

Adaptació d'impedàncies i factor de qualitat

Aurora Andújar Linares
Jaume Anguera Pros

PID_00178413

Índex

Introducció	5
Objectius	6
1. Factor de qualitat	7
1.1. Q per a impedàncies RLC sèrie i paral·lel	8
1.2. Límit fonamental del factor de qualitat	15
1.3. Càlcul del factor de qualitat a partir de la impedància	20
1.3.1. Aplicació al càlcul d'un circuit RLC	20
1.3.2. Aplicació a antenes genèriques	21
2. Xarxes d'adaptació: concentrades i distribuïdes	23
2.1. Model elèctric associat a la impedància d'una antena: sèrie i paral·lel	24
2.2. Xarxes d'adaptació basades en elements concentrats	28
2.3. Xarxes d'adaptació basades en elements distribuïts	38
3. Xarxes de banda ampla	44
4. Antenes carregades	54
5. Lectures obligatòries i complementàries	58
Bibliografia	59

Introducció

“Ha de ser simple per a ser cert. Si no és simple, probablement no ho podrem desxifrar.”

Albert Einstein (1879-1955), científic alemany

Aquest mòdul aborda aspectes relacionats amb la impedància d'antena. En particular, en l'apartat 1 s'introdueix el factor de qualitat (Q), que resulta de gran utilitat a l'hora d'estimar l'amplada de banda associada a una antena sense necessitat que aquesta estigui adaptada. Es presenten diversos mètodes per a calcular aquest factor Q . En el mateix apartat s'introdueix el factor Q en funció del volum que ocupa una antena, la qual cosa permet entendre les limitacions de les antenes miniatura (antenes elèctricament petites).

En l'apartat 2 es presenten tècniques d'adaptació d'antenes basades en components discrets (bobines i condensadors), i també distribuïts (línies de transmissió).

En l'apartat 3 s'exposa una tècnica que permet augmentar l'amplada de banda en un factor corresponent a aproximadament la meitat del límit de Fano a partir de només dos components reactius a la xarxa d'adaptació, la qual cosa representa un factor de millora substancial.

Finalment, l'apartat 4 mostra com càrregues en una antena (bobines/condensadors) poden millorar no solament l'adaptació, sinó també l'eficiència de les antenes miniatura.

Objectius

Els principals objectius d'aquest mòdul són els següents:

- 1.** Entendre el paràmetre Q . Aquest paràmetre permet analitzar l'amplada de banda de la impedància d'una antena sense la necessitat que l'antena estigui adaptada al generador.
- 2.** Estudiar el límit fonamental del paràmetre Q . Analitzar les limitacions d'amplada de banda associades a antenes elèctricament petites.
- 3.** Comprendre que la impedància d'una antena es pot modelitzar mitjançant ressonadors RLC sèrie i paral·lel.
- 4.** Analitzar mecanismes d'adaptació d'impedàncies tant amb elements concentrats com distribuïts.
- 5.** Examinar xarxes d'adaptació que permetin augmentar l'amplada de banda.
- 6.** Estudiar els avantatges de carregar una antena quant a millorar l'eficiència de radiació i la seva adaptació d'impedàncies.

1. Factor de qualitat

La impedància és un dels paràmetres d'antena que està relacionat íntimament amb el sistema de radiofreqüència al qual l'antena va connectada. La correcta adaptació d'impedàncies determina en gran part que la potència radiada o captada es maximitzi. D'altra banda, és interessant conèixer la capacitat que una antena té per a poder-se adaptar en un marge ampli de freqüències.

Una manera senzilla de conèixer això consisteix simplement a prendre la impedància d'antena i calcular-ne l'amplada de banda (BW^1). No obstant això, aquest sistema de càlcul presenta certes limitacions. D'aquesta manera, si es calcula el BW mitjançant el procediment esmentat, d'una antena que presenta una impedància tal que, en un marge de freqüències considerable, la part real d'aquesta impedància es manté pràcticament constant amb un valor que difereix de la impedància de referència (Z_0) i la part imaginària és substancialment nul·la, les conclusions que s'obtidrien serien:

- O bé que l'antena presenta una BW reduït.
- O bé que –en el pitjor dels casos– no es pot definir l'amplada de banda de l'antena, ja que el nivell de relació d'ona estacionària (ROE^2) no arriba als mínims prefixats a causa que la part real és molt diferent de la impedància de referència.

Una possible solució consistiria a adaptar la impedància d'antena per minimitzar les pèrdues per reflexió³. Però sorgiria llavors un problema nou: com es podria determinar si la xarxa d'adaptació triada proporciona la millor adaptació? S'haurien de provar diverses topologies de xarxes d'adaptació a fi de determinar quina maximitza el BW potencial.

El procediment exposat anteriorment pot ocultar el potencial que presenta l'antena quant a BW. Per a esmenar aquest problema, s'utilitza el **factor de qualitat** (Q), que és un paràmetre inversament proporcional a la BW i que s'analitzarà detalladament al llarg d'aquest apartat. La seva definició és 2π vegades l'energia màxima emmagatzemada per l'antena sobre l'energia perduda per període corresponent a la freqüència d'operació:

$$Q = 2\omega \frac{\max(W_e, W_m)}{P} \quad 5.1$$

⁽¹⁾ BW és la sigla de l'expressió anglesa *bandwidth*, 'amplada de banda'.

Vegeu també

El càlcul de l'amplada de banda d'una antena es descriu en l'apartat 2 del mòdul "L'antena en un sistema de comunicació" d'aquesta assignatura.

⁽²⁾ ROE és la sigla de *relació d'ona estacionària*.

⁽³⁾ En anglès, *mismatch losses*.

Vegeu també

Les pèrdues per reflexió es tracten en l'apartat 2 del mòdul "L'antena en un sistema de comunicació" d'aquesta assignatura.

Observació

La BW a la qual es fa referència al llarg de tot aquest mòdul és el d'impedància de l'antena, això és, el marge de freqüències en el qual la ROE de l'antena està per sota d'un cert llindar.

en què W_e i W_m són l'energia elèctrica emmagatzemada (no propagada) i l'energia magnètica emmagatzemada, respectivament, i P és la potència dissipada. La potència dissipada és, segons l'equació 2.4, la contribució a la radiació P_{rad} i a les pèrdues òhmiques P_Ω .

A partir de l'equació 5.1 es dedueix el següent:

- Si una antena emmagatzema molta energia –elèctrica o magnètica– respecte a la potència que està radiant, el factor Q serà elevat, la qual cosa implica que la BW serà reduït. Observeu que en cap moment no apareix la dependència respecte a la impedància de referència a la qual l'antena està connectada.
- Donada una antena, si l'eficiència de radiació (η_r) disminueix, el factor Q disminueix. En efecte:

$$Q = 2\omega \frac{\max(W_e, W_m)}{P_r + P_\Omega} = \eta_r \cdot 2\omega \frac{\max(W_e, W_m)}{P_r} = \eta_r \cdot Q_r \quad 5.2$$

De fet, també es pot expressar de la manera següent:

$$Q^{-1} = \frac{P_r + P_\Omega}{2\omega \max(W_e, W_m)} = \frac{P_r}{2\omega \max(W_e, W_m)} + \frac{P_\Omega}{2\omega \max(W_e, W_m)} \quad 5.3$$

$$Q^{-1} = Q_r^{-1} + Q_\Omega^{-1}$$

en què Q_r és el factor Q degut únicament a la dissipació per radiació i Q_Ω , a la dissipació òhmica. Això implica que afegir pèrdues òhmiques a una antena disminueix el factor Q i, com a conseqüència, augmenta la BW. Això, que a primera vista sembla positiu, és enganyós ja que, si bé augmenta la BW, el fet d'augmentar les pèrdues òhmiques es tradueix en una pèrdua de l'eficiència de radiació.

1.1. Q per a impedàncies RLC sèrie i paral·lel

La impedància d'una antena es pot modelitzar circuitament com un conjunt d'impedàncies RLC sèrie i paral·lel. En general, això és cert per a antenes que no presenten ressonàncies molt properes, perquè si en presenten, es podria produir un efecte d'acoblament i, per tant, el model circuitant no resultaria aplicable. Com es veurà, el mecanisme per a augmentar la BW d'una antena de manera sistemàtica utilitza models circuitals en què la impedància de l'antena es pot modelitzar precisament com un circuit RLC sèrie o paral·lel. Cal, doncs, analitzar el paràmetre Q d'aquest tipus d'impedàncies per a entendre aquestes tècniques d'augment de la BW de l'antena.

Lectura recomanada

Sobre el factor de qualitat, podeu consultar l'obra següent:

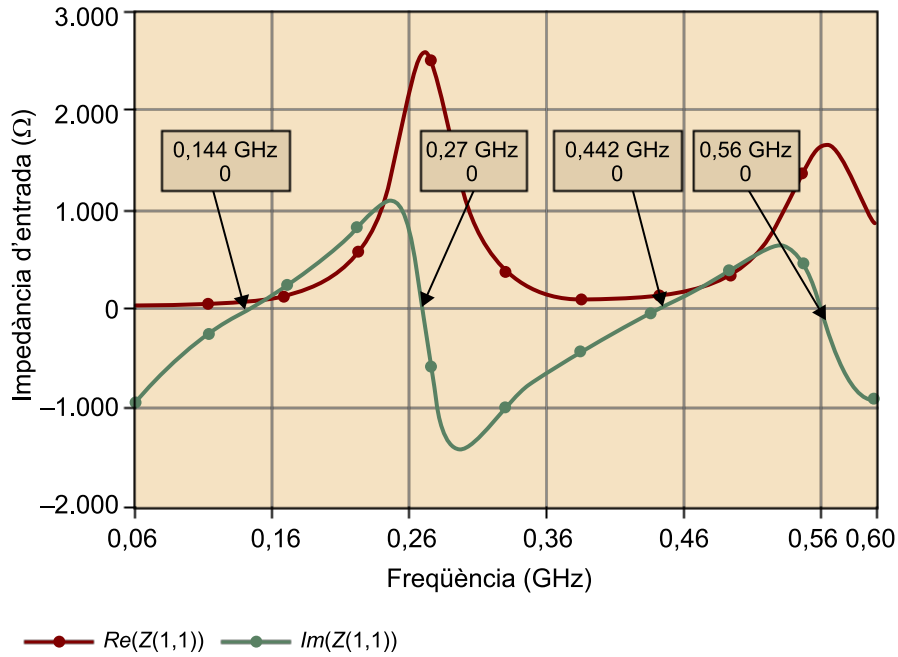
M. Gustafsson; S. Nordebo (2006). "Bandwidth, Q Factor, and Resonance Models of Antennas". *Progress in Electromagnetics Research* (vol. 62, pàg. 1-20).

Vegeu també

Veureu el mecanisme per a augmentar la BW d'una antena de manera sistemàtica en l'apartat 3 d'aquest mòdul.

Per a observar que, en general, una antena es pot modelitzar com una combinació d'impedàncies RLC sèrie i paral·lel, es mostra la impedància d'un dipol en un marge ampli de freqüències (figura 1). S'hi observa que hi ha una alternança de ressonàncies sèrie i paral·lel que es poden modelitzar mitjançant circuits RLC (figures 2 i 3).

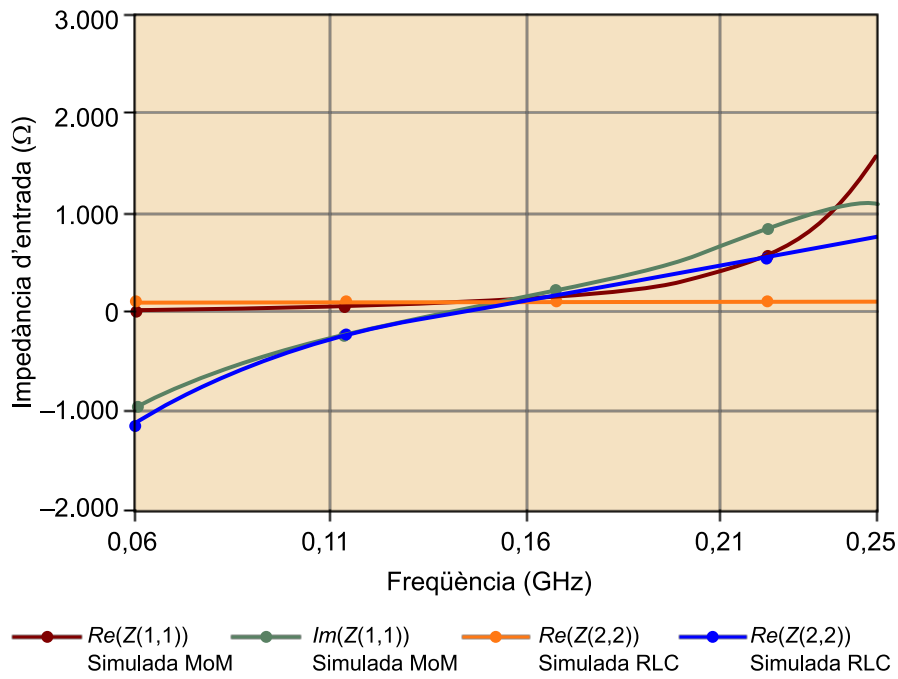
Figura 1. Impedància d'entrada d'un dipol d'1 m de longitud alimentat en el centre



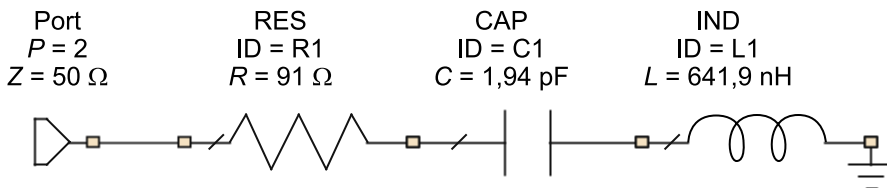
La primera ressonància (mode fonamental) es dona a $f_0 = 0,14$ GHz ($0,48\lambda$), la segona a $0,27$ GHz ($\sim 2f_0$), la tercera a $0,44$ GHz ($\sim 3f_0$), la quarta a $0,56$ GHz ($\sim 4f_0$).

Figura 2. Modelització circuital de la impedància d'un dipol

a.

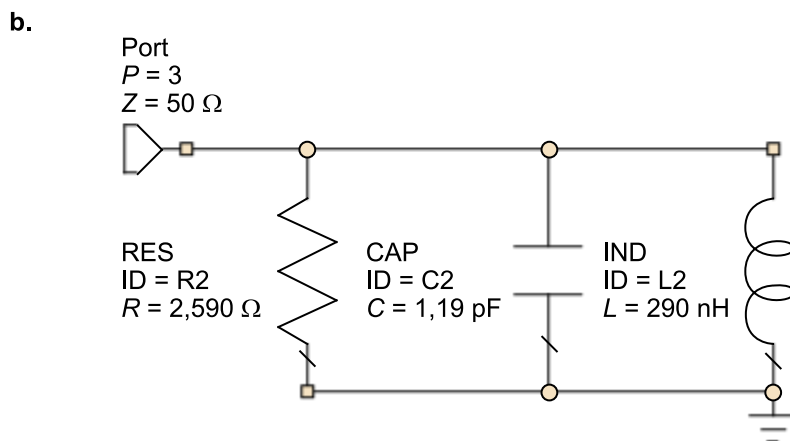
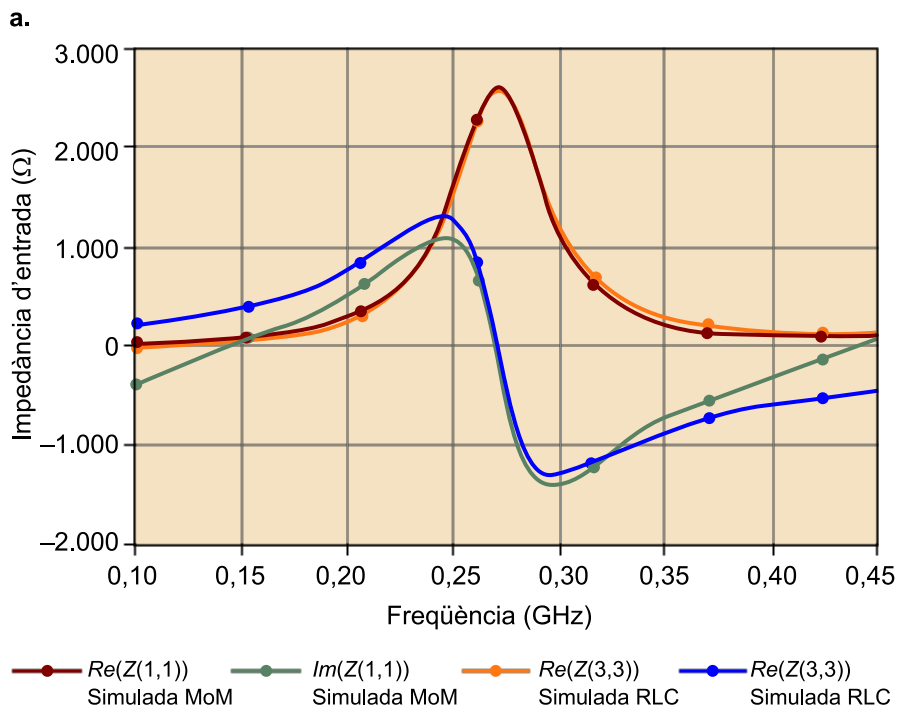


b.



a. Simulació de la impedància d'un dipol en la primera ressonància.
 b. Model elèctric ressonant RLC.

Figura 3. Modelització circuital en la impedància d'un dipol



a. Simulació de la impedància d'un dipol en la segona ressonància.
 b. Model elèctric ressonant RLC.

Cal destacar que el càlcul del factor Q mostrat en aquest subapartat es fa per a la freqüència de ressonància. És important ressaltar el fet que a la freqüència de ressonància, l'energia elèctrica i l'energia magnètica emmagatzemada en l'antena s'equiparen, la qual cosa aconseguirà que el factor Q a la freqüència de ressonància d'una antena sigui mínim. Amb aquestes consideracions i mitjançant la definició de Q donada per l'equació 5.2, es pot demostrar que el factor Q a la freqüència de ressonància per als circuits RLC sèrie i paral·lel és:

- Per al cas sèrie:

$$\begin{aligned}
 W_e &= W_m \\
 W_m &= \frac{1}{4} LI^2 \\
 P &= \frac{1}{2} RI^2 \\
 Q &= 2\omega_0 \frac{\max(W_e, W_m)}{P} = 2\omega_0 \frac{\frac{1}{4} LI^2}{\frac{1}{2} RI^2} \\
 Q_{RLC_{Sèrie}} &= \omega_0 \frac{L}{R}
 \end{aligned}
 \tag{5.4}$$

- I per al cas paral·lel:

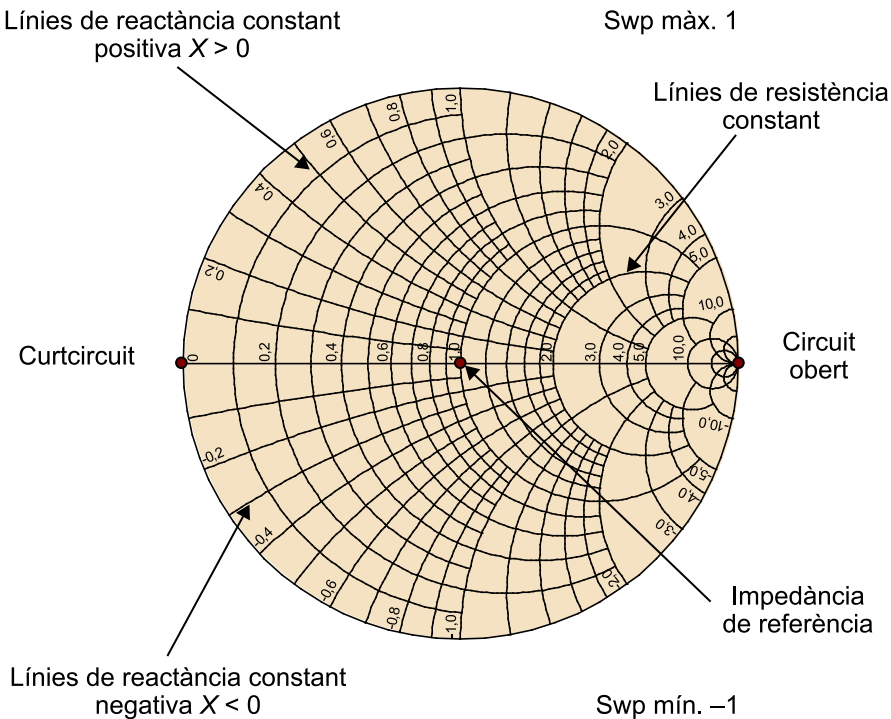
$$\begin{aligned}
 W_e &= W_m \\
 W_e &= \frac{1}{4} CV^2 \\
 P &= \frac{1}{2} \frac{V^2}{R} \\
 Q &= 2\omega_0 \frac{\max(W_e, W_m)}{P} = 2\omega_0 \frac{\frac{1}{4} CV^2}{\frac{1}{2} \frac{V^2}{R}} \\
 Q_{RLC_{Paral·lel}} &= \omega_0 RC
 \end{aligned}
 \tag{5.5}$$

Per tant, a partir d'una mesura/simulació d'una impedància d'antena que pugui ser modelitzada aproximadament en un cert rang de freqüències per un circuit RLC sèrie o paral·lel, es pot obtenir el factor Q mitjançant l'ajust correcte dels paràmetres R , L i C del circuit. Una vegada ajustats, el càlcul del factor Q per a la freqüència de ressonància és immediat a partir de 5.4 i 5.5. Per al cas mostrat en les figures 2 i 3, el factor Q per a la primera freqüència del mode fonamental és $Q = 6,3$, i per a la segona freqüència de ressonància és $Q = 5,2$.

La impedància complexa de l'antena es representa en la carta de Smith. La **carta de Smith** (figura 4) consisteix en una eina gràfica molt potent que permet, no solament situar-hi valors d'impedància, sinó també conèixer les variacions originades per l'addició d'una xarxa d'adaptació, tant a partir d'elements concentrats (bobines i condensadors) com d'elements distribuïts (línies de transmissió).

L'ús d'aquesta eina simplifica considerablement els processos matemàtics que es basen en nombres complexos i que s'utilitzen per a caracteritzar les variacions d'impedància produïdes per les xarxes d'adaptació. Al seu torn, la carta permet representar gràficament altres paràmetres d'antena a més de la seva impedància, com el coeficient de reflexió i la relació d'ona estacionària, que es representa mitjançant cercles concèntrics a la impedància del generador o impedància de referència situada al centre de la carta d'Smith.

Figura 4. Elements que componen la carta de Smith



Exemple pràctic I

L'exemple següent té com a objectiu mostrar la utilitat del factor Q per a conèixer la BW inherent d'una antena.

Tenim dues antenes la impedància de les quals es pot modelitzar mitjançant dos ressonadors RLC sèrie. Tots dos ressonen a aproximadament 900 MHz (figura 5). El primer presenta una resistència en la freqüència de ressonància de 50Ω amb un $Q = 20$. El segon presenta una resistència en la ressonància de 20Ω amb un $Q = 5$. A partir de les equacions definides a 5.4, es poden trobar els valors de R , L i C que componen el model.

Per al primer cas, atès que:

$$L = \frac{QR}{2\pi f} \quad 5.6$$

resulta que $L = 176,8$ nH. I a més, atès que la freqüència de ressonància del ressonador és determinada per:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad 5.7$$

s'obté el valor de $C = 0,176$ pF.

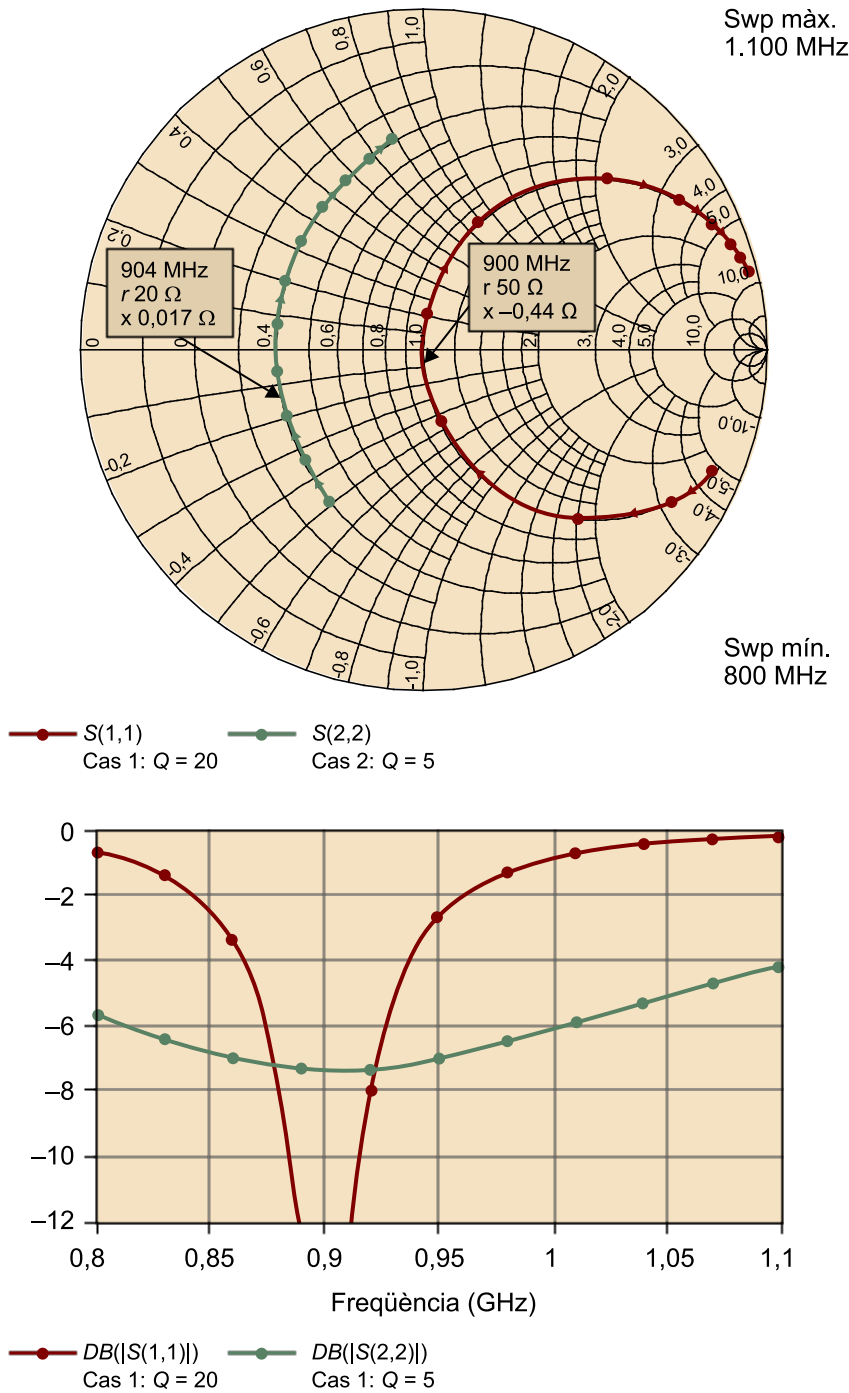
Anàlogament, per al segon ressonador s'obtenen $L = 17,6$ nH i $C = 1,76$ pF.

D'aquesta manera, si les especificacions requereixen una $ROE \leq 2$ ($S_{11} \leq -9,5$ dB), la segona antena no compliria especificacions i es podria deduir simplement que no se'n podria definir la BW per a un coeficient de reflexió inferior o igual a $-9,5$ dB. En aquest sentit, l'antena no estaria correctament adaptada. Els propers subapartats mostraran com adaptar una antena en aquest tipus de situacions.

Vegeu també

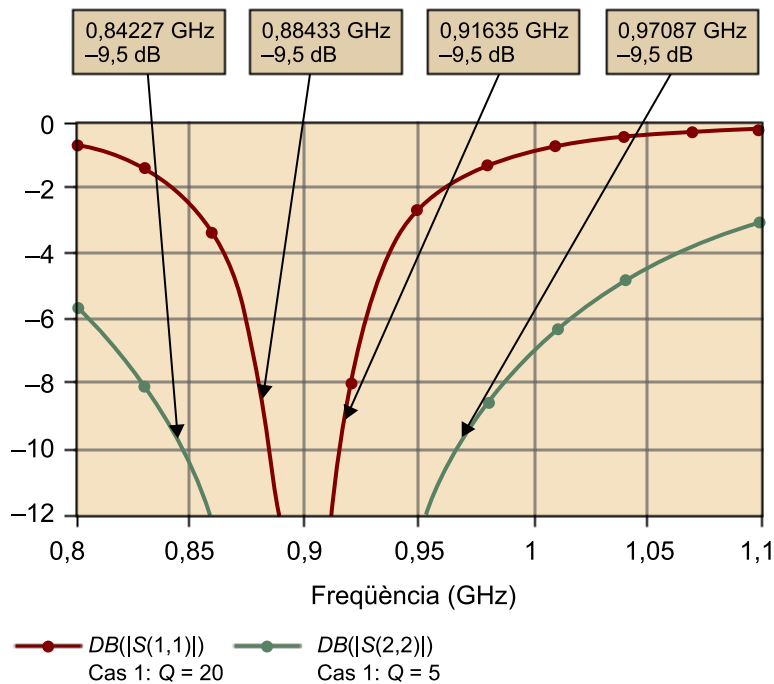
Sobre els valors de ROE , podeu veure el subapartat 2.1 del mòdul "L'antena en un sistema de telecomunicació" d'aquesta assignatura.

Figura 5. Impedància dels dos circuits sèrie en la carta de Smith i mòdul del coeficient de reflexió



No obstant això, en aquest exemple, per a estimar la BW inherent de l'antena no adaptada, n'hi hauria prou de canviar la impedància de referència de tal manera que coincideixi amb el valor de la part real de la impedància en la ressonància, és a dir, n'hi hauria prou de modificar la resistència interna del generador perquè es correspongués amb $R_g = 20 \Omega$. D'aquesta manera l'antena estaria adaptada en la ressonància i se'n podria calcular la BW inherent a partir del coeficient de reflexió (figura 6).

Figura 6. Comparació entre el coeficient de reflexió de l'antena amb $Q = 20$ i $Q = 5$



Per tant, si una antena està mal adaptada, no cal adaptar-la per a predir la BW que se'n pot obtenir, sinó que n'hi ha prou de conèixer el paràmetre Q . Això simplifica les coses, ja que si s'està interessat en un ampli marge freqüencial, únicament analitzant el paràmetre Q s'està en disposició d'anticipar la BW que pot tenir una antena sense necessitat de col·locar xarxes d'adaptació.

És important esmentar finalment que, si bé el cas amb $Q = 5$ presenta una BW aproximadament 4 vegades superior a la del cas amb $Q = 20$, el fet de presentar una impedància diferent de la del generador comportaria que la xarxa d'adaptació que permet el pas a 50Ω podria reduir considerablement aquesta BW, molt més com més gran sigui la diferència d'impedàncies. Per exemple, dues antenes amb factors Q equivalents i impedàncies en la ressonància diferents, de per exemple 1Ω i 40Ω , no presentarien la mateixa BW a l'hora de fer l'adaptació, ja que el salt requerit per la primera antena d' 1Ω a 50Ω (impedància típica del generador) representaria una pèrdua considerable de BW.

1.2. Límit fonamental del factor de qualitat

En aquest subapartat s'analitza el factor Q a partir de les expressions dels camps electromagnètics d'un element lineal elemental (de grandària molt inferior a la longitud d'ona λ) de corrent alineat segons l'eix z . Els camps exactes tenint en compte camp proper i llunyà són determinats per:

Lectura recomanada

Podeu consultar les expressions per als camps exactes tenint en compte el camp proper i el camp llunyà en l'obra següent:

J. Anguera; A. Pérez (2008). *Teoria d'antenes*. Enginyeria La Salle ("Estudios Semipresenciales"). ISBN: 978-84-935665-4-8.

$$\begin{aligned}
 E_r &= \frac{Ih}{2\pi} \eta \left[\frac{1}{r} - \frac{j}{kr^2} \right] \frac{e^{-jkr}}{r} \cos\theta \\
 E_\theta &= \frac{Ih}{4\pi} j\omega\mu \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] \frac{e^{-jkr}}{r} \sin\theta \\
 H_\varphi &= \frac{Ih}{4\pi} jk \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] \frac{e^{-jkr}}{r} \sin\theta
 \end{aligned} \quad 5.8$$

en què I és el corrent del dipol elemental (s'assumeix uniforme) i h és la longitud total. Atès que en el càlcul del factor Q hi ha un quocient, la magnitud $I \cdot h$ se suposa unitària, atès que el seu valor és irrelevant.

Aquests camps contemplats aquí pertanyen al mode de propagació esfèric T_{01} , és a dir, el mode de propagació d'ordre més petit en el qual es pot descompondre un camp electromagnètic. Un camp electromagnètic genèric és el resultat de la combinació lineal de diversos modes esfèrics. Per tant, aquí s'està aplicant el càlcul al cas més simple, en el qual hi ha un sol mode de propagació. Aquest pot ser el cas d'antenes elementals, com el dipol i l'espira.

A partir dels camps, es calcula la densitat d'energia magnètica i elèctrica de la manera següent:

$$\begin{aligned}
 w_e &= \frac{1}{2} \epsilon \vec{E} \cdot \vec{E}^* = \frac{1}{2} \eta \frac{1}{r^2} \left[\sin^2\theta \left(\frac{1}{k^3 r^6} - \frac{1}{kr^4} + \frac{k}{r^2} \right) + 4 \cos^2\theta \left(\frac{1}{k^3 r^6} + \frac{1}{kr^4} \right) \right] \\
 w_m &= \frac{1}{2} \mu \vec{H} \cdot \vec{H}^* = \frac{1}{2} \mu \sin^2\theta \left(\frac{1}{k^2 r^4} + \frac{1}{r^2} \right)
 \end{aligned} \quad 5.9$$

Atès que interessa calcular l'energia no propagada, es calcula primerament la densitat d'energia propagada. Una vegada obtinguda, es resta de l'equació 5.9 a fi d'obtenir la densitat d'energia no propagada. Per al càlcul de la densitat d'energia propagada s'utilitzen els camps a la zona de Fraunhofer, que s'obtenen de l'equació 5.8 considerant els termes més rellevants quan r tendeix a infinit:

$$\begin{aligned}
 E_r &\approx 0 \\
 E_\theta &= \frac{j\omega\mu}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin\theta \\
 H_\varphi &= \frac{jk}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \sin\theta
 \end{aligned} \quad 5.10$$

Atès que per a aquest radiador la densitat d'energia elèctrica en camp proper és superior a la densitat d'energia magnètica, únicament es calcula la densitat elèctrica.

A partir de 5.10, es pot calcular la densitat d'energia propagada de la manera següent:

$$w_e^{rad} = \frac{1}{2} \epsilon \vec{E}^{rad} \cdot \vec{E}^{rad*} = \frac{1}{2} \epsilon |E_\theta^{rad}|^2 = \frac{\eta^2}{2} \sin^2\theta \quad 5.11$$

Lectura recomanada

Podeu consultar el detall del càlcul de la densitat d'energia magnètica i elèctrica de manera detallada en l'obra següent:

J. S. McLean (1996, maig). "A Re-Examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (AP-44, pàg. 676).

Vegeu també

Estudiareu els camps a la zona de Fraunhofer en el mòdul "Fonaments bàsics. Antenes de fil" d'aquesta assignatura.

La densitat d'energia no propagada (emmagatzemada) és, doncs, la diferència entre la total (equació 5.9) i la radiada (equació 5.11):

$$w_e^{Emmagatzemada} = w_e - w_e^{rad} = \frac{\eta}{2\omega} \left[\sin^2\theta \left(\frac{1}{k^3 r^6} - \frac{1}{kr^4} \right) + 4\cos^2\theta \left(\frac{1}{k^3 r^6} + \frac{1}{kr^4} \right) \right] \quad 5.12$$

A partir de 5.11 es pot calcular l'energia no propagada $W_e^{Emmagatzemada}$ de la manera següent:

$$W_e^{Emmagatzemada} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \int_a^\infty w_e^{Emmagatzemada} dV = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \int_a^\infty w_e^{Emmagatzemada} r^2 \sin\theta dr d\theta d\varphi = \frac{4\pi\eta}{3\omega} \left[\frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \right] \quad 5.13$$

en què a és el radi de l'esfera que engloba el dipol, és a dir, el dipol seria el diàmetre d'aquesta esfera. Observeu, per tant, que se n'exclou l'esfera on hi ha una singularitat per a $a = 0$. En aquest sentit, el valor que s'obté per al factor Q serà el mínim possible, ja que sempre s'assumirà que no s'emmagatzema energia ni elèctrica ni magnètica en el volum que engloba l'antena, cosa que no succeeix en la pràctica.

Falta, per acabar, calcular la potència dissipada per l'antena, que s'obté mitjançant la integració del vector de Poynting (equació 2.14):

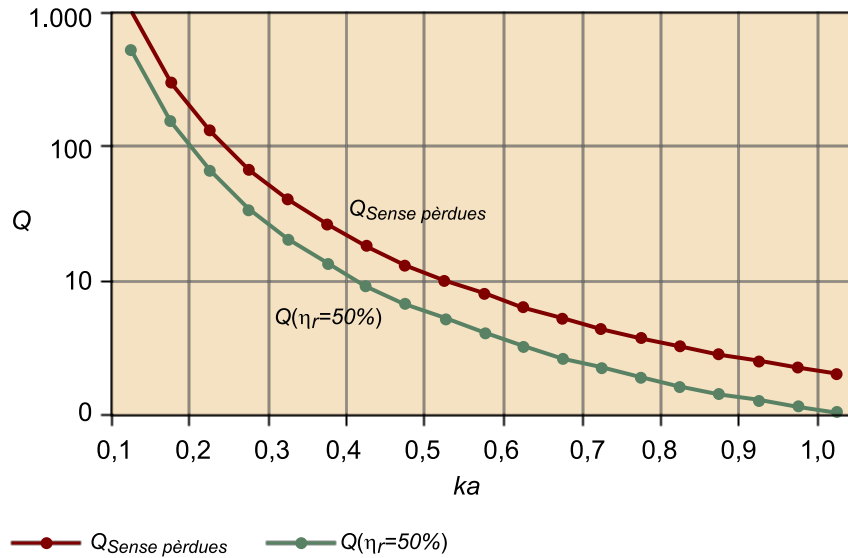
$$P_r = \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^\pi \mathcal{P}(\theta, \varphi) r^2 \sin\theta d\theta d\varphi = \frac{8\pi}{3} \eta \quad 5.14$$

I per tant el factor Q resultant s'obté a partir de 5.13 i 5.14:

$$Q = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \quad 5.15$$

Vegeu també

Podeu veure els detalls del desenvolupament de la integració del vector de Poynting en el mòdul "Fonaments bàsics. Antenes de fil" d'aquesta assignatura.

Figura 7. Representació del Q en funció del producte ka 

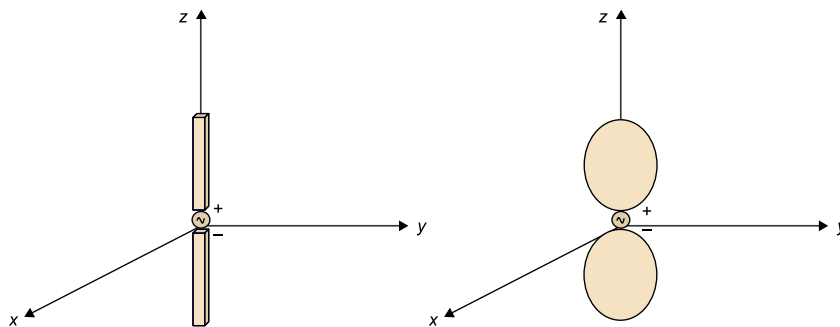
Es conclou que, a mesura que el volum elèctric es redueix, el factor Q mínim possible augmenta. Això implica que antenes elèctricament petites tenen poca BW, ja que serà més petit com més petit sigui el volum (figura 7).

Atès que 5.15 representa el Q mínim, es coneix aquesta equació com a **límit fonamental**. En el camp de les antenes s'investiguen sovint tècniques d'augment de BW en què, donat un cert volum elèctric, s'aconsegueix una aproximació màxima al valor del límit fonamental.

Exemple pràctic II

Com a exemple de cas pràctic es mostren dues antenes amb la mateixa freqüència de ressonància: dues antenes dipol. En la primera antena el dipol és de fil i en la segona cada braç del dipol ha estat eixamplat (figura 8):

Figura 8. Dipol de fil i dipol amb braços circulars



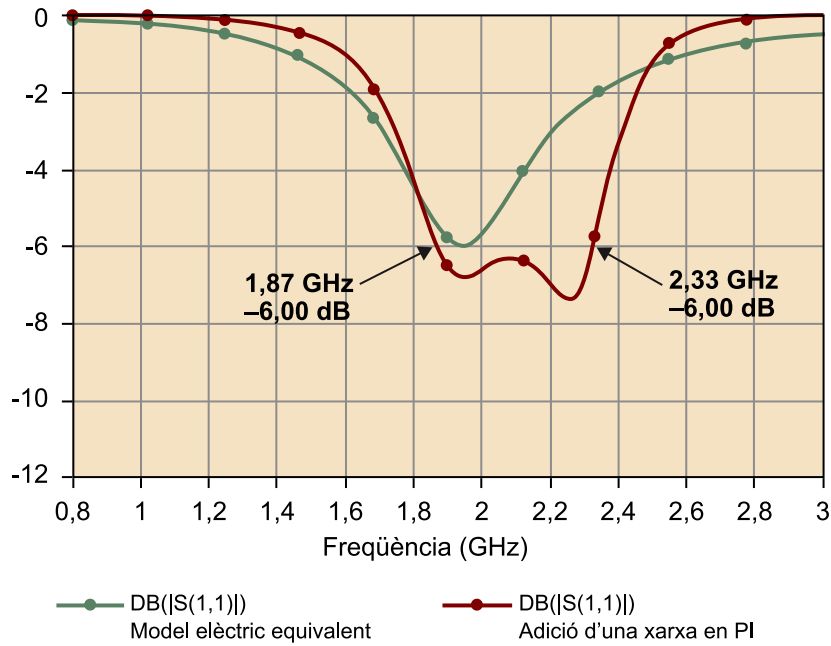
S'observa que el dipol amb braços circulars presenta una BW molt més gran que el dipol de fil (figura 9):

Lectura recomanada

Podeu consultar el detall de l'estimació corresponent a aquest exemple en l'obra següent:

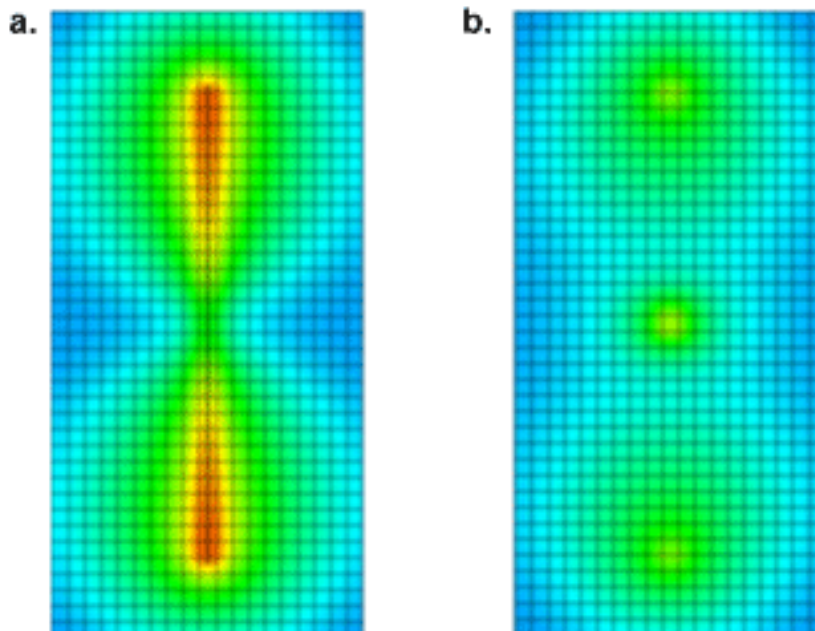
T. Yang; W. Davis; W. Stutzman; Minh-Chau Huynh (2008). "Cellular-Phone and Hearing-Aid Interaction: an Antenna Solution". *IEEE Antennas and Propagation Magazine* (vol. 50, núm. 3, pàg. 51-65).

Figura 9. Simulació del coeficient de reflexió per al dipol de fil i per al dipol de braços circulars



Les eficiències de tots dos dipols són iguals, de manera que les potències radiades també ho són. Per tant, l'única possible justificació de la diferència d'amplades de banda (i per tant de Q) és que la potència reactiva emmagatzemada sigui més petita en el dipol amb braços circulars. Per a tenir-ne una certa estimació, se simula el camp proper de tots dos dipols (perquè és un indicador de la potència reactiva) i s'observa com per al cas del dipol amb braços circulars la intensitat de camp proper és molt més petita, justificant per tant un Q més petit i, com a conseqüència, que presenti una BW més elevada (figura 10). Atès que el camp proper predominant és l'elèctric, únicament és aquest el que es considera en la figura 10.

Figura 10. Simulació del camp elèctric proper en el pla ZY per al dipol de fil (esquerra) i per al dipol de braços circulars (dreta)



1.3. Càlcul del factor de qualitat a partir de la impedància

En el subapartat anterior s'ha trobat un límit per a Q , però no es disposa d'una eina pràctica que permeti, donada una antena en concret, estimar quin és el valor del seu factor Q . Es pot demostrar que, sota unes certes condicions (bàsicament, que l'antena presenti alternança de ressonàncies RLC sèrie i paral·lel sense efectes d'acoblament que modifiquin aquesta característica), el factor Q d'una antena es pot calcular de la manera següent:

$$Q_z(\omega) = \frac{\omega}{2R(\omega)} \sqrt{[R'(\omega)]^2 + \left[X(\omega) + \frac{X(\omega)}{\omega} \right]^2} \quad 5.16$$

en què ω és la pulsació, $R(\omega)$ i $X(\omega)$ representen la part real i imaginària de la impedància d'antena, respectivament, i $R'(\omega)$ i $X'(\omega)$ representen la derivada de la part real i imaginària de la impedància d'antena, respectivament. El subíndex z indica que el factor Q s'obté a partir de la impedància d'entrada.

La consideració que l'antena presenta alternança de ressonància RLC sèrie i paral·lel implica que no hi ha efectes que modifiquin la impedància d'entrada perquè no pugui ser modelitzada per aquests circuits. Aquesta situació es pot donar en certes antenes, per exemple, antenes constituïdes amb elements paràsits, on la impedància respon a una funció més complexa i que necessita diversos ressonadors per a poder-se modelitzar. En aquesta circumstància, l'equació 5.16 deixa de tenir validesa.

1.3.1. Aplicació al càlcul d'un circuit RLC

Per a demostrar l'aplicació de 5.16, es calcula el factor Q d'un circuit ressonant RLC sèrie, la impedància de la qual és determinada pel següent:

$$Z(\omega) = R(\omega) + jX(\omega) = R + j\omega L - \frac{j}{\omega C} \quad 5.17$$

De la qual cosa es dedueix el següent:

$$\begin{aligned} R(\omega) &= R \\ X(\omega) &= \omega L - \frac{1}{\omega C} \end{aligned} \quad 5.18$$

I, per tant:

$$\begin{aligned} R'(\omega) &= 0 \\ X'(\omega) &= L + \frac{1}{\omega^2 C} \end{aligned} \quad 5.19$$

Amb la qual cosa:

Lectura recomanada

Podeu consultar el detall de la demostració en les condicions esmentades en l'obra següent:

T. Yang; W. Davis; W. Stutzman; M.-C. Huynh (2008). "Cellular-Phone and Hearing-Aid Interaction: an Antenna Solution". *IEEE Antennas and Propagation Magazine* (vol. 50, núm. 3, pàg. 51-65).

$$Q_z(\omega) = \frac{\omega}{2R} \left(L + \frac{1}{\omega^2 C} + \left| L - \frac{1}{\omega^2 C} \right| \right) \quad 5.20$$

Es demostra que, en la freqüència de ressonància del circuit ressonant, el factor Q obtingut mitjançant 5.20 coincideix amb el plantejat a 5.4. En efecte:

$$Q_z(\omega_0) = \frac{\omega_0}{2R} \left(L + \frac{1}{\omega_0^2 C} + \left| L - \frac{1}{\omega_0^2 C} \right| \right) \quad 5.21$$

Tenint en compte que:

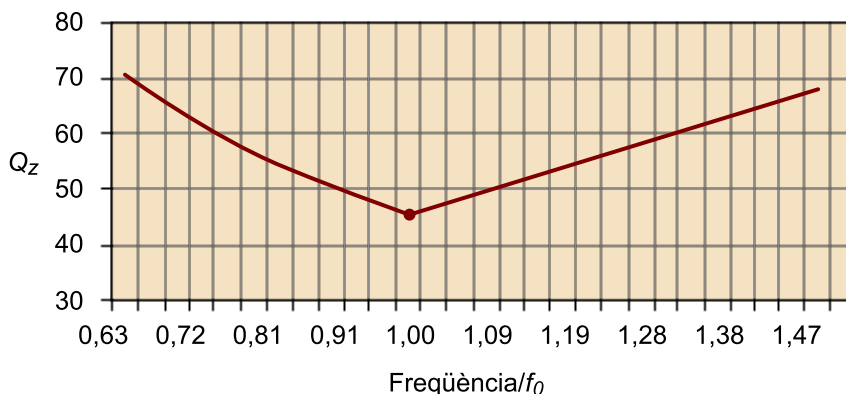
$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad 5.22$$

S'obté:

$$Q_z(\omega_0) = \frac{\omega_0}{2R} (2L) = \omega_0 \frac{L}{R} \quad 5.23$$

Per veure realment la utilitat de 5.16, es representa el factor Q del circuit ressonant RLC sèrie en funció de la freqüència per a uns valors fixos de R, L i C (figura 11).

Figura 11. Representació del factor Q en funció de la freqüència



Normalitzada respecte a la freqüència de ressonància) per a un circuit RLC sèrie amb $R = 20 \Omega$, $L = 89 \text{ nH}$ i $C = 0,11 \text{ pF}$

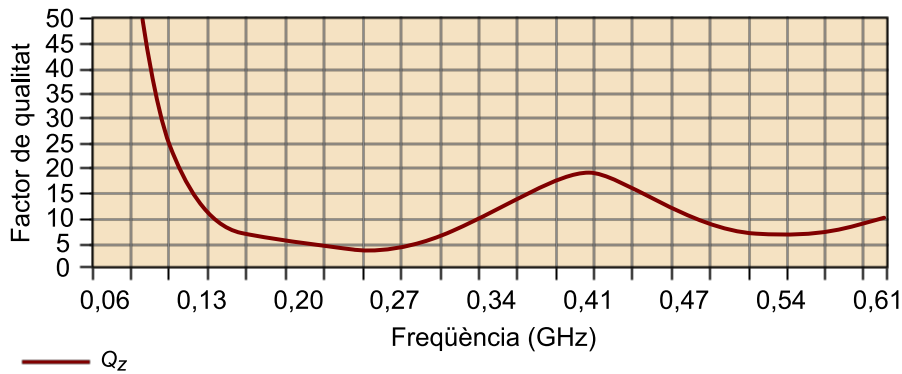
La conclusió és que el valor de Q mínim s'obté justament a la freqüència de ressonància. Aquesta implicació és transcendent, ja que, donada una antena que es pugui modelitzar per a un cert marge de freqüències com un circuit ressonant RLC, la seva BW màxima s'obté quan l'antena s'adapta a un marge freqüencial que té com a freqüència central la freqüència de ressonància.

1.3.2. Aplicació a antenes genèriques

Per acabar aquest apartat, es mostra l'aplicació del càlcul de Q donada la impedància arbitrària d'una antena. En aquest cas, s'aplica al dipol d'1 m de longitud exposat anteriorment (figura 12). S'ha d'emfatitzar que el dipol presenta

alternances espaiades sèrie i paral·lel (figura 1) i, per tant, l'equació 5.16 estima un valor de Q correcte. En el cas amb ressonàncies properes, com aquelles en les quals hi ha acoblaments a causa d'elements paràsits, l'equació 5.16 deixa de tenir validesa.

Figura 12. Càlcul de Q_z per a un dipol d'1 m de longitud



El valor de Q en funció de la freqüència indica que en el marge 0,13-0,27 GHz s'obté una zona amb un Q reduït, que és justament on són la primera i la segona freqüència de ressonància (figura 1). És interessant subratllar que, per a valors de freqüència més petits que la del primer mode, és a dir, per a les freqüències en què l'antena presenta una longitud inferior a mitja longitud d'ona ($\lambda/2$), el factor Q augmenta a mesura que disminueix la grandària elèctrica de l'antena. Això indica que si s'adaptés l'antena mitjançant els procediments que s'expliquen en els següents apartats 2 i 3, s'obtindria una amplada de banda més pobre com més petita fos l'antena en termes elèctrics.

És interessant observar que els valors de Q del dipol d'1 m obtinguts mitjançant l'ajust de paràmetres RLC quadren amb els obtinguts mitjançant l'equació 5.16. L'avantatge ara resideix en la senzillesa del càlcul i en què el factor Q pot obtenir-se per a un marge de freqüències elevat.

2. Xarxes d'adaptació: concentrades i distribuïdes

L'adaptació d'una antena, i en general l'adaptació de qualsevol circuit de microones, és una etapa fonamental que permet evitar pèrdues de potència per reflexions indesitjades produïdes per una desadaptació d'impedàncies entre la càrrega i el generador. D'aquesta manera, la màxima transferència de potència entre el generador i la càrrega es dona quan la càrrega presenta una impedància conjugada a la del generador.

Per això, perquè una antena radiï la màxima potència a l'espai, s'ha d'adaptar correctament la seva impedància complexa a la impedància del generador. El paràmetre utilitzat per a mesurar la desadaptació d'impedàncies d'una impedància Z_{in} connectada a una línia de transmissió d'impedància característica Z_0 és el coeficient de reflexió 5.24, que es defineix com la relació entre l'amplitud de l'ona reflectida i l'amplitud de l'ona incident:

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad S_{11}(dB) \in (-\infty, 0] \quad 5.24$$

en què Z_0 és la impedància característica de la línia de transmissió a la qual va connectada l'antena, habitualment 50Ω . Un altre dels paràmetres utilitzats per a mesurar aquesta desadaptació és la relació d'ona estacionària (*ROE*), que al seu torn es defineix com el ràtio entre la tensió màxima que apareix en el circuit quan totes dues ones (incident i reflectida) se sumen constructivament i la tensió mínima quan aquesta suma és destructiva. La *ROE* es relaciona amb el coeficient de reflexió d'acord amb l'equació 5.25:

$$ROE = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad ROE \in [1, \infty) \quad 5.25$$

La impedància d'una antena varia en funció de la freqüència, fet que produeix que l'adaptació perfecta solament sigui possible per a una freqüència determinada. Per això, es defineix la BW d'impedància d'una antena com el marge freqüencial en què l'antena que presenta un coeficient de reflexió menor o igual a un cert valor (típicament -6 dB en antenes de telefonia mòbil, $-10/-15$ dB en antenes d'estació base, per esmentar-ne alguns exemples) o, anàlogament, una relació d'ona estacionària (*ROE*) inferior o igual al valor típic de 3 ($S_{11} = -6$ dB), 1,92 ($S_{11} = -10$ dB), 1,43 ($S_{11} = -15$ dB). La BW d'impedància es calcula de la manera següent:

$$BW(\%) = \frac{f_2 - f_1}{\frac{f_2 + f_1}{2}} \cdot 100 \quad 5.26$$

Vegeu també

Vegeu les impedàncies d'antena en el subapartat 2.1 del mòdul "L'antena en un sistema de telecomunicació" d'aquesta assignatura.

Vegeu també

El coeficient de reflexió s'introdueix en el mòdul "L'antena en un sistema de telecomunicació" d'aquesta assignatura.

en què f_2 i f_1 són les freqüències en què la ROE està per sota d'un llindar determinat típicament per l'aplicació.

Una vegada recordats els paràmetres fonamentals per a mesurar la desadaptació d'impedàncies, en aquest apartat s'introduirà el disseny de xarxes d'adaptació que permetran aconseguir la transferència de potència del generador a la càrrega desitjada. Per reciprocitat, si l'antena està adaptada al generador, no solament es transferirà la màxima potència del generador a l'antena, sinó que a més, quan l'antena funcioni com a receptora, aquesta transferirà la màxima potència a la càrrega (el receptor).

A vegades, aquesta adaptació es pot obtenir ajustant la geometria de l'antena. No obstant això, aquesta tècnica pot resultar una mica tediosa quan la geometria de l'antena no està parametritzada correctament o quan es tracta d'una geometria molt complexa. Per això es recorre a la implementació de xarxes d'adaptació, mitjançant elements discrets (xarxes d'adaptació concentrades) o elements distribuïts (xarxes d'adaptació distribuïdes). Aquestes xarxes aconseguixen l'adaptació modificant la impedància d'entrada de l'antena sense introduir pèrdues indesitjades a causa del caràcter no dissipatiu, és a dir, sense pèrdues dels elements que constitueixen la xarxa. En la pràctica, no obstant això, els components de la xarxa sí que presenten pèrdues que minven l'eficiència de radiació.

2.1. Model elèctric associat a la impedància d'una antena: sèrie i paral·lel

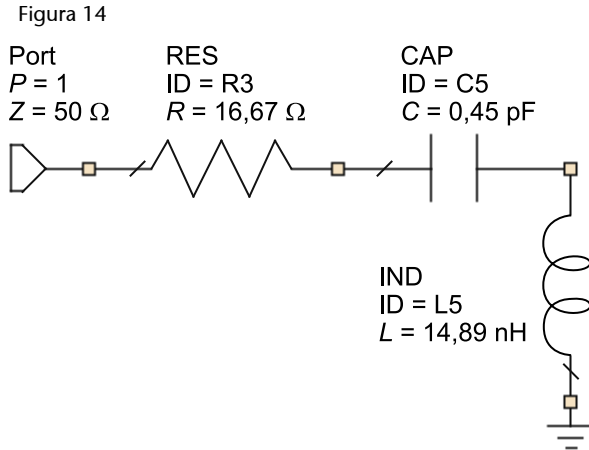
En general, la impedància d'una antena alterna freqüències de ressonància amb característiques de ressonador RLC sèrie i RLC paral·lel. Aquest és el cas mostrat en el subapartat 1.1. Per a la freqüència del mode fonamental (la freqüència de ressonància més baixa), les antenes monopòl/dipòl presenten ressonàncies RLC sèrie. D'altra banda, les antenes *microstrip*, per exemple, presenten en el mode fonamental una impedància RLC paral·lel. Per aquesta raó, en l'anàlisi que segueix, les càrregues considerades són impedàncies RLC sèrie i paral·lel.

Des del punt de vista de la geometria, la diferència fonamental entre les antenes de tipus pedaç i les antenes de tipus monopòl/dipòl és que en el cas dels tipus pedaç hi ha una porció considerable de pla de massa sota l'antena, la qual cosa provoca que els camps es confinin en aquesta regió. Per contra, en les antenes de tipus monopòl/dipòl, l'àrea que hi ha a sota de l'antena està lliure de pla de massa.

Exemple pràctic III

A fi d'il·lustrar el concepte anterior, la figura 13 mostra un prototip d'antena de tipus monopol per a un dispositiu mòbil.

Aquesta antena ha estat dissenyada per a ressonar a una freqüència d'1,94 GHz, que es correspon amb la freqüència central de la regió de freqüències que conté els estàndards de comunicacions DCS/PCS/UMTS. Cal recordar en aquest punt que la freqüència de ressonància és la freqüència per la qual la part imaginària de la impedància d'entrada s'anul·la, cosa que indica que en la ressonància l'energia elèctrica i la magnètica són iguals.



Model elèctric equivalent de la impedància de l'antena de tipus monopol mostrada en la figura 13 per a la freqüència de ressonància del primer mode

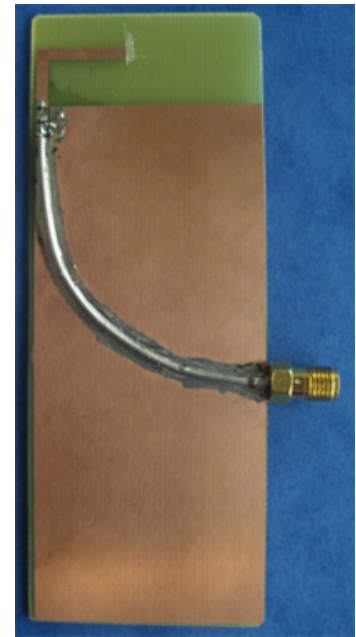
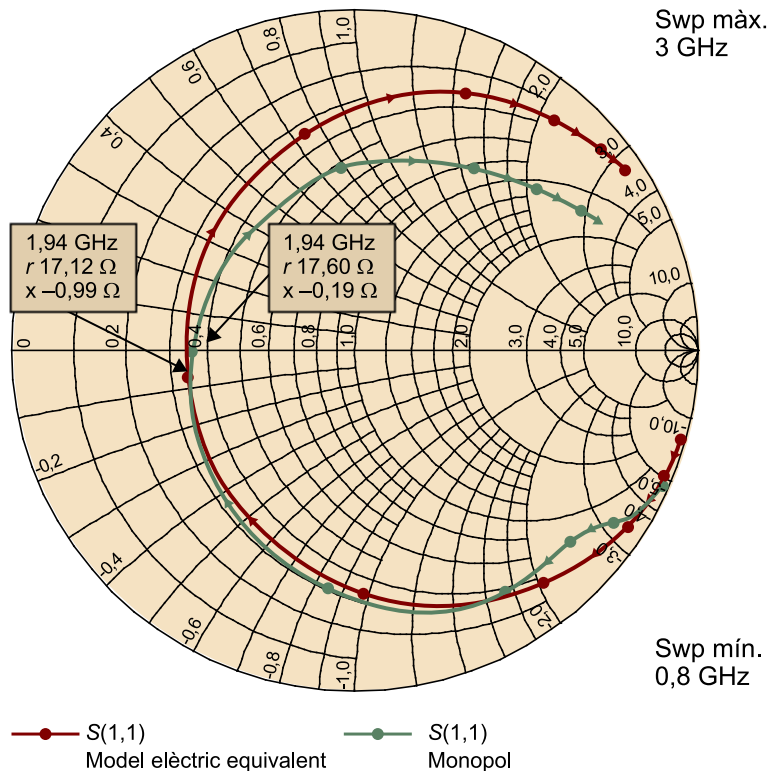


Figura 13. Antena de tipus monopol
Antena de tipus monopol impresa sobre una placa d'FR4

Tal com s'anticipava, la impedància d'entrada de l'antena monopol presentada en la figura 13 es correspon amb la que produiria un circuit RLC sèrie equivalent (tal com queda il·lustrat en la figura 14).

Figura 15. Impedància d'entrada associada a l'antena de tipus monopol



Impedància d'entrada mesurada associada a l'antena de tipus monopol mostrada en la figura 13 i al model elèctric equivalent mostrat en la figura 14

S'aprecia que aquesta impedància segueix un cercle de resistència constant de 17Ω aproximadament i que la ressonància s'aconsegueix, d'acord amb les especificacions de disseny, a la freqüència d'1,94 GHz, tant per al disseny original com per al model elèctric

(els valors de la bobina i el condensador del model elèctric s'han ajustat no solament perquè ressonin a aquesta freqüència, sinó perquè al seu torn mantinguin el mateix Q i, per tant, la mateixa BW).

Exemple pràctic IV

Per contra, les antenes de tipus *microstrip* que operen en el mode fonamental responen a un model elèctric que segueix la resposta d'un circuit RLC paral·lel (figures 16 i 17). L'antena de tipus *microstrip* presentada en la figura 16 ha estat dissenyada per a ressonar a la freqüència de 2,045 GHz, que es correspon amb la freqüència central de la banda associada a l'estàndard de comunicacions UMTS (1,92-2,17 GHz).

Figura 17. Model elèctric equivalent d'una antena de tipus *microstrip*

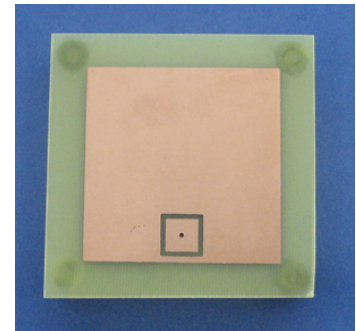
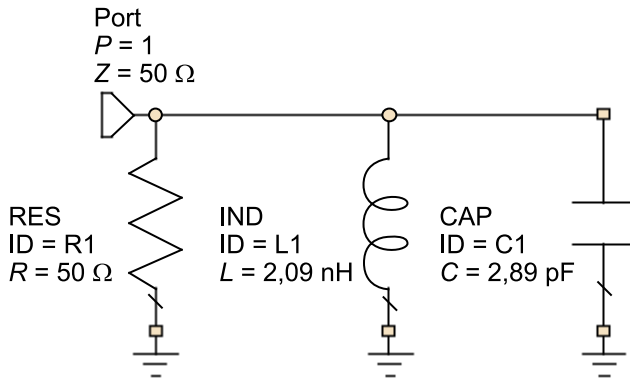


Figura 16. Antena de tipus *microstrip* impresa sobre una placa d'FR4

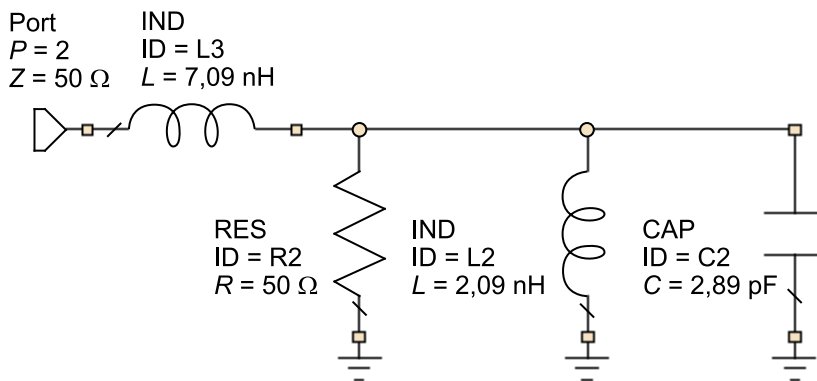
Vegeu també

Els *microstrip* alimentats per mitjà de sondes coaxials i el disseny d'una xarxa de banda ampla que millora considerablement la BW potencial del pedaç quadrat en l'apartat 3 d'aquest mòdul.

La impedància d'entrada segueix un cercle de conductància constant (figura 19a) i els valors de la bobina i el condensador s'han ajustat a fi d'aconseguir la freqüència de ressonància i la BW que presenta l'antena.

No obstant això, quan el *microstrip* és alimentat per mitjà d'una sonda coaxial, l'aproximació a un circuit RLC paral·lel deixa de ser vàlida, ja que la sonda presenta una inductància característica que provoca l'addició d'una inductància sèrie a la corba d'impedància del pedaç. Per això, el model elèctric que més s'ajusta a la resposta d'un pedaç quadrat és el que modelitza al mateix temps la impedància de l'antena *microstrip* i la inductància sèrie afegida per la sonda (figura 18).

Figura 18. Model elèctric equivalent de l'antena de tipus *microstrip* mostrada en la figura 16 alimentada mitjançant una sonda



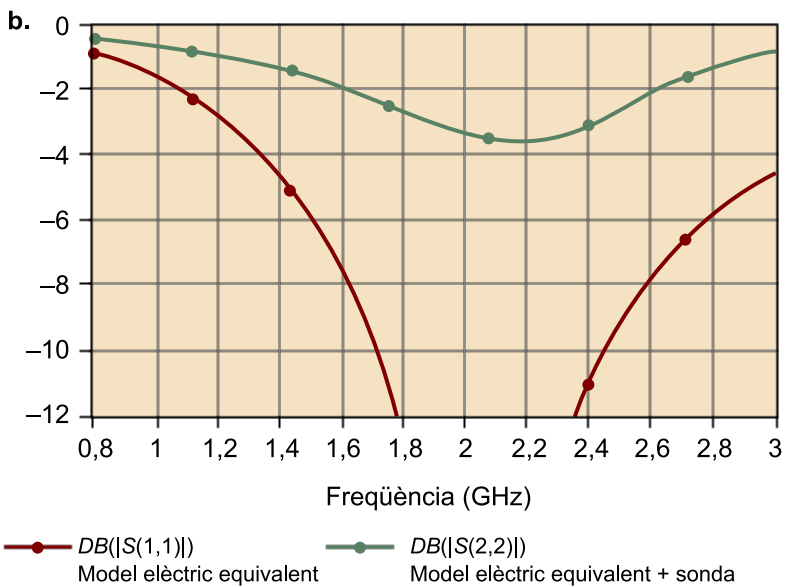
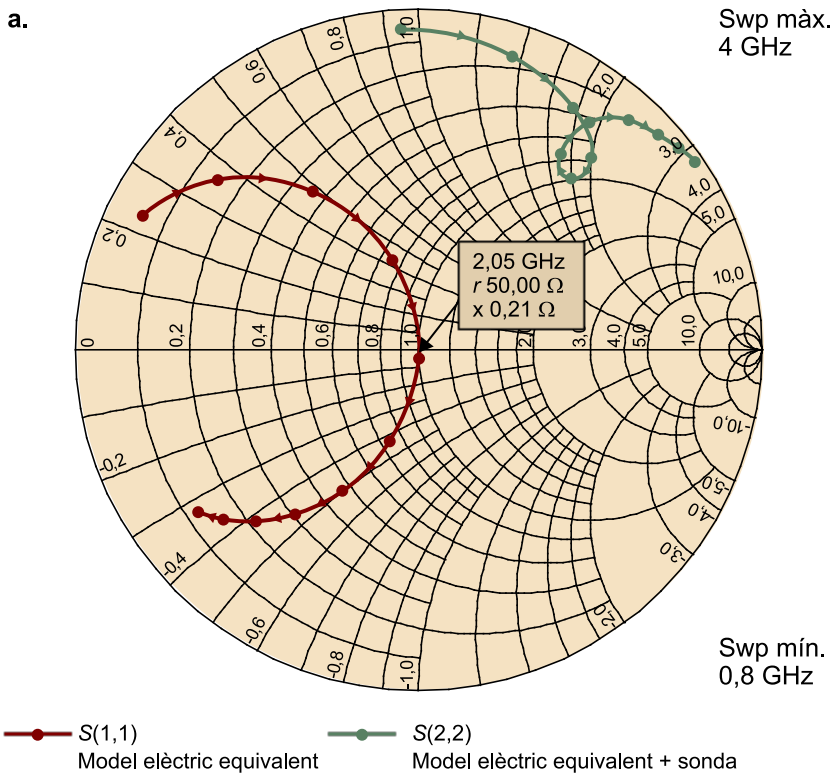
Aquesta inductància sèrie afegida per la sonda es pot calcular mitjançant l'equació següent:

$$X_f \approx -\frac{\eta K h}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{K \cdot d}{4}\right) + 0,577 \right] = -60 k h \left[\ln\left(\frac{K \cdot d}{4}\right) + 0,577 \right] \quad 5.27$$

en què d s'associa al diàmetre del fil d'alimentació i h es correspon amb l'altura del pedaç.

La corba sòlida de la figura 19 representa la corba d'impedància associada al circuit equivalent de l'antena *microstrip* quadrada, mentre que la corba puntejada representa la impedància del pedaç quadrat més l'efecte de la sonda d'alimentació.

Figura 19. Impedància i coeficient de reflexió del circuit equivalent RLC paral·lel i del circuit equivalent RLC+L



S'observa que, en alimentar la bobina amb la sonda, l'antena *microstrip* experimenta una desadaptació considerable. No obstant això, tal com veurem, aquest efecte es pot aprofitar per a dissenyar una xarxa de banda ampla que millori considerablement la BW potencial de l'antena *microstrip* quadrada, tal com s'analitzarà més endavant.

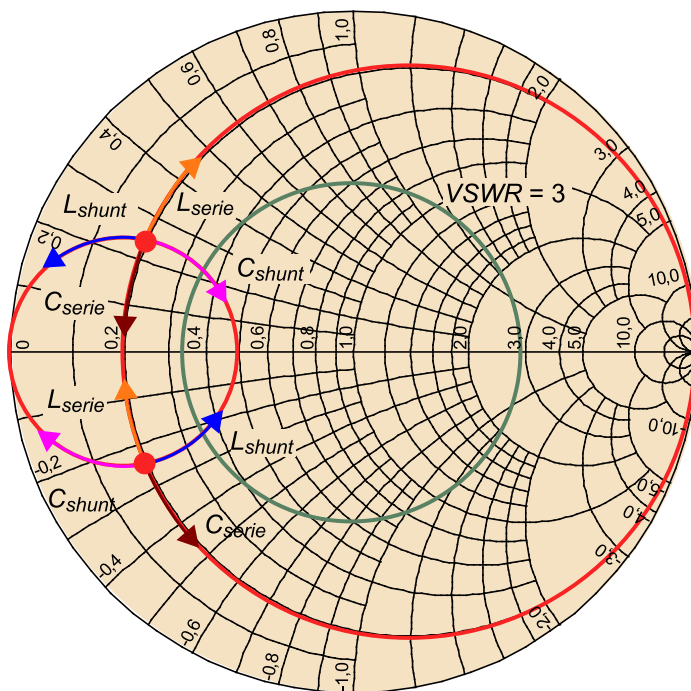
2.2. Xarxes d'adaptació basades en elements concentrats

Les xarxes d'adaptació basades en elements concentrats estan compostes per bobines i condensadors. A continuació es detalla l'impacte que produeix la presència d'aquests elements sobre la impedància d'entrada de l'antena. Com a referència, es prendrà l'antena de tipus monopòl mostrada en la figura 13, la impedància de la qual ha estat representada i analitzada en la figura 15.

L'addició d'una inductància en sèrie amb l'antena produeix que la nova impedància d'antena (ara tenint en compte la inductància afegida) sigui el resultat d'un moviment ascendent de la impedància de l'antena aïllada (sense inductància afegida en sèrie) sobre un cercle de resistència constant (figura 20) treballant sobre la carta de Smith.

D'altra banda, l'addició d'una inductància col·locada en paral·lel produeix que la nova impedància d'antena sigui el resultat del mateix moviment aplicat sobre la impedància de l'antena aïllada, però en aquest cas sobre un cercle de conductància constant.

Figura 20. Bobina sèrie i bobina paral·lel

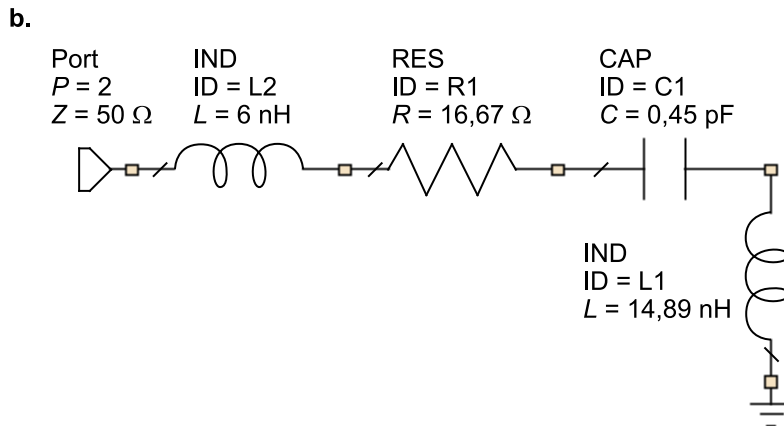
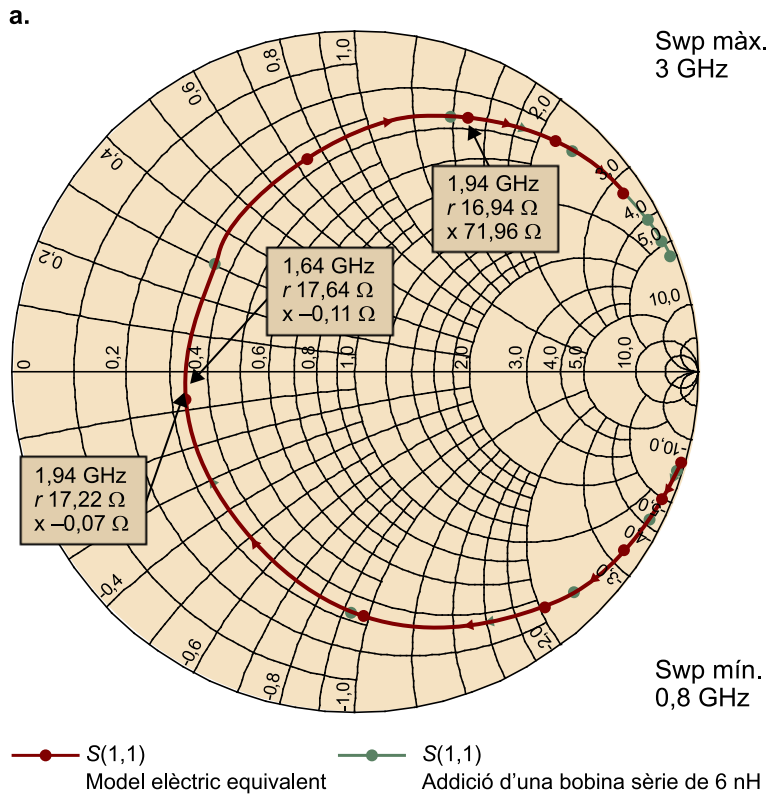


Una bobina (condensador) sèrie és un moviment seguint cercles de resistència constant en el sentit creixent (decreixent) de les reactàncies. Una bobina (condensador) paral·lel és un moviment seguint cercles d'admitància constant en el sentit creixent (decreixent) de les reactàncies.

Exemple pràctic V

Prenent com a referència la impedància d'entrada del circuit equivalent de l'antena de tipus monopòl (figura 14) i afegint-hi una inductància en sèrie de 6 nH, s'observa un moviment ascendent de la impedància d'entrada de l'antena sobre un cercle de resistència constant (figura 21).

Figura 21. Efectes produïts sobre la impedància d'antena per l'addició d'una inductància en sèrie

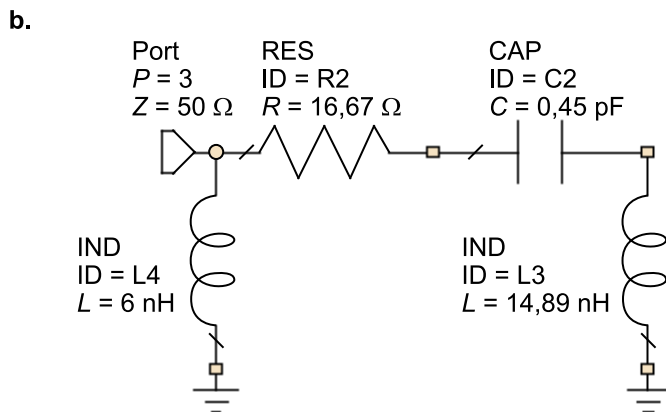
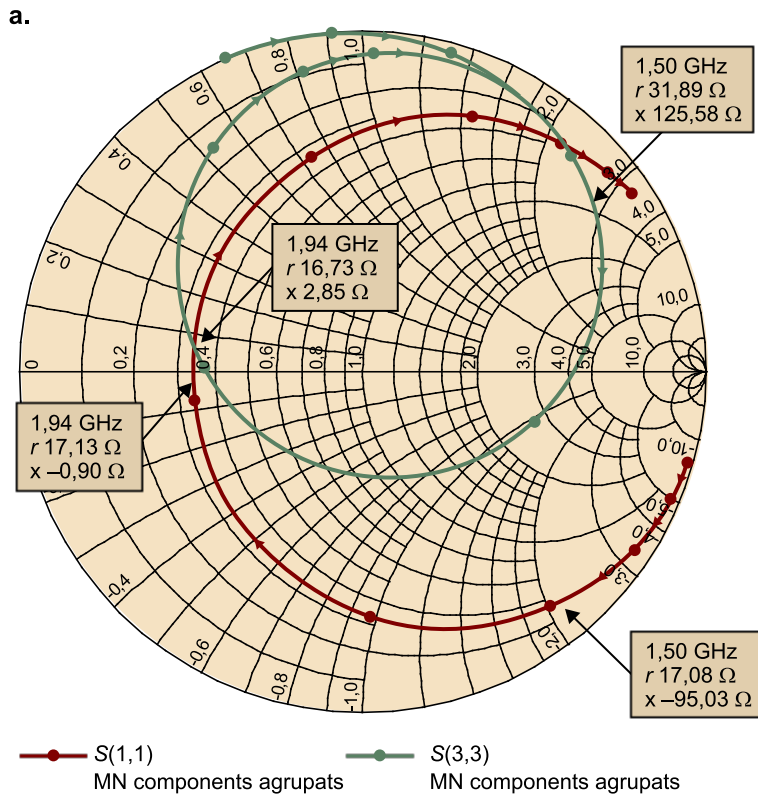


a. Representació gràfica en la carta de Smith.
b. Model elèctric equivalent.

D'aquesta manera, la freqüència de ressonància dissenyada anteriorment a 1,94 GHz es modifica a 1,64 GHz, la qual cosa indica que l'addició d'una inductància en sèrie permet reduir la freqüència de ressonància. Al seu torn, el valor de la impedància a la freqüència d'1,94 GHz que presentava inicialment una reactància de $-0,90 \Omega$ passa a presentar un valor equivalent a $71,96 \Omega$, que aproximadament es correspon amb l'addició al valor de reactància inicial de la reactància associada a la bobina de 6 nH a aquesta freqüència ($Z_L = j\omega L = 73,14 \Omega$).

En el cas de l'addició d'una inductància en paral·lel, cal convertir la representació de la impedància en la carta de Smith a admitància. D'aquesta manera, és possible sumar el valor de la susceptància introduïda per la inductància en paral·lel a l'admitància de l'antena. Posteriorment, i una vegada sumat el valor corresponent, es torna a fer el canvi d'admitància a impedància.

Figura 22. Efectes produïts sobre la impedància d'antena per l'addició d'una inductància en paral·lel



a. Representació gràfica en la carta de Smith.
 b. Model elèctric equivalent.

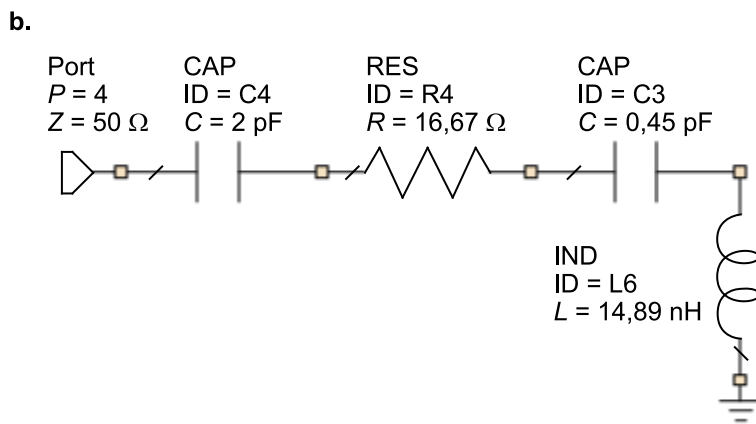
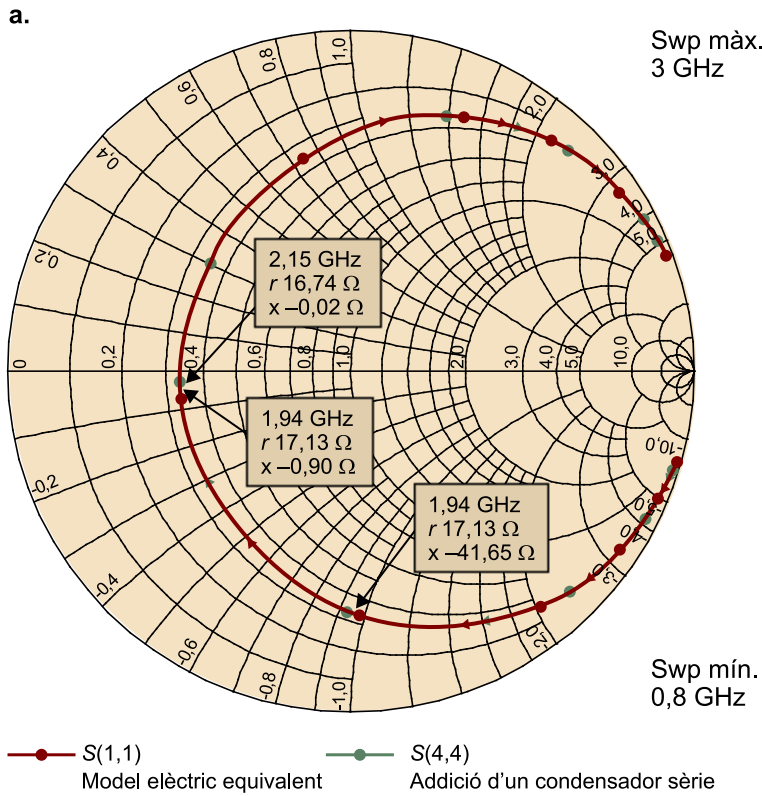
Encara que aquest procediment es pot fer numèricament, l'ús d'aquesta eina simplifica clarament el procés, ja que elimina la necessitat d'operacions matemàtiques amb nombres complexos. En lloc d'això, el procediment gràfic és molt senzill i consisteix a situar la impedància de la càrrega en la carta de Smith. Si l'element que s'afegeix és un element en paral·lel, caldrà convertir aquesta impedància al valor d'admitància corresponent. Per a això, es fa rotar el punt d'impedància 180° en un cercle de ROE constant. Una vegada el valor d'impedància inicial s'ha convertit a admitància, se suma el valor de la susceptància de l'element afegit en paral·lel i aquest últim punt es converteix, seguint el procediment anterior, novament a un valor d'impedància.

Al seu torn, un condensador en sèrie produeix un moviment descendent sobre un cercle de resistència constant, mentre que si es connecta en paral·lel, el moviment passa a ser sobre un cercle de conductància constant (figura 20).

Exemple pràctic VI

L'exemple següent mostra una adaptació simple basada en l'addició d'un condensador en sèrie que permetrà desplaçar per un cercle de resistència constant la impedància original de l'antena. S'observa que en aquest cas no s'està adaptant la freqüència de ressonància de l'antena (1,94 GHz), ja que amb un simple condensador no hi ha prou graus de llibertat per a aconseguir-ho, sinó que caldria un altre element (figura 29).

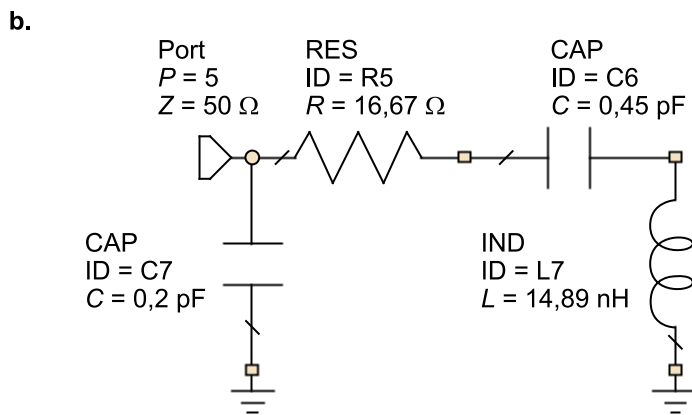
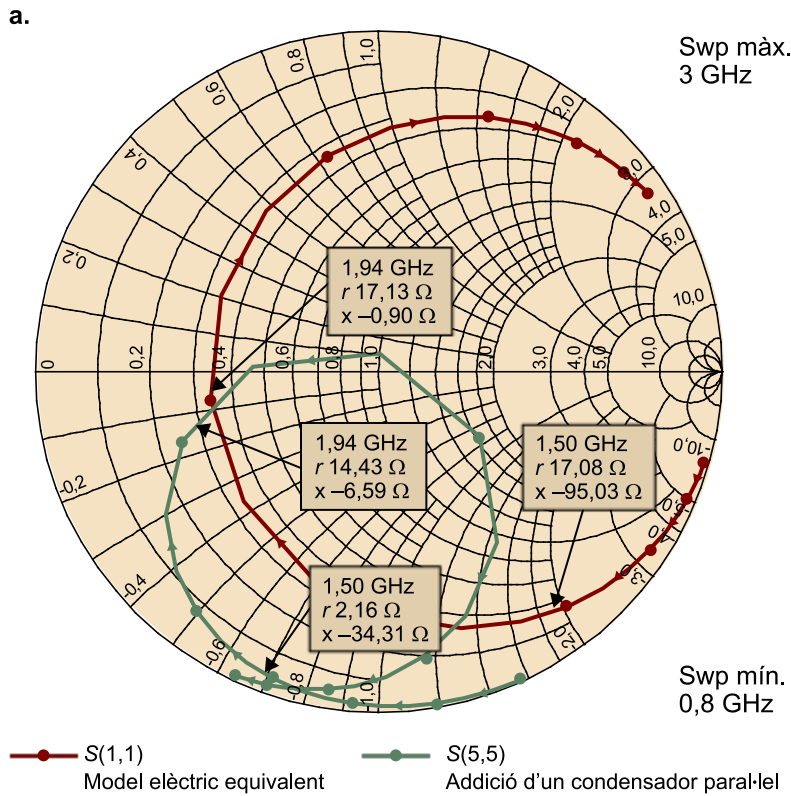
Figura 23. Efectes produïts sobre la impedància d'antena per l'addició d'un condensador en sèrie



a. Representació gràfica en la carta de Smith.
b. Model elèctric equivalent.

El procediment és el mateix que el detallat anteriorment per al cas d'una bobina en sèrie. En aquest sentit, la reactància associada al condensador de 2 pF a la freqüència d'1,94 GHz ($Z_C = -j/(\omega \cdot C) = -j41,02 \Omega$) s'afegeix al valor de reactància de la corba d'impedància original.

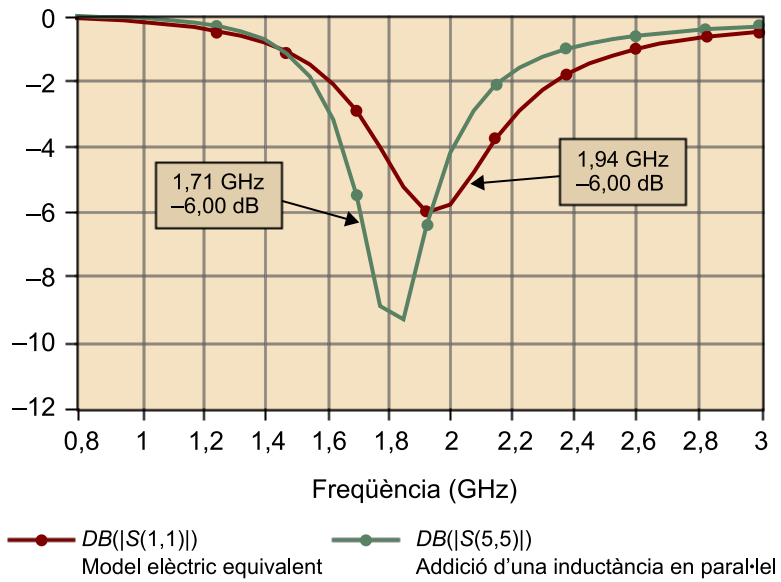
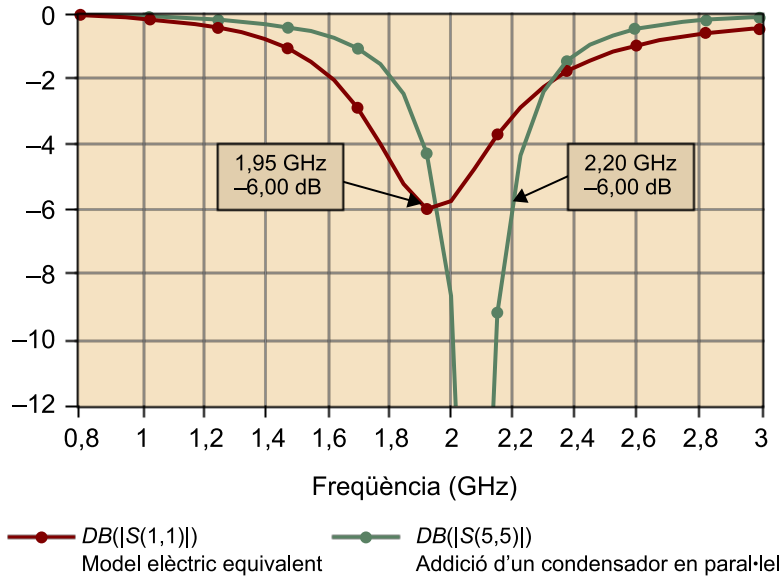
Figura 24. Efectes produïts sobre la impedància d'antena per l'addició d'un condensador paral·lel



a. Representació gràfica en la carta de Smith.
b. Model elèctric equivalent.

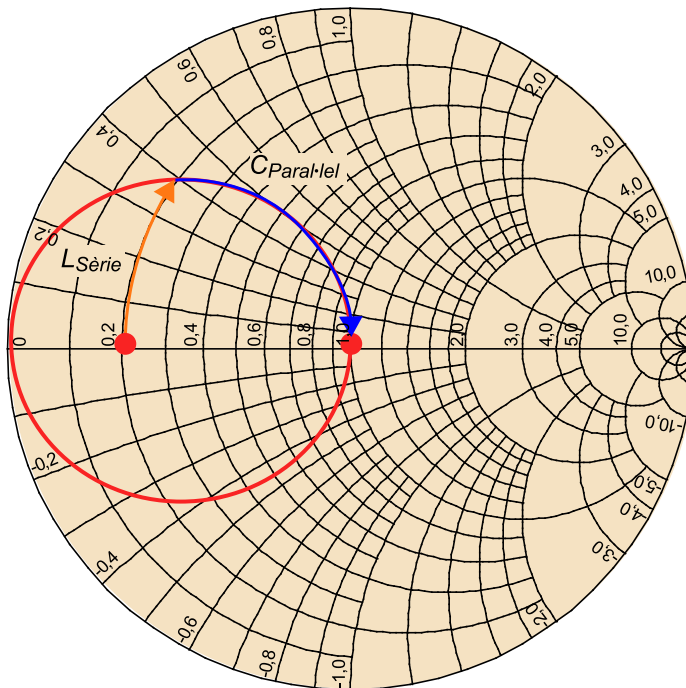
En el cas de l'addició d'un condensador en paral·lel, el procediment es complica lleugerament i és necessari fer el canvi a admitàncies introduït anteriorment a fi de sumar els efectes gràficament. S'observa que un element en paral·lel permet una bona adaptació amb l'inconvenient que no es té un control total sobre la freqüència que cal adaptar (figura 25), és a dir, la bobina o el condensador adapten la freqüència en la qual la part real de l'admitància és 50. En cas que es vulgui adaptar la impedància corresponent a la freqüència de ressonància, caldrà utilitzar més d'un component, tal com s'exposa a continuació (figura 26).

Figura 25. Coeficient de reflexió



Coeficient de reflexió associat a l'addició de:
 a. Un condensador paral·lel d'acord amb la figura 24, amb el qual s'aconsegueix una BW del 12,04%;
 b. Una bobina paral·lel d'acord amb la figura 22, que obté una BW d'un 12,6%.

Figura 26. Adaptació d'una impedància real a una impedància inferior a 50Ω



Una possibilitat és col·locar una bobina en sèrie fins a trobar el cercle d'admitància $1/50$ per a després col·locar una bobina en paral·lel

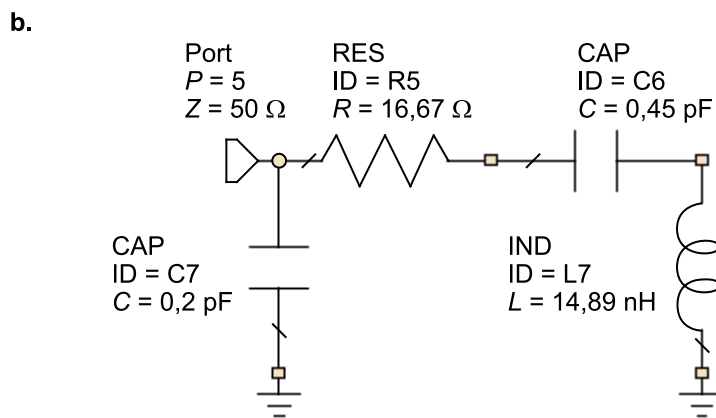
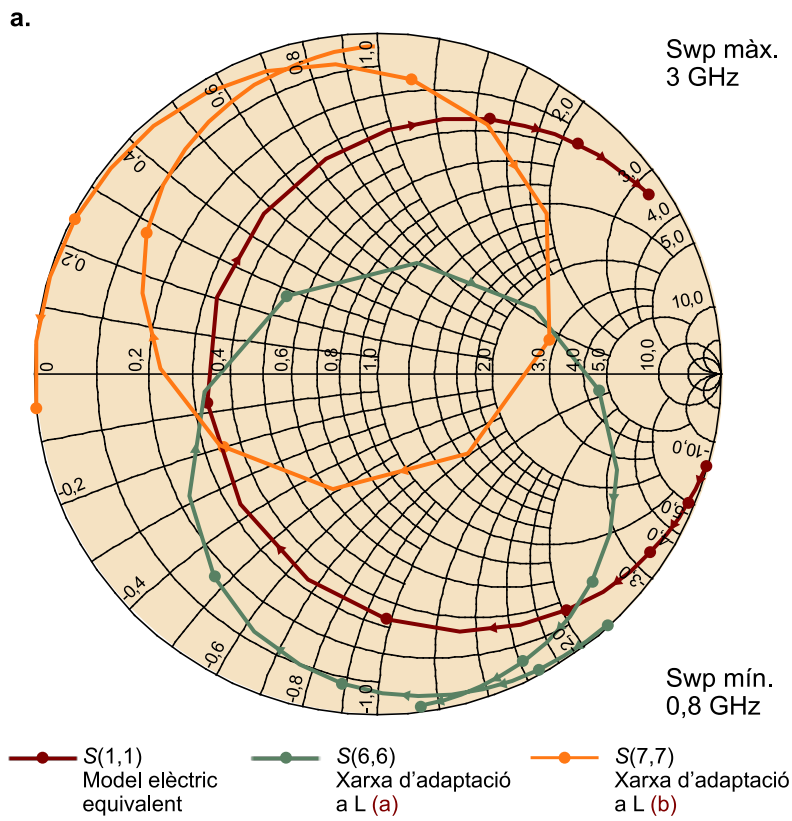
No obstant això, l'addició d'un únic element a la xarxa d'adaptació no afegeix els graus de llibertat requerits per a adaptar correctament un marge freqüencial ampli ni qualsevol impedància. Per això s'utilitzen combinacions d'aquests elements per a aconseguir millorar l'adaptació. La combinació més senzilla consisteix en l'addició de dos elements, bobines o condensadors, un de connectat en sèrie i l'altre en paral·lel. Aquesta configuració rep el nom de *xarxa a L_1* .

Exemple pràctic VII

L'exemple següent il·lustra una adaptació d'una impedància RLC en sèrie mitjançant dues xarxes en L formada per bobina i condensador.

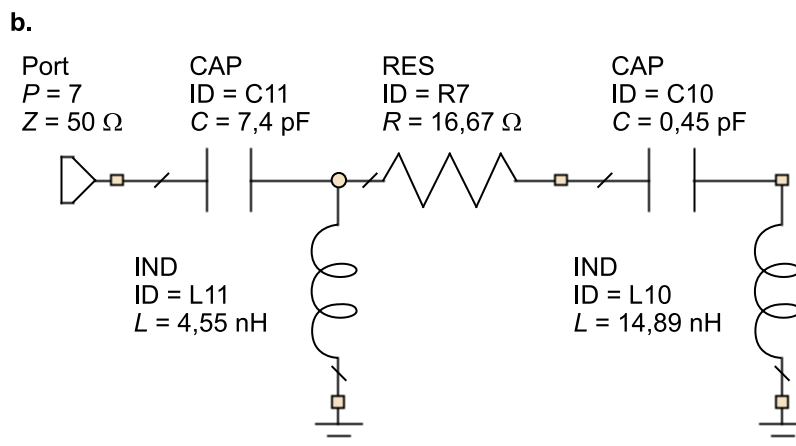
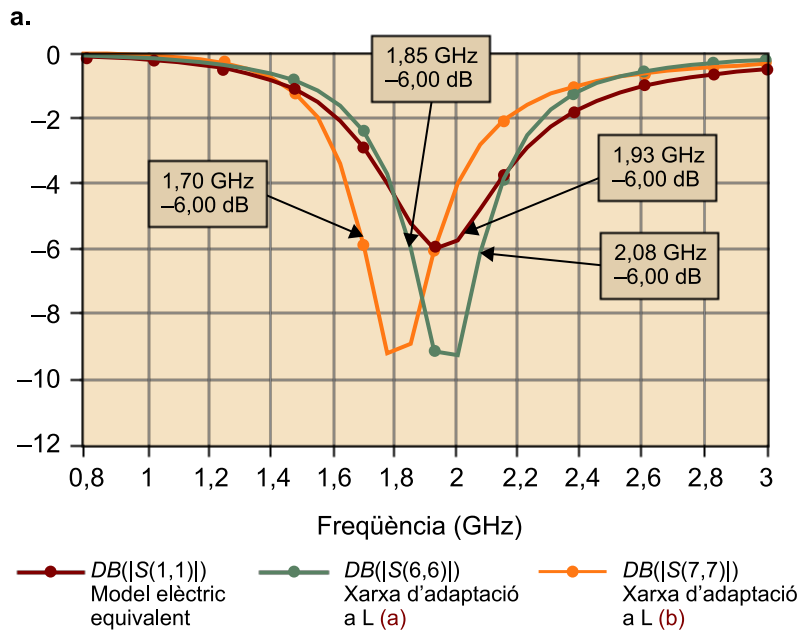
L'exemple mostra que no cal que s'aconsegueixi una adaptació perfecta en una freqüència, sinó que un marge de freqüència donat estigui dins del cercle de ROE desitjat, en aquest cas, $ROE = 3$.

Figura 27. Efectes produïts sobre la impedància d'antena per l'addició d'una xarxa en L composta per bobina en sèrie i condensador en paral·lel



a. Representació gràfica en la carta de Smith.
b. Model elèctric equivalent.

Figura 28. Efectes produïts sobre la impedància d'antena per l'addició d'una xarxa en L composta per bobina en paral·lel i condensador en sèrie

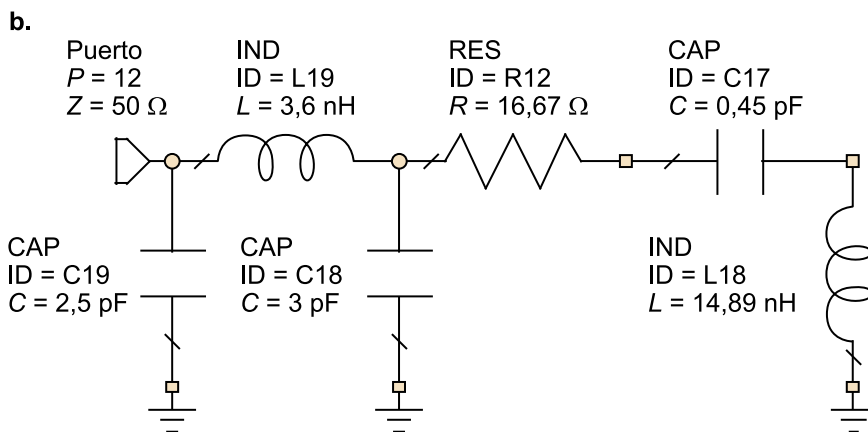
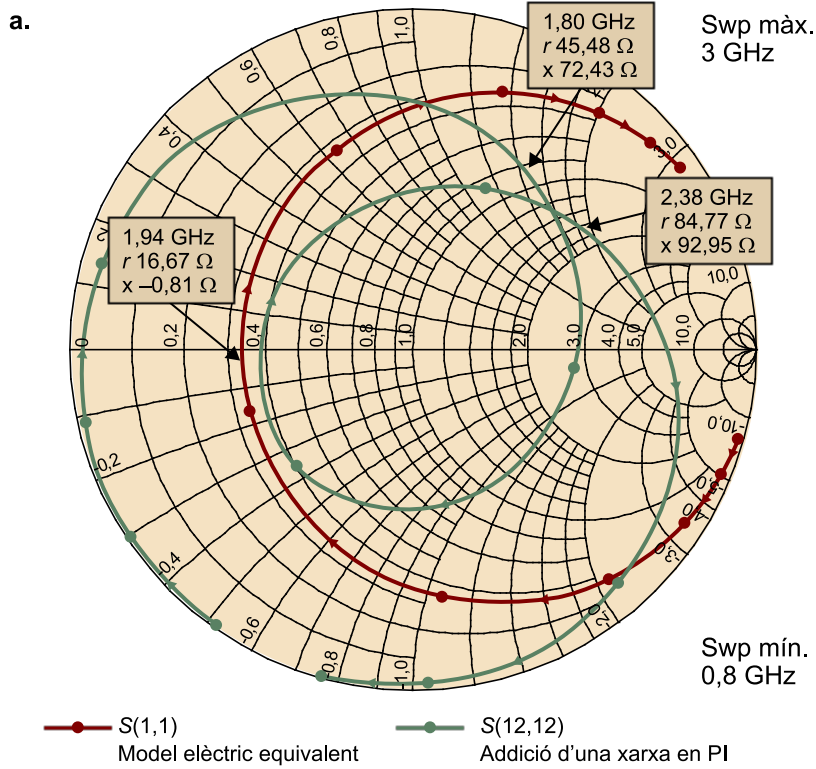


Aquesta xarxa d'adaptació es coneix com a *xarxa en L* i permet aconseguir amplades de banda d'impedància més grans. Hi ha un total de vuit combinacions possibles i l'exemple següent en mostra dues, amb les quals s'aconsegueix una BW ($ROE \leq 3$) de 12,67% (figura 27) i 11,70% (figura 28).

Malgrat que la BW associada a la xarxa en L (figures 27 i 28) i la produïda per l'addició d'un únic component en paral·lel (figura 25) resulten comparables, és important destacar el fet que els components en sèrie que constitueixen la xarxa en L aporten el grau de llibertat de poder centrar la BW a la freqüència desitjada, fet que no és possible amb l'addició d'un únic component en paral·lel.

No obstant això, les xarxes en *L* encara presenten topologies molt senzilles que no permeten extreure tot el potencial de l'adaptació. Les xarxes en *T* o en *PI* (totes dues, configuracions de tres components) solucionen aquestes limitacions a causa que afegeixen un altre grau de llibertat introduint un component nou a la xarxa.

Figura 29. Efectes produïts sobre la impedància d'antena per l'addició d'una xarxa en *PI* que aconsegueix una BW del 21,90%



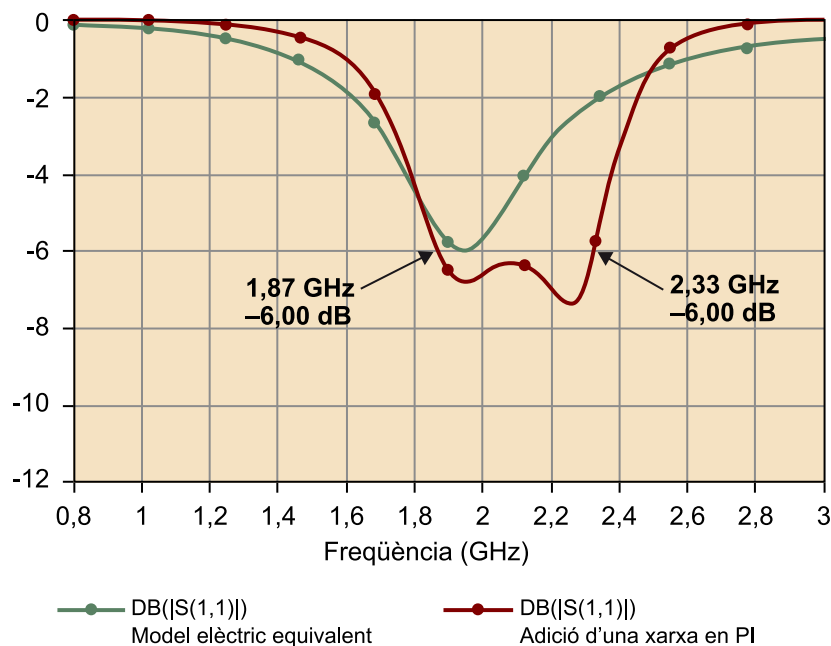
a. Representació gràfica en la carta de Smith.
b. Model elèctric equivalent.

És important destacar en aquest punt que hi ha un compromís entre la complexitat de la xarxa d'adaptació i la BW obtinguda. Teòricament, la BW d'una antena en la qual la impedància en un marge freqüencial es pot modelitzar per un RLC en sèrie o en paral·lel es pot augmentar en un factor 4 aproximadament per a un valor de ROE igual a 3. Per a això, cal un nombre d'etapes infinit. En la pràctica, el dissenyador d'antenes decideix quantes etapes són necessàries per a millorar la BW que al mateix temps asseguri que les pèrdues dels components no redueixin l'eficiència de radiació.

Per acabar, les figures 29 i 30 mostren l'adaptació feta per mitjà d'una xarxa en PI que aconsegueix doblar aproximadament la BW ($\approx 22\%$) respecte del que s'ha obtingut amb una xarxa en L ($\approx 12\%$).

És interessant destacar que des d'un punt de vista pràctic els components discrets poden ser del tipus SMD⁴, els quals presenten grandàries reduïdes (àrea entorn de 2 mm × 1 mm), la qual cosa els fa compatible per a ser integrats conjuntament amb xips i altres dispositius en PCB⁵ (figura 31).

Figura 30. Coeficient de reflexió produït per l'addició d'una xarxa en PI



2.3. Xarxes d'adaptació basades en elements distribuïts

Les xarxes d'adaptació poden estar constituïdes íntegrament per elements distribuïts (bàsicament, línies de transmissió) o poden ser, al seu torn, el resultat de la combinació d'elements concentrats i elements distribuïts.

L'avantatge de l'adaptació mitjançant línies de transmissió acabades en curtcircuit o circuit obert⁶ resideix en la flexibilitat per a aconseguir els valors de reactàncies que es volen aconseguir a partir de variar-ne els paràmetres físics.

Lectura complementària

Sobre l'augment teòric de la BW d'una antena en les condicions esmentades aquí, podeu consultar l'obra següent:

Hugo F. Pues; A. R. van de Capelle (1989, novembre). "An Impedance-Matching Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip Antennas". *IEEE Transaction on Antennas and Propagation* (vol. AP-37, núm. 11, pàg. 1345-1354).

⁽⁴⁾En anglès, *surface mounted devices*.

⁽⁵⁾PCB és la sigla de *printed circuit board*.



Figura 31. Detall d'una xarxa d'adaptació
Detall d'una xarxa d'adaptació que utilitza components discrets de tipus SMD tant en sèrie com en paral·lel per a l'adaptació d'un monopoli miniatura.

⁽⁶⁾En anglès, *stubs*.

La impedància d'una línia de transmissió es defineix com la ràtio entre la tensió i el corrent que hi ha en la línia de transmissió, tenint en compte l'ona reflectida per la càrrega a la qual està connectada la línia:

$$Z_{in}(l) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot l)} \quad 5.28$$

En aquesta expressió, Z_L , Z_0 , β , l són, respectivament, la impedància que cal adaptar, la impedància característica de la línia de transmissió, la constant de propagació i la longitud de la línia.

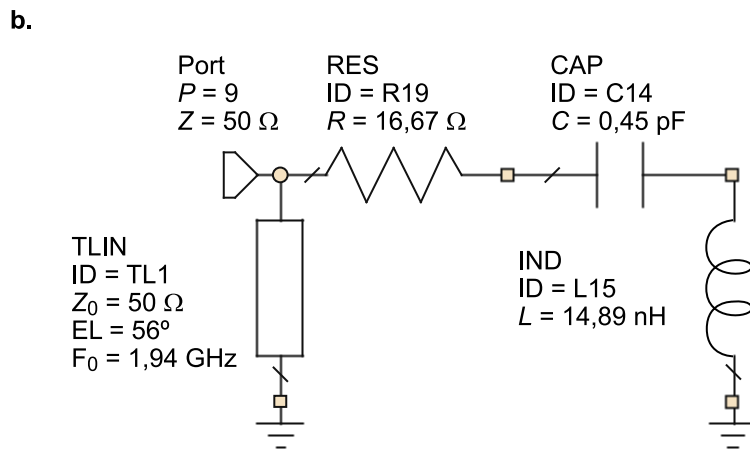
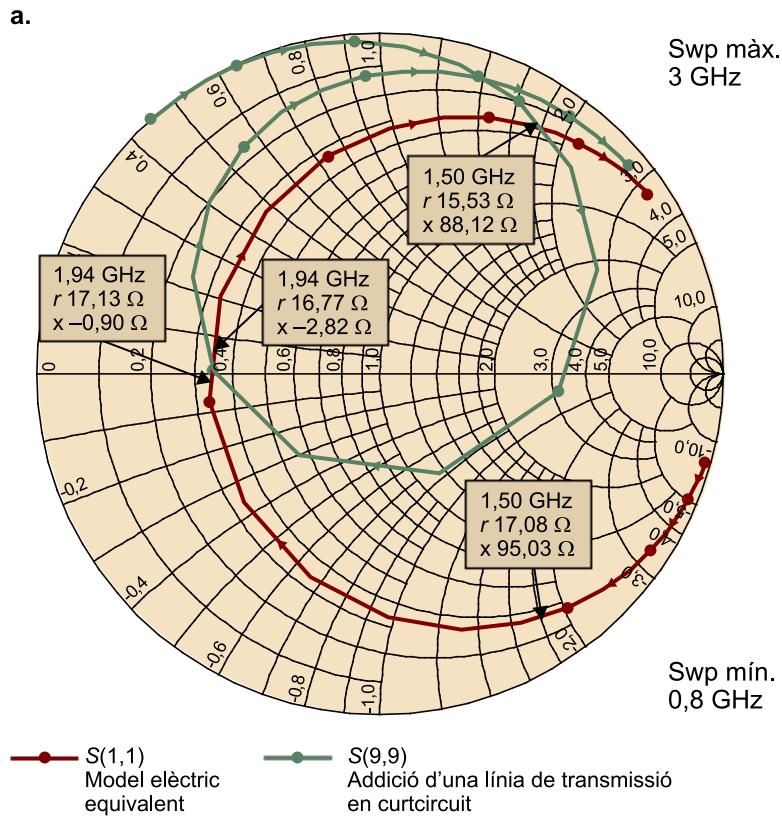
En conseqüència, la impedància associada a una secció de línia de transmissió en curtcircuit ($Z_L = 0$) es correspon amb la mostrada en l'equació 5.29, mentre que, per al cas d'una línia de transmissió en circuit obert ($Z_L \gg Z_0$), es defineix d'acord amb l'equació 5.30:

$$Z_{in}(l) = j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l) \quad 5.29$$

$$Z_{in}(l) = -\frac{j \cdot Z_0}{\tan(\beta \cdot l)} \quad 5.30$$

Per tant, s'observa que la impedància associada a una secció de línia de transmissió en curtcircuit es correspon amb un valor de reactància positiu (si $\beta \cdot l < \pi$) equivalent al que produiria una bobina. Al seu torn, una línia de transmissió en circuit obert presenta una impedància reactiva negativa (si $\beta \cdot l < \pi$) comparable a la produïda per un condensador (figures 32 i 33).

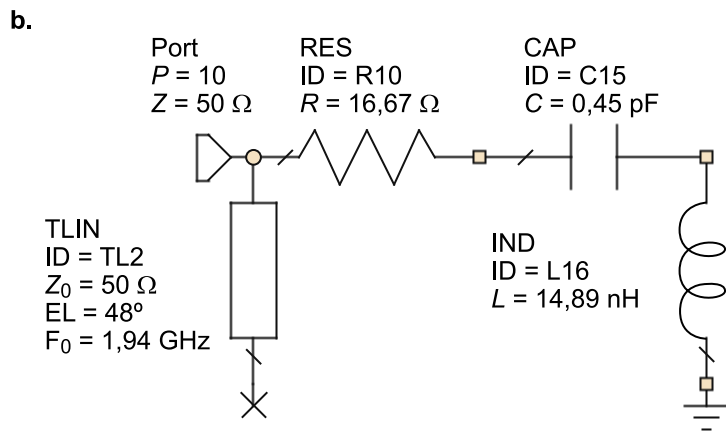
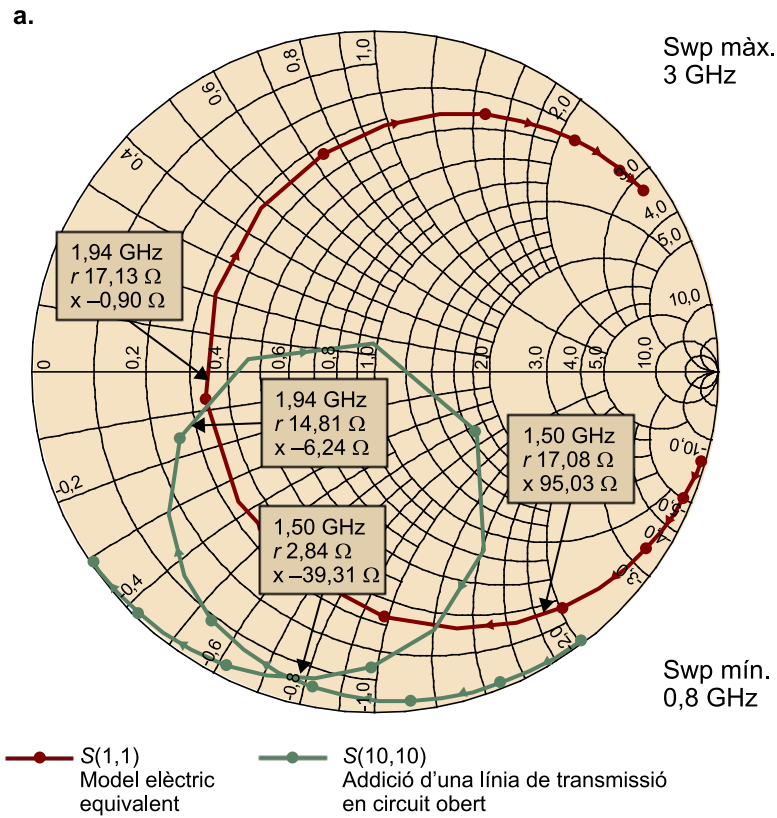
Figura 32. Efectes produïts sobre la impedància d'antena per l'addició d'una línia de transmissió en curtcircuit



a. Representació gràfica en la carta de Smith.
 b. Model elèctric equivalent.

Per tant, per a adaptar els circuits anteriors és possible substituir els elements concentrats de les figures 22 i 24 pels equivalents distribuïts corresponents, ajustant-ne les longituds (l) a fi d'aconseguir la reactància que es busca.

Figura 33. Efectes produïts sobre la impedància d'antena per l'addició d'una línia de transmissió en circuit obert

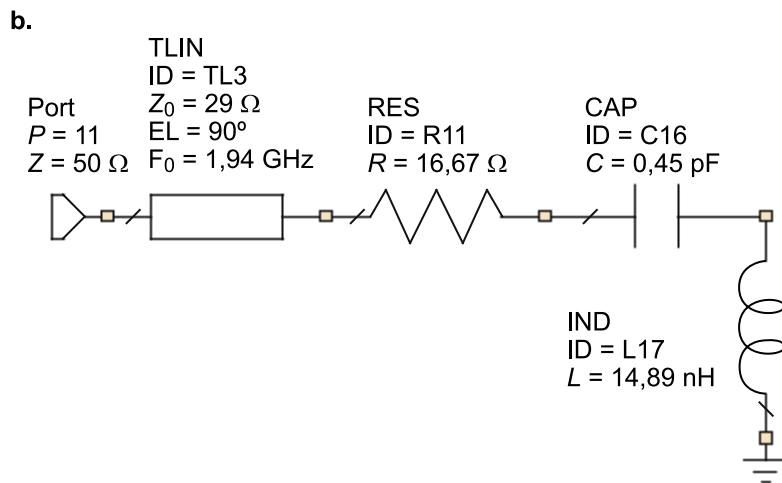
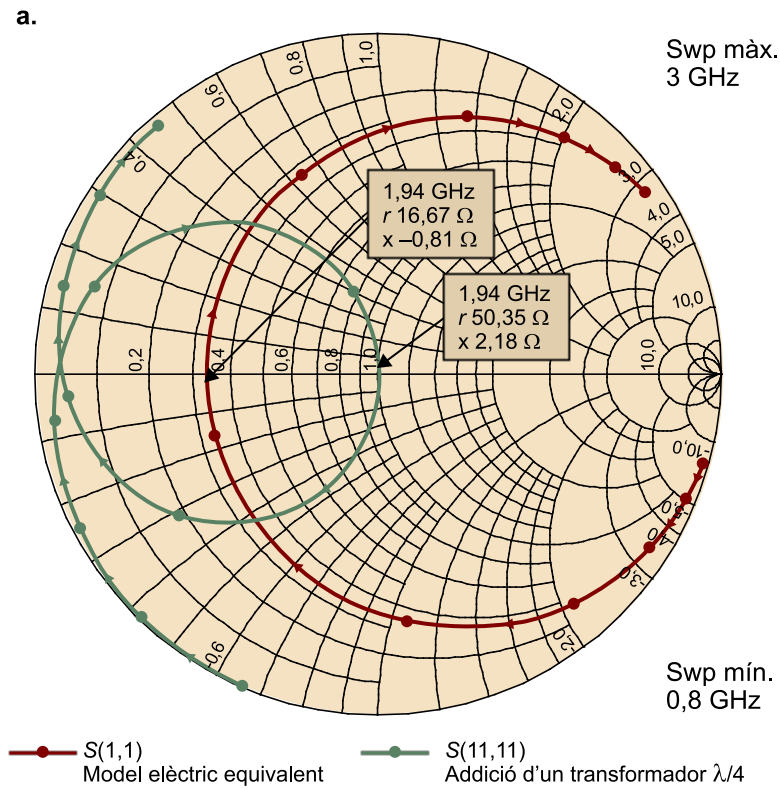


a. Representació gràfica en la carta de Smith.
 b. Model elèctric equivalent.

Un cas especial d'adaptació amb línies de transmissió és aquell en el qual la línia de transmissió té una longitud d'un quart de longitud d'ona ($l = \lambda/4$). Aquest cas particular és conegut com a **inversor d'impedància** o **transformador en quart de longitud d'ona**. En aquest cas, si la longitud de la línia és un quart de longitud d'ona, l'equació 5.28 es converteix en el següent:

$$Z_{in}(l) = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad 5.31$$

Figura 34. Efectes produïts sobre la impedància d'antena per l'addició d'un transformador $\lambda/4$



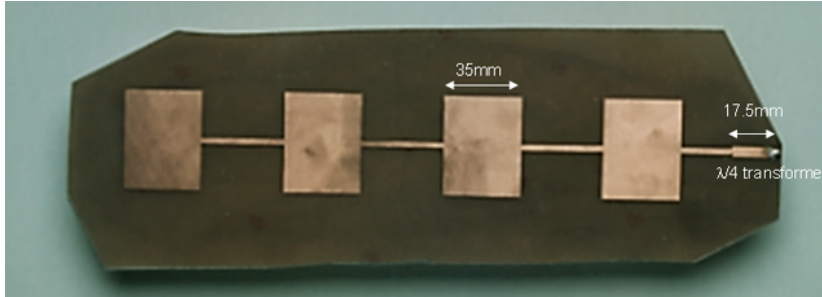
a. Representació gràfica en la carta de Smith.
b. Model elèctric equivalent.

S'observa que a la freqüència d'1,94 GHz en la qual el transformador presenta un desfasament exacte de 90°, la impedància es correspon amb la que s'obtidria a partir de l'equació 5.31 (figura 34).

Aquest tipus d'adaptacions presenta l'avantatge que són fàcils d'integrar, com per exemple en antenes com les agrupacions d'estació base, on el transformador es pot incorporar fàcilment a la xarxa de distribució si es dissenya per exemple amb tecnologia *microstrip* (*microstrip*). Com a inconvenient, es té que, depenent de la impedància que cal adaptar, la impedància característica de la línia pot ser molt alta o molt baixa, tot donant lloc a amplades de pista molt

estretes o molt amples, respectivament. Grandàries estretes poden ser difícils d'implementar i grandàries amples augmenten l'àrea de la solució, cosa que pot ser un inconvenient si l'espai és una restricció important (figura 35).

Figura 35. Agrupació d'antenes *microstrip*



Agrupació d'antenes *microstrip* sobre substrat d'FR4 ($\epsilon_r = 4,14$, $\tan \delta = 0,013$) i transformador $\lambda/4$ integrat en la mateixa línia d'alimentació

3. Xarxes de banda ampla

Les xarxes d'adaptació presentades anteriorment constitueixen una manera senzilla de millorar l'adaptació d'una antena. No obstant això, les millores quant a BW d'impedància que introdueixen presenten certes limitacions, ja que tan sols poden millorar el doble aproximadament (en el cas d'una xarxa d'adaptació en PI formada per tres elements concentrats) respecte a la BW inherent de l'antena en qüestió.

En aquest apartat s'aborda el disseny de xarxes d'adaptació de banda ampla, les quals permeten millorar l'adaptació en un marge freqüencial ampli i fins i tot aconsegueixen multiplicar la BW original de l'antena per un factor 2,45 ($ROE \leq 3$).

Com ja s'ha comentat, monopols i dipols són antenes de les quals la impedància d'entrada a prop de la seva primera ressonància es pot aproximar a la impedància d'entrada d'un circuit RLC en sèrie (figura 15). Coneixent aquesta impedància d'entrada, és possible modelitzar una xarxa d'adaptació que aconsegueixi multiplicar la BW inherent de l'antena en qüestió per un factor 2,45 ($ROE \leq 3$), la qual cosa representa una millora equivalent a una mica més de la meitat del límit de Fano amb l'addició d'un únic ressonador.

El **límit de Fano** estableix que per a una antena el factor d'augment de BW (és a dir, la relació entre la BW potencial i l'inherent de l'antena) està limitat a un cert valor. Aquest valor és 4 aproximadament per a ROE típiques de 3. Es pot arribar a aquest límit amb una certa complexitat en la xarxa de banda ampla.

En aquest subapartat es presenta una xarxa senzilla que permet factors d'augment de la BW entorn de 2,5, cosa que suposa un factor d'augment superior a la meitat del límit de Fano, considerant únicament dos elements reactius.

Per això, a continuació es presenta l'estudi i el disseny d'una xarxa d'adaptació de banda ampla. Aquesta xarxa consisteix en l'addició d'un ressonador en paral·lel a una antena de tipus monopòl caracteritzada per la impedància RLC en sèrie. El circuit equivalent queda recollit en la figura 36.

Lectures recomanades

Sobre el disseny de xarxes d'adaptació de banda ampla que multipliquen la BW original de l'antena, podeu consultar les obres següents:

A. D. Yaghjian; S. R. Best (2005, abril). "Impedance, Bandwidth, and Q of Antennas". *IEEE Transaction on Antennas and Propagation* (vol. 53, núm. 4, pàg. 1298-1324).

A. Andújar; J. Anguera; C. Puente (2010). "A Systematic Method to Design Broadband Matching Networks". *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* (12-16 d'abril, pàg. 1-5).

Lectura complementària

Sobre el límit de Fano, podeu consultar l'obra següent:

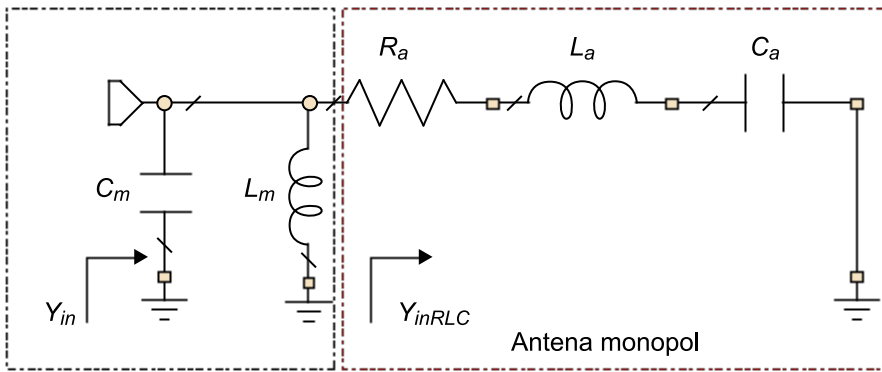
R. M. Fano (1950, gener i febrer). "Theoretical Limitations on the Broad-Band Matching of Arbitrary Impedances". *Journal of the Franklin Institute* (vol. 249, pàg. 57-83 i pàg. 139-154).

Lectura recomanada

A. Andújar; J. Anguera; C. Puente (2010). "A Systematic Method to Design Broadband Matching Networks". *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* (12-16 d'abril, pàg. 1-5).

Figura 36. Circuit equivalent

Xarxa d'adaptació de banda ampla



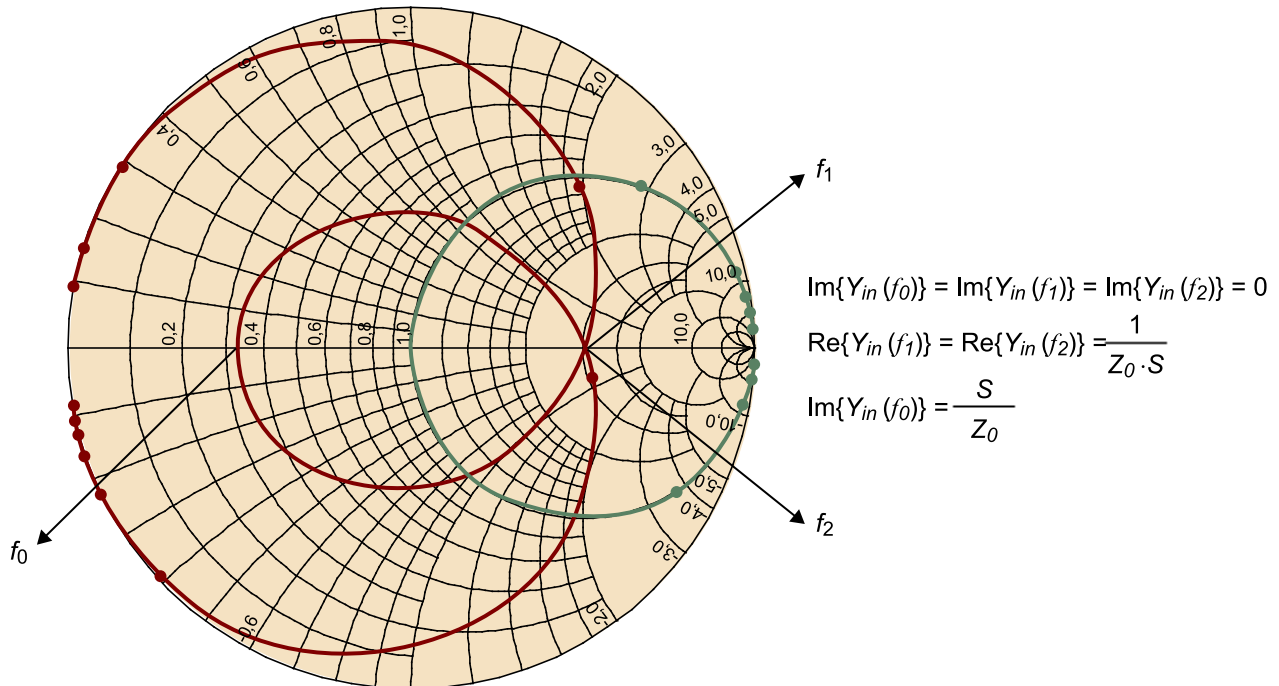
$$Y_{in}(f) = Y_{inRLC}(f) + j2\pi f C_m + \frac{1}{j2\pi f L_m}$$

Circuit equivalent que considera el circuit RLC en sèrie equivalent a l'antena de tipus monopol i la xarxa d'adaptació de banda ampla constituïda per un ressonador LC en paral·lel.

Per a conèixer el valor que han de presentar els elements concentrats que constitueixen la xarxa d'adaptació, cal analitzar matemàticament el circuit equivalent (figura 36). D'aquesta manera, serà possible determinar les expressions exactes del condensador (C_m) i la bobina (L_m) que aconseguiran la millora de BW que es busca.

Per a aconseguir aquests objectius, és necessari complir les condicions que forcen la creació d'un bucle en la carta de Smith inscrit a l'interior del cercle associat a $ROE \leq S$ (figura 37).

Figura 37. Condicions requerides per a aconseguir la millora de BW



Representació gràfica en la carta de Smith. Les freqüències f_0 , f_1 i f_2 delimiten el bucle d'impedància que s'ha d'inscriure en el cercle de $ROE = S$.

Les condicions anteriors determinen no solament el valor dels components reactius de la xarxa d'adaptació, sinó també la impedància òptima que ha de presentar l'antena a fi d'aconseguir l'augment de BW que es vol aconseguir. Aquesta impedància ($Z_{in}(f_0) = Z_0/S$) pot ser ajustada fàcilment per mitjà de la geometria de l'antena variant, per exemple, la distància entre el monopoli i el pla de massa (figura 37).

D'aquesta manera, el procés d'adaptació se simplifica, ja que el dissenyador d'antena és capaç de conèixer prèviament els valors adequats que ha de presentar el ressonador a fi d'aconseguir un augment de BW associat aproximadament a la meitat del límit de Fano i al seu torn evitar els molestos mètodes d'adaptació basats en prova i error.

L'admitància d'aquest tipus de circuits es pot escriure d'acord amb l'equació 5.32, en què v queda definida en l'equació 5.33 i f_0 fa referència a la freqüència de ressonància de l'antena 5.34:

$$Y_{inRLC}(f) = \frac{R - jRQ_a v}{R^2 + (RQ_a v)^2} \quad 5.32$$

$$v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \quad 5.33$$

$$f_{0(RLC_resonància)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_a C_a}} \quad 5.34$$

El factor Q , tal com es va introduir en l'apartat anterior (Q_a), és un paràmetre que mesura la relació entre l'energia reactiva emmagatzemada per l'antena per període i la potència dissipada. En cas de no tenir pèrdues òhmiques, la potència dissipada correspon a la radiada a l'espai. El factor Q es pot calcular fàcilment mitjançant la impedància d'entrada de l'antena 5.16 i està relacionat íntimament amb la seva BW per mitjà de l'expressió descrita a 5.35:

$$BW_0 = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{S - 1}{Q_a \cdot \sqrt{S}} \quad 5.35$$

Al seu torn, l'admitància associada al model elèctric equivalent de la figura 36, 5.36, es pot descompondre d'acord amb la seva part imaginària 5.37 i la seva part real 5.38.

$$Y_{in}(f) = Y_{inRLC}(f) + j2\pi f C_m + \frac{1}{j2\pi f L_m} \quad 5.36$$

$$\text{Im}\{Y_{in}(f)\} = \frac{-R_a Q_a v}{R_a^2 + (R_a Q_a v)^2} + \omega C_m - \frac{1}{\omega L_m} \quad 5.37$$

Lectura recomanada

A. Andújar; J. Anguera; C. Puente (2010). "A Systematic Method to Design Broadband Matching Networks". *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* (12-16 d'abril, pàg. 1-5).

$$\operatorname{Re}\{Y_{in}(f)\} = \frac{G_a}{1+(Q_a v)^2} \quad 5.38$$

És important remarcar que si la part imaginària de l'admitància s'igualava a 0, apareixen tres freqüències de ressonància que es corresponen amb les mostres en la figura 37. A fi de maximitzar la BW, la impedància d'entrada ha de complir les tres condicions presentades en les equacions 5.39, 5.40 i 5.41 que permeten generar el bucle d'impedància i centrar-ho en la carta de Smith a fi d'aconseguir el BW que es vol aconseguir. Aquestes condicions seran les que determinin els valors de L_m i C_m adequats.

$$\operatorname{Im}\{Y_{in}(f_0)\} = \operatorname{Im}\{Y_{in}(f_1)\} = \operatorname{Im}\{Y_{in}(f_2)\} = 0 \quad 5.39$$

$$\operatorname{Re}\{Y_{in}(f_1)\} = \operatorname{Re}\{Y_{in}(f_2)\} = \frac{1}{Z_0 \cdot S} \quad 5.40$$

$$\operatorname{Re}\{Y_{in}(f_0)\} = \frac{S}{Z_0} \quad 5.41$$

La primera solució a l'equació 5.37 proporciona la relació requerida entre L_m i C_m 5.42. Al mateix temps, el valor de L_m es pot obtenir fàcilment substituint aquesta equació a 5.37:

$$C_m = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_m} \quad 5.42$$

$$L_m = \frac{(f_1^2 - f_r^2) \cdot Z_0 \cdot (1 + (Q_a \cdot v_1)^2)}{S \cdot Q_a \cdot (f_1^2 - f_r^2) \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_r} \quad 5.43$$

en què f_1 es calcula d'acord amb l'equació 5.40:

$$f_1 = \frac{-f_0 \cdot \sqrt{G \cdot Z_0 \cdot S - 1} + f_0 \sqrt{G \cdot Z_0 \cdot S - 1 + 4 \cdot Q_a^2}}{2 \cdot Q_a} \quad 5.44$$

Al mateix temps, f_2 segueix l'expressió recollida a 5.45:

$$f_2 = \frac{f_0 \cdot \sqrt{G \cdot Z_0 \cdot S - 1} + f_0 \sqrt{G \cdot Z_0 \cdot S - 1 + 4 \cdot Q_a^2}}{2 \cdot Q_a} \quad 5.45$$

I, com a conseqüència, la BW final es pot calcular d'acord amb 5.46. Si aquesta es compara amb la BW inherent de l'antena en qüestió 5.35, s'obté el factor de millora que suposa un valor aproximat teòric de 2,45 per a una $ROE \leq 3$ d'acord amb l'expressió 5.47:

$$BW_f = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{\sqrt{S^2 - 1}}{Q_a} \quad 5.46$$

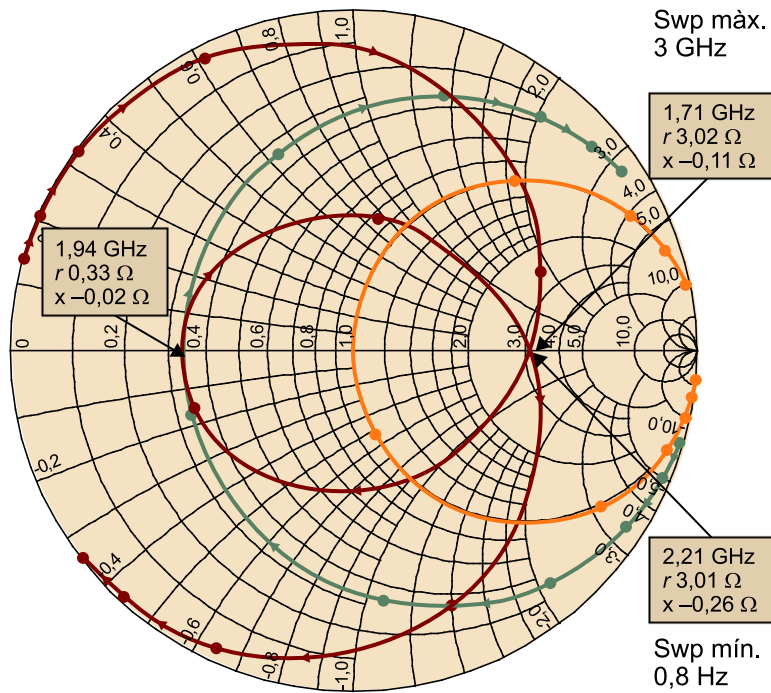
$$F = \frac{BW_f}{BW_0} = \frac{(\sqrt{S^2 - 1}/Q_a)}{S - 1/Q_a \cdot S} = \frac{\sqrt{S^3 - S}}{S - 1} \quad 5.47$$

Exemple pràctic VIII

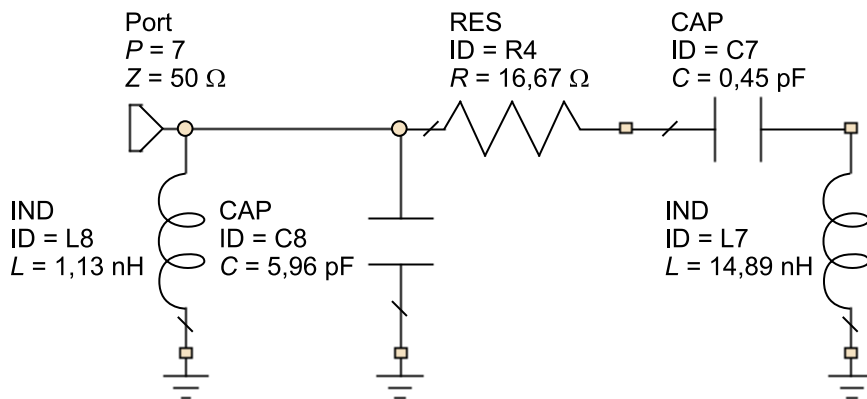
Es pretén dissenyar una xarxa d'adaptació de banda ampla per al cas de l'antena de tipus monopòl presentada en la figura 13.

Figura 38. Coeficient de reflexió i impedància d'entrada

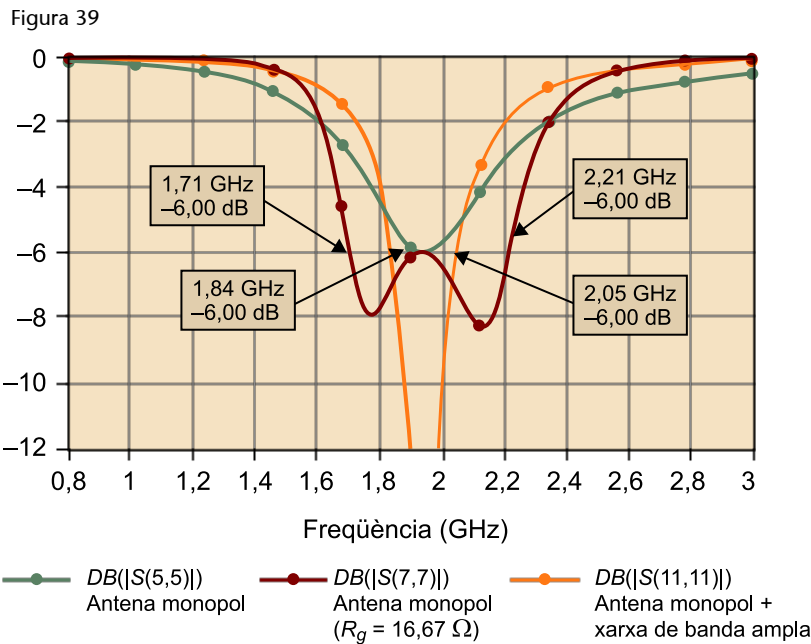
a.



b.



a. Representació gràfica en la carta de Smith.
b. Model elèctric equivalent.



A fi de determinar els valors de L_m i C_m necessaris, n'hi haurà prou d'aplicar les expressions desenvolupades anteriorment. D'aquesta manera i considerant una freqüència de ressonància d'1,94 GHz amb una impedància d'entrada $Z_{in} = 16,67 \Omega$ i un Q_a calculat a partir de la impedància d'entrada 5.16 de 10,89, els valors adequats de L_m i C_m per a aconseguir l'augment de BW volgut es corresponen amb 1,57 nH i 3,76 pF, respectivament.

La impedància del monopòl sense xarxa d'adaptació presenta una impedància a la freqüència de ressonància 1,94 GHz de 16,67 Ω , valor que demana l'equació 5.41 (figura 38). Amb aquesta impedància s'afegeix la xarxa LC amb l'objectiu de tancar la corba d'impedàncies i crear el bucle tal com s'il·lustra en la carta de Smith (figura 38). Atès que el bucle està inscrit en un cercle de $ROE = S = 3$, s'aconsegueix una BW considerable que abraça des d'1,71 GHz fins a 2,21 GHz (figura 39).

Amb l'objectiu d'observar de manera senzilla l'augment que produeix la xarxa LC, es calcula el coeficient de reflexió del monopòl sense la xarxa tenint en compte un generador amb una impedància interna de $Z_g = 16,67 \Omega$. Amb això es pot observar la BW potencial del monopòl que abasta d'1,84 GHz a 2,05 GHz, molt menor que la que s'aconsegueix amb la xarxa de banda ampla LC (figura 38, taula 1).

Taula 1. Valors de BW i factor d'augment (F) mitjançant la xarxa de banda ampla LC

Valors teòrics	Valors obtinguts
BW calculat a partir del Q_a (equació 5.35): $BW = \frac{3-1}{10,89 \cdot \sqrt{3}} = 10,60\%$	BW amb impedància de generador $R_g = 16 \Omega$: $BW = \frac{2,05-1,84}{1,95} = 10,79\%$
BW amb xarxa de banda ampla (equació 5.46): $BW = \frac{\sqrt{3^2-1}}{10,89} = 25,97\%$	BW amb xarxa de banda ampla: $BW = \frac{2,21-1,71}{1,96} = 25,51\%$
F (teòric): $F = \frac{\sqrt{S^3-S}}{S-1} = 2,45$	F : $F = \frac{25,51\%}{10,79\%} = 2,36$

Cal remarcar que les equacions pressuposen que l'antena es modelitza perfectament com un RLC en sèrie. Atès que l'antena no és perfectament modelitzable com un RLC en sèrie, hi ha diferències entre el factor d'augment F encara que s'observa que la diferència és mínima, la qual cosa llança la utilitat del mètode teòric exposat.

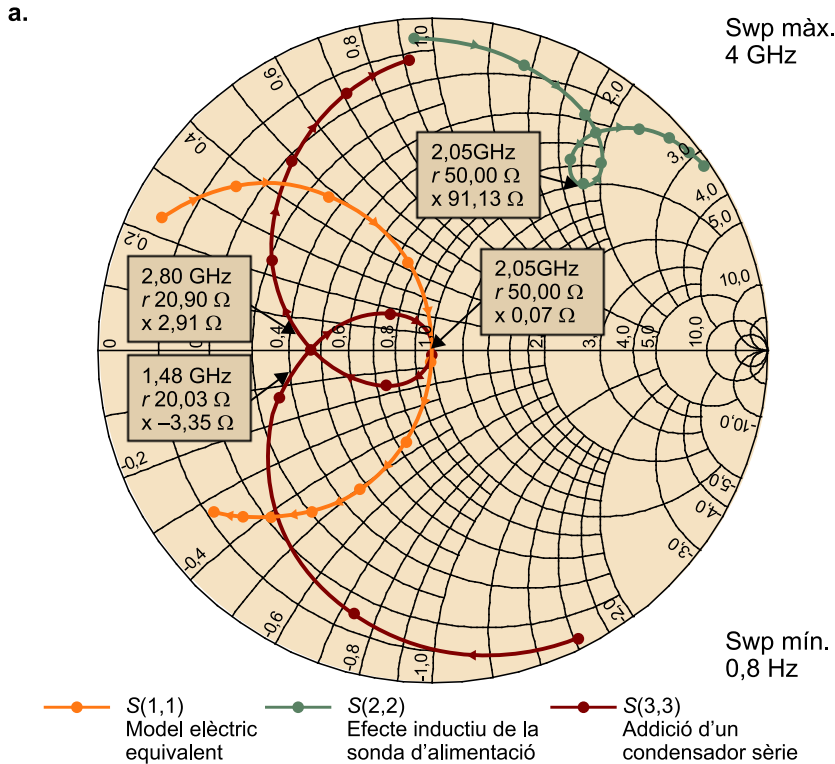
Cal destacar els beneficis d'aquesta xarxa d'adaptació deguts a la simplicitat (solament dos elements concentrats) i al disseny sistemàtic.

Exemple pràctic IX

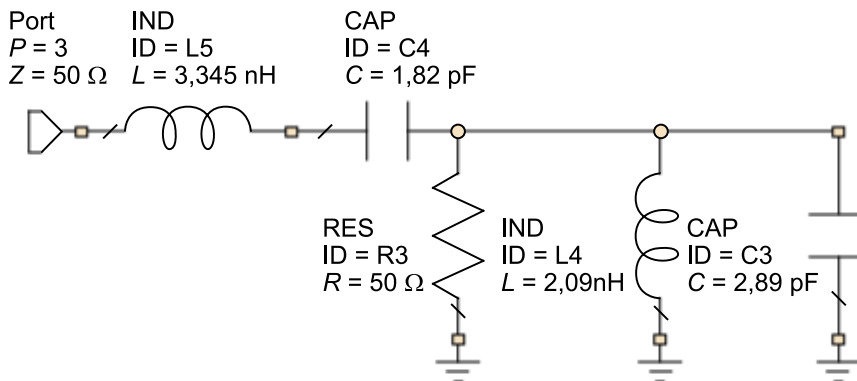
La dualitat en l'exemple anterior es troba en l'addició d'una xarxa de banda ampla a una impedància pròpia d'un circuit RLC en paral·lel com l'associada al pedaç de la figura 16.

Hi ha diverses maneres d'adaptar l'antena de tipus *microstrip* de la figura 16. En primer lloc, si s'ajusta el punt d'alimentació de l'antena, és possible aconseguir una impedància d'entrada de 50 Ω aproximadament, amb la qual cosa resultaria suficient compensar l'efecte inductiu de la sonda d'alimentació (figura 18) amb un condensador en sèrie (figura 40).

Figura 40. Coeficient de reflexió i impedància d'entrada

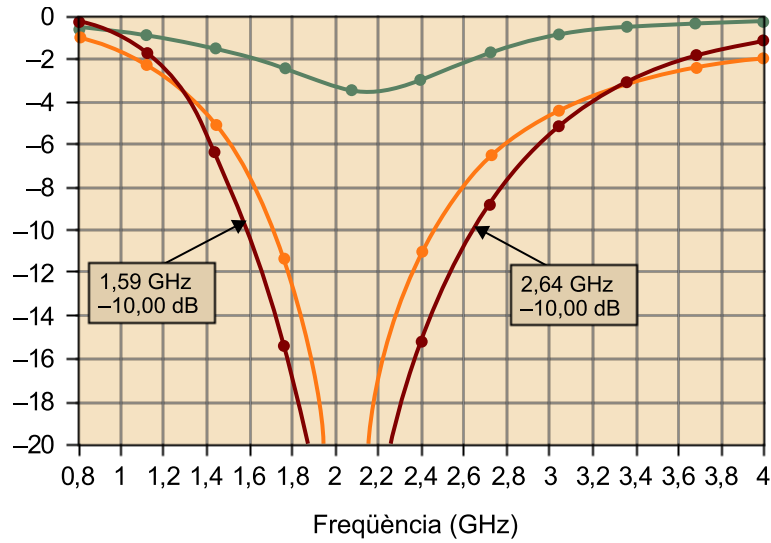


b.



a. Representació gràfica en la carta de Smith.
b. Model elèctric equivalent.

Figura 41. Representació gràfica del coeficient de reflexió i la impedància d'entrada produïts per l'addició de condensador en sèrie.

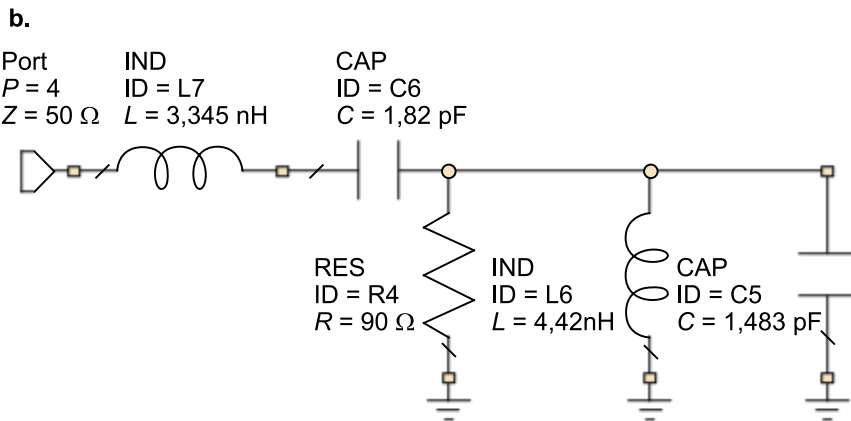
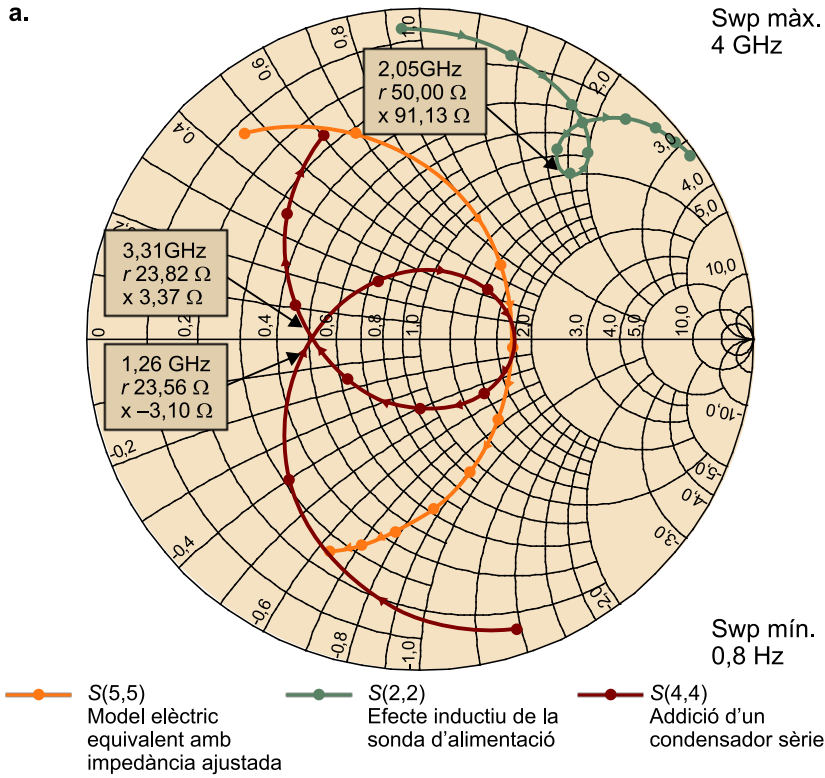


—●— $DB(|(1,1)|)$ Model elèctric equivalent
 —●— $DB(|(2,2)|)$ Efecte inductiu de la sonda d'alimentació
 —●— $DB(|(3,3)|)$ Addició d'un condensador sèrie

La bobina en sèrie correspon a aquest efecte introduït per la sonda coaxial d'alimentació. El bucle no està centrat correctament.

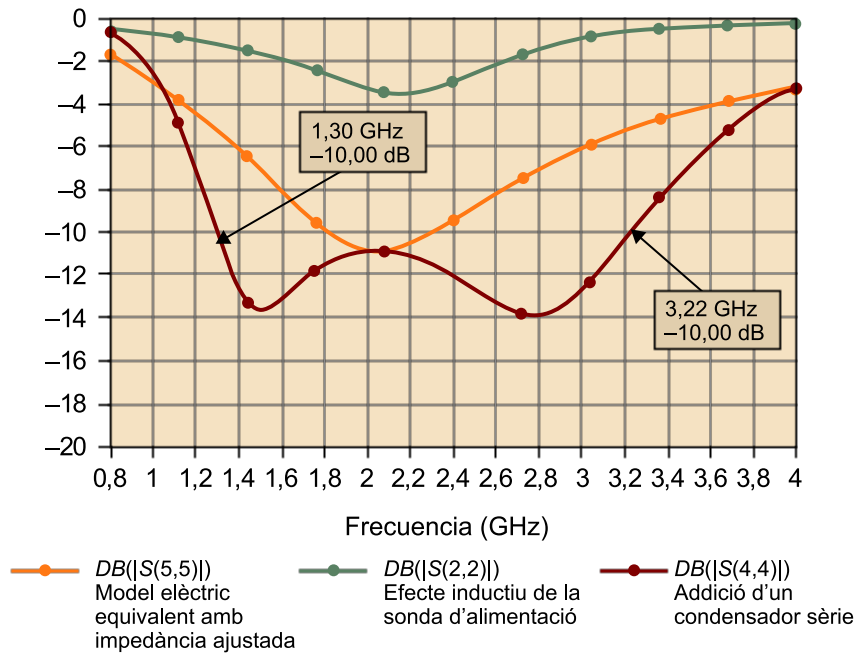
L'opció següent consistiria a dissenyar una xarxa de banda ampla, aprofitant d'aquesta manera el valor d'inductància en sèrie introduït per la xarxa d'adaptació. En aquest cas, caldria ajustar el punt d'alimentació a fi d'aconseguir una impedància d'entrada que compleixi les condicions necessàries perquè el bucle quedi centrat en la carta de Smith ($Re\{Z_{in}(f_0)\} = Z_0 \cdot S$) i inscrit, per a aquest exemple, dins d'un cercle de $ROE \leq 2$ (figures 42 i 43).

Figura 42. Coeficient de reflexió i impedància d'entrada



a. Representació gràfica en la carta de Smith.
b. Model elèctric equivalent.

Figura 43. Representació gràfica del coeficient de reflexió i la impedància d'entrada produïts per l'addició d'una xarxa d'adaptació de banda ampla.



Ara el bucle està correctament centrat gràcies al punt d'excitació correcte.

El factor Q de l'antena roman invariable i coincideix amb el presentat pel circuit de la figura 40. La diferència més significativa és que en aquesta ocasió la impedància d'entrada s'ha modificat per a complir la relació $Re\{Z_{in}(f_0)\} = Z_0 \cdot S$, que és el cas dual a la situació RLC en sèrie:

$$Q = \frac{R}{\omega \cdot L} = \omega \cdot R \cdot C = 2 \cdot \pi \cdot 2,045 \text{ MHz} \cdot 100 \Omega \cdot 1,483 \text{ pF} Q = 1,86 \quad 5.48$$

De la mateixa manera, la relació entre la BW i el factor Q per a aquesta configuració queda definida a partir de l'expressió següent:

$$BW_{Millorada} = \frac{\sqrt{S^2 - 1}}{Q} = \frac{\sqrt{2^2 - 1}}{1,86} = 93,12\% \quad 5.49$$

La BW calculada a partir de la gràfica (figura 43) és la següent:

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{\frac{f_2 + f_1}{2}} = \frac{3,223 \text{ (GHz)} - 1,302 \text{ (GHz)}}{\frac{3,223 \text{ (GHz)} + 1,302 \text{ (GHz)}}{2}} = 84,91\% \quad 5.50$$

S'observa que s'aproxima considerablement a la BW calculada a partir de l'expressió analítica 5.47. La millora obtinguda a partir d'aquesta tècnica és notable, ja que la BW obtinguda augmenta en un factor 2,62 la BW de la configuració inicial:

$$F = \frac{BW_{Millorada}}{BW_0} = \frac{93,12\%}{35,59\%} = 2,62 \quad 5.51$$

4. Antenes carregades

En el cas d'antenes elèctricament petites (de dimensions molt inferiors a la longitud d'ona: $L \ll \lambda$), la impedància d'entrada presenta una component reactiva elevada, més reactiva com més petita és l'antena en termes de la longitud d'ona.

Una possibilitat per a adaptar l'antena consisteix a utilitzar els mètodes exposats en els apartats precedents. No obstant això, hi ha una altra alternativa interessant que consisteix a utilitzar la xarxa integrada en la pròpia estructura radiant mitjançant dispositius discrets o distribuïts. L'avantatge que aporta aquesta tècnica és que a més de cancel·lar la part reactiva de la impedància d'entrada, permet modificar la distribució de corrents amb l'objectiu que augmenti l'eficiència de radiació. Cal destacar que el fet de carregar l'antena amb elements reactius permet anul·lar la part reactiva de l'antena, encara que això no impliqui necessàriament que s'estigui adaptant l'antena, ja que pot succeir que la impedància en la ressonància sigui diferent que la impedància del generador al qual l'antena està connectada. En aquest cas, doncs, cal una adaptació d'impedàncies.

Per demostrar l'efecte que una càrrega pot millorar l'eficiència de radiació, suposeu dos fils de corrent molt més petits que la longitud d'ona. En el primer s'assumeix un corrent triangular, que no deixa de ser una aproximació del corrent sinusoidal quan el fil és elèctricament petit. Per al segon, s'assumeix que el corrent és uniforme.

Vegeu també

Podeu veure el corrent sinusoidal en el mòdul "Fonaments bàsics. Antenes de fil" d'aquesta assignatura.

Matemàticament, els corrents del primer i segon cas són:

$$\begin{aligned} I_1(z') &= 1 - \frac{|z'|}{\frac{L}{2}} \quad \left(-\frac{L}{2} \leq z' \leq \frac{L}{2}\right) \\ I_2(z') &= 1 \quad \left(-\frac{L}{2} \leq z' \leq \frac{L}{2}\right) \end{aligned} \quad 5.52$$

en què L és la longitud total del fil. Aplicant el procediment d'integració del corrent al llarg del fil, els camps radiats per totes dues antenes són els següents:

$$\begin{aligned} E_1 &\propto \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \left(1 - \frac{|z'|}{\frac{L}{2}}\right) \cdot e^{jkz' \cos \theta} dz' \\ E_2 &\propto \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} 1 e^{jkz' \cos \theta} dz' \end{aligned} \quad 5.53$$

Si es considera que $L \ll \lambda$, es té el següent:

$$E_1 \propto \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \left(1 - \frac{|z'|}{\frac{L}{2}}\right) dz' \quad 5.54$$

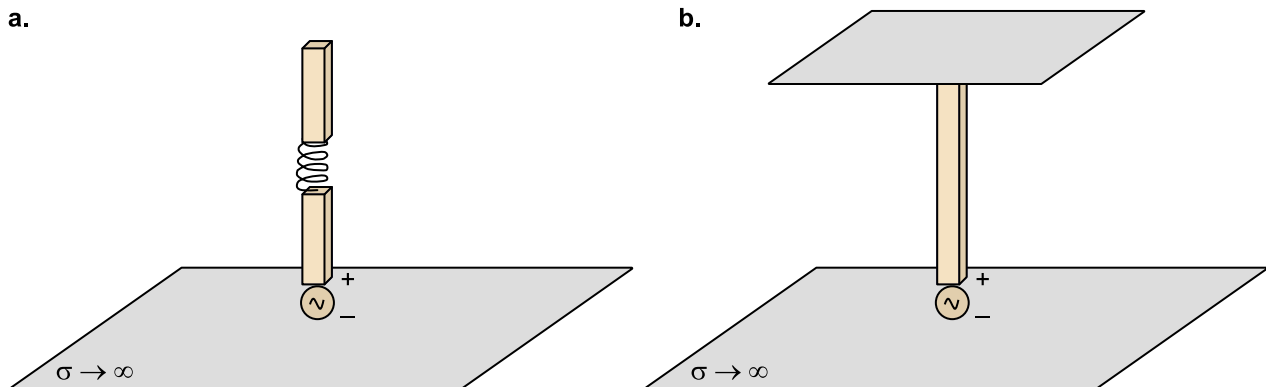
$$E_2 \propto \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} 1 dz'$$

És a dir, que el valor dels camps depèn únicament de l'àrea definida per la funció corrent sobre el fil de l'antena. Atès que la potència radiada és proporcional al camp (vegeu les equacions 1.7 i 1.8), i atès que l'àrea per al segon cas (la de corrent uniforme) és el doble que la de la distribució triangular, segons l'equació 5.54, en el segon cas el camp és el doble. En conseqüència, la potència radiada i la resistència de radiació són quatre vegades més gran.

Quant a la directivitat de totes dues antenes, es manté constant, ja que encara que estiguin carregades, presenten una grandària elèctrica petita, la qual cosa provoca que no se'n modifiquin els diagrames de radiació i, per tant, la directivitat que té en compte la forma del diagrama és la mateixa.

Atès que ha quedat demostrat que en antenes elèctricament petites un corrent uniforme és preferible a un corrent triangular, ja que es pot millorar la resistència de radiació i per tant l'eficiència, la pregunta que cal formular-se és: com es pot aconseguir transformar un corrent triangular en un corrent uniforme? La resposta és una càrrega al llarg del fil. En efecte, considereu dues situacions canòniques: una càrrega inductiva i una càrrega capacitiva (figura 44).

Figura 44. Representació esquemàtica d'antenes carregades



a. Càrrega inductiva al llarg del monopoli; b. Càrrega capacitiva mitjançant placa conductora en l'extrem

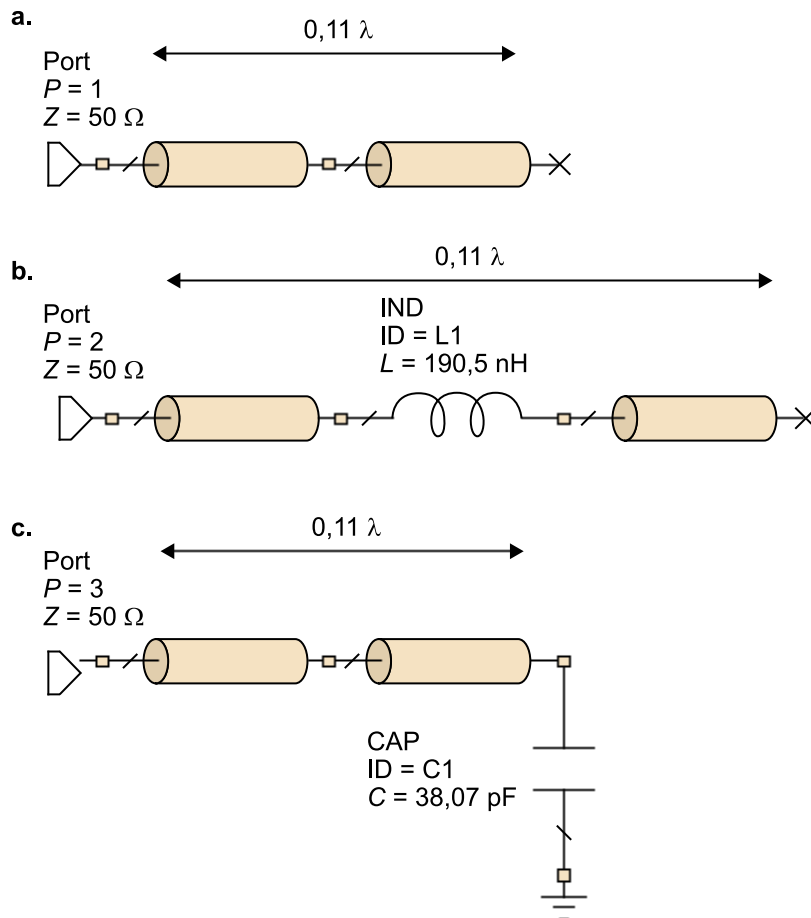
Utilitzant la carta de Smith és senzill demostrar que l'efecte d'aquestes càrregues és allargar elèctricament l'antena (en podeu veure un exemple a continuació). Per tant, si l'antena és elèctricament petita i, en conseqüència, no resonant, el fet d'utilitzar la càrrega provoca que, d'una banda, s'aconsegueixi anul·lar la part reactiva (observeu que no necessàriament s'està adaptant, sinó que s'elimina la part reactiva i que per tant caldria una adaptació d'impedàncies si la part real és molt diferent de la impedància del generador al

qual va connectat l'antena). D'altra banda, si la càrrega se situa lluny del punt d'excitació, es produeix una modificació de la distribució de corrent, més gran a mesura que la càrrega s'allunya de l'alimentació.

Exemple pràctic X

Volem que una antena monopòl elèctricament curta ressoni en el primer mode ($\lambda/4$). A efectes de reactància, es modelitza el monopòl mitjançant una línia de transmissió de longitud igual a la longitud del monopòl. Per a aquest exemple, el monopòl té una longitud elèctrica de $0,11\lambda$. En el primer cas (figura 45b) es carrega amb una bobina en el centre del monopòl i en el segon cas amb un condensador (figura 45c).

Figura 45

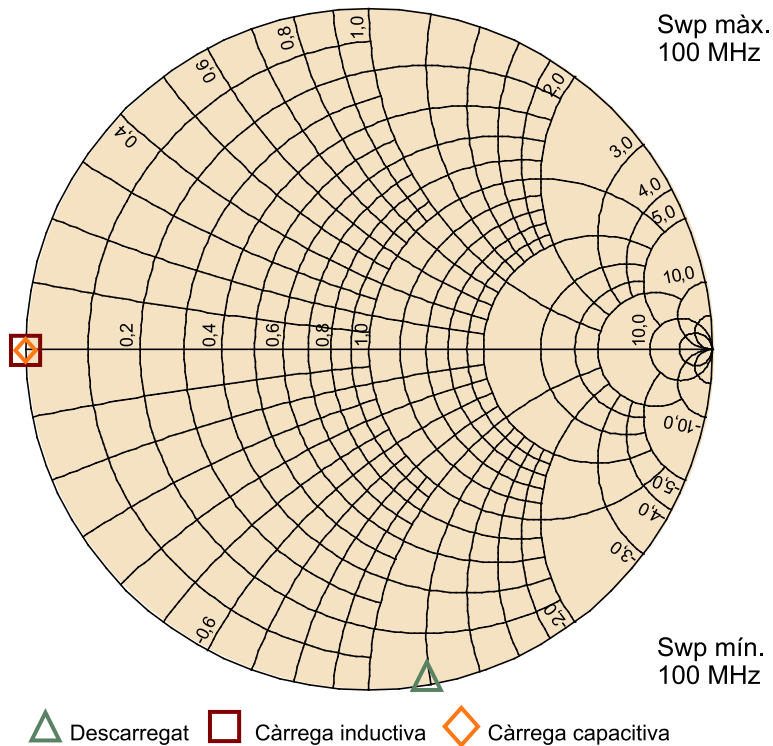


a. Model de línia de transmissió d'un monopòl elèctricament curt ($0,11\lambda$); b. Mateix cas que a, però carregat en el centre amb una bobina; c. Mateix cas que a, però carregat en l'extrem amb un condensador.

Atès que l'antena sense carregar és més petita que $\lambda/4$, la reactància és capacitiva. En efecte, la impedància en l'extrem és infinita i, a mesura que el punt d'observació s'apropa al generador, la reactància va decreixent. Aquesta reactància es modelitza mitjançant una línia de transmissió acabada en circuit obert 5.30. Atès que la bobina afegeix un valor positiu de reactància, el seu efecte és equivalent al d'un tram extra de línia de transmissió. Això dona com a resultat que, mitjançant un disseny adequat, s'aconsegueix que el conjunt es comporti com un tram de línia de $\lambda/4$ (Anguera i Pérez).

En el cas del condensador en l'extrem, la situació és anàloga. En efecte, en comptes de partir d'una impedància infinita, es parteix d'un valor de reactància negatiu i, per tant, és com si el condensador equivalgués a un tram de línia de transmissió resultant en la mateixa situació que en la càrrega inductiva (figura 46).

Figura 46



Descarregat: es correspon amb la impedància d'una línia de $0,11\lambda$, i els casos carregats es corresponen amb els mostrats en la figura 45.

Així doncs, l'efecte de les càrregues és equivalent al mostrat en el subapartat de xarxes d'adaptació, però, en aquest cas, si el component es col·loca al llarg del fil, a més és capaç de modificar la distribució de corrents i, d'aquesta manera, augmentar el valor de la resistència de radiació i, com a conseqüència, l'eficiència de radiació.

Càrregues col·locades en el punt d'excitació modifiquen la impedància d'antena, però no la distribució de corrent. En canvi, si la càrrega es col·loca al llarg de l'estructura radiant, a part de modificar la impedància poden modificar la distribució de corrent, la qual cosa pot millorar l'eficiència de radiació.

Antenes monopòl embarcades en vehicles operant en la banda de 27 MHz utilitzen càrregues inductives amb l'objectiu d'aconseguir una adaptació més bona.

5. Lectures obligatòries i complementàries

Lectures obligatòries

- **J. Anguera; C. Puente; C. Borja; G. Font; J. Soler** (2001, novembre). "A Systematic Method to Design Single-Patch Broadband Microstrip Patch Antennas". *Microwave and Optical Technology Letters* (vol. 31, núm. 3, pàg. 185-188).
- **A. Andújar; J. Anguera; C. Puente** (2010). "A Systematic Method to Design Broadband Matching Networks". *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* (12-16 d'abril, pàg. 1-5).

Lectura complementària

- **S. Best** (2006). "The Inverse Relationship Between Quality Factor and Bandwidth in Multiple Resonant Antennas". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* (9-14 de juliol, pàg. 623-626). Albuquerque.

Bibliografia

Andújar, A.; Anguera, J.; Puente, C. (2010). "A Systematic Method to Design Broadband Matching Networks". *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* (12-16 d'abril, pàg. 1-5).

Anguera, J.; Puente, C.; Borja, C.; Font, G.; Soler, J. (2001, novembre). "A Systematic Method to Design Single-Patch Broadband Microstrip Patch Antennas". *Microwave and Optical Technology Letters* (vol. 31, núm. 3, pàg. 185-188).

Anguera, J.; Pérez, A. (2008). *Teoria d'antenes*. Enginyeria La Salle ("Estudios Semipresenciales"). ISBN: 978-84-935665-4-8.

Fanus, R. M. (1950, gener i febrer). "Theoretical Limitations on the Broad-Band Matching of Arbitrary Impedances". *Journal of the Franklin Institute* (vol. 249, pàg. 57-83 i 139-154).

Gustafsson, M.; Nordebo, S. (2006). "Bandwidth, Q Factor, and Resonance Models of Antennas". *Progress in Electromagnetics Research* (vol. 62, pàg. 1-20).

McLean, J. S. (1996, maig). "A Re-Examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (AP-44, pàg. 676).

Pues, H. F.; Capelle, A. R. van de (1989, novembre). "An Impedance-Matching Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip Antennas". *IEEE Transaction on Antennas and Propagation* (vol. AP-37, núm. 11, pàg. 1345-1354).

Yaghjian, A. D.; Best, S. R. (2005, abril). "Impedance, Bandwidth, and Q of Antennas". *IEEE Transaction on Antennas and Propagation* (vol. 53, núm. 4, pàg. 1298-1324).

Yang, T.; Davis, W.; Stutzman, W.; Huynh, M.-C. (2008). "Cellular-Phone and Hearing-Aid Interaction: an Antenna Solution". *IEEE Antennas and Propagation Magazine* (vol. 50, núm. 3, pàg. 51-65).

