{C}(0)$ i $i_\mathrm{L}(0)$ pels seus valor numèrics:

$$(R_1 + sL + R_2)I_\mathrm{L}(s) + sCR_2 U_\mathrm{C}(s) = 4L + 100CR_2$$
$$R_2 I_\mathrm{L}(s) + (1 + sCR_3 + sCR_2)U_\mathrm{C}(s) = 100CR_3 + 100CR_2$$

Aïllem ara $U_\mathrm{C}(s)$ en la primera equació:

$$U_\mathrm{C}(s) = \frac{4L + 100CR_2 - (R_1 + sL + R_2)I_\mathrm{L}(s)}{sCR_2}$$

Substituïm tot seguit aquest valor en la segona equació, i aïllem $I_\mathrm{L}(s)$:

$$R_2 I_\mathrm{L}(s) + (1 + sCR_3 + sCR_2)\frac{4L + 100CR_2 - (R_1 + sL + R_2)I_\mathrm{L}(s)}{sCR_2} = 100CR_3 + 100CR_2$$

$$\left(R_2 - \frac{(1 + sCR_3 + sCR_2)(R_1 + sL + R_2)}{sCR_2}\right)I_\mathrm{L}(s) =$$
$$= 100C(R_3 + R_2) - \frac{(1 + sCR_3 + sCR_2)(4L + 100CR_2)}{sCR_2}$$

$$I_\mathrm{L}(s) = \frac{100sC^2 R_2(R_3 + R_2) - (1 + sCR_3 + sCR_2)(4L + 100CR_2)}{sCR_2^2 - (1 + sCR_3 + sCR_2)(R_1 + sL + R_2)}$$

Si donem valors numèrics a R_1, R_2, R_3, L i C, i realitzem tots els productes i les simplificacions oportunes, tenim:

$$I_\mathrm{L}(s) = \frac{4s + 4300}{s^2 + 1475s + 700000}$$

Hem de descompondre a continuació aquesta funció racional en funcions parcials; comencem doncs per calcular les arrels del polinomi del denominador:

$$s^2 + 1475s + 700000 = 0 \quad \longrightarrow \quad s = -\frac{1475}{2} \pm \mathrm{j}\,\frac{75\sqrt{111}}{2}$$

A partir d'aquests valors, la funció racional es pot escriure com:

$$I_\mathrm{L}(s) = \frac{4s + 4300}{s^2 + 1475s + 700000} = \frac{C\left(s + \frac{1475}{2}\right) + D\frac{75\sqrt{111}}{2}}{\left(s + \frac{1475}{2}\right)^2 + \left(\frac{75\sqrt{111}}{2}\right)^2}$$

Les constants C i D valen:

$$D + \mathrm{j}\,C = \frac{2}{75\sqrt{111}}(4s + 4300)\bigg|_{s=-\frac{1475}{2}+\mathrm{j}\,\frac{75\sqrt{111}}{2}} = 12\sqrt{\frac{3}{37}} + \mathrm{j}\,4$$

Així doncs, amb $C = 4$ i $D = 12\sqrt{\frac{3}{37}}$, podem expressar el corrent $I_\mathrm{L}(s)$ com:

$$I_\mathrm{L}(s) = 4 \times \frac{s + \frac{1475}{2}}{\left(s + \frac{1475}{2}\right)^2 + \left(\frac{75\sqrt{111}}{2}\right)^2} + 12\sqrt{\frac{3}{37}} \times \frac{\frac{75\sqrt{111}}{2}}{\left(s + \frac{1475}{2}\right)^2 + \left(\frac{75\sqrt{111}}{2}\right)^2}$$

Si ens fixem ara en la Taula 4.1 a la pàgina 52, veiem que la transformada inversa de Laplace del primer terme de $I_\mathrm{L}(s)$, es pot identificar amb una funció del tipus $\mathrm{e}^{-at}\cos\omega t$, i la del segon amb una funció del tipus $\mathrm{e}^{-at}\sin\omega t$, amb $a = \frac{1475}{2}$ i $\omega = \frac{75\sqrt{111}}{2}$.

Per tant, l'expressió temporal del corrent $i_\mathrm{L}(t)$ és:

$$\begin{aligned} i_\mathrm{L}(t) &= 4\,\mathrm{e}^{-\frac{1475}{2}t}\cos\frac{75\sqrt{111}}{2}t + 12\sqrt{\frac{3}{37}}\,\mathrm{e}^{-\frac{1475}{2}t}\sin\frac{75\sqrt{111}}{2}t = \\ &= \mathrm{e}^{-\frac{1475}{2}t}\left(4\cos\frac{75\sqrt{111}}{2}t + 12\sqrt{\frac{3}{37}}\sin\frac{75\sqrt{111}}{2}t\right) \end{aligned}$$

Finalment, si utilitzem la igualtat trigonomètrica (D.18a), tenim:

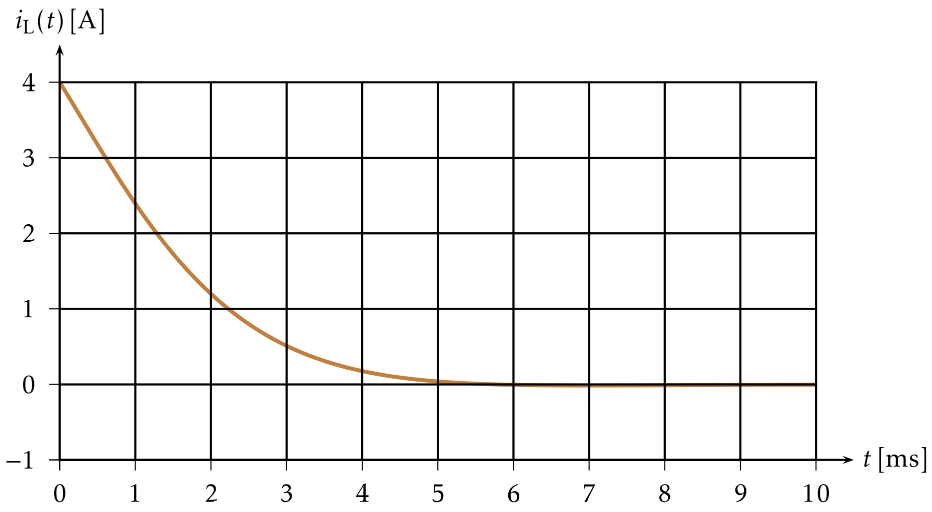
$$i_\mathrm{L}(t) = \frac{32}{\sqrt{37}}\,\mathrm{e}^{-\frac{1475}{2}t}\cos\left(\frac{75\sqrt{111}}{2}t - \arctan\sqrt{\frac{27}{37}}\right)$$

Si en aquesta equació, fem $t = 0\,\mathrm{s}$, tenim:

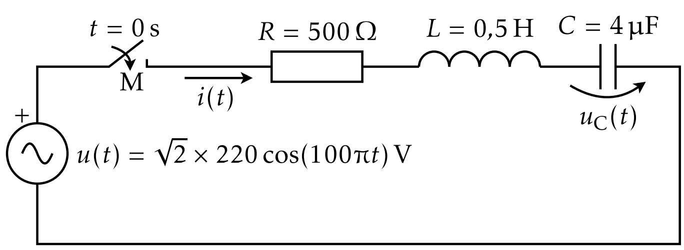
$$i_\mathrm{L}(0\,\mathrm{s}) = \frac{32}{\sqrt{37}} \cos\left(-\arctan\sqrt{\frac{27}{37}}\right) = 4\,\mathrm{A}$$

Es comprova que aquest valor compleix amb la condició inicial del corrent $i_\mathrm{L}(t)$ que hem calculat a l'inici d'aquest exemple.

Representem a continuació la gràfica d'aquesta funció:



Exemple 4.4 El circuit de la figura següent està relaxat. En l'instant $t = 0\,\mathrm{s}$ tanquem l'interruptor M; es tracta de trobar l'evolució de la tensió $u_\mathrm{C}(t)$, a partir d'aquest instant.



La transformada de Laplace de la tensió $u(t)$ és:

$$U(s) = \sqrt{2} \times 220 \times \frac{s}{s^2 + (100\pi)^2}$$

Un cop tancat l'interruptor M, la relació entre $u_c(t)$ i $u(t)$ en el domini operacional, tenint en compte que totes les condicions inicials són nul·les, és:

$$U_C(s) = \frac{\dfrac{1}{sC}}{R + sL + \dfrac{1}{sC}} U(s) = \frac{\dfrac{1}{CL}}{s^2 + \dfrac{R}{L}s + \dfrac{1}{CL}} U(s)$$

Substituint $U(s)$ per la seva expressió, i donant valors numèrics a R, L i C, tenim:

$$U_C(s) = \frac{\sqrt{2} \times 110 \times 10^6 s}{(s^2 + 1000s + 500000)(s^2 + (100\pi)^2)}$$

Calculem a continuació, les arrels dels dos polinomis del denominador d'aquesta funció racional:

$$\begin{aligned} s^2 + 1000s + 500000 = 0 \quad &\rightarrow \quad s = -500 \pm \mathrm{j}\,500 \\ s^2 + (100\pi)^2 = 0 \quad &\rightarrow \quad s = \pm \mathrm{j}\,100\pi \end{aligned}$$

Així doncs, l'esmentada funció racional es pot escriure com:

$$\begin{aligned} U_C(s) &= \frac{\sqrt{2} \times 110 \times 10^6 s}{(s^2 + 1000s + 500000)(s^2 + (100\pi)^2)} = \\ &= \frac{C_1(s + 500) + D_1 500}{(s + 500)^2 + 500^2} + \frac{C_2 s + D_2 100\pi}{s^2 + (100\pi)^2} \end{aligned}$$

Les constants C_1, D_1, C_2 i D_2 valen:

$$D_1 + \mathrm{j}\,C_1 = \frac{1}{500} \times \left. \frac{\sqrt{2} \times 110 \times 10^6 s}{s^2 + (100\pi)^2} \right|_{s=-500+\mathrm{j}500} = -358{,}57 - \mathrm{j}240{,}35$$

$$D_2 + \mathrm{j}\,C_2 = \frac{1}{100\pi} \times \left. \frac{\sqrt{2} \times 110 \times 10^6 s}{s^2 + 1000s + 500000} \right|_{s=\mathrm{j}100\pi} = 188{,}16 + \mathrm{j}240{,}35$$

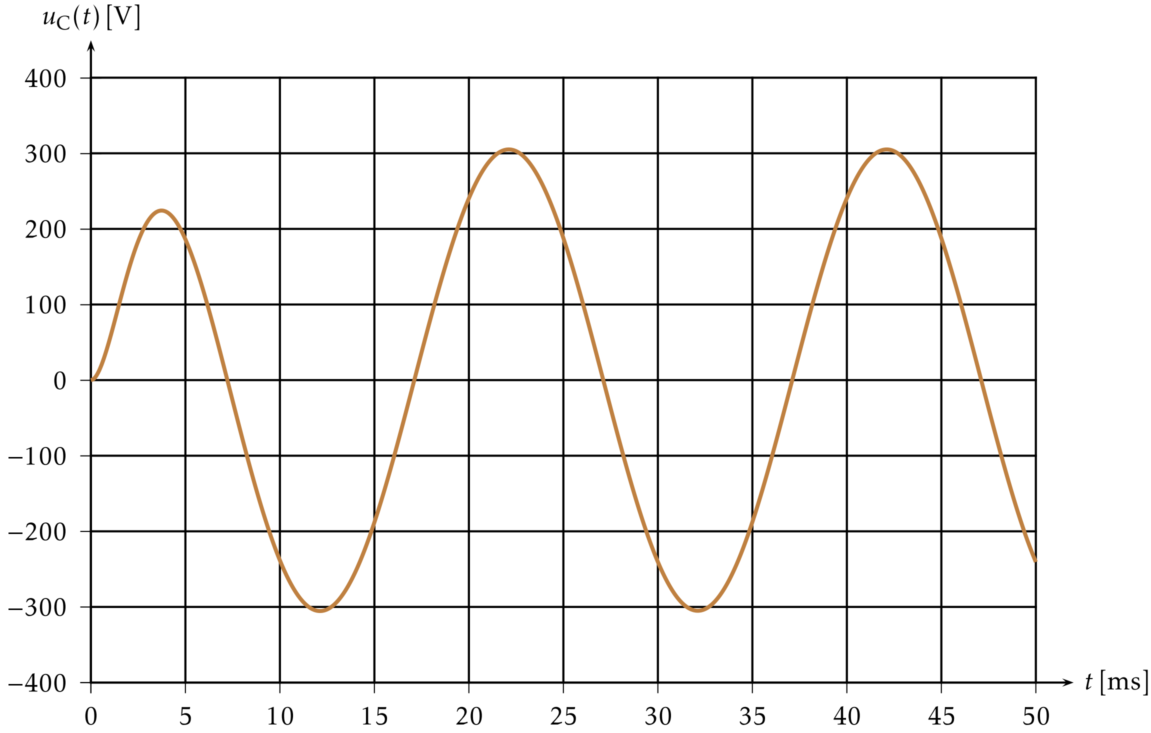
A partir d'aquests valors, i utilitzant la Taula 4.1 a la pàgina 52, obtenim l'expressió temporal de la tensió en el condensador $u_C(t)$:

$$u_C(t) = \mathrm{e}^{-500t}(-240{,}35 \cos 500t - 358{,}57 \sin 500t) + 240{,}35 \cos(100\pi t) + 188{,}16 \sin(100\pi t)$$

Utilitzant la igualtat trigonomètrica (D.18a) obtenim finalment:

$$u_C(t) = 431{,}67\mathrm{e}^{-500t} \cos(500t + 2{,}1613) + 305{,}24 \cos(100\pi t - 0{,}6642)$$

Representem a continuació la gràfica d'aquesta funció:



Capítol 5

Càlculs Bàsics

Es tracten en aquest capítol càlculs bàsics que poden utilitzar-se en la resolució de diversos problemes electrotècnics.

5.1 Transformació estrella ↔ triangle d'impedàncies

En un sistema trifàsic, pot interessar transformar tres impedàncies connectades en estrella en tres impedàncies equivalents connectades en triangle ($\mathrm{Y} \rightarrow \Delta$), o a l'inrevés, transformar tres impedàncies connectades en triangle en tres impedàncies equivalents connectades en estrella ($\Delta \rightarrow \mathrm{Y}$). Atenent a la Figura 5.1, tenim les següents transformacions:

$$
\mathrm{Y} \rightarrow \Delta \left\{ \begin{aligned} \underline{Z}_{\alpha\beta} &= \underline{Z}_{\alpha} + \underline{Z}_{\beta} + \frac{\underline{Z}_{\alpha}\,\underline{Z}_{\beta}}{\underline{Z}_{\gamma}} \\ \underline{Z}_{\beta\gamma} &= \underline{Z}_{\beta} + \underline{Z}_{\gamma} + \frac{\underline{Z}_{\beta}\,\underline{Z}_{\gamma}}{\underline{Z}_{\alpha}} \\ \underline{Z}_{\gamma\alpha} &= \underline{Z}_{\gamma} + \underline{Z}_{\alpha} + \frac{\underline{Z}_{\gamma}\,\underline{Z}_{\alpha}}{\underline{Z}_{\beta}} \end{aligned} \right. \qquad \Delta \rightarrow \mathrm{Y} \left\{ \begin{aligned} \underline{Z}_{\alpha} &= \frac{\underline{Z}_{\alpha\beta}\,\underline{Z}_{\gamma\alpha}}{\underline{Z}_{\alpha\beta} + \underline{Z}_{\beta\gamma} + \underline{Z}_{\gamma\alpha}} \\ \underline{Z}_{\beta} &= \frac{\underline{Z}_{\beta\gamma}\,\underline{Z}_{\alpha\beta}}{\underline{Z}_{\alpha\beta} + \underline{Z}_{\beta\gamma} + \underline{Z}_{\gamma\alpha}} \\ \underline{Z}_{\gamma} &= \frac{\underline{Z}_{\gamma\alpha}\,\underline{Z}_{\beta\gamma}}{\underline{Z}_{\alpha\beta} + \underline{Z}_{\beta\gamma} + \underline{Z}_{\gamma\alpha}} \end{aligned} \right. \tag{5.1}
$$

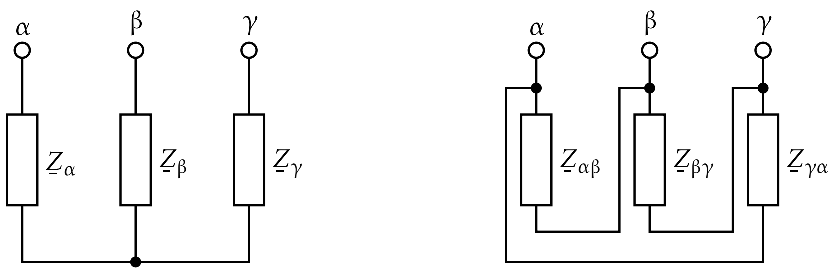


Figura 5.1: Transformació estrella ↔ triangle d'impedàncies

Exemple 5.1 Es vol transformar tres impedàncies connectades en triangle, de valors $\underline{Z}_{\alpha\beta} = 10\,\Omega$, $\underline{Z}_{\beta\gamma} = -\mathrm{j}10\,\Omega$ i $\underline{Z}_{\gamma\alpha} = -\mathrm{j}10\,\Omega$, en tres impedàncies equivalents connectades en estrella.

A partir de les equacions (5.1) tenim:

$$\underline{Z}_\alpha = \frac{10\,\Omega \times (-\mathrm{j}10\,\Omega)}{10\,\Omega - \mathrm{j}10\,\Omega - \mathrm{j}10\,\Omega} = (4 - \mathrm{j}2)\,\Omega$$

$$\underline{Z}_\beta = \frac{-\mathrm{j}10\,\Omega \times 10\,\Omega}{10\,\Omega - \mathrm{j}10\,\Omega - \mathrm{j}10\,\Omega} = (4 - \mathrm{j}2)\,\Omega$$

$$\underline{Z}_\gamma = \frac{-\mathrm{j}10\,\Omega \times (-\mathrm{j}10\,\Omega)}{10\,\Omega - \mathrm{j}10\,\Omega - \mathrm{j}10\,\Omega} = (-2 - \mathrm{j}4)\,\Omega$$

És possible, com en aquest cas pel que fa a $\underline{Z}_\gamma$, obtenir un valor amb una part real negativa (resistència negativa); no obstant, encara que no existeixi físicament aquesta resistència, el seu valor és matemàticament correcte i es pot utilitzar en càlculs subsegüents.

5.2 Resolució de circuits coneixent la potència absorbida per la càrrega

Es tracta en aquest apartat la resolució de circuits simples, formats per una font de tensió en sèrie amb una impedància, la qual alimenta a una càrrega; aquesta càrrega no està definida per la seva impedància o admitància, sinó per la potència que absorbeix[1].

En la Figura 5.2 es representen els circuits que es volen resoldre, tant per a corrent continu com per a corrent altern. E, R i P (o $\underline{E}$, $\underline{Z}$ i $\underline{S}$) són els valors coneguts, i U i I (o $\underline{U}$ i $\underline{I}$) són els valors que es vol trobar.

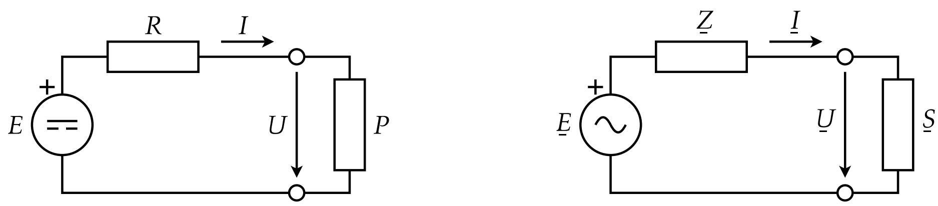


Figura 5.2: Resolució de circuits coneixent la potència absorbida per la càrrega

5.2.1 Circuits de corrent continu

A partir del circuit de l'esquerra de la Figura 5.2 tenim les dues equacions següents:

$$E = RI + U \tag{5.2}$$

$$P = UI \tag{5.3}$$

Multiplicant l'equació (5.2) per U i substituint l'equació (5.3) en aquest resultat, tenim:

$$EU = RIU + U^2 = RP + U^2 \quad \rightarrow \quad U^2 - EU + RP = 0 \tag{5.4}$$

[1] Aquest és un cas particular del problema del flux de càrregues en sistemes elèctrics de potència, el qual es tracta en el capítol 11

A partir de les equacions descrites anteriorment, el circuit es resol seguint els següents passos:

❶ Obtenim U, resolent l'equació de 2n grau (5.4).

❷ Dels dos valors reals que obtenim, ens quedem amb el més elevat. Si en lloc de dos valors reals, obtinguéssim un parell de valors conjugats complexos, això ens indicaria que el circuit no té una solució físicament possible, i per tant no seria resoluble.

❸ Finalment, calculem I substituint el valor trobat de U en l'equació (5.3).

Un cop trobats U i I, podem calcular el valor de la resistència R_P de la càrrega, la qual absorbeix la potència P, a partir de l'equació (5.3) i de la relació $U = R_\mathrm{P} I$:

$$R_\mathrm{P} = \frac{U}{I} = \frac{P}{I^2} = \frac{U^2}{P} \tag{5.5}$$

5.2.2 Circuits de corrent altern

A partir del circuit de la dreta de la Figura 5.2 a la pàgina anterior tenim les dues equacions següents:

$$\underline{E} = \underline{Z}\,\underline{I} + \underline{U} \tag{5.6}$$

$$\underline{S} = \underline{U}\,\underline{I}^* \tag{5.7}$$

Conjugant l'equació (5.6), multiplicant-la per $\underline{U}$ i substituint l'equació (5.7) en aquest resultat, tenim:

$$\underline{E}^*\,\underline{U} = \underline{Z}^*\underline{I}^*\,\underline{U} + \underline{U}^*\,\underline{U} = \underline{Z}^*\,\underline{S} + |\underline{U}|^2 \quad \rightarrow \quad |\underline{U}|^2 - \underline{E}^*\,\underline{U} + \underline{Z}^*\,\underline{S} = 0 \tag{5.8}$$

Fem a continuació una rotació dels fasors $\underline{E}$ i $\underline{U}$, de valor $\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi}$, on ψ és l'argument del fasor $\underline{E}$; d'aquesta manera, el nou fasor E' tan sols tindrà part real, i el nou fasor $\underline{U}'$ estarà rotat respecte del fasor $\underline{U}$.

$$\psi = \arg(\underline{E}) \tag{5.9}$$

$$E' = \underline{E}\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi} = |\underline{E}| \tag{5.10}$$

$$\underline{U}' = \underline{U}\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi} \tag{5.11}$$

Expressem a continuació l'equació (5.8) utilitzant aquests dos nous fasors:

$$|\underline{U}'|^2 - E'\,\underline{U}' + \underline{Z}^*\,\underline{S} = 0 \tag{5.12}$$

Finalment, separem l'equació (5.12) en dues, una per a la part real i una altra per a la part imaginària. Cal tenir en compte que $|\underline{U}'|^2$ només té part real, de valor $\mathrm{Re}^2(\underline{U}') + \mathrm{Im}^2(\underline{U}')$.

$$\mathrm{Re}^2(\underline{U}') + \mathrm{Im}^2(\underline{U}') - E'\ \mathrm{Re}(\underline{U}') + \mathrm{Re}(\underline{Z}^*\,\underline{S}) = 0 \tag{5.13}$$

$$-E'\ \mathrm{Im}(\underline{U}') + \mathrm{Im}(\underline{Z}^*\,\underline{S}) = 0 \tag{5.14}$$

A partir de les equacions descrites anteriorment, el circuit es resol seguint els següents passos:

❶ Calculem E' a partir de l'equació (5.10)

❷ Obtenim $\text{Im}(\underline{U}')$, resolent l'equació (5.14).

❸ Substituïm el valor obtingut per a $\text{Im}(\underline{U}')$ en l'equació (5.13), i obtenim $\text{Re}(\underline{U}')$ resolent aquesta equació de 2n grau.

❹ Dels dos valors reals que obtenim, ens quedem amb el més elevat. Si en lloc de dos valors reals, obtinguéssim un parell de valors conjugats complexos, això ens indicaria que el circuit no té una solució físicament possible, i per tant no seria resoluble.

❺ A partir del valor obtingut per a $\underline{U}'$ en el passos anteriors, i del valor de ψ obtingut a partir de l'equació (5.9), calculem el valor buscat de $\underline{U}$, utilitzant l'equació (5.11)

❻ Finalment, calculem $\underline{I}$ substituint el valor trobat de $\underline{U}$ en l'equació (5.7)

Un cop trobats $\underline{U}$ i $\underline{I}$, podem calcular el valor de la impedància $\underline{Z}_\text{S}$ de la càrrega, la qual absorbeix la potència $\underline{S}$, a partir de l'equació (5.7) i de la relació $\underline{U} = \underline{Z}_\text{S}\,\underline{I}$:

$$\underline{Z}_\text{S} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{\underline{S}}{|\underline{I}|^2} = \frac{|\underline{U}|^2}{\underline{S}^*} \tag{5.15}$$

Exemple 5.2 Resoldre el circuit de la dreta de la Figura 5.2 a la pàgina 68, donats el següents valors en per unitat:

$$\underline{E} = 0{,}4 + \text{j}0{,}3 \qquad \underline{Z} = \text{j}0{,}1 \qquad \underline{S} = 0{,}6 + \text{j}0{,}45$$

Calculem primer ψ i E', segons les equacions (5.9) i (5.10), i $\underline{Z}^*\underline{S}$:

$$\begin{aligned}\psi &= \arg(0{,}4 + \text{j}0{,}3) = 0{,}6435\,\text{rad}\\ E' &= |0{,}4 + \text{j}0{,}3| = 0{,}5\\ \underline{Z}^*\underline{S} &= -\text{j}0{,}1 \times (0{,}6 + \text{j}0{,}45) = 0{,}045 - \text{j}0{,}06\end{aligned}$$

Calculem a continuació $\text{Im}(\underline{U}')$, segons l'equació (5.14):

$$\text{Im}(\underline{U}') = \frac{\text{Im}(\underline{Z}^*\underline{S})}{E'} = \frac{-0{,}06}{0{,}5} = -0{,}12$$

Formem a continuació el polinomi de 2n grau en $\text{Re}(\underline{U}')$ i el resolem, segons l'equació (5.13):

$$\text{Re}^2(\underline{U}') + (-0{,}12)^2 - 0{,}5 \times \text{Re}(\underline{U}') + 0{,}045 = 0$$

$$\text{Re}^2(\underline{U}') - 0{,}5 \times \text{Re}(\underline{U}') + 0{,}0594 = 0 \;\rightarrow\; \text{Re}(\underline{U}') = \begin{cases} 0{,}1943 \\ \boxed{0{,}3057} \end{cases}$$

Prenent el valor més elevat de $\text{Re}(\underline{U}')$ calculem finalment $\underline{U}$, segons l'equació (5.11):

$$\underline{U} = \underline{U}'\,\text{e}^{\text{j}\psi} = (0{,}3057 - \text{j}0{,}12) \times \text{e}^{\text{j}0{,}6435} = 0{,}3165 + \text{j}0{,}0874$$

Obtenim ara $\underline{I}$, segons l'equació (5.7):

$$\underline{I} = \frac{\underline{S}^*}{\underline{U}^*} = \frac{0{,}6 - \text{j}0{,}45}{0{,}3165 - \text{j}0{,}0874} = 2{,}1262 - \text{j}0{,}8347$$

Per acabar, calculem $\underline{Z}_\text{S}$, segons l'equació (5.15):

$$\underline{Z}_\text{S} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{0{,}3165 + \text{j}0{,}0874}{2{,}1262 - \text{j}0{,}8347} = 0{,}1150 + \text{j}0{,}0863$$

5.3 Corrent de curt circuit en el secundari d'un transformador

Es tracta en aquest apartat, el càlcul del corrent de curt circuit trifàsic en el secundari d'un transformador, que té el primari connectat a una xarxa de potència.

A partir de la Figura 5.3, es tracta de trobar el valor del corrent de curt circuit trifàsic I_F en el punt F, essent la resta de paràmetres valors coneguts.

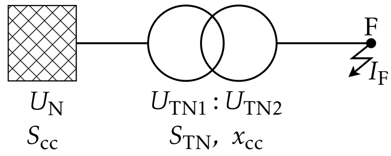


Figura 5.3: Corrent de curt circuit en el secundari d'un transformador

U_N, U_{TN1} i U_{TN2} estan donats en volt, S_{cc} i S_{TN} en volt ampere, i x_{cc} en per unitat respecte dels valors nominals del transformador.

Per tal de simplificar el problema, suposarem que tant la impedància de curt circuit del transformador com la impedància equivalent de la xarxa de potència són totalment inductives; d'aquesta manera, podrem treballar amb les diverses variables implicades com si fossin nombres reals. Suposarem a més que no hi ha circulació de corrent abans del curt circuit.

Pel que fa a la xarxa de potència, si en lloc de la potència de curt circuit S_{cc}, el que coneixem és el corrent de curt circuit disponible I_{cc}, podem obtenir el valor de la potència de curt circuit a partir de l'expressió:

$$S_{cc} = \sqrt{3}\, U_N I_{cc} \tag{5.16}$$

Si prenem com a valors base els paràmetres del transformador (U_{TN1}, U_{TN2} i S_{TN}), la relació de transformació i la impedància de curt circuit del transformador, expressats en per unitat, seran 1:1 i x_{cc} respectivament. Anàlogament, la tensió i la impedància equivalents de la xarxa de potència, expressats en per unitat, seran $\frac{U_N}{U_{TN1}}$ i $\frac{U_N^2}{S_{cc}}\frac{S_{TN}}{U_{TN1}^2}$ respectivament.

Amb aquests valors, el corrent de curt circuit i_F, expressat en per unitat, val:

$$i_F = \frac{\dfrac{U_N}{U_{TN1}}}{\dfrac{U_N^2}{S_{cc}}\dfrac{S_{TN}}{U_{TN1}^2} + x_{cc}} \tag{5.17}$$

I per tant, aquest corrent I_F, expressat en ampere, val:

$$I_F = i_F \frac{S_{TN}}{\sqrt{3}\, U_{TN2}} = \frac{S_{TN} U_N}{\sqrt{3}\, U_{TN1} U_{TN2} \left(\dfrac{U_N^2}{S_{cc}}\dfrac{S_{TN}}{U_{TN1}^2} + x_{cc} \right)} \tag{5.18}$$

Si la xarxa de potència es considera de potència infinita, tenim:

$$I_F = \frac{S_{TN} U_N}{\sqrt{3}\, U_{TN1} U_{TN2} x_{cc}} \qquad (\text{amb } S_{cc} = \infty) \tag{5.19}$$

Si a més, la tensió de la xarxa coincideix amb la tensió primària del transformador, tenim respectivament:

$$I_F = \frac{S_{TN}}{\sqrt{3}U_{TN2}\left(\frac{S_{TN}}{S_{cc}} + x_{cc}\right)} \qquad (\text{amb } U_N = U_{TN1}) \tag{5.20}$$

$$I_F = \frac{S_{TN}}{\sqrt{3}U_{TN2}x_{cc}} \qquad (\text{amb } U_N = U_{TN1} \text{ i } S_{cc} = \infty) \tag{5.21}$$

Exemple 5.3 A partir de la Figura 5.3 a la pàgina anterior, amb els valors $U_N = 6900\,\text{V}$, $U_{TN1} = 6900\,\text{V}$, $U_{TN2} = 400\,\text{V}$, $S_{TN} = 850\,\text{kVA}$ i $x_{cc} = 5\,\%$, es tracta de trobar I_F en el cas que: a) $S_{cc} = 200\,\text{MVA}$ i b) $S_{cc} = \infty$.

El valors demanats són:

$$a)\ I_F = \frac{850\,\text{kVA}}{\sqrt{3} \times 400\,\text{V} \times \left(\frac{850\,\text{kVA}}{200\,\text{MVA}} + 0{,}05\right)} = 22{,}6\,\text{kA}$$

$$b)\ I_F = \frac{850\,\text{kVA}}{\sqrt{3} \times 400\,\text{V} \times 0{,}05} = 24{,}5\,\text{kA}$$

5.4 Escales logarítmiques

En diferents camps de l'electrotècnia és usual trobar-se gràfics amb escales logarítmiques.

Un exemple clar són els gràfics d'actuació dels interruptors magnetotèrmics o dels fusibles, on les seves corbes característiques intensitat–temps estan representades en una escala logarítmica–logarítmica o lineal–logarítmica.

En aquests casos es presenta freqüentment la necessitat de determinar amb exactitud un punt de la corba, que no coincideix amb cap de les línies divisòries del gràfic. Atenent a la Figura 5.4 es tractaria de determinar el valor x dins de la dècada 10^N a 10^{N+1}.

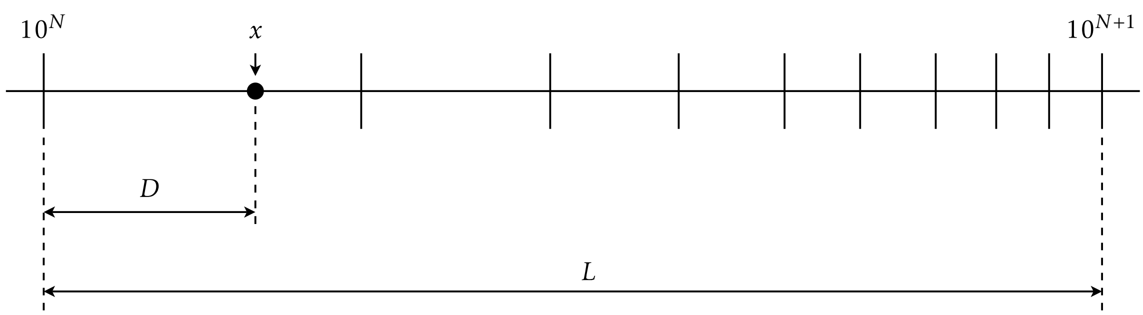


Figura 5.4: Escala logarítmica

Si mesurem amb un regle la distància D des de l'inici de la dècada fins al punt x, i la longitud total L de la dècada, el valor x buscat ve donat per l'expressió:

$$x = 10^{\left(N + \frac{D}{L}\right)} \tag{5.22}$$

Si estem interessats en el problema invers, és a dir, en trobar la distància D corresponent a un valor conegut x dins de la dècada 10^N a 10^{N+1}, podem emprar l'expressió:

$$D = L(\log x - N) = L \log \frac{x}{10^N} \tag{5.23}$$

Exemple 5.4 Es tracta de trobar el valor x dins de la dècada 100 a 1000, corresponent a una distància $D = 11$ mm; la longitud total de la dècada és $L = 56$ mm.

En aquest cas tenim $N = 2$, i per tant:

$$x = 10^{\left(2+\frac{11\,\mathrm{mm}}{56\,\mathrm{mm}}\right)} = 157{,}19$$

Exemple 5.5 Es tracta de trobar la distància D a la qual hem de dibuixar el valor $x = 5$, dins de la dècada 1 a 10; la longitud total de la dècada és $L = 56$ mm.

En aquest cas tenim $N = 0$, i per tant:

$$D = 56\,\mathrm{mm} \times (\log 5 - 0) = 39{,}1\,\mathrm{mm}$$

Part II

Components Elèctrics

Capítol 6

Resistències

6.1 Codificació en colors

La codificació en colors del valor òhmic de les resistències consisteix en tres o quatre bandes de color més una banda addicional, una mica separada, per codificar-ne la tolerància.

En el cas de tres bandes, les dues primeres defineixen els dos dígits que formen el valor base i la tercera el valor multiplicatiu; en el cas de quatre bandes, les tres primeres defineixen els tres dígits que formen el valor base i la quarta el valor multiplicatiu.

En la taula següent es presenta la codificació en colors de les resistències.

Taula 6.1: Codificació en colors de les resistències

Color	1r dígit	2n dígit	3r dígit	Multiplicador	Tolerància [± %]
—	—	—	—	—	20
plata	—	—	—	10^{-2}	10
or	—	—	—	10^{-1}	5
negre	—	0	0	1	—
marró	1	1	1	10	1
vermell	2	2	2	10^{2}	2
taronja	3	3	3	10^{3}	—
groc	4	4	4	10^{4}	—
verd	5	5	5	10^{5}	0,5
blau	6	6	6	10^{6}	0,25
violeta	7	7	7	10^{7}	0,1
gris	8	8	8	—	0,05
blanc	9	9	9	—	—

Fa temps existien també resistències de tolerància ±50 %, però avui dia ja no se’n fabriquen.

Les resistències de tolerància ±20 % s’utilitzen molt poc, i alguns fabricants ni tan sols les subministren.

Exemple 6.1 Es tracta d'obtenir els valors òhmics i les toleràncies de les dues resistències següents, definides pels colors:

a)  (Blau-Gris-Groc Or)

b)  (Taronja-Vermell-Groc-Negre Marró)

En el primer cas tenim:

$$\text{a) Blau-Gris-Groc Or} \rightarrow \begin{cases} \text{Resistència} & : \; 68 \times 10^4\,\Omega = 680\,\text{k}\Omega \\ \text{Tolerància} & : \; \pm 5\,\% \end{cases}$$

i en el segon:

$$\text{b) Taronja-Vermell-Groc-Negre Marró} \rightarrow \begin{cases} \text{Resistència} & : \; 324 \times 1\,\Omega = 324\,\Omega \\ \text{Tolerància} & : \; \pm 1\,\% \end{cases}$$

6.2 Valors estàndard

Els valors de les resistències que es fabriquen estan estandarditzats, i depenent del valor de la tolerància el ventall de valors possibles és més o menys ample.

En les taules següents es llisten els valors estàndard de les resistències segons la seva tolerància.

Els valors que es donen estan normalitzats per a la dècada compresa entre 100 Ω i 1000 Ω. Els valors d'altres dècades s'obtenen simplement, multiplicant o dividint els valors de les taules per les corresponents potències de 10.

Taula 6.2: Valors òhmics estàndard de les resistències de tolerància ±20 %

100	150	220	330	470	680

Taula 6.3: Valors òhmics estàndard de les resistències de tolerància ±10 %

100	120	150	180	220	270	330	390	470	560	680	820

Taula 6.4: Valors òhmics estàndard de les resistències de tolerància ±5 %

100	110	120	130	150	160	180	200	220	240	270	300
330	360	390	430	470	510	560	620	680	750	820	910

Taula 6.5: Valors òhmics estàndard de les resistències de tolerància ±2 %

100	105	110	115	121	127	133	140	147	154	162	169
178	187	196	205	215	226	237	249	261	274	287	301
316	332	348	365	383	402	422	442	464	487	511	536
562	590	619	649	681	715	750	787	825	866	909	953

Taula 6.6: Valors òhmics estàndard de les resistències de tolerància ±1 %

100	102	105	107	110	113	115	118	121	124	127	130
133	137	140	143	147	150	154	158	162	165	169	174
178	182	187	191	196	200	205	210	215	221	226	232
237	243	249	255	261	267	274	280	287	294	301	309
316	324	332	340	348	357	365	374	383	392	402	412
422	432	442	453	464	475	487	499	511	523	536	549
562	576	590	604	619	634	649	665	681	698	715	732
750	768	787	806	825	845	866	887	909	931	953	976

Taula 6.7: Valors òhmics estàndard de les resistències de tolerància ≤ ±0,5 %

100	101	102	104	105	106	107	109	110	111	113	114
115	117	118	120	121	123	124	126	127	129	130	132
133	135	137	138	140	142	143	145	147	149	150	152
154	156	158	160	162	164	165	167	169	172	174	176
178	180	182	184	187	189	191	193	196	198	200	203
205	208	210	213	215	218	221	223	226	229	232	234
237	240	243	246	249	252	255	258	261	264	267	271
274	277	280	284	287	291	294	298	301	305	309	312
316	320	324	328	332	336	340	344	348	352	357	361
365	370	374	379	383	388	392	397	402	407	412	417
422	427	432	437	442	448	453	459	464	470	475	481
487	493	499	505	511	517	523	530	536	542	549	556
562	569	576	583	590	597	604	612	619	626	634	642
649	657	665	673	681	690	698	706	715	723	732	741
750	759	768	777	787	796	806	816	825	835	845	856
866	876	887	898	909	920	931	942	953	965	976	988

Capítol 7

Cables

Es tracten en aquest capítol qüestions relatives als cables elèctrics.

7.1 Resistència

7.1.1 Resistència d'un conductor

La resistència R d'un conductor depèn de la resistivitat ρ del material, de la llargada l del conductor i de la seva secció S.

$$R = \rho \frac{l}{S} \tag{7.1}$$

La resistivitat no és un valor constant sinó que depèn de la temperatura, a major temperatura major resistivitat. Coneixent la resistivitat ρ_1 a una temperatura T_1 es pot calcular la resistivitat ρ_2 a una altra temperatura T_2, a partir del coeficient de variació de la resistivitat amb la temperatura α_1 donat a la temperatura T_1.

$$\rho_2 = \rho_1[1 + \alpha_1(T_2 - T_1)] \tag{7.2}$$

En la Taula 7.1 es donen valors de la resistivitat i dels coeficients de variació de la resistivitat amb la temperatura a 20 °C i a 0 °C, per a diversos materials.

Taula 7.1: Paràmetres elèctrics d'alguns materials

Material	$\rho_{20\,°\mathrm{C}}$ [$\Omega \cdot \mathrm{mm}^2/\mathrm{m}$]	$\alpha_{20\,°\mathrm{C}}$ [$°\mathrm{C}^{-1}$]	$\alpha_{0\,°\mathrm{C}}$ [$°\mathrm{C}^{-1}$]
Alumini	0,028 25	0,003 91	0,004 24
Coure	0,017 23	0,003 93	0,004 27
Plata	0,016 45	0,003 80	0,004 12

La resistència així calculada és vàlida quan el corrent que circula pel cable és corrent continu.

Quan el corrent que circula pel cable és corrent altern cal tenir en compte l'efecte pel·licular, el qual li provoca un augment de la resistència, causat perquè el corrent tendeix a circular més per la zona perifèrica del conductor que per la zona central; l'efecte és important per a valors elevats de la secció del conductor o de la freqüència del corrent.

La resistència efectiva es troba a partir de la resistència calculada anteriorment per a corrent continu, i d'un factor k que té en compte l'efecte pel·licular.

$$R_{\text{efectiva}} = \mathrm{k}R \tag{7.3}$$

En la Taula 7.2 es donen valors[1] de k per a conductors de coure i d'alumini, per a diversos valors del producte de la secció del conductor per la freqüència del corrent.

Taula 7.2: Valors de k pel càlcul de la resistència efectiva

Secció × Freqüència [$mm^2 \cdot Hz$]	k, segons el material del conductor	
	Cu	Al
5 000	1,000	1,000
10 000	1,008	1,000
15 000	1,025	1,006
20 000	1,045	1,015
25 000	1,070	1,026
30 000	1,096	1,040
35 000	1,126	1,053
40 000	1,158	1,069
45 000	1,195	1,085
50 000	1,230	1,104
75 000	1,433	1,206
100 000	1,622	1,330

7.1.2 Resistència d'un cable

La resistència d'un cable R_{Cable} depèn del nombre de conductors per fase n (o per pol, en corrent continu), de la resistència de cada conductor $R_{\text{Conductor}}$ i del tipus de tensió elèctrica a la qual estigui sotmès el cable (monofàsica, trifàsica, contínua, etc.).

Corrent continu o altern monofàsic

$$R_{\text{Cable}} = 2\,\frac{R_{\text{Conductor}}}{n} \tag{7.4}$$

El valor multiplicatiu 2, prové del fet que cal tenir en compte tant el conductor d'anada com el de tornada.

[1] Valors obtinguts del llibre «Teoría de Circuitos. Fundamentos, 3ª edición», Enrique Ras, Marcombo Boixareu Editores (pàg. 114).

Corrent altern trifàsic equilibrat

$$R_{\text{Cable}} = \frac{R_{\text{Conductor fase}}}{n} \tag{7.5}$$

Atès que no circula corrent pel neutre, la seva resistència no hi té cap influència.

Corrent altern trifàsic desequilibrat

$$R_{\text{Cable fase}} = \frac{R_{\text{Conductor fase}}}{n_{\text{fase}}} \qquad R_{\text{Cable neutre}} = \frac{R_{\text{Conductor neutre}}}{n_{\text{neutre}}} \tag{7.6}$$

En aquest cas cal tenir en compte que els corrents que circulen per les fase i pel neutre són diferents.

7.2 Caiguda de tensió

La caiguda de tensió ΔU en un cable es defineix com la diferència entre els mòduls de les tensions a l'origen $|\underline{U}_{\text{O}}|$ i al final $|\underline{U}_{\text{F}}|$ del cable.

$$\Delta U \equiv |\underline{U}_{\text{O}}| - |\underline{U}_{\text{F}}| \tag{7.7}$$

7.2.1 Caiguda de tensió en corrent continu

En corrent continu la caiguda de tensió depèn del corrent I que circula pel cable i de la resistència del propi cable, calculada segons l'equació (7.4).

$$\Delta U = I R_{\text{Cable}} \tag{7.8}$$

7.2.2 Caiguda de tensió en corrent altern

En corrent altern la caiguda de tensió depèn del corrent $\underline{I}$ que circula pel cable, de la resistència i la reactància del propi cable i del factor de potència $\cos\varphi$. El diagrama fasorial d'aquestes magnituds es pot veure en la Figura 7.1.

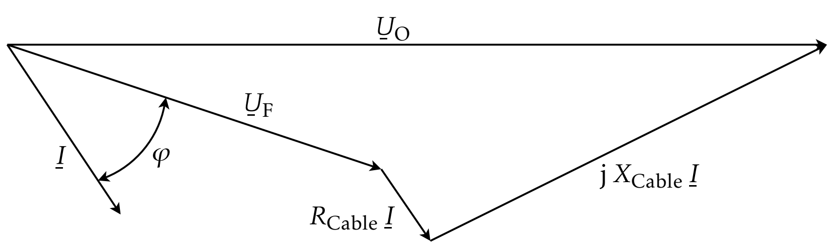


Figura 7.1: Caiguda de tensió en corrent altern

Quan es tracta de corrent monofàsic, la resistència del cable es calcula segons l'equació (7.4); la reactància del cable X_{Cable} es calcula de forma anàloga amb la mateixa equació, a partir de la reactància dels conductors $X_{\text{Conductor}}$.

Pel que fa al corrent trifàsic, se suposa equilibrat, i per tant s'utilitza l'equació (7.5) per calcular la resistència del cable R_{Cable} (i de forma anàloga la reactància X_{Cable}). Addicionalment, els corrents fan referència als corrents de fase i les tensions a les tensions fase–neutre; l'angle φ és per tant l'angle entre la tensió final fase–neutre i el corrent de fase.

Disposem en aquest cas de dues equacions, una d'exacta i una altre d'aproximada (per a valors elevats de $\cos\varphi$).

$$\Delta U = |\underline{I}|\,(R_{\text{Cable}}\cos\varphi + X_{\text{Cable}}\sin\varphi) + |\underline{U}_{\text{O}}| - \sqrt{|\underline{U}_{\text{O}}|^2 - |\underline{I}|^2(X_{\text{Cable}}\cos\varphi - R_{\text{Cable}}\sin\varphi)^2} \tag{7.9a}$$

$$\Delta U \approx |\underline{I}|\,(R_{\text{Cable}}\cos\varphi + X_{\text{Cable}}\sin\varphi) \qquad \text{si } \cos\varphi \gtrapprox 0{,}8 \tag{7.9b}$$

Exemple 7.1 Es tracta de calcular la caiguda de tensió en un sistema trifàsic on $|\underline{U}_{\text{O}}| = 380\,\text{V}$ (fase–fase), $|\underline{I}| = 630\,\text{A}$ i $\cos\varphi = 0{,}87$(i). La unió entre els extrems origen i final està formada per tres cables en paral·lel de $240\,\text{mm}^2$ de secció cadascun i 400 m de llargada; els valors per fase de resistència i inductància són $0{,}095\,\Omega/\text{km}$ i $0{,}102\,\Omega/\text{km}$ respectivament.

A partir de l'equació (7.5) calculem els valors de R_{Cable} i de X_{Cable}.

$$R_{\text{Cable}} = \frac{0{,}095\,\Omega/\text{km} \times 0{,}4\,\text{km}}{3} = 0{,}0127\,\Omega$$

$$X_{\text{Cable}} = \frac{0{,}102\,\Omega/\text{km} \times 0{,}4\,\text{km}}{3} = 0{,}0136\,\Omega$$

Obtenim a continuació el valor de $\sin\varphi$:

$$\sin\varphi = \sqrt{1 - 0{,}87^2} = 0{,}49$$

Calculem en primer lloc la caiguda de tensió de forma aproximada utilitzant l'equació (7.9b).

$$\Delta U \approx 630\,\text{A} \times (0{,}0127\,\Omega \times 0{,}87 + 0{,}0136\,\Omega \times 0{,}49) = 11{,}16\,\text{V}$$

que en tant per cent respecte la tensió a l'origen representa: $\frac{11{,}16\,\text{V}}{380/\sqrt{3}\,\text{V}} \times 100 = 5{,}09\,\%$

Finalment, calculem la caiguda de tensió exacta utilitzant l'equació (7.9a).

$$\Delta U = 630\,\text{A} \times (0{,}0127\,\Omega \times 0{,}87 + 0{,}0136\,\Omega \times 0{,}49) + \frac{380}{\sqrt{3}}\,\text{V} - \\ - \sqrt{\left(380/\sqrt{3}\,\text{V}\right)^2 - (630\,\text{A})^2 \times (0{,}0136\,\Omega \times 0{,}87 - 0{,}0127\,\Omega \times 0{,}49)^2} = 11{,}19\,\text{V}$$

que en tant per cent respecte la tensió a l'origen representa: $\frac{11{,}19\,\text{V}}{380/\sqrt{3}\,\text{V}} \times 100 = 5{,}10\,\%$

7.3 Capacitat tèrmica en curt circuit

Quan hi ha un curt circuit en un cable, tot el calor generat no es transmet a l'exterior en els instants inicials, sinó que s'acumula en la massa del conductor, incrementant la seva temperatura (procés adiabàtic). En aquestes condicions es pot aplicar l'equació:

$$I_{cc} = S\,\frac{\mathrm{C}}{\sqrt{t}} \qquad \begin{cases} I_{cc} & : \text{ expressat en A} \\ S & : \text{ expressat en mm}^2 \\ t & : \text{ expressat en s} \\ \mathrm{C} & : \text{ paràmetre dependent del tipus de cable} \end{cases} \tag{7.10}$$

I_{cc} és la intensitat de curt circuit que circula pel conductor, S és la secció del conductor, t és el temps màxim que pot durar el curt circuit sense que es malmeti el cable, i C és un paràmetre que depèn del material del conductor i del seu aïllament. En la Taula 7.3 es donen valors[2] de C per a diferents materials del conductor i de l'aïllament.

Taula 7.3: Valors de C pel càlcul de curt circuits en cables

Material del conductor	C, segons el material de l'aïllament	
	PVC	EPR i XLPE
Cu	115	142
Al	75	93

Exemple 7.2 Es tracta de calcular el temps màxim durant el qual un cable de coure de 50 mm² amb aïllament d'EPR, pot suportar un corrent de curt circuit de 15 kA.

A partir de l'equació (7.10) calculem el temps màxim demanat:

$$t = \left(\frac{S\,\mathrm{C}}{I_{cc}}\right)^2 = \left(\frac{50\,\mathrm{mm}^2 \times 142}{15\,000\,\mathrm{A}}\right)^2 = 224\,\mathrm{ms}$$

7.4 Conversió entre unitats americanes i unitats SI

7.4.1 «Mils» (mil), «circular mils» (cmil o CM) i «thousand circular mils» (kcmil o MCM)

Les definicions d'aquestes tres unitats utilitzades en la mesura de diàmetres i seccions de cables són:

$$1\text{ mil} \equiv \text{Una mil·lèsima de polsada} \tag{7.11}$$

$$1\text{ cmil} = 1\text{ CM} \equiv \text{Àrea d'un cercle de diàmetre igual a 1 mil} \tag{7.12}$$

$$1\text{ kcmil} = 1\text{ MCM} \equiv 1000\text{ cmil} = 1000\text{ CM} \tag{7.13}$$

[2] Valors obtinguts del catàleg del fabricant «General Cable».

Es donen a continuació algunes conversions d'aquestes unitats:

$$1\,\text{mil} = 10^{-3}\,\text{in} \tag{7.14}$$

$$1\,\text{mil} = 10^{-3}\,\text{in} \times \frac{25{,}4\,\text{mm}}{1\,\text{in}} = 25{,}4 \times 10^{-3}\,\text{mm} \tag{7.15}$$

$$1\,\text{cmil} = \frac{\pi}{4}\,\text{mil}^2 = 0{,}785\,398\,\text{mil}^2 \tag{7.16}$$

$$1\,\text{cmil} = \frac{\pi}{4} \times 10^{-6}\,\text{in}^2 = 0{,}785\,398 \times 10^{-6}\,\text{in}^2 \tag{7.17}$$

$$1\,\text{cmil} = \frac{\pi}{4} \times 10^{-6}\,\text{in}^2 \times \frac{645{,}16\,\text{mm}^2}{1\,\text{in}^2} = 506{,}7075 \times 10^{-6}\,\text{mm}^2 \tag{7.18}$$

$$1\,\text{kcmil} = 785{,}398\,\text{mil}^2 = 0{,}785\,398 \times 10^{-3}\,\text{in}^2 = 0{,}506\,707\,5\,\text{mm}^2 \tag{7.19}$$

Una relació útil entre diàmetres i seccions és la següent: la secció S d'un cercle expressada en «circular mils» és igual al quadrat del diàmetre d del cercle expressat en «mils».

$$S = d^2 \quad \begin{cases} S & : \text{ expressat en cmil} \\ d & : \text{ expressat en mil} \end{cases} \tag{7.20}$$

En la Taula 7.4 es relacionen els diàmetres i seccions en diverses unitats, dels conductors usualment disponibles compresos entre 2000 kcmil i 250 kcmil.

Taula 7.4: Dimensions de cables definits en kcmil

Secció			Diàmetre		
[kcmil]	[in²]	[mm²]	[mil]	[in]	[mm]
2000	1,570 796	1013,4150	1414,213 56	1,414 213 6	35,921 02
1750	1,374 447	886,7381	1322,875 66	1,322 875 7	33,601 04
1600	1,256 637	810,7320	1264,911 06	1,264 911 1	32,128 74
1500	1,178 097	760,0612	1224,744 87	1,224 744 9	31,108 52
1250	0,981 748	633,3843	1118,033 99	1,118 034 0	28,398 06
1000	0,785 398	506,7075	1000,000 00	1,000 000 0	25,400 00
800	0,628 319	405,3660	894,427 19	0,894 427 2	22,718 45
750	0,589 049	380,0306	866,025 40	0,866 025 4	21,997 05
700	0,549 779	354,6952	836,660 03	0,836 660 0	21,251 16
600	0,471 239	304,0245	774,596 67	0,774 596 7	19,674 76
500	0,392 699	253,3537	707,106 78	0,707 106 8	17,960 51
450	0,353 429	228,0184	670,820 39	0,670 820 4	17,038 84
400	0,314 159	202,6830	632,455 53	0,632 455 5	16,064 37
350	0,274 889	177,3476	591,607 98	0,591 608 0	15,026 84
300	0,235 619	152,0122	547,722 56	0,547 722 6	13,912 15
250	0,196 350	126,6769	500,000 00	0,500 000 0	12,700 00

D'aquesta taula es pot veure que: Secció en $\text{mm}^2 \approx \dfrac{\text{Secció en kcmil}}{2}$.

7.4.2 «American Wire Gauge» (AWG)

L'«American Wire Gauge», anomenat també «Brown & Sharp Gauge», és un sistema de numeració de conductors de coure segons el seu diàmetre. A cada número AWG correspon un valor de diàmetre; els successius diàmetres formen una progressió geomètrica descendent (en augmentar el número AWG, disminueix el diàmetre).

La raó d'aquesta progressió geomètrica s'obté de la següent consideració: hi ha dos valors de referència, AWG 36, el qual té assignat un diàmetre de 5 mil, i AWG 4/0 (també anomenat AWG 0000), el qual té assignat un diàmetre de 460 mil. Entre aquest dos valors de referència hi ha una diferencia de 39 unitats (vegeu la Taula 7.5 a la pàgina següent), i per tant, sent r_d la raó de diàmetres buscada, tenim:

$$5\,\mathrm{mil} = 460\,\mathrm{mil} \times r_\mathrm{d}^{39} \quad \rightarrow \quad r_\mathrm{d} = \left(\frac{5\,\mathrm{mil}}{460\,\mathrm{mil}}\right)^{1/39} = \left(\frac{1}{92}\right)^{1/39} = 92^{-1/39} \tag{7.21}$$

En ser la secció d'un conductor proporcional al quadrat del seu diàmetre, les seccions dels successius números AWG formen una progressió geomètrica descendent de raó r_S igual a:

$$r_\mathrm{S} = r_\mathrm{d}^2 = 92^{-2/39} \tag{7.22}$$

Finalment, en ser la resistència d'un conductor inversament proporcional a la seva secció, les resistències dels successius números AWG formen una progressió geomètrica ascendent de raó r_R igual a:

$$r_\mathrm{R} = \frac{1}{r_\mathrm{S}} = 92^{2/39} \tag{7.23}$$

A partir d'aquestes raons, i coneixent el diàmetre d, la secció S i la resistència R d'un número AWG n, podem calcular aquests paràmetres per a un altre número AWG, k unitats posterior o k unitats anterior:

$$\begin{array}{rlll} \text{AWG:} & n & n+k & n-k \\ \text{Diàmetre:} & d & d \times 92^{-k/39} & d \times 92^{k/39} \\ \text{Secció:} & S & S \times 92^{-2k/39} & S \times 92^{2k/39} \\ \text{Resistència:} & R & R \times 92^{2k/39} & R \times 92^{-2k/39} \end{array} \tag{7.24}$$

Per a alguns valors particulars de k es compleixen de forma aproximada les següents relacions:

$k = 6$ En augmentar en 6 unitats el número AWG, el diàmetre es divideix per 2 ($92^{-6/39} \approx 0{,}5$).

$k = -6$ En disminuir en 6 unitats el número AWG, el diàmetre es multiplica per 2 ($92^{6/39} \approx 2$).

$k = 20$ En augmentar en 20 unitats el número AWG, el diàmetre es divideix per 10 ($92^{-20/39} \approx 0{,}1$).

$k = -20$ En disminuir en 20 unitats el número AWG, el diàmetre es multiplica per 10 ($92^{20/39} \approx 10$).

$k = 3$ En augmentar en 3 unitats el número AWG, la secció es divideix per 2 ($92^{-2\times3/39} \approx 0{,}5$) i la resistència es multiplica per 2 ($92^{2\times3/39} \approx 2$).

$k = -3$ En disminuir en 3 unitats el número AWG, la secció es multiplica per 2 ($92^{2\times3/39} \approx 2$) i la resistència es divideix per 2 ($92^{-2\times3/39} \approx 0{,}5$).

$k = 10$ En augmentar en 10 unitats el número AWG, la secció es divideix per 10 ($92^{-2\times10/39} \approx 0{,}1$) i la resistència es multiplica per 10 ($92^{2\times10/39} \approx 10$).

$k = -10$ En disminuir en 10 unitats el número AWG, la secció es multiplica per 10 ($92^{2\times10/39} \approx 10$) i la resistència es divideix per 10 ($92^{-2\times10/39} \approx 0{,}1$).

En la Taula 7.5 es relacionen els diàmetres i seccions en diverses unitats dels conductors compresos entre AWG 4/0 i AWG 56.

Taula 7.5: Dimensions de cables AWG

Cable [AWG]	Diàmetre			Secció		
	[mil]	[in]	[mm]	[cmil]	[in^2]	[mm^2]
4/0	460,000	0,460 000	11,6840	211 600,000	$1{,}662 \times 10^{-1}$	107,219 303
3/0	409,642	0,409 642	10,4049	167 806,429	$1{,}318 \times 10^{-1}$	85,028 773
2/0	364,797	0,364 797	9,2658	133 076,548	$1{,}045 \times 10^{-1}$	67,430 882
1/0	324,861	0,324 861	8,2515	105 534,501	$8{,}289 \times 10^{-2}$	53,475 121
1	289,297	0,289 297	7,3481	83 692,664	$6{,}573 \times 10^{-2}$	42,407 699
2	257,626	0,257 626	6,5437	66 371,300	$5{,}213 \times 10^{-2}$	33,630 834
3	229,423	0,229 423	5,8273	52 634,834	$4{,}134 \times 10^{-2}$	26,670 464
4	204,307	0,204 307	5,1894	41 741,321	$3{,}278 \times 10^{-2}$	21,150 639
5	181,941	0,181 941	4,6213	33 102,372	$2{,}600 \times 10^{-2}$	16,773 220
6	162,023	0,162 023	4,1154	26 251,375	$2{,}062 \times 10^{-2}$	13,301 768
7	144,285	0,144 285	3,6649	20 818,287	$1{,}635 \times 10^{-2}$	10,548 782
8	128,490	0,128 490	3,2636	16 509,652	$1{,}297 \times 10^{-2}$	8,365 564
9	114,424	0,114 424	2,9064	13 092,749	$1{,}028 \times 10^{-2}$	6,634 194
10	101,897	0,101 897	2,5882	10 383,022	$8{,}155 \times 10^{-3}$	5,261 155
11	90,742	0,090 742	2,3048	8234,111	$6{,}467 \times 10^{-3}$	4,172 286
12	80,808	0,080 808	2,0525	6529,947	$5{,}129 \times 10^{-3}$	3,308 773
13	71,962	0,071 962	1,8278	5178,483	$4{,}067 \times 10^{-3}$	2,623 976
14	64,084	0,064 084	1,6277	4106,724	$3{,}225 \times 10^{-3}$	2,080 908
15	57,068	0,057 068	1,4495	3256,780	$2{,}558 \times 10^{-3}$	1,650 235
16	50,821	0,050 821	1,2908	2582,744	$2{,}028 \times 10^{-3}$	1,308 696
17	45,257	0,045 257	1,1495	2048,209	$1{,}609 \times 10^{-3}$	1,037 843
18	40,303	0,040 303	1,0237	1624,304	$1{,}276 \times 10^{-3}$	0,823 047
19	35,891	0,035 891	0,9116	1288,131	$1{,}012 \times 10^{-3}$	0,652 706
20	31,961	0,031 961	0,8118	1021,535	$8{,}023 \times 10^{-4}$	0,517 619
21	28,462	0,028 462	0,7229	810,114	$6{,}363 \times 10^{-4}$	0,410 491
22	25,347	0,025 347	0,6438	642,449	$5{,}046 \times 10^{-4}$	0,325 534
23	22,572	0,022 572	0,5733	509,486	$4{,}001 \times 10^{-4}$	0,258 160
24	20,101	0,020 101	0,5106	404,040	$3{,}173 \times 10^{-4}$	0,204 730
25	17,900	0,017 900	0,4547	320,419	$2{,}517 \times 10^{-4}$	0,162 359
26	15,941	0,015 941	0,4049	254,104	$1{,}996 \times 10^{-4}$	0,128 756
27	14,196	0,014 196	0,3606	201,513	$1{,}583 \times 10^{-4}$	0,102 108
28	12,641	0,012 641	0,3211	159,807	$1{,}255 \times 10^{-4}$	0,080 976
29	11,258	0,011 258	0,2859	126,733	$9{,}954 \times 10^{-5}$	0,064 217
30	10,025	0,010 025	0,2546	100,504	$7{,}894 \times 10^{-5}$	0,050 926

(continua a la pàgina següent)

Taula 7.5: Dimensions de cables AWG (*ve de la pàgina anterior*)

Cable [AWG]	Diàmetre			Secció		
	[mil]	[in]	[mm]	[cmil]	[in^2]	[mm^2]
31	8,928	0,008 928	0,2268	79,703	$6{,}260 \times 10^{-5}$	0,040 386
32	7,950	0,007 950	0,2019	63,207	$4{,}964 \times 10^{-5}$	0,032 028
33	7,080	0,007 080	0,1798	50,126	$3{,}937 \times 10^{-5}$	0,025 399
34	6,305	0,006 305	0,1601	39,752	$3{,}122 \times 10^{-5}$	0,020 142
35	5,615	0,005 615	0,1426	31,524	$2{,}476 \times 10^{-5}$	0,015 974
36	5,000	0,005 000	0,1270	25,000	$1{,}963 \times 10^{-5}$	0,012 668
37	4,453	0,004 453	0,1131	19,826	$1{,}557 \times 10^{-5}$	0,010 046
38	3,965	0,003 965	0,1007	15,723	$1{,}235 \times 10^{-5}$	0,007 967
39	3,531	0,003 531	0,0897	12,469	$9{,}793 \times 10^{-6}$	0,006 318
40	3,145	0,003 145	0,0799	9,888	$7{,}766 \times 10^{-6}$	0,005 010
41	2,800	0,002 800	0,0711	7,842	$6{,}159 \times 10^{-6}$	0,003 973
42	2,494	0,002 494	0,0633	6,219	$4{,}884 \times 10^{-6}$	0,003 151
43	2,221	0,002 221	0,0564	4,932	$3{,}873 \times 10^{-6}$	0,002 499
44	1,978	0,001 978	0,0502	3,911	$3{,}072 \times 10^{-6}$	0,001 982
45	1,761	0,001 761	0,0447	3,102	$2{,}436 \times 10^{-6}$	0,001 572
46	1,568	0,001 568	0,0398	2,460	$1{,}932 \times 10^{-6}$	0,001 246
48	1,244	0,001 244	0,0316	1,547	$1{,}215 \times 10^{-6}$	0,000 784
50	0,986	0,000 986	0,0251	0,973	$7{,}641 \times 10^{-7}$	0,000 493
52	0,782	0,000 782	0,0199	0,612	$4{,}805 \times 10^{-7}$	0,000 310
54	0,620	0,000 620	0,0158	0,385	$3{,}022 \times 10^{-7}$	0,000 195
56	0,492	0,000 492	0,0125	0,242	$1{,}901 \times 10^{-7}$	0,000 123

Es dóna finalment, la fórmula per passar directament d'un número AWG a la seva secció S equivalent expressada en mm^2.

$$S\,[\,\mathrm{mm}^2] = \frac{25{,}4^2 \times 460^2 \times \pi}{4 \times 10^6 \times 92^{2\times\frac{\mathrm{AWG}+3}{39}}} \approx 53{,}475\,120\,7 \times 92^{-\mathrm{AWG}/19{,}5} \tag{7.25}$$

En aquesta fórmula cal utilitzar els valors 0, -1, -2, i -3 pels números AWG 1/0, 2/0, 3/0 i 4/0 respectivament.

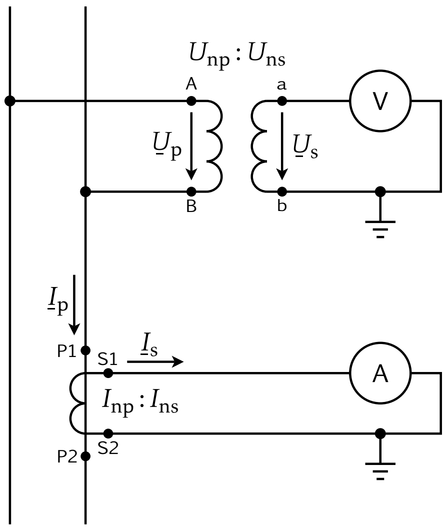
Capítol 8

Transformadors de Mesura i Protecció

Es tracten en aquest capítol temes referents als transformadors de mesura i de protecció, tant de tensió com d'intensitat. Aquest tractament es fa des del punt de vista de les normes CEI, no obstant, es dedica també un apartat a descriure les normes IEEE, i la seva correspondència amb les CEI.

8.1 Introducció

En la Figura 8.1 es representen unes connexions habituals d'un transformador de tensió (anomenats usualment TT), a la part superior, i d'un transformador d'intensitat (anomenats usualment TI o TC), a la part inferior. Els sentits de les tensions i corrents s'han representat tenint en compte els terminals equivalents (marcats amb un punt) dels primaris i secundaris.



$$\underline{U}_s = \underline{U}_p \frac{U_{ns}}{U_{np}} \tag{8.1}$$

$$\underline{I}_s = \underline{I}_p \frac{I_{ns}}{I_{np}} \tag{8.2}$$

Figura 8.1: Transformadors de tensió i d'intensitat

Les relacions de transformació nominals d'aquests transformadors de tensió i d'intensitat són respectivament $U_{np} : U_{ns}$ i $I_{np} : I_{ns}$.

Al costat de la Figura 8.1 es poden veure les relacions que lliguen les tensions i corrents de primari amb les de secundari, suposant que els transformadors són ideals.

Els transformadors de tensió es connecten a la línia principal en derivació; el primari està sotmès, per tant, a la tensió de la línia. Els TT per a connexió entre fases tenen els dos borns primaris aïllats, mentre que els que estan previstos per ser connectats entre fase y terra només en tenen un aïllat, ja que l'altre es connecta directament a terra. Els transformadors de corrent, en canvi, es connecten amb el primari intercalat en la línia principal; pel primari del TI circula, per tant, la intensitat de la línia.

Com a mesura de protecció per a les persones, és usual connectar a terra un dels dos terminals del secundari dels transformadors. Cal recordar a més, en el cas dels transformadors de corrent, que el secundari no ha de quedar mai en circuit obert, ja que es produirien sobretensions que podrien malmetre el transformador.

8.2 Errors de mesura dels transformadors reals

Atès que en realitat els transformadors que es construeixen no són ideals, tots tenen un error en la transformació de la magnitud primària en la secundària, tant pel que fa al mòdul com pel que fa a l'angle.

8.2.1 Error de relació

Aquest és l'error de mòdul existent entre les magnituds primària i secundaria; es denomina més específicament, error d'intensitat en el cas dels TI i error de tensió en el cas dels TT.

En el cas dels TI, si I_p i I_s són els corrents que realment circulen pel primari i pel secundari respectivament, l'error de relació ϵ_r val:

$$\epsilon_\text{r} = \frac{\frac{I_\text{np}}{I_\text{ns}} I_\text{s} - I_\text{p}}{I_\text{p}} \tag{8.3}$$

En el cas dels TT, si U_p i U_s són les tensions que realment existeixen en el primari i en el secundari respectivament, l'error de relació ϵ_r val:

$$\epsilon_\text{r} = \frac{\frac{U_\text{np}}{U_\text{ns}} U_\text{s} - U_\text{p}}{U_\text{p}} \tag{8.4}$$

Els errors de relació (de tensió o d'intensitat) s'expressen normalment en tant per cent.

8.2.2 Error de fase

Aquest és l'error d'angle existent entre les magnituds primària i secundaria; aquesta definició és rigorosa únicament en el cas de tensions o corrents sinusoïdals, on aquests valors es poden representar mitjançant fasors. L'error de fase ϵ_ϕ es considera positiu quan la magnitud secundària avança a la primària.

Cal fer notar que mentre que l'error de relació vist anteriorment afecta a qualsevol tipus d'aparell que es connecti en el secundari, l'error de fase no afecta a aparells que únicament mesuren el mòdul de la tensió o del corrent (amperímetre, voltímetre, etc.), i sí afecta, en canvi a aparells que mesuren simultàniament diverses tensions o corrents (wattímetre, comptador d'energia, sincronitzador, etc.)

Els errors de fase s'expressen en el valor de l'angle, mesurat en minuts d'arc o en centiradiant (crad).

8.2.3 Classe, càrrega i potència de precisió

Les normes defineixen les anomenades «classes de precisió», cadascuna de les quals té assignades uns límits admissibles dels errors de relació i de fase. Així doncs, a cada transformador s'assigna una determinada classe de precisió en funció dels errors de relació i de fase que presenta.

Els errors de relació i de fase que presenta un transformador no són constants, sinó que depenen de les següents condicions:

- La tensió present en el secundari, en el cas dels TT, i el corrent que circula pel secundari, en el cas dels TI.
- La càrrega connectada en el secundari (en sèrie en el cas dels TI, i en paral·lel en el cas dels TT), definida pel nombre i tipus d'aparells connectats.
- La freqüència de funcionament.

Per tant, la classe de precisió assignada a un TI o a un TT ha de referir-se a un determinat valor de la càrrega, a la qual està sotmès el transformador. Es defineix, en conseqüència, el terme «càrrega de precisió» com el valor de la càrrega en el secundari (expressada en Ω), a la que està referida la classe de precisió assignada; és més usual, no obstant, utilitzar el terme «potència de precisió», que es el valor de la càrrega (expressada com potència aparent en VA), a la que està referida la classe de precisió.

La relació entre la càrrega de precisió Z_{ns} i la potència de precisió S_{n} en el cas dels TT és:

$$S_{\mathrm{n}} = \frac{U_{\mathrm{ns}}^2}{Z_{\mathrm{ns}}} \tag{8.5}$$

i en el cas del TI:

$$S_{\mathrm{n}} = I_{\mathrm{ns}}^2\, Z_{\mathrm{ns}} \tag{8.6}$$

8.3 Característiques i valors normalitzats dels transformadors de tensió

8.3.1 Característiques comunes dels TT de mesura i de protecció

Segons quina sigui la seva funció, els TT es classifiquen en:

- **Transformadors de mesura**: són els utilitzats per alimentar instruments de mesura (voltímetres, wattímetres, etc.), comptadors d'energia i altres aparells que requereixin senyal de tensió.
- **Transformadors de protecció**: són els utilitzats per alimentar relès de protecció.

Es presenten a continuació les característiques comunes als TT de mesura i de protecció.

Tensió primària nominal (U_{np})

És la tensió assignada al primari del transformador, a partir de la qual es determinen les seves característiques de funcionament i d'aïllament.

Els valors normalitzats per a transformadors connectats entres dues fases són els exposats en la norma CEI 60038.

En el cas de transformadors connectats entre fase i terra, o entre el punt neutre d'un sistema i terra, els valor normalitzats de la norma CEI 60038 es dividiran per $\sqrt{3}$.

Tensió secundària nominal (U_{ns})

És la tensió assignada al secundari del transformador. Els valors normalitzats són:

- 100 V i 110 V, en el cas de transformadors connectats entre dues fases.
- $\dfrac{100}{\sqrt{3}}$ V i $\dfrac{110}{\sqrt{3}}$ V, en el cas de transformadors connectats entre fase i terra.
- 100 V, 110 V, $\dfrac{100}{\sqrt{3}}$ V, $\dfrac{110}{\sqrt{3}}$ V, $\dfrac{100}{3}$ V i $\dfrac{110}{3}$ V, en el cas de transformadors connectats en triangle obert.

Relació de transformació nominal (K_{n})

Relació dels dos paràmetres anteriors: $K_{\text{n}} = \dfrac{U_{\text{np}}}{U_{\text{ns}}}$.

Valors usuals són: 10, 12, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60 i 80, i els seus múltiples decimals.

Freqüència nominal (f_{n})

És la freqüència d'operació per a la qual està dissenyat el transformador, usualment 50 Hz.

Potència de precisió nominal (S_{n})

Els valors normalitzats de la potència de precisió, per a un factor de potència 0,8 inductiu són: 10 VA, 15 VA, 25 VA, 30 VA, 50 VA, 75 VA, 100 VA, 150 VA, 200 VA, 300 VA, 400 VA i 500 VA.

Els valors preferits són: 10 VA, 25 VA, 50 VA, 100 VA, 200 VA i 500 VA.

En el cas de transformadors trifàsics, S_{n} és la potència per fase.

Factor de tensió nominal

És el factor pel qual ha de multiplicar-se la tensió nominal primària, per tal de determinar la tensió màxima que el TT pot suportar durant un temps determinat, sense sobrepassar ni l'escalfament admissible ni els límits d'error corresponents a la seva classe de precisió. Les sobretensions poden presentar-se en el transformador, per la fluctuació pròpia de la xarxa on estiguin connectats, o per l'efecte de curt circuits.

Tots els TT han de tenir un factor de tensió nominal igual a 1,2 en permanència.

A més, per a certes connexions, el TT ha de tenir addicionalment el factor de tensió nominal següent:

- 1,5 durant 30 s, per a transformadors connectats entre fase i terra, en sistemes que tenen el neutre connectat a terra de forma efectiva (aquells que en produir-se una falta fase–terra, la sobretensió que apareix en les fases sanes no supera 1,4 vegades la tensió nominal).
- 1,9 durant 30 s, per a transformadors connectats entre fase i terra, en sistemes que tenen el neutre connectat a terra de forma no efectiva (aquells que en produir-se una falta fase–terra, la sobretensió que apareix en les fases sanes supera 1,4 vegades la tensió nominal), i on es produeix un dispar automàtic en cas de faltes fase–terra.
- 1,9 durant 8 h, per a transformadors connectats entre fase i terra, en sistemes que tenen el neutre aïllat o el neutre connectat a terra mitjançant un circuit ressonant, i on no es produeix un dispar automàtic en cas de faltes fase–terra.

Identificació dels terminals

Les lletres «A», «B», «C» i «N» s'utilitzen per identificar els terminal primaris, i les lletres «a», «b», «c» i «n» s'utilitzen per identificar els terminal secundaris homòlegs.

Les lletres «A», «B» i «C» s'utilitzen pels terminals connectats a les fases i la «N» pel terminal connectat a terra.

En el cas de secundaris connectats en triangle obert, els dos terminals s'identifiquen amb les lletres «da» i «dn».

En el cas d'un TT amb doble secundari, els terminals del primer s'identifiquen amb les lletres «1a», «1b», «1c» i «1n», i els del segon amb les lletres «2a», «2b», «2c» i «2n».

En el cas d'un TT amb un secundari amb preses múltiples, els terminals s'identifiquen amb les lletres «a1», «a2», «a3», ..., «b» (o «n»).

8.3.2 Característiques particulars dels TT de mesura

Es presenten a continuació les característiques particulars dels TT de mesura.

Classe de precisió

Els valors normalitzats són 0,1, 0,2, 0,5, 1 i 3.

En la Taula 8.1 a la pàgina següent s'indiquen els límits dels errors de tensió i de fase, per a tensions compreses entre 80 % U_{ns} i 120 % U_{ns}, i per a càrregues compreses entre 25 % S_{n} i 100 % S_{n}, amb un factor de potencia 0,8 inductiu.

Taula 8.1: Classes de precisió per a TT de mesura i protecció

Classe de precisió	Error de tensió [± % U_{ns}]	Error de fase	
		[± minuts d'arc]	[± crad]
0,1	0,1	5	0,15
0,2	0,2	10	0,3
0,5	0,5	20	0,6
1	1,0	40	1,2
3	3,0	—	—

8.3.3 Característiques particulars dels TT de protecció

Es presenten a continuació les característiques particulars dels TT de protecció.

Classe de precisió

Els TT de protecció, excepte aquells destinats a ser connectats en triangle obert, tenen les mateixes classes de precisió que els TT de mesura, i per tant també els és aplicable la Taula 8.1.

Addicionalment, els TT de protecció, pels marges de tensió compresos entre 5 % U_{ns} i 80 % U_{ns} i entre 120 % U_{ns} i el valor U_{ns} multiplicat pel factor de tensió nominal (per exemple 190 % U_{ns}), tenen assignada una altra classe de precisió; els valors normalitzats són 3P i 6P.

Així, per exemple, un TT amb factor de tensió nominal 1,9 i classe de precisió 0,5 3P, té la classe de precisió 0,5 entre 80 % U_{ns} i 120 % U_{ns}, i la classe de precisió 3P entre 5 % U_{ns} i 80 % U_{ns} i entre 120 % U_{ns} i 190 % U_{ns}.

En la Taula 8.2 s'indiquen els límits dels errors de tensió i de fase, per a càrregues compreses entre 25 % S_n i 100 % S_n, amb un factor de potencia 0,8 inductiu, dins dels dos marges de tensions indicats anteriorment. Per a tensions de l'ordre del 2 % U_{ns}, els errors tenen un valor doble dels indicats en aquesta taula.

Taula 8.2: Classes de precisió addicionals per a TT de protecció

Classe de precisió	Error de tensió [± % U_{ns}]	Error de fase	
		[± minuts d'arc]	[± crad]
3P	3	120	3,5
6P	6	240	7,0

La classe de precisió dels transformadors destinats a ser connectats en triangle obert serà 6P.

8.4 Característiques i valors normalitzats dels transformadors d'intensitat

8.4.1 Característiques comunes dels TI de mesura i de protecció

Segons quina sigui la seva funció, els TI es classifiquen de forma anàloga als TT, en:

- **Transformadors de mesura**: són els utilitzats per alimentar instruments de mesura (amperímetres, wattímetres, etc.), comptadors d'energia i altres aparells que requereixin senyal d'intensitat.
- **Transformadors de protecció**: són els utilitzats per alimentar relès de protecció.

Es presenten a continuació les característiques comunes als TI de mesura i de protecció.

Intensitat primària nominal (I_{np})

És la intensitat assignada al primari del transformador. Els valors normalitzats són: 10 A, 12,5 A, 15 A, 20 A, 25 A, 30 A, 40 A, 50 A, 60 A i 75 A, i els seus múltiples i submúltiples decimals.

Els valors preferits són: 10 A, 15 A, 20 A, 30 A, 50 A i 75 A.

Intensitat secundària nominal (I_{ns})

És la intensitat assignada al secundari del transformador. Els valors normalitzats són: 1 A, 2 A i 5 A, essent aquest darrer valor el preferit. En el cas de transformadors connectats en triangle, també són normalitzats els valors anteriors dividits per $\sqrt{3}$.

Relació de transformació nominal (K_{n})

Relació dels dos paràmetres anteriors: $K_{\mathrm{n}} = \dfrac{I_{\mathrm{np}}}{I_{\mathrm{ns}}}$.

Freqüència nominal (f_{n})

És la freqüència d'operació per a la qual està dissenyat el transformador, usualment 50 Hz.

Error compost (ϵ_{c})

Per a correns de primari i secundari sinusoïdals l'error compost ϵ_{c} es defineix en funció dels errors de relació ϵ_{r} i de fase ϵ_{ϕ}, com:

$$\epsilon_{\mathrm{c}} = \sqrt{\epsilon_{\mathrm{r}}^2 + \epsilon_{\phi}^2} \tag{8.7}$$

Els errors compost i de relació han d'expressar-se en %, i l'error de fase en crad.

En el cas general de corrents primari $i_\mathrm{p}(t)$ i secundari $i_\mathrm{s}(t)$ no sinusoïdals, però periòdics amb període T, l'error compost ϵ_c es defineix com:

$$\epsilon_\mathrm{c} = \frac{1}{I_\mathrm{p}}\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left(K_\mathrm{n}\, i_\mathrm{s}(t) - i_\mathrm{p}(t)\right)^2 \mathrm{d}t} \tag{8.8}$$

Potència de precisió (S_n)

Els valors normalitzats de la potència de precisió fins a 30 VA són: 2,5 VA, 5 VA, 10 VA, 15 VA i 30 VA.

Es poden escollir valors per sobre de 30 VA segons les necessitats de cada cas.

Sobreintensitats assignades (I_th, I_dyn, I_cth)

Els TI tenen el primari connectat en sèrie amb una línia de potència, i per tant han d'estar preparats per suportar curt circuits fins que algun interruptor desconnecti la línia on hi ha la falta; aquest corrent es transforma en el secundari en un corrent de valor també elevat, havent de suportar el transformador els efectes tèrmics i dinàmics que això comporta.

Es defineix la «intensitat tèrmica nominal de curta durada» (I_th), com el valor eficaç del corrent primari que el transformador pot suportar durant 1 s, amb el debanat secundari en curt circuit, sense patir efectes perjudicials; es considera que aquest temps és suficient perquè les proteccions pertinents actuïn, eliminant el curt circuit. En qualsevol cas, si I_cc és la intensitat de curt circuit i t és la seva durada (expressada en s), ha de complir-se: $I_\mathrm{th} \geq I_\mathrm{cc}\sqrt{t}$. El valor d'aquesta intensitat tèrmica, s'acostuma a expressar com a un valor múltiple de la intensitat nominal (per exemple: $I_\mathrm{th} = 150\, I_\mathrm{np}$).

Es defineix la «intensitat dinàmica nominal» (I_dyn), com el valor de cresta de la intensitat tèrmica nominal de curta durada (I_th). Normalment es pren el valor: $I_\mathrm{dyn} = 1{,}8\sqrt{2}I_\mathrm{th} \approx 2{,}5 I_\mathrm{th}$. El transformador ha de suportar les forces electrodinàmiques produïdes per aquest corrent.

Es defineix finalment la «intensitat tèrmica nominal continua» (I_cth), com el valor de la màxima intensitat que pot circular pel primari del transformador de forma permanent, amb el secundari connectat a la càrrega de precisió, sense que l'escalfament del transformador surti dels límits previstos i mantenint-se dins de la seva classe de precisió. El valor usual és: $I_\mathrm{cth} = I_\mathrm{np}$. Quan es requereix un valor més elevat, els valor preferits són: $I_\mathrm{cth} = 1{,}2 I_\mathrm{np}$, $I_\mathrm{cth} = 1{,}5 I_\mathrm{np}$ i $I_\mathrm{cth} = 2 I_\mathrm{np}$.

8.4.2 Característiques particulars dels TI de mesura

Els circuits magnètics d'aquests transformadors, es dissenyen de manera que se saturin ràpidament, de manera que fortes sobreintensitats en el primari no repercuteixin en el secundari, ja que els aparells que normalment s'hi connecten (amperímetres, comptadors d'energia, etc.) no estan preparats per suportar grans sobreintensitats.

Es presenten a continuació les característiques particulars dels TI de mesura.

Intensitat límit primària assignada (I_PL)

La intensitat límit primària és la intensitat primària, a partir de la qual l'error compost és igual o superior al 10 %, amb una càrrega igual a la càrrega de precisió del transformador.

Factor de seguretat (F_S)

El factor de seguretat es defineix com la relació entre la intensitat límit primària i la intensitat primària nominal: $F_S = I_{PL}/I_{np}$.

En el cas d'un curt circuit en la línia on està intercalat el transformador, la seguretat dels aparells connectats en el secundari del TI és tant més gran com més petit és F_S. Valors usuals per a la majoria d'aparells són: $2{,}5 < F_S < 10$, i per alimentar a comptadors: $3 < F_S < 5$.

Classe de precisió

Els valors normalitzats són 0,1, 0,2, 0,5, 1, 3 i 5.

En la Taula 8.3 s'indiquen els límits, per a diversos corrents de secundari I_s, dels errors d'intensitat i de fase de les classes de precisió 0,1, 0,2, 0,5 i 1, per a càrregues compreses entre 25 % S_n i 100 % S_n.

Taula 8.3: Classes de precisió 0,1, 0,2, 0,5 i 1 per a TI de mesura

Classe de precisió	Error d'intensitat [± % I_{ns}]				Error de fase [± minuts d'arc]				Error de fase [± crad]			
0,1	0,4	0,2	0,1	0,1	15	8	5	5	0,45	0,24	0,15	0,15
0,2	0,75	0,35	0,2	0,2	30	15	10	10	0,9	0,45	0,3	0,3
0,5	1,5	0,75	0,5	0,5	90	45	30	30	2,7	1,35	0,9	0,9
1	3,0	1,5	1,0	1,0	180	90	60	60	5,4	2,7	1,8	1,8
I_s [% I_{ns}]:	5	20	100	120	5	20	100	120	5	20	100	120

En la Taula 8.4 s'indiquen els límits, per a diversos corrents de secundari I_s, dels errors d'intensitat de les classes de precisió 3 i 5, per a càrregues compreses entre 50 % S_n i 100 % S_n.

Taula 8.4: Classes de precisió 3 i 5 per a TI de mesura

Classe de precisió	Error d'intensitat [± % I_{ns}]	
3	3	3
5	5	5
I_s [% I_{ns}]:	50	120

Existeixen també els valors normalitzats 0,2 S i 0,5 S, que mantenen la precisió per a valors baixos d'intensitat. En la Taula 8.5 a la pàgina següent s'indiquen els límits, per a diversos corrents de secundari I_s, dels errors d'intensitat i de fase d'aquestes dues classes de precisió, per a càrregues compreses entre 25 % S_n i 100 % S_n.

Taula 8.5: Classes de precisió 0,2 S i 0,5 S per a TI de mesura

Classe de precisió	Error d'intensitat [± % I_{ns}]					Error de fase									
						[± minuts d'arc]					[± crad]				
0,2 S	0,75	0,35	0,2	0,2	0,2	30	15	10	10	10	0,9	0,45	0,3	0,3	0,3
0,5 S	1,5	0,75	0,5	0,5	0,5	90	45	30	30	30	2,7	1,35	0,9	0,9	0,9
I_s [% I_{ns}]:	1	5	20	100	120	1	5	20	100	120	1	5	20	100	120

En les tres taules anteriors, es considera que el factor de potencia és igual 1 quan la potència subministrada pel secundari és inferior a 5 VA, i 0,8 inductiu per a valors de potència superiors. En qualsevol cas, la potència serà sempre superior a 1 VA.

8.4.3 Característiques particulars dels TI de protecció

Contràriament als transformadors de mesura, els transformadors de protecció es dissenyen de manera que no se saturin fins a valors elevats de sobreintensitats primàries, ja que interessa que el secundari segueixi reflectint el que passa en el primari per a fortes sobreintensitats (encara que sigui amb errors més grans), per tal que els relès de protecció connectats al transformador, actuïn als valors de sobreintensitats a què estan ajustats.

Es presenten a continuació les característiques particulars dels TI de protecció.

Intensitat límit de precisió assignada (I_{LP})

La intensitat límit de precisió és la intensitat primària màxima, per a la qual el transformador manté el límit de l'error compost que té assignat.

Factor límit de precisió (F_{LP})

El factor límit de precisió es defineix com la relació entre la intensitat límit de precisió i la intensitat primària nominal: $F_{LP} = I_{LP}/I_{np}$. Els valors normalitzats són: 5, 10, 15, 20 i 30.

Mentre es compleixi $I_p < F_{LP} I_{np}$, queda garantit que el transformador no se saturarà, i per tant la intensitat secundària seguirà reflectint amb suficient precisió el valor de la intensitat primària.

Cal tenir en compte que el valor de F_{LP} està lligat constructivament al valor de S_n, i que tan sols és vàlid quan tenim aquest consum de potència en el secundari; per a un valor de potència S diferent de S_n, tindrem un valor $F_{LP}^{(S)}$ també diferent de F_{LP}. La relació que lliga aquests valors, tenint en compte la resistència del debanat secundari del transformador R_s és:

$$F_{LP}(S_n + R_s I_{ns}^2) = F_{LP}^{(S)}(S + R_s I_{ns}^2) \tag{8.9}$$

Valors típics per a la resistència del debanat secundari són:

- Secundaris de 5 A: $R_s = 0{,}2\,\Omega$ a $0{,}4\,\Omega$
- Secundaris d'1 A: $R_s = 1{,}5\,\Omega$ a $3{,}5\,\Omega$

Classe de precisió

Els valors normalitzats són 5P i 10P.

En la Taula 8.6 s'indiquen els límits dels errors d'intensitat i de fase, per a la intensitat nominal I_{ns} i la càrrega de precisió nominal S_n, amb un factor de potencia 0,8 inductiu; s'indica, a més, l'error compost per a la intensitat I_{LP}.

La classe de precisió i el factor límit de precisió s'expressen sempre de forma conjunta, per exemple 5P15 s'interpreta com: classe de precisió 5P i $F_{LP} = 15$.

Taula 8.6: Classes de precisió per a TI de protecció

Classe de precisió	Error d'intensitat [± % I_{ns}]	Error de fase		Error compost [± % I_{ns}]
		[± minuts d'arc]	[± crad]	
5P	1	60	1,8	5
10P	3	—	—	10
I_s:	I_{ns}	I_{ns}	I_{ns}	I_{LP}

Exemple 8.1 Es tracta de determinar els valors de S_n i F_{LP}, per a un TI destinant a alimentar un relè de protecció i un convertidor d'intensitat de 4 mA a 20 mA. Les característiques dels diferents components són:

- TI: Classe de precisió 5P, $I_{ns} = 5\,\text{A}$, $R_s = 0{,}3\,\Omega$
- Relè: $S_{n,\text{relè}} = 0{,}25\,\text{VA}$, $I_{n,\text{relè}} = 5\,\text{A}$, $I_{\text{màx},\text{relè}} = 80 I_{n,\text{relè}}$
- Convertidor: $S_{n,\text{conv.}} = 1\,\text{VA}$, $I_{n,\text{conv.}} = 5\,\text{A}$
- Cables de connexió: Càrrega = 1,6 VA

La potència total que està connectada al secundari del transformador és:

$$S = 0{,}25\,\text{VA} + 1\,\text{VA} + 1{,}6\,\text{VA} = 2{,}85\,\text{VA}$$

Prenem com a factor límit de precisió, a aquesta potencia, el factor limitant del corrent màxim que pot suportar el relè de protecció, així doncs tenim:

$$F_{LP}^{(S)} = \frac{80 I_{n,\text{relè}}}{I_{ns}} = \frac{80 \times 5\,\text{A}}{5\,\text{A}} = 80$$

Si apliquem ara l'equació (8.9), tenim:

$$\begin{aligned} F_{LP} \times (S_n + 0{,}3\,\Omega \times (5\,\text{A})^2) &= 80 \times (2{,}85\,\text{VA} + 0{,}3\,\Omega \times (5\,\text{A})^2) \\ F_{LP} \times (S_n + 7{,}5\,\text{VA}) &= 828\,\text{VA} \end{aligned}$$

Escollim a continuació el valor normalitzat $S_\mathrm{n} = 15\,\mathrm{VA}$, i calculem F_LP:

$$F_\mathrm{LP} = \frac{828\,\mathrm{VA}}{15\,\mathrm{VA} + 7{,}5\,\mathrm{VA}} = 36{,}8$$

Finalment, escollim el valor normalitzat immediatament inferior al valor de càlcul obtingut: $F_\mathrm{LP} = 30$, i recalculem el valor $F_\mathrm{LP}^{(\mathrm{S})}$ que tindrem realment:

$$F_\mathrm{LP}^{(\mathrm{S})} = \frac{30 \times (15\,\mathrm{VA} + 7{,}5\,\mathrm{VA})}{2{,}85\,\mathrm{VA} + 7{,}5\,\mathrm{VA}} = 65 < 80$$

El valor resultant és per tant acceptable. Així doncs les característiques buscades del transformador són: 15 VA 5P30.

8.5 Comparació entre les normes CEI i IEEE

8.5.1 Normes CEI

La norma CEI aplicable als transformadors de tensió i d'intensitat és la CEI 60044.

Seguint aquestes normes, les característiques dels transformadors de mesura i de protecció s'expressen de la forma següent (la paraula «classe» s'abrevia a «cl.»):

- **TT de mesura**: Potència i classe de precisió, per exemple 30 VA cl. 0,5.
- **TT de protecció**: Potència i classes de precisió, per exemple 30 VA cl. 0,5 3P.
- **TI de mesura**: Potència i classe de precisió, i factor de seguretat, per exemple 10 VA cl. 0,5 $F_\mathrm{S} < 10$
- **TI de protecció**: Potència, classe i factor límit de precisió (els dos últims paràmetres s'expressen de forma conjunta, i s'omet l'abreviatura «cl.»), per exemple 10 VA 5P15.

En tots els casos ha d'afegir-se també la relació de transformació.

8.5.2 Normes IEEE

La norma IEEE aplicable als transformadors de tensió i d'intensitat és la IEEE C57.13.

Les formes de designar els transformadors de mesura i de protecció de les normes IEEE i CEI són força diferents entre si. Segons les normes IEEE, les formes de designar els transformadors són:

TI de mesura

En les normes IEEE, els TI de mesura es designen a partir dels tres elements indicats a continuació.

1. **Classe de precisió**: Aquest concepte és equivalent a l'utilitzat en les normes CEI. Els valors normalitzats són: cl. 0,3, 0,6, 1,2 i 2,4.
2. **La lletra «B»**: És la inicial de la paraula «burden» (càrrega).
3. **Càrrega de precisió**: Aquest concepte és equivalent a l'utilitzat en les normes CEI. Els valors normalitzats són: $Z_{ns} = 0{,}1\,\Omega$, $0{,}2\,\Omega$, $0{,}5\,\Omega$, $0{,}9\,\Omega$ i $1{,}8\,\Omega$.

   La potència de precisió es pot calcular, a partir de la intensitat nominal secundària I_{ns}, utilitzant l'equació (8.6).

Aquests tres elements s'expressen de forma conjunta, per exemple: 0,3B0,2.

TI de protecció

En les normes IEEE, els TI de protecció es designen a partir dels tres elements indicats a continuació.

1. **Error compost**: Indica l'error compost màxim del transformador, quan la intensitat que circula pel transformador és 20 vegades la intensitat nominal. Aquest concepte és equivalent a la classe de precisió de la norma CEI, essent sempre $F_{LP} = 20$.
2. **Les lletres «C» o «T»**: La lletra «C» és la inicial de la paraula «calculated» (calculada); antigament, enlloc de la lletra «C» s'utilitzava la lletra «L», inicial de «low leakage» (baixa dispersió). Aquesta designació s'usa típicament per als transformador tiroïdals.

   La lletra «T» és la inicial de la paraula «tested» (mesurada); antigament, enlloc de la lletra «T» s'utilitzava la lletra «H», inicial de «high leakage» (alta dispersió). Aquesta designació s'usa típicament per als transformador de primari passant.
3. **Tensió màxima de secundari**: És la tensió màxima que hi pot haver en el secundari, per tal de no sobrepassar l'error compost que té assignat el transformador, quan la intensitat que hi circula és 20 vegades la intensitat nominal. Els valors normalitzats són: 10 V, 50 V, 100 V, 200 V, 400 V i 800 V.

   La càrrega de precisió en el secundari Z_{ns} i la potència de precisió S_n, s'obtenen a partir d'aquesta tensió màxima de secundari $U_{\text{màx,S}}$ i del corrent nominal de secundari I_{ns}, segons les equacions següents:

$$Z_{ns} = \frac{U_{\text{màx,S}}}{20 I_{ns}} \tag{8.10}$$

$$S_n = Z_{ns}\, I_{ns}^2 = \frac{U_{\text{màx,S}} I_{ns}}{20} \tag{8.11}$$

Aquests tres elements s'expressen de forma conjunta, per exemple: 10C50.

TT de mesura i de protecció

En les normes IEEE, el valor estàndard de la tensió de secundari és 120 V. Els TT es designen a partir dels dos elements indicats a continuació.

1. **Classe de precisió**: Aquest concepte és equivalent a l'utilitzat en les normes CEI. Els valors normalitzats són: cl. 0,3, 0,6, 1,2 i 2,4.

2. **Potència de precisió**: Aquest concepte és equivalent a l'utilitzat en les normes CEI. Els valors normalitzats es designen mitjançant lletres, i es poden veure en la Taula 8.7.

Taula 8.7: Potències IEEE de precisió per a TT

Lletra de designació	Potència de precisió [VA]	$\cos\varphi$ (inductiu)
W	12,5	0,10
X	25	0,70
Y	75	0,85
Z	200	0,85
ZZ	400	0,85
M	35	0,20

Aquests dos elements s'expressen de forma conjunta, per exemple: 1,2Y.

Exemple 8.2 Es tracte de trobar els transformadors equivalents, segons les normes CEI, als dos transformadors següents, donats segons les nomes IEEE: 0,3B0,2 i 10C50; el corrent nominal de secundari és: $I_{ns} = 5\,\mathrm{A}$.

En el primer cas, tenim de forma directa: cl. 0,3; la potència de precisió la trobem aplicant l'equació (8.6): $S_n = (5\,\mathrm{A})^2 \times 0{,}2\,\Omega = 5\,\mathrm{VA}$. Atès que 0,3 no és una classe de precisió CEI normalitzada, escolliríem un transformador de característiques: 5 VA cl. 0,2; caldria a més, definir el factor de seguretat apropiat per a la nostra aplicació.

En el segon cas, tenim de forma directa la classe i el factor límit de precisió: 10P20; la potència de precisió la trobem aplicant l'equació (8.11): $S_n = 50\,\mathrm{V} \times 5\,\mathrm{A}/20 = 12{,}5\,\mathrm{VA}$. Atès que 12,5 VA no és una potència de precisió CEI normalitzada, escolliríem un transformador de característiques: 15 VA 10P20; caldria a més, comprovar el factor límit de precisió real que tindrem en la nostra aplicació, utilitzant l'equació (8.9).

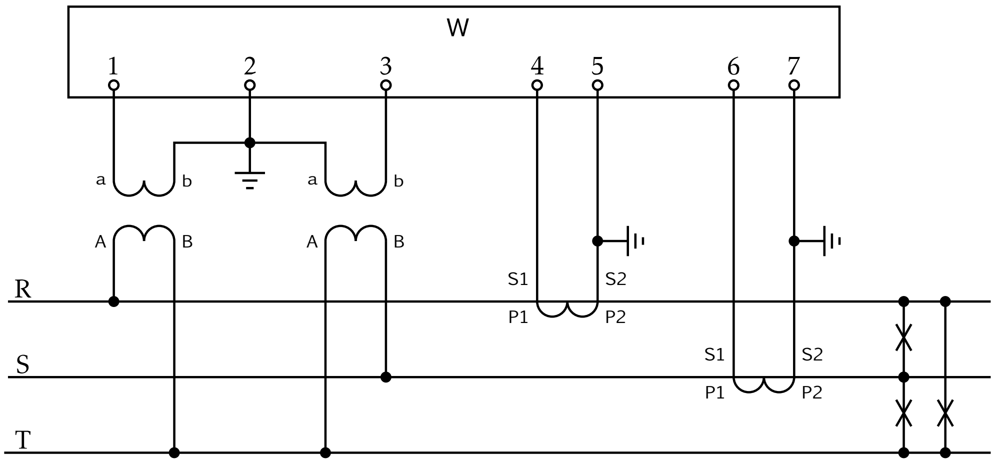
8.6 Connexionat de TI i TT a aparells de mesura o de protecció

A vegades es presenta la necessitat de connectar un nou aparell de mesura o de protecció en una instal·lació existent, on els transformadors de tensió i corrent ja estan muntats i connectats a d'altres aparells. En aquest cas, cal parar atenció al connexionat que ens demana el nou aparell que volem instal·lar, per tal de no equivocar-nos.

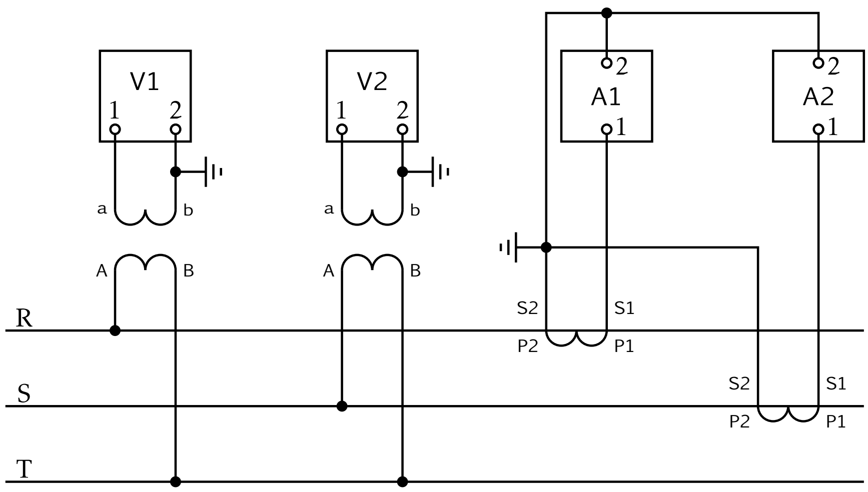
El connexionat dels TT a un nou aparell sol ser simple, ja que només cal veure a quin terminal de l'aparell cal connectar cadascuna de les tensions (fases R, S i T), i reproduir aquest connexionat en la nostra instal·lació.

El connexionat dels TI a un nou aparell demana una mica més d'atenció, ja que a més de saber a quins terminals de l'aparell hem de connectar els corrents (de les fases R, S i T), hem de fixar-nos en els sentits de circulació d'aquests corrents que ens demana l'aparell, i mantenir-los quan incorporem l'aparell a la nostra instal·lació. La manera de no equivocar-se, és suposar un sentit de circulació arbitrari del corrent pel primari del TI (per exemple, de la font de tensió cap a la càrrega), i veure a continuació, fent servir els terminals homòlegs P1-S1 i P2-S2, quin és el sentit de circulació del corrent en el secundari del TI cap a l'aparell; aquest sentit és el que haurem de respectar en la nostra instal·lació, quan hi afegim el nou aparell.

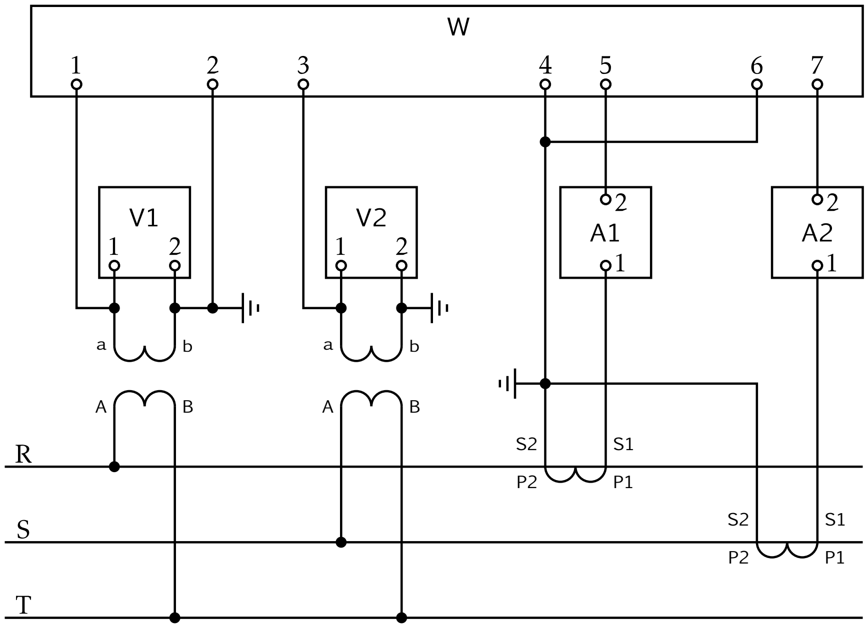
Exemple 8.3 Es representa a continuació el connexionat d'un wattímetre, extret d'un catàleg. El costat del circuit primari on es troben les càrregues, ve indicat per les línies, amb una creu al mig, que uneixen les tres fases.



A continuació es representa una instal·lació existent, amb dos TT i dos TI, que alimenten a dos voltímetres i a dos amperímetres respectivament; les càrregues es troben a la dreta del circuit primari. Es tracta d'afegir el nou wattímetre a aquesta instal·lació.



El connexionat complet amb els dos voltímetres, els dos amperímetres i el wattímetre, és el següent.



A continuació es detalla pas a pas com arribar a aquest connexionat.

Comencem fixant-nos en les tensions del wattímetre, i veiem que cal connectar-li la tensió de la fase R al terminal 1, la tensió de la fase S al terminal 3, i la tensió de la fase T al terminal 2.

Per aconseguir-ho en la nostra instal·lació, sense tocar el connexionat dels dos voltímetres existents, només cal connectar el terminal «a» del primer TT al terminal 1 del wattímetre (tensió de la fase R), el terminal «a» del segon TT al terminal 3 del wattímetre (tensió de la fase S), i el terminal «b» d'un dels dos TT al terminal 2 del wattímetre (tensió de la fase T).

Ens fixem a continuació en els corrents del wattímetre. Si suposem de forma arbitrària, uns corrents pels circuits primaris dels TI, que vagin d'esquerra a dreta (això és, cap a les càrregues), veiem que aquests corrents entren pels terminals «S1» dels primaris dels TI, i per tant surten, transformats, pels terminals «P1» dels secundaris dels TI. Així doncs, el corrent que circula pel secundari del primer TI, entra al wattímetre pel terminal 4, i en surt pel terminal 5, i el corrent que circula pel secundari del segon TI, entra al wattímetre pel terminal 6, i en surt pel terminal 7. Aquest sentit de circulació dels corrents és el que hem de mantenir, quan connectem el wattímetre a la nostra instal·lació.

Per aconseguir-ho en la nostra instal·lació, sense tocar el connexionat dels dos amperímetres existents, comencem per suposar un sentit dels corrents primaris idèntic al suposat anteriorment, és a dir cap a les càrregues (això és, d'esquerra a dreta). L'objectiu serà veure el sentit de circulació dels corrents de secundari respecte dels terminals «S1» dels dos TI, ja que disposem d'un fil per a cadascun dels dos terminals de forma separada; no passa el mateix amb els dos terminals «S2», ja que únicament disposem d'un fil pel qual circula la suma dels dos corrents. Per tant, veiem que amb el sentit de circulació que hem adoptat, aquests corrents surten pels terminals «P1» dels primaris dels TI, i per tant entren, transformats, pels terminals «S1» dels secundaris dels TI.

Aquests corrents que entren pels terminals «S1», i que hem de dur al wattímetre, seran corrents que vistos des del wattímetre, en sortiran; per tant si ens fixem en l'anàlisi que hem fet en el circuit inicial del wattímetre, veiem que els terminal per on surten els corrents són el 5 i el 7. Per tant ara queda clar que hem de connectar el terminal «S1» del primer TI, després de passar per l'amperímetre A1, al terminal 5 del wattímetre, i el terminal «S1» del segon TI, després de passar per l'amperímetre A2, al terminal 7 del wattímetre. Finalment, només ens cal tancar el circuit dels corrents secundaris, unint entre sí els dos terminals d'entrada 4 i 6, i connectant-los amb el fil comú que uneix els dos terminals «S2» dels dos TI.

Com es pot veure, no té cap incidència sobre el connexionat, quin és el terminal del secundari que està connectat a terra, ni en el cas dels TT ni en el cas dels TI.

Capítol 9

Transformadors de Potència

Es tracten en aquest capítol els transformadors de potència monofàsics i trifàsics des del punt de vista electrotècnic, utilitzant els seus esquemes equivalents.

9.1 Esquema equivalent i placa de característiques

9.1.1 Esquema equivalent

Es presenta en primer lloc en la Figura 9.1 l'esquema elèctric equivalent d'un transformador. L'esquema és vàlid tant per a un transformador monofàsic com per a un de trifàsic. En el cas d'un transformador trifàsic, l'esquema representa el circuit equivalent per fase, és a dir l'esquema fase–neutre; els valors per fase són independents de que la connexió dels debanats primari i secundari siguin en estrella, triangle o ziga-zaga.

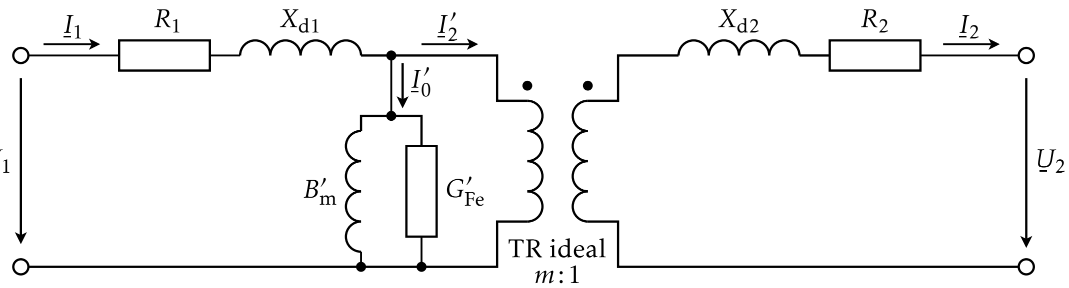


Figura 9.1: Esquema equivalent d'un transformador

En aquest esquema equivalent R_1 i X_{d1} representen la resistència i la reactància de dispersió respectivament del debanat primari, i de forma anàloga, R_2 i X_{d2} representen la resistència i la reactància de dispersió respectivament del debanat secundari; aquestes quatre magnituds es mesuren en ohm. Per la seva banda, G'_{Fe} i B'_m representen la conductància de pèrdues en el ferro i la susceptància de magnetització respectivament, vistes des del primari; aquestes dues magnituds es mesuren en siemen.

Contràriament al que passa amb les resistències i reactàncies de dispersió dels debanats, la conductància G'_{Fe} i la susceptància B'_m no pertanyen a cap debanat, si no que són pròpies del transformador;

és per això que es parla de valors vistos des del primari (com en la Figura 9.1 a la pàgina anterior) o vistos des del secundari, representant-los en el costat corresponent.

La tensió i corrent de primari són $\underline{U}_1$ i $\underline{I}_1$ respectivament, la tensió i corrent de secundari són $\underline{U}_2$ i $\underline{I}_2$ respectivament, el corrent de secundari vist des del primari és $\underline{I}'_2$, i el corrent de buit vist des del primari és $\underline{I}'_0$.

Entre el primari i el secundari es col·loca un transformador ideal (sense pèrdues) amb una relació de transformació m igual a la del transformador real.

Els paràmetres d'aquest esquema equivalent es poden agrupar en una impedància de primari $\underline{Z}_1$, una impedància de secundari $\underline{Z}_2$ i una admitància transversal vista des del primari: $\underline{Y}'_0$:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + \mathrm{j}X_{\mathrm{d}1} \tag{9.1}$$

$$\underline{Z}_2 = R_2 + \mathrm{j}X_{\mathrm{d}2} \tag{9.2}$$

$$\underline{Y}'_0 = G'_{\mathrm{Fe}} - \mathrm{j}B'_{\mathrm{m}} \tag{9.3}$$

Si es vol, la impedància de secundari $\underline{Z}_2$ es pot passar al costat primari del transformador ideal, quedant així un valor $\underline{Z}'_2$ referit al primari, de valor:

$$\underline{Z}'_2 = m^2(R_2 + \mathrm{j}X_{\mathrm{d}2}) \tag{9.4}$$

Les equacions que lliguen les magnituds de la Figura 9.1 a la pàgina anterior són:

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_1\underline{I}_1 + \frac{\underline{I}'_0}{\underline{Y}'_0} \tag{9.5}$$

$$\underline{U}_2 = -\underline{Z}_2\underline{I}_2 + \frac{\underline{I}'_0}{m\underline{Y}'_0} \tag{9.6}$$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}'_2 + \underline{I}'_0 \tag{9.7}$$

$$\underline{I}'_2 = \frac{\underline{I}_2}{m} \tag{9.8}$$

9.1.2 Placa de característiques

La placa de característiques d'un transformador recull els valors nominals i els valors dels assajos en buit i en curt circuit. El paràmetres inclosos normalment són:

- Tensions nominals de primari i secundari $U_{\mathrm{N}1}$ i $U_{\mathrm{N}2}$: Són les tensions que cal aplicar als debanats del transformador, per tal que funcioni correctament en règim permanent. Es poden admetre sobretensions del 5 % en condicions de funcionament no permanent; la tensió màxima de l'aïllament elèctric determina la tensió màxima que pot suportar el transformador.

- Corrents nominals de primari i secundari $I_{\mathrm{N}1}$ i $I_{\mathrm{N}2}$: Són els corrents màxims que poden circular pels debanats del transformador en règim permanent. En condicions de funcionament no permanent s'admeten sobrecàrregues.

- Potència nominal S_{N}: És la potència aparent que s'obté a partir de les tensions i corrents nominals de primari i secundari.

$$S_{\mathrm{N}} = \begin{cases} U_{\mathrm{N}1}I_{\mathrm{N}1} = U_{\mathrm{N}2}I_{\mathrm{N}2}, & \text{transformador monofàsic} \\ \sqrt{3}U_{\mathrm{N}1}I_{\mathrm{N}1} = \sqrt{3}U_{\mathrm{N}2}I_{\mathrm{N}2}, & \text{transformador trifàsic} \end{cases} \tag{9.9}$$

- Relació de transformació m: És la relació entre les tensions nominals de primari i secundari, i es calcula com la relació entre ambdues tensions, quan el primari està connectat a la tensió nominal i el secundari està en buit. La relació de transformació també es pot calcular a partir del nombre d'espires del primari N_1 i del secundari N_2.

$$m = \frac{U_{N1}}{U_{N2}} = \begin{cases} \frac{N_1}{N_2}, & \text{transformador monofàsic} \\ \frac{N_1}{N_2}, & \text{transformador trifàsic triangle–triangle} \\ \frac{\sqrt{3}N_1}{\sqrt{3}N_2} = \frac{N_1}{N_2}, & \text{transformador trifàsic estrella–estrella} \\ \frac{N_1}{\sqrt{3}N_2}, & \text{transformador trifàsic triangle–estrella} \\ \frac{\sqrt{3}N_1}{N_2}, & \text{transformador trifàsic estrella–triangle} \\ \frac{N_1}{\frac{3}{2}N_2} = \frac{2N_1}{3N_2}, & \text{transformador trifàsic triangle–ziga-zaga} \\ \frac{\sqrt{3}N_1}{\frac{3}{2}N_2} = \frac{2N_1}{\sqrt{3}N_2}, & \text{transformador trifàsic estrella–ziga-zaga} \end{cases} \tag{9.10}$$

- Freqüència nominal f_N: Freqüència a la qual corresponen la resta de valors nominals.

- Connexió trifàsica: En el cas de transformadors trifàsics, s'especifica la connexió (estrella, triangle o ziga-zaga) de cadascun dels dos debanats, així com el desfase entre les tensions de primari i secundari (vegeu la secció 9.7.2 a la pàgina 124).

- Dades de l'assaig en buit i_o i W_o i de l'assaig en curt circuit ε_{cc} i W_{cc}: Els valors de les potències W_o i W_{cc} es donen usualment en watt, mentre que els valors dels paràmetres i_o i ε_{cc} es donen en per unitat o en tant per cent; a partir d'aquests valors es pot calcular els valors dels paràmetres de l'esquema equivalent del transformador (vegeu la secció 9.5 a la pàgina 116).

Un transformador pot funcionar en unes condicions diferents a les nominals, com per exemple:

- Pot treballar a tensions nominals però subministrant una potència inferior a la nominal; aquest és el cas de funcionament més comú.

- Pot treballar a tensions inferior a la nominal, però donat que el corrent no ha de superar el seu valor nominal, la potència subministrada haurà de ser menor que la nominal.

- Pot treballar a altres freqüències diferents de la nominal; per a freqüències superiors cal tenir en compte que les pèrdues seran també superiors, i per tant la potència subministrada haurà de ser menor que la nominal.

9.2 Esquemes equivalents reduïts

Quan es volen fer càlculs en circuits elèctrics amb transformadors, l'esquema equivalent d'un transformador de la Figura 9.1 a la pàgina 109, presenta l'inconvenient d'incorporar un transformador ideal, i és per això que interessa més utilitzar esquemes reduïts on aquest transformador ideal desaparegui. El procés utilitzat és bàsicament el que ja s'ha descrit en la secció 1.6 a la pàgina 21. S'escull una potència base S_B, una tensió base pel primari U_B1, i una tensió base pel secundari U_B2; els valors base de primari i secundari dels corrents I_B1 i I_B2, de les impedàncies Z_B1 i Z_B2 i de les admitàncies Y_B1 i Y_B2, es calculen a partir de S_B, U_B1 i U_B2.

La condició que han de satisfer U_B1 i U_B2 per tal que el transformador ideal de l'esquema reduït desaparegui, és que donin lloc a una relació de transformació del transformador ideal reduït m_r igual a 1:

$$m_\mathrm{r} = 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{U_\mathrm{B1}}{U_\mathrm{B2}} = \frac{U_\mathrm{N1}}{U_\mathrm{N2}} = m \tag{9.11}$$

Amb aquesta condició, l'esquema de la Figura 9.1 a la pàgina 109 es converteix en l'esquema de la Figura 9.2, anomenat usualment esquema reduït en «T».

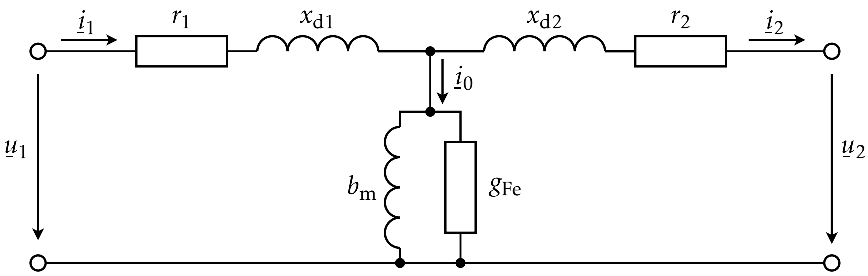


Figura 9.2: Esquema reduït en «T» d'un transformador

Els valors dels paràmetres de l'esquema equivalent reduït en «T», s'obtenen dividint els valors dels paràmetres reals pels valors base corresponents:

$$r_1 = \frac{R_1}{Z_\mathrm{B1}} \qquad x_\mathrm{d1} = \frac{X_\mathrm{d1}}{Z_\mathrm{B1}} \tag{9.12}$$

$$r_2 = \frac{R_2}{Z_\mathrm{B2}} \qquad x_\mathrm{d2} = \frac{X_\mathrm{d2}}{Z_\mathrm{B2}} \tag{9.13}$$

$$b_\mathrm{m} = \frac{B'_\mathrm{m}}{Y_\mathrm{B1}} \qquad g_\mathrm{Fe} = \frac{G'_\mathrm{Fe}}{Y_\mathrm{B1}} \tag{9.14}$$

$$\underline{u}_1 = \frac{\underline{U}_1}{U_\mathrm{B1}} \qquad \underline{i}_1 = \frac{\underline{I}_1}{I_\mathrm{B1}} \tag{9.15}$$

$$\underline{u}_2 = \frac{\underline{U}_2}{U_\mathrm{B2}} \qquad \underline{i}_2 = \frac{\underline{I}_2}{I_\mathrm{B2}} \tag{9.16}$$

$$\underline{i}_0 = \frac{\underline{I}'_0}{I_\mathrm{B1}} \qquad m_\mathrm{r} = 1 \tag{9.17}$$

Un cop es tenen els valor reduïts, es treballa amb aquest esquema con si es tractés d'un circuit monofàsic fase–neutre, independentment de si el transformador real original era monofàsic o trifàsic.

En la pràctica, degut al petit error comès i a que no sempre es disposa per separat de les impedàncies primàries i secundàries, s'ajunten aquests valors en una resistència r i una impedància x úniques, formant l'anomenada impedància de curt circuit $\underline{z}_\mathrm{cc}$.

$$r = r_1 + r_2 \qquad x = x_\mathrm{d1} + x_\mathrm{d2} \qquad \underline{z}_\mathrm{cc} = r + \mathrm{j}x \tag{9.18}$$

Per convenció $\underline{z}_{cc}$ se situa en el costat d'alta tensió, per tant, depenent de que el costat d'alta tensió es trobi en el primari o en el secundari, tenim els esquemes reduïts de la Figura 9.3, anomenats usualment esquemes reduïts en «L».

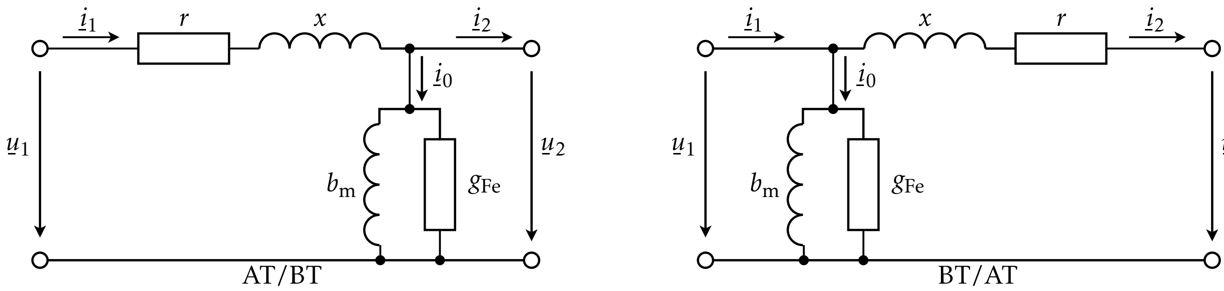


Figura 9.3: Esquemes reduïts en «L» d'un transformador

Finalment, quan el transformador treballa en càrrega, és a dir, és lluny de treballar en buit i per tant es compleix $|\underline{i}_2| \gg |\underline{i}_0|$, es pot eliminar l'admitància transversal en els esquemes equivalents reduïts en «T» o en «L», ja que l'error comès és molt petit.

En la Taula 9.1 es relacionen els valors base dels tres tipus d'esquemes equivalents reduïts més utilitzats: l'esquema en per unitat, l'esquema reduït al primari i l'esquema reduït al secundari.

Taula 9.1: Valors base per a diferents tipus d'esquemes reduïts

Valor Base	Transformador monofàsic			Transformador trifàsic		
	en pu	reduït al 1ari	reduït al 2ari	en pu	reduït al 1ari	reduït al 2ari
S_B [VA]	S_N	1	1	S_N	3	3
U_{B1} [V]	U_{N1}	1	m	U_{N1}	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}m$
U_{B2} [V]	U_{N2}	$\frac{1}{m}$	1	U_{N2}	$\frac{\sqrt{3}}{m}$	$\sqrt{3}$
I_{B1} [A]	$\frac{S_N}{U_{N1}}$	1	$\frac{1}{m}$	$\frac{S_N}{\sqrt{3}U_{N1}}$	1	$\frac{1}{m}$
I_{B2} [A]	$\frac{S_N}{U_{N2}}$	m	1	$\frac{S_N}{\sqrt{3}U_{N2}}$	m	1
Z_{B1} [Ω]	$\frac{U_{N1}^2}{S_N}$	1	m^2	$\frac{U_{N1}^2}{S_N}$	1	m^2
Z_{B2} [Ω]	$\frac{U_{N2}^2}{S_N}$	$\frac{1}{m^2}$	1	$\frac{U_{N2}^2}{S_N}$	$\frac{1}{m^2}$	1
Y_{B1} [S]	$\frac{S_N}{U_{N1}^2}$	1	$\frac{1}{m^2}$	$\frac{S_N}{U_{N1}^2}$	1	$\frac{1}{m^2}$
Y_{B2} [S]	$\frac{S_N}{U_{N2}^2}$	m^2	1	$\frac{S_N}{U_{N2}^2}$	m^2	1

Com és usual en el cas de circuits trifàsics, les potències són potències trifàsiques, les tensions són tensions fase–fase i l'esquema equivalent reduït és un esquema equivalent fase–neutre.

Quan hi ha més d'un transformador en un circuit s'utilitza normalment l'esquema reduït en per unitat, escollint una potència base única, i tantes tensions base con nivells de tensió originin els transformadors; cadascuna de les parelles de tensions base consecutives han de complir la relació de l'equació (9.11). En la la secció 1.6.2 a la pàgina 22 es pot veure un exemple amb dos transformadors.

9.3 Circuit equivalent Thévenin vist des del secundari

El que s'explica a continuació és vàlid per a transformadors monofàsics i trifàsics, ja que s'utilitzarà l'esquema equivalent del transformador en «T», expressant tots els seus valors en per unitat.

En la Figura 9.4 es representa a l'esquerra, un transformador alimentat des del primari per una font de tensió $\underline{u}_G$, la qual té una impedància sèrie $\underline{z}_G$, i a la dreta el seu circuit equivalent Thévenin.

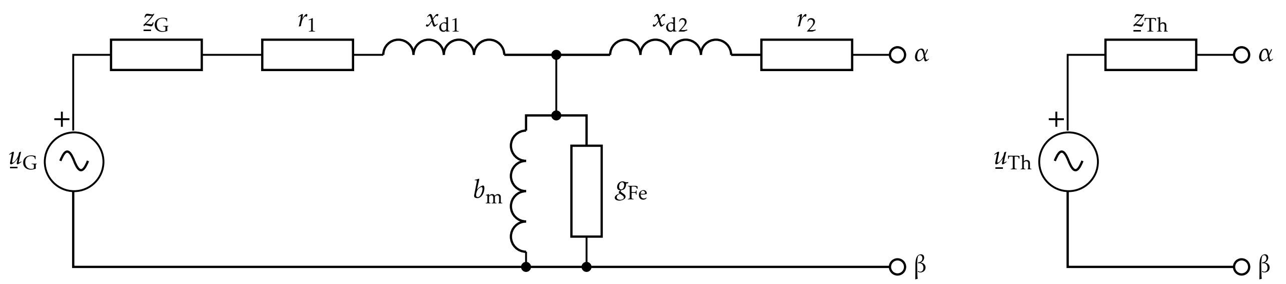


Figura 9.4: Circuit equivalen Thévenin d'un transformador vist des del secundari

La tensió i impedància Thévenin vénen definides per les equacions següents:

$$\underline{u}_{Th} = \frac{\underline{u}_G}{\underline{z}_G + r_1 + jx_{d1} + \dfrac{1}{g_{Fe} - jb_m}} \frac{1}{g_{Fe} - jb_m} \tag{9.19}$$

$$\underline{z}_{Th} = r_2 + jx_{d2} + \frac{1}{\dfrac{1}{\underline{z}_G + r_1 + jx_{d1}} + g_{Fe} - jb_m} \tag{9.20}$$

Tal com s'ha explicat en l'apartat 1.1.1 a la pàgina 3, la tensió $\underline{u}_{Th}$ és igual a la tensió en buit entre α i β, i la impedància $\underline{z}_{Th}$ és igual la impedància que existeix entre α i β quan es curtcircuita la font de tensió $\underline{u}_G$.

Normalment no es coneixen r_1, r_2, x_{d1} i x_{d2} per separat, i en canvi, sí que es coneixen $r = r_1 + r_2$ i $x = x_{d1} + x_{d2}$; en aquest cas s'obtenen dues equacions aproximades, a partir de les equacions anteriors, substituint r_1 i x_{d1} per r i x respectivament en les equacions de $\underline{u}_{Th}$ i $\underline{z}_{Th}$, i menyspreant addicionalment el terme $r_2 + jx_{d2}$ en l'equació de $\underline{z}_{Th}$. Amb aquestes consideracions tenim:

$$\underline{u}_{Th} \approx \frac{\underline{u}_G}{\underline{z}_G + r + jx + \dfrac{1}{g_{Fe} - jb_m}} \frac{1}{g_{Fe} - jb_m} \tag{9.21}$$

$$\underline{z}_{Th} \approx \frac{1}{\dfrac{1}{\underline{z}_G + r + jx} + g_{Fe} - jb_m} \tag{9.22}$$

A partir de les equacions (9.19) i (9.20), o de les equacions (9.21) i (9.22), si es vol treballar amb els valors reduïts al secundari $\underline{U}''_{\mathrm{Th}}$ i $\underline{Z}''_{\mathrm{Th}}$, només cal multiplicar els valors en per unitat que s'obtenen amb aquestes equacions, per les tensions i impedàncies base del secundari U_{B2} i Z_{B2} respectivament:

$$\underline{U}''_{\mathrm{Th}} = \underline{u}_{\mathrm{Th}}\, U_{\mathrm{B2}} \tag{9.23}$$

$$\underline{Z}''_{\mathrm{Th}} = \underline{z}_{\mathrm{Th}}\, Z_{\mathrm{B2}} \tag{9.24}$$

9.4 Rendiment, caiguda de tensió i regulació de voltatge

9.4.1 Rendiment

El rendiment η d'un transformador es calcula tenint en compte la potència activa subministrada en el secundari p_2 i les pèrdues de potència activa en el coure dels debanats p_{Cu} i en el ferro del circuit magnètic p_{Fe}:

$$\eta = \frac{p_2}{p_2 + p_{\mathrm{Cu}} + p_{\mathrm{Fe}}} \tag{9.25}$$

La potència p_2 ve determinada per la càrrega connectada en el secundari del transformador, i utilitzant els esquemes equivalents reduïts es pot calcular com:

$$p_2 = \mathrm{Re}(\underline{u}_2\, \underline{i}_2^*) \tag{9.26}$$

Les pèrdues de potències en el coure i en el ferro es calculen, utilitzant els esquemes equivalents reduïts en «L», a partir de les expressions següents:

$$\begin{array}{c}\text{Transformador}\\ \text{AT/BT}\end{array} \begin{cases} p_{\mathrm{Cu}} = r\,|\underline{i}_1|^2 \\ p_{\mathrm{Fe}} = g_{\mathrm{Fe}}|\underline{u}_2|^2 \end{cases} \qquad \begin{array}{c}\text{Transformador}\\ \text{BT/AT}\end{array} \begin{cases} p_{\mathrm{Cu}} = r\,|\underline{i}_2|^2 \\ p_{\mathrm{Fe}} = g_{\mathrm{Fe}}|\underline{u}_1|^2 \end{cases} \tag{9.27}$$

9.4.2 Caiguda de tensió i regulació de voltatge

La caiguda de tensió Δu d'un transformador es defineix con la diferència entre la tensió secundària quan el transformador està en buit i aquesta mateixa tensió quan el transformador treballa en càrrega.

Observant els esquemes equivalents reduïts, es veu que quan el transformador treballa en buit tenim $\underline{i}_2 = 0$, i donat que la impedància transversal és molt més gran que la longitudinal, la tensió en buit del secundari és pràcticament igual a la primària. Per tant, la caiguda de tensió és:

$$\Delta u = |\underline{u}_1| - |\underline{u}_2| \tag{9.28}$$

Normalment aquest valor és positiu, però quan la carrega connectada al secundari es fortament capacitiva podem tenir $|\underline{u}_2| > |\underline{u}_1|$ i per tant una caiguda de tensió negativa; això es coneix com a efecte Ferranti.

La regulació de voltatge RV no és més que la caiguda de tensió respecte la tensió del secundari:

$$\mathrm{RV} = \frac{|\underline{u}_1| - |\underline{u}_2|}{|\underline{u}_2|} \tag{9.29}$$

9.5 Determinació dels paràmetres elèctrics

Els transformadors se sotmeten bàsicament a dos assajos, assaig en buit i assaig en curt circuit, per tal de determinar els paràmetres del seus circuits elèctrics equivalents.

Mitjançant l'assaig en buit es determinen els paràmetres transversals del circuit equivalent, i mitjançant l'assaig en curt circuit es determinen els seus paràmetres longitudinals.

Per realitzar aquest assajos cal conèixer prèviament els paràmetres bàsics del transformador: les tensions nominals de primari i de secundari U_{N1} i U_{N2} i la potència nominal S_N; com és habitual, en el cas dels transformadors trifàsics, les tensions nominals són les tensions fase–fase i la potència nominal és la potència trifàsica.

Els corrents nominals s'obtenen a partir de les tensions i potència nominals:

$$\begin{array}{c}\text{Transformador}\\\text{Monofàsic}\end{array} \begin{cases} I_{N1} = \dfrac{S_N}{U_{N1}} \\[2ex] I_{N2} = \dfrac{S_N}{U_{N2}} \end{cases} \qquad \begin{array}{c}\text{Transformador}\\\text{Trifàsic}\end{array} \begin{cases} I_{N1} = \dfrac{S_N}{\sqrt{3}U_{N1}} \\[2ex] I_{N2} = \dfrac{S_N}{\sqrt{3}U_{N2}} \end{cases} \tag{9.30}$$

En les explicacions que vénen a continuació, se suposa que el primari és el costat d'alta tensió i que el secundari és el costat de baixa tensió. Amb això no es perd la generalitat de l'explicació, ja que si la configuració real es la contrària de la adoptada aquí, únicament caldrà intercanviar els subíndexs 1 i 2 en les equacions que s'exposaran tot seguit.

9.5.1 Assaig en buit

La manera més usual de fer l'assaig en buit és alimentar el costat de baixa tensió del transformador a la seva tensió nominal, tot deixant el costat d'alta tensió en circuit obert. També és possible, no obstant, alimentar pel costat d'alta tensió i deixar en circuit obert el costat de baixa tensió; així mateix, tampoc no és necessari alimentar a tensió nominal, n'hi ha prou amb un valor proper.

En la Figura 9.5 es pot veure com ha de connectar-se un transformador monofàsic, per tal de realitzar el seu assaig en buit.

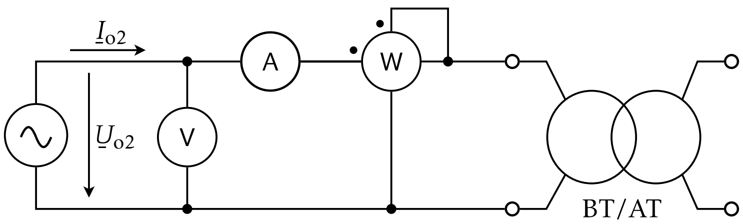


Figura 9.5: Assaig en buit d'un transformador monofàsic

A partir del diversos aparells de mesura, obtenim els valors de la tensió d'alimentació U_{o2}, del corrent que circula I_{o2} i de la potència consumida W_o, segons:

$$U_{o2} \equiv |\underline{U}_{o2}| = \mathsf{V} \qquad I_{o2} \equiv |\underline{I}_{o2}| = \mathsf{A} \qquad W_o = \mathsf{W} \tag{9.31}$$

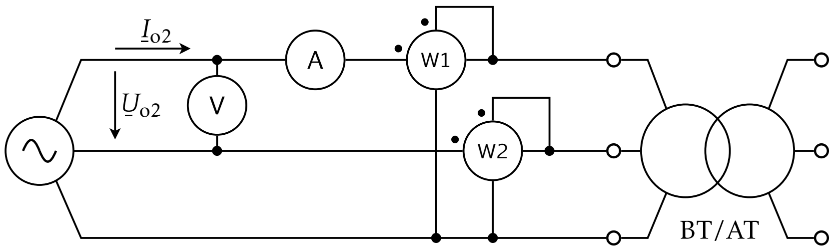


Figura 9.6: Assaig en buit d'un transformador trifàsic

En la Figura 9.6 es pot veure com ha de connectar-se un transformador trifàsic, per tal de realitzar el seu assaig en buit.

A partir del diversos aparells de mesura, obtenim els valors de la tensió trifàsica d'alimentació U_{o2}, del corrent que circula I_{o2} i de la potència consumida W_o, segons:

$$U_{o2} \equiv |\underline{U}_{o2}| = \mathrm{V} \qquad I_{o2} \equiv |\underline{I}_{o2}| = \mathrm{A} \qquad W_o = \mathrm{W1} + \mathrm{W2} \tag{9.32}$$

9.5.2 Assaig en curt circuit

La manera més usual de fer l'assaig en curt circuit, és curtcircuitar el costat de baixa tensió del transformador i alimentar el costat d'alta tensió a una tensió tal, que el corrent que circuli sigui igual al nominal. També és possible, no obstant, alimentar pel costat de baixa tensió i curtcircuitar el costat d'alta tensió; així mateix, tampoc no és necessari que el corrent que circuli sigui el nominal, n'hi ha prou amb un valor proper.

En la Figura 9.7 es pot veure com ha de connectar-se un transformador monofàsic, per tal de realitzar el seu assaig en curt circuit.

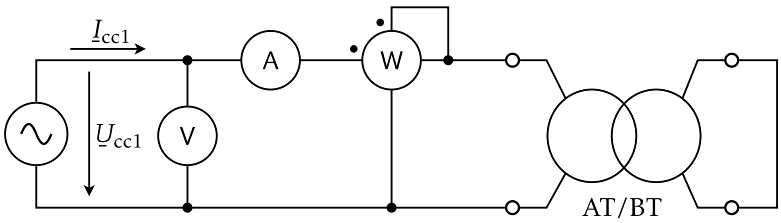


Figura 9.7: Assaig en curt circuit d'un transformador monofàsic

A partir del diversos aparells de mesura, obtenim els valors de la tensió d'alimentació U_{cc1}, del corrent que circula I_{cc1} i de la potència consumida W_{cc}, segons:

$$U_{cc1} \equiv |\underline{U}_{cc1}| = \mathrm{V} \qquad I_{cc1} \equiv |\underline{I}_{cc1}| = \mathrm{A} \qquad W_{cc} = \mathrm{W} \tag{9.33}$$

En la Figura 9.8 a la pàgina següent es pot veure com ha de connectar-se un transformador trifàsic, per tal de realitzar el seu assaig en curt circuit.

A partir del diversos aparells de mesura, obtenim els valors de la tensió trifàsica d'alimentació U_{cc1}, del corrent que circula I_{cc1} i de la potència consumida W_{cc}, segons:

$$U_{cc1} \equiv |\underline{U}_{cc1}| = \mathrm{V} \qquad I_{cc1} \equiv |\underline{I}_{cc1}| = \mathrm{A} \qquad W_{cc} = \mathrm{W1} + \mathrm{W2} \tag{9.34}$$

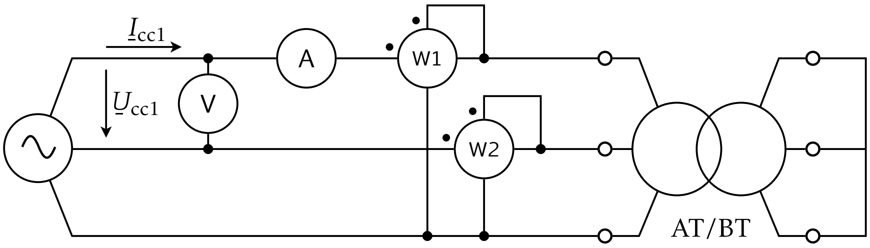


Figura 9.8: Assaig en curt circuit d'un transformador trifàsic

9.5.3 Determinació dels paràmetres a partir dels assajos en buit i en curt circuit

En la Figura 9.9 es representen els esquemes equivalents en «L» d'un transformador en l'assaig en buit i en l'assaig en curt circuit, expressant tots els valor en per unitat Aquest esquema, com ja s'ha vist anteriorment, és el mateix tan si el transformador és monofàsic com si és trifàsic, utilitzant en cada cal els valors nominals adequats; per tant, tot el que s'explica a continuació és aplicable a ambdós tipus de transformadors.

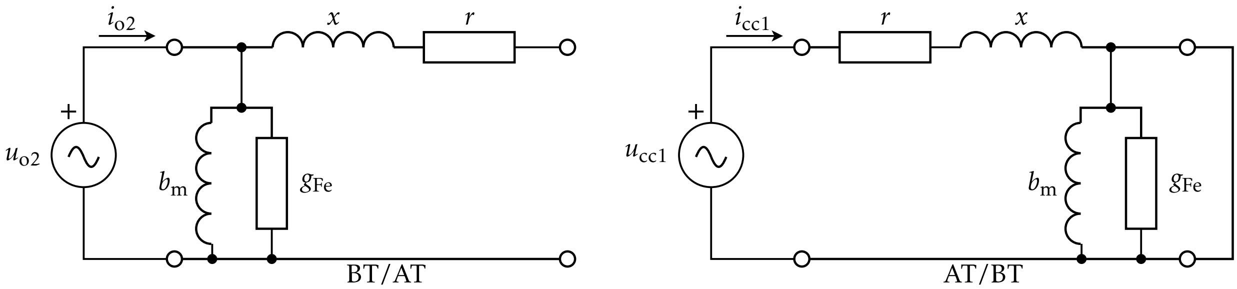


Figura 9.9: Esquemes equivalents d'un transformador en els assajos en buit i en curt circuit

Les tensions, els corrents i les potències d'aquests dos assajos, expressats en per unitat són:

$$u_{o2} = \frac{U_{o2}}{U_{N2}} \qquad i_{o2} = \frac{I_{o2}}{I_{N2}} \qquad w_o = \frac{W_o}{S_N} \tag{9.35}$$

$$u_{cc1} = \frac{U_{cc1}}{U_{N1}} \qquad i_{cc1} = \frac{I_{cc1}}{I_{N1}} \qquad w_{cc} = \frac{W_{cc}}{S_N} \tag{9.36}$$

A partir d'aquests valors podem calcular la impedància longitudinal del transformador $\underline{z}_{cc} = r + \mathrm{j}x$, i la seva admitància transversal $\underline{y}_o = g_{Fe} - \mathrm{j}b_m$.

Admitància transversal

En l'assaig en buit, el corrent $\underline{i}_{o2}$ circula únicament per l'admitància $\underline{y}_o$, i tota la potència w_o és consumida per g_{Fe}; amb aquestes consideracions tenim:

$$g_{Fe} = \frac{w_o}{u_{o2}^2} \qquad |\underline{y}_o| = \frac{i_{o2}}{u_{o2}} \qquad b_m = \sqrt{|\underline{y}_o|^2 - g_{Fe}^2} \tag{9.37}$$

Si aquest assaig es fes pel primari, ens quedaria la impedància $\underline{z}_{cc}$ en sèrie amb l'admitància $\underline{y}_o$, i per tant les fórmules anteriors no serien correctes, no obstant, tenint en compte que $|\underline{z}_{cc}| \ll |1/\underline{y}_o|$, es considera que el valor de $\underline{z}_{cc}$ és negligible, i que les fórmules deduïdes anteriorment són també aplicables en aquests cas, això sí, canviant tots els subíndex «2» per «1».

En el cas que l'assaig en buit es faci a tensió nominal, tant si es fa pel secundari com si es fa pel primari, la tensió en buit serà igual a 1 pu, i per tant es pot ometre el subíndex «1» o «2»: $u_{o2} = u_{o1} \equiv u_o = 1$; el mateix passa amb els subíndexs del corrent en buit: $i_{o2} = i_{o1} \equiv i_o$. Amb aquestes consideracions tenim:

$$u_o = 1 \qquad \Rightarrow \qquad g_{Fe} = w_o \qquad |\underline{y}_o| = i_o \qquad b_m = \sqrt{i_o^2 - w_o^2} \tag{9.38}$$

Impedància longitudinal

En l'assaig en curt circuit, el corrent $\underline{i}_{cc1}$ circula únicament per la impedància $\underline{z}_{cc}$, i tota la potència w_{cc} és consumida per r; amb aquestes consideracions tenim:

$$r = \frac{w_{cc}}{i_{cc1}^2} \qquad |\underline{z}_{cc}| = \frac{u_{cc1}}{i_{cc1}} \qquad x = \sqrt{|\underline{z}_{cc}|^2 - r^2} \tag{9.39}$$

Si aquest assaig es fes pel secundari, ens quedaria la impedància $\underline{z}_{cc}$ en paral·lel amb l'admitància $\underline{y}_o$, i per tant les fórmules anteriors no serien correctes, no obstant, tenint en compte que $|\underline{y}_o| \ll |1/\underline{z}_{cc}|$, es considera que el valor de $\underline{y}_o$ és negligible, i que les fórmules deduïdes anteriorment són també aplicables en aquests cas, això sí, canviant tots els subíndex «1» per «2».

En el cas que l'assaig en curt circuit es faci a corrent nominal, tant si es fa pel primari com si es fa pel secundari, el corrent de curt circuit serà igual a 1 pu, i per tant es pot ometre el subíndex «1» o «2»: $i_{cc1} = i_{cc2} \equiv i_{cc} = 1$; el mateix passa amb els subíndexs de la tensió de curt circuit: $u_{cc1} = u_{cc2} \equiv u_{cc}$. En aquest cas, el valor de u_{cc}, també es coneix amb la denominació de tensió relativa de curt circuit en tant per u, utilitzant-se el símbol ε_{cc}; per a r i x s'utilitzen també els símbols ε_{rcc} i ε_{xcc} respectivament. Amb aquestes consideracions tenim:

$$i_{cc} = 1 \qquad \Rightarrow \qquad r \equiv \varepsilon_{rcc} = w_{cc} \qquad |\underline{z}_{cc}| \equiv \varepsilon_{cc} = u_{cc} \qquad x \equiv \varepsilon_{xcc} = \sqrt{u_{cc}^2 - w_{cc}^2} \tag{9.40}$$

Si es desitja utilitzar l'esquema equivalent reduït en «T» de la Figura 9.2 a la pàgina 112, es poden utilitzar amb prou aproximació les relacions següents:

$$r_1 = r_2 = \frac{r}{2} \qquad x_{d1} = x_{d1} = \frac{x}{2} \tag{9.41}$$

Exemple 9.1 Tenim un transformador monofàsic amb les següents característiques:

$$S_N = 400\,\text{kVA},\ U_{N1} = 25\,\text{kV},\ U_{N2} = 400\,\text{V},\ \varepsilon_{cc} = 0{,}04,\ W_{cc} = 4\,\text{kW},\ i_o = 0{,}02,\ W_o = 2\,\text{kW}$$

El transformador té connectada una càrrega en el secundari que consumeix 200 kW amb $\cos\varphi = 0{,}8$(i); en aquestes condicions la tensió secundària és de 380 V. Es tracta de trobar en primer lloc els paràmetres del transformador, i a continuació la tensió primària, la caiguda de tensió referida al secundari i el rendiment.

Començarem per trobar els paràmetres del transformador en per unitat, utilitzant els valors base propis del transformadors, als quals estan referits ε_{cc} i i_o, és a dir:

$$S_B = 400\,\text{kVA}, \quad U_{B1} = 25\,\text{kV}, \quad U_{B2} = 400\,\text{V}$$

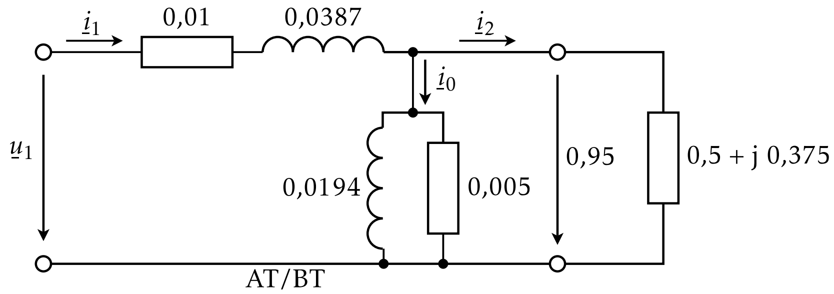
Donat que no es diu el contrari suposarem que l'assaig en buit s'ha realitzat aplicant la tensió nominal al secundari (BT) i deixant obert el primari (AT), i que l'assaig en curt circuit s'ha fet fent circular el corrent nominal pel primari (AT) tot curtcircuitant el secundar (BT). En aquestes condicions podem aplicar les equacions (9.38) i (9.40):

$$
\begin{aligned}
g_{\mathrm{Fe}} &= w_{\mathrm{o}} = \frac{2\,\mathrm{kW}}{400\,\mathrm{kVA}} = 0{,}005 \\
|\underline{y}_{\mathrm{o}}| &= i_{\mathrm{o}} = 0{,}02 \\
b_{\mathrm{m}} &= \sqrt{i_{\mathrm{o}}^2 - w_{\mathrm{o}}^2} = \sqrt{0{,}02^2 - 0{,}005^2} = 0{,}0194 \\
r &= w_{\mathrm{cc}} = \frac{4\,\mathrm{kW}}{400\,\mathrm{kVA}} = 0{,}01 \\
|\underline{z}_{\mathrm{cc}}| &= \varepsilon_{\mathrm{cc}} = 0{,}04 \\
x &= \sqrt{\varepsilon_{\mathrm{cc}}^2 - w_{\mathrm{cc}}^2} = \sqrt{0{,}04^2 - 0{,}01^2} = 0{,}0387
\end{aligned}
$$

A continuació, convertim la potència absorbida per la càrrega i la tensió secundària, la qual prendrem com a referència d'angles, a valors expressats en per unitat:

$$
\begin{aligned}
\underline{s}_2 &= \frac{200\,\mathrm{kW}}{400\,\mathrm{kVA}} + \mathrm{j}\frac{200 \times \frac{\sqrt{1-0{,}8^2}}{0{,}8}\,\mathrm{kVAr}}{400\,\mathrm{kVA}} = 0{,}5 + \mathrm{j}0{,}375 \\
\underline{u}_2 &= \frac{380\,\mathrm{V}}{400\,\mathrm{V}} = 0{,}95
\end{aligned}
$$

Amb aquests valors ens queda l'esquema següent:



Calculem ara $\underline{i}_2$, $\underline{i}_0$, $\underline{i}_1$ i $\underline{u}_1$:

$$
\begin{aligned}
\underline{i}_2 &= \frac{\underline{s}_2^*}{\underline{u}_2^*} = \frac{0{,}5 - \mathrm{j}0{,}375}{0{,}95} = 0{,}6579_{\angle -36{,}87^\circ} \\
\underline{i}_0 &= \underline{u}_2(g_{\mathrm{Fe}} - \mathrm{j}b_{\mathrm{m}}) = 0{,}95 \times (0{,}005 - \mathrm{j}0{,}0194) = 0{,}0190_{\angle -75{,}55^\circ} \\
\underline{i}_1 &= \underline{i}_2 + \underline{i}_0 = 0{,}6579_{\angle -36{,}87^\circ} + 0{,}0190_{\angle -75{,}55^\circ} = 0{,}6728_{\angle -37{,}88^\circ} \\
\underline{u}_1 &= (r + \mathrm{j}x)\underline{i}_1 + \underline{u}_2 = (0{,}01 + \mathrm{j}0{,}0387) \times 0{,}6728_{\angle -37{,}88^\circ} + 0{,}95 = 0{,}9715_{\angle 0{,}97^\circ}
\end{aligned}
$$

La tensió primària expressada en volt és:

$$
\underline{U}_1 = 0{,}9715_{\angle 0{,}97^\circ} \times 25\,\mathrm{kV} = 24\,287{,}5_{\angle 0{,}97^\circ}\,\mathrm{V}
$$

La caiguda de tensió és:

$$\Delta u = |\underline{u}_1| - |\underline{u}_2| = 0{,}9715 - 0{,}95 = 0{,}0215$$

Aquest valor referit al secundari val:

$$\Delta U_2 = 0{,}0215 \times 400\,\mathrm{V} = 8{,}6\,\mathrm{V}$$

Calculem finalment el rendiment el transformador, a partir de les pèrdues en el coure i en el ferro:

$$\begin{aligned}
p_{\mathrm{Cu}} &= r|\underline{i}_1|^2 = 0{,}01 \times 0{,}6728^2 = 0{,}004\,527 \\
p_{\mathrm{Fe}} &= g_{\mathrm{Fe}}|\underline{u}_2|^2 = 0{,}005 \times 0{,}95^2 = 0{,}004\,513 \\
\eta &= \frac{p_2}{p_2 + p_{\mathrm{Cu}} + p_{\mathrm{Fe}}} = \frac{0{,}5}{0{,}5 + 0{,}004\,527 + 0{,}004\,513} = 0{,}98
\end{aligned}$$

9.6 Transformadors de tres debanats

Un transformador de tres debanats està format per un debanat primari i dos debanats secundaris; la potència del debanat primari es reparteix entre els dos secundaris, les tensions dels quals poden ser iguals o diferents.

Anomenant al primari «P», a un secundari «S» i a l'altre «T» (terciari), l'esquema equivalent reduït d'un transformador de tres debanats, tenint en compte només les impedàncies longitudinals, és el representat en la Figura 9.10.

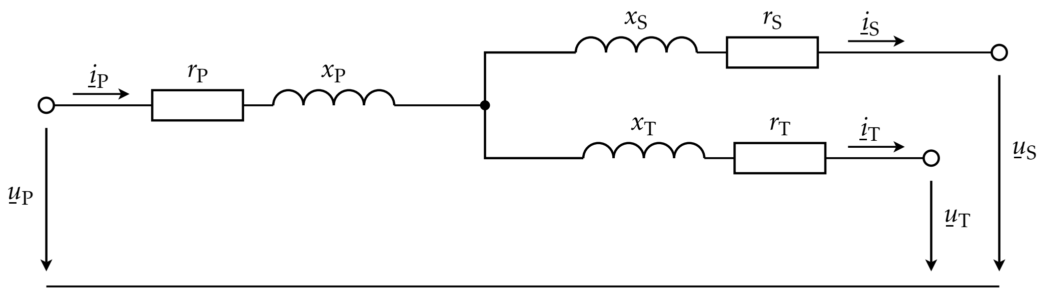


Figura 9.10: Esquema equivalent reduït d'un transformador de tres debanats

Com en el cas dels transformadors de dos debanats, han d'escollir-se tensions base proporcionals a les tensions nominals dels tres debanats i una potència base única.

Les tres impedàncies d'aquest circuit $\underline{z}_P = r_P + \mathrm{j}x_P$, $\underline{z}_S = r_S + \mathrm{j}x_S$ i $\underline{z}_T = r_T + \mathrm{j}x_T$ es calculen a partir de les impedàncies entre parells de debanats $\underline{z}_{PS}$, $\underline{z}_{PT}$ i $\underline{z}_{ST}$, que són les que s'obtenen dels assajos del transformador:

$$\underline{z}_P = \frac{\underline{z}_{PS} + \underline{z}_{PT} - \underline{z}_{ST}}{2} \tag{9.42a}$$

$$\underline{z}_S = \frac{\underline{z}_{PS} + \underline{z}_{ST} - \underline{z}_{PT}}{2} \tag{9.42b}$$

$$\underline{z}_T = \frac{\underline{z}_{PT} + \underline{z}_{ST} - \underline{z}_{PS}}{2} \tag{9.42c}$$

En aquestes equacions cal tenir en compte que les tres impedàncies $\underline{z}_{PS}$, $\underline{z}_{PT}$ i $\underline{z}_{ST}$ han d'estar donades en per unitat referides a un base comú, o han d'estar donades en ohm referides a un mateix debanat. Cal dir a més, que el punt d'unió de les tres impedàncies $\underline{z}_{P}$, $\underline{z}_{S}$ i $\underline{z}_{T}$ no te res a veure amb el neutre del sistema, i que aquestes impedàncies calculades poden tenir valors negatius.

Exemple 9.2 Tenim un transformador de tres debanats amb les següents característiques: primari de 15 MVA i 66 kV, secundari de 10 MVA i 13,2 kV i terciari de 5 MVA i 2,3 kV; les impedàncies entre debanats són: $\underline{z}_{PS}$ = j0,07 (referida a 15 MVA i 66 kV/13,2 kV), $\underline{z}_{PT}$ = j0,09 (referida a 15 MVA i 66 kV/2,3 kV) i $\underline{z}_{ST}$ = j0,08 (referida a 10 MVA i 13,2 kV/2,3 kV). Es tracta de calcular les impedàncies del circuit equivalent reduït expressades en ohm en el primari, i expressades en per unitat en una base de 30 MVA i 66 kV/13,2 kV/2,3 kV.

Comencem calculant les impedàncies en ohm referides al primari, convertint en primer lloc els tres valors $\underline{z}_{PS}$, $\underline{z}_{PT}$ i $\underline{z}_{ST}$ a valors òhmics $\underline{z}'_{PS}$, $\underline{z}'_{PT}$ i $\underline{z}'_{ST}$ referits a aquest debanat. Per obtenir $\underline{z}'_{PS}$ i $\underline{z}'_{PT}$ només cal multiplicar aquests valors per la impedància base del primari; en el cas de $\underline{z}'_{ST}$ són necessaris dos passos, primer multipliquem per la impedància base del secundari, amb la qual cosa tindrem una impedància $\underline{z}''_{ST}$ referida al secundari, i després multipliquem per la relació de transformació entre primari i secundari al quadrat:

$$\begin{aligned}
\underline{z}'_{PS} &= \mathrm{j}0{,}07 \times \frac{(66\,\mathrm{kV})^2}{15\,\mathrm{MVA}} = \mathrm{j}20{,}328\,\Omega \\
\underline{z}'_{PT} &= \mathrm{j}0{,}09 \times \frac{(66\,\mathrm{kV})^2}{15\,\mathrm{MVA}} = \mathrm{j}26{,}136\,\Omega \\
\underline{z}''_{ST} &= \mathrm{j}0{,}08 \times \frac{(13{,}2\,\mathrm{kV})^2}{10\,\mathrm{MVA}} = \mathrm{j}1{,}393\,92\,\Omega \\
\underline{z}'_{ST} &= 1{,}393\,92\,\Omega \times \left(\frac{66\,\mathrm{kV}}{13{,}2\,\mathrm{kV}}\right)^2 = \mathrm{j}34{,}848\,\Omega
\end{aligned}$$

Els valors buscats $\underline{z}'_{P}$, $\underline{z}'_{S}$ i $\underline{z}'_{T}$ són:

$$\begin{aligned}
\underline{z}'_{P} &= \frac{\mathrm{j}20{,}328\,\Omega + \mathrm{j}26{,}136\,\Omega - \mathrm{j}34{,}848\,\Omega}{2} = \mathrm{j}5{,}808\,\Omega \\
\underline{z}'_{S} &= \frac{\mathrm{j}20{,}328\,\Omega + \mathrm{j}34{,}848\,\Omega - \mathrm{j}26{,}136\,\Omega}{2} = \mathrm{j}14{,}520\,\Omega \\
\underline{z}'_{T} &= \frac{\mathrm{j}26{,}136\,\Omega + \mathrm{j}34{,}848\,\Omega - \mathrm{j}20{,}328\,\Omega}{2} = \mathrm{j}20{,}328\,\Omega
\end{aligned}$$

Calculem ara els valors de les impedàncies en per unitat en la base demanada, convertint en primer lloc els tres valors $\underline{z}_{PS}$, $\underline{z}_{PT}$ i $\underline{z}_{ST}$ a aquesta base; només caldrà fer una conversió de potències ja que les tensions base i nominals són les mateixes:

$$\begin{aligned}
\underline{z}_{PS} &= \mathrm{j}0{,}07 \times \frac{30\,\mathrm{MVA}}{15\,\mathrm{MVA}} = \mathrm{j}0{,}14 \\
\underline{z}_{PT} &= \mathrm{j}0{,}09 \times \frac{30\,\mathrm{MVA}}{15\,\mathrm{MVA}} = \mathrm{j}0{,}18 \\
\underline{z}_{ST} &= \mathrm{j}0{,}08 \times \frac{30\,\mathrm{MVA}}{10\,\mathrm{MVA}} = \mathrm{j}0{,}24
\end{aligned}$$

Els valors buscats $\underline{z}_\mathrm{P}$, $\underline{z}_\mathrm{S}$ i $\underline{z}_\mathrm{T}$ són:

$$\underline{z}_\mathrm{P} = \frac{\mathrm{j}0{,}14 + \mathrm{j}0{,}18 - \mathrm{j}0{,}24}{2} = \mathrm{j}0{,}04$$

$$\underline{z}_\mathrm{S} = \frac{\mathrm{j}0{,}14 + \mathrm{j}0{,}24 - \mathrm{j}0{,}18}{2} = \mathrm{j}0{,}10$$

$$\underline{z}_\mathrm{T} = \frac{\mathrm{j}0{,}18 + \mathrm{j}0{,}24 - \mathrm{j}0{,}14}{2} = \mathrm{j}0{,}14$$

Com és natural, si multipliquem aquests valors en per unitat $\underline{z}_\mathrm{P}$, $\underline{z}_\mathrm{S}$ i $\underline{z}_\mathrm{T}$ per la impedància base del primari $\frac{(66\,\mathrm{kV})^2}{30\,\mathrm{MVA}} = 145{,}2\,\Omega$, obtindrem els valors òhmics $\underline{z}'_\mathrm{P}$, $\underline{z}'_\mathrm{S}$ i $\underline{z}'_\mathrm{T}$ que hem calculat anteriorment.

9.7 Característiques particulars dels transformadors trifàsics

9.7.1 Tipus de connexions

Connectant tres transformador monofàsics entre sí, podem crear-ne un de trifàsic (banc trifàsic). No obstant, és més comú construir els transformadors trifàsics d'una sola peça, ja sigui amb un nucli de tres columnes (transformador de columnes) o amb un nucli de cinc columnes (transformador cuirassat).

Tant el primari com el secundari poden connectar-se de tres maneres diferents, en estrella (Y) en triangle (D) o en ziga-zaga (Z); las característiques principals de cadascuna d'aquestes connexions són:

- **Y**. La connexió en estrella permet tenir el neutre accessible. El corrent de línia és el que circula per cada debanat; cada debanat suporta la tensió senzilla. No té un bon comportament amb càrregues desequil·librades.

- **D**. La connexió en triangle no pot proporcionar un neutre. El corrent que circula per cada debanat és el de línia dividit per $\sqrt{3}$; cada debanat suporta la tensió composta. Per una mateixa tensió i potència, els debanats d'un transformador connectat en triangle han de tenir $\sqrt{3}$ vegades més espires que els d'un transformador connectat en estrella; la quantitat de coure no obstant, pot ser la mateixa, ja que la secció pot ser menor, donat que el corrent que circula pels debanats és $\sqrt{3}$ vegades menor. Té un bon comportament amb càrregues desequil·librades ja que redistribueix parcialment el desequl·libri entre les fases.

- **Z**. La connexió en ziga-zaga permet tenir el neutre accessible, però requereix dues bobines iguals per fase. El corrent que circula per cada debanat és el de línia; cadascuna de les dues bobines d'un debanat suporta la tensió composta dividida per 3; aquestes dues tensions no estan en fase i la seva suma és igual a la tensió senzilla. Per una mateixa tensió i potència, els debanats d'un transformador connectat en ziga-zaga han de tenir $2/\sqrt{3}$ vegades més espires que els d'un transformador connectat en estrella; la quantitat de coure és més gran ja que la secció ha de mantenir-se igual, donat que el corrent que circula pels debanats és el mateix. Té un bon comportament amb càrregues desequil·librades.

Les combinacions possibles de connexions de primari i secundari són moltes, però només s'utilitzen les següents:

- **Estrella–Estrella**. És poc utilitzada ja que no es comporta bé amb càrregues desequil·librades, originant desplaçaments dels neutres o deformacions de les ones de tensió. Aquest comportament millora connectant el neutre del primari a terra.
- **Triangle–Estrella**. Són molt utilitzats con a transformadors de distribució degut a la accessibilitat del neutre i perquè admeten tot tipus de càrregues desequil·librades. També són útils com a transformadors elevadors de principi de línia.
- **Estrella–Triangle**. Són útils com a transformadors reductors al final de línia.
- **Triangle–Triangle**. Es comportem bé amb càrregues desequil·librades, però l'absència de neutre pot ser un inconvenient si es volent utilitzar per distribució.
- **Triangle–Ziga-zaga i Estrella–Ziga-zaga**. Són bastant utilitzats en distribució de baixa potència, degut al seu bon comportament amb càrregues desequil·librades, La connexió ziga-zaga es troba sempre en el costat de baixa tensió, per la possibilitat que té de crear un neutre artificial.
- **Estrella–Estrella–Triangle** Permet tenir accessible ambdós neutres i tolera bé les càrregues desequil·librades. El debanat en triangle (terciari) no acostuma a tenir càrrega i s'utilitza per eliminar fluxos homopolars. S'utilitza per interconnectar sistemes d'alta tensió.

9.7.2 Índex horari i grup de connexió

En un transformador monofàsic el desfase entre tensió primària i secundària només pot ser 0° o 180°; el mateix passa amb els corrents. En canvi, en el cas de transformadors trifàsics hi ha més desfases possibles, depenent del tipus de connexió; el desfase és sempre múltiples de 30° ($\frac{\pi}{6}$ rad).

L'índex horari és l'angle entre una magnitud primària (tensió o corrent) i la magnitud secundària corresponent, per exemple entre $\underline{U}_{\mathrm{AB}}$ i $\underline{U}_{\mathrm{ab}}$, o entre $\underline{U}_{\mathrm{AN}}$ i $\underline{U}_{\mathrm{an}}$.

L'índex horari es refereix a un transformador alimentat pel costat de tensió més alta amb un sistema trifàsic simètric de seqüència directa. Donat que els desfase possibles són múltiples de 30°, hi ha dotze casos possibles, això ha fet que es creï l'analogia d'un rellotge: la busca dels minuts es col·loca a les dotze, representant una tensió del costat de tensió més alta, i la busca de les hores, representant la tensió corresponent del costat de tensió més baixa, es col·loca amb l'angle corresponent. Per exemple, si la tensió del costat de tensió més baixa queda a les cinc, això ens indica que aquesta tensió retarda $5 \times 30° = 150°$ a la corresponent del costat de tensió més alta.

L'índex horari ens indica de fet, l'angle de retard de la tensió del costat de tensió més baixa respecte del costat de tensió més alta, quan el transformador es troba en buit.

Normalment no és necessari tenir en compte l'índex horari en els càlculs, ja que no cal conèixer el desfase real entre magnituds primàries i secundàries; quan això sigui necessari es poden fer els càlculs de la manera usual sense tenir en compte l'índex horari, i afegir el desfase posteriorment. Si h és l'índex horari (entre 0 i 11), la relació entre l'angle d'una magnitud del costat de tensió més alta φ_{AT} i l'angle de la magnitud corresponent del costat de tensió més baixa φ_{BT} és, expressat en radiant:

$$\varphi_{\mathrm{AT}} = \varphi_{\mathrm{BT}} + h\frac{\pi}{6} \tag{9.43}$$

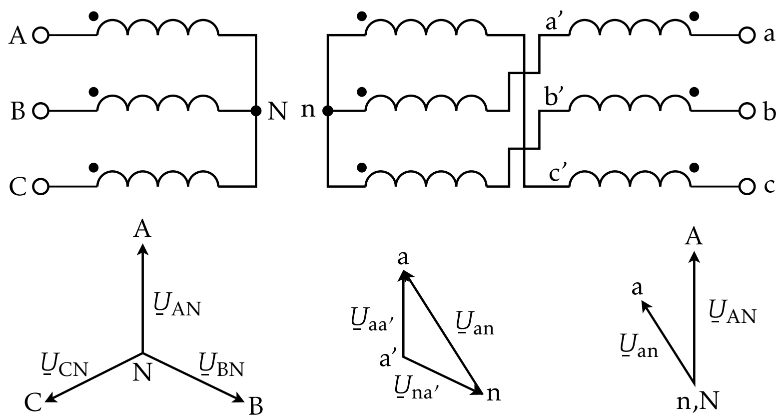
A partit del tipus de connexió del primari i del secundari en estrella (Y), triangle (D) o ziga-zaga (Z), i de l'índex horari, queda definit el grup de connexió del transformador; normalment està format per dues lletres i un número:

- ❶ La primera lletra, escrita en majúscula, indica la connexió del debanat de tensió més alta, independentment de si és el primari o el secundari.
- ❷ La segona lletra, escrita en minúscula, indica la connexió del debanat de tensió més baixa.
- ❸ Un número al final indica l'índex horari (entre 0 i 11).

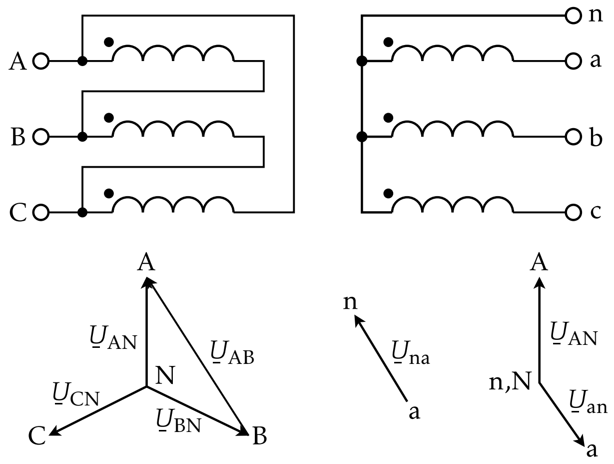
Una nomenclatura més completa afegeix la lletra «N» o «n» després de la lletra del debanat corresponent, si el neutre és físicament accessible, per exemple Dyn11 o YNd6.

Exemple 9.3 Es tracte de deduir l'índex horari d'uns transformador a partir de les seves connexions.

El primer transformador és del tipus Yz. Per tal de deduir el seu índex horari, compararem les tensions $\underline{U}_{AN}$ i $\underline{U}_{an}$. Comencem dibuixant les tres tensions fase–neutre $\underline{U}_{AN}$, $\underline{U}_{BN}$ i $\underline{U}_{CN}$. Donat que $\underline{U}_{an} = \underline{U}_{aa'} + \underline{U}_{a'n}$, dibuixem primer la tensió $\underline{U}_{aa'}$, que està en fase amb la tensió $\underline{U}_{AN}$, i a continuació la tensió $\underline{U}_{na'}$, que està en fase amb la tensió $\underline{U}_{BN}$; un cop tenim situats els punts a i n, ja podem dibuixar la tensió $\underline{U}_{an}$. Dibuixant ara juntes $\underline{U}_{AN}$ i $\underline{U}_{an}$ veiem que l'índex horari és 11.



El segon transformador és del tipus Dyn. Per tal de deduir el seu índex horari, compararem com en el cas anterior, les tensions $\underline{U}_{AN}$ i $\underline{U}_{an}$. Comencem dibuixant les tres tensions fase–neutre $\underline{U}_{AN}$, $\underline{U}_{BN}$ i $\underline{U}_{CN}$ i la tensió fase–fase $\underline{U}_{AB}$. A continuació dibuixem la tensió $\underline{U}_{na}$, que està en fase amb la tensió $\underline{U}_{AB}$; Dibuixant ara juntes $\underline{U}_{AN}$ i $\underline{U}_{an}$ (mateixa orientació que $\underline{U}_{na}$ però sentit contrari), veiem que l'índex horari és 5.



El desfase introduït per l'índex horari es pot modelar utilitzant un transformador ideal amb relació de transformació complexa. En el cas de l'esquema equivalent de la Figura 9.1 a la pàgina 109, el transformador allí dibuixat se substitueix per un de relació $\underline{m}:1$.

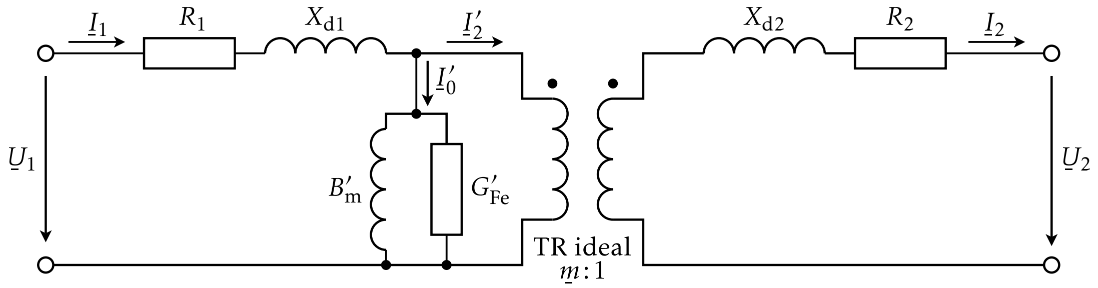


Figura 9.11: Esquema equivalent d'un transformador – Índex horari

Les relacions entre les tensions i corrents de primari i secundari d'aquest transformador ideal són:

$$\underline{U}'_1 = \underline{m}\,\underline{U}'_2 \tag{9.44a}$$

$$\underline{I}'_1 = \frac{\underline{I}_2}{\underline{m}^*} \tag{9.44b}$$

A partir de l'índex horari h i depenent de si el primari és el costat de tensió més alta o el de tensió més baixa, tenim:

$$\underline{m} = \begin{cases} (U_{N1}/U_{N2})_{\angle h\frac{\pi}{6}\,\mathrm{rad}}, & \text{transformador AT/BT} \\ (U_{N1}/U_{N2})_{\angle -h\frac{\pi}{6}\,\mathrm{rad}}, & \text{transformador BT/AT} \end{cases} \tag{9.45}$$

En el cas de l'esquema equivalent reduït en «T» de la Figura 9.2 a la pàgina 112, cal afegir un transformador ideal de relació de transformació $\underline{m}_r:1$; aquest transformador pot afegir-se indistintament al principi o al final de l'esquema equivalent reduït, ja que es compleix $|\underline{m}_r| = 1$.

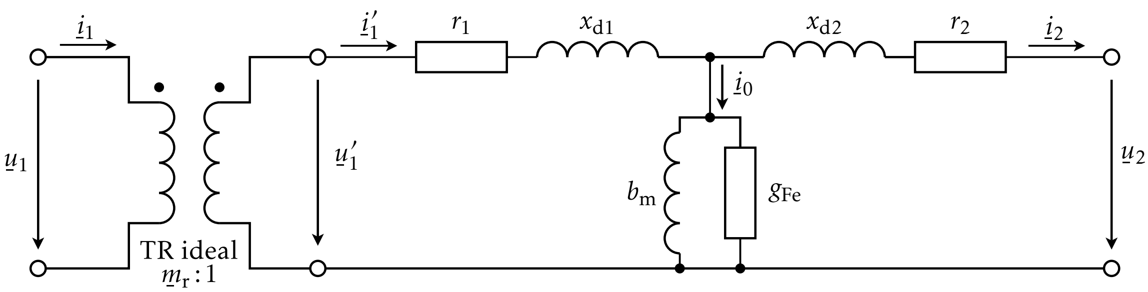


Figura 9.12: Esquema reduït en «T» d'un transformador – Índex horari

La mateixa operació ha de fer-se en el cas dels dos esquemes equivalents reduïts en «L» de la Figura 9.3 a la pàgina 113.

Les relacions entre les tensions i corrents de primari i secundari d'aquest transformador ideal reduït són:

$$\underline{u}_1 = \underline{m}_\mathrm{r}\underline{u}'_1 \tag{9.46a}$$

$$\underline{i}_1 = \frac{\underline{i}'_1}{\underline{m}^*_\mathrm{r}} \tag{9.46b}$$

A partir de l'índex horari h i depenent de si el primari és el costat de tensió més alta o el de tensió més baixa, tenim:

$$\underline{m}_\mathrm{r} = \begin{cases} 1_{\angle h\frac{\pi}{6}\,\mathrm{rad}}, & \text{transformador AT/BT} \\ 1_{\angle -h\frac{\pi}{6}\,\mathrm{rad}}, & \text{transformador BT/AT} \end{cases} \tag{9.47}$$

Cal tenir en compte que les equacions (9.45) i (9.47), així com l'equació (9.43), són vàlides quan tenim un sistema directe de tensions trifàsiques; en el cas que tinguéssim un sistema invers de tensions trifàsiques, caldria canviar el signe del desfase introduït per l'índex horari en totes les equacions mencionades.

Exemple 9.4 Tenim un transformador Dy9, on el primari és el costat de tensió més baixa i el secundari el de tensió més alta, i el seu esquema equivalent reduït és el de la Figura 9.12 a la pàgina anterior; sabent que les components directa i inversa de la tensió $\underline{u}'_1$ són $\underline{u}'_{1(1)} = \underline{u}'_{1(2)} = 0{,}95_{\angle -17°}$ pu, es tracta de trobar les components directa i inversa de la tensió $\underline{u}_1$

Donat que es tracta d'un transformador BT/AT, tenim:

$$\underline{m}_\mathrm{r} = \begin{cases} 1_{\angle -9\times\frac{\pi}{6}\,\mathrm{rad}} = 1_{\angle -270°}, & \text{per a la component directa} \\ 1_{\angle 9\times\frac{\pi}{6}\,\mathrm{rad}} = 1_{\angle 270°}, & \text{per a la component inversa} \end{cases}$$

Per tant, les components directa i inversa de la tensió $\underline{u}_1$ valen:

$$\underline{u}_{1(1)} = 1_{\angle -270°} \times 0{,}95_{\angle -17°}\,\mathrm{pu} = 0{,}95_{\angle -287°}\,\mathrm{pu}$$
$$\underline{u}_{1(2)} = 1_{\angle 270°} \times 0{,}95_{\angle -17°}\,\mathrm{pu} = 0{,}95_{\angle 253°}\,\mathrm{pu}$$

9.8 Connexió de transformadors en paral·lel

El que s'explica a continuació és vàlid per a transformadors monofàsics i trifàsics; com és habitual, en el cas dels transformadors trifàsics, les tensions nominals són les tensions fase–fase, i la potència nominal és la potència trifàsica.

9.8.1 Condicions mínimes de connexió

Les condiciones mínimes que han de complir dos transformadors A i B per poder ser connectats en paral·lel, és tenir la mateixa relació de transformació (no cal que les tensions nominals siguin iguals, encara que sí que han de ser properes), i en el cas de transformadors trifàsics, tenir a més el mateix índex horari:

$$m_\mathrm{A} = m_\mathrm{B} \tag{9.48}$$

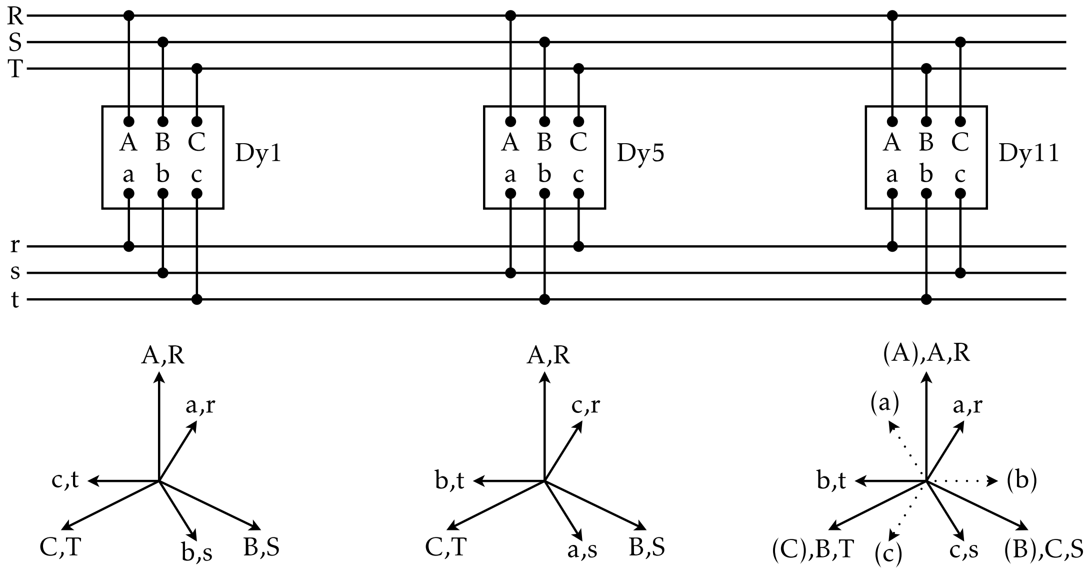
$$h_\mathrm{A} = h_\mathrm{B} \tag{9.49}$$

La condició $m_A = m_B$ és necessària per evitar circulació de corrent entre els dos transformadors connectats en paral·lel. Si $m_A \neq m_B$, utilitzant el circuit equivalent Thévenin vist des del secundari de ambdós transformadors, deduït en la secció 9.3 a la pàgina 114, podem obtenir el corrent $\underline{I}''_{circ}$ que circula del transformador A cap al B, estant els secundaris en buit, a partir de les impedàncies i tensions Thévenin dels dos transformadors:

$$\underline{I}''_{circ} = \frac{\underline{U}''_{Th,A} - \underline{U}''_{Th,B}}{\underline{Z}''_{Th,A} + \underline{Z}''_{Th,B}} \tag{9.50}$$

Pel que fa als índexs horaris, no cal de fet que siguin estrictament iguals, n'hi ha prou amb que els índexs siguin compatibles, és a dir que variant les connexions externes es puguin obtenir dos índexs iguals; això és possible quan els dos índexs difereixen en 120° o en 240°, o quan són simètrics respecte les 12, com per exemple 1 i 11 o 5 i 7.

Exemple 9.5 En la figura següent es pot veure com han de connectar-se en paral·lel tres transformador amb grups de connexió Dy1, Dy5 i Dy11.



Comencem connectant el transformador Dy1 de manera natural, és a dir, els debanats primaris A, B i C amb les fases R, S i T respectivament, i els debanats secundaris a, b i c amb les fases r, s i t respectivament.

Si comparem ara el diagrama de fasors dels transformadors Dy1 i Dy5, veiem que les tensions secundàries del Dy5 són les mateixes que les del Dy1 girades 120°. Per tant només ens cal connectar els debanats primaris com en el cas anterior, i connectar el debanat secundaris c, a i b amb les fases r, s i t respectivament.

Ens ocupem finalment del transformador Dy11. Si connectéssim els debanats primaris com en els dos casos anteriors, tindríem el diagrama de fasors donat per les lletres entre parèntesis i les línies a traços; comparant-lo amb el diagrama de fasors del transformador Dy1, es veu que els fasors (a), (b) i (c) del Dy11 són simètrics respecte d'un eix vertical, amb els fasors a, c i b respectivament del Dy1. Per tant si connectem el primari del Dy11 seguint una seqüència de tensions inversa, és a dir connectem els debanats A, C i B amb les fases R, S i T respectivament, obtindrem un transformador Dy1, com es veu en el diagrama de fasors donat per les lletres sense parèntesis i les línies contínues; només cal ara connectar els debanats secundaris a, c i b amb les fases r, s i t respectivament.

9.8.2 Condicions per a una connexió correcta

Es diu que dos transformadors en paral·lel A i B tenen una connexió correcta, quan a més de complir les condicions mínimes de connexió, tenen unes tensions de curt circuit iguals:

$$m_\mathrm{A} = m_\mathrm{B} \tag{9.51}$$
$$h_\mathrm{A} = h_\mathrm{B} \tag{9.52}$$
$$u_\mathrm{cc,A} = u_\mathrm{cc,B} \quad (U_\mathrm{cc,A} = U_\mathrm{cc,B}) \tag{9.53}$$

La condició addicional $u_\mathrm{cc,A} = u_\mathrm{cc,B}$ garanteix que no hi hagi sobrecàrregues en cap dels transformadors, ja que les intensitats i potències es reparteixen entre els dos transformadors de manera proporcional a les seves intensitats nominals; en el cas que les tensions nominals d'A i B siguin a més iguals, es produeix un repartiment proporcional a les seves potències nominals.

Per tal que es compleixi $u_\mathrm{cc,A} = u_\mathrm{cc,B}$, la relació entre els valors de placa de característiques $\varepsilon_\mathrm{cc,A}$ i $\varepsilon_\mathrm{cc,B}$ ha de ser:

$$\frac{\varepsilon_\mathrm{cc,B}}{\varepsilon_\mathrm{cc,A}} = \frac{U_\mathrm{N,A}}{U_\mathrm{N,B}} \tag{9.54}$$

9.8.3 Condicions per a una connexió òptima

Es diu que dos transformadors en paral·lel A i B tenen una connexió òptima, quan a més de complir les condicions d'una connexió correcta, tenen unes tensions de curt circuit iguals no només en mòdul si no també en argument:

$$m_\mathrm{A} = m_\mathrm{B} \tag{9.55}$$
$$h_\mathrm{A} = h_\mathrm{B} \tag{9.56}$$
$$u_\mathrm{cc,A} = u_\mathrm{cc,B} \quad (U_\mathrm{cc,A} = U_\mathrm{cc,B}) \tag{9.57}$$
$$\varphi_\mathrm{cc,A} = \varphi_\mathrm{cc,B} \tag{9.58}$$

La condició addicional $\varphi_\mathrm{cc,A} = \varphi_\mathrm{cc,B}$ evita pèrdues innecessàries en el coure, que es produirien en cas contrari.

Per tal que es compleixi $u_\mathrm{cc,A} = u_\mathrm{cc,B}$ i $\varphi_\mathrm{cc,A} = \varphi_\mathrm{cc,B}$, la relació entre els valors de placa de característiques $\varepsilon_\mathrm{cc,A}$, $\varepsilon_\mathrm{cc,B}$, $W_\mathrm{cc,A}$ i $W_\mathrm{cc,B}$ ha de ser:

$$\frac{\varepsilon_\mathrm{cc,B}}{\varepsilon_\mathrm{cc,A}} = \frac{U_\mathrm{N,A}}{U_\mathrm{N,B}} \qquad \frac{W_\mathrm{cc,B}}{W_\mathrm{cc,A}} = \frac{S_\mathrm{N,B}\,\varepsilon_\mathrm{cc,B}}{S_\mathrm{N,A}\,\varepsilon_\mathrm{cc,A}} \tag{9.59}$$

9.9 Corrent d'irrupció («inrush current»)

El corrent d'irrupció s'origina quan es connecta un transformador a la línia de potència. Aquest corrent és de molt curta durada però d'un valor molt elevat; el valor depèn de l'instant de connexió (fase de la tensió) i del flux residual del transformador degut a d'una connexió prèvia.

El corrent d'irrupció que circula pel primari pot arribar a valors de fins a $(25 \text{ a } 30)I_\mathrm{N}$ els primers 10 ms, corrent que decreix a valors de fins a $(12 \text{ a } 15)I_\mathrm{N}$ als 100 ms.

9.10 Designació de les classes de refrigeració

Les classes de refrigeració utilitzades en els transformadors de potència, es designen mitjançant quatre lletres.

Actualment, la definició i l'ús d'aquestes lletres és coincident entre la norma europea (CEI 60076-2) i la norma americana (IEEE C57.12.00).

Es defineix a continuació el significat d'aquestes lletres:

1a lletra

Indica l'element refrigerant intern que està en contacte amb els debanats del transformador. Els valors possibles són els següents:

O L'element refrigerant és un oli mineral o un líquid sintètic aïllant, amb una temperatura d'ignició inferior o igual a 300 °C.

K L'element refrigerant és un líquid sintètic aïllant, amb una temperatura d'ignició superior a 300 °C.

L L'element refrigerant és un líquid sintètic aïllant, amb una temperatura d'ignició no mesurable.

2a lletra

Indica el mecanisme de circulació de l'element refrigerant intern. Els valors possibles són els següents:

N Circulació mitjançant convecció natural, a través de l'equip refrigerant i pels debanats del transformador.

F Circulació forçada a través de l'equip refrigerant (mitjançant bombes), i circulació mitjançant convecció natural pels debanats del transformador. Aquest tipus de circulació també s'anomena «de flux no dirigit».

D Circulació forçada a través de l'equip refrigerant (mitjançant bombes), i dirigida per aquest equip refrigerant cap als debanats del transformador i, de manera opcional, també cap a altres parts del transformador. Aquest tipus de circulació també s'anomena «de flux dirigit».

3a lletra

Indica l'element refrigerant extern. Els valors possibles són els següents:

A L'element refrigerant és l'aire.

W L'element refrigerant és l'aigua.

4a lletra

Indica el mecanisme de circulació de l'element refrigerant extern. Els valors possibles són els següents:

N Circulació mitjançant convecció natural.

F Circulació forçada, mitjançant ventiladors (en el cas de l'aire) o bombes (en el cas de l'aigua).

En la Taula 9.2 es presenta una comparativa, entres diverses designacions antigues de classes de refrigeració (segons les normes americanes) i les designacions equivalents actuals.

Taula 9.2: Classes de refrigeració en els transformadors de potència

Designació antiga (normes IEEE)	Designació actual (normes CEI i IEEE)
OA	ONAN
FA	ONAF
FOA	OFAF
FOW	OFWF
FOA	ODAF
FOW	ODWF

En el cas d'un transformador on puguem seleccionar que la circulació sigui natural o forçada, les designacions són del tipus: ONAN/ONAF, ONAN/OFAF, etc.

En el cas dels transformadors secs l'element refrigerant sempre és l'aire ja sigui en circulació natural o forçada, i per tant les designacions són simplement AN o AF.

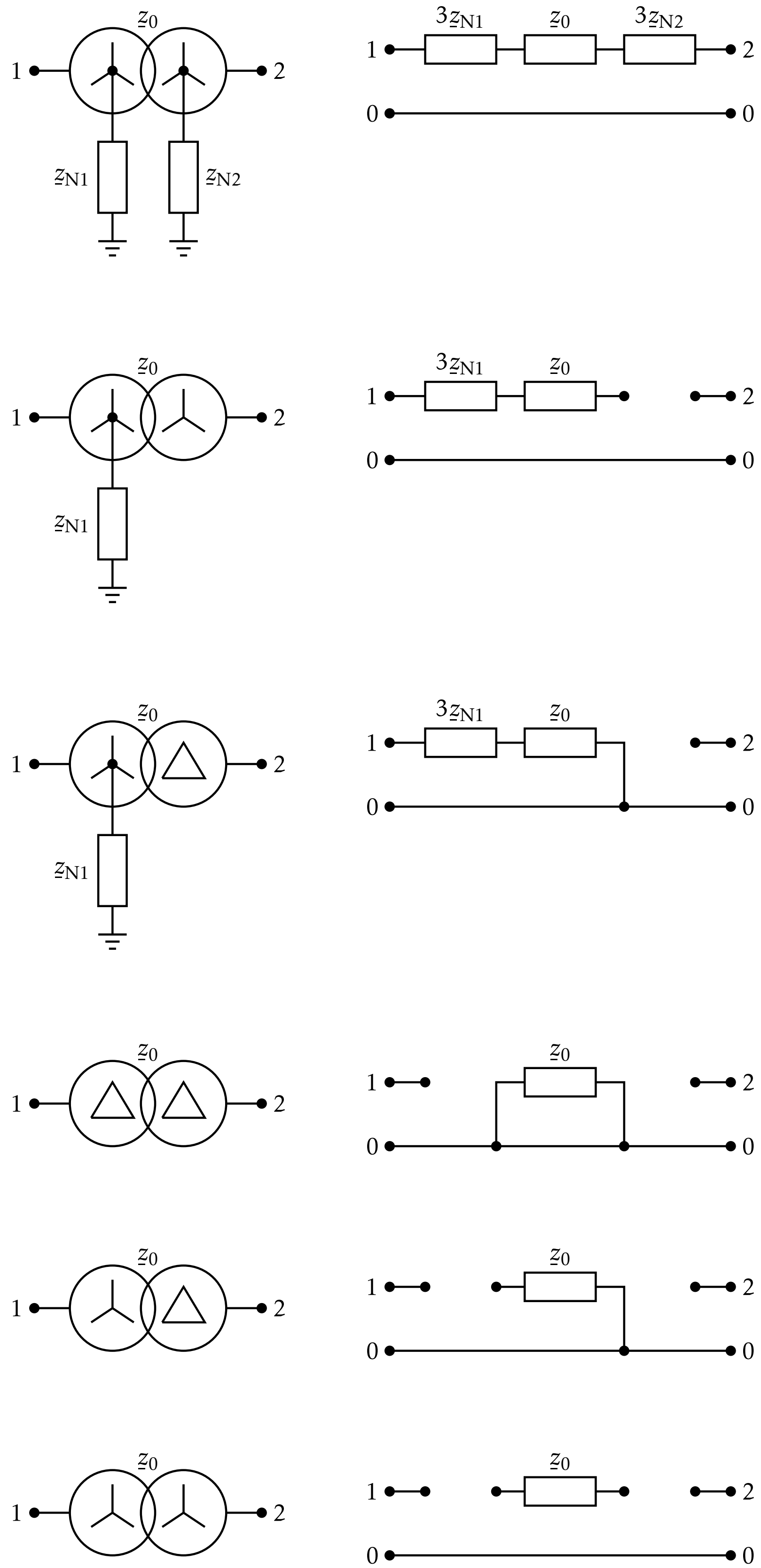
9.11 Circuit homopolar

En el cas dels transformadors trifàsics de dos i tres debanat, la connexió del seu circuit equivalent homopolar, depèn del tipus de connexió (estrella aïllada, estrella connectada a terra o triangle) que tinguin cadascun dels seus debanats.

9.11.1 Transformadors de dos debanats

Es presenten a continuació les diferents combinacions possibles de tipus de connexió de primari i secundari, amb el seu circuit homopolar equivalent.

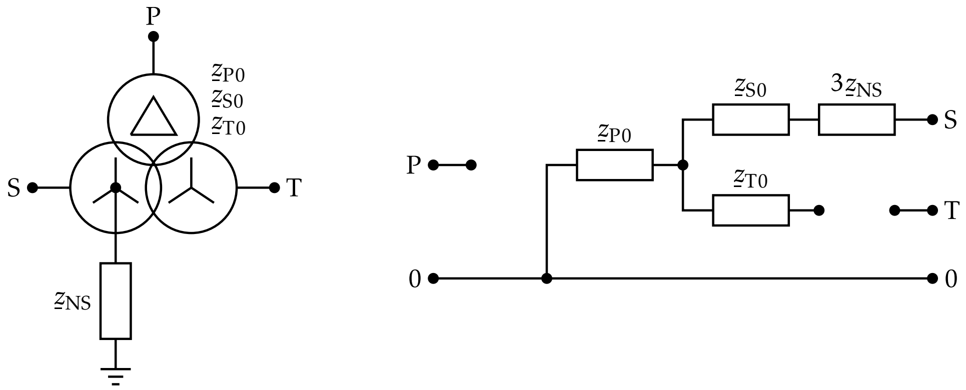
En tots els casos les impedàncies representades són valors en per unitat; $\underline{z}_0$ és la impedància homopolar del transformador, $\underline{z}_{\mathrm{N1}}$ és la impedàncies de connexió a terra del debanat primari i $\underline{z}_{\mathrm{N2}}$ és la impedància de connexió a terra del debanat secundari. En el cas d'estrelles connectades sòlidament a terra, tindrem $\underline{z}_{\mathrm{N1}} = 0$ i $\underline{z}_{\mathrm{N2}} = 0$.


z0
3zN1
3zN2
zN1
zN2
1
2
0

9.11.2 Transformadors de tres debanats

Es presenta a continuació un transformador de tres debanats amb el seu circuit homopolar equivalent; cadascun dels tres debanats té una de les tres connexions possibles (estrella aïllada, estrella connectada a terra o triangle), amb la qual cosa queden coberts tots el casos possibles.

Les impedàncies del transformador representades són valors en per unitat; $\underline{z}_{\mathrm{P0}}$, $\underline{z}_{\mathrm{S0}}$ i $\underline{z}_{\mathrm{T0}}$ són les tres impedàncies homopolars equivalents del transformador, obtingudes de la mateixa manera que s'ha exposat en la secció 9.6, i $\underline{z}_{\mathrm{NS}}$ és la impedància de connexió a terra del debanat secundari. En el cas que l'estrella estigui connectada sòlidament a terra, tindrem $\underline{z}_{\mathrm{NS}} = 0$.



Part III

Sistemes Elèctrics de Potència

Capítol 10

Resolució de Xarxes Elèctriques

S'explica en aquest capítol el mètode dels nusos, per a la resolució de xarxes elèctriques.

10.1 Introducció

Quan tenim una xarxa elèctrica amb pocs components, sempre la podem resoldre fàcilment utilitzant les lleis de Kirchhoff. No obstant, quan la xarxa té molts components, quan està molt mallada o quan hi ha acoblaments magnètics entre diverses branques de la xarxa, és millor emprar un mètode sistemàtic per tal de resoldre-la, com ara el mètode del nusos.

El mètode dels nusos serveix per resoldre xarxes, tant de corrent continu com de corrent altern, on les càrregues estan definides pels seus valors d'impedància o d'admitància; no és útil per tant, per resoldre problemes de flux de càrregues, on el que es coneix és la potencia absorbida per les càrregues.

Per utilitzar aquest mètode, les branques de la xarxa han d'estar formades per un dels següents components:

- Font de tensió en sèrie amb una impedància.
- Font de corrent en paral·lel amb una admitància (l'admitància pot ser nul·la).
- Impedància.
- Admitància.
- Acoblament magnètic entre branques.
- Transformador[1]

No és possible tenir branques d'impedància nul·la (curt circuits) o branques amb fonts de tensió ideals (sense impedància sèrie). Aquesta limitació es pot superar, no obstant, substituint la impedància nul·la per dues impedàncies en sèrie i de valor contrari, i introduint un nus fictici addicional en el punt d'unió d'aquestes dues noves impedàncies. En la Figura 10.1 a la pàgina següent es representa gràficament aquesta substitució.

[1]Cal substituir el transformador pel seu circuit equivalent, format per impedàncies i admitàncies. Vegeu la Secció 11.2.4.

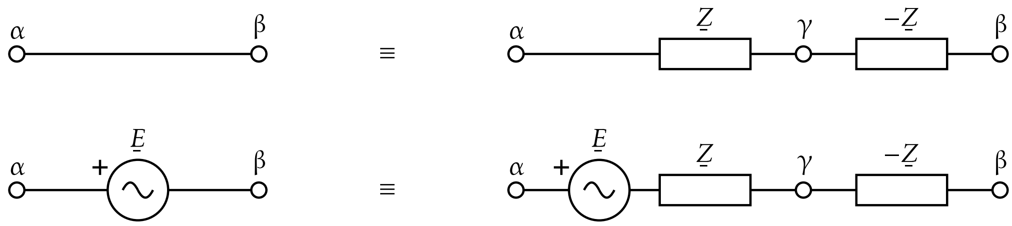


Figura 10.1: Substitució de branques d'impedància nul·la

Per ajudar-nos en l'explicació d'aquest mètode de resolució de xarxes, farem ús de l'exemple de la Figura 10.2. Els valors dels components d'aquest circuit són:

$$\underline{E}_1 = 200_{\angle 0^\circ}\,\text{V} \qquad R_1 = 10\,\Omega \qquad \underline{E}_2 = 50_{\angle 0^\circ}\,\text{V} \qquad \underline{X}_2 = \text{j}20\,\Omega \qquad \underline{X}_3 = \text{j}5\,\Omega$$

$$R_4 = 20\,\Omega \qquad \underline{J}_5 = 4_{\angle 0^\circ}\,\text{A} \qquad R_5 = 10\,\Omega \qquad \underline{X}_\text{M} = \text{j}5\,\Omega$$

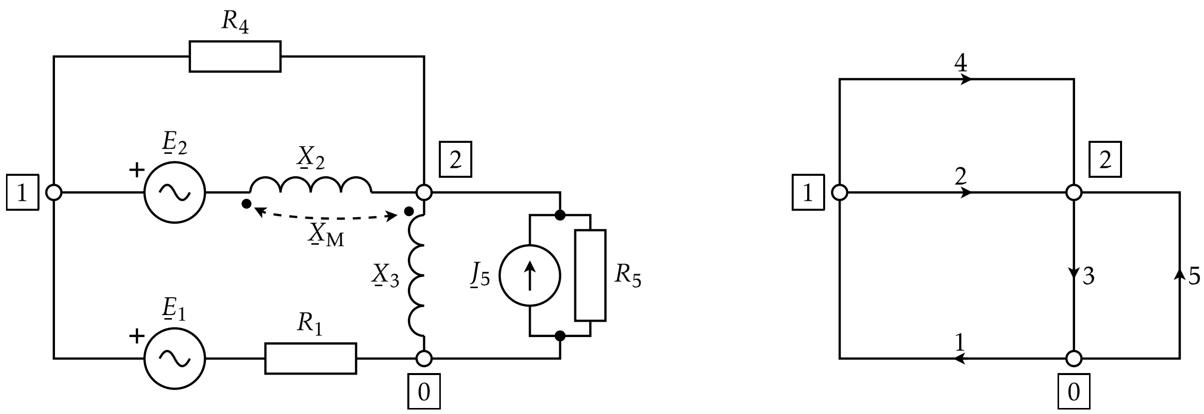


Figura 10.2: Resolució de xarxes elèctriques pel mètode dels nusos

En primer lloc, a partir de la xarxa elèctrica cal representar el seu graf orientat, seguint els passos següents (Figura 10.2):

❶ Es representen les connexions de les branques mitjançant línies, sense dibuixar-hi cap component elèctric.

❷ Es dóna un sentit a aquestes branques, dibuixant-hi fletxes. Aquestes fletxes representen els sentits assignats als corrents i a les diferències de potencial entre nusos.

❸ Es numeren tots els nusos de forma consecutiva, començant pel número 0; el nus 0 s'anomena nus de potencial zero, o de referència.

❹ Es numeren totes les branques de forma consecutiva, començant pel número 1.

Es defineixen a continuació els dos paràmetres bàsics d'aquest mètode, n i b; aquests dos valors defineixen les dimensions dels vectors i matrius que es veuran més endavant:

n: Nombre de nusos de la xarxa, sense comptar el nus de referència.

En el nostre exemple tenim:

$$n = 2$$

b: Nombre de branques de la xarxa.

En el nostre exemple tenim:

$$b = 5$$

10.2 Mètode general de resolució

Quan hi ha acoblaments magnètics entre branques de la xarxa hem d'utilitzar el mètode general de resolució, descrit a continuació.

En primer lloc, a partir dels valors dels components de la xarxa, formem les matrius i vectors següents (es donen les seves dimensions entre claus):

$\boldsymbol{A}\{n \times b\}$: Matriu d'incidència de nusos. Cada columna representa una branca, en ordre creixent d'esquerra a dreta, i cada fila representa un nus (sense comptar el de referència) en ordre creixent, de dalt a baix. Cada branca del graf orientat omple la columna corresponent de la matriu $\boldsymbol{A}$ amb els valors 0, 1 ó -1 segons el criteri següent:

1: si la branca surt del nus.

-1: si la branca va a para al nus.

0: si la branca ni surt ni va a parar al nus.

Els termes «surt» i «va a parar» s'han d'entendre segons les fletxes dibuixades en les branques del graf orientat. Les connexions al nus de referència, no apareixen en la matriu $\boldsymbol{A}$.

En el nostre exemple tenim:

$$\boldsymbol{A} = \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$$

$\underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{B}}\{b \times b\}$: Matriu d'impedàncies de branca. Els elements de la diagonal estan formats per les impedàncies de les respectives branques, i els elements de fora de la diagonal estan formats per les impedàncies dels acoblaments magnètics entre cada parell de branques.

Els acoblaments magnètics poden ser positius o negatius, depenent de la posició dels punts homòlegs de les inductàncies i del sentit de les branques del graf orientat. L'acoblament és positiu quan les fletxes de les dues branques acoblades es dirigeixen cap els seus punts homòlegs respectius, o quan les dues fletxes se n'allunyen; en canvi, l'acoblament és negatiu quan una de les fletxes de les dues branques acoblades es dirigeix cap el seu punt homòleg i l'altra se n'allunya.

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{B}} = \begin{pmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{j}20 & \mathrm{j}5 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{j}5 & \mathrm{j}5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 20 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10 \end{pmatrix} \Omega$$

$\underline{\boldsymbol{E}}'_{\mathrm{B}}\{b\}$: Vector columna de forces electromotrius de branca. Els elements d'aquest vector estan formats per les forces electromotrius de les fonts de tensió de les respectives branques.

El signe de cada força electromotriu és positiu, si el seu sentit coincideix amb el sentit de la fletxa de la branca corresponent del graf orientat, i negatiu en cas contrari.

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{E}}'_{\mathrm{B}} = \begin{pmatrix} 200 \\ -50 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \mathrm{V}$$

$\underline{\boldsymbol{J}}'_{\mathrm{B}}\{b\}$: Vector columna d'intensivitats de branca. Els elements d'aquest vector estan formats per les intensivitats de les fonts de corrent de les respectives branques.

El signe de cada intensivitat és positiu, si el seu sentit coincideix amb el sentit de la fletxa de la branca corresponent del graf orientat, i negatiu en cas contrari.

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{J}}'_{\mathrm{B}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 4 \end{pmatrix} \mathrm{A}$$

A partir de les dades anteriors, formem ara les diverses matrius i vectors que ens permetran resoldre la xarxa, això és, trobar les tensions de les branques i els corrents que hi circulen. Aquestes matrius i vectors són (es donen les seves dimensions entre claus):

$\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}}\{b \times b\}$: Matriu d'admitàncies de branca. Està definida per la relació següent:

$$\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}} = \underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{B}}^{-1} \tag{10.1}$$

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}} = \begin{pmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{j}20 & \mathrm{j}5 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{j}5 & \mathrm{j}5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 20 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10 \end{pmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} 1/10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\mathrm{j}/15 & \mathrm{j}/15 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{j}/15 & -\mathrm{j}4/15 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/20 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/10 \end{pmatrix} \mathrm{S}$$

$\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{B}}\{b\}$: Vector columna d'intensivitats equivalents de branca. Està definit per la relació següent:

$$\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{B}} = \underline{\boldsymbol{J}}'_{\mathrm{B}} + \underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}}\, \underline{\boldsymbol{E}}'_{\mathrm{B}} \tag{10.2}$$

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{B}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\mathrm{j}/15 & \mathrm{j}/15 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{j}/15 & -\mathrm{j}4/15 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/20 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/10 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 200 \\ -50 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 20 \\ \mathrm{j}10/3 \\ -\mathrm{j}10/3 \\ 0 \\ 4 \end{pmatrix} \mathrm{A}$$

$\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}}\{n \times n\}$: Matriu d'admitàncies de nus. Està definida per la relació següent:

$$\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}} = \boldsymbol{A}\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{A}^{\mathsf{T}} \tag{10.3}$$

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}} = \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & -1 & -1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 1/10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\mathrm{j}/15 & \mathrm{j}/15 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{j}/15 & -\mathrm{j}4/15 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/20 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/10 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 1 & -1 \\ 0 & 1 \\ 1 & -1 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} =$$

$$= \frac{1}{60} \times \begin{pmatrix} 9-\mathrm{j}4 & -3+\mathrm{j}8 \\ 3+\mathrm{j}8 & 9-\mathrm{j}28 \end{pmatrix} \mathrm{S}$$

$\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}}\{n\}$: Vector columna d'intensivitats de nus. Està definit per la relació següent:

$$\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}} = -\boldsymbol{A}\,\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{B}} \tag{10.4}$$

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}} = -\begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & -1 & -1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 20 \\ \mathrm{j}10/3 \\ -\mathrm{j}10/3 \\ 0 \\ 4 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{pmatrix} 60-\mathrm{j}10 \\ 12+\mathrm{j}20 \end{pmatrix} \mathrm{A}$$

$\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}\{n\}$: Vector columna de potencials de nus. Està definit per la relació següent:

$$\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}}\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}} = \underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}} \quad \rightarrow \quad \underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}} = \underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}}^{-1}\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}} \tag{10.5}$$

Els elements d'aquest vector són els potencials de cada nus de la xarxa respecte del nus de referència.

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}} = 60 \times \begin{pmatrix} 9-\mathrm{j}4 & -3+\mathrm{j}8 \\ 3+\mathrm{j}8 & 9-\mathrm{j}28 \end{pmatrix}^{-1} \times \frac{1}{3} \times \begin{pmatrix} 60-\mathrm{j}10 \\ 12+\mathrm{j}20 \end{pmatrix} = \frac{1}{101} \times \begin{pmatrix} 15\,430+\mathrm{j}2295 \\ 3390+\mathrm{j}2085 \end{pmatrix} \mathrm{V}$$

$\underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{B}}\{b\}$: Vector columna de tensions de branca. Està definit per la relació següent:

$$\underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{B}} = \boldsymbol{A}^{\mathsf{T}}\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}} \tag{10.6}$$

Aquesta és la solució buscada pel que fa a les tensions de les branques de la xarxa.

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{B}} = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 1 & -1 \\ 0 & 1 \\ 1 & -1 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \times \frac{1}{101} \times \begin{pmatrix} 15\,430+\mathrm{j}2295 \\ 3390+\mathrm{j}2085 \end{pmatrix} = \frac{1}{101} \times \begin{pmatrix} -15\,430-\mathrm{j}2295 \\ 12\,040+\mathrm{j}210 \\ 3390+\mathrm{j}2085 \\ 12\,040+\mathrm{j}210 \\ -3390-\mathrm{j}2085 \end{pmatrix} \mathrm{V}$$

$\underline{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{B}}\{b\}$: Vector columna de corrents de branca. Està definit per la relació següent:

$$\underline{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{B}} = \underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}}\,\underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{B}} + \underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{B}} \tag{10.7}$$

Aquesta és la solució buscada pel que fa als corrents de les branques de la xarxa.

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{B}} = \begin{pmatrix} 1/10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\mathrm{j}/15 & \mathrm{j}/15 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{j}/15 & -\mathrm{j}4/15 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/20 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/10 \end{pmatrix} \times \frac{1}{101} \times \begin{pmatrix} -15\,430 - \mathrm{j}2295 \\ 12\,040 + \mathrm{j}210 \\ 3390 + \mathrm{j}2085 \\ 12\,040 + \mathrm{j}210 \\ -3390 - \mathrm{j}2085 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 20 \\ \mathrm{j}10/3 \\ -\mathrm{j}10/3 \\ 0 \\ 4 \end{pmatrix} =$$

$$= \frac{1}{202} \times \begin{pmatrix} 954 - \mathrm{j}459 \\ -250 - \mathrm{j}480 \\ 1084 - \mathrm{j}876 \\ 1204 + \mathrm{j}21 \\ 130 - \mathrm{j}417 \end{pmatrix} \mathrm{A}$$

Es resumeixen finalment, els passos a seguir per tal de resoldre una xarxa elèctrica, mitjançant el mètode dels nusos:

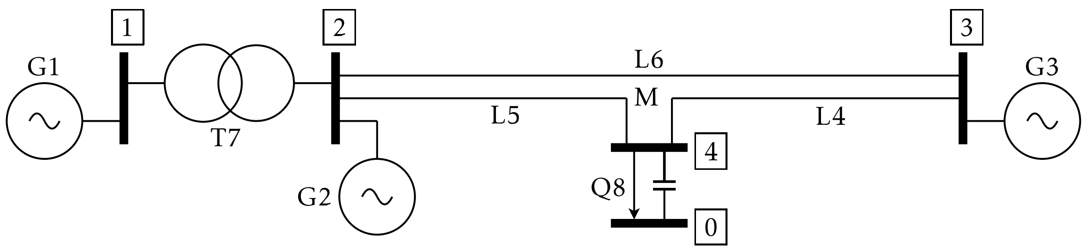
❶ Es representa el graf orientat associat a la xarxa, i es numeren tots els seus nusos i totes les seves branques.

❷ A partir del graf orientat i dels elements de la xarxa, es formen les matrius $\boldsymbol{A}$ i $\underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{B}}$, i els vectors $\underline{\boldsymbol{E}}'_{\mathrm{B}}$ i $\underline{\boldsymbol{J}}'_{\mathrm{B}}$.

❸ Es calculen les matrius $\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}}$ i $\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}}$, i els vectors $\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{B}}$ i $\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}}$.

❹ Finalment, es calculen els vectors $\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}$, $\underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{B}}$ i $\underline{\boldsymbol{I}}_{\mathrm{B}}$.

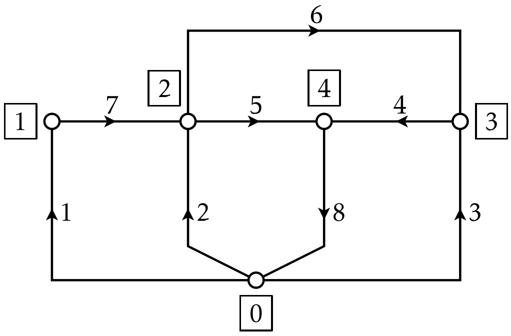
Exemple 10.1 Es tracte de resoldre la xarxa següent pel mètode dels nusos; cal tenir en compte que a més de la càrrega Q8, els generadors G1, G2 i G3 també estan units a terra (nus 0 de referència), i que hi ha un acoblament magnètic M entre les línies L5 i L6. Es calcularà també la potència cedida pels tres generadors G1, G2 i G3, la potència absorbida per la càrrega Q8 i la potència perduda en la resta de components de la xarxa.



Els valors dels components d'aquesta xarxa, expressats en per unitat són:

$G1:\ \underline{e}_1 = 1{,}1$	$\underline{z}_1 = \mathrm{j}0{,}25$	$L4:\ \underline{z}_4 = \mathrm{j}0{,}10$	$T7:\ \underline{z}_7 = \mathrm{j}0{,}16$	$m_7 = 1:1$
$G2:\ \underline{e}_2 = 1{,}05 + \mathrm{j}0{,}10$	$\underline{z}_2 = \mathrm{j}0{,}20$	$L5:\ \underline{z}_5 = \mathrm{j}0{,}405$	$Q8:\ \underline{j}_8 = 2 - \mathrm{j}0{,}9$	$\underline{z}_8 = -\mathrm{j}25$
$G3:\ \underline{e}_3 = 1{,}08 + \mathrm{j}0{,}12$	$\underline{z}_3 = \mathrm{j}0{,}25$	$L6:\ \underline{z}_6 = \mathrm{j}0{,}50$	$M:\ \underline{x}_M = \mathrm{j}0{,}05$ (entre L5 i L6)	

Començarem dibuixant el graf orientat associat a la xarxa, i formant la matriu $\boldsymbol{A}$.



$$\boldsymbol{A} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Formem a continuació la matriu $\underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{B}}$ i els vectors $\underline{\boldsymbol{J}}'_{\mathrm{B}}$ i $\underline{\boldsymbol{E}}'_{\mathrm{B}}$ (tots els valors en per unitat):

$$\underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{B}} = \mathrm{j} \times \begin{pmatrix} 0{,}25 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0{,}20 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0{,}25 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0{,}10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0{,}405 & 0{,}05 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0{,}05 & 0{,}50 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0{,}16 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -25 \end{pmatrix} \quad \underline{\boldsymbol{J}}'_{\mathrm{B}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 2-\mathrm{j}0{,}9 \end{pmatrix} \quad \underline{\boldsymbol{E}}'_{\mathrm{B}} = \begin{pmatrix} 1{,}1 \\ 1{,}05+\mathrm{j}0{,}10 \\ 1{,}08+\mathrm{j}0{,}12 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Calculem ara la matriu $\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}} = \underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{B}}^{-1}$ i el vector $\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{B}} = \underline{\boldsymbol{J}}'_{\mathrm{B}} + \underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}}\,\underline{\boldsymbol{E}}'_{\mathrm{B}}$ (tots els valors en per unitat):

$$\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}} = \mathrm{j} \times \begin{pmatrix} -4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2{,}5 & 0{,}25 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0{,}25 & -2{,}025 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -6{,}25 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0{,}04 \end{pmatrix} \quad \underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{B}} = \begin{pmatrix} -\mathrm{j}4{,}4 \\ 0{,}5-\mathrm{j}5{,}25 \\ 0{,}48-\mathrm{j}4{,}32 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 2-\mathrm{j}0{,}9 \end{pmatrix}$$

Continuem amb el càlcul de la matriu $\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}} = \boldsymbol{A}\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}$ i dels vectors $\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}} = -\boldsymbol{A}\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{B}}$ i $\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}} = \underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}}^{-1}\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}}$ (tots els valors en per unitat):

$$\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}} = \mathrm{j} \times \begin{pmatrix} -10{,}25 & 6{,}25 & 0 & 0 \\ 6{,}25 & -15{,}275 & 1{,}775 & 2{,}25 \\ 0 & 1{,}775 & -16{,}025 & 10{,}25 \\ 0 & 2{,}25 & 10{,}25 & -12{,}46 \end{pmatrix} \quad \underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}} = \begin{pmatrix} -\mathrm{j}4{,}4 \\ 0{,}5-\mathrm{j}5{,}25 \\ 0{,}48-\mathrm{j}4{,}32 \\ -2+\mathrm{j}0{,}9 \end{pmatrix} \quad \underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}} = \begin{pmatrix} 1{,}0494_{\angle -1{,}4909^\circ} \\ 1{,}0175_{\angle -2{,}5224^\circ} \\ 0{,}9727_{\angle -10{,}3558^\circ} \\ 0{,}9512_{\angle -19{,}1752^\circ} \end{pmatrix}$$

Finalment, calculem les tensions i els corrents de les branques, mitjançant els vectors $\underline{\boldsymbol{U}}_{\mathrm{B}} = \boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}$ i

$\underline{\boldsymbol{I}}_\mathrm{B} = \underline{\boldsymbol{Y}}_\mathrm{B}\,\underline{\boldsymbol{U}}_\mathrm{B} + \underline{\boldsymbol{J}}_\mathrm{B}$ (tots els valors en per unitat):

$$\underline{\boldsymbol{U}}_\mathrm{B} = \begin{pmatrix} 1{,}0494_{\angle 178{,}5091^\circ} \\ 1{,}0175_{\angle 177{,}4776^\circ} \\ 0{,}9727_{\angle 169{,}6442^\circ} \\ 0{,}1495_{\angle 67{,}0039^\circ} \\ 0{,}2925_{\angle 66{,}2049^\circ} \\ 0{,}1431_{\angle 65{,}3702^\circ} \\ 0{,}0370_{\angle 28{,}1937^\circ} \\ 0{,}9512_{\angle -19{,}1752^\circ} \end{pmatrix} \qquad \underline{\boldsymbol{I}}_\mathrm{B} = \begin{pmatrix} 0{,}2312_{\angle -61{,}8063^\circ} \\ 0{,}7431_{\angle -13{,}0406^\circ} \\ 1{,}2782_{\angle -22{,}6715^\circ} \\ 1{,}4946_{\angle -22{,}9961^\circ} \\ 0{,}6955_{\angle -23{,}7522^\circ} \\ 0{,}2166_{\angle -24{,}9115^\circ} \\ 0{,}2312_{\angle -61{,}8063^\circ} \\ 2{,}1901_{\angle -23{,}2362^\circ} \end{pmatrix}$$

Calcularem ara la potència cedida pels tres generadors G1, G2 i G3, i la potència absorbida per la càrrega Q8. Cal tenir en compte que per calcular les potències cedides per generadors, els vectors que representen la força electromotriu del generador i el corrent que travessa el generador han de tenir el mateix sentit de referència; així mateix, per calcular les potències absorbides per càrregues, els vectors que representen la caiguda de tensió a la càrrega i el corrent que travessa la càrrega han de tenir el mateix sentit de referència. Amb aquestes consideracions, tenim:

$$\begin{aligned} \underline{s}_{\mathrm{G1}} &= \underline{e}_1\,\underline{\boldsymbol{I}}^*_\mathrm{B}(1) &&= (1{,}1 \times 0{,}2312_{\angle 61{,}8063^\circ})\,\mathrm{pu} &&= (0{,}1201 + \mathrm{j}0{,}2241)\,\mathrm{pu} \\ \underline{s}_{\mathrm{G2}} &= \underline{e}_2\,\underline{\boldsymbol{I}}^*_\mathrm{B}(2) &&= ((1{,}05 + \mathrm{j}0{,}10) \times 0{,}7431_{\angle 13{,}0406^\circ})\,\mathrm{pu} &&= (0{,}7433 + \mathrm{j}0{,}2484)\,\mathrm{pu} \\ \underline{s}_{\mathrm{G3}} &= \underline{e}_3\,\underline{\boldsymbol{I}}^*_\mathrm{B}(3) &&= ((1{,}08 + \mathrm{j}0{,}12) \times 1{,}2782_{\angle 22{,}6715^\circ})\,\mathrm{pu} &&= (1{,}2146 + \mathrm{j}0{,}6736)\,\mathrm{pu} \\ \underline{s}_{\mathrm{Q8}} &= \underline{\boldsymbol{U}}_\mathrm{B}(8)\,\underline{\boldsymbol{I}}^*_\mathrm{B}(8) &&= (0{,}9512_{\angle -19{,}1752^\circ} \times 2{,}1901_{\angle 23{,}2362^\circ})\,\mathrm{pu} &&= (2{,}0780 + \mathrm{j}0{,}1475)\,\mathrm{pu} \end{aligned}$$

La diferència entre les potències generades i la potència absorbida, és la potència perduda en la resta de components de la xarxa:

$$\underline{s}_{\mathrm{G1}} + \underline{s}_{\mathrm{G2}} + \underline{s}_{\mathrm{G3}} - \underline{s}_{\mathrm{Q8}} = \mathrm{j}0{,}9986\,\mathrm{pu}$$

10.3 Mètode particular de resolució sense acoblaments magnètics

Quan no hi ha acoblaments magnètics entre branques de la xarxa, la matriu $\underline{\boldsymbol{Y}}_\mathrm{N}\{n \times n\}$ i el vector $\underline{\boldsymbol{J}}_\mathrm{N}\{n\}$ es poden formar de manera directa, a partir dels components de la xarxa i del seu graf orientat associat.

Per ajudar-nos en l'explicació d'aquest mètode simplificat, farem ús del mateix exemple de la Figura 10.2 a la pàgina 138, però suposant que no hi ha acoblament magnètic entre les branques 2 i 3 ($\underline{X}_\mathrm{M} = 0$).

La matriu $\underline{\boldsymbol{Y}}_\mathrm{N}\{n \times n\}$ i el vector $\underline{\boldsymbol{J}}_\mathrm{N}\{n\}$ es formen tal com es descriu a continuació:

$\underline{\boldsymbol{Y}}_\mathrm{N}\{n \times n\}$: Matriu d'admitàncies de nus. Els elements de la diagonal estan formats per la suma de les admitàncies de les branques que incideixen en cada nus. Els elements de fora de la diagonal estan formats per la suma, canviada de signe, de les admitàncies de les branques que estan connectades entre cada parella de nusos.

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{Y}}_\mathrm{N} = \begin{pmatrix} \frac{1}{20} + \frac{1}{\mathrm{j}20} + \frac{1}{10} & -\left[\frac{1}{20} + \frac{1}{\mathrm{j}20}\right] \\ -\left[\frac{1}{20} + \frac{1}{\mathrm{j}20}\right] & \frac{1}{20} + \frac{1}{\mathrm{j}20} + \frac{1}{\mathrm{j}5} + \frac{1}{10} \end{pmatrix} = \frac{1}{20} \times \begin{pmatrix} 3 - \mathrm{j} & -1 + \mathrm{j} \\ -1 + \mathrm{j} & 3 - \mathrm{j}5 \end{pmatrix}\,\mathrm{S}$$

$\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}}\{n\}$: Vector d'intensivitats de nus. Cada element d'aquest vector està format per la suma de les intensivitats, degudes a les fonts de corrent i a les fonts de tensió, de les branques que incideixen en cada nus; el signe de cada intensivitat és positiu si el corrent va cap al nus, i negatiu si se n'allunya. Les fonts de tensió han de transformar-se en fonts de corrent, utilitzant l'equació (1.3) de la pàgina 4.

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}} = \begin{pmatrix} \frac{50}{\mathrm{j}20} + \frac{200}{10} \\ -\frac{50}{\mathrm{j}20} + 4 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \times \begin{pmatrix} 40 - \mathrm{j}5 \\ 8 + \mathrm{j}5 \end{pmatrix} \mathrm{A}$$

Finalment, trobem el vector de potencials de nus $\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}\{n\}$, tal com hem fet en l'apartat anterior, aplicant l'equació (10.5)

En el nostre exemple tenim:

$$\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}} = 20 \times \begin{pmatrix} 3-\mathrm{j} & -1+\mathrm{j} \\ -1+\mathrm{j} & 3-\mathrm{j}5 \end{pmatrix}^{-1} \times \frac{1}{2} \times \begin{pmatrix} 40 - \mathrm{j}5 \\ 8 + \mathrm{j}5 \end{pmatrix} = \frac{1}{17} \times \begin{pmatrix} 2450 + \mathrm{j}535 \\ 540 + \mathrm{j}545 \end{pmatrix} \mathrm{V}$$

Si volem trobar ara de forma sistemàtica, totes les tensions i tots els corrents i de les branques de la xarxa, haurem d'utilitzar l'equació (10.6) de la pàgina 141 i l'equació (10.7) de la pàgina 142; això vol dir que haurem de formar les matrius $\boldsymbol{A}$ i $\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{B}}$ i el vector $\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{B}}$. No obstant, si únicament estem interessats en algun corrent o en alguna tensió de branca, podem resoldre el problema aplicant les lleis de Kirchhoff a les branques que ens interessin.

Exemple 10.2 A partir del circuit de la Figura 10.2 a la pàgina 138, amb $\underline{X}_{\mathrm{M}} = 0$, es tracta de trobar els corrents que circulen per les branques 2 i 5.

Partint dels potencials dels nusos 1 i 2 calculats anteriorment, i aplicant les lleis de Kirchhoff a les branques 2 i 5 tenim:

$$\underline{I}_2 = \frac{-\underline{E}_2 + [\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}(1) - \underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}(2)]}{\underline{X}_2} = \frac{-50 + \frac{2450+\mathrm{j}535-540-\mathrm{j}545}{17}}{\mathrm{j}20} = \frac{-1-\mathrm{j}106}{34} \mathrm{A}$$

$$\underline{I}_5 = \frac{-\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}(2)}{R_5} + \underline{J}_5 = \frac{\frac{-540-\mathrm{j}545}{17}}{10} + 4 = \frac{28-\mathrm{j}109}{34} \mathrm{A}$$

10.4 Mètode particular de resolució amb acoblaments magnètics

Quan hi ha acoblaments magnètics entre branques de la xarxa que no tenen cap font de tensió o de corrent, també es pot aplicar el mètode de resolució descrit en l'apartat anterior, substituint prèviament les dues branques acoblades per un circuit equivalent d'admitàncies, segons es veurà a continuació.

Un cop obtingut el circuit equivalent de les dues branques acoblades magnèticament, ja es pot formar la matriu $\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}}\{n \times n\}$ i el vector $\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}}\{n\}$, i resoldre la xarxa, tal com s'ha fet en l'apartat anterior.

En la Figura 10.3 a la pàgina següent es pot veure aquest circuit equivalent.

Els valors de les admitàncies d'aquest circuit equivalent són:

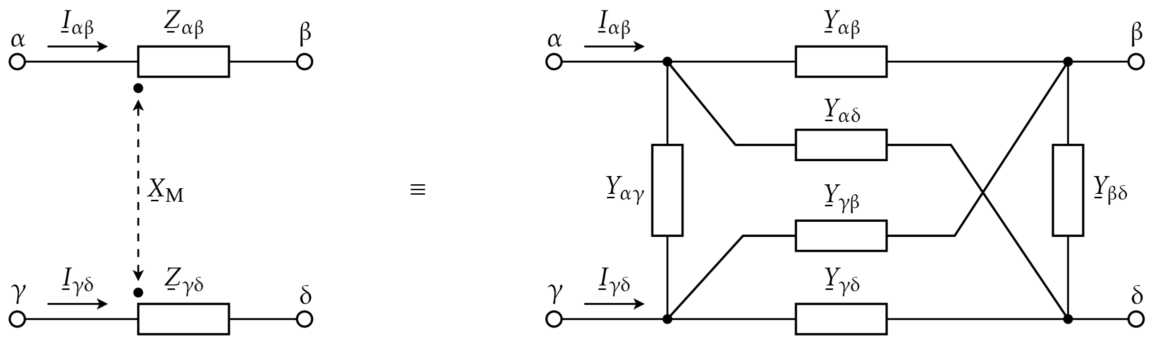


Figura 10.3: Circuit equivalent de dues branques acoblades magnèticament

$$
\begin{aligned}
\underline{Y}_{\alpha\beta} &= \frac{\underline{Z}_{\gamma\delta}}{\underline{Z}_{\alpha\beta}\,\underline{Z}_{\gamma\delta} - \underline{X}_M^2} & \qquad \underline{Y}_{\alpha\gamma} = \underline{Y}_{\beta\delta} &= \frac{\underline{X}_M}{\underline{Z}_{\alpha\beta}\,\underline{Z}_{\gamma\delta} - \underline{X}_M^2} \\
\underline{Y}_{\gamma\delta} &= \frac{\underline{Z}_{\alpha\beta}}{\underline{Z}_{\alpha\beta}\,\underline{Z}_{\gamma\delta} - \underline{X}_M^2} & \qquad \underline{Y}_{\alpha\delta} = \underline{Y}_{\gamma\beta} &= \frac{-\underline{X}_M}{\underline{Z}_{\alpha\beta}\,\underline{Z}_{\gamma\delta} - \underline{X}_M^2}
\end{aligned}
\tag{10.8}
$$

Un cop hem resolt la xarxa i hem trobat els potencials dels quatre nusos $\underline{V}_N(\alpha)$, $\underline{V}_N(\beta)$, $\underline{V}_N(\gamma)$ i $\underline{V}_N(\delta)$, podem trobar els dos corrents $\underline{I}_{\alpha\beta}$ i $\underline{I}_{\gamma\delta}$, a partir de les expressions següents:

$$\underline{I}_{\alpha\beta} = \frac{[\underline{V}_N(\alpha) - \underline{V}_N(\beta)]\,\underline{Z}_{\gamma\delta} - [\underline{V}_N(\gamma) - \underline{V}_N(\delta)]\,\underline{X}_M}{\underline{Z}_{\alpha\beta}\,\underline{Z}_{\gamma\delta} - \underline{X}_M^2} \tag{10.9a}$$

$$\underline{I}_{\gamma\delta} = \frac{[\underline{V}_N(\gamma) - \underline{V}_N(\delta)]\,\underline{Z}_{\alpha\beta} - [\underline{V}_N(\alpha) - \underline{V}_N(\beta)]\,\underline{X}_M}{\underline{Z}_{\alpha\beta}\,\underline{Z}_{\gamma\delta} - \underline{X}_M^2} \tag{10.9b}$$

El cas que hem vist fins ara, és el més general de tots els possibles, ja que suposa que els quatre nusos α, β, γ i δ són diferents entre si. Es pot presentar el cas, no obstant, on dos nusos siguin en realitat el mateix, en tenir les dues branques acoblades magnèticament, un extrem connectat al mateix nus; en aquest cas el circuit equivalent resultant es pot derivar del corresponent al cas general de forma senzilla.

Si suposem, per exemple, que les dues branques de la Figura 10.3 estiguessin unides pels extrems de la dreta, és a dir $\beta \equiv \delta$, en aquest cas l'admitància entre α i γ seria $\underline{Y}_{\alpha\gamma}$, l'admitància entre β i δ desapareixeria, l'admitància entre α i β seria $\underline{Y}_{\alpha\beta} + \underline{Y}_{\alpha\delta}$, i finalment, l'admitància entre γ i β seria $\underline{Y}_{\gamma\beta} + \underline{Y}_{\gamma\delta}$. Els corrents $\underline{I}_{\alpha\beta}$ i $\underline{I}_{\gamma\delta}$, es calcularien també amb les equacions (10.9a) i (10.9b), tenint en compte que $\underline{V}_N(\beta) \equiv \underline{V}_N(\delta)$.

10.5 Circuits equivalents Thévenin i Norton

Per trobar el circuit equivalent Thévenin o Norton entre dos nusos qualssevol d'una xarxa, ens cal el vector de potencials de nus $\underline{\boldsymbol{V}}_N\{n\}$, obtingut segons s'ha descrit en els apartats anteriors, i la matriu d'impedàncies de nus $\underline{\boldsymbol{Z}}_N\{n \times n\}$; aquesta matriu està definida per la relació següent:

$$\underline{\boldsymbol{Z}}_N = \underline{\boldsymbol{Y}}_N^{-1} \tag{10.10}$$

A partir del vector $\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}$ i de la matriu $\underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{N}}$, podem trobar la font de tensió i la impedància Thévenin equivalents entre dos nusos qualssevol.

La tensió Thévenin $\underline{E}_{\mathrm{Th}}^{(\alpha,0)}$ i la impedància Thévenin $\underline{Z}_{\mathrm{Th}}^{(\alpha,0)}$, entre un nus qualsevol α i el nus de referència 0, s'obtenen amb les equacions següents:

$$\underline{E}_{\mathrm{Th}}^{(\alpha,0)} = \underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}(\alpha) \tag{10.11}$$

$$\underline{Z}_{\mathrm{Th}}^{(\alpha,0)} = \underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{N}}(\alpha,\alpha) \tag{10.12}$$

La tensió Thévenin $\underline{E}_{\mathrm{Th}}^{(\alpha,\beta)}$ i la impedància Thévenin $\underline{Z}_{\mathrm{Th}}^{(\alpha,\beta)}$, entre dos nusos qualssevol α i β, s'obtenen amb les equacions següents:

$$\underline{E}_{\mathrm{Th}}^{(\alpha,\beta)} = \underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}(\alpha) - \underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}(\beta) \tag{10.13}$$

$$\underline{Z}_{\mathrm{Th}}^{(\alpha,\beta)} = \underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{N}}(\alpha,\alpha) + \underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{N}}(\beta,\beta) - \underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{N}}(\alpha,\beta) - \underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{N}}(\beta,\alpha) \tag{10.14}$$

A partir d'aquests valors podem calcular els valors del circuit Norton equivalent, utilitzant l'equació (1.3) de la pàgina 4.

Exemple 10.3 Continuant amb el circuit de la Figura 10.2 a la pàgina 138, es tracta de trobar els circuits Thévenin i Norton equivalents de la xarxa, entre els nusos 1 i 2.

El vector $\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}$ és el calculat a la pàgina 141.

Trobem a continuació la matriu $\underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{N}}$, a partir de la matriu $\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}}$ calculada a la pàgina 141:

$$\underline{\boldsymbol{Z}}_{\mathrm{N}} = 60 \times \begin{pmatrix} 9-\mathrm{j}4 & -3+\mathrm{j}8 \\ 3+\mathrm{j}8 & 9-\mathrm{j}28 \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{202} \times \begin{pmatrix} 1445+\mathrm{j}310 & 415+\mathrm{j}110 \\ 415+\mathrm{j}110 & 245+\mathrm{j}430 \end{pmatrix} \Omega$$

Els valors del circuit Thévenin equivalent que busquem són:

$$\underline{E}_{\mathrm{Th}}^{(1,2)} = \frac{15430+\mathrm{j}2295}{101} - \frac{3390+\mathrm{j}2085}{101} = \frac{12040+\mathrm{j}210}{101}\,\mathrm{V}$$

$$\underline{Z}_{\mathrm{Th}}^{(1,2)} = \frac{1445+\mathrm{j}310}{202} + \frac{245+\mathrm{j}430}{202} - 2\times\frac{415+\mathrm{j}110}{202} = \frac{430+\mathrm{j}260}{101}\,\Omega$$

Els valors del circuit Norton equivalent que busquem són:

$$\underline{J}_{\mathrm{No}}^{(1,2)} = \frac{\underline{E}_{\mathrm{Th}}^{(1,2)}}{\underline{Z}_{\mathrm{Th}}^{(1,2)}} = \frac{\frac{12040+\mathrm{j}210}{101}\,\mathrm{V}}{\frac{430+\mathrm{j}260}{101}\,\Omega} = \frac{518-\mathrm{j}301}{25}\,\mathrm{A}$$

$$\underline{Y}_{\mathrm{No}}^{(1,2)} = \frac{1}{\underline{Z}_{\mathrm{Th}}^{(1,2)}} = \frac{1}{\frac{430+\mathrm{j}260}{101}\,\Omega} = \frac{43-\mathrm{j}26}{250}\,\mathrm{S}$$

Capítol 11

Flux de Càrregues

Es tracta en aquest capítol el mètode de resolució del problema del flux de càrregues en sistemes elèctrics de potència.

11.1 Introducció

Quan les dades que es coneixen de les càrregues d'una xarxa no són les seves impedàncies o admitàncies, sinó les potències que absorbeixen, no podem emprar el mètode dels nusos, descrit en el Capítol 10 per tal de resoldre la xarxa.

En aquest cas, el mètode de resolució es basa en escriure per a cada nus les equacions pertinents del balanç de potència activa i reactiva, i resoldre-les. La solució del sistema d'equacions resultant ens proporcionarà les tensions de tots els nusos de la xarxa i el flux de potència activa i reactiva entre els seus nusos.

El sistema d'equacions que cal resoldre és no lineal, i per tant, cal emprar algun mètode numèric per a la seva resolució, com ara el de Newton-Raphson; aquí, no obstant, no s'explicarà cap mètode numèric de resolució de sistemes d'equacions no lineals, ja que això cau fora de l'abast d'aquest llibre. Això però, no hauria de suposar cap problema, ja que actualment aquests sistemes d'equacions es poden resoldre fàcilment amb programes d'ordinador de càlcul matemàtic, com ara els programes *Mathematica*® o *MATLAB*®, o amb calculadores científiques, com ara la calculadora HP-49G.

11.2 Models matemàtics

En els estudis de flux de càrregues els elements que es consideren són:

- Càrregues
- Línies elèctriques
- Transformadors amb regulació variable (amb decalatge o sense)

11.2.1 Càrregues

Les càrregues vénen sempre definides per la potència que absorbeixen, és a dir, es consideren fonts de potència constant.

11.2.2 Línies elèctriques

Les línies elèctriques es modelen mitjançant un circuit equivalent per fase en «π», format per una impedància longitudinal i dues admitàncies transversals, tal com es pot veure en la Figura 11.1. En aquesta figura s'ha suposat que la línia està connectada entre els nusos 1 i 2; les admitàncies transversals tenen sempre un extrem connectat a terra (nus 0 de referència).

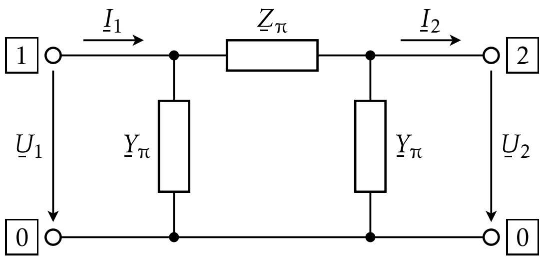


Figura 11.1: Circuit equivalent d'una línia elèctrica

A partir dels paràmetres propis d'una línia, la seva impedància longitudinal total per fase $\underline{Z}_t$ i la seva admitància transversal total per fase $\underline{Y}_t$, definim la impedància característica $\underline{Z}_c$ i l'angle característic $\underline{\theta}_c$ de la línia:

$$\underline{Z}_c = \sqrt{\frac{\underline{Z}_t}{\underline{Y}_t}} \qquad \underline{\theta}_c = \sqrt{\underline{Z}_t\,\underline{Y}_t} \tag{11.1}$$

Amb aquest dos paràmetres, les equacions hiperbòliques de transmissió d'una línia són:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_2 \cosh\underline{\theta}_c + \underline{I}_2\,\underline{Z}_c \sinh\underline{\theta}_c \qquad \underline{I}_1 = \underline{U}_2 \frac{\sinh\underline{\theta}_c}{\underline{Z}_c} + \underline{I}_2 \cosh\underline{\theta}_c \tag{11.2}$$

D'altra banda, en el circuit de la Figura 11.1 es compleix:

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_2}{\underline{Z}_\pi} - \underline{Y}_\pi\,\underline{U}_2 \quad \rightarrow \quad \underline{U}_1 = (1 + \underline{Z}_\pi\,\underline{Y}_\pi)\underline{U}_2 + \underline{Z}_\pi\,\underline{I}_2 \tag{11.3}$$

Identificant entre si els termes de les equacions (11.2) i (11.3), obtenim els paràmetres del circuit equivalent de la línia.

$$\underline{Z}_\pi = \underline{Z}_c \sinh\underline{\theta}_c = \underline{Z}_t \frac{\sinh\underline{\theta}_c}{\underline{\theta}_c} \tag{11.4}$$

$$\underline{Y}_\pi = \frac{\tanh(\underline{\theta}_c/2)}{\underline{Z}_c} = \frac{\underline{Y}_t}{2}\,\frac{\tanh(\underline{\theta}_c/2)}{\underline{\theta}_c/2} \tag{11.5}$$

Ara bé, en la majoria dels casos es compleix: $|\underline{\theta}_c| \ll 1$, i utilitzant els desenvolupaments en sèrie de les funcions sinh i tanh, al voltant de 0, tenim:

$$\underline{Z}_\pi = \underline{Z}_t \left[1 + \frac{\underline{\theta}_c^2}{3!} + \frac{\underline{\theta}_c^4}{5!} + \cdots \right] \approx \underline{Z}_t \tag{11.6}$$

$$\underline{Y}_\pi = \frac{\underline{Y}_t}{2} \left[1 - \frac{(\underline{\theta}_c/2)^2}{3} + \frac{2(\underline{\theta}_c/2)^4}{15} - \cdots \right] \approx \frac{\underline{Y}_t}{2} \tag{11.7}$$

Utilitzant aquests valors, la contribució d'una línia elèctrica a la matriu d'admitàncies de nus $\underline{\mathbf{Y}}_N$ de la xarxa a la qual pertany, és:

$$\underline{\mathbf{Y}}_N = \begin{pmatrix} \dfrac{\underline{Y}_t}{2} + \dfrac{1}{\underline{Z}_t} & -\dfrac{1}{\underline{Z}_t} \\ -\dfrac{1}{\underline{Z}_t} & \dfrac{\underline{Y}_t}{2} + \dfrac{1}{\underline{Z}_t} \end{pmatrix} \tag{11.8}$$

Els fluxos de potència a través de la línia, $\underline{S}_{12}$ (del nus 1 al 2), i $\underline{S}_{21}$ (del nus 2 a l'1), vénen donats per les expressions:

$$\underline{S}_{12} = \underline{U}_1 \left[\left(\frac{\underline{Y}_t}{2} + \frac{1}{\underline{Z}_t}\right)\underline{U}_1 - \frac{1}{\underline{Z}_t}\underline{U}_2\right]^* = \underline{U}_1 \left[\frac{\underline{Y}_t}{2}\underline{U}_1 + \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_2}{\underline{Z}_t}\right]^* \tag{11.9}$$

$$\underline{S}_{21} = \underline{U}_2 \left[\left(\frac{\underline{Y}_t}{2} + \frac{1}{\underline{Z}_t}\right)\underline{U}_2 - \frac{1}{\underline{Z}_t}\underline{U}_1\right]^* = \underline{U}_2 \left[\frac{\underline{Y}_t}{2}\underline{U}_2 + \frac{\underline{U}_2 - \underline{U}_1}{\underline{Z}_t}\right]^* \tag{11.10}$$

Finalment, les pèrdues de transmissió $\Delta\underline{S}$ en la línia, vénen donades per l'expressió:

$$\Delta\underline{S} = \underline{S}_{12} + \underline{S}_{21} = \left[\frac{\underline{Y}_t}{2} + \frac{1}{\underline{Z}_t}\right]^* \left[|\underline{U}_1|^2 + |\underline{U}_2|^2\right] - 2\,\frac{\mathrm{Re}(\underline{U}_1^*\underline{U}_2)}{\underline{Z}_t^*} \tag{11.11}$$

11.2.3 Transformadors amb regulació variable i decalatge

Els transformadors amb regulació variable i decalatge es modelen mitjançant un transformador ideal en sèrie amb una impedància, tal com es pot veure en la Figura 11.2. En aquesta figura s'ha suposat que el transformador està connectat entre els nusos 1 i 2; el punt de referència del transformador és sempre el terra (nus 0 de referència).

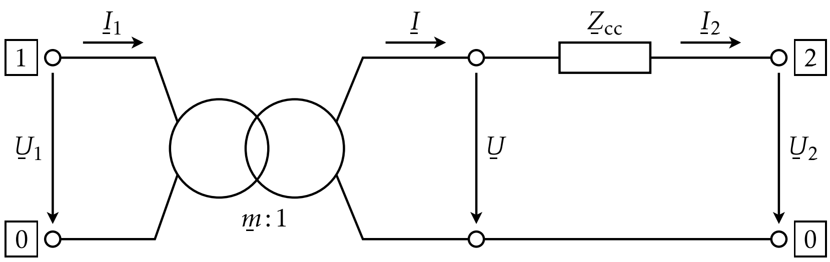


Figura 11.2: Circuit equivalent d'un transformador amb regulació variable i decalatge

En l'esquema anterior, $\underline{Z}_{cc}$ és la impedància de curt circuit per fase del transformador, i $\underline{m}:1$ és la seva relació de transformació. El paràmetre $\underline{m}$ és un valor complex, ja que el transformador a més de variar el mòdul de la tensió, també varia el seu argument; les tensions primària i secundària tenen, per tant, diferent mòdul i un decalatge entre els seus arguments.

Si la impedància es volgués representar en el primari del transformador, el seu valor seria $|\underline{m}|^2 \underline{Z}_{\text{cc}}$.

En el circuit de la Figura 11.2 a la pàgina anterior es compleix:

$$\underline{U}_1 = \underline{m}\,\underline{U} = \underline{m}\,[\underline{U}_2 + \underline{Z}_{\text{cc}}\underline{I}_2] \qquad \underline{I}_1 = \frac{\underline{I}}{\underline{m}^*} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{m}^*} \qquad \underline{U}_1\underline{I}_1^* = \underline{U}\,\underline{I}^* \tag{11.12}$$

Utilitzant aquestes tres equacions, podem escriure:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{|\underline{m}|^2\underline{Z}_{\text{cc}}} - \frac{\underline{U}_2}{\underline{m}^*\underline{Z}_{\text{cc}}} \qquad -\underline{I}_2 = -\frac{\underline{U}_1}{\underline{m}\,\underline{Z}_{\text{cc}}} + \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_{\text{cc}}} \tag{11.13}$$

Aquestes equacions ens permeten escriure, directament, la contribució d'un transformador amb regulació variable i decalatge, a la matriu d'admitàncies de nus $\underline{\mathbf{Y}}_{\text{N}}$ de la xarxa a la qual pertany:

$$\underline{\mathbf{Y}}_{\text{N}} = \begin{pmatrix} \dfrac{1}{|\underline{m}|^2\underline{Z}_{\text{cc}}} & -\dfrac{1}{\underline{m}^*\underline{Z}_{\text{cc}}} \\ -\dfrac{1}{\underline{m}\,\underline{Z}_{\text{cc}}} & \dfrac{1}{\underline{Z}_{\text{cc}}} \end{pmatrix} \tag{11.14}$$

Com es pot veure, $\underline{\mathbf{Y}}_{\text{N}}(1,2) \neq \underline{\mathbf{Y}}_{\text{N}}(2,1)$; això ens indica que no existeix un esquema equivalent en «π» del transformador, format tan sols per elements passius.

Els fluxos de potència a través del transformador, $\underline{S}_{12}$ (del nus 1 al 2), i $\underline{S}_{21}$ (del nus 2 a l'1), vénen donats per les expressions:

$$\underline{S}_{12} = \underline{U}_1 \left[\frac{\underline{U}_1}{|\underline{m}|^2\underline{Z}_{\text{cc}}} - \frac{\underline{U}_2}{\underline{m}^*\underline{Z}_{\text{cc}}}\right]^* = \frac{\underline{U}_1}{\underline{m}\,\underline{Z}_{\text{cc}}^*}\left[\frac{\underline{U}_1}{\underline{m}} - \underline{U}_2\right]^* \tag{11.15}$$

$$\underline{S}_{21} = \underline{U}_2 \left[-\frac{\underline{U}_1}{\underline{m}\,\underline{Z}_{\text{cc}}} + \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_{\text{cc}}}\right]^* = \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_{\text{cc}}^*}\left[\underline{U}_2 - \frac{\underline{U}_1}{\underline{m}}\right]^* \tag{11.16}$$

Finalment, les pèrdues de transmissió $\Delta\underline{S}$ del transformador, vénen donades per l'expressió:

$$\Delta\underline{S} = \underline{S}_{12} + \underline{S}_{21} = \frac{1}{\underline{Z}_{\text{cc}}^*}\left|\frac{\underline{U}_1}{\underline{m}} - \underline{U}_2\right|^2 \tag{11.17}$$

11.2.4 Transformadors amb regulació variable sense decalatge

Aquest és un cas particular de l'anterior, on el transformador no origina decalatge de fase entre les tensions primària i secundària. En aquest cas, la relació de transformació m:1 és un valor real.

A partir de l'equació (11.14), substituint $\underline{m}$ per m, obtenim la contribució d'un transformador amb regulació variable sense decalatge, a la matriu d'admitàncies de nus $\underline{\mathbf{Y}}_{\text{N}}$ de la xarxa a la qual pertany:

$$\underline{\mathbf{Y}}_{\text{N}} = \begin{pmatrix} \dfrac{1}{m^2\underline{Z}_{\text{cc}}} & -\dfrac{1}{m\,\underline{Z}_{\text{cc}}} \\ -\dfrac{1}{m\,\underline{Z}_{\text{cc}}} & \dfrac{1}{\underline{Z}_{\text{cc}}} \end{pmatrix} \tag{11.18}$$

Anàlogament, podem obtenir els fluxos de potència a través del transformador, $\underline{S}_{12}$ (del nus 1 al 2), i $\underline{S}_{21}$ (del nus 2 a l'1), i les seves pèrdues de transmissió $\Delta\underline{S}$, a partir de les equacions (11.15), (11.16) i (11.17):

$$\underline{S}_{12} = \underline{U}_1 \left[\frac{\underline{U}_1}{m^2 \underline{Z}_{\mathrm{cc}}} - \frac{\underline{U}_2}{m \underline{Z}_{\mathrm{cc}}} \right]^* = \frac{\underline{U}_1}{m\, \underline{Z}^*_{\mathrm{cc}}} \left[\frac{\underline{U}_1}{m} - \underline{U}_2 \right]^* \tag{11.19}$$

$$\underline{S}_{21} = \underline{U}_2 \left[-\frac{\underline{U}_1}{m\, \underline{Z}_{\mathrm{cc}}} + \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_{\mathrm{cc}}} \right]^* = \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}^*_{\mathrm{cc}}} \left[\underline{U}_2 - \frac{\underline{U}_1}{m} \right]^* \tag{11.20}$$

$$\Delta\underline{S} = \underline{S}_{12} + \underline{S}_{21} = \frac{1}{\underline{Z}^*_{\mathrm{cc}}} \left| \frac{\underline{U}_1}{m} - \underline{U}_2 \right|^2 \tag{11.21}$$

El circuit equivalent d'aquest tipus de transformador, també és el de la Figura 11.2 a la pàgina 151, substituint $\underline{m}:1$ per $m:1$; no obstant, atès que en aquest cas es compleix $\underline{\mathbf{Y}}_{\mathrm{N}}(1,2) = \underline{\mathbf{Y}}_{\mathrm{N}}(2,1)$, també existeix un circuit equivalent en «π» format per una impedància longitudinal i dues admitàncies transversals, tal com es pot veure en la Figura 11.3.

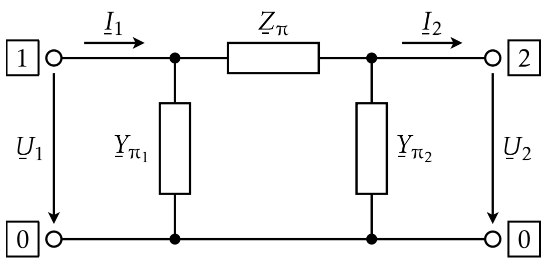


Figura 11.3: Circuit equivalent d'un transformació amb regulació variable sense decalatge

Els valors dels paràmetres d'aquest circuit equivalent són:

$$\underline{Z}_\pi = m\, \underline{Z}_{\mathrm{cc}} \tag{11.22}$$

$$\underline{Y}_{\pi_1} = \frac{1-m}{m^2\, \underline{Z}_{\mathrm{cc}}} \tag{11.23}$$

$$\underline{Y}_{\pi_2} = \frac{m-1}{m\, \underline{Z}_{\mathrm{cc}}} \tag{11.24}$$

11.3 Tipus de nusos

Cadascun dels nusos d'un sistema elèctric de potència té quatre magnituds associades: les potencies activa i reactiva injectades des de l'exterior de la xarxa, i el mòdul i l'argument de la seva tensió.

Usualment, en cada nus del sistema es coneixen dues de les quatre magnituds anteriors; segons quines siguin aquestes magnituds es poden distingir els següents tipus de nusos:

- **Nus de potencial zero**. El terra és sempre el nus de referència o de potencial zero de la xarxa, i per tant, totes les tensions de la xarxa hi són referides. Al terra s'assigna el número de nus 0, i per tant no forma part de la matriu d'admitàncies de nus de la xarxa.

- **Nus flotant**. És un nus on es manté constant la tensió en mòdul i argument, essent incògnites les potències activa i reactiva injectades a la xarxa des de l'exterior. Generalment, acostuma a ser el nus que més s'aproxima a un nus de potència infinita. Des del punt de vista de la xarxa, correspon clarament a un generador ideal de tensió.

  Tan sols hi pot haver un nus d'aquest tipus en tota la xarxa.

- **Nus de tensió controlada**. En aquest nus es coneix el mòdul de la tensió i la potència activa injectada a la xarxa des de l'exterior, essent incògnites l'argument de la tensió i la potència reactiva injectada des de l'exterior. En aquests nusos sovint s'imposen límits a la potència reactiva.

- **Nus de càrrega**. En aquest nus es coneixen les potències activa i reactiva injectades a la xarxa des de l'exterior, i són incògnites el mòdul i l'argument de la tensió. Aquests nusos poden ser tant de consum com de generació.

  En els nusos on incideix un transformador amb relació de transformació variable sense decalatge, hi pot haver tres magnituds conegudes: les potències activa i reactiva injectades i el mòdul de la tensió, el qual es vol mantenir constant mitjançant l'ajust de la relació de transformació; les incògnites són per tant, l'argument de la tensió i la citada relació de transformació del transformador.

En la Taula 11.1 es resumeix el que s'ha exposat sobre els diferents tipus de nusos en un sistema elèctric de potència.

Taula 11.1: Tipus de nusos en un sistema elèctric de potència

Tipus de nus	Tensió		Potència injectada		Relació de transformació
	mòdul	argument	activa	reactiva	
Flotant	✓	✓	✗	✗	—
De tensió controlada	✓	✗	✓	✗	—
De càrrega (sense trafo)	✗	✗	✓	✓	—
De càrrega (amb trafo)	✓	✗	✓	✓	✗

✓ valor conegut ✗ valor incògnita — no aplicable

11.4 Formulació del problema

Comencem per considerar una xarxa elèctrica amb els nusos numerats $1, \ldots, n$, i essent el terra el nus 0 de referència; una de les maneres de descriure aquesta xarxa és utilitzant el mètode dels nusos, descrit en el Capítol 10:

$$\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}} \underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}} = \underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}} \tag{11.25}$$

Tenint en compte que els elements de $\underline{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{N}}$, $\underline{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{N}}$ i $\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}}$ són $\underline{j}_i$, $\underline{v}_i$ i $\underline{y}_{ik}$ $(i, k = 1, \ldots, n)$ respectivament, i que aquests valors suposem que estan expressats en per unitat (vegeu la Secció 1.6), l'equació anterior queda expressada de la següent manera:

$$\sum_{k=1}^{n} \underline{y}_{ik}\underline{v}_k = \underline{j}_i \qquad i = 1, \ldots, n \tag{11.26}$$

En cadascun dels nusos de la xarxa es compleix la següent relació per a la potència complexa $\underline{s}_i = p_i + \mathrm{j}q_i$, injectada al nus des de l'exterior:

$$\underline{s}_i^* = p_i - \mathrm{j}q_i = \underline{v}_i^*\underline{j}_i = \underline{v}_i^* \sum_{k=1}^{n} \underline{y}_{ik}\underline{v}_k \qquad i = 1, \ldots, n \tag{11.27}$$

Ara bé, si expressem els potencials $\underline{v}_i$ a partir dels seus mòduls $|\underline{v}_i|$ i arguments δ_i, i les admitàncies $\underline{y}_{ik}$ a partir de les seves parts reals g_{ik} i imaginàries b_{ik}, tenim:

$$\underline{v}_i = |\underline{v}_i|\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\delta_i} = |\underline{v}_i|\,(\cos\delta_i + \mathrm{j}\sin\delta_i) \qquad i = 1, \ldots, n \tag{11.28}$$

$$\underline{y}_{ik} = g_{ik} + \mathrm{j}b_{ik} \qquad i, k = 1, \ldots, n \tag{11.29}$$

$$p_i - \mathrm{j}q_i = |\underline{v}_i|\,(\cos\delta_i - \mathrm{j}\sin\delta_i) \sum_{k=1}^{n} (g_{ik} + \mathrm{j}b_{ik})\,|\underline{v}_k|\,(\cos\delta_k + \mathrm{j}\sin\delta_k) \qquad i = 1, \ldots, n \tag{11.30}$$

Finalment, si separem la darrera equació en dues, una per a la part real i una altra per a la part imaginària, tenim:

$$p_i - |\underline{v}_i| \sum_{k=1}^{n} |\underline{v}_k| \Big[g_{ik}\cos(\delta_k - \delta_i) - b_{ik}\sin(\delta_k - \delta_i) \Big] = 0 \qquad i = 1, \ldots, n \tag{11.31}$$

$$q_i + |\underline{v}_i| \sum_{k=1}^{n} |\underline{v}_k| \Big[g_{ik}\sin(\delta_k - \delta_i) + b_{ik}\cos(\delta_k - \delta_i) \Big] = 0 \qquad i = 1, \ldots, n \tag{11.32}$$

Resolent de forma simultània les equacions (11.31) i (11.32), trobaríem els potencials dels nusos de la xarxa respecte al terra, i posteriorment, utilitzant l'equació (11.27), obtindríem la potència injectada en cada nus des de l'exterior. Ara bé, és clar que no es poden plantejar les equacions (11.31) i (11.32) en tots els nusos de la xarxa, ja que en alguns d'ells els valors p_i o q_i són desconeguts (vegeu la Taula 11.1 a la pàgina anterior). Per tant, per tal de resoldre el problema del flux de càrregues en un sistema elèctric de potència cal seguir els passos següents:

❶ Es numeren tots els nusos de la xarxa, començant pel número 1. El terra és sempre el nus 0 de referència.

❷ Es forma la matriu d'admitàncies de nusos $\underline{\boldsymbol{Y}}_{\mathrm{N}}$, tal com s'ha explicat en el Capítol 10.

❸ Es forma l'equació (11.31) per a tots els nusos de tensió controlada i per a tots els nusos de càrrega. Cal tenir en compte que la potència activa injectada p_i es considera positiva quan entra des de l'exterior a la xarxa i negativa en cas contrari.

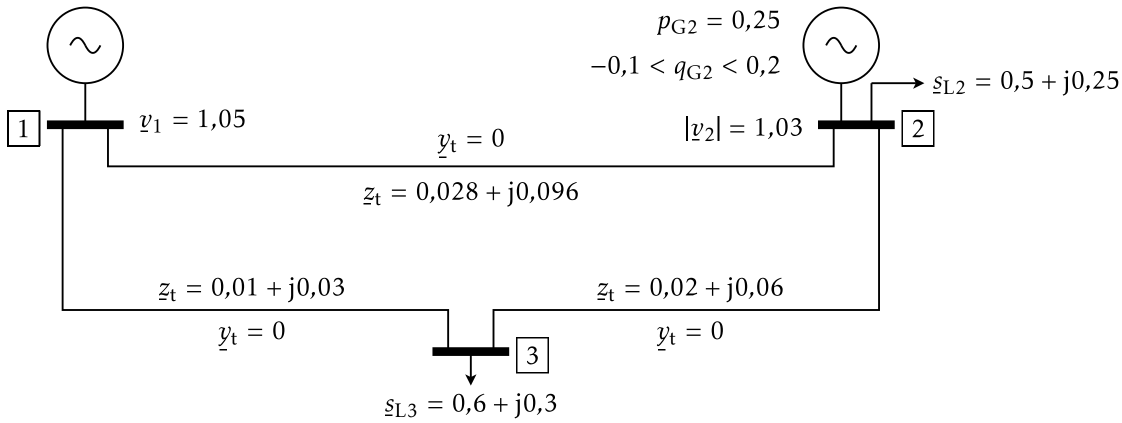
❹ Es forma l'equació (11.32) per a tots els nusos de càrrega. Cal tenir en compte que la potència reactiva injectada q_i es considera positiva quan entra des de l'exterior a la xarxa i negativa en cas contrari.

❺ Es resol de forma numèrica el sistema d'equacions no lineals, format en els dos passos anteriors; com a valors inicials de les incògnites, es poden prendre els valors següents:

- Mòduls dels potencials: mòdul del potencial del nus flotant
- Arguments dels potencials: argument del potencial del nus flotant
- Relacions de transformació: 1

❻ Si és necessari, es pot calcular la potència injectada en els nusos de la xarxa des de l'exterior, en aquells nusos on no es coneix aquest valor, utilitzant l'equació (11.27).

Exemple 11.1 Es tracta de trobar en la xarxa següent, els potencials dels nusos 2 i 3, i les potències subministrades pels generador dels nusos 1 i 2; tots els valors estan donats en per unitat.



Comencem formant la matriu d'admitàncies de nus:

$$\underline{\mathbf{Y}}_N = \begin{pmatrix} \frac{1}{0{,}028+j0{,}096} + \frac{1}{0{,}01+j0{,}03} & -\frac{1}{0{,}028+j0{,}096} & -\frac{1}{0{,}01+j0{,}03} \\ -\frac{1}{0{,}028+j0{,}096} & \frac{1}{0{,}028+j0{,}096} + \frac{1}{0{,}02+j0{,}06} & -\frac{1}{0{,}02+j0{,}06} \\ -\frac{1}{0{,}01+j0{,}03} & -\frac{1}{0{,}02+j0{,}06} & \frac{1}{0{,}01+j0{,}03} + \frac{1}{0{,}02+j0{,}06} \end{pmatrix} =$$

$$= \begin{pmatrix} 12{,}8 - j39{,}6 & -2{,}8 + j9{,}6 & -10{,}0 + j30{,}0 \\ -2{,}8 + j9{,}6 & 7{,}8 - j24{,}6 & -5{,}0 + j15{,}0 \\ -10{,}0 + j30{,}0 & -5{,}0 + j15{,}0 & 15{,}0 - j45{,}0 \end{pmatrix}$$

El nus 1 és el nus flotant, el nus 2 en un nus de tensió controlada i el nus 3 és un nus de càrrega; formarem, per tant, l'equació (11.31) pels nusos 2 i 3, i l'equació (11.32) pel nus 3:

$$0{,}25 - 0{,}5 - 1{,}03 \times \Big(1{,}05 \times [-2{,}8 \times \cos(-\delta_2) - 9{,}6 \times \sin(-\delta_2)] + 1{,}03 \times 7{,}8 + \\ + |\underline{v}_3| \times [-5{,}0 \times \cos(\delta_3 - \delta_2) - 15{,}0 \times \sin(\delta_3 - \delta_2)]\Big) = 0$$

$$-0{,}6 - |\underline{v}_3| \times \Big(1{,}05 \times [-10{,}0 \times \cos(-\delta_3) - 30{,}0 \times \sin(-\delta_3)] + \\ + 1{,}03 \times [-5{,}0 \times \cos(\delta_2 - \delta_3) - 15{,}0 \times \sin(\delta_2 - \delta_3)] + |\underline{v}_3| \times 15{,}0\Big) = 0$$

$$-0{,}3 + |\underline{v}_3| \times \Big(1{,}05 \times [-10{,}0 \times \sin(-\delta_3) + 30{,}0 \times \cos(-\delta_3)] + \\ + 1{,}03 \times [-5{,}0 \times \sin(\delta_2 - \delta_3) + 15{,}0 \times \cos(\delta_2 - \delta_3)] + |\underline{v}_3| \times (-45{,}0)\Big) = 0$$

Resolent aquest sistema d'equacions no lineals, amb els valors inicials $|\underline{v}_3| = 1{,}05$ i $\delta_2 = \delta_3 = 0$, obtenim:

$$\delta_2 = -0{,}015\,277\ \text{rad}$$

$$|\underline{v}_3| = 1{,}033\,587\ \text{pu} \qquad \delta_3 = -0{,}014\,301\ \text{rad}$$

Calcularem a continuació les potències injectades en els nusos 1 i 2, utilitzant l'equació (11.27):

$$\underline{s}_1^* = 1{,}05 \times \Big[(12{,}8 - \mathrm{j}39{,}6) \times 1{,}05 + (-2{,}8 + \mathrm{j}9{,}6) \times 1{,}03 \times \mathrm{e}^{-\mathrm{j}0{,}015\,277} + \\ + (-10{,}0 + \mathrm{j}30{,}0) \times 1{,}033\,587 \times \mathrm{e}^{-\mathrm{j}0{,}014\,301}\Big] = (0{,}856\,80 - \mathrm{j}0{,}521\,69)\ \text{pu}$$

$$\underline{s}_1 = (0{,}856\,80 + \mathrm{j}0{,}521\,69)\ \text{pu}$$

$$\underline{s}_2^* = 1{,}03 \times \mathrm{e}^{\mathrm{j}0{,}015\,277} \times \Big[(-2{,}8 + \mathrm{j}9{,}6) \times 1{,}05 + (7{,}8 - \mathrm{j}24{,}6) \times 1{,}03 \times \mathrm{e}^{-\mathrm{j}0{,}015\,277} + \\ + (-5{,}0 + \mathrm{j}15{,}0) \times 1{,}033\,587 \times \mathrm{e}^{-\mathrm{j}0{,}014\,301}\Big] = (-0{,}250\,00 + \mathrm{j}0{,}200\,50)\ \text{pu}$$

$$\underline{s}_2 = (-0{,}250\,00 - \mathrm{j}0{,}200\,50)\ \text{pu}$$

Per tant, les potències subministrades a la xarxa pels generadors dels nusos 1 i 2, són:

$$\underline{s}_{G1} = \underline{s}_1 = (0{,}856\,80 + \mathrm{j}0{,}521\,69)\ \text{pu}$$

$$\underline{s}_{G2} = \underline{s}_{L2} + \underline{s}_2 = (0{,}5 + \mathrm{j}0{,}25)\ \text{pu} - (0{,}250\,00 - \mathrm{j}0{,}200\,50)\ \text{pu} = (0{,}250\,00 + \mathrm{j}0{,}049\,50)\ \text{pu}$$

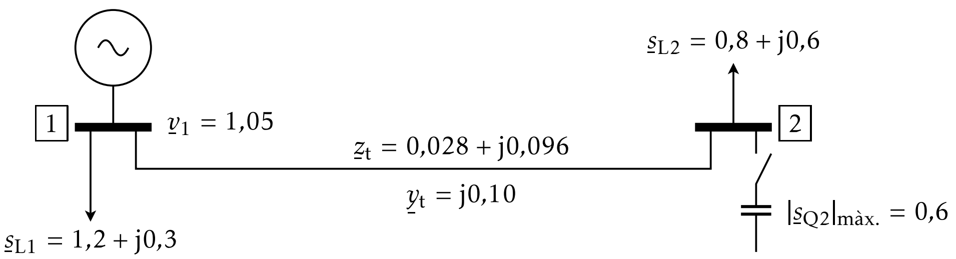
El valor calculat de la potència activa subministrada pel generador del nus 2, es correspon, evidentment, amb el valor que s'ha utilitzat com a dada per resoldre la xarxa ($p_{G2} = 0{,}25$).

Pel que fa a la potencia reactiva subministrada pel generador del nus 2, s'observa que es troba dins dels marges especificats ($-0{,}1 < q_{G2} < 0{,}2$).

Exemple 11.2 Es tracta de trobar en la xarxa següent el potencial del nus 2 i la potència subministrada pel generador del nus 1; tots els valors estan donats en per unitat. Es consideren dos casos:

a) La bateria de condensadors del nus 2 està desconnectada.

b) Es connecta la bateria de condensadors del nus 2, per tal de mantenir el mòdul de la tensió d'aquest nus al valor $|\underline{v}_2| = 1{,}03$.



Comencem formant la matriu d'admitàncies de nus:

$$\underline{Y}_{\mathrm{N}} = \begin{pmatrix} \frac{\mathrm{j}0{,}10}{2} + \frac{1}{0{,}028+\mathrm{j}0{,}096} & -\frac{1}{0{,}028+\mathrm{j}0{,}096} \\ -\frac{1}{0{,}028+\mathrm{j}0{,}096} & \frac{\mathrm{j}0{,}10}{2} + \frac{1}{0{,}028+\mathrm{j}0{,}096} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2{,}80-\mathrm{j}9{,}55 & -2{,}80+\mathrm{j}9{,}60 \\ -2{,}80+\mathrm{j}9{,}60 & 2{,}80-\mathrm{j}9{,}55 \end{pmatrix}$$

a) En aquest cas, el nus 1 és el nus flotant, i el nus 2 en un nus de càrrega.

Formem a continuació les equacions (11.31) i (11.32) pel nus 2:

$$-0{,}8 - |\underline{v}_2| \times \Big(1{,}05 \times [-2{,}80 \times \cos(-\delta_2) - 9{,}60 \times \sin(-\delta_2)] + |\underline{v}_2| \times 2{,}80\Big) = 0$$
$$-0{,}6 + |\underline{v}_2| \times \Big(1{,}05 \times [-2{,}80 \times \sin(-\delta_2) + 9{,}60 \times \cos(-\delta_2)] + |\underline{v}_2| \times (-9{,}55)\Big) = 0$$

Resolent aquest sistema d'equacions no lineals, amb els valors inicials $|\underline{v}_2| = 1{,}05$ i $\delta_2 = 0$, obtenim:

$$|\underline{v}_2| = 0{,}970\,306\,\mathrm{pu} \qquad \delta_2 = -0{,}060\,222\,\mathrm{rad}$$

Calculem a continuació la potència que circula des del nus 1 cap al nus 2, utilitzant l'equació (11.9):

$$\underline{s}_{12} = 1{,}05 \times \left[\frac{\mathrm{j}0{,}10}{2} \times 1{,}05 + \frac{1{,}05 - 0{,}970\,306 \times \mathrm{e}^{-\mathrm{j}0{,}060\,222}}{0{,}028+\mathrm{j}0{,}096}\right]^* = (0{,}828\,13 + \mathrm{j}0{,}594\,23)\,\mathrm{pu}$$

Per tant, la potència subministrada a la xarxa pel generador del nus 1, és:

$$\underline{s}_{\mathrm{G1}} = \underline{s}_{\mathrm{L1}} + \underline{s}_{12} = (1{,}2+\mathrm{j}0{,}3)\,\mathrm{pu} + (0{,}828\,12 + \mathrm{j}0{,}594\,23)\,\mathrm{pu} = (2{,}028\,13 + \mathrm{j}0{,}894\,23)\,\mathrm{pu}$$

b) En aquest cas, el nus 1 és el nus flotant, i el nus 2 en un nus de tensió controlada.

Formem a continuació l'equació (11.31) pel nus 2:

$$-0{,}8 - 1{,}03 \times \Big(1{,}05 \times [-2{,}80 \times \cos(-\delta_2) - 9{,}60 \times \sin(-\delta_2)] + 1{,}03 \times 2{,}80\Big) = 0$$

Resolent aquesta equació no lineal, amb el valor inicial $\delta_2 = 0$, obtenim:

$$\delta_2 = -0{,}072\,323\,\mathrm{rad}$$

Calculem a continuació la potència que circula entre els nusos 1 i 2, utilitzant les equacions (11.9) i (11.10):

$$\underline{s}_{12} = 1{,}05 \times \left[\frac{\mathrm{j}0{,}10}{2} \times 1{,}05 + \frac{1{,}05 - 1{,}03 \times \mathrm{e}^{-\mathrm{j}0{,}072\,323}}{0{,}028+\mathrm{j}0{,}096}\right]^* = (0{,}816\,95 - \mathrm{j}0{,}045\,20)\,\mathrm{pu}$$

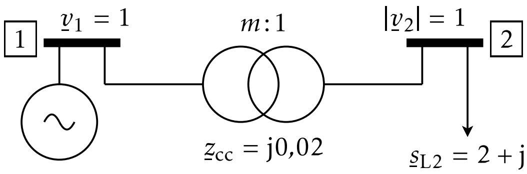
$$\underline{s}_{21} = 1{,}03 \times \mathrm{e}^{-\mathrm{j}0{,}072\,323} \times \left[\frac{\mathrm{j}0{,}10}{2} \times 1{,}03 \times \mathrm{e}^{-\mathrm{j}0{,}072\,323} + \frac{1{,}03 \times \mathrm{e}^{-\mathrm{j}0{,}072\,323} - 1{,}05}{0{,}028+\mathrm{j}0{,}096}\right]^* =$$
$$= (-0{,}800\,00 - \mathrm{j}0{,}004\,84)\,\mathrm{pu}$$

Per tant, les potències subministrades a la xarxa pel generador del nus 1 i pel condensador del nus 2, són:

$$\underline{s}_{\mathrm{G1}} = \underline{s}_{\mathrm{L1}} + \underline{s}_{12} = (1{,}2+\mathrm{j}0{,}3)\,\mathrm{pu} + (0{,}816\,95 - \mathrm{j}0{,}045\,20)\,\mathrm{pu} = (2{,}016\,95 + \mathrm{j}0{,}254\,80)\,\mathrm{pu}$$
$$\underline{s}_{\mathrm{Q2}} = \underline{s}_{\mathrm{L2}} + \underline{s}_{21} = (0{,}8+\mathrm{j}0{,}6)\,\mathrm{pu} - (0{,}800\,00 - \mathrm{j}0{,}004\,84)\,\mathrm{pu} = \mathrm{j}0{,}595\,16\,\mathrm{pu}$$

S'ha calculat el valor de $\underline{s}_{\mathrm{Q2}}$, per tal de comprovar que està dins dels marges especificats ($|\underline{s}_{\mathrm{Q2}}|_{\text{màx.}} = 0{,}6$); si això no fos així, caldria fixar $\underline{s}_{\mathrm{Q2}}$ al seu valor màxim i tornar a recalcular la xarxa, passant el nus 2 a ser un nus de càrrega, i essent, per tant, desconeguda la seva tensió.

Exemple 11.3 En el sistema de la figura següent, es vol mantenir el mòdul del potencial del nus 2 fixat al valor indicat, mitjançant l'ajust adequat de la relació de transformació del transformador connectat entre els nusos 1 i 2. Es tracta per tant de trobar aquest valor, així com el potencial del nus 2; tots els valors estan donats en per unitat.



Comencem formant la matriu d'admitàncies de nus:

$$\underline{\mathbf{Y}}_\mathrm{N} = \begin{pmatrix} \dfrac{1}{\mathrm{j}0{,}02\, m^2} & -\dfrac{1}{\mathrm{j}0{,}02\, m} \\ -\dfrac{1}{\mathrm{j}0{,}02\, m} & \dfrac{1}{\mathrm{j}0{,}02} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\mathrm{j}\dfrac{50}{m^2} & \mathrm{j}\dfrac{50}{m} \\ \mathrm{j}\dfrac{50}{m} & -\mathrm{j}50 \end{pmatrix}$$

El nus 1 és el nus flotant i el nus 2 en un nus de càrrega; formarem, per tant, les equacions (11.31) i (11.32) pel nus 2:

$$-2 - 1 \times \left(1 \times \left[0 - \frac{50}{m} \times \sin(-\delta_2)\right] + 0\right) = 0$$

$$-1 + 1 \times \left(1 \times \left[0 + \frac{50}{m} \times \cos(-\delta_2)\right] + 1 \times (-50)\right) = 0$$

Resolent aquest sistema d'equacions no lineals, amb els valors inicials $\delta_2 = 0$ i $m = 1$, obtenim:

$$\delta_2 = -0{,}039\,196\,\mathrm{rad}$$

$$m = 0{,}979\,639$$

En un cas real, el paràmetre m del transformador únicament podria prendre uns quants valors discrets; caldria doncs assignar a m el valor més pròxim al calculat, escollint entre els diversos valors possibles, i tornar a recalcular la xarxa passant la tensió del nus 2 a ser un valor desconegut.

11.5 Control del flux de potència

Veurem breument a continuació, les diverses formes que existeixen per controlar el flux de potència activa i reactiva en les branques d'una xarxa, així com els mètodes que existeixen per mantenir la tensió regulada en determinats nusos.

En concret, es disposa dels següents mètodes:

- **Control de l'excitació i del parell motriu dels generador.** És prou conegut que variant l'excitació d'un generador, podem regular la seva tensió de sortida o la potència reactiva que subministra al sistema; d'altra banda, variant el parell motriu, podem regular la freqüència de la tensió de sortida o la potència activa que subministra al sistema.

En el cas d'un generador aïllat que alimenta a una càrrega donada, la qual fixa la potència activa i reactiva necessàries, variant l'excitació o el parell motriu del generador podem regular respectivament, el valor de la tensió o de la freqüència de sortida. En el cas d'un generador acoblat a una xarxa de potència infinita, la qual fixa els valors de la tensió i de la freqüència, variant l'excitació o el parell motriu del generador podem regular respectivament, el valor de la potència reactiva o de la potència activa subministra al sistema.

- **Variació de les característiques de condensadors i reactàncies, sèrie i paral·lel**. Aquest mètode s'utilitza per mantenir regulada la tensió en determinats nusos del sistema, dins d'uns certs marges prefixats, mitjançant la injecció de potència reactiva, aportada per condensadors i reactàncies.

- **Ajust adequat dels transformadors de relació de transformació variable amb decalatge**. La funció usual dels transformadors en els sistemes elèctrics de potència, és passar la tensió d'un nivell determinat a un altre, per exemple, de la tensió de generació a la tensió de la línia de transmissió. No obstant, en els sistemes de potència, també existeixen transformadors dedicats al control del flux de potència activa i reactiva en determinades branques; això s'aconsegueix amb petites variacions de la relació de transformació i del decalatge del transformador. La variació del decalatge té un gran efecte sobre el flux de potència activa, a l'hora que pràcticament no afecta al flux de potència reactiva ni al mòdul de la tensió; en canvi, la variació de la relació de transformació té un gran efecte sobre el flux de potència reactiva i sobre al mòdul de la tensió.

11.6 Resolució de sistemes d'equacions no lineals amb *Mathematica*® i *MATLAB*®

En aquest apartat, es descriu breument com trobar la solució d'un sistema d'equacions no lineals, com els que sorgeixen a l'hora de resoldre problemes de flux de càrregues, amb els programes *Mathematica*® i *MATLAB*®.

S'utilitzarà en ambdós casos els sistema d'equacions no lineals del segon exemple de la secció 11.4, és a dir:

$$-0{,}8 - |\underline{v}_2| \times \Big(1{,}05 \times [-2{,}80 \times \cos(-\delta_2) - 9{,}60 \times \sin(-\delta_2)] + |\underline{v}_2| \times 2{,}80\Big) = 0$$
$$-0{,}6 + |\underline{v}_2| \times \Big(1{,}05 \times [-2{,}80 \times \sin(-\delta_2) + 9{,}60 \times \cos(-\delta_2)] + |\underline{v}_2| \times (-9{,}55)\Big) = 0$$

Els valors inicials assignats a les dues variables són: $|\underline{v}_2| = 1{,}05$ i $\delta_2 = 0$.

La resolució d'aquest sistema d'equacions no lineals amb el programa *Mathematica*® és molt senzilla, ja que la funció `FindRoot` ens proporciona directament la solució; utilitzant la variable v2 per a $|\underline{v}_2|$ i la variable d2 per a δ_2, tenim:

```
In[1]:= FindRoot[{-0.8 - v2 (1.05 (-2.8 Cos[-d2] - 9.6 Sin[-d2]) + 2.8 v2) == 0,
                  -0.6 + v2 (1.05 (-2.8 Sin[-d2] + 9.6 Cos[-d2]) - 9.55 v2) == 0},
                  {v2, 1.05}, {d2, 0.0}]

Out[1]:= {v2 -> 0.970306, d2 -> -0.0602217}
```

La resolució amb el programa *MATLAB*® no és tan senzilla, i s'obté a partir de la funció `fsolve`; per poder utilitzar aquesta funció cal tenir instal·lada l'extensió del programa «Optimization toolbox».

En primer lloc, cal escriure una funció en un «fitxer M» que representi el sistema d'equacions no lineals que es vol resoldre; utilitzant la variable `x(1)` per a $|v_2|$ i la variable `x(2)` per a δ_2, creem un fitxer amb el contingut següent:

```
function y= F(x)
y(1) = -0.8 - x(1)*(1.05*(-2.8*cos(-x(2)) - 9.6*sin(-x(2))) + 2.8*x(1));
y(2) = -0.6 + x(1)*(1.05*(-2.8*sin(-x(2)) + 9.6*cos(-x(2))) - 9.55*x(1));
```

A continuació resolem el sistema d'equacions no lineal, utilitzant la funció `fsolve`:

```
>> fsolve(@F, [1.05; 0.0])

ans =

    0.9703
   -0.0602
```

Capítol 12

Normatives Diverses

12.1 Numeració de funcions de dispositius elèctrics segons la norma IEEE C37.2

Es dóna a continuació una llista de la numeració de les diverses funcions assignades a dispositius elèctrics, segons la norma IEEE C37.2, amb una breu explicació de la seva funció.

1 **Element principal**. És un dispositiu, com ara un commutador de control, etc., que serveix per posar en marxa o fora de servei un aparell, ja sigui directament, o bé mitjançant dispositius permissius, com ara relès de protecció, o relès temporitzats. Aquest número s'utilitza normalment amb dispositius operats manualment, no obstant, també pot utilitzar-se amb dispositius mecànics o elèctrics, quan no hi hagi cap altre número apropiat.

2 **Relè de marxa o tancament, amb retard de temps**. És el que proporciona un retard de temps entre les operacions d'una seqüència automàtica o d'un sistema de protecció, excepte quan aquest retard és proporcionat específicament per dispositius de les funcions 48, 62, 79 o 82 descrits més endavant.

3 **Relè de comprovació o de bloqueig**. És el que actua en resposta a la posició d'una sèrie d'altres dispositius (o d'una sèrie de condicions predeterminades) en un equip, per tal de permetre que una seqüència d'operació continuï, o per tal de parar-la, o per proporcionar una prova de la posició d'aquests dispositius o d'aquestes condicions.

4 **Contactor principal**. És un dispositiu, generalment controlat per un dispositiu de la funció 1 i pels dispositius de permís i protecció que calgui, que serveix per obrir i tancar els circuits de control necessaris per tal de posar un equip en marxa en condicions normal, o per parar-lo en quan es donen condicions anormals.

5 **Dispositiu de parada**. És el que té com a funció principal, deixar fora de servei un equip i mantenir-lo en aquest estat; la seva actuació pot ser manual o elèctrica. Queda exclosa la funció de bloqueig elèctric en situacions anormals (vegeu la funció 86).

6 **Interruptor de marxa**. És el que té com a funció principal connectar una màquina a la seva font de tensió de marxa.

7 **Relè de velocitat de variació**. És el que actua quan la velocitat de variació de la magnitud que es mesura supera un llindar determinat, excepte en el cas definit en el dispositiu 63.

8 **Dispositiu de desconnexió de l'energia de control**. És un element de desconnexió (commutador de ganiveta, interruptor de bloc o

fusibles connectables) que s'utilitza per connectar i desconnectar la font d'energia de control, a la barra de tensió de control o a l'equip al qual doni servei. Es considera que l'energia de control inclou a l'energia auxiliar que alimenta a aparells, com ara motors petits o calefactors.

9 **Dispositiu d'inversió**. És el que s'utilitza per invertir les connexions del camp d'una màquina, o per realitzar qualsevol altra funció d'inversió.

10 **Commutador de seqüència**. És un dispositiu que s'utilitza pera canviar la seqüència de connexió o desconnexió d'unitats, en un equip de múltiples unitats.

11 **Dispositiu multifunció**. És un dispositiu que realitza tres o més funcions d'importància similar, que només podrien designar-se combinant els números de cada funció. El números de les funcions que realitza el dispositiu es defineixen en la llegenda d'un dibuix, en un llistat o en un registre d'ajustos; si el dispositiu només realitza dues funcions d'importància similar, és preferible utilitzar els dos números.

12 **Dispositiu d'excés de velocitat**. És normalment un interruptor de velocitat, de connexió directa, que actua quan la màquina s'embala.

13 **Dispositiu de velocitat sincrònica**. És un element, com ara un interruptor de velocitat centrífuga, un relè de freqüència de lliscament, un relè de tensió, o qualsevol altre aparell que actua a, aproximadament, la velocitat sincrònica d'una màquina.

14 **Dispositiu de baixa velocitat**. És el que actua quan la velocitat d'una màquina baixa per sota d'un valor determinat.

15 **Dispositiu igualador de velocitat o freqüència**. És el que actua per tal d'igualar i mantenir la velocitat o la freqüència d'una màquina o d'un sistema a un cert valor, aproximadament igual al d'una altra màquina o sistema.

16 **Dispositiu de comunicació de dades**. És un dispositiu encarregat de la comunicació sèrie o en xarxa que forma part del sistema de control i protecció d'una subestació. S'estableixen fins a dos sufixes: el primer pot ser una «S» (comunicació serie RS-232, 422 o 485) o una «E» (comunicació Ethernet), i el segon una «C» (funcions de procés de seguretat), una «F» (funcions de filtre de missatge o firewall), una «M» (funció de gestió de xarxa), una «R» (router), una «S» (switch) o una «T» (equip de telefonia).

17 **Commutador de «shunt» o de descàrrega**. És el que serveix per obrir i tancar un circuit «shunt» entre els extrems de qualsevol aparell (excepte una resistència), com ara el camp d'una màquina, un condensador o una reactància. Queden exclosos els elements que realitzen les funcions de «shunt» necessàries per arrancar una màquina, mitjançant els dispositius de les funcions 6, 42, o equivalents; també queda exclosa la funció del dispositiu 73, el qual serveix per a l'operació de resistències.

18 **Dispositiu d'acceleració o desacceleració**. És el que s'utilitza per tancar o per causar el tancament dels circuits que serveixen per augmentar o disminuir la velocitat d'una màquina.

19 **Contactor de transició d'arrancada a marxa normal**. La seva funció és fer la transferència de les connexions de l'alimentació d'arrancada, a la de marxa normal d'una màquina.

20 **Vàlvula actuada elèctricament**. S'assigna aquest número a una vàlvula utilitzada en un circuit de buit, d'aire, de gas, d'oli, d'aigua, etc., quan s'acciona elèctricament o quan té accessoris elèctrics, com ara commutadors auxiliars.

21 **Relè de distància**. És el que actua quan l'admitància, la impedància o la reactància d'un circuit surt fora d'un cert límit.

22 **Interruptor igualador**. És el que serveix per connectar i desconnectar les connexions igualadores o d'equilibri d'intensitat del

camp d'una màquina, o per regular equips en una instal·lació de múltiples unitats.

23 **Dispositiu controlador de temperatura**. És el que actua per tal de fer pujar la temperatura d'un lloc o d'un aparell quan aquesta temperatura baixa per sota d'un cert límit, o a l'inrevés, per fer-la baixar quan aquesta temperatura puja per sobre d'un cert límit. Un exemple seria un termòstat; en canvi, un dispositiu per regular automàticament la temperatura dins d'un marge estret es designaria amb la funció 90T.

24 **Relè volt/hertz**. És el que actua quan la relació entre voltatge i freqüència està per sobre o per sota d'un valor predeterminat. El relè pot tenir qualsevol combinació de característiques instantànies i temporitzades.

25 **Dispositiu de sincronització o de comprovació de sincronisme**. És el que actua quan dos circuits de corrent altern són dins dels límits desitjats de tensió, freqüència i angle de fase, per permetre la connexió en paral·lel d'aquests dos circuits.

26 **Dispositiu tèrmic**. És el que actua quan la temperatura de l'aparell que protegeix (excepte en el cas de debanats de màquines i transformadors, tal com es descriu en la funció 49), la d'un líquid o la d'un altre medi supera un valor determinat, o cau per sota d'un valor determinat.

27 **Relè de mínima tensió**. És el que actua quan la tensió baixa per sota d'un límit determinat.

28 **Detector de flama**. És un dispositiu que vigila la presència de la flama pilot o principal, en aparells tals com una turbina de gas o una caldera de vapor.

29 **Contactor d'aïllament**. És el que s'utilitza amb l'únic propòsit de desconnectar un circuit d'un altre, a causa de maniobres d'emergència, de manteniment o de prova.

30 **Relè anunciador**. És un dispositiu de reposició no automàtica, que dóna una sèrie d'indicacions visuals individuals, de les funcions d'aparells de protecció, i que es pot disposar també per efectuar una funció de bloqueig.

31 **Dispositiu d'excitació separada**. És el que connecta un circuit, com ara el camp «shunt» d'un convertidor sincrònic, a una font d'excitació separada, durant el procés d'arrancada.

32 **Relè direccional de potència**. És el que actua quan se supera un valor determinat del flux de potència en un sentit donat, com ara la inversió de potència que resulta de la motorització d'un generador que ha perdut l'element primari que el fa girar.

33 **Commutador de posició**. És el que obre o tanca un contacte, quan un dispositiu principal o una part d'un aparell que no tingui un número funcional de dispositiu, arriba a una posició determinada.

34 **Dispositiu principal de seqüència**. És un element, com ara un selector de contactes múltiples, o com ara un dispositiu programable, que fixa la seqüència d'operació de dispositius principals, durant l'arrancada i la parada, o durant operacions seqüencials de commutació.

35 **Dispositiu per operar escombretes o per posar en curt circuit anells de frec**. És el que serveix per elevar, baixar o desviar les escombretes d'una màquina, o per posar en curt circuit els seus anells de frec. També serveix per fer o desfer els contactes d'un rectificador mecànic.

36 **Dispositiu de polaritat o de tensió de polarització**. És el que acciona o permet l'accionament d'altres dispositius, tan sols amb una polaritat donada, o el que verifica la presència d'una tensió de polarització en un equip.

37 **Relè de baixa intensitat o baixa potència**. És el que actua quan la intensitat o la potència cauen per sota d'un valor determinat.

38 **Dispositiu protector de coixinets**. És el que actua amb una temperatura excessiva dels coixinets, o amb condicions mecàniques anòmales que poden derivar en una temperatura excessiva dels coixinets.

39 **Detector de condicions mecàniques**. És el que actua davant de situacions mecàniques anormals (excepte les que tenen lloc en els coixinets d'una màquina, funció 38), com ara vibració excessiva, excentricitat, etc.

40 **Relè de sobre o sota excitació de camp**. És el que actua quan es dóna un valor massa baix o massa alt de la intensitat de camp d'una màquina, o quan es dóna un valor massa gran de la component reactiva del corrent d'armadura en una màquina de corrent altern, la qual cosa indica una excitació de camp massa baixa o massa alta.

41 **Interruptor de camp**. És un dispositiu que actua per tal de connectar o desconnectar l'excitació del camp d'una màquina.

42 **Interruptor de marxa**. És un dispositiu que té per funció principal connectar una màquina a la seva font de tensió de funcionament.

43 **Dispositiu de transferència manual**. És un element, accionat manualment, que efectua la transferència dels circuits de control, per tal de modificar el procés d'operació d'equips de connexió o d'altres dispositius.

44 **Relè de seqüència d'arrencada de grup**. És el que actua per arrancar la següent unitat disponible, en un equip de múltiples unitats, quan falla o quan no està disponible la unitat que normalment hauria d'arrancar.

45 **Detector de condiciones atmosfèriques anormals**. És el que actua davant de condicions atmosfèriques anormals, com ara fums perillosos, gasos explosius, foc, etc.

46 **Relè de seqüència inversa d'intensitat**. És un relè que actua quan les intensitats d'un sistema polifàsics són de seqüència inversa o estan desequilibrades, o quan contenen una component de seqüència inversa superior a un cert límit.

47 **Relè de seqüència inversa de tensió**. És un relè que actua quan les tensions d'un sistema polifàsics són de seqüència inversa o estan desequilibrades, o quan contenen una component de seqüència inversa superior a un cert límit.

48 **Relè de seqüència no completada**. És el que torna un equip a la seva posició normal i l'enclava, si la seqüència normal d'arrancada, de funcionament o de parada no s'ha completat degudament en un interval de temps determinat.

49 **Relè tèrmic d'una màquina o d'un transformador**. És el que actua quan la temperatura d'un element d'una màquina o d'un transformador (normalment un debanat), per on circula el corrent, supera un valor determinat.

50 **Relè instantani de sobreintensitat**. És el que actua sense cap retard de temps intencional, quan es dóna un valor excessiu de la intensitat. Cal usar el sufix «TD» per descriure la funció de sobreintensitat de temps definint (50TD), i el sufix «BF» per descriure la funció de fallada d'interruptor supervisada per corrent (50BF).

51 **Relè de temps invers de sobreintensitat de corrent altern**. És un relè que actua quan es dóna un valor excessiu de la intensitat, i en el qual el corrent que circula i el temps d'actuació estan inversament relacionats, en una bona part del seu rang d'actuació.

52 **Interruptor de corrent altern**. És el que s'utilitza per tancar i obrir un circuit de potència de corrent altern sota condicions normals, de falta o d'emergència.

53 **Relè d'excitació de camp**. És el que força la creació del camp d'una màquina de corrent continu durant l'arrancada, o el que actua quan la tensió d'una màquina ha arribat a un valor determinat.

54 **Dispositiu d'acoblament d'un engranatge giratori**. És un dispositiu operat elèctricament, controlat o supervisat, que fa que un engranatge giratori s'acobli o es desacobli de l'eix d'una màquina.

55 Relè de factor de potència. És el que actua quan el factor de potencia en un circuit de corrent altern no arriba o sobrepassa un valor determinat.

56 Relè d'aplicació del camp. És el que s'utilitza per controlar automàticament l'aplicació de l'excitació de camp d'un motor sincrònic de corrent altern, en un punt predeterminat en el cicle de lliscament.

57 Dispositiu per posar en curt circuit o de posada a terra. És el que opera en un circuit per tal de curtcircuitar-lo o posar-lo a terra, en resposta a ordres automàtiques o manuals.

58 Relè de fallada de rectificació. És el que actua quan un rectificador de potència deixa de conduir o de bloquejar-se adequadament.

59 Relè de sobretensió. És el que actua quan la tensió supera un valor determinat.

60 Relè de tensió o corrent equil·librat. És el que actua amb una diferència de tensió o corrent entre dos circuits.

61 Interruptor de densitat. És un dispositiu que actua a partir d'un cert valor de densitat o de velocitat de canvi de la densitat.

62 Relè de parada o obertura, amb retard de temps. És un dispositiu que imposa un retard i que s'utilitza conjuntament amb un dispositiu que inicia la parada total, l'aturada o l'operació d'obertura en una seqüència automàtica. Per exemple, 62BF indica la funció de fallada d'interruptor (sense supervisió de corrent).

63 Interruptor de pressió. És un dispositiu que actua a partir d'un cert valor de pressió o de velocitat de canvi de la pressió.

64 Relè detector de terra. És el que actua davant d'un defecte a terra de l'aïllament d'una màquina. Aquesta funció s'aplica només a un relè que detecti el pas del corrent des de la carcassa d'una màquina a terra, o a un relè que detecti un terra en un circuit normalment no connectat a terra. No s'aplica a un dispositiu connectat en el circuit secundari d'un transformador d'intensitat, que estigui connectat en el circuit de potència d'un sistema posat normalment a terra; en aquest cas s'utilitzen altres funcions amb els sufixes «N» o «G», con per exemple 51N en el cas d'un relè de sobreintensitat.

65 Regulador. És un equip format per elements elèctrics, mecànics o fluídics, que controla el flux d'aigua, de vapor, etc., a una màquina motriu, per tal d'arrancar-la, mantenir la seva velocitat o parar-la.

66 Relè de passos. És el que actua per tal de permetre un nombre especificat d'operacions d'un dispositiu donat, o bé, un nombre especificat d'operacions successives amb un interval donat de temps entre cadascuna. També pot actuar per permetre l'energització periòdica d'un circuit, o per permetre acceleracions intermitents d'una màquina a baixa velocitat.

67 Relè direccional de sobreintensitat de corrent altern. És el que actua a partir d'un valor determinat de circulació d'intensitat de corrent altern, en un sentit donat.

68 Relè de bloqueig. És el que inicia un senyal pilot per bloquejar o disparar, quan hi ha faltes externes en una línia de transmissió, o en altres aparells, sota certes condicions; pot cooperar també amb altres dispositius, per tal de bloquejar l'actuació o el reenganxament en una condició de d'oscil·lació de potència.

69 Dispositiu controlador de permissiu. És un dispositiu de dues posicions, el qual permet en una posició el tancament d'un interruptor o la posada en servei d'un equip, i en l'altra posició impedeix l'accionament de l'interruptor o de l'equip.

70 Reòstat. És un dispositiu utilitzat per variar la resistència d'un circuit, quan és operat elèctricament o té altres accessoris elèctrics, com ara contactes auxiliars de posició o limitadors.

71 **Interruptor de nivell de líquid**. És un dispositiu que actua a partir d'un cert valor de nivell o de velocitat de canvi del nivell d'un líquid.

72 **Interruptor de corrent continu**. És el que s'utilitza per tancar i obrir un circuit de potència de corrent continu sota condicions normals, de falta o d'emergència.

73 **Contactor de resistència de càrrega**. És el que s'utilitza per posar en curt circuit o per commutar un graó de càrrega, destinat a limitar o a desviar la càrrega, en un circuit de potència.

74 **Relè d'alarma**. És un dispositiu, diferent diferent d'un anunciador (vegeu la funció 30), que s'utilitza per actuar una alarma visible o audible.

75 **Mecanisme de canvi de posició**. És el que s'utilitza per moure un dispositiu d'un equip des d'una posició a una altra; un exemple, seria el mecanisme utilitzat per canviar un interruptor entre les posicions de connectat, desconnectat i prova.

76 **Relè de sobreintensitat de corrent continu**. És el que actua quan la intensitat en un circuit de corrent continu, sobrepassa un valor determinat.

77 **Dispositiu de telemetria**. És un dispositiu transmissor utilitzat per generar i transmetre a un lloc remot senyals elèctrics que representen la mesura d'una quantitat. També pot ser un dispositiu receptor utilitzat per rebre senyals elèctrics d'un transmissor remot, i convertir aquests senyals en les quantitats mesurades originalment.

78 **Relè de mesura de l'angle de fase**. És el que actua a partir d'un valor determinat de l'angle de fase entre dues tensions o dues intensitats, o entre una tensió i una intensitat.

79 **Relè de reenganxament de corrent altern**. És el que controla el reenganxament i enclavament automàtic d'un interruptor de corrent altern.

80 **Interruptor de flux**. És un dispositiu que actua a partir d'un cert valor de flux o de velocitat de canvi de flux.

81 **Relè de freqüència**. És el que actua quan la freqüència elèctrica o la seva velocitat de variació estan per sobre o per sota d'un valor determinat.

82 **Relè de reenganxament de corrent continu**. És el que controla el tancament i el reenganxament d'un interruptor de corrent continu, generalment responent a les condicions de càrrega del circuit.

83 **Relè automàtic de control selectiu o de transferència**. És el que actua per tal d'escollir automàticament entre certes fonts d'alimentació o entre certes condicions d'un equip; també és el que efectua automàticament una operació de transferència.

84 **Mecanisme d'accionament**. És un mecanisme o un servo-mecanisme elèctric complet, d'un canviador de preses, d'un regulador d'inducció o de qualsevol altre aparell similar, que no tingui número de funció propi assignat.

85 **Relè de comunicacions pilot, portador o de fil pilot**. És un relè actuat, condicionat o modificat en el seu comportament, mitjançant comunicació rebuda o enviada per qualsevol mitjà utilitzat amb relès.

86 **Relè d'enclavament**. És un dispositiu que atura i manté un equip fora de servei, fins que s'efectua una reposició manual ja sigui localment o remotament.

87 **Relè de protecció diferencial**. És el que actua a partir d'una diferència del percentatge, de l'angle de fase o d'una altra magnitud, de dues intensitats o d'altres magnituds elèctriques.

88 **Motor o grup moto-generador auxiliar**. És un dispositiu que s'utilitza per accionar equips auxiliares.

89 Desconnectador de línia. És un dispositiu que s'utilitza com a desconnectador o aïllador en un circuit de potència de corrent continu o altern, sempre que aquest dispositiu sigui operat elèctricament o tingui accessoris elèctrics.

90 Dispositiu de regulació. És el que actua per tal de regular una magnitud, com ara la tensió, la intensitat, la potencia, la velocitat, la freqüència, etc., a un valor determinat.

91 Relè direccional de tensió. És el que actua quan la tensió entre els extrems oberts d'un interruptor o contactor, sobrepassa un valor determinat, en un sentit donat.

92 Relè direccional de tensió i potència. És el que permet o ocasiona la connexió de dos circuits, quan la diferència de tensió entre ambdós supera un valor determinat, en un cert sentit, i ocasiona la desconnexió dels dos circuits, quan la potència circulant supera un valor determinat, en el sentit contrari.

93 Contactor de canvi del camp. És el que actua per tal de augmentar o disminuir el valor de l'excitació d'una màquina.

94 Relè de dispar o dispar lliure. És el que actua per tal de disparar o permetre disparar un interruptor, un contactor, etc., o per evitar un reenganxament immediat d'un interruptor, en el cas que hagi d'obrir i l'ordre de tancament sigui mantinguda.

95 a 99. Aquests números s'utilitzen en instal-lacions individuals per a aplicacions concretes, quan cap de les funcions 1 a 94 no és apropiada.

12.2 Grau de protecció IP

La codificació «International Protection» (IP), segons la norma CEI 60529, s'utilitza per descriure el grau de protecció proporcionat pels elements envoltants d'equips elèctrics, contra la penetració de cossos sòlids estranys i contra els efectes nocius de l'aigua.

La codificació consisteix en les sigles IP seguides per dues xifres, més una lletra addicional (opcional) i una lletra suplementària (opcional); quan el grau de protecció corresponent a una de les dues xifres no s'utilitzi, perquè no sigui necessari o perquè no sigui conegut, es reemplaçarà la xifra en qüestió per una X. Es defineix a continuació el significat de les xifres i lletres que formen el codi IP:

1a xifra. Indica el grau de protecció de les persones contra els contactes amb parts en tensió o amb peces en moviment, i el grau de protecció dels equips contra la penetració de cossos sòlids i pols. Els valors possibles són els següents:

0 Sense cap protecció en particular.

1 Protecció contra l'entrada de cossos sòlids superiors a 50 mm, com per exemple, contactes involuntaris de la mà.

2 Protecció contra l'entrada de cossos superiors a 12 mm, com per exemple, contactes involuntaris dels dits de la mà.

3 Protecció contra l'entrada de cossos superiors a 2,5 mm, com per exemple, eines o cables.

4 Protecció contra l'entrada de cossos superiors a 1 mm.

5 Protecció contra la pols. Es permet la seva entrada allà on no sigui perjudicial.

6 Protecció total contra la pols.

2a xifra. Indica el grau de protecció dels equips contra l'entrada d'aigua. Els valors possibles són els següents:

0 Sense cap protecció en particular.

1 Protecció contra la caiguda vertical de gotes d'aigua.

2 Protecció contra la caiguda de gotes d'aigua fins a 15° de la vertical.

3 Protecció contra la caiguda de pluja fina (pulveritzada) fins a 60° de la vertical.

4 Protecció contra la caiguda d'aigua en totes les direccions.

5 Protecció contra aigua llançada a raig amb mànegues.

6 Protecció contra aigua llançada a raigs forts o per cops de mar.

7 Protecció contra la immersió temporal.

8 Protecció contra la immersió prolongada o a gran pressió.

Lletra addicional (opcional). En alguns casos la protecció proporcionada pels elements envoltants contra l'accés a les parts perilloses és millor que la indicada per la primera xifra del codi; en aquests casos es pot caracteritzar aquesta protecció amb una lletra addicional, afegida després de les dues xifres; això permet tenir obertures adequades per a la ventilació, guardant a l'hora el grau requerit de protecció de les persones. Els valors possibles són els següents:

A Els cossos estranys de diàmetre superior a 50 mm poden penetrar en l'element envoltant, però tan sols d'una forma voluntària i deliberada.

B Els cossos estranys de diàmetre superior a 12 mm poden penetrar en l'element envoltant, però un dit de la mà no ha de poder entrar més de 80 mm, i ha de quedar per tant, a una distància suficient de les parts perilloses.

C Els cossos estranys de diàmetre superior a 2,5 mm poden penetrar en l'element envoltant, però un filferro d'acer d'aquest diàmetre i 100 mm de longitud ha de quedar a una distància suficient de les parts perilloses.

D Els cossos estranys de diàmetre superior a 1 mm poden penetrar en l'element envoltant, però un filferro d'acer d'aquest diàmetre i 100 mm de longitud, ha de quedar a una distància suficient de les parts perilloses.

Lletra suplementària (opcional). El codi IP accepta també algunes lletres suplementàries al final, per tal d'afegir una informació concreta. Els valors possibles són els següents:

H Material d'alta tensió.

M En màquines rotatives indica que els assajos s'han realitzat amb el rotor girant.

S En màquines rotatives indica que els assajos s'han realitzat amb el rotor parat.

W Protecció contra la intempèrie.

Algunes versions antigues del codi IP poden tenir una tercera xifra que indica la resistència a impactes mecànics, no obstant, avui en dia la norma CEI 60529 ja no recull aquesta tercera xifra, i la resistència a impactes mecànics ve indicada pel codi IK (vegeu l'apartat següent). Aquesta tercera xifra donava el grau de resistència de l'element envoltant a una certa energia d'impacte:

0 Cap resistència en particular a l'impacte.

1 Resisteix una energia d'impacte de 0,225 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 150 g deixada anar des d'una altura de 15 cm.

2 Resisteix una energia d'impacte de 0,375 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 250 g deixada anar des d'una altura de 15 cm.

3 Resisteix una energia d'impacte de 0,5 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 250 g deixada anar des d'una altura de 20 cm.

5 Resisteix una energia d'impacte de 2 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 500 g deixada anar des d'una altura de 40 cm.

7 Resisteix una energia d'impacte de 6 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 1,5 kg deixada anar des d'una altura de 40 cm.

9 Resisteix una energia d'impacte de 20 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 5 kg deixada anar des d'una altura de 40 cm.

12.3 Codi IK de resistència a impactes

Actualment, el codi IK definit en la norma EN 50102 és el que defineix la resistència als impactes mecànics d'un element envoltant. Aquest codi està format per les lletres IK seguides d'un número de dues xifres, que dóna el grau de resistència de l'element envoltant a una certa energia d'impacte:

00 Cap resistència en particular a l'impacte.

01 Resisteix una energia d'impacte de 0,15 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 200 g deixada anar des d'una altura de 7,5 cm.

02 Resisteix una energia d'impacte de 0,2 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 200 g deixada anar des d'una altura de 10 cm.

03 Resisteix una energia d'impacte de 0,35 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 200 g deixada anar des d'una altura de 17,5 cm.

04 Resisteix una energia d'impacte de 0,5 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 200 g deixada anar des d'una altura de 25 cm.

05 Resisteix una energia d'impacte de 0,7 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 200 g deixada anar des d'una altura de 35 cm.

06 Resisteix una energia d'impacte de 1 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 500 g deixada anar des d'una altura de 20 cm.

07 Resisteix una energia d'impacte de 2 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 500 g deixada anar des d'una altura de 40 cm.

08 Resisteix una energia d'impacte de 5 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 1,7 kg deixada anar des d'una altura de 29,5 cm.

09 Resisteix una energia d'impacte de 10 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 5 kg deixada anar des d'una altura de 20 cm.

10 Resisteix una energia d'impacte de 20 J, equivalent a l'impacte d'una massa de 5 kg deixada anar des d'una altura de 40 cm.

12.4 Codi NEMA d'elements envoltants

La «National Electrical Manufacturers Association» codifica els elements envoltants en la norma NEMA 250, de manera similar al codi IP, segons el seu grau de protecció contra elements externs nocius. Podeu trobar més informació a l'adreça: www.nema.org/prod/be/enclosures/.

Aquesta norma defineix els següents valors:

1 Protecció contra la pols, però no de forma total, i contra les esquitxades suaus o indirectes; impedeix el contacte accidental amb els equips interns. S'utilitza en interiors en condicions atmosfèriques normals.

2 Com el tipus 1, i a més ofereix protecció total contra el goteig.

3 Protecció contra la pols, la pluja, l'aiguaneu i la neu; impedeix el contacte accidental amb els equips interns. S'utilitza en interiors o exteriors i pot suportar la formació de gel al seu damunt.

3R Com el tipus 3, però sense protecció contra la pols.

3S Com el tipus 3, i a més els mecanismes externs han de ser operables quan s'hi dipositi gel.

4 Protecció contra la pols, la pluja, l'aiguaneu, la neu, les esquitxades i els raigs d'aigua directes; impedeix el contacte accidental amb els equips interns. S'utilitza en interiors o exteriors i pot suportar la formació de gel al seu damunt.

4X Com el tipus 4, i a més ofereix protecció contra la corrosió.

5 Protecció contra la pols i contra les esquitxades suaus o indirectes; impedeix el contacte accidental amb els equips interns. S'utilitza en interiors.

6 Protecció contra els raigs d'aigua directes i contra l'entrada d'aigua en ser submergit un temps curt; impedeix el contacte accidental amb els equips interns. S'utilitza en interiors o exteriors i pot suportar la formació de gel al seu damunt.

6P Com el tipus 6, però protegit contra l'entrada d'aigua en ser submergit durant un temps més llarg.

7 S'utilitza en interiors, en ambients perillosos definits per la norma NEC com a classe I, grups A, B, C o D.

8 Com el tipus 7, però d'ús interior i exterior.

9 S'utilitza en interiors i exteriors, en ambients perillosos definits per la norma NEC com a classe II, grups E, F o G.

10 Compleix el requisits del «Mine Safety and Health Administration» 30 CFR part 18.

11 Protecció contra l'efecte corrosiu de líquids i gasos.

12 Protecció contra la pols en suspensió i contra les esquitxades suaus o indirectes; impedeix el contacte accidental amb els equips interns. S'utilitza en interiors.

12K Com el tipus 12, però l'element envoltant pot tenir obertures.

13 Protecció contra la pols en suspensió i contra les esquitxades o ruixats d'aigua, oli o líquids no corrosius; impedeix el contacte accidental amb els equips interns. S'utilitza en interiors.

La Taula 12.1 es pot utilitzar per trobar el codi IP equivalent a un codi NEMA donat; no ha d'utilitzar-se per a la conversió contrària.

Taula 12.1: Conversió de codis NEMA a codis IP

Codi NEMA	Codi IP equivalent
1	IP10
2	IP11
3	IP54
3R	IP14
3S	IP54
4 i 4X	IP56
5	IP52
6 i 6P	IP67
12 i 12K	IP52
13	IP54

12.5 Classes NEMA d'aïllaments tèrmics en motors

Quan es posa en marxa un motor, la seva temperatura comença a pujar per sobre de la temperatura ambient a causa del corrent que circula pels seus debanats.

La «National Electrical Manufacturers Association» (NEMA), defineix diverses classes d'aïllament tèrmic, depenent de l'increment global de temperatura permès respecte de la temperatura ambient, que fixa en 40 °C; per a cada classe es permet un increment addicional de temperatura en el punt més calent, situat en el centre dels debanats del motor.

En la Taula 12.2 a la pàgina següent es donen els valors dels increments de temperatura permesos per a cadascuna de les diferents classes d'aïllament, partint d'una temperatura ambient de 40 °C.

Taula 12.2: Classes NEMA d'aïllaments tèrmics en motors

Classe NEMA	Increment global de temperatura sobre la temperatura ambient	Increment addicional de temperatura en el punt més calent
A	60 °C	5 °C
B	80 °C	10 °C
F	105 °C	10 °C
H	125 °C	15 °C

12.6 Norma CEI 60947-2 d'interruptors automàtics de baixa tensió

Es donen a continuació algunes definicions incloses en la norma CEI 60947-2, referents als interruptors automàtics de baixa tensió, és a dir, tensions que no passin dels 1000 V en corrent altern, o dels 1500 V en corrent continu.

Aquesta norma defineix un interruptor automàtic de la manera següent: Aparell mecànic de connexió capaç d'establir, de suportar i d'interrompre les intensitats en les condicions normals d'un circuit, així com d'establir, de suportar durant un temps especificat i d'interrompre les intensitats en les condicions anormals especificades d'un circuit, com per exemple les que apareixen durant un curt circuit.

Un interruptor automàtic es diu que és limitador de corrent, quan el seu temps d'obertura és particularment breu, per tal d'evitar que el corrent que s'origina en un curt circuit arribi al seu valor màxim.

Quan tenim dos dispositius de protecció (interruptors automàtics, fusibles, etc.) en sèrie, la selectivitat es diu que és total si per a qualsevol nivell d'intensitat, el dispositiu situat aigües avall obre sempre abans que ho faci el dispositiu situat aigües amunt. La selectivitat es diu que és parcial, si l'obertura del dispositiu situat aigües avall, abans que ho faci el dispositiu situat aigües amunt, només està garantida fins a una cert nivell d'intensitat I_s, anomenada intensitat límit de selectivitat; I_s correspon al punt d'intersecció de les característiques intensitat–temps dels dos dispositius de protecció. En el cas d'interruptors automàtics es defineixen dues categories d'ús:

A Interruptors automàtics que no estan específicament preparats per ser selectius en condicions de curt circuit, amb altres dispositius de protecció situats en sèrie aigües avall.

B Interruptors automàtics específicament concebuts per ser selectius en condicions de curt circuit, amb altres dispositius de protecció situats en sèrie aigües avall. Aquest interruptors han d'especificar el seu corrent admissible de curta durada I_{cw}.

Es relacionen a continuació les definicions de diversos paràmetres del interruptors automàtics; es dóna entre parèntesis el nom equivalent en anglès:

$\boldsymbol{U_e}$ Tensió nominal d'operació («rated operational voltage»).

$\boldsymbol{U_i}$ Tensió nominal d'aïllament («rated insulation voltage»). És el valor de tensió utilitzat en els assajos dielèctrics de l'interruptor; el valor més elevat d'U_e no pot ser mai superior a U_i.

U_{imp} Tensió nominal d'impuls suportada («rated impulse withstand voltage»). És el valor de pic d'una tensió d'impuls, de forma i polaritat predeterminades, que l'interruptor pot suportar.

I_{th} Corrent tèrmic convencional a l'aire lliure («conventional free-air thermal current»). És el valor màxim del corrent a utilitzar en els assajos d'escalfament de l'interruptor sense cap element envoltant, a l'aire lliure.

I_{the} Corrent tèrmic convencional dins d'un element envoltant («conventional enclosed thermal current»). És el valor màxim del corrent a utilitzar en els assajos d'escalfament de l'interruptor, quan està situat dins d'un element envoltant especificat.

I_u Corrent nominal ininterromput («rated uninterrupted current»). És el valor d'intensitat, fixat pel fabricant, que l'interruptor pot suportar de manera ininterrompuda.

I_n Corrent nominal («rated current»). En els interruptors automàtics és equivalent a I_u i té el mateix valor que I_{th}.

I_{cu} Poder nominal de tall últim en curt circuit («rated ultimate short-circuit beaking capacity»). És la capacitat que té l'interruptor d'obrir en curt circuit a la tensió nominal d'operació, en un cilce d'assaig del tipus O–t–CO (obrir, tancar i obrir); s'expressa pel valor eficaç simètric del corrent esperat, en kA. Després de l'assaig, no es requereix que l'interruptor pugui suportar en règim continu la seva intensitat nominal.

I_{cs} Poder nominal de tall de servei en curt circuit («rated service short-circuit beaking capacity»). És la capacitat que té l'interruptor d'obrir en curt circuit a la tensió nominal d'operació, en un cilce d'assaig del tipus O–t–CO–t–CO (obrir, tancar i obrir, tancar i obrir); s'expressa pel valor del corrent esperat, en kA, corresponent a un dels percentatges d'I_{cu} especificats en la Taula 12.3, arrodonit al valor enter més pròxim. Després de l'assaig, l'interruptor cal que pugui suportar en règim continu la seva intensitat nominal.

Taula 12.3: Valors d'I_{cs} respecte d'I_{cu}

Categoria d'ús	Valors possibles d'I_{cs} [%I_{cu}]
A	25, 50, 75, 100
B	50, 75, 100

I_{cm} Poder nominal de tancament en curt circuit («rated short-circuit making capacity»). És la capacitat que té l'interruptor de tancar en curt circuit a la tensió nominal d'operació, per a un factor de potència especificat en corrent altern, o per a una constant de temps especificada en corrent continu; s'expressa pel valor màxim de pic del corrent esperat. En el cas de corrent altern ha de complir-se: $I_{cm} \geq nI_{cu}$; els valor possibles del paràmetre n poden veure's en la Taula 12.4 a la pàgina següent.

I_{cw} Corrent nominal de curta durada admissible («rated short-time withstand current»). És el corrent que pot suportar un interruptor de categoria d'ús B, durant un temps convencional, sense danyar-se i sense alterar les seves característiques, obtenint-se així la possibilitat de ser selectiu amb altres dispositius de protecció situats en sèrie aigües avall; s'expressa pel valor eficaç simètric del corrent esperat, en kA. El temps mínim que ha de suportar la intensitat és

Taula 12.4: Valors n que relacionen I_{cm} amb I_{cu}

I_{cu} [kA]	Factor de potència	n
$4{,}5 \leq I_{cu} \leq 6$	0,7	1,5
$6 < I_{cu} \leq 10$	0,5	1,7
$10 < I_{cu} \leq 20$	0,3	2,0
$20 < I_{cu} \leq 50$	0,25	2,1
$I_{cu} > 50$	0,2	2,2

0,05 s, i els valors preferits són: 0,05 s, 0,1 s, 0,25 s, 0,5 s i 1 s. El valor mínim que ha de tenir I_{cw} pot veure's en la Taula 12.5.

Taula 12.5: Valors d'I_{cw} respecte d'I_n

I_n [A]	Valor mínim d'I_{cw}
$I_n \leq 2500$	màxim entre $12I_n$ i 15 kA
$I_n > 2500$	30 kA

12.7 Àmbit d'aplicació de diverses Normes CEI

Es relacionen a continuació diverses normes CEI agrupades pel seu àmbit d'aplicació. Podeu trobar el llistat complet de les normes CEI a l'adreça: www.iec.ch/standardsdev/publications/.

Aparellatge de baixa tensió

- **CEI 60947-1**. Low-voltage switchgear and controlgear – General rules.
- **CEI 60947-2**. Low-voltage switchgear and controlgear – Circuit-breakers.
- **CEI 60947-3**. Low-voltage switchgear and controlgear – Switches, disconnectors, switch-disconnectors and fuse-combination units.
- **CEI 60947-4-1**. Low-voltage switchgear and controlgear – Contactors and Motor Starters – Electromechanical Contactors and Motor Starters.
- **CEI 60947-4-2**. Low-voltage switchgear and controlgear – Contactors and Motor Starters – A.C. Semiconductor Motor Controllers and Starters.
- **CEI 60947-4-3**. Low-voltage switchgear and controlgear – Contactors and Motor Starters – A.C. Semiconductor Controllers and Contactors for non-motor Loads.

Coordinació d'aïllaments

- **CEI 60071-1**. Insulation co-ordination – Definitions, principles and rules.
- **CEI 60071-2**. Insulation co-ordination – Application guide.
- **CEI 60071-3**. Insulation co-ordination – Phase to phase insulation coordination. Principles, rules and application guide.
- **CEI 60071-4**. Insulation co-ordination – Computational guide to insulation co-ordination and modelling of electrical networks.
- **CEI 60071-5**. Insulation co-ordination – Procedures for high-voltage direct current (HVDC) converter stations.

Fusibles de baixa tensió

- **CEI 60269-1**. Low-voltage fuses – General requirements.
- **CEI 60269-2**. Low-voltage fuses – Supplementary requirements for fuses for use by authorized persons (fuses mainly for industrial application) – Examples of standardized systems of fuses A to J.

Proteccions elèctriques

- **CEI 60255-3**. Electrical relays – Single input energizing quantity measuring relays with dependent Low-voltage fuses - General requirements.
- **CEI 60255-6**. Electrical relays – Measuring relays with more than one input energizing quantity.
- **CEI 60255-8**. Electrical relays – Thermal electrical relays.
- **CEI 60255-12**. Electrical relays – Directional relays and power relays with two input energizing quantities.
- **CEI 60255-13**. Electrical relays – Biased (percentage) differential relays.
- **CEI 60255-16**. Electrical relays – Impedance measuring relays.

Representació i simbologia

- **CEI 60027-1**. Letter symbols to be used in electrical technology – General.
- **CEI 60027-2**. Letter symbols to be used in electrical technology – Telecommunications and electronics.
- **CEI 60027-3**. Letter symbols to be used in electrical technology – Logarithmic and related quantities, and their units.
- **CEI 60027-4**. Letter symbols to be used in electrical technology – Symbols for quantities to be used for rotating electrical machines.

- **CEI 60027-6**. Letter symbols to be used in electrical technology – Control technology.
- **CEI 60050**. International Electrotechnical Vocabulary.
- **CEI 60617-1**. Graphical Symbols for Diagrams – General Information, general index. Cross-reference tables.
- **CEI 60617-2**. Graphical Symbols for Diagrams – Symbol elements, qualifying symbols and other symbols having general application.
- **CEI 60617-3**. Graphical Symbols for Diagrams – Conductors and connecting devices.
- **CEI 60617-4**. Graphical Symbols for Diagrams – Basic passive components.
- **CEI 60617-5**. Graphical Symbols for Diagrams – Semiconductors and electron tubes.
- **CEI 60617-6**. Graphical Symbols for Diagrams – Production and conversion of electrical energy.
- **CEI 60617-7**. Graphical Symbols for Diagrams – Switchgear, controlgear and protective devices.
- **CEI 60617-8**. Graphical Symbols for Diagrams – Measuring instruments, lamps and signalling devices.
- **CEI 60617-9**. Graphical Symbols for Diagrams – Telecommunications: switching and peripheral equipment.
- **CEI 60617-10**. Graphical Symbols for Diagrams – Telecommunications: transmission.
- **CEI 60617-11**. Graphical Symbols for Diagrams – Architectural and topographical installation plans and diagrams.
- **CEI 60617-12**. Graphical Symbols for Diagrams – Binary logic elements.
- **CEI 60617-13**. Graphical Symbols for Diagrams – Analogue elements.

Termoparells

- **CEI 60584-1**. Thermocouples – Reference tables.
- **CEI 60584-2**. Thermocouples – Tolerances.
- **CEI 60584-3**. Thermocouples – Extension and compensating cables - Tolerances and identification system.

Transformadors de mesura i protecció

- **CEI 60044-1**. Instrument Transformers – Current transformers.
- **CEI 60044-2**. Instrument Transformers – Inductive voltage transformers.
- **CEI 60044-3**. Instrument Transformers – Combined transformers.
- **CEI 60044-4**. Instrument Transformers – Measurement Of Partial Discharges.
- **CEI 60044-5**. Instrument Transformers – Capacitor voltage transformers.

Transformadors de potència

- **CEI 60076-1**. Power transformers – General.
- **CEI 60076-2**. Power transformers – Temperature rise.
- **CEI 60076-3**. Power transformers – Insulation levels, dielectric tests and external clearances in air.
- **CEI 60076-4**. Power transformers – Guide to the lightning impulse and switching impulse testing - Power transformers and reactors.
- **CEI 60076-5**. Power transformers – Ability to withstand short circuit.
- **CEI 60076-6**. Power transformers – Reactors.
- **CEI 60076-7**. Power transformers – Loading guide for oil-immersed power transformers.
- **CEI 60076-8**. Power transformers – Application guide.
- **CEI 60076-10**. Power transformers – Determination of sound levels.
- **CEI 60076-11**. Power transformers – Dry-type transformers.

12.8 Àmbit d'aplicació de diverses Normes IEEE

Es relacionen a continuació diverses normes IEEE agrupades pel seu àmbit d'aplicació. Podeu trobar el llistat complet de les normes IEEE a l'adreça: ieeexplore.ieee.org/xpl/standards.jsp.

Bateries i altres equips de corrent continu

- **IEEE 450**. Recommended Practice for Maintenance, Testing and Replacement of Vented Lead-Acid Batteries for Stationary Applications.
- **IEEE 484**. Recommended Practice for Installation Design and Installation of Large Lead Storage Batteries for Generating Stations and Substations.
- **IEEE 485**. Recommended Practice for Sizing Lead-Acid Batteries for stationary Applications.
- **IEEE 946**. Recommended Practice for the Design of Safety-Related DC Auxiliary Power Systems for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 1106**. Recommended Practice for Installation, Maintenance, Testing and Replacement of Vented Nickel-Cadmium Batteries for Stationary Applications.
- **IEEE 1115**. Recommended Practice for Sizinig Nickel-Cadmium Batteries for Stationary Applications.
- **IEEE 1115a**. Recommended Practice for Sizinig Nickel-Cadmium Batteries for Stationary Applications, Amendment 1: Additional Discussion on Sizing Margins.
- **IEEE 1184**. Guide for Batteries for Uninterruptible Power Supply Systems.

- **IEEE 1375**. Guide for the Protection of Stationary Battery Systems.
- **IEEE 1491**. Guide for Selection and Use of Battery Monitoring Equipment in Stationary Applications.
- **IEEE C37.14**. Low-Voltage DC Power Circuit Breakers Used in Enclosures.

Cables

- **IEEE 525**. Guide for the Design and Installation of Cable Systems in Substations.

Centrals elèctriques i subestacions

- **IEEE 141 (Red Book)**. Recommended Practice for Electric Power Distribution for Industrial Plants.
- **IEEE 339 (Brown Book)**. Recommended Practice for Industrial and Commercial Power Systems Analysis.
- **IEEE 446 (Orange Book)**. Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commerical Applications.
- **IEEE 493 (Gold Book)**. Recommended Practice for the Design of Reliable Industrial and Commercial Power Systems
- **IEEE 666**. Design Guide for Electric Power Service Systems for Generating Stations.

Equips nuclears i classe 1E – Criteris

- **IEEE 279**. Criteria for Protection Systems for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 308**. Criteria for Class 1E Power Systems for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 379**. Application of the Single-Failure Criterion to Nuclear Power Generating Station Safety Systems.
- **IEEE 384**. Criteria for Independence of Class 1E Equipment and Circuits. Stations.
- **IEEE 603**. Criteria for Safety Systems for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 741**. Criteria for the Protection of Class 1E Power Systems.

Equips nuclears i classe 1E – Disseny, instal·lació i proves

- **IEEE 336**. Installation, Inspection and Testing Requirements for Class 1E Instrumentation and Electric Equipment at Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 381**. Criteria for Type Tests of Class 1E Modules Used in Nuclear Power Generating Stations.

- **IEEE 383**. Standard for Type Test of Class 1E Electric Cables, Field splices and Connections for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 577**. Requirements for Reliability Analysis in Design and operation of Safety Systems for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 622**. Recommended Practice for the Design and Installation of Electric Pipe Heating Systems for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 690**. Standard for the Design and Installation of Cable Systems for Class 1E Circuits in Nuclear Power Generating Stations.

Equips nuclears i classe 1E – Qualificació

- **IEEE 323**. Standard for Qualifying Class 1E Equipment for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 344**. Recommended Practices for Seismic Qualification of Class 1E Electric Equipment for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 535**. Standard for Qualification of Class 1E Lead Storage Batteries for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE 638**. Standard for Qualification of Class 1E Transformers for Nuclear Generating Stations.
- **IEEE 650**. Standard for Qualification of Class 1E Static Battery Chargers and Inverters for Nuclear Power Generating Stations.
- **IEEE C37.105**. Standard for Qualifying Class 1E Protective Relays and Auxiliaries for Nuclear Power Generating Stations.

Generadors diesel

- **IEEE 387**. Criteria for Diesel-Generator Units Applied as Standby Power Supplies for Nuclear Power Generation Stations.

Generadors elèctrics

- **IEEE 421.1**. Definitions for Excitation Systems for Synchronous Machines.
- **IEEE 421.2**. Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems.
- **IEEE 421.3**. Standard for High-Potential Test Requirements for Excitation Systems for Synchronous Machines.
- **IEEE 421.4**. Guide for the Preparation of Excitation System Specifications.
- **IEEE 421.5**. Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies.
- **IEEE C37.101**. Guide for Generator Ground Protection.

- **IEEE C37.102**. Guide for AC Generator Protection.
- **IEEE C50.13**. Standard for Large Turbine Generators.

Interruptors d'alta tensió

- **IEEE C37.010**. Application Guide for AC High-Voltage Circuit Breakers Rated on a Symmetrical Current Basis.
- **IEEE C37.011**. Application Guide for Transient Recovery Voltage for AC High-Voltage Circuit Breakers Rated on a Symmetrical Current Basis.
- **IEEE C37.012**. Application Guide for Capacitance Current Switching for AC High-Voltage Circuit Breakers Rated on a Symmetrical Current Basis.
- **IEEE C37.013**. AC High-Voltage Generator Circuit Breakers Rated on a Symmetrical Current Basis.
- **IEEE C37.04**. Rating Structure for AC High-Voltage Circuit Breakers.
- **IEEE C37.06**. AC High-Voltage Circuit Breakers Rated on a Symmetrical Current Basis – Preferred Ratings and Related Required Capabilities.
- **IEEE C37.09**. Test Procedure for AC High-Voltage Circuit Breakers Rated on a Symmetrical Current Basis.
- **IEEE C37.10**. Guide for Diagnostics and Failure Investigation of Power Circuit Breakers.
- **IEEE C37.11**. Requirements for Electrical Control for AC High-Voltage Circuit Breakers Rated on a Simmetrical Current Basis.
- **IEEE C37.12**. AC High-Voltage Circuit Breakers Rated on a Symmetrical Current Basis – Specifications Guide.

Interruptors de baixa tensió

- **IEEE 1015 (Blue Book)**. Recommended Practice for Applying Low-Voltage Circuit Breakers Used in Industrial and Commercial Power Systems
- **IEEE C37.13**. Standard for Low-Voltage AC Power Circuit Breakers Used in Enclosures.
- **IEEE C37.20.1**. Metal-Enclosed Low-Voltage Power Circuit Breaker Switchgear.
- **IEEE C37.50**. Low-Voltage AC Power Circuit Breakers Used in Enclosures – Test Procedures.
- **IEEE C37.51**. Metal-Enclosed Low-Voltage AC Power-Circuit-Breaker Switchgear Assemblies – Conformance Test Procadures.

Malles i connexions a terra

- **IEEE 80**. Guide for Safety in AC Substaion Grounding.
- **IEEE 142 (Green Book)**. Recommended Practice for Grounding of Industrial and Commercial Power Systems.

Motors elèctrics

- **IEEE 288**. Guide for Induction Motor Protection.
- **IEEE C37.96**. Guide for AC Motor Protection.

Penetracions elèctriques

- **IEEE 317**. Standard for Electric Penetration Assemblies in Containment Structures for Nuclear Power Generating Stations.

Proteccions elèctriques

- **IEEE 242 (Buff Book)**. Recommended Practice for Protection and Coordination of Industrial and Commercial Power Systems.
- **IEEE C37.2**. Electrical Power System Device Function Numbers and Contact Designations.
- **IEEE C37.16**. Low-Voltage Power Circuit Breakers and AC Power Circuit Protectors.
- **IEEE C37.17**. Trip Devices for AC and General Purpose DC Low Voltage Power Circuit Breakers.
- **IEEE C37.97**. Guide for Protective Relay Applications to Power System Buses.
- **IEEE C37.99**. Guide for the Protection of Shunt Capacitor Banks.
- **IEEE C37.106**. Guide for Abnormal Frequency Protection for Power Generating Plants.
- **IEEE C37.112**. Inverse-Time Characteristic Equations for Overcurrent Relays.
- **IEEE C37.113**. Guide for Protective Relay Applications to Transmission Lines.
- **IEEE C37.119**. Guide for Breaker Failure Protection of Power Circuit Breakers.

Relès

- **IEEE C37.90**. Relays and Relay system Associated with electric Power Apparatus.

Representació i simbologia

- **IEEE 91**. Standard Graphic Symbols for Logic Functions.
- **IEEE 91A**. Supplement to Standard Graphic Symbols for Logic Functions.
- **IEEE 260.1**. Letter Symbols for Units of Measurement (SI Units, Customary Inch-Pound Units, and Certain Other Units).
- **IEEE 315**. Graphic Symbols for Electrical and Electronics Diagrams.
- **IEEE 315A**. Supplement to Graphic Symbols for Electrical and Electronics Diagrams.
- **IEEE 991**. Standard for Logic Circuit Diagrams.

Sistemes digitals

- **IEEE 7-4.3.2**. Criteria for Digital Computers in Safety Systems of Nuclear Power Generating Stations.

Soroll elèctric

- **IEEE 518**. Guide for the Installation of Electrical Equipment to Minimize Electrical Noise Inputs to Controllers from External Sources.

Taulers de control

- **IEEE C37.21**. Control Switchboards.

Transformadors de mesura i protecció

- **IEEE C37.110**. Guide for the Application of Current Transformers Used for Protective Relaying Purposes.
- **IEEE C57.13**. Requirements for Instrument Transformers.

Transformadors de potència

- **IEEE C37.91**. Guide for Protecting Power Transformers.
- **IEEE C57.12.00**. General Requirements for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers.
- **IEEE C57.12.01**. General Requirements for Dry-Type Distribution and Power Transformers, Including Those with Solid-Cast and/or Resin Encapsulated Windings.

Vàlvules motoritzades

- **IEEE 1290**. Guide for Motor Operated Valve (MOV) Motor Application, Protection, Control, and Testing in Nuclear Power Generating Stations.

Part IV

Apèndixs

Apèndix A

Alfabet Grec

En la Taula A.1 es pot veure l'alfabet grec, amb els noms de les lletres en diversos idiomes.

Taula A.1: Alfabet grec

Número d'ordre	Lletra		Nom			
	minúscula	majúscula	català	castellà	anglès	francès
1	α	A	alfa	alfa	alpha	alpha
2	β	B	beta	beta	beta	bêta
3	γ	Γ	gamma	gamma	gamma	gamma
4	δ	Δ	delta	delta	delta	delta
5	ϵ, ε	E	èpsilon	épsilon	epsilon	epsilon
6	ζ	Z	zeta	dseda	zeta	zêta
7	η	H	eta	eta	eta	êta
8	θ, ϑ	Θ	theta	zeta	theta	thêta
9	ι	I	iota	iota	iota	iota
10	κ, $\varkappa$	K	kappa	kappa	kappa	kappa
11	λ	Λ	lambda	lambda	lambda	lambda
12	μ	M	mi	mi	mu	mu
13	ν	N	ni	ni	nu	nu
14	ξ	Ξ	ksi	xi	xi	ksi, xi
15	o	O	òmicron	ómicron	omicron	omicron
16	π, ϖ	Π	pi	pi	pi	pi
17	ρ, ϱ	P	rho, ro	ro	rho	rhô
18	σ, ς	Σ	sigma	sigma	sigma	sigma
19	τ	T	tau	tau	tau	tau
20	υ	Υ	ípsilon	ípsilon	upsilon	upsilon
21	ϕ, φ	Φ	fi	fi	phi	phi
22	χ	X	khi	ji	chi	khi
23	ψ	Ψ	psi	psi	psi	psi
24	ω	Ω	omega	omega	omega	oméga

Les dues grafies de la lletra minúscula èpsilon (ϵ, ε) són totalment equivalents entre sí; el mateix passa amb les dues grafies de les lletres minúscules theta (θ, ϑ), kappa ($\kappa, \varkappa$), rho (ρ, ϱ) i fi (ϕ, φ).

La lletra sigma minúscula té dues variants: ς, escrita en grec al final d'una paraula, i σ, escrita en grec a l'inici o en mig d'una paraula. En els textos tècnics i científics s'utilitza majoritàriament la variant σ.

La variant ϖ de la lletra pi, es denomina «pi dòrica» en català, «pi dórica» en castellà, «dorian pi» en anglès i «pi dorique» en francès.

Pel que fa als noms de les lletres, alguns poden sorprendre; això no és estrany ja que algunes lletres han rebut històricament noms diversos, i fins i tot contradictoris respecte dels actuals.

Els noms anglesos de les lletres són els més uniformes, ja que no s'ha observat cap variació en les diverses fonts consultades.

Els noms catalans de les lletres són els que apareixen en el DIEC2 «Diccionari de la llengua catalana, 2a edició (2007)». Altres noms utilitzats en les diverses fonts consultades són:

B, β : vita.	H, η : ita.	T, τ : taf.
Z, ζ : zita.	Θ, θ : thita.	ξ, Ξ: csi.[1]

Els noms castellans de les lletres són els que apareixen en el D.R.A.E. «Diccionario de la Lengua Española, 22ª edición (2001)». Altres noms utilitzats en les diverses fonts consultades són:

Z, ζ : zeta[2], dseta, dzeta.	M, μ : my[2], mu.	P, ρ : rho.
Θ, θ : theta[2], thita.	N, ν : ny[2], nu.	Υ, υ : úpsilon.
K, κ : cappa.	O, o : omicrón.	Φ, ϕ : phi.

Els noms francesos de les lletres són els que apareixen en el «Dictionnaire de l'Académie française, neuvième édition».

[1] Aquest nom apareix juntament amb «ksi» en el «Gran Diccionari de la Llengua Catalana» (1999).
[2] Aquests noms eren els que apareixien en les edicions del D.R.A.E anteriors a la 21a (1992).

Apèndix B

Sistema Internacional d'Unitats (SI)

S'expliquen a continuació qüestions relacionades amb el sistema internacional d'unitats (SI), el qual està definit pel «Bureau International des Poids et Mesures» (BIPM). S'han utilitzat les publicacions més recents (any 2006) d'aquest organisme; podeu trobar més informació a les següents adreces del BIPM: www.bipm.org i www.bipm.org/en/si/si_brochure.

El «National Institute of Standards and Technology» (NIST), també té informació referent al sistema internacional d'unitats, a l'adreça: www.nist.gov/pml/div684/fcdc/si-units.cfm.

Dins de l'Estat Espanyol, el Sistema Internacional d'Unitats és d'ús oficial segons el Reial Decret 2032/2009, de 30 de desembre. Es poden descarregar versions en català, castellà i gallec, d'aquest decret a l'adreça: www.boe.es/diario_boe/txt.php?id=BOE-A-2010-927.

B.1 Unitats fonamentals de l'SI

En la Taula B.1 es poden veure les unitats fonamentals del sistema internacional d'unitats.

Taula B.1: Unitats fonamentals de l'SI

Magnitud	Unitat	Símbol
longitud	metre	m
massa	quilogram[1]	kg
temps	segon	s
intensitat de corrent elèctric	ampere	A
temperatura termodinàmica	kelvin	K
quantitat de matèria	mol	mol
intensitat lluminosa	candela	cd

Es presenten a continuació de forma breu, les definicions d'aquestes unitats fonamentals; entre parèntesis s'indica l'any que la «Conférence Générale des Poids et Mesures» les va posar en vigor.

[1] La variant ortogràfica «kilogram» també és correcta, segons el DIEC2 «Diccionari de la llengua catalana, 2a edició (2007)»

metre: És la longitud de la trajectòria recorreguda per la llum en el buit, durant una durada de 1/299 792 458 de segon. (1983).

quilogram: És la massa del prototip internacional del quilogram, fet d'un aliatge de platí-iridi i conservat al BIPM, a Sèvres, França. (1901).

segon: És la durada de 9 192 631 770 períodes de la radiació corresponent a la transició entre els dos nivells hiperfins de l'estat fonamental de l'àtom de cesi-133. (1967).

ampere: És la intensitat d'un corrent constant, que mantinguda en dos conductors paral·lels rectilinis de longitud infinita, de secció transversal negligible, i situats a una distància l'un de l'altre d'un metre en el buit, produeix entre aquests dos conductors una força igual a 2×10^{-7} newton per metre de longitud. (1948).

kelvin: És la fracció 1/273,16 de la temperatura termodinàmica corresponent al punt triple de l'aigua. (1967).

mol: És la quantitat de matèria d'un sistema que conté tantes entitats elementals com àtoms hi ha en 0,012 kg de carboni-12. (1971).

candela: És la intensitat lluminosa, en una direcció determinada, d'una font que emet radiació monocromàtica de freqüència 540×10^{12} hertz, i que té una intensitat radiant en aquesta direcció de 1/683 watt per estereoradiant. (1979).

B.2 Prefixes de l'SI

En la Taula B.2 es presenta una llista, amb els prefixes que es poden anteposar a les unitats del sistema internacional d'unitats, per tal de formar els seus múltiples i submúltiples.

Taula B.2: Prefixes de l'SI

Múltiples			Submúltiples		
factor	nom	símbol	factor	nom	símbol
10^{24}	yotta	Y	10^{-24}	yocto	y
10^{21}	zetta	Z	10^{-21}	zepto	z
10^{18}	exa	E	10^{-18}	atto	a
10^{15}	peta	P	10^{-15}	femto	f
10^{12}	tera	T	10^{-12}	pico	p
10^{9}	giga	G	10^{-9}	nano	n
10^{6}	mega	M	10^{-6}	micro	μ
10^{3}	quilo[2]	k	10^{-3}	mil·li	m
10^{2}	hecto	h	10^{-2}	centi	c
10^{1}	deca	da	10^{-1}	deci	d

[2]La variant ortogràfica «kilo» també és correcta, segons el DIEC2 «Diccionari de la llengua catalana, 2a edició (2007)»

B.3 Unitats derivades de l'SI amb noms i símbols propis

De forma convenient, s'ha donat noms i símbols propis a algunes unitats derivades de les fonamentals; en la Taula B.3 es mostren aquestes unitats derivades de l'SI.

Taula B.3: Unitats derivades de l'SI amb noms i símbols propis

Magnitud	Unitat	Símbol	Equivalència en unitats SI	
			fonamentals	altres
angle pla	radiant[3]	rad	m/m	1
angle sòlid	estereoradiant[3]	sr	m^2/m^2	1
freqüència	hertz	Hz	s^{-1}	—
força	newton	N	$m \cdot kg \cdot s^{-2}$	—
pressió	pascal	Pa	$m^{-1} \cdot kg \cdot s^{-2}$	N/m^2
energia, treball	joule	J	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-2}$	$N \cdot m$
potència	watt	W	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-3}$	J/s
càrrega elèctrica	coulomb	C	$s \cdot A$	—
potencial elèctric	volt	V	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-3} \cdot A^{-1}$	W/A
capacitat elèctrica	farad	F	$m^{-2} \cdot kg^{-1} \cdot s^4 \cdot A^2$	C/V
resistència elèctrica	ohm	Ω	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-3} \cdot A^{-2}$	V/A
conductància elèctrica	siemens	S	$m^{-2} \cdot kg^{-1} \cdot s^3 \cdot A^2$	A/V
flux magnètic	weber	Wb	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-2} \cdot A^{-1}$	$V \cdot s$
densitat de flux magnètic	tesla	T	$kg \cdot s^{-2} \cdot A^{-1}$	Wb/m^2
inductància	henry	H	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-2} \cdot A^{-2}$	Wb/A
temperatura Celsius	grau Celsius	°C	K	—
flux lluminós	lumen	lm	cd	$cd \cdot sr$
il·luminació	lux	lx	$m^{-2} \cdot cd$	lm/m^2
activitat d'un radionúclid	becquerel	Bq	s^{-1}	—
dosi absorbida	gray	Gy	$m^2 \cdot s^{-2}$	J/kg
dosi equivalent	sievert	Sv	$m^2 \cdot s^{-2}$	J/kg
activitat catalítica	katal	kat	$s^{-1} \cdot mol$	—

B.4 Altres unitats derivades de l'SI

Les unitats fonamentals i les unitats amb noms i símbols propis poden combinar-se entre si per expressar noves unitats derivades.

en la Taula B.4 a la pàgina següent es mostren alguns exemples d'aquestes combinacions.

[3] Les variants ortogràfiques «radian» i «estereoradian» també són correctes, segons el DIEC2 «Diccionari de la llengua catalana, 2a edició (2007)»

Taula B.4: Exemples d'altres unitats derivades de l'SI

Magnitud	Símbol	Equivalència en unitats fonamentals SI
viscositat dinàmica	$Pa \cdot s$	$m^{-1} \cdot kg \cdot s^{-1}$
moment d'una força	$N \cdot m$	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-2}$
tensió superficial	N/m	$kg \cdot s^{-2}$
velocitat angular	rad/s	$m \cdot m^{-1} \cdot s^{-1} = s^{-1}$
acceleració angular	rad/s^2	$m \cdot m^{-1} \cdot s^{-2} = s^{-2}$
densitat de flux de calor	W/m^2	$kg \cdot s^{-3}$
entropia	J/K	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-2} \cdot K^{-1}$
entropia específica	$J/(kg \cdot K)$	$m^2 \cdot s^{-2} \cdot K^{-1}$
energia específica	J/kg	$m^2 \cdot s^{-2}$
conductivitat tèrmica	$W/(m \cdot K)$	$m \cdot kg \cdot s^{-3} \cdot K^{-1}$
densitat d'energia	J/m^3	$m^{-1} \cdot kg \cdot s^{-2}$
intensitat de camp elèctric	V/m	$m \cdot kg \cdot s^{-3} \cdot A^{-1}$
densitat de càrrega elèctrica	C/m^3	$m^{-3} \cdot s \cdot A$
densitat de flux elèctric	C/m^2	$m^{-2} \cdot s \cdot A$
permitivitat	F/m	$m^{-3} \cdot kg^{-1} \cdot s^4 \cdot A^2$
permeabilitat	H/m	$m \cdot kg \cdot s^{-2} \cdot A^{-2}$
energia molar	J/mol	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-2} \cdot mol^{-1}$
entropia molar	$J/(mol \cdot K)$	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-2} \cdot K^{-1} \cdot mol^{-1}$
exposició (raigs x i γ)	C/kg	$kg^{-1} \cdot s \cdot A$
tassa de dosi absorbida	Gy/s	$m^2 \cdot s^{-3}$
intensitat radiant	W/sr	$m^4 \cdot m^{-2} \cdot kg \cdot s^{-3} = m^2 \cdot kg \cdot s^{-3}$
radiància	$W/(m^2 \cdot sr)$	$m^2 \cdot m^{-2} \cdot kg \cdot s^{-3} = kg \cdot s^{-3}$
concentració d'activitat catalítica	kat/m^3	$m^{-3} \cdot s^{-1} \cdot mol$

B.5 Unitats i prefixes fora de l'SI

Hi ha una sèrie d'unitats que no formem part de l'SI però que són d'ús comú en el camp científic, tècnic o comercial, i que són usades freqüentment. En les taules següents es recullen algunes d'aquestes unitats.

En la Taula B.5 es mostren les unitats fora de l'SI, l'ús de les quals s'accepta en conjunció amb el Sistema Internacional d'Unitats, ja que són presents en la vida diària. S'espera que el seu ús continuï de forma indefinida; cadascuna d'elles té una definició exacte en termes d'unitats de l'SI.

Taula B.5: Unitats fora de l'SI acceptades per a ser usades amb l'SI

Magnitud	Unitat	Símbol	Valor en unitats SI
temps	minut	min	$1\,min = 60\,s$
temps	hora	h	$1\,h = 60\,min = 3600\,s$
temps	dia	d	$1\,d = 24\,h = 86400\,s$
angle pla	grau	°	$1° = (\pi/180)\,rad$

(*continua a la pàgina següent*)

Taula B.5: Unitats fora de l'SI acceptades per ser usades amb l'SI (*ve de la pàgina anterior*)

Magnitud	Unitat	Símbol	Valor en unitats SI
angle pla	minut	′	$1' = (1/60)^\circ = (\pi/10800)\,\mathrm{rad}$
angle pla	segon	″	$1'' = (1/60)' = (\pi/648000)\,\mathrm{rad}$
àrea	hectàrea	ha	$1\,\mathrm{ha} = 1\,\mathrm{hm}^2 = 10^4\,\mathrm{m}^2$
volum	litre[4]	l,L	$1\,\mathrm{l} = 1\,\mathrm{L} = 1\,\mathrm{dm}^3 = 10^{-3}\,\mathrm{m}^3$
massa	tona[5]	t	$1\,\mathrm{t} = 1000\,\mathrm{kg}$

En la Taula B.6 es mostren les unitats fora de l'SI, el valor de les quals s'obté de forma experimental (les xifres entre parèntesi representen l'error absolut del valor - vegeu la secció C.2). Els valors de l'electró-volt, el dalton i la unitat de massa atòmica unificada, són els recomanats l'any 2010 pel «Committee on Data for Science and Technology» (CODATA), i el valor de la unitat astronòmica és el recomanat l'any 2010 per l'«International Earth rotation and Reference systems Service»[6] (IERS).

Taula B.6: Unitats fora de l'SI obtingudes de forma experimental

Magnitud	Unitat	Símbol	Valor en unitats SI
energia	electró-volt	eV	$1\,\mathrm{eV} = 1{,}602\,176\,565(35) \times 10^{-19}\,\mathrm{J}$
massa	dalton[7]	Da	$1\,\mathrm{Da} = 1{,}660\,538\,921(73) \times 10^{-27}\,\mathrm{kg}$
massa	unitat de massa atòmica unificada[7]	u	$1\,\mathrm{u} = 1{,}660\,538\,921(73) \times 10^{-27}\,\mathrm{kg}$
longitud	unitat astronòmica	ua	$1\,\mathrm{ua} = 149\,597\,870{,}700(3)\,\mathrm{km}$

En la Taula B.7 es mostren altres unitats fora de l'SI utilitzades en diversos camps. Algunes d'aquestes unitats estan relacionades amb l'antic sistema CGS (centímetre-gram-segon).

Taula B.7: Altres unitats fora de l'SI

Magnitud	Unitat	Símbol	Valor en unitats SI
pressió	bar	bar	$1\,\mathrm{bar} = 100\,\mathrm{kPa}$
pressió	mil·límetre de mercuri	mmHg	$1\,\mathrm{mmHg} \approx 133{,}322\,\mathrm{Pa}$
longitud	àngstrom («ångström»)	Å	$1\,\text{Å} = 10^{-10}\,\mathrm{m}$
distància	milla nàutica[8]	M	$1\,\mathrm{M} = 1852\,\mathrm{m}$
àrea	barn	b	$1\,\mathrm{b} = 10^{-28}\,\mathrm{m}^2$
velocitat	nus[9]	kn	$1\,\mathrm{kn} = 1\,\mathrm{M/h} = \frac{1852}{3600}\,\mathrm{m/s}$
logaritme d'una relació	neper, bel, decibel[10]	Np, B, dB	1

(*continua a la pàgina següent*)

[4]El símbol «L» es va adoptar posteriorment al símbol «l» per evitar la possible confusió entre la lletra ela minúscula i el número 1.

[5]En el països de parla anglesa aquesta unitat és coneguda com a «tona mètrica».

[6]Trobareu més informació a l'adreça: www.iers.org/nn_10968/IERS/EN/DataProducts/Conventions/conventions.html

[7]El «dalton» i la «unitat de massa atòmica unificada» són dos noms alternatius d'una mateixa unitat.

[8]No i ha acord internacional pel símbol de la milla nàutica, a més d'«M» també s'utilitza «NM», «Nm» i «nmi».

[9]No i ha acord internacional pel símbol del nus, però el símbol «kn» és àmpliament usat.

[10]Aquestes unitats adimensionals s'utilitzen per expressar logaritmes de relacions entre quantitats. Per exemple, $n\,\mathrm{Np}$ fa referència a una relació del tipus $ln\frac{A_2}{A_1} = n$, i $m\,\mathrm{dB} = \frac{m}{10}\,\mathrm{B}$ fa referència a una relació del tipus $\log\frac{A_2}{A_1} = \frac{m}{10}$.

Taula B.7: Altres unitats fora de l'SI (*ve de la pàgina anterior*)

Magnitud	Unitat	Símbol	Valor en unitats SI
energia	erg	erg	$1\,\mathrm{erg} = 10^{-7}\,\mathrm{J}$
força	dina	dyn	$1\,\mathrm{dyn} = 10^{-5}\,\mathrm{N}$
viscositat dinàmica	poise	P	$1\,\mathrm{P} = 1\,\mathrm{dyn\cdot s/cm^2} = 0{,}1\,\mathrm{Pa\cdot s}$
viscositat cinemàtica	stokes	St	$1\,\mathrm{St} = 1\,\mathrm{cm^2/s} = 10^{-4}\,\mathrm{m^2/s}$
luminància	stilb	sb	$1\,\mathrm{sb} = 1\,\mathrm{cd/cm^2} = 10^4\,\mathrm{cd/m^2}$
il·luminació	fot	ph	$1\,\mathrm{ph} = 1\,\mathrm{cd\cdot sr/cm^2} = 10^4\,\mathrm{lx}$
acceleració	gal	Gal	$1\,\mathrm{Gal} = 1\,\mathrm{cm/s^2} = 10^{-2}\,\mathrm{m/s^2}$
flux magnètic	maxwell	Mx	$1\,\mathrm{Mx} = 10^{-8}\,\mathrm{Wb}$
densitat de flux magnètic	gauss	G	$1\,\mathrm{G} = 10^{-4}\,\mathrm{T}$
camp magnètic	oersted	Oe	$1\,\mathrm{Oe} = \frac{1000}{4\pi}\,\mathrm{A/m}$

Finalment, en la Taula B.8 es mostren el símbols d'unitats informàtiques, i en la Taula B.9 es mostren els prefixes de potències binàries que cal usar amb aquestes unitats.

Aquestes unitats i prefixes no pertanyen a l'SI, però han estat adoptats en la norma internacional CEI 60027-2 «Letter symbols to be used in electrical technology – Part 2: Telecommunications and electronics».

Taula B.8: Unitats informàtiques

Nom	Símbol
bit	bit
octet, byte	B

Taula B.9: Prefixes de potències binàries

Nom	Símbol	Factor
yobi	Yi	$2^{80} \approx 1{,}2089 \times 10^{24}$
zebi	Zi	$2^{70} \approx 1{,}1806 \times 10^{21}$
exbi	Ei	$2^{60} \approx 1{,}1529 \times 10^{18}$
pebi	Pi	$2^{50} \approx 1{,}1259 \times 10^{15}$
tebi	Ti	$2^{40} \approx 1{,}0995 \times 10^{12}$
gibi	Gi	$2^{30} \approx 1{,}0737 \times 10^{9}$
mebi	Mi	$2^{20} \approx 1{,}0486 \times 10^{6}$
kibi	Ki	$2^{10} = 1024$

Utilitzant aquests prefixes podem escriure per exemple:

$$1\,\mathrm{KiB} = 2^{10}\,\mathrm{B} = 1024\,\mathrm{B}$$

El prefix «k» de l'SI indica, en canvi, un altre valor:

$$1\,\mathrm{kB} = 10^{3}\,\mathrm{B} = 1000\,\mathrm{B}$$

B.6 Normes d'escriptura

Es presenten a continuació algunes normes aplicables a l'escriptura de les unitats del sistema internacional d'unitats.

Després de cadascuna de les explicacions es donen exemples correctes (precedits pel símbol ✓) i exemples incorrectes (precedits pel símbol ✗).

- El prefix utilitzat per simbolitzar 1000 és la lletra «k» (minúscula). La lletra «K» (majúscula) és el símbol del kelvin; cal tenir en compte que «°K» no és correcte. En canvi, el símbol del grau Celsius és «°C», ja que la lletra «C» sola, és el símbol del coulomb.

  ✓ 6,9 kV

  ✗ 6,9 KV

  ✓ 100 °C = 373,15 K

  ✗ 100 C = 373,15 °K

- Els símbols de les unitats no han d'anar seguits d'un punt, llevat que es trobin al final d'una oració, ja que no són abreviatures.

  ✓ 25 V

  ✗ 25 V.

  ✓ 40 A

  ✗ 40 A.

- Els símbols de les unitats no canvien de forma en el plural, no han d'utilitzar-se abreviatures ni han d'afegir-se o suprimir-se lletres.

  ✓ 150 kg

  ✗ 150 Kgs

  ✓ 25 m

  ✗ 25 mts

  ✓ 33 cm^3

  ✗ 33 cc

  ✓ 20 s

  ✗ 20 seg

- No han de barrejar-se noms i símbols d'unitats.

  ✓ 4 rad/s

  ✗ 4 rad/segon

  ✓ 4 radiant per segon

  ✗ 4 radiant/s

  ✓ 100 km/h

  ✗ 100 km/hora

  ✓ 100 quilòmetre per hora

  ✗ 100 quilòmetre/h

- Els símbols de les unitats s'escriuen a la dreta dels valors numèrics, separats per un espai en blanc.

  ✓ 25 V

  ✗ 25V

  ✓ 40 °C

  ✗ 40°C

  ✓ 20 nF

  ✗ 20nF

  L'única excepció és la mesura d'angles en graus, minuts i segons; en aquest cas s'escriu el valor i la unitat tot junt.

  ✓ 15° 32′ 8″

  ✗ 15 ° 32 ′ 8 ″

- En el cas de símbols d'unitats derivades, formats pel producte d'altres unitats, el producte s'indicarà mitjançant un punt volat o un espai en blanc.

  ✓ 24 N · m

  ✗ 24 N–m

  ✓ 24 N m

  ✗ 24 Nm

  Quan s'utilitza un espai en blanc, cal tenir en compte l'ordre en què s'escriuen les unitats, ja que algunes combinacions poden crear confusió i és millor evitar-les, per exemple: 24 N m (24 newton metre) i 24 m N (24 metre newton) són expressions equivalents, però aquesta darrera pot ser confosa amb 24 mN (24 mil·linewton).

- En el cas de símbols d'unitats derivades, formats per la divisió d'altres unitats, la divisió s'indicarà mitjançant una línia inclinada o horitzontal, o mitjançant potències negatives.

  ✓ 100 m/s

  ✓ $100\,\mathrm{m}\cdot\mathrm{s}^{-1}$

  ✓ $100\,\dfrac{\mathrm{m}}{\mathrm{s}}$

  ✗ 100 m ÷ s

  En el cas anterior, quan s'utilitza la línia inclinada i hi ha més d'una unitat en el denominador, aquestes unitats s'han d'escriure entre parèntesis.

  ✓ $5\,\mathrm{m}\cdot\mathrm{kg}/(\mathrm{s}^3\cdot\mathrm{A})$

  ✗ $5\,\mathrm{m}\cdot\mathrm{kg}/\mathrm{s}^3\cdot\mathrm{A}$

  ✗ $5\,\mathrm{m}\cdot\mathrm{kg}/\mathrm{s}^3/\mathrm{A}$

- No ha de deixar-se cap espai en blanc entre el símbol d'un prefixe i el símbol d'una unitat.

  ✓ 12 pF

  ✗ 12 p F

  ✓ 3 GHz

  ✗ 3 G Hz

- El grup format pel símbol d'un prefixe i el símbol d'una unitat esdevé un nou símbol inseparable (formant un múltiple o submúltiple de la unitat), i pot ser pujat a una potència positiva o negativa i combinat amb altres símbols.

  ✓ $20\,\mathrm{km}^2$

  ✗ $20\,(\mathrm{km})^2$

  ✓ $12\,\mathrm{kg}/\mathrm{mm}^2$

  ✗ $12\,\mathrm{kg}/(\mathrm{mm})^2$

- Només es permet un prefixe davant d'una unitat.

  ✓ $8\,\mathrm{nm}$

  ✗ $8\,\mathrm{m\mu m}$

- No es permeten prefixes aïllats.

  ✓ El nombre de partícules es de $5 \times 10^6/\,\mathrm{m}^3$

  ✗ El nombre de partícules es de $5\,\mathrm{M}/\mathrm{m}^3$

- En el cas dels símbols d'unitats derivades, formades per la divisió d'altres unitats, l'ús de prefixes en el numerador i denominador de forma simultània pot causar confusió, i és preferible, per tant, utilitzar una alta combinació d'unitats on només el numerador o el denominador tinguin prefix.

  ✓ $10\,\mathrm{MV/m}$

  ✗ $10\,\mathrm{kV/mm}$ (no és incorrecte, però el seu ús no es recomana)

- De forma anàloga, el mateix és aplicable als símbols d'unitats derivades formades pel producte d'altres unitats.

  ✓ $10\,\mathrm{kV}\cdot\mathrm{s}$

  ✗ $10\,\mathrm{MV}\cdot\mathrm{ms}$ (no és incorrecte, però el seu ús no es recomana)

- Els noms de les unitats de l'SI s'escriuen en minúscula, excepte en el cas de «grau Celsius», i a l'inici d'una oració.

  ✓ 10 newton

  ✗ 10 Newton

  ✓ 100 watt

  ✗ 100 Watt

  ✓ 24 volt

  ✗ 24 Volt

  ✓ 20 grau Celsius

  ✗ 20 grau celsius

- Les unitats que tenen noms provinents de noms propis, s'han d'escriure tal com apareixen en les taules B.1 a la pàgina 189, B.3 a la pàgina 191, B.5 a la pàgina 192, B.6 a la pàgina 193 i B.7 a la pàgina 193, i no s'han de traduir.

  ✓ 50 newton

✗ 50 neuton

✓ 300 joule

✗ 300 juls

✓ 10^{-6} farad

✗ 10^{-6} faradis

- Quan el nom d'una unitat conté un prefixe, ambdues parts s'han d'escriure juntes, sense cap espai o element d'unió.

  ✓ 1 mil·ligram

  ✗ 1 mil·li gram

  ✗ 1 mil·li-gram

  ✓ 980 hectopascal

  ✗ 980 hecto pascal

  ✗ 980 hecto-pascal

- En el cas d'unitats derivades que s'expressen amb divisions o productes, s'utilitza la preposició «per» entre dos noms d'unitats per indicar-ne la divisió, i no s'utilitza cap paraula per indicar-ne el producte.

  ✓ 1 m/s (1 metre per segon)

  ✗ 1 m/s (1 metre segon)

  ✓ $20\,\Omega \cdot \mathrm{m}$ (20 ohm metre)

  ✗ $20\,\Omega \cdot \mathrm{m}$ (20 ohm multiplicat per metre)

- El valor d'una quantitat ha d'expressar-se utilitzant únicament una unitat.

  ✓ 10,234 m

  ✗ 10 m 23 cm 4 mm

- Quan s'expressa el valor d'una quantitat, és incorrecte afegir lletres o altres símbols a la unitat; qualsevol informació addicional necessària ha d'afegir-se a la quantitat.

  ✓ $U_{\mathrm{rms}} = 220\ \mathrm{V}$

  ✗ $U = 220\ \mathrm{V}_{\mathrm{rms}}$

  ✓ $I_{\mathrm{max}} = 36\ \mathrm{kA}$

  ✗ $I = 36\ \mathrm{kA}_{\mathrm{max}}$

- El separador decimal entre la part entera i decimal d'un valor por ser el punt o la coma. L'ús de l'un o l'altra varia segons el país. Si el valor està comprès entre -1 i +1, és obligatori escriure un zero davant del separador decimal.

  ✓ 0,25 A

  ✗ ,25 A

  ✓ 0.25 A

  ✗ .25 A

- Cuan un valor té moltes xifres, les xifres poden dividir-se en grups de tres, mitjançant un espai curt, per tal de millorar-ne la legibilitat. No s'han d'utilitzar punts o comes per separar aquests grups de tres xifres.
  - ✓ 43 279,168 29 kg
  - ✓ 43279,16829 kg
  - ✗ 43.279,168.29 kg

El document «Guide for the Use of the International System of Units (SI)», publicat pel (NIST), fa a més les recomanacions següents:

- Quan s'indiquen valors de magnituds amb les seves desviacions, s'indiquen intervals, o s'expressen diversos valors numèrics, les unitats han de ser presents en cadascun dels valors, o s'han d'usar parèntesis si es vol posar les unitats només al final.
  - ✓ 63,2 m ± 0,1 m
  - ✓ (63,2 ± 0,1) m
  - ✗ 63,2 ± 0,1 m
  - ✗ 63,2 m ± 0,1
  - ✓ 4 mA a 20 mA
  - ✓ (4 a 20) mA
  - ✗ 4 a 20 mA
  - ✓ 800 mm × 600 mm × 300 mm
  - ✓ (800 × 600 × 300) mm
  - ✗ 800 × 600 × 300 mm
  - ✓ 127 s + 3 s = 130 s
  - ✓ (127 + 3) s = 130 s
  - ✗ 127 + 3 s = 130 s
  - ✓ 70 % ± 5 %
  - ✓ (70 ± 5) %
  - ✗ 70 ± 5 %
  - ✓ 240 × (1 ± 10 %) V
  - ✗ 240 V ± 10 %
- Cal evitar l'utilització de «ppm» (parts per milió), «ppb» (parts per bilió), etc.
  - ✓ La concentració d'àcid en aigua és de 25 μL/L
  - ✗ La concentració d'àcid en aigua és de 25 ppm

Apèndix C

Constants Físiques

C.1 Taula de valors

En la Taula C.1 es pot veure una recopilació de constants físiques; les xifres entre parèntesis que hi apareixen representen l'error absolut del valor.

Els valors de les constants d'aquesta taula són els recomanats l'any 2010 pel «Committee on Data for Science and Technology» (CODATA), un comitè científic de l'«International Council for Science».

Podeu trobar més informació a les adreces: www.codata.org i physics.nist.gov/cuu/Constants.

Taula C.1: Constants físiques

Magnitud	Símbol	Valor	Error relatiu
velocitat de la llum en el buit	c, c_0	$299\,792\,458\ \mathrm{m/s}$	exacte
constant magnètica	μ_0	$4\pi \times 10^{-7}\ \mathrm{N/A^2}$	exacte
constant elèctrica: $1/(\mu_0 c^2)$	ϵ_0	$8{,}854\,187\,817\ldots \times 10^{-12}\ \mathrm{F/m}$	exacte
impedància característica del buit: $\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$	Z_0	$376{,}730\,313\,461\ldots\Omega$	exacte
atmosfera estàndard	–	$101\,325\ \mathrm{Pa}$	exacte
acceleració de la gravetat estàndard	g_n	$9{,}806\,65\ \mathrm{m/s^2}$	exacte
massa molar del carboni-12	$M(^{12}\mathrm{C})$	$12 \times 10^{-3}\ \mathrm{kg/mol}$	exacte
constant gravitacional de Newton	G	$6{,}673\,84(80) \times 10^{-11}\ \mathrm{m^3/(kg \cdot s^2)}$	$1{,}2 \times 10^{-4}$
constant de Planck	h	$6{,}626\,069\,57(29) \times 10^{-34}\ \mathrm{J \cdot s}$	$4{,}4 \times 10^{-8}$
constant de Planck reduïda: $h/(2\pi)$	$\hbar$	$1{,}054\,571\,726(47) \times 10^{-34}\ \mathrm{J \cdot s}$	$4{,}4 \times 10^{-8}$

(*continua a la pàgina següent*)

Taula C.1: Constants físiques (*ve de la pàgina anterior*)

Magnitud	Símbol	Valor	Error relatiu
càrrega elemental	e	$1{,}602\,176\,565(35) \times 10^{-19}$ C	$2{,}2 \times 10^{-8}$
massa de l'electró	m_e	$9{,}109\,382\,91(40) \times 10^{-31}$ kg	$4{,}4 \times 10^{-8}$
massa del protó	m_p	$1{,}672\,621\,777(74) \times 10^{-27}$ kg	$4{,}4 \times 10^{-8}$
massa del neutró	m_n	$1{,}674\,927\,351(74) \times 10^{-27}$ kg	$4{,}4 \times 10^{-8}$
massa del deuteri	m_d	$3{,}343\,583\,48(15) \times 10^{-27}$ kg	$4{,}4 \times 10^{-8}$
massa del triti	m_t	$5{,}007\,356\,30(22) \times 10^{-27}$ kg	$4{,}4 \times 10^{-8}$
massa de la partícula α	m_α	$6{,}644\,656\,75(29) \times 10^{-27}$ kg	$4{,}4 \times 10^{-8}$
radi de Bohr: $4\pi\epsilon_0\hbar^2/(m_e e^2)$	a_0	$0{,}529\,177\,210\,92(17) \times 10^{-10}$ m	$3{,}2 \times 10^{-10}$
longitud d'ona Compton: $h/(m_e c)$	λ_C	$2{,}426\,310\,238\,9(16) \times 10^{-12}$ m	$6{,}5 \times 10^{-10}$
número d'Avogadro	N_A, L	$6{,}022\,141\,29(27) \times 10^{23}$ mol^{-1}	$4{,}4 \times 10^{-8}$
constant molar dels gasos	R	$8{,}314\,462\,1(75)$ J/(mol · K)	$9{,}1 \times 10^{-7}$
constant de Faraday: eN_A	F	$96\,485{,}3365(21)$ C/mol	$2{,}2 \times 10^{-8}$
constant de Boltzmann: R/N_A	k	$1{,}380\,648\,8(13) \times 10^{-23}$ J/K	$9{,}1 \times 10^{-7}$
constant d'Stefan-Boltzmann: $\pi^2 k^4/(60\,\hbar^3 c^2)$	σ	$5{,}670\,373(21) \times 10^{-8}$ W/(m^2 · K^4)	$3{,}6 \times 10^{-6}$

C.2 Error absolut i relatiu

Tal com s'ha dit al principi, les xifres entre parèntesis indiquen l'error absolut del valor que les precedeix. El nombre de xifres entre parèntesis determina la posició decimal d'aquest error, per exemple, en el cas de la massa de l'electró tenim:

$$m_e = 9{,}109\,382\,91(40) \times 10^{-31}\ \text{kg}$$

Les dues xifres entre parèntesis, 40, ens determina que la posició decimal de l'error absolut ha de correspondre amb la posició de les dues últimes xifres, 91, del valor; l'error absolut ϵ és doncs:

$$\epsilon = 0{,}000\,000\,40 \times 10^{-31}\ \text{kg}$$

Per tant, el valor de la massa de l'electró també es pot escriure's així:

$$m_e = (9{,}109\,382\,91 \pm 0{,}000\,000\,40) \times 10^{-31}\ \text{kg}$$

Finalment, l'error relatiu ϵ_r es calcula dividint l'error absolut pel valor sense l'error:

$$\epsilon_r = \frac{0{,}000\,000\,40 \times 10^{-31}\ \text{kg}}{9{,}109\,382\,91 \times 10^{-31}\ \text{kg}} = 4{,}4 \times 10^{-8}$$

Apèndix D

Relacions Trigonomètriques

D.1 Funcions Trigonomètriques

En la Taula D.1 es pot veure el signe de les funcions trigonomètriques, segons en quin dels quatre quadrants es trobi l'angle α. I: $\alpha \in [0, \frac{\pi}{2}]$, II: $\alpha \in [\frac{\pi}{2}, \pi]$, III: $\alpha \in [\pi, \frac{3\pi}{2}]$, IV: $\alpha \in [\frac{3\pi}{2}, 2\pi]$.

Taula D.1: Signes de les funcions trigonomètriques ens el quatre quadrants

$\sin\alpha > 0$	$\cos\alpha < 0$	$\tan\alpha < 0$			$\sin\alpha > 0$	$\cos\alpha > 0$	$\tan\alpha > 0$
$\csc\alpha > 0$	$\sec\alpha < 0$	$\cot\alpha < 0$	**II**	**I**	$\csc\alpha > 0$	$\sec\alpha > 0$	$\cot\alpha > 0$
$\sin\alpha < 0$	$\cos\alpha < 0$	$\tan\alpha > 0$	**III**	**IV**	$\sin\alpha < 0$	$\cos\alpha > 0$	$\tan\alpha < 0$
$\csc\alpha < 0$	$\sec\alpha < 0$	$\cot\alpha > 0$			$\csc\alpha < 0$	$\sec\alpha > 0$	$\cot\alpha < 0$

Es presenten a continuació les funcions trigonomètriques d'angles en qualsevol quadrant, en funció d'un angle en el primer quadrant, $\alpha \in [0, \frac{\pi}{2}]$.

$$\sin(-\alpha) = -\sin\alpha \qquad \csc(-\alpha) = -\csc\alpha \tag{D.1a}$$
$$\cos(-\alpha) = +\cos\alpha \qquad \sec(-\alpha) = +\sec\alpha \tag{D.1b}$$
$$\tan(-\alpha) = -\tan\alpha \qquad \cot(-\alpha) = -\cot\alpha \tag{D.1c}$$

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} \pm \alpha\right) = +\cos\alpha \qquad \csc\left(\frac{\pi}{2} \pm \alpha\right) = +\sec\alpha \tag{D.2a}$$
$$\cos\left(\frac{\pi}{2} \pm \alpha\right) = \mp\sin\alpha \qquad \sec\left(\frac{\pi}{2} \pm \alpha\right) = \mp\csc\alpha \tag{D.2b}$$
$$\tan\left(\frac{\pi}{2} \pm \alpha\right) = \mp\cot\alpha \qquad \cot\left(\frac{\pi}{2} \pm \alpha\right) = \mp\tan\alpha \tag{D.2c}$$

$$\sin(\pi \pm \alpha) = \mp\sin\alpha \qquad \csc(\pi \pm \alpha) = \mp\csc\alpha \tag{D.3a}$$
$$\cos(\pi \pm \alpha) = -\cos\alpha \qquad \sec(\pi \pm \alpha) = -\sec\alpha \tag{D.3b}$$
$$\tan(\pi \pm \alpha) = \pm\tan\alpha \qquad \cot(\pi \pm \alpha) = \pm\cot\alpha \tag{D.3c}$$

$$\sin\left(\frac{3\pi}{2} \pm \alpha\right) = -\cos\alpha \qquad \csc\left(\frac{3\pi}{2} \pm \alpha\right) = -\sec\alpha \tag{D.4a}$$

$$\cos\left(\frac{3\pi}{2} \pm \alpha\right) = \pm\sin\alpha \qquad \sec\left(\frac{3\pi}{2} \pm \alpha\right) = \pm\csc\alpha \tag{D.4b}$$

$$\tan\left(\frac{3\pi}{2} \pm \alpha\right) = \mp\cot\alpha \qquad \cot\left(\frac{3\pi}{2} \pm \alpha\right) = \mp\tan\alpha \tag{D.4c}$$

$$\sin(2\pi \pm \alpha) = \pm\sin\alpha \qquad \csc(2\pi \pm \alpha) = \pm\csc\alpha \tag{D.5a}$$

$$\cos(2\pi \pm \alpha) = +\cos\alpha \qquad \sec(2\pi \pm \alpha) = +\sec\alpha \tag{D.5b}$$

$$\tan(2\pi \pm \alpha) = \pm\tan\alpha \qquad \cot(2\pi \pm \alpha) = \pm\cot\alpha \tag{D.5c}$$

En la Taula D.2 es pot veure el valor de les funcions trigonomètriques per a diversos angles usuals.

Taula D.2: Valors de les funcions trigonomètriques per a diversos angles

α [rad]	α [°]	$\sin\alpha$	$\cos\alpha$	$\tan\alpha$	$\csc\alpha$	$\sec\alpha$	$\cot\alpha$
0	0	0	1	0	$\pm\infty$	1	$\pm\infty$
$\frac{\pi}{6}$	30	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	2	$\frac{2\sqrt{3}}{3}$	$\sqrt{3}$
$\frac{\pi}{4}$	45	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	1	$\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$	1
$\frac{\pi}{3}$	60	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\sqrt{3}$	$\frac{2\sqrt{3}}{3}$	2	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
$\frac{\pi}{2}$	90	1	0	$\pm\infty$	1	$\pm\infty$	0
π	180	0	-1	0	$\pm\infty$	-1	$\pm\infty$
$\frac{3\pi}{2}$	270	-1	0	$\pm\infty$	-1	$\pm\infty$	0

Es dóna a continuació cadascuna de les funcions trigonomètriques en funció de totes les altres. El signe $\pm$ que apareix en les equacions, ve determinat pel quadrant on es troba l'angle α (vegeu la Taula D.1 a la pàgina anterior).

$$\sin\alpha = \pm\sqrt{1-\cos^2\alpha} = \frac{\tan\alpha}{\pm\sqrt{1+\tan^2\alpha}} = \frac{1}{\pm\sqrt{1+\cot^2\alpha}} = \frac{\pm\sqrt{\sec^2\alpha - 1}}{\sec\alpha} = \frac{1}{\csc\alpha} \tag{D.6a}$$

$$\cos\alpha = \pm\sqrt{1-\sin^2\alpha} = \frac{1}{\pm\sqrt{1+\tan^2\alpha}} = \frac{\cot\alpha}{\pm\sqrt{1+\cot^2\alpha}} = \frac{1}{\sec\alpha} = \frac{\pm\sqrt{\csc^2\alpha - 1}}{\csc\alpha} \tag{D.6b}$$

$$\tan\alpha = \frac{\sin\alpha}{\pm\sqrt{1-\sin^2\alpha}} = \frac{\pm\sqrt{1-\cos^2\alpha}}{\cos\alpha} = \frac{1}{\cot\alpha} = \pm\sqrt{\sec^2\alpha - 1} = \frac{1}{\pm\sqrt{\csc^2\alpha - 1}} \tag{D.6c}$$

$$\csc\alpha = \frac{1}{\sin\alpha} = \frac{1}{\pm\sqrt{1-\cos^2\alpha}} = \frac{\pm\sqrt{1+\tan^2\alpha}}{\tan\alpha} = \pm\sqrt{1+\cot^2\alpha} = \frac{\sec\alpha}{\pm\sqrt{\sec^2\alpha - 1}} \tag{D.6d}$$

$$\sec\alpha = \frac{1}{\pm\sqrt{1-\sin^2\alpha}} = \frac{1}{\cos\alpha} = \pm\sqrt{1+\tan^2\alpha} = \frac{\pm\sqrt{1+\cot^2\alpha}}{\cot\alpha} = \frac{\csc\alpha}{\pm\sqrt{\csc^2\alpha - 1}} \tag{D.6e}$$

$$\cot\alpha = \frac{\pm\sqrt{1-\sin^2\alpha}}{\sin\alpha} = \frac{\cos\alpha}{\pm\sqrt{1-\cos^2\alpha}} = \frac{1}{\tan\alpha} = \frac{1}{\pm\sqrt{\sec^2\alpha - 1}} = \pm\sqrt{\csc^2\alpha - 1} \tag{D.6f}$$

Identitats fonamentals de les funcions trigonomètriques:

$$\sin^2\alpha + \cos^2\alpha = 1 \tag{D.7}$$

$$1 + \tan^2\alpha = \sec^2\alpha \tag{D.8}$$

$$1 + \cot^2\alpha = \csc^2\alpha \tag{D.9}$$

$$\cos\alpha + \mathrm{j}\sin\alpha = \mathrm{e}^{\mathrm{j}\alpha} \tag{D.10}$$

Funcions trigonomètriques de l'angle doble, i generalització per a $n \in \mathbb{Z}$:

$$\sin 2\alpha = 2\sin\alpha\cos\alpha \qquad \sin n\alpha = 2\sin[(n-1)\alpha]\cos\alpha - \sin[(n-2)\alpha] \tag{D.11a}$$

$$\cos 2\alpha = 2\cos^2\alpha - 1 \qquad \cos n\alpha = 2\cos[(n-1)\alpha]\cos\alpha - \cos[(n-2)\alpha] \tag{D.11b}$$

$$\tan 2\alpha = \frac{2\tan\alpha}{1-\tan^2\alpha} \qquad \tan n\alpha = \frac{\tan[(n-1)\alpha] + \tan\alpha}{1 - \tan[(n-1)\alpha]\tan\alpha} \tag{D.11c}$$

Funcions trigonomètriques de l'angle meitat. El signe $\pm$ que apareix en les equacions, ve determinat pel quadrant on es troba l'angle $\frac{\alpha}{2}$ (vegeu la Taula D.1 a la pàgina 203):

$$\sin\frac{\alpha}{2} = \pm\sqrt{\frac{1-\cos\alpha}{2}} \tag{D.12a}$$

$$\cos\frac{\alpha}{2} = \pm\sqrt{\frac{1+\cos\alpha}{2}} \tag{D.12b}$$

$$\tan\frac{\alpha}{2} = \pm\sqrt{\frac{1-\cos\alpha}{1+\cos\alpha}} \tag{D.12c}$$

Funcions trigonomètriques de la suma i diferència d'angles:

$$\sin(\alpha+\beta) = \sin\alpha\cos\beta + \sin\beta\cos\alpha \qquad \sin(\alpha-\beta) = \sin\alpha\cos\beta - \sin\beta\cos\alpha \tag{D.13a}$$

$$\cos(\alpha+\beta) = \cos\alpha\cos\beta - \sin\beta\sin\alpha \qquad \cos(\alpha-\beta) = \cos\alpha\cos\beta + \sin\beta\sin\alpha \tag{D.13b}$$

$$\tan(\alpha+\beta) = \frac{\tan\alpha + \tan\beta}{1 - \tan\alpha\tan\beta} \qquad \tan(\alpha-\beta) = \frac{\tan\alpha - \tan\beta}{1 + \tan\alpha\tan\beta} \tag{D.13c}$$

Suma i diferència de funcions trigonomètriques:

$$\sin\alpha + \sin\beta = 2\sin\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)\cos\left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right) \tag{D.14a}$$

$$\sin\alpha - \sin\beta = 2\cos\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)\sin\left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right) \tag{D.14b}$$

$$\cos\alpha + \cos\beta = 2\cos\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)\cos\left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right) \tag{D.14c}$$

$$\cos\alpha - \cos\beta = -2\sin\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)\sin\left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right) \tag{D.14d}$$

Producte de funcions trigonomètriques:

$$\sin\alpha\cos\beta = \frac{\sin(\alpha-\beta)+\sin(\alpha+\beta)}{2} \tag{D.15a}$$

$$\cos\alpha\cos\beta = \frac{\cos(\alpha-\beta)+\cos(\alpha+\beta)}{2} \tag{D.15b}$$

$$\sin\alpha\sin\beta = \frac{\cos(\alpha-\beta)-\cos(\alpha+\beta)}{2} \tag{D.15c}$$

Producte de funcions trigonomètriques del la suma i diferència d'angles:

$$\sin(\alpha+\beta)\sin(\alpha-\beta) = \sin^2\alpha - \sin^2\beta = \cos^2\beta - \cos^2\alpha \tag{D.16a}$$

$$\cos(\alpha+\beta)\cos(\alpha-\beta) = \cos^2\alpha - \sin^2\beta = \cos^2\beta - \sin^2\alpha \tag{D.16b}$$

Potències de funcions trigonomètriques:

$$\sin^2\alpha = \frac{1-\cos 2\alpha}{2} \qquad \cos^2\alpha = \frac{1+\cos 2\alpha}{2} \tag{D.17a}$$

$$\sin^3\alpha = \frac{3\sin\alpha - \sin 3\alpha}{4} \qquad \cos^3\alpha = \frac{3\cos\alpha + \cos 3\alpha}{4} \tag{D.17b}$$

$$\sin^4\alpha = \frac{3-4\cos 2\alpha+\cos 4\alpha}{8} \qquad \cos^4\alpha = \frac{3+4\cos 2\alpha+\cos 4\alpha}{8} \tag{D.17c}$$

Conversió de la suma d'una funció cosinus i una funció sinus, en una única funció cosinus o sinus $(A, B \in \mathbb{R})$[1]:

$$A\cos\alpha + B\sin\alpha = \sqrt{A^2+B^2}\,\cos\left(\alpha - \arctan\frac{B}{A}\right) \tag{D.18a}$$

$$A\cos\alpha + B\sin\alpha = \sqrt{A^2+B^2}\,\sin\left(\alpha - \arctan\frac{B}{A} + \frac{\pi}{2}\right) \tag{D.18b}$$

[1] Cal tenir en compte que la funció arctan disponible en moltes calculadores i llenguatges de programació, torna de forma estandarditzada valors compresos entre $-\frac{\pi}{2}$ i $\frac{\pi}{2}$. En aquest cas cal sumar el valor π, quan A és negatiu, a l'angle obtingut amb la funció arctan per tal d'obtenir l'angle en el quadrant correcte.

D.2 Lleis trigonomètriques dels triangles

A continuació es presenten diverses lleis trigonomètriques relacionades amb els triangles. Aquestes lleis relacionen les longituds dels tres costats a, b i c d'un triangle qualsevol, com el de la Figura D.1, amb els seus tres angles interiors α, β i γ, i amb els radis r i R de les circumferències inscrita i circumscrita al triangle.

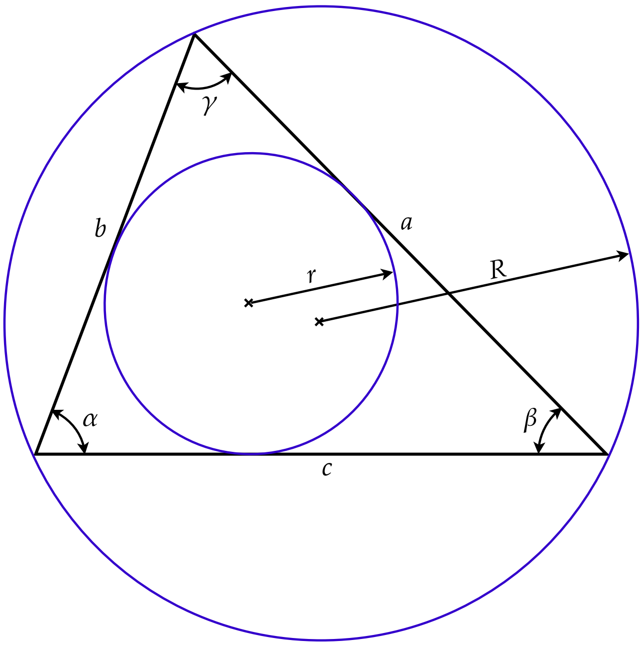


Figura D.1: Lleis trigonomètriques dels triangles

La llei dels sinus ens dóna la relació següent:

$$\frac{a}{\sin\alpha} = \frac{b}{\sin\beta} = \frac{c}{\sin\gamma} = 2R \tag{D.19}$$

La llei dels cosinus ens dóna les relacions següents:

$$a^2 = b^2 + c^2 - 2bc\cos\alpha \tag{D.20a}$$

$$b^2 = a^2 + c^2 - 2ac\cos\beta \tag{D.20b}$$

$$c^2 = a^2 + b^2 - 2ab\cos\gamma \tag{D.20c}$$

La llei de les tangents ens dóna les relacions següents:

$$\frac{a-b}{a+b} = \frac{\tan\frac{\alpha-\beta}{2}}{\tan\frac{\alpha+\beta}{2}} \tag{D.21a}$$

$$\frac{a-c}{a+c} = \frac{\tan\frac{\alpha-\gamma}{2}}{\tan\frac{\alpha+\gamma}{2}} \tag{D.21b}$$

$$\frac{b-c}{b+c} = \frac{\tan\frac{\beta-\gamma}{2}}{\tan\frac{\beta+\gamma}{2}} \tag{D.21c}$$

La llei de les cotangents ens dóna la relació següent:

$$\frac{b+c-a}{\cot\frac{\alpha}{2}} = \frac{a+c-b}{\cot\frac{\beta}{2}} = \frac{a+b-c}{\cot\frac{\gamma}{2}} = 2r \tag{D.22}$$

La fórmula de Mollweide ens dóna les relacions següents:

$$\frac{a+b}{c} = \frac{\cos\frac{\alpha-\beta}{2}}{\sin\frac{\gamma}{2}} \tag{D.23a}$$

$$\frac{a-b}{c} = \frac{\sin\frac{\alpha-\beta}{2}}{\cos\frac{\gamma}{2}} \tag{D.23b}$$

D.3 Funcions Hiperbòliques

Definició de les funcions hiperbòliques ($z \in \mathbb{C}$):

$$\sinh z \equiv \frac{\mathrm{e}^z - \mathrm{e}^{-z}}{2} \qquad \operatorname{csch} z \equiv \frac{1}{\sinh z} = \frac{2}{\mathrm{e}^z - \mathrm{e}^{-z}} \tag{D.24a}$$

$$\cosh z \equiv \frac{\mathrm{e}^z + \mathrm{e}^{-z}}{2} \qquad \operatorname{sech} z \equiv \frac{1}{\cosh z} = \frac{2}{\mathrm{e}^z + \mathrm{e}^{-z}} \tag{D.24b}$$

$$\tanh z \equiv \frac{\sinh z}{\cosh z} = \frac{\mathrm{e}^{2z} - 1}{\mathrm{e}^{2z} + 1} \qquad \coth z \equiv \frac{1}{\tanh z} = \frac{\mathrm{e}^{2z} + 1}{\mathrm{e}^{2z} - 1} \tag{D.24c}$$

Identitats fonamentals de les funcions hiperbòliques ($z \in \mathbb{C}$):

$$\cosh^2 z - \sinh^2 z = 1 \tag{D.25}$$

$$\operatorname{sech}^2 z + \tanh^2 z = 1 \tag{D.26}$$

$$\operatorname{csch}^2 z - \coth^2 z = -1 \tag{D.27}$$

$$\cosh z + \sinh z = \mathrm{e}^z \tag{D.28}$$

Les funcions hiperbòliques presenten les següents simetries ($z \in \mathbb{C}$):

$$\sinh(-z) = -\sinh z \tag{D.29a}$$

$$\cosh(-z) = \cosh z \tag{D.29b}$$

$$\tanh(-z) = -\tanh z \tag{D.29c}$$

Funcions hiperbòliques de la suma i diferència d'arguments ($z_1, z_2 \in \mathbb{C}$):

$$\sinh(z_1 + z_2) = \sinh z_1 \cosh z_2 + \sinh z_2 \cosh z_1 \tag{D.30a}$$

$$\sinh(z_1 - z_2) = \sinh z_1 \cosh z_2 - \sinh z_2 \cosh z_1 \tag{D.30b}$$

$$\cosh(z_1 + z_2) = \cosh z_1 \cosh z_2 + \sinh z_2 \sinh z_1 \tag{D.30c}$$

$$\cosh(z_1 - z_2) = \cosh z_1 \cosh z_2 - \sinh z_2 \sinh z_1 \tag{D.30d}$$

$$\tanh(z_1 + z_2) = \frac{\tanh z_1 + \tanh z_2}{1 + \tanh z_1 \tanh z_2} \tag{D.30e}$$

$$\tanh(z_1 - z_2) = \frac{\tanh z_1 - \tanh z_2}{1 - \tanh z_1 \tanh z_2} \tag{D.30f}$$

Suma i diferència de funcions hiperbòliques ($z_1, z_2 \in \mathbb{C}$):

$$\sinh z_1 + \sinh z_2 = 2 \sinh\left(\frac{z_1 + z_2}{2}\right) \cosh\left(\frac{z_1 - z_2}{2}\right) \tag{D.31a}$$

$$\sinh z_1 - \sinh z_2 = 2 \cosh\left(\frac{z_1 + z_2}{2}\right) \sinh\left(\frac{z_1 - z_2}{2}\right) \tag{D.31b}$$

$$\cosh z_1 + \cosh z_2 = 2 \cosh\left(\frac{z_1 + z_2}{2}\right) \cosh\left(\frac{z_1 - z_2}{2}\right) \tag{D.31c}$$

$$\cosh z_1 - \cosh z_2 = 2 \sinh\left(\frac{z_1 + z_2}{2}\right) \sinh\left(\frac{z_1 - z_2}{2}\right) \tag{D.31d}$$

Producte de funcions hiperbòliques ($z_1, z_2 \in \mathbb{C}$):

$$\sinh z_1 \cosh z_2 = \frac{\sinh(z_1 + z_2) + \sinh(z_1 - z_2)}{2} \tag{D.32a}$$

$$\cosh z_1 \cosh z_2 = \frac{\cosh(z_1 + z_2) + \cosh(z_1 - z_2)}{2} \tag{D.32b}$$

$$\sinh z_1 \sinh z_2 = \frac{\cosh(z_1 + z_2) - \cosh(z_1 - z_2)}{2} \tag{D.32c}$$

Bibliografia

[1] HELMUT KOPKA, PATRICK W. DALY. *A Guide To LaTeX*. Addison-Wesley, 3rd edition, 1999.

[2] GEORGE GRÄTZER. *More Math Into LaTeX*. Springer, 4th edition, 2007.

[3] MICHEL GOOSSENS, FRANK MITTELBACH, SEBSTIAN RAHTZ, DENIS ROEGEL, HERBERT VOSS. *The LaTeX Graphics Companion*. Addison-Wesley, 2nd edition, 2008.

[4] GABRIEL VALIENTE FERUGLIO. *Composició de textos científics amb LaTeX*. Edicions UPC, 1998.

[5] GABRIEL VALIENTE FERUGLIO. *Modern Catalan Typographical Conventions*. TUGBoat, 16(3), 329-338, 1995.

[6] CLAUDIO BECCARI. *Typesetting mathematics for science and technology according to ISO 31/XL*. TUGBoat, 18(1), 39-48, 1997.

[7] J. WILLIAM HOWARD, JR. *Graecum est: el uso del griego en textos electrónicos de carácter científico-técnico*. Panace@, VI(19), 45-54, 2005.

[8] JOEL L. SCHIFF. *The Laplace Transform: Theory and Applications*. Springer, 1999.

[9] R. J. BEERENDS, H. G. TER MORSCHE, J. C. VAN DEN BERG, E. M. VAN DE VRIE. *Fourier and Laplace Transforms*. Cambridge University Press, 2003.

[10] ENRIQUE RAS. *Teoría de circuitos. Fundamentos*. Marcombo Boixareu Editores, 3ª edición, 1977.

[11] ENRIQUE RAS. *Transformadores. De potencia, medida y protección*. Marcombo Boixareu Editores, 6ª edición, 1985.

[12] ENRIQUE RAS. *Teoría de líneas eléctricas (Volumen I)*. Marcombo Boixareu Editores, 2ª edición, 1986.

[13] ENRIQUE RAS. *Redes eléctricas y multipolos*. Marcombo Boixareu Editores, 1980.

[14] ENRIQUE RAS. *Análisis de Fourier y cálculo operacional aplicados a la electrotecnia*. Marcombo Boixareu Editores, 1979.

[15] FELIPE CÓRCOLES LÓPEZ, JOAQUIM PEDRA DURÁN, MIQUEL SALICHS VIVANCOS. *Transformadores*. Edicions UPC, 2004.

[16] STEPHEN J. CHAPMAN. *Máquinas Eléctricas*. McGraw-Hill, 4ª edición, 2005.

[17] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., Stephen D. Umans. *Electric Machinery*. McGraw-Hill, 6th edition, 2003.

[18] John J. Grainger, William D. Stevenson Jr. *Análisis de Sistemas de Potencia*. McGraw-Hill, 1996.

[19] Hadi Saadat. *Power System Analysis*. McGraw-Hill, 2nd edition, 2004.

[20] J. Duncan Glover, Mulukutla S. Sarma, Thomas J. Overbye. *Power System Analysis & Design*. CENGAGE Learning, 5th edition (SI), 2011.

[21] J. Lewis Blackburn. *Simmetrical Components for Power Systems Engineering*. Marcel Dekker, Inc, 1993.

[22] J. Lewis Blackburn, Thomas J. Domin. *Protective Relaying. Principles and Applications*. CRC Press, 3rd edition, 2007.

[23] Donald Reimert. *Protective Relaying for Power Generation Systems*. CRC Press, 2006.

[24] Nasser D. Tleis. *Power Systems Modelling and Fault Analysis – Theory and Practise*. ELSEVIER, 2008.

[25] Robert Capella. *Protecciones eléctricas en MT*. Publicación Técnica de Schneider 071, mayo 2003.

[26] Manuel Llorente Antón. *Líneas y cables*. Publicación Técnica de Schneider 073, enero 2003.

[27] Jean Pasteau. *Envolventes y grados de protección*. Cuaderno Técnico de Schneider 166, febrero 2001.

[28] Paola Fonti. *Transformadores de intensidad: cómo determinar sus especificaciones*. Cuaderno Técnico de Schneider 194, agosto 2000.

[29] Paola Fonti. *Transformadores de intensidad: errores de especificación y soluciones*. Cuaderno Técnico de Schneider 195, diciembre 2001.

Índex Alfabètic

Símbols

A

B

C

D

E

F

G

H

I

J

K

L

M

N

O

P

Q

R

S

T