

Mescladors, multiplicadors i oscil·ladors de microones

Carles Recasens i Aloy

PID_00193544



Els textos i imatges publicats en aquesta obra estan subjectes –llevat que s'indiqui el contrari– a una llicència de Reconeixement-Compartir igual (BY-SA) v.3.0 Espanya de Creative Commons. Podeu modificar l'obra, reproduir-la, distribuir-la o comunicar-la públicament sempre que en citeu l'autor i la font (FUOC. Fundació per a la Universitat Oberta de Catalunya), i sempre que l'obra derivada quedi subjecta a la mateixa llicència que el material original. La llicència completa es pot consultar a <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/es/legalcode.ca>

Índex

Introducció	5
Objectius	7
1. Díodes de microones	9
1.1. Díode de barrera Schottky	9
1.1.1. Avantatges i inconvenients del díode Schottky	10
1.1.2. Algunes aplicacions del díode Schottky	11
1.2. Díode PIN	17
1.2.1. Avantatges i inconvenients del díode PIN	17
1.2.2. Algunes aplicacions del díode PIN	18
1.2.3. Tècniques de polarització de díodes	23
1.3. El díode d'allau IMPATT	24
2. El transistor MESFET	29
2.1. Característica <i>I-V</i> del transistor MESFET	30
2.2. Circuit equivalent de petit senyal	32
2.3. Magnituds més rellevants del transistor MESFET	33
3. El transistor bipolar BJT	36
3.1. Circuit equivalent de petit senyal	37
4. El mesclador	39
4.1. Diagrama de blocs	39
4.2. Anàlisi no lineal	41
4.3. Figures de mèrit del mesclador	45
4.3.1. Guany de conversió	45
4.3.2. Aïllament entre ports	46
4.3.3. Adaptació	47
4.3.4. Factor de soroll	47
4.3.5. Nivell de cancel·lació de modulació AM en l'oscil·lador local	48
4.3.6. Nivell d'intermodulació	48
4.4. Mesclador simple amb díode	51
4.5. Mesclador simple amb transistor MESFET	55
4.5.1. Anàlisi funcional del circuit	56
4.5.2. Transconductància de conversió	57
4.6. Mesclador simple amb transistor bipolar BJT	61
4.6.1. Anàlisi funcional del circuit	62
4.6.2. Transconductància de conversió	63
4.7. Mesclador equilibrat	68

4.7.1.	Adaptació i aïllament entre ports	70
4.8.	Mesclador doblement equilibrat	71
4.8.1.	Mesclador passiu mitjançant pont de díodes	72
4.8.2.	Cèl·lula de Gilbert	76
4.9.	Altres tipus de mescladors i aplicacions	77
4.9.1.	Mesclador amb rebuig a la freqüència imatge	77
4.9.2.	Mesclador subharmònic	78
4.9.3.	Algunes aplicacions dels mescladors	81
4.10.	Resum i taula comparativa	87
5.	Oscil·ladors de microones	89
5.1.	Oscil·ladors de resistència negativa	89
5.1.1.	Oscil·ladors amb díode IMPATT	93
5.2.	Oscil·ladors amb transistor	97
5.2.1.	Anàlisi del circuit oscil·lador	99
5.2.2.	Oscil·lador amb ressonador dielèctric	103
5.3.	Caracterització d'oscil·ladors	107
5.3.1.	Soroll en oscil·ladors	111
6.	Multiplicadors de freqüència	115
6.1.	Mètodes per a la generació de senyal de microones	115
6.2.	Formes d'ona	118
6.3.	Figures de mèrit d'un multiplicador de freqüència	120
6.4.	Multiplicadors de freqüència amb díodes	122
6.4.1.	Multiplicador simple amb varistor	122
6.4.2.	Multiplicador simple amb varactor	123
6.4.3.	Multiplicador equilibrat amb díodes	125
6.5.	Multiplicadors de freqüència actius	127
6.5.1.	Diversos exemples de multiplicadors actius	129
Resum		132
Exercicis d'autoavaluació		137
Solucionari		141
Abreviatures		142
Bibliografia		143

Introducció

A més dels dispositius passius i lineals, per a completar les possibilitats d'un circuit de microones moltes vegades també cal que aquest incorpori dispositius actius i no lineals, capaços de generar i transformar senyals a aquestes freqüències.

En el present mòdul es presenten els dispositius actius bàsics utilitzats en els circuits de microones, com ara el díode i el transistor.

Per a analitzar-los es recomana, en primer lloc, repassar l'estructura i el funcionament dels dispositius semiconductors i, en particular, de la unió P-N, sigui amb l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" d'aquest material didàctic o amb el mòdul sobre díodes de l'assignatura *Tecnologia electrònica*.

En l'apartat "Díodes de microones" s'analitzen les característiques principals de diferents tipus de díodes segons la seva estructura interna: díodes Schottky, PIN i IMPATT. Per a cadascun d'aquests, s'analitzen diverses de les seves possibles aplicacions, com per exemple commutadors, atenuadors, desfasadors, detectors, etc.

A continuació, en els apartats "El transistor MESFET" i "El transistor bipolar JBT", s'analitza el dispositiu actiu transistor i, en concret, dos dels tipus més utilitzats en microones: el transistor MESFET i el transistor bipolar BJT. La caracterització dels transistors es pot fer segons el seu model lineal de petit senyal, en forma de paràmetres S , o segons el seu model físic de petit senyal, o bé segons el seu model no lineal. El seu estudi d'acord amb el model lineal de paràmetres S ja s'ha abordat àmpliament en el mòdul "Amplificadors lineals de microones". Aquí ens centrarem més a analitzar el seu model físic i no lineal, atès que el tipus de circuits que estudiarem i dels quals formen part, com els mescladors i els multiplicadors de freqüència, es basen precisament en les seves característiques no lineals.

En l'apartat "El mesclador" ens detindrem en l'anàlisi d'aquest dispositiu avançat de microones, que està compost almenys per un dispositiu no lineal, ja sigui un díode, un transistor o una combinació d'aquests. El mesclador és un dels dispositius avançats de microones més interessants, ja que ha permès un avenç important en el terreny de les telecomunicacions gràcies a la seva capacitat per a traslladar fàcilment un senyal d'una freqüència a una altra freqüència diferent. Això ha permès la construcció de sistemes que permeten més versatilitat i millora en les característiques tant del senyal transmès com del re-

but. Un bon exemple d'aquests sistemes són les estructures homodines, les heterodines i les superheterodines, que aprofiten la propietat de conversió de freqüència del mesclador per a facilitar el tractament analògic del senyal.

Veurem diferents estructures per a construir un mesclador i els avantatges i inconvenients d'utilitzar cadascuna d'aquestes: mesclador amb díode, amb transistor, simple, equilibrat, actiu, doblement equilibrat, etc.

En l'apartat "Oscil·ladors de microones" es presenten els factors principals que cal tenir en compte per a dissenyar oscil·ladors, un altre dels dispositius avançats de microones més importants, i també les seves principals figures de mèrit. Podem considerar l'oscil·lador com un cas particular d'amplificador realimentat de manera controlada per a aconseguir tenir una font generadora de senyal de microones a una freqüència determinada, molt útil per a fer-la servir, per exemple, com a oscil·lador local en estructures superheterodines de conversió de freqüència.

En el disseny de l'oscil·lador cal tenir en compte, en primer lloc, a quina freqüència volem que oscil·li, però també ens hem d'assegurar que lliuri un determinat nivell de potència i que el senyal generat sigui tan pur i estable com sigui possible. Totes aquestes característiques constitueixen les principals figures de mèrit d'un oscil·lador, les quals s'analitzen en aquest mòdul.

Finalment, en l'apartat "Multiplicadors de freqüència" s'analitza una altra aplicació important dels dispositius no lineals: els multiplicadors de freqüència. Aquests dispositius possibiliten la generació de senyals a freqüències molt altes, en les quals difícilment es pot dissenyar un oscil·lador o un amplificador amb la tecnologia actual. En general, sempre és més senzill i econòmic dissenyar oscil·ladors o amplificadors com més baixa sigui la freqüència de funcionament. Gràcies als multiplicadors, en generar un senyal a una freqüència f_1 , serem capaços d'obtenir un senyal de característiques semblants a les de les freqüències $2f_1$, $3f_1$ o superiors. Per tant, podrem obtenir senyals a freqüències més altes, tot i dissenyar els circuits bàsics a freqüències més baixes, generalment més senzills i econòmics.

Objectius

Amb l'estudi d'aquest mòdul es persegueixen els objectius següents:

- 1.** Descriure el funcionament i les propietats dels principals tipus de díodes utilitzats en microones, a més de les seves aplicacions.
- 2.** Analitzar els models de petit senyal dels tipus de transistor més utilitzats en els circuits de microones.
- 3.** Mostrar les principals classes de mescladors utilitzades per a convertir la freqüència i els avantatges i inconvenients de cadascuna.
- 4.** Introduir els conceptes bàsics per al disseny d'oscil·ladors i presentar les seves figures de mèrit més importants.
- 5.** Introduir els conceptes bàsics dels multiplicadors de freqüència i descriure diverses de les estructures bàsiques.

1. Díodes de microones

Per a comprendre millor el present apartat, és recomanable haver repassat abans els conceptes físics bàsics sobre semiconductors i, en particular, sobre la unió P-N.

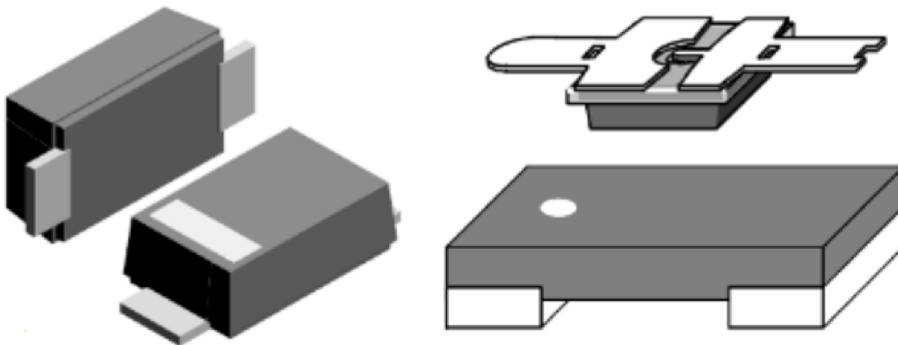
Una vegada repassades les bases del funcionament de la unió P-N semiconductor, en aquest apartat estarem en disposició d'analitzar els díodes més comunament utilitzats en els circuits de microones, veurem les seves característiques i algunes de les seves aplicacions més importants.

1.1. Díode de barrera Schottky

El díode de barrera Schottky rep el seu nom del físic alemany Walter H. Schottky, i consisteix en una **unió metall-semiconductor**, que li confereix una sèrie de característiques que el fan apropiat per a diferents aplicacions en circuits de microones, com veurem més endavant.

La figura 1 mostra imatges d'encapsulaments de díodes Schottky comercials.

Figura 1. Imatges d'encapsulaments de díodes Schottky comercials



Encapsulats

Els encapsulaments per a díodes de microones i, en general, per a qualsevol component de microones, són de dimensions molt reduïdes per a evitar efectes paràsits i perquè les dimensions no afectin el comportament del dispositiu, ja que poden començar a ser comparables amb la longitud d'ona de la freqüència de treball. Per exemple, a 24 GHz, la longitud d'ona a l'aire és $\lambda = 12$ mm. En un circuit imprès serà una mica més petita a causa de la constant dielèctrica del substrat, per la qual cosa podem esperar longituds de l'ordre de només 2 mm o inferiors per a una línia en $\lambda/4$ (inversora d'impedàncies). Per tant, a 24 GHz, les dimensions de components de l'ordre de 2 mm o superiors són prohibitives per l'impacte que tindrien en el comportament del circuit.

La característica I - V del díode Schottky en polarització directa és molt similar a la de qualsevol díode que respon a l'equació següent:

Vegeu també

Vegeu l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" d'aquest material didàctic i també el mòdul sobre el díode de l'assignatura *Tecnologia electrònica*.

Vegeu també

Vegeu l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" del material didàctic.

$$I = I_S \left(e^{\frac{qV}{\eta kT}} - 1 \right) \quad 5.1$$

on η és el **factor d'idealitat** i té un valor entre 1 i 2. Per a díodes Schottky sol valer al voltant de $\eta = 1,2$.

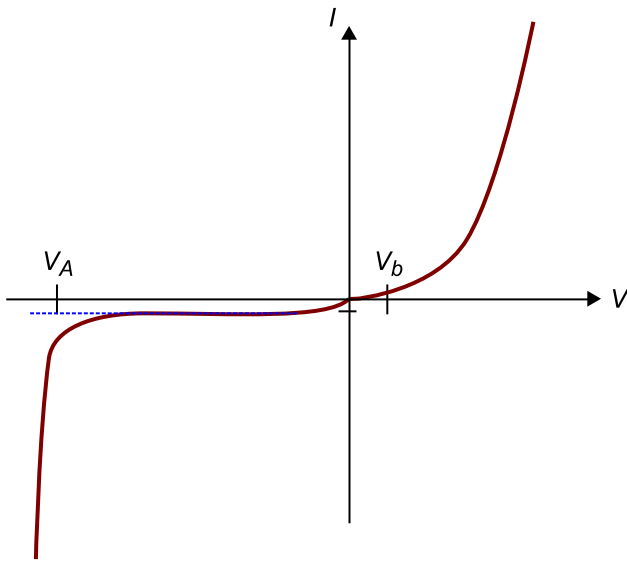
També s'explica que el díode Schottky polaritzat en inversa presenta un **efecte varactor**, és a dir, té una capacitat el valor de la qual depèn de la tensió de polarització aplicada, segons l'equació següent:

$$C_j = \frac{C_j(0)}{\sqrt{1 - \frac{V}{V_b}}} \quad 5.2$$

on V_b és l'anomenat **potencial de la unió**, que sol estar per sota de 0,4 V.

La figura 2 mostra la característica I - V (corrent en funció de la tensió) d'un díode Schottky típic.

Figura 2. Característica I - V típica del díode Schottky



1.1.1. Avantatges i inconvenients del díode Schottky

Els avantatges que té el díode Schottky són els següents:

- Presenten un **millor comportament en freqüència** que els altres díodes. Atesa la seva arquitectura interna d'unió metall-semiconductora, presenten una capacitat de difusió molt baixa, $C_{dif} \simeq 0$. Per aquest motiu, el díode Schottky pot funcionar a freqüències més altes que un altre tipus de díodes, sense canviar gaire les seves característiques d'aïllament.
- **Flancs brusc de commutació**: per la mateixa raó que abans, $C_{dif} \simeq 0$, s'aconsegueixen temps de commutació molt baixos, de l'ordre d'1 ns, la

Vegeu també

La capacitat de difusió C_{dif} i la resistència sèrie R_S són dos paràmetres del model de petit senyal del díode. Per a disposar-ne de més detalls, podeu consultar l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" del material didàctic.

qual cosa els fa especialment indicats en aplicacions que requereixin comutar senyals de microones ràpidament.

- **Tensió de colze baixa:** permet obtenir un millor comportament com a rectificador, atès que entrarà en conducció a nivells de tensió més baixos que altres díodes, i així distorsiona molt menys el senyal que s'ha de rectificar.
- **Resistència sèrie, R_S :** es poden aconseguir valors més baixos que en díodes construïts amb altres tecnologies.

Els inconvenients que té el díode Schottky són els següents:

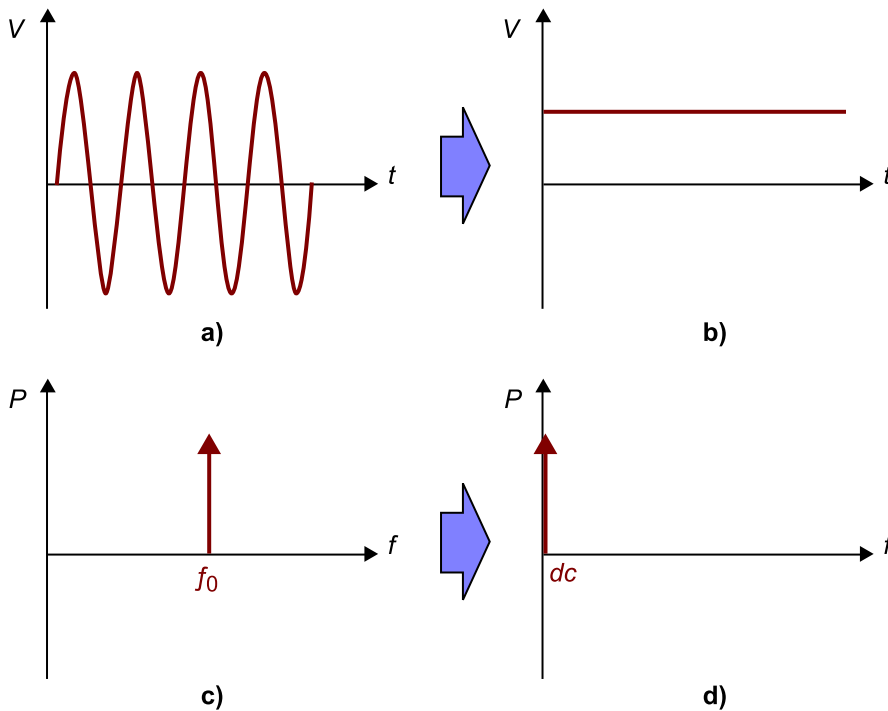
- La **tensió de ruptura, V_A , és menor** que en altres tipus de díodes. Caldrà tenir-ho molt en compte en els dissenys en els quals el nivell de senyal pugui ser alt.
- El **corrent invers de polarització, I_S , és relativament més gran** que en altres díodes. Això pot provocar inestabilitat en alguns dissenys.

1.1.2. Algunes aplicacions del díode Schottky

Aplicació com a rectificador i detector de microones

La figura 3 il·lustra el concepte de *circuit rectificador* en els dominis temporal (a i b) i de la freqüència (c i d). Es tracta d'obtenir un senyal de contínua a la sortida del rectificador (b i d) el nivell de la qual sigui proporcional al nivell del senyal de microones aplicada a l'entrada (a i c).

Figura 3. Concepte de circuit rectificador en temps i en freqüència



En qualsevol aplicació del díode en circuits de microones l'haurem de polaritzar sempre en contínua en un punt de treball i, superposat a la tensió de polarització V_0 , afegirem el senyal útil de microones v_i , que considerarem que és una portadora d'amplitud v_0 molt inferior a la tensió de polarització V_0 , i de freqüència ω_0 :

$$V = V_0 + v_i = V_0 + v_0 \cos \omega_0 t \quad 5.3$$

Segons les equacions sobre la unió P-N en relació amb el circuit equivalent de petit senyal del díode, tenim que el corrent en el díode Schottky és:

$$\begin{aligned} I &= I_0 + v_0 g_d \cos \omega_0 t + \frac{v_0^2}{2} g_d' \cos^2 \omega_0 t + \dots \\ &= I_0 + \frac{v_0^2}{4} g_d' + v_0 g_d \cos \omega_0 t + \frac{v_0^2}{4} g_d' \cos 2\omega_0 t + \dots \end{aligned} \quad 5.4$$

Amb un simple filtre passabaix podem eliminar fàcilment els termes harmònics i ens quedem només amb la part contínua, en la qual veiem que hi ha un terme que depèn del nivell d'amplitud a l'entrada v_0 , de manera que ja tenim l'efecte rectificador o detector que volem: un senyal continu a la sortida proporcional al nivell de senyal de microones existent a l'entrada.

Podem definir una constant β de **sensibilitat de corrent** com la relació entre el canvi de corrent en contínua a la sortida i la potència de senyal a l'entrada:

Vegeu també

Trobareu les equacions en l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" del material didàctic.

$$\beta = \frac{\Delta I_{dc}}{P_i} = \frac{\frac{v_0^2}{4} g'_d}{\frac{v_0^2}{2}} = \frac{g'_d}{2g_d} [A/W] \quad 5.5$$

I ara, de les equacions del circuit equivalent de petit senyal del díode:

$$g_d = g(V_0) = \frac{q}{KT} I_0 \quad 5.6$$

$$g'_d = \left. \frac{\partial g_d}{\partial V} \right|_{V_0} = \frac{q}{KT} g_d \quad 5.7$$

obtenim:

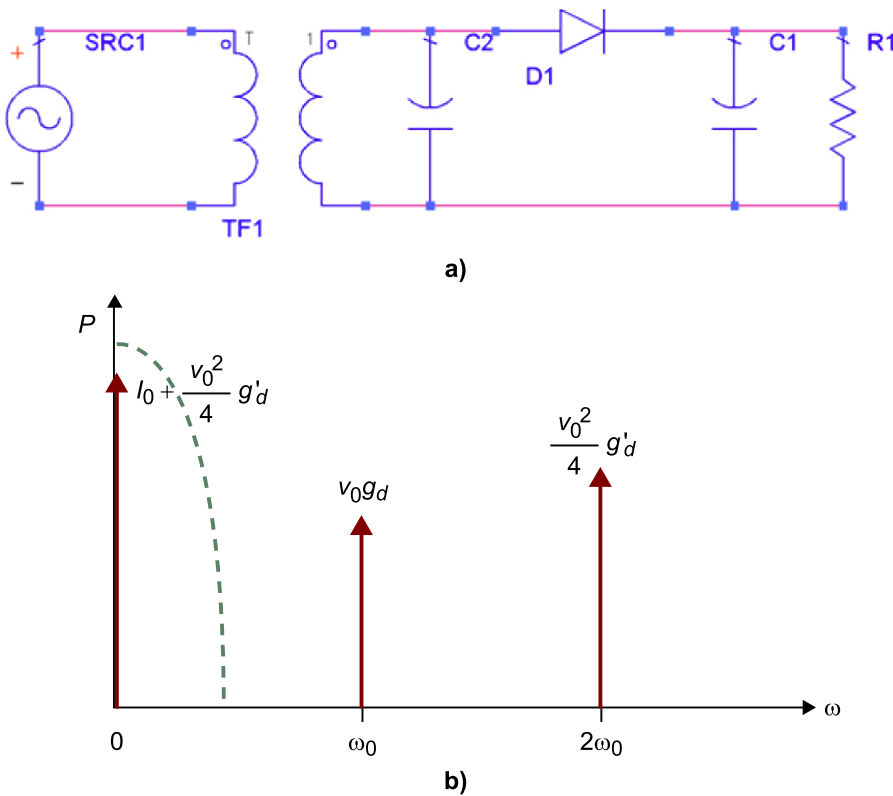
$$\beta = \frac{g'_d}{2g_d} = \frac{\frac{q}{\eta KT} g_d}{2g_d} = \frac{q}{2\eta KT} [A/W] \quad 5.8$$

Vegeu també

Trobareu les equacions en l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" del material didàctic.

En la figura 4 es mostra una possible implementació del circuit rectificador de microones (a), amb el díode Schottky *D1* en el centre, el transformador *TF1* i *C2* que seleccionen el senyal de freqüència ω_0 , i *C1* juntament amb *R1* que actua com a filtre passabaix. També es mostra l'espectre de senyals generats a la sortida del detector (b) i la resposta en freqüència del filtre passabaix que elimina els harmònics (línia discontinua).

Figura 4. Circuit rectificador i espectre del senyal de sortida



Exemple 1

Calculeu quina és la variació del nivell de corrent continu que travessa un díode Schottky d'un circuit rectificador com el de la figura 4, quan el senyal de microones que s'ha de rectificar té els nivells de potència següents: -30 dBm, -20 dBm, -10 dBm, 0 dBm i +10 dBm.

Suposeu una temperatura ambient de 298 K, que el díode té un factor d'idealitat $\eta = 1,2$ i que està polaritzat en contínua en un punt de treball $V_0 = 5$ V, $I_0 = 200$ mA.

Solució

Primer calculem la sensibilitat β del rectificador segons l'equació 5.8:

$$\beta = \frac{q}{2\eta kT} = \frac{1,602 \times 10^{-19} \text{C}}{2 * 1,2 * 1,38 * 10^{-23} \text{JK}^{-1} * 298 \text{K}} = 16,21 \text{ A/W} \quad 5.9$$

A continuació, podem aplicar l'equació 5.5 per a trobar la variació de corrent continu ΔI_{dc} en el díode:

$$\beta = \frac{\Delta I_{dc}}{P_i} \rightarrow \Delta I_{dc} = \beta * P_i \quad 5.10$$

Per a P_i [dBm] = -30 dBm, tenim una potència de senyal en lineal de P_i [mW] = $1 \mu\text{W}$:

$$\Delta I_{dc}[-30 \text{ dBm}] = 16,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} * 10^{-6} \text{ W} = 1,621 * 10^{-5} \text{ A} = 0,016 \text{ mA} \quad 5.11$$

Seguint el mateix procediment per a cada potència a l'entrada:

$$\Delta I_{dc}[-20 \text{ dBm}] = 16,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} * 10^{-5} \text{ W} = 1,621 * 10^{-5} \text{ A} = 0,16 \text{ mA} \quad 5.12$$

$$\Delta I_{dc}[-10 \text{ dBm}] = 16,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} * 10^{-4} \text{ W} = 1,621 * 10^{-5} \text{ A} = 1,6 \text{ mA} \quad 5.13$$

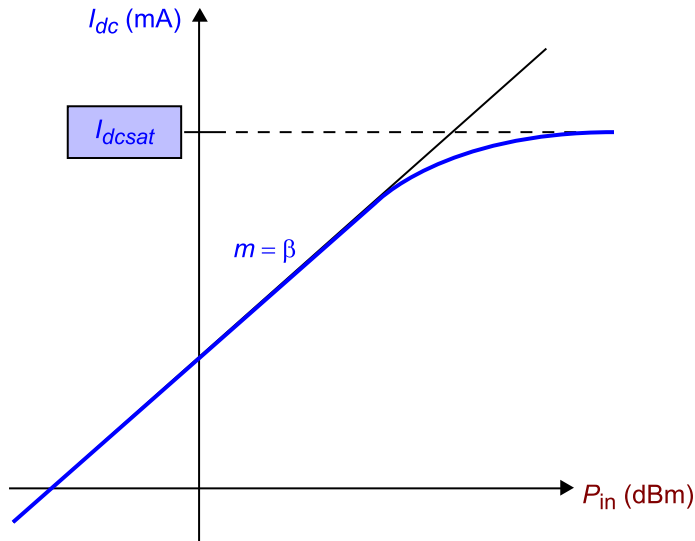
$$\Delta I_{dc}[0 \text{ dBm}] = 16,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} * 10^{-3} \text{ W} = 1,621 * 10^{-5} \text{ A} = 16 \text{ mA} \quad 5.14$$

$$\Delta I_{dc}[+10 \text{ dBm}] = 16,21 \frac{\text{A}}{\text{W}} * 10^{-2} \text{ W} = 1,621 * 10^{-5} \text{ A} = 16 \text{ mA} \quad 5.15$$

Veiem, doncs, que obtenim una variació de corrent continu proporcional a la variació de potència de senyal de microones a l'entrada. Aquesta característica és completament lineal i és determinada per un pendent igual a β . De tota manera, aquest comportament no es compleix per a qualsevol nivell de potència del senyal de microones; hi ha un límit inferior, determinat pel nivell de soroll del dispositiu, i un límit superior, determinat pel corrent de saturació del díode.

En l'exemple veiem que, per a 10 mW de senyal de microones, la variació de corrent del díode s'apropa ja a un valor comparable al del corrent de polarització. Si el nivell del senyal de microones segueix creixent, arribarà un moment en què la variació de corrent ja no serà proporcional, la resposta començarà a comprimir-se i no hi haurà una relació lineal, a causa de la proximitat al nivell de corrent de saturació del díode.

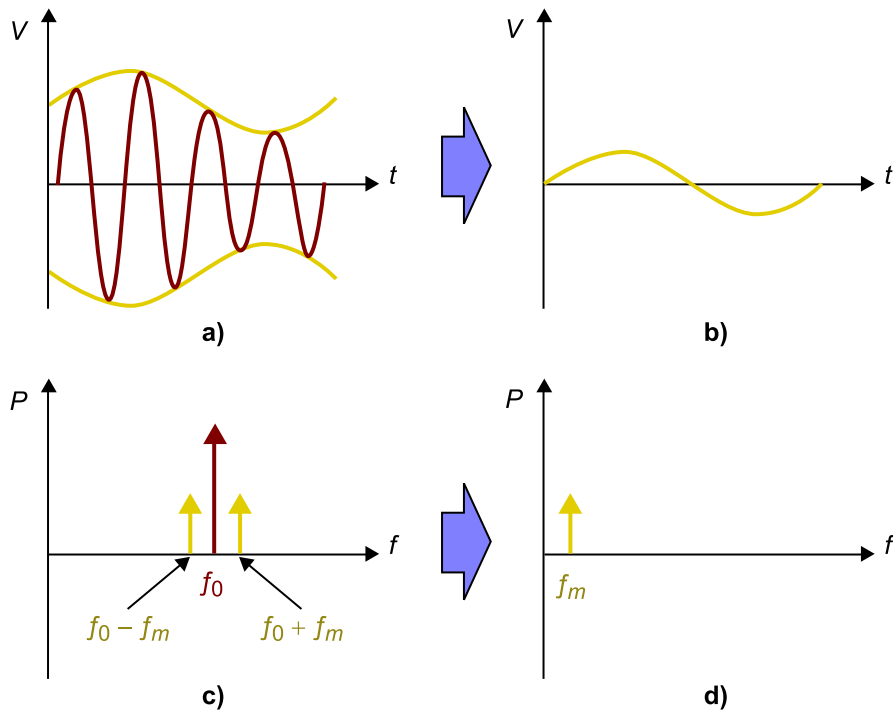
Figura 5. Relació lineal entre potència de senyal de microones a l'entrada i variació del corrent continu en un díode de circuit rectificador



Aplicació com a desmodulador d'AM

La figura 6 il·lustra el concepte de *desmodulador d'AM*, en el domini temporal (a i b) i en el domini de la freqüència (c i d).

Figura 6. Concepte de desmodulador d'AM en temps i freqüència



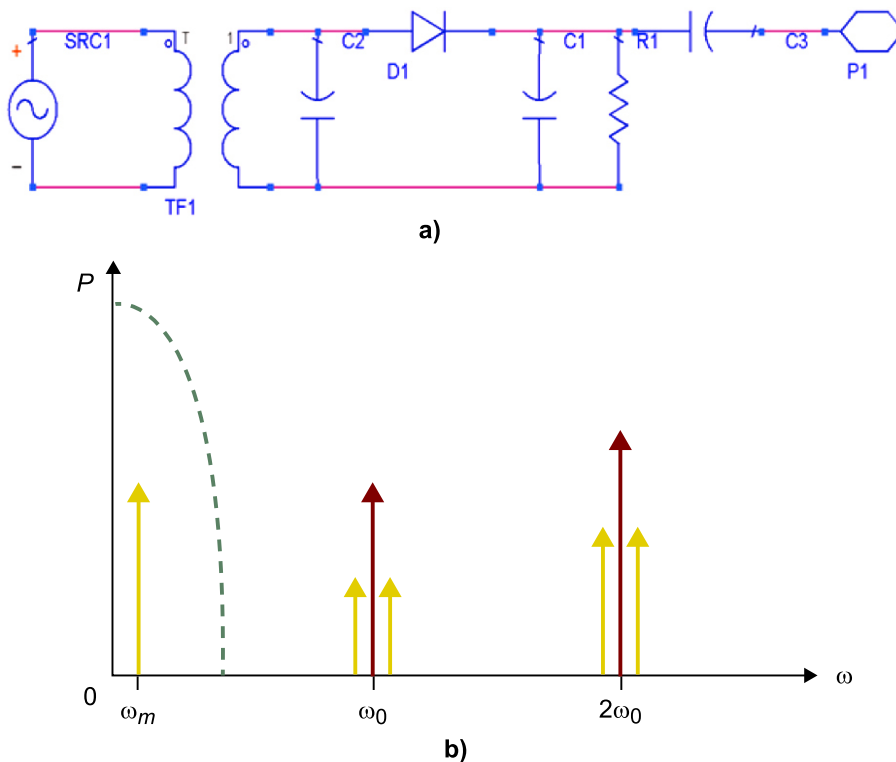
Si el senyal d'entrada analitzat anteriorment no fos una portadora pura, sinó que a més tingués una certa modulació d'amplitud per un senyal modulador amb un component en freqüència màxim $\omega_m \ll \omega_0$, llavors el mateix raonament anterior ens portarà al fet que el terme de contínua proporcional al se-

nyal d'entrada, $\frac{v_0^2}{4} g'_p$, no serà ara un senyal plenament continu sinó que tindrà un cert component en freqüència ω_m , atès que la modulació AM es caracteritza per generar subharmònics situats a $\pm\omega_m$ al voltant de la portadora.

Atès que hem suposat $\omega_m \ll \omega_0$, ara també serà senzill filtrar els harmònics que, en aquest cas, estaran també tots modulats en AM, i separar-los del component que anteriorment era continu però que ara ha passat a ser de baixa freqüència a causa de la modulació d'AM, i conté la informació del senyal modulador a la freqüència ω_m .

Tal com es pot veure en la figura 7, l'efecte és el mateix que en el cas anterior, però ara tots els harmònics (en vermell) tindran dues (o més) subportadores properes, situades a $\pm\omega_m$ (en groc), per la qual cosa continua essent fàcil separar tots els harmònics del senyal de baixa freqüència mitjançant un simple filtre passabaix (línia verda de punts de la figura), com fèiem en el cas del rectificador. El circuit bàsic de la figura 4 pot ser també vàlid com a desmodulador d'AM, afegint-hi un simple condensador de desacoblament C3 per a eliminar el component continu.

Figura 7. Circuit i espectre del senyal a la sortida del desmodulador AM



Aplicació com a commutador ràpid

Gràcies a la baixa capacitat de difusió del díode Schottky, aquest és ideal per a fer-lo servir en aplicacions que requereixin una commutació elèctrica molt ràpida, de l'ordre de nanosegons. És especialment indicat per als radars polsants, en els quals cal commutar l'antena al transmissor per a transmetre el pols de senyal de microones i immediatament commutar-lo al receptor per a rebre el

senyal reflectit en l'objectiu. Pensem que el senyal emès per un objecte situat a mig metre de distància del radar triga només 3,3 ns a arribar de nou a l'equip. Així, l'antena s'ha de poder commutar en un interval de temps més curt.

També són útils com a commutadors ràpids de radiofreqüència i microones per a seleccionar entre una branca del circuit o una altra.

La implementació i l'anàlisi dels díodes Schottky són anàlogues a les dels circuits passius de microones.

Aplicació com a mesclador

Aprofitant la zona no lineal de la característica $I-V$ del díode, aconseguirem barrejar dos senyals de freqüències diferents per a obtenir un senyal amb una freqüència suma o diferència d'ambdues, filtrant-los adequadament.

1.2. Díode PIN

El díode PIN deu el nom a la seva estructura semiconductor interna, formada per una zona de tipus P, una zona semiconductor Intrínseca al centre i una altra zona de tipus N.

Aquesta és l'estructura del díode PIN ideal, que fa que el díode presenti una capacitat molt petita, la qual cosa els fa molt indicats en aplicacions de commutació que requereixen molt aïllament. D'altra banda, es necessiten tensions de polarització més altes que les del díode Schottky per a provocar la ruptura de la unió, la qual cosa els fa especialment indicats com a rectificadors de potència a tensions altes.

1.2.1. Avantatges i inconvenients del díode PIN

Els avantatges que té el díode PIN són els següents:

- La seva baixa capacitat, deguda a l'estretor de la zona de càrrega espacial (ZCE), permet usar-lo a freqüències altes amb excel·lents característiques d'aïllament entre l'entrada i la sortida (en l'estat OFF de commutació). Això els fa molt indicats com a **commutadors de microones**.
- Gràcies a la zona intrínseca intermèdia el valor màxim del camp elèctric és més petit que en altres díodes per a una mateixa tensió de polarització, la qual cosa permet treballar a tensions més altes sense arribar a la ruptura de la unió. Estan especialment indicats en **rectificadors de potència**.
- El díode PIN en directa presenta un efecte varistor (resistència variable en funció de la tensió aplicada), la qual cosa els fa molt indicats en aplicacions com **limitadors de senyal RF i microones**. Quan el senyal és alt permeten

Vegeu també

En el mòdul "Circuits passius de microones" del material didàctic ja s'han vist circuits d'aquest tipus mitjançant díodes PIN, per la qual cosa no cal analitzar-los novament.

Vegeu també

Veurem aquesta aplicació molt detalladament, ja que més endavant li dedicarem tot l'apartat "El mesclador".

Vegeu també

Vegeu l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" del material didàctic.

curtcircuitar a massa de manera controlada, amb una resistència que serà més baixa com més gran sigui el senyal *RF*. Quan el senyal *RF* és baix, el díode no condueix i té una impedància alta (segons hem vist en el primer avantatge de baixa capacitat), i afecta mínimament el senyal *RF*.

- El temps de commutació de polarització inversa a directa és molt baix, ja que la majoria de portadores ho tenen molt fàcil per a passar a la zona intrínseca. Per tant, pot ser molt útil com a **protector de càrregues a nivells alts de senyal *RF***.

Els inconvenients que té el díode PIN són els següents:

- Si bé el temps de commutació OFF-ON és molt ràpid, no ocorre el mateix amb el temps de commutació ON-OFF, que és molt lent. Això és degut a que, quan el díode PIN està polaritzat en directa, la zona intrínseca intermèdia té una alta concentració de portadores que, en canviar a polarització inversa, necessitaran més temps per a ser escombrades. Aquesta característica fa que els díodes PIN estiguin **poc indicats com a rectificadors de baixa potència**.

1.2.2. Algunes aplicacions del díode PIN

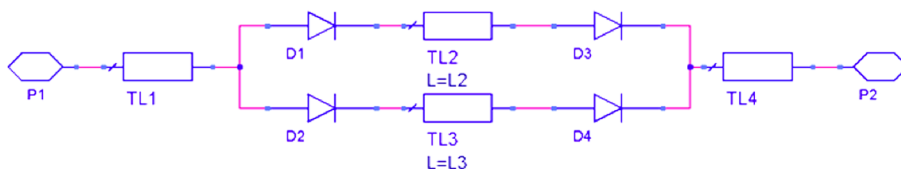
En el mòdul "Circuits passius de microones" ja s'han vist algunes de les aplicacions més interessants dels díodes PIN, com **commutadors** i **atenuadors** de microones, siguin fixos o variables. Totes dues aplicacions estan molt indicades per a aquest tipus de díodes atesos els avantatges derivats de la seva baixa capacitat. En aquest subapartat ens centrarem en una altra de les aplicacions possibles d'aquest tipus de díodes: els **desfasadors** de microones.

Dins dels circuits desfasadors de microones distingim, entre d'altres, els tipus següents: commutats, mitjançant línia carregada i per reflexió.

Desfasadors commutats

Es podria dir que els desfasadors no són més que un cas particular de commutació. Es tracta de commutar el senyal de microones que entra pel port *P1* de la figura 8, bé per una línia *TL2* o per una altra *TL3*, que tenen diferents longituds elèctriques, de manera que la fase del senyal a la sortida *P2* sigui una o una altra.

Figura 8. Esquema del concepte de desfasador per commutació controlat amb díodes PIN



En el circuit de la figura 8, les línies $TL1$ i $TL4$ se suposen d'impedància característica $Z_0 = 50 \Omega$ i s'han obviat els circuits de polarització dels diferents díodes a fi de simplificar l'esquema i centrar-nos en la part més interessant.

Aquesta commutació per una línia o per una altra s'aconsegueix en activar adequadament els díodes PIN col·locats en el circuit. Si volem que el senyal passi per la branca $TL2$, llavors activem els díodes $D1$ i $D3$, polaritzant-los en directa, mentre que $D2$ i $D4$ els mantenim polaritzats en inversa perquè no condueixin. Com que la capacitat del díode PIN és molt baixa, el senyal de microones no podrà circular per la branca $TL3$, de manera que tindrà la fase deguda a la longitud $L2$ de la línia $TL2$. Si volem que el senyal passi per la branca $TL3$, procedirem inversament, i obtenim el senyal de microones amb una fase diferent a causa de la diferent longitud de $TL3$.

Això és útil en qualsevol sistema en què es necessiti controlar la fase del senyal, per exemple, en matrius (*arrays*) d'antenes per a controlar-ne el diagrama de radiació.

Amb aquesta tècnica és possible aconseguir qualsevol desfasament que ens proposem, simplement modificant la longitud de cada ramal. En el cas de dos ramals amb línies $TL2$ i $TL3$ de longituds l_2 i l_3 , la diferència de fase entre l'un i l'altre és:

$$\Delta\varphi = \beta(l_3 - l_2) \quad 5.16$$

on β és la constant de propagació de la línia de transmissió.

Normalment es dissenyen desfasadors que permetin escollir entre un nombre determinat de desfasaments discrets, com per exemple 45° , 90° , 135° i 180° .

Exemple 2

Determineu la longitud de les tres línies de transmissió d'un desfasador commutat de tres valors per a aconseguir un desfasament del senyal de microones de 30° , 60° o 90° , tenint en compte que el senyal de microones és de 12 GHz i la velocitat de propagació v_p de les línies *microstrip* és $2 \cdot 10^8$ m/s.

Solució

Per a generar tres desfasaments necessitarem tres línies de transmissió iguals, però amb diferent longitud, i una constant de propagació que podem calcular com:

$$\beta = \frac{2\pi f}{v_p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 10^9 \text{ Hz}}{2 \cdot 10^8 \text{ m/s}} = 377 \text{ rad/m} \quad 5.17$$

Passem ara els desfasaments de graus a radians, per a treballar amb les mateixes unitats:

$$\varphi_1 = 30^\circ \cdot \frac{2\pi [\text{rad}]}{360^\circ} = 0,52 \text{ rad} \quad 5.18$$

$$\varphi_2 = 60^\circ \cdot \frac{2\pi [\text{rad}]}{360^\circ} = 1,04 \text{ rad} \quad 5.19$$

$$\varphi_3 = 90^\circ \cdot \frac{2\pi [\text{rad}]}{360^\circ} = 1,57 \text{ rad} \quad 5.20$$

Utilitzem ara l'equació 5.16 i podem calcular les longituds de les tres línies de transmissió:

$$l_1 = \frac{\varphi_1}{\beta} = \frac{0,52 \text{ rad}}{377 \text{ rad/m}} = 1,38 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 1,38 \text{ mm} \quad 5.21$$

$$l_2 = \frac{\varphi_2}{\beta} = \frac{1,04 \text{ rad}}{377 \text{ rad/m}} = 2,76 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 2,76 \text{ mm} \quad 5.22$$

$$l_3 = \frac{\varphi_3}{\beta} = \frac{1,57 \text{ rad}}{377 \text{ rad/m}} = 4,16 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 4,16 \text{ mm} \quad 5.23$$

Desfasador mitjançant línia carregada

Quan es vulguin obtenir petites variacions de fase, n'hi haurà prou amb carregar una línia de transmissió amb una susceptància jB en paral·lel. Llavors tindrem que els coeficients de reflexió Γ i transmissió T són:

$$\Gamma = \frac{1 - (1 + j\bar{B})}{1 + (1 + j\bar{B})} = \frac{-j\bar{B}}{2 + j\bar{B}} \quad 5.24$$

$$T = 1 + \Gamma = \frac{2}{2 + j\bar{B}} \quad 5.25$$

on:

$$\bar{B} = BZ_0 \quad 5.26$$

és la susceptància normalitzada.

El desfasament introduït serà, doncs:

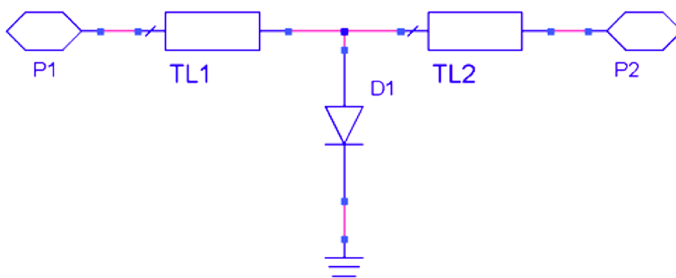
$$\Delta\varphi = \tan^{-1}\frac{B}{2} \quad 5.27$$

Cal tenir en compte que aquest tipus de desfasadors solament són vàlids per a obtenir desfasaments petit, generalment inferiors a 45° . A més, tenen el problema d'introduir desadaptació, la qual és més gran com més desfasament hi apliquem, segons es pot deduir de l'equació 5.24. Una manera de minimitzar els efectes de la desadaptació és col·locar, en lloc d'una, dues susceptàncies en paral·lel del mateix valor i situades a una distància de $\lambda/4$, perquè així el senyal reflectit en una es cancel·li (180°) amb el senyal reflectit en l'altra.

El paper del díode PIN en aquest tipus de desfasadors és el d'actuar directament com la susceptància jB en paral·lel del desfasador, aprofitant que el valor de la capacitat d'aquest díode es pot controlar amb la tensió i el corrent de polarització, o bé simplement podem commutar diferents susceptàncies per mitjà de sengles díodes col·locats en sèrie amb aquestes.

La figura 9 il·lustra un possible esquema d'implementació per a aquest tipus de desfasadors, on el díode PIN, $D1$, actua com a susceptància en paral·lel a massa. Dependent de com polaritzem el díode $D1$, aquest presentarà una susceptància més gran o més petita, per tant, aconseguirem més o menys desfasament del senyal de microones entre el port 1 i el 2.

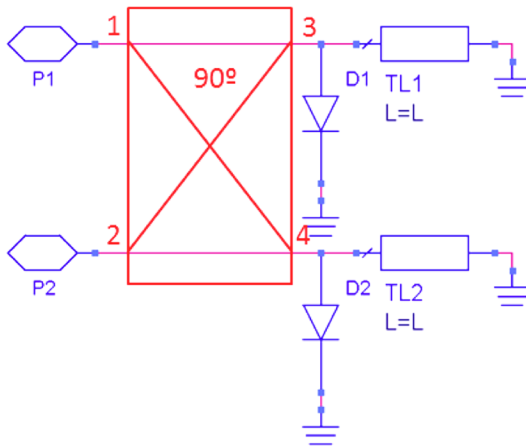
Figura 9. Esquema del concepte de desfasador mitjançant línia carregada amb díode PIN



Desfasador per reflexió

Per a implementar aquest tipus de desfasadors es requereix un acoblador híbrid de 90° , 2 díodes PIN i dues línies de transmissió de la mateixa longitud, tal com s'il·lustra en la figura 10.

Figura 10. Desfasador per reflexió amb díodes PIN



El senyal que apliquem a l'entrada ($P1$) de l'acoblador surt per ambdós ports de la dreta, 3 i 4, amb 90° més de fase. Si els díodes condueixen, ambdós senyals es reflecteixen a causa del curtcircuit, i s'afegeixen 180° en tots dos i es combinen a la sortida de l'esquerra ($P2$), amb 90° més de fase a causa de l'acoblador híbrid. En definitiva, tenim els dos senyals que s'han desfasat 360° en el seu camí fins al port 2 i se sumen en fase. Gràcies als dos díodes PIN podem afegir o no una certa fase φ , depenent de si els dos díodes estan en conducció (ON) o no (OFF). La fase φ la controlem mitjançant les línies de transmissió a massa $TL1$ i $TL2$ que han de tenir la mateixa longitud L , de manera que ambdues hi introdueixin un desfasament $\varphi/2$. Si els díodes no estan en conducció, llavors els senyals en els ports 3 i 4 recorreran una fase φ addicional als 360° que recorrien quan els díodes estaven en conducció.

Tenim així una altra manera d'aplicar diferents desfasaments a un senyal de microones, gràcies a la intervenció dels díodes PIN.

Exemple 3

Es vol dissenyar un desfasador de 45° per reflexió en les mateixes condicions que l'exercici 2, és a dir, el senyal de microones és de 12 GHz i la velocitat de propagació v_p de les línies *microstrip* és $2 \cdot 10^8$ m/s. Calculeu la longitud que han de tenir les dues línies a massa.

Solució

Calculem primer el desfasament desitjat en radians:

$$\varphi = 45^\circ \cdot \frac{2\pi [\text{rad}]}{360^\circ} = 0,785 \text{ rad} \quad 5.28$$

La longitud d'ambdues línies ha de desfasar la meitat de la quantitat calculada, atès que el senyal travessa tota la línia primer cap al punt de curtcircuit i torna a travessar-la en sentit contrari en reflectir-se completament pel curtcircuit, és a dir, recorre la línia dues vegades.

Per tant, la longitud d'ambdues línies ha de ser:

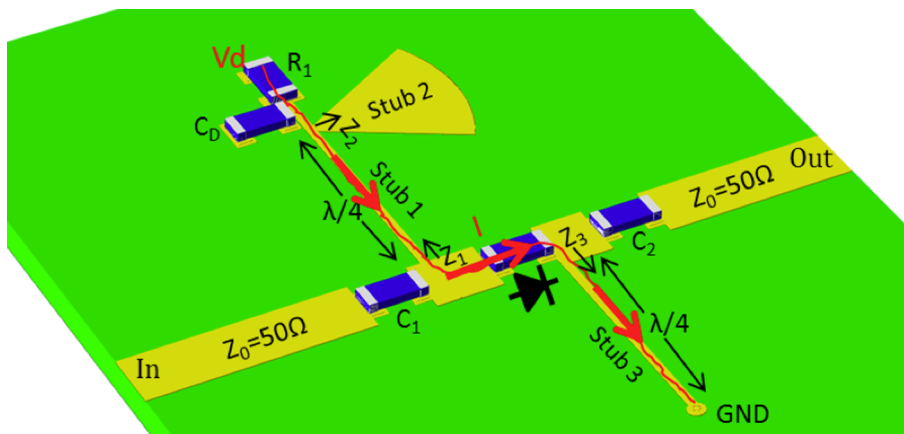
$$l = \frac{\varphi/2}{\beta} = \frac{0,785 \text{ rad}/2}{377 \text{ rad/m}} = 1,04 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 1,04 \text{ mm} \quad 5.29$$

1.2.3. Tècniques de polarització de díodes

En els diferents esquemes i exemples de circuits que hem vist fins ara hem obviat els circuits de polarització dels díodes que hi intervenen. Però, en realitat, a l'hora d'implementar un circuit de microones amb díodes es fa imprescindible incloure-hi també el circuit que els polaritzi en contínua en un determinat punt de treball.

En la figura 11 es presenta una possible implementació *microstrip* de circuit de polarització d'un díode PIN o Schottky, sense que influeixi en el circuit de microones, mitjançant un *dobles stub*, dos condensadors en sèrie i un *stub 3* a massa. La línia de color vermell indica que el corrent continu de polarització pot fluir a través del díode (en el centre) des de la font de tensió d'alimentació contínua V_d , fins a la massa *GND* de l'*stub 3*. Els condensadors C_1 i C_2 serveixen per a confinar el corrent continu al díode i que aquest no pugui fluir pels ports d'entrada o sortida i, al mateix temps, deixen passar el senyal de microones gràcies a la baixa impedància que presenten a freqüències altes.

Figura 11. Implementació *microstrip* de circuit de polarització d'un díode



La tècnica del *dobles stub* consisteix en una línia de baixa impedància en paral·lel a massa (*stub 2*, la qual, a la freqüència de microones de funcionament del circuit, presenta una impedància Z_2 molt baixa), seguida d'una altra línia de longitud $\lambda/4$, de manera que la impedància Z_1 que el circuit de microones veu és molt alta i afecta mínimament el seu comportament.

Així mateix, s'afegeix a la sortida del díode un altre *stub 3* de longitud $\lambda/4$ i que, en aquest cas, està connectat físicament a massa a través d'una via, ja que interessa perquè el corrent continu de polarització flueixi i perquè el senyal de microones vegi un curtcircuit, de manera que la impedància Z_3 que veu el circuit a la freqüència de funcionament és molt alta i afecta mínimament el seu comportament.

La resistència R_1 permet polaritzar el díode amb el corrent continu desitjat.

Vegeu també

Les tècniques per a polaritzar díodes s'analitzen en l'apartat "Tècniques de polarització de transistors de microones" del mòdul "Amplificadors lineals de microones" del material didàctic.

Vegeu també

En el mòdul "Amplificadors lineals de microones" del material didàctic s'explica com funciona la tècnica del *dobles stub*.

1.3. El díode d'allau IMPATT

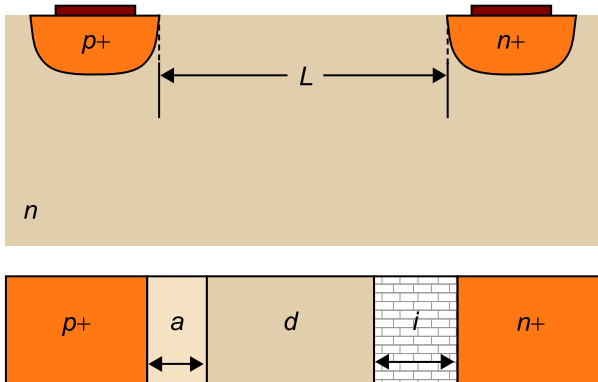
Els díodes d'allau IMPATT¹ són unions semiconductorès l'estructura de les quals consta d'una zona de tipus $P+$ altament dopada d'impureses, una altra zona de tipus N intermèdia i una tercera zona de tipus $N+$ altament dopada d'impureses.

⁽¹⁾El seu nom és un acrònim de l'anglès *impact avalanche and transit time* (temps de transmissió per impacte d'allau).

El seu funcionament es basa en la creació de càrrega per un procés d'allau del díode, el qual provoca un desfasament entre la tensió V i el corrent I de polarització.

La figura 12 mostra l'estructura interna d'aquest tipus de díodes.

Figura 12. Estructura interna d'un díode IMPATT



Es pot observar, en ambdós extrems de l'estructura interna del díode, la zona $p+$ i la zona $n+$, separades per una distància L . Enmig hi distingim tres subzones més: la zona inactiva i , la zona de deriva, d , i la zona d'allau, a .

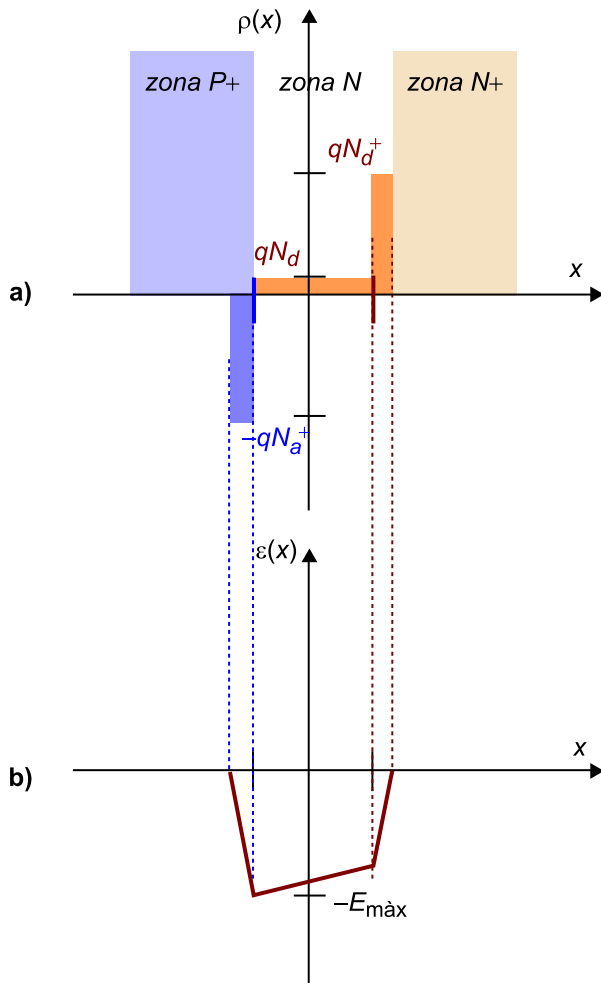
Aquests díodes solen operar fins a freqüències altes (entre 3 i més de 150 GHz) i estan dissenyats per a treballar amb nivells alts de potència. Es requereix una alta tensió de polarització, de l'ordre de 70 V o superior, però l'eficiència entre tensió contínua de polarització i potència de microones generada és alta.

Gràcies a la seva característica $I-V$, aquests díodes s'usen molt per a dissenyar **oscil·ladors de microones**, que és la seva principal aplicació. No obstant això, a causa de la naturalesa aleatòria del procés d'allau en el qual es basen, tenen l'inconvenient de generar molt soroll de fase, en comparació d'altres arquitectures d'oscil·lador. Per aquest motiu no se solen emprar com a oscil·ladors locals en estructures receptores, sinó que el seu ús es redueix a transmissors o altres aplicacions en les quals el soroll de fase no és important.

Aquest tipus de díodes es dissenya de manera que el camp $E_{m\grave{a}x}$ estigui molt a prop del camp de ruptura de la zona N intermèdia, de manera que en polaritzar-lo amb un senyal sinusoidal, faci entrar el díode en estat d'allau durant el seu semicicle positiu.

El perfil de càrrega (a) i camp elèctric (b) en un díode IMPATT es poden apreciar en la figura 13.

Figura 13. Díode IMPATT. a) Distribució de càrrega. b) Camp elèctric



En entrar en allau, per a V_a , es genera un creixement exponencial de càrregues que implica un creixement anàleg del corrent I fins que la tensió V entra en el semicicle negatiu, segons s'observa en la figura 14.

En aquest moment, la generació de càrregues per allau comença a disminuir fins a desaparèixer però, tanmateix, el corrent es manté constant a causa del **temps de trànsit**, τ , de la càrrega a la zona de deriva fins a arribar a l'ànode. En aquest punt, el corrent descendeix bruscament a zero. Si el díode es dissenya perquè aquest temps de trànsit acabi justament a l'inici del següent semicicle

positiu de la tensió, haurem aconseguit una característica I - V en què la tensió i el corrent estan desfasats 180° ; és a dir, haurem aconseguit un **dispositiu de resistència negativa**:

$$-R = \frac{V(t)}{I(t)} \quad 5.30$$

Es considera **temps de trànsit òptim** quan es compleix:

$$\tau = 0,74 * T \quad 5.31$$

on T és el període del senyal d'oscil·lació generat.

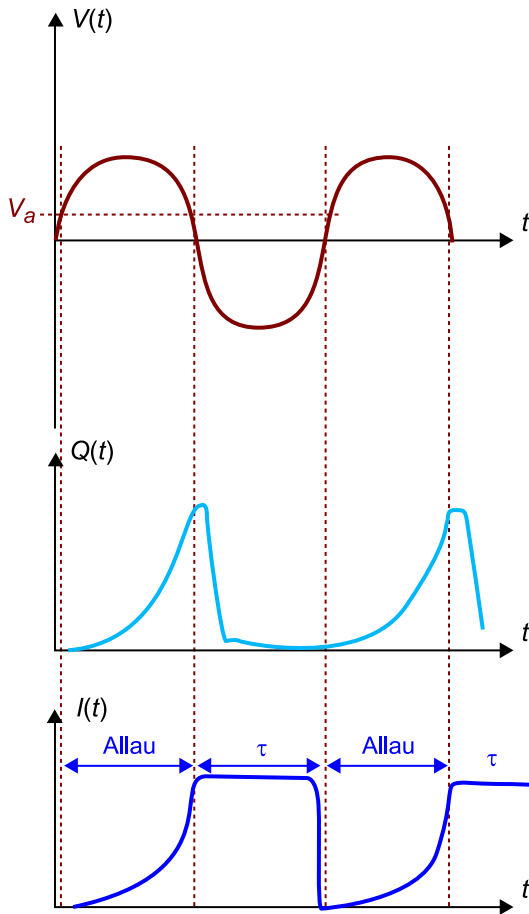
Aquest temps de trànsit depèn de la separació L entre les zones $P+$ i $N+$ i de la velocitat de saturació de la càrrega V_{sat} , per la qual cosa el díode IMPATT es dissenya perquè tingui una L que compleixi:

$$L = 0,74 * \frac{V_{sat}}{f_0} \quad 5.32$$

on f_0 és la freqüència a la qual volem que oscil·li el díode.

La figura 14 il·lustra el funcionament d'un díode IMPATT, i hi podem veure l'evolució de la tensió V , la càrrega Q i el corrent I en el díode. Efectivament, observem que es produeix un desfasament entre la tensió i el corrent que li confereix les propietats de resistència negativa.

Figura 14. Desfasament I-V en un díode IMPATT

**Exemple 4**

Calculeu la separació entre la zona $P+$ i la zona $N+$ d'un díode IMPATT perquè oscil·li a 77 GHz, sabent que $V_{\text{sat}} = 10^7$ cm/s. Calculeu la tensió mínima necessària per a escombrar la zona N central de portadores, sabent que $N_d = 10^{21}$ m $^{-3}$ i $\epsilon_r = 12$.

Solució

Apliquem l'equació 5.32 per a calcular L :

$$L = 0,74 \cdot \frac{V_{\text{sat}}}{f_0} = 0,74 \cdot \frac{10^6 \text{ m/s}}{77 \cdot 10^9 \text{ Hz}} = 0,96 \text{ } \mu\text{m} \quad 5.33$$

Per a esbrinar la tensió mínima d'escombratge de portadores, necessitem saber primer quin és el camp màxim que hi haurà a la zona central N :

$$E_{\text{màx}} = \frac{qN_d L}{\epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{1,602 \times 10^{-19} \text{ C} \cdot 10^{21} \text{ m}^{-3} \cdot 0,96 \text{ } \mu\text{m}}{\frac{8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F}}{\text{m}} \cdot 12} = 14,48 \cdot 10^6 \text{ V/m} \quad 5.34$$

Per a calcular la tensió mínima d'escombratge, podem negligir la longitud de la zona $P+$ respecte de L :

$$V_{\text{mín}} \approx \frac{1}{2} E_{\text{màx}} L = \frac{1}{2} 14,48 \cdot \frac{10^6 \text{ V}}{\text{m}} \cdot 0,96 \cdot 10^{-6} \text{ m} = 6,95 \text{ V} \quad 5.35$$

Aquí acaba el primer apartat d'aquest mòdul, dedicat a analitzar diferents tipus de díodes utilitzats en circuits de microones. Hem analitzat els díodes Schottky, els díodes PIN i els díodes IMPATT. També hem analitzat algun dels circuits típics d'aplicació d'aquests díodes, com rectificadors, desmoduladors, desfasadors, etc. Però el més important és que hem establert les bases per a comprendre millor els circuits més avançats de microones, en els quals aquests díodes tenen un paper fonamental: són els circuits mescladors, oscil·ladors i multiplicadors. No obstant això, abans veurem un altre tipus de dispositius, els transistors, que també seran l'ànima d'aquests circuits.

Vegeu també

Els circuits mescladors, oscil·ladors i multiplicadors s'expliquen més a fons en els apartats "El mesclador", "Oscil·ladors de microones" i "Multiplicadors de freqüència" d'aquest mòdul.

2. El transistor MESFET

La majoria de circuits de microones de mitjana i baixa potència utilitzen dispositius actius d'estat sòlid, com els transistors, en contraposició als antics magnetrons, clistrons o guies d'ones, els quals, malgrat tot, es continuen utilitzant en circuits d'alta potència, on la tecnologia de semiconductors té més dificultats per a competir.

La raó és òbvia: els transistors, siguin bipolars, FET, transistors d'alta mobilitat d'electrons² (HEMT), HBT³, etc. són dispositius molt econòmics, fiables i, sobretot, fàcilment integrables en un circuit de microones en el qual, com ja hem vist, les dimensions dels components són molt importants atès que les longituds d'ona són molt reduïdes.

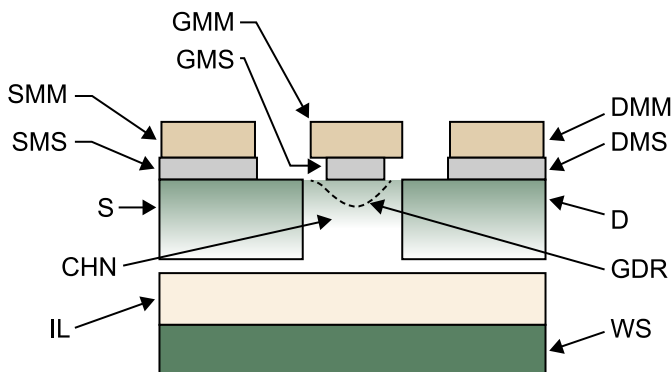
En aquest apartat veurem el model de petit senyal del transistor MESFET, que dóna una visió molt propera al funcionament físic del dispositiu, i veurem que els pocs paràmetres necessaris per a aquest model són molt estables en freqüència.

No obstant això, hi ha una altra manera més freqüentment utilitzada per a modelitzar el comportament d'un transistor de microones: l'ús dels paràmetres S.

Ara bé, també és cert que els transistors bipolars són més econòmics, permeten obtenir nivells d'amplificació més grans i són capaços de treballar a més potència que els MESFET. La raó que aquests últims s'usin més en microones és, principalment, la seva capacitat d'operar a més alta freqüència (fins a 100 GHz o més) i el seu nivell de soroll més baix.

La figura 15 mostra l'estructura interna d'un transistor MESFET.

Figura 15. Estructura semiconductora interna d'un transistor MESFET



MESFET

MESFET és acrònim de l'anglès *metal semiconductor field effect transistor* (transistor d'efecte de camp metall-semiconductor).

⁽²⁾En anglès, *high electron mobility transistor*.

⁽³⁾Acrònim d'*heterojunction bipolar transistor*.

Vegeu també

Aquesta anàlisi lineal ja s'ha vist a bastament en el mòdul "Amplificadors lineals de microones" del material didàctic.

Els tres contactes, drenador D, sortidor S i porta G, són metàl·lics i el canal s'implementa típicament amb arsenur de gal·li (GaAs) de tipus N , en cas que el MESFET sigui de canal N , o de tipus P , en cas que el MESFET sigui de canal P .

GMM és el contacte metall-metall de la porta G; GMS és el semicontacte metàl·lic de la porta G; DMM és el contacte metall-metall del drenador D; DMS és el semicontacte metàl·lic del drenador D; GDR és la regió d'escombratge del canal CHN; WS és l'oblia semiconductora; IL és la capa d'aïllament; SMM és el contacte metall-metall de la font S i SMS el semicontacte metàl·lic de la font S.

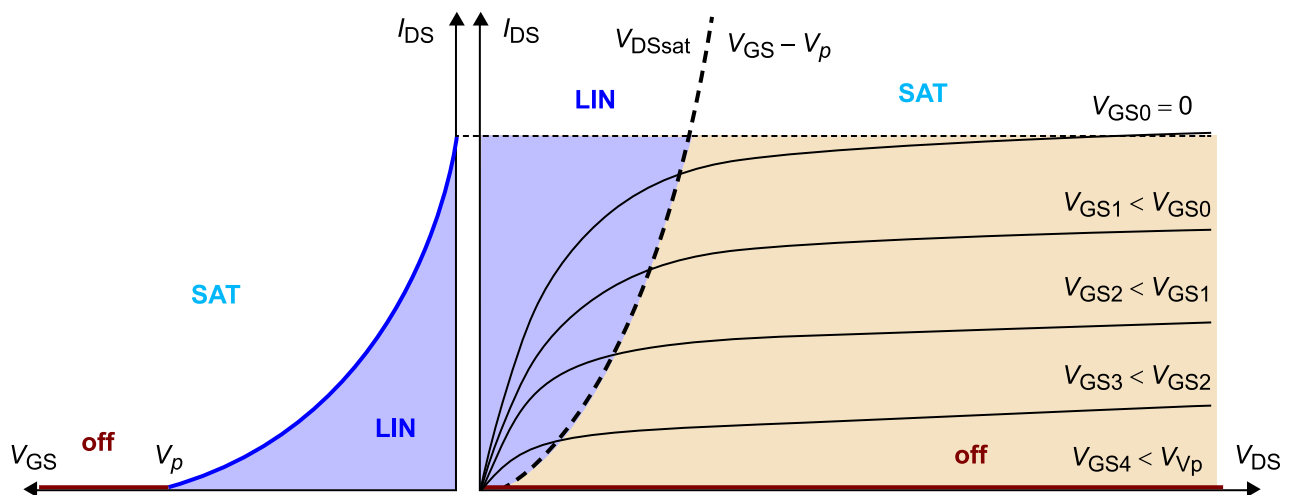
La longitud L del canal determina en gran mesura el factor de soroll del transistor, mentre que la seva amplada W determina la potència màxima que suporta el dispositiu (com més ample sigui, més corrent hi podrà passar).

Es crea una zona escombrada de portadores que és modulable en aplicar una tensió entre la porta i el sortidor V_{GS} , de manera que es controla l'estrangulament del canal.

2.1. Característica I - V del transistor MESFET

Si polaritzem adequadament el transistor MESFET podem triar un punt de treball en una zona més o menys lineal d' I_{DS} - V_{DS} en aplicacions d'amplificació, o bé treballar en les zones de saturació i de tall en aplicacions de commutació. La tensió V_{GS} defineix la corba I_{DS} - V_{DS} de treball, segons es pot veure en la figura 16.

Figura 16. Característica I - V d'un transistor MESFET de canal N



En zona de saturació, SAT, es compleix:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS_{off}}} \right)^2 \quad \text{para } V_{GS_{off}} \leq V_{GS} \leq 0 \quad 5.36$$

on V_{GSoff} és la tensió d'estrangulament (*pinch-off*) també coneguda com V_p , i I_{DSS} és el **corrent de saturació drenador a sortidor**. Aquests paràmetres els acostuma a subministrar el fabricant o bé es poden mesurar experimentalment. Cal tenir en compte que aquestes desigualtats són vàlides per a un MESFET de canal N . Per a un MESFET de canal P s'obtenen equacions anàlogues però amb valors de V_{GSoff} i V_{GS} de signe contrari, és a dir, positiu.

La **zona lineal**, LIN, s'anomena també regió òhmica, ja que hi ha un efecte varistor a causa de la variació lineal del corrent I_{DS} amb la tensió V_{DS} . En general, el MESFET és més lineal que un transistor bipolar i, per tant, més indicat per a usar-lo com a amplificador; a més, també és més indicat com a mesclador, ja que la seva característica $I-V$ és quadràtica, mentre que la del bipolar és de tipus exponencial.

Recordem que l'elecció del punt de treball d'un transistor estarà condicionada pel tipus d'aplicació que ens interessi implementar:

- **Amplificació amb guany màxim:** interessa polaritzar en zona de pendent $I-V$ màxim, és a dir, amb transconductància g_m màxima per a obtenir la màxima excursió possible d' I_{DS} en resposta a petites variacions de V_{GS} .
- **Amplificació a màxima potència:** en aquest cas, interessa polaritzar en un punt que ens doni el corrent I_{DS} màxim, però que sigui una zona suficientment lineal per a evitar l'aparició d'intermodulacions (aproximadament a un 60% del corrent de saturació I_{DSS}).
- **Amplificació amb mínim factor de soroll:** s'aconsella polaritzar en un punt situat al 15% d' I_{DSS} .
- **Mesclador:** si volem utilitzar el transistor com a mesclador, buscarem un punt de treball en una zona poc lineal i molt quadràtica, per a aconseguir més efecte de barreja, com ara a prop de la zona de saturació, però suficientment lluny per a permetre tant marge d'amplitud com sigui possible i tenint també en compte els factors anteriors de guany, soroll i intermodulació.
- **Tipus d'amplificador:** cal tenir en compte també altres factors com la classe d'amplificador (A, AB, B, C, etc.) o el tipus de transistor (bipolar, FET, HBT, etc.).

En qualsevol cas, el disseny ha de trobar el millor compromís entre aquests paràmetres.

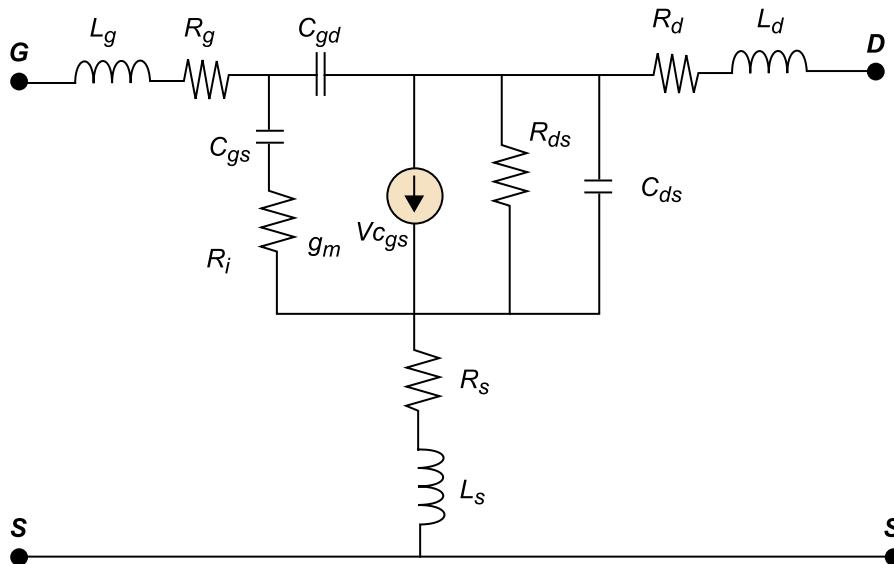
Vegeu també

Veurem l'aplicació mesclador amb detall en l'apartat "El mesclador" del present mòdul.

2.2. Circuit equivalent de petit senyal

La figura 17 ens mostra el circuit equivalent de petit senyal del transistor MESFET.

Figura 17. Circuit equivalent de petit senyal d'un transistor MESFET de canal N



Paràmetres del model

Distingim paràmetres aliens a la unió semiconductora (extrínsecs) i els propis de la seva arquitectura (intrínsecs).

Els paràmetres extrínsecs R_g , L_g , R_s , L_s , R_d i L_d són deguts a efectes paràsits de l'encapsulament i de la connexió al circuit.

Els paràmetres intrínsecs són els següents:

- R_i : efecte resistiu del canal a la zona de la porta. Valor típic $\sim 7 \Omega$.
- R_{ds} : efecte resistiu del canal. Valor típic $\sim 400 \Omega$. Aplicant un desenvolupament de Taylor en el punt de treball i quedant-nos solament amb el terme lineal:

$$\frac{1}{R_{ds}} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{DSQ}} \quad 5.37$$

- C_{gs} : capacitat porta-canal sortidor. Valors típics $\sim 0,3 \text{ pF}$.
- C_{ds} : capacitat drenador-sortidor. Valors típics $\sim 0,12 \text{ pF}$.
- C_{gd} : capacitat porta-canal drenador. Valors típics $\sim 0,01 \text{ pF}$. Aquesta capacitat té una influència molt important en l'estabilitat del circuit, ja que

està relacionada amb el paràmetre S_{12} . Per a un transistor unilateral, C_{gd} és nul·la.

- g_m : **transconductància**. Aquest paràmetre està relacionat amb el guany del transistor i el seu paràmetre S_{21} , on el port 2 seria el drenador i el port 1 el sortidor. Els valors típics estan al voltant de ~ 40 mS. La font de corrent genera una $I_d = g_m V_{Cgs}$.

Apliquem un desenvolupament de Taylor en el punt de treball i obtenim g_m :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GSQ}} \quad 5.38$$

2.3. Magnituds més rellevants del transistor MESFET

Recordem a continuació les magnituds més rellevants d'un transistor MESFET:

1) Freqüència de transició f_T

Aquest paràmetre ens dona una idea de la freqüència màxima en la qual el transistor és útil.

Es defineix la freqüència de transició f_T del transistor com aquella en què el guany de curtcircuit G_i^{sc} és igual a la unitat.

Fem l'aproximació de transistor unilateral ($C_{gd} \approx 0$):

$$G_i^{sc} = \left| \frac{I_d}{I_g} \right| = \left| \frac{g_m V_{Cgs}}{I_g} \right| = \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \quad 5.39$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad 5.40$$

2) Freqüència màxima d'oscil·lació

És la màxima freqüència a la qual es pot aconseguir resistència negativa i, per tant, és possible implementar un oscil·lador.

S'obté de la fórmula empírica:

$$f_{\max} [\text{GHz}] \approx \frac{40}{L [\mu\text{m}]} \quad 5.41$$

3) Guany màxim unilateral G_O

Tal com vam veure en el mòdul "Amplificadors lineals de microones", i suposant que és un dispositiu unilateral ($S_{12} \approx 0$), tenim:

$$G_U \approx \left(\frac{f_{\text{màx}}}{f} \right)^2 \quad 5.42$$

Així, doncs, tenim un guany que decau 20 dB per dècada.

A $f_{\text{màx}}$ el guany és 1.

4) Factor de soroll NF

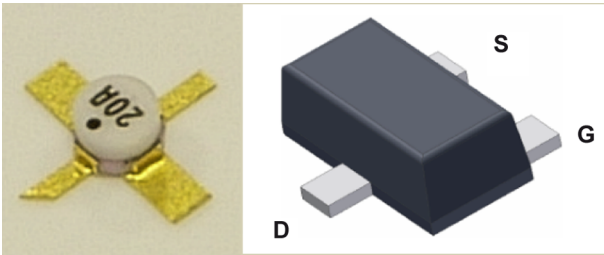
El factor de soroll mínim d'un transistor MESFET es pot calcular com:

$$NF_{\text{mín}} \approx 10 \log \left[1 + 0,27 * f * L * \sqrt{g_m (R_g + R_s)} \right] \quad 5.43$$

Minimitzar el factor de soroll implica minimitzar R_g , R_s i L .

La figura 18 mostra la imatge de dos transistors MESFET comercials.

Figura 18. Imatge de transistors MESFET comercials



Vegem a continuació un exemple de càlcul d'aquestes magnituds en un transistor MESFET comercial, a partir de les característiques subministrades pel fabricant.

Exemple 5

Per a un transistor comercial tenim els valors següents del seu model de petit senyal: $g_m = 45 \text{ mS}$; $R_g = 55 \text{ m}\Omega$; $R_s = 43 \text{ m}\Omega$; $L = 1 \text{ }\mu\text{m}$; $C_{gs} = 0,25 \text{ pF}$.

Calculeu els paràmetres f_T , $f_{\text{m}\acute{a}\text{x}}$, G_U i $NF_{\text{m}\acute{i}\text{n}}$ quan treballa a $f = 6 \text{ GHz}$.

Soluci3

La freqüència de transició és:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} = \frac{45 \text{ mS}}{2\pi \cdot 0,25 \text{ pF}} = 28,65 \text{ GHz} \quad 5.44$$

La freqüència màxima d'oscil·lació és:

$$f_{\text{m}\acute{a}\text{x}} [\text{GHz}] \cong \frac{40}{L [\mu\text{m}]} = \frac{40}{1 \mu\text{m}} = 40 \text{ GHz} \quad 5.45$$

El guany a 6 GHz és:

$$G_U \approx \left(\frac{f_{\text{m}\acute{a}\text{x}}}{f} \right)^2 = \left(\frac{40 \text{ GHz}}{6 \text{ GHz}} \right)^2 = 44,44 = 16,47 \text{ dB} \quad 5.46$$

Finalment, el factor de soroll:

$$NF_{\text{m}\acute{i}\text{n}} \approx 10 \log \left[1 + 0,27 \cdot f \cdot L \cdot \sqrt{g_m (R_g + R_s)} \right] = 20,36 \text{ dB} \quad 5.47$$

Amb aquest exemple acabem l'apartat dedicat al transistor MESFET, en el qual hem vist les seves característiques, els paràmetres més rellevants i el circuit equivalent de petit senyal. Tot això ens servirà per a comprendre millor altres circuits més avançats de microones, com ara els circuits mescladors, oscil·ladors o multiplicadors, en els quals aquest tipus de transistor és molt utilitzat com a component fonamental. Però abans vegem un altre transistor, el BJT, que també es pot utilitzar en aquests circuits.

Vegeu també

Els circuits mescladors, oscil·ladors i multiplicadors s'expliquen en els apartats "El mesclador", "Oscil·ladors de microones" i "Multiplicadors de freqüència" d'aquest mòdul.

3. El transistor bipolar BJT

El transistor bipolar té un model de petit senyal molt similar al que hem vist per al transistor MESFET, però les capacitats de la unió semiconductora són sensiblement més grans i, per tant, f_T és molt més petita. No obstant això, el paràmetre g_m sol ser més gran, per la qual cosa es poden obtenir guanys d'amplificació més grans, però aquest avantatge solament és aprofitable a baixes freqüències.

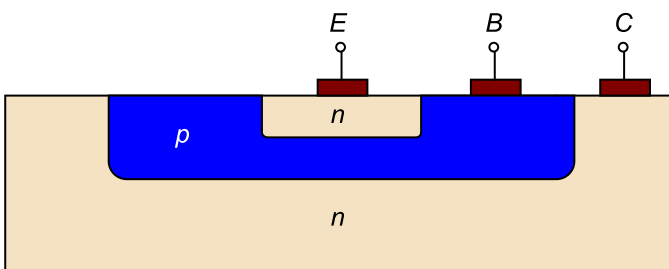
El transistor bipolar BJT⁴ ofereix diversos avantatges respecte al MESFET quan la freqüència de treball és baixa (aproximadament per sota de 2 GHz), com ara un guany més gran i un cost més baix. No obstant això, generen més senyals espuris i més soroll que els MESFET.

⁽⁴⁾Acrònim de l'anglès *bipolar junction transistor*.

La màxima freqüència d'operació del transistor bipolar és determinada per la longitud de la seva base, que en els dissenys actuals és de l'ordre de desenes de nanòmetres. No obstant això, segueix essent interessant per a molts circuits, per la qual cosa l'analitzarem de manera anàloga a com ho hem fet amb el transistor MESFET.

El transistor bipolar pot ser una unió N-P-N o bé una unió P-N-P. La figura 19 mostra l'estructura semiconductora interna típica d'un transistor bipolar NPN.

Figura 19. Estructura semiconductora interna d'un transistor bipolar NPN



La seva característica principal és que la relació I - V entre el corrent de col·lector i_C i la tensió base-emissor V_{BE} segueix una llei exponencial de la forma:

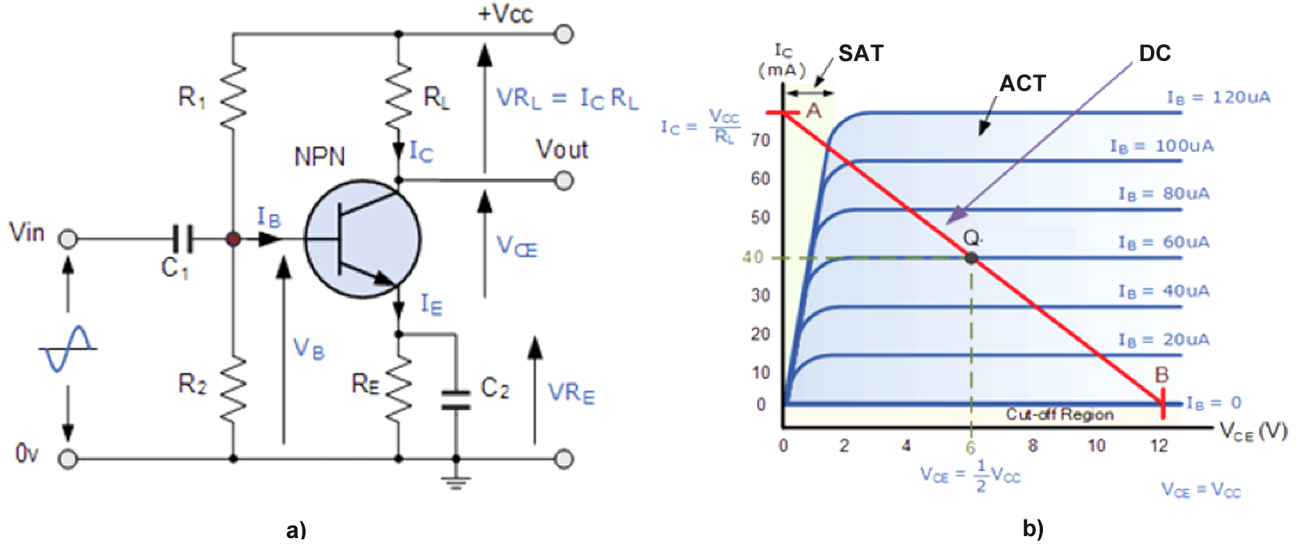
$$i_C(t) = I_{CSS} e^{\left[\frac{V_{BE}(t)}{V_T} \right]} \quad 5.48$$

on s'ha definit el **voltatge tèrmic** (V_T), que a temperatura ambient pren el valor:

$$V_T = \frac{KT}{q} \approx 25 \text{ mV} \quad 5.49$$

En la figura 20 es mostra un possible circuit típic de polarització de transistor bipolar (a) i, a la dreta, les gràfiques típiques del corrent de col·lector I_C en funció de la tensió de col·lector a emissor V_{CE} i el corrent de base I_B (b).

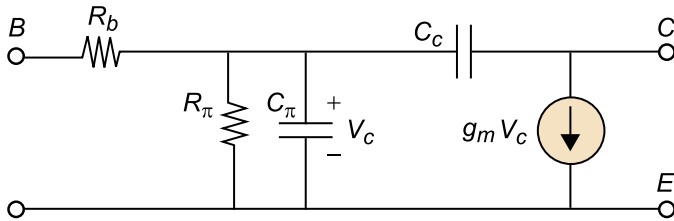
Figura 20. Circuit de polarització i característica I - V de transistor BJT



3.1. Circuit equivalent de petit senyal

La figura 21 mostra el circuit equivalent de petit senyal del transistor bipolar BJT.

Figura 21. Circuit equivalent de petit senyal d'un transistor BJT



Paràmetres del model

Igual que en el transistor MESFET, hi ha paràmetres aliens a la unió semiconductora (extrínsecs) i altres propis de la seva arquitectura i composició (intrínsecs). En aquesta ocasió ens centrem únicament en aquests darrers.

Els paràmetres intrínsecs del transistor BJT són els següents:

- R_b : resistència de la base, típicament $\sim 7 \Omega$.
- R_{π} : efecte resistiu base-emissor, anomenat resistència equivalent π . Valors típics $\sim 110 \Omega$.
- C_{π} : capacitat equivalent π . Valors típics $\sim 18 \text{ pF}$.

- C_c : capacitat de col·lector. Valors típics ~ 18 pF. Aquesta capacitat té una influència molt important en l'estabilitat del circuit, ja que està relacionada amb el paràmetre S_{12} .
- g_m : **transconductància**. Aquest paràmetre està relacionat amb el guany del transistor (paràmetre S_{21} , on el port 2 seria el drenador i el port 1 el sortidor). Valors típics ~ 900 mS.

Si observem els valors típics per a un transistor bipolar i per a un MESFET, de seguida ens adonem de les diferències. Per exemple, $C_\pi = 18$ pF enfront de $C_{ds} = 0,12$ pF (més de 100 vegades superior) o g_m és de l'ordre de 900 mS en un BJT i en el MESFET sol estar al voltant dels 40 mS.

Per tant, veiem que la transconductància és molt alta en el bipolar, la qual cosa porta a dissenyar circuits amplificadors o mescladors amb guanys més grans amb aquest tipus de transistor.

En canvi, podem apreciar com les capacitats són molt més grans en el bipolar. Això comporta, d'una banda, un risc més alt d'inestabilitat a causa de C_c , que està relacionada amb S_{12} , i, de l'altra, una limitació més gran en freqüència, ja que C_π reduirà molt la tensió V_C a mesura que la freqüència augmenti.

Freqüència de transició f_T

De forma anàloga al que vam veure per als transistors MESFET, la màxima freqüència d'operació del transistor bipolar es pot obtenir a partir de f_T que, com vam veure, es defineix com aquella en la qual el guany de curtcircuit G_i^{sc} és igual a la unitat. Fem l'aproximació de transistor unilateral ($C_C \simeq 0$) i obtenim:

$$G_i^{sc} = \frac{|I_d|}{|I_b|} = \left| \frac{g_m V_C}{I_b} \right| = \frac{g_m}{\omega C_\pi} \quad 5.50$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_\pi} \quad 5.51$$

Amb això acabem aquest apartat dedicat al transistor bipolar, en el qual hem vist les seves característiques més importants i el circuit equivalent de petit senyal. Els conceptes analitzats ens serviran com a base per a analitzar circuits més avançats de microones, com mescladors, oscil·ladors o multiplicadors, en els quals aquest tipus de transistor és peça central. Fins aquí hem analitzat els dispositius bàsics (díode i transistor) d'un circuit de microones. A partir d'ara veurem tres tipus de circuit més avançats i, en els quals, aquests dispositius són la part fonamental.

Vegeu també

Els mescladors, oscil·ladors i multiplicadors es descriuen detalladament en els apartats següents d'aquest mòdul.

4. El mesclador

El mesclador és un **circuit no lineal** la missió del qual és traslladar un senyal que ocupa una determinada banda de freqüències a una altra banda diferent, és a dir, es tracta d'un dispositiu avançat de microones que permet la **conversió de freqüència** d'un senyal.

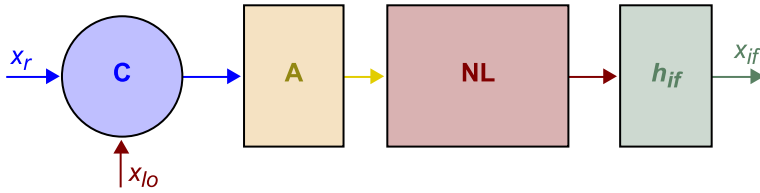
Per a aconseguir aquest objectiu haurem d'aprofitar alguna característica no lineal dels dispositius bàsics analitzats en els apartats anteriors, és a dir, el díode i el transistor, de manera que en injectar dos senyals de freqüències diferents obtinguem a la sortida combinacions d'harmònics d'ambdues, d'entre les quals seleccionarem les que més ens interessin. Es tracta de fer treballar el dispositiu no lineal en un punt de treball que optimitzi el nivell de senyal d'aquesta combinació d'harmònics que ens interessa obtenir, i intentar minimitzar totes les altres. Per a això es poden utilitzar diferents estructures que permeten millorar unes propietats del dispositiu final o unes altres, segons l'aplicació que es triï entre una estructura o una altra.

En el present apartat es fa primer una anàlisi del diagrama de blocs genèric d'un mesclador i, posteriorment, una anàlisi no lineal del comportament del dispositiu. A continuació es fa un recordatori de les principals figures de mèrit que caracteritzen aquest dispositiu i després s'analitza una primera estructura mescladora: el mesclador simple amb díode. A continuació s'analitza el mesclador simple amb transistor MESFET i després el mesclador simple amb transistor bipolar. Es continua avançant en l'anàlisi d'estructures més complexes de circuits mescladors, com el mesclador equilibrat i el doblement equilibrat amb les seves variants passiva mitjançant pont de díodes i activa com la cèl·lula de Gilbert. També s'analitza una altra estructura mescladora dissenyada per a rebutjar la freqüència imatge. Finalment, s'analitzen algunes aplicacions dels mescladors i, en l'apartat "Resum i taula comparativa", es fa un resum amb una taula comparativa dels avantatges i els inconvenients de cadascun dels tipus de mescladors analitzats.

4.1. Diagrama de blocs

Qualsevol tipus de mesclador, sigui construït a base de díodes, transistors o amb qualsevol altra arquitectura, respon sempre al diagrama de blocs de la figura 22.

Figura 22. Diagrama de blocs d'un mesclador genèric



Els senyals que intervenen en un mesclador són els següents:

- x_r : és el senyal de microones de freqüència f_r , la qual volem traslladar a una altra freqüència f_{if} . Es coneix com a **senyal de RF o modulador**.
- x_{lo} : és el senyal de microones de freqüència f_{lo} que utilitzarem per a traslladar el senyal de RF a la freqüència desitjada f_{if} . Es coneix com a senyal d'**oscil·lador local**.
- x_{if} : és el senyal que resulta de combinar els dos anteriors i es coneix com a **senyal de freqüència intermèdia**. La seva freqüència f_{if} és una combinació d'harmònics de f_r i f_{lo} .

Els diferents blocs que componen el mesclador són els següents:

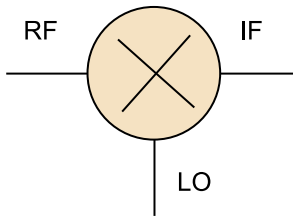
- **Combinador (C)**: aquest primer bloc consisteix en un circuit en el qual es combinen els dos senyals, x_r i x_{ol} , que ens interessa barrejar. Generalment s'utilitzen acobladors direccionals o híbrids.
- **Xarxa d'adaptació (A)**: en microones sempre hem de posar especial cura a assegurar una bona adaptació d'impedàncies a fi d'aconseguir la màxima transferència de potència i, sobretot, evitar senyals reflectits. Per a això hem d'incloure una xarxa d'adaptació que, normalment, és reactiva, per a no introduir pèrdues de senyal. Cal tenir en compte que aquesta xarxa reactiva és selectiva en freqüència.
- **Circuit no lineal (NL)**: aquesta és la peça clau d'un mesclador, sense la qual no seria possible complir el seu objectiu. Es tracta d'aprofitar la no-linealitat d'un dispositiu bàsic (díode, transistor o combinacions d'aquests) per a aconseguir barrejar la freqüència f_r de x_r amb la freqüència f_{lo} de x_{lo} per a generar una nova freqüència f_{if} . És a dir, estarem desplaçant l'espectre dels dos senyals d'entrada a diferents bandes de freqüències, depenent del tipus de no-linealitat (quadràtica, cúbica, exponencial, etc.). Es tracta de saber controlar la no-linealitat per a optimitzar la intermodulació que ens interessa, és a dir, trobar el punt de treball òptim del dispositiu no lineal per maximitzar la conversió a la freqüència f_{if} que es vol.
- **Filtre d'IF**: un cop els dos senyals han passat pel dispositiu no lineal s'hauran generat moltes intermodulacions. Es tracta, en aquest punt, de

seleccionar només la freqüència f_{if} que sigui del nostre interès, mitjançant un filtre de resposta h_{if} que deixi passar solament aquesta freqüència i rebutgi la resta.

El mesclador és, per tant, un circuit de tres ports, RF , LO i IF , que se simbolitza com mostra la figura 23:

- RF simbolitza el port de **radiofreqüència**.
- LO és el port denominat **oscil·lador local**.
- IF és el port de **freqüència intermèdia**.

Figura 23. Símbol del mesclador



4.2. Anàlisi no lineal

Si utilitzem un desenvolupament de Taylor per a aproximar la no-linealitat del dispositiu i suposem dos senyals de diferents freqüències a la seva entrada, com ara:

$$x_r = v_r \cos \omega_r t \quad x_{lo} = v_{lo} \cos \omega_{lo} t \quad 5.52$$

Tindrem que el senyal a la sortida del mesclador es pot expressar com:

$$x_{if} = \left\{ \sum_{i=0}^{\infty} [v_r \cos \omega_r t + v_{lo} \cos \omega_{lo} t]^i \right\} * h_{if}(t) \quad 5.53$$

1) Anàlisi per a una no-linealitat quadràtica $i = 2$

Analitzem el cas particular del terme *quadràtic* i deixem de banda la resta de termes i . L'equació 5.53 es redueix a l'expressió següent:

$$x_{if} = [v_r \cos \omega_r t + v_{lo} \cos \omega_{lo} t]^2 * h_{if}(t) \quad 5.54$$

Si la desenvolupem:

$$x_{if} = [v_r^2 \cos^2 \omega_r t + v_{lo}^2 \cos^2 \omega_{lo} t + 2v_r v_{lo} \cos \omega_r t \cos \omega_{lo} t] * h_{if}(t) \quad 5.55$$

$$x_{if} = \frac{1}{4} \left[v_r^2 + v_{lo}^2 + v_r^2 \cos 2\omega_r t + v_{lo}^2 \cos 2\omega_{lo} t + \right. \\ \left. + 2v_r v_{lo} \cos((\omega_r - \omega_{lo})t) + 2v_r v_{lo} \cos(\omega_{lo} + \omega_r)t \right] * h_{if}(t) \quad 5.56$$

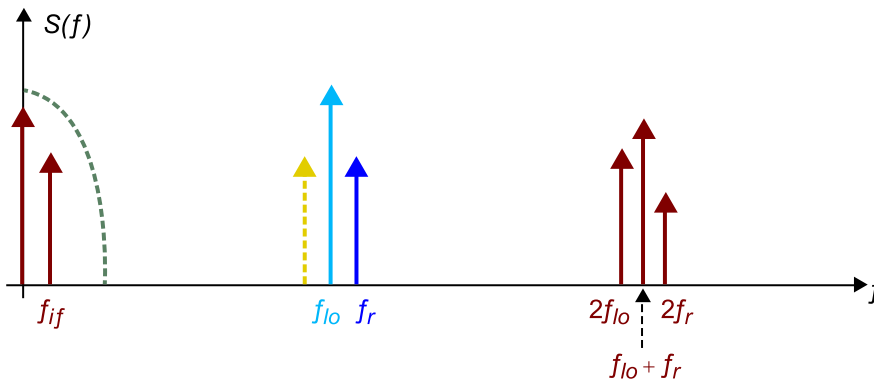
Veiem que, si bé a l'entrada solament teníem dues freqüències f_r i f_{lo} , a la sortida del mesclador s'ha generat un component continu, un altre component a $2f_r$, un altre a $2f_{lo}$ i finalment, dos components intermedis: $(f_r - f_{lo})$ denominat LSB⁵ i $(f_{lo} + f_r)$ denominat USB⁶.

⁽⁵⁾ Acrònim de l'anglès *lower side band*.

⁽⁶⁾ Acrònim de l'anglès *upper side band*.

La figura 24 mostra l'espectre de senyals generats a la sortida, en vermell, i els senyals a l'entrada, en blau, mentre que en color groc se simbolitza l'anomenada *freqüència imatge*, el significat de la qual s'explica més endavant.

Figura 24. Espectre dels senyals que intervenen en un mesclador amb no-linearitat quadràtica



Una possibilitat per a implementar un mesclador seria que el filtre h_{if} seleccionés només el component continu i el component $f_{if} = |f_r - f_{lo}|$ representat per la línia verda discontinua en la figura 24, que en aquest cas es tracta d'un filtre passabaix. El component continu s'elimina fàcilment *a posteriori* mitjançant un simple condensador de desacoblament en sèrie. En aquest cas, doncs, estaríem seleccionant solament l'LSB i rebutjant la resta de senyals a la sortida, incloent-hi la USB, per la qual cosa tindríem un mesclador que actua com a **modulador SSB**⁷ ja que rebutgem una de les dues freqüències intermèdies, essent finalment $f_{if} = |f_r - f_{lo}|$ la banda escollida. Si conservéssim ambdues utilitzant un altre filtre adequat (LSB i USB) llavors al modulador s'anomenaria DSB⁸.

⁽⁷⁾ Acrònim de l'anglès *single side band*.

⁽⁸⁾ Acrònim de l'anglès *double side band*.

2) Freqüència imatge

Un fenomen que cal tenir molt en compte en els mescladors és el de l'anomenada *freqüència imatge*. Per al cas analitzat, tenim que $f_r = f_{lo} + f_{if}$. Llavors, fent la mateixa anàlisi que per al cas anterior, veuríem que un senyal x_i que estigüés centrat en una freqüència $f_i = f_{lo} - f_{if}$ produiria una freqüència intermèdia que cau exactament en la mateixa banda que la produïda pel senyal x_r , a causa del valor absolut de la diferència: $f_{if} = |f_r - f_{lo}|$. Per tant, si a

L'entrada del mesclador hi hagués un senyal indesitjat centrat a aquesta freqüència imatge, sofriríem una interferència directament sobre el senyal útil de freqüència intermèdia, x_{if} .

Aquesta freqüència f_i és la que es coneix amb el nom de **freqüència imatge**. En la figura 24 s'ha dibuixat on estaria situada, amb una línia discontinua en groc.

Per a evitar-la es pot recórrer al filtratge, però a causa de la proximitat amb el senyal útil, és molt difícil aconseguir-ho. Caldria un filtre extremadament selectiu, i això és impossible d'implementar en la majoria dels casos pràctics. Una altra estratègia que resulta més efectiva és l'ús d'estructures mescladores especials que cancel·lin els efectes d'aquest senyal i, consegüentment, en minimitzin la interferència, com és el cas del mesclador equilibrat que veurem més endavant.

La freqüència imatge no té perquè ser deguda a senyals interferents externs al mesclador. De vegades la pot generar el mateix sistema, com veurem en l'exemple següent, per la qual cosa un filtre no solucionaria el problema, encara que es pogués implementar.

Exemple 6

Sigui un mesclador amb no-linealitat quadràtica, és a dir, considerem el terme $[]^2$ de l'equació 5.53. El senyal d'oscil·lador local és de $f_{lo} = 2,450$ GHz i el senyal de RF que es converteix en freqüència és de $f_r = 2,440$ GHz. Calculeu la freqüència intermèdia f_{if} per al cas del modulador SSB seleccionant la LSB i determineu quina és la freqüència imatge per a aquest cas.

Solució

Segons l'equació 5.56, tenim component continu, component a $2 f_r$, un altre a $2f_{lo}$ i, finalment, dos components intermedis $|f_r - f_{lo}|$ i $(f_{lo} + f_r)$. Com que ens demanen SSB, seleccionarem amb un filtre adequat $|f_r - f_{lo}|$ o bé $(f_{lo} + f_r)$, i com que ens demanen LSB, seleccionarem $|f_r - f_{lo}|$ mitjançant un filtre passabaix. Per tant, la freqüència intermèdia serà:

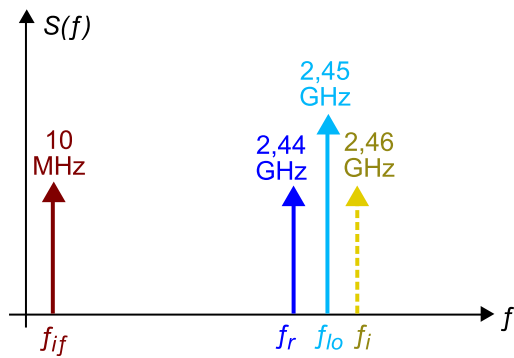
$$f_{if} = |f_r - f_{lo}| = |2,440 \text{ GHz} - 2,450 \text{ GHz}| = 10 \text{ MHz} \quad 5.57$$

Per a trobar la freqüència imatge f_i podem partir de la freqüència intermèdia oposada f_{if} i sumar-li la d'oscil·lador local f_{lo} :

$$f_i = f_{if} + f_{lo} = 10 \text{ MHz} + 2,450 \text{ GHz} = 2,460 \text{ GHz} \quad 5.58$$

La figura 25 il·lustra on se situa cada freqüència.

Figura 25. Espectre dels senyals que intervenen en el mesclador amb no-linealitat quadràtica de l'exemple 6



Noteu que, en aquest exemple, la freqüència imatge i la freqüència RF han intercanviat la seva posició respecte a la de l'oscil·lador local, si es compara amb les de la figura 24.

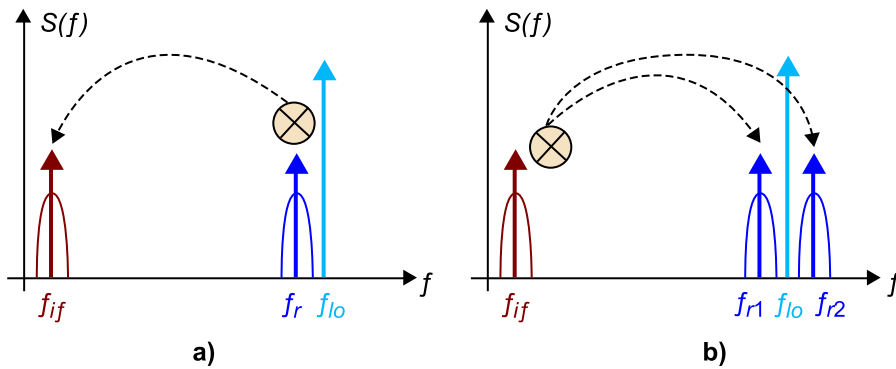
El cas de mesclador amb no-linealitat quadràtica que selecciona solament la *LSB*, que hem estudiat anteriorment, és la base d'un **receptor heterodí** de conversió a baixa freqüència o *downconverter*.

Aquest tipus de receptors han representat un avenç important en les comunicacions de ràdio a causa de la possibilitat que ofereixen d'amplificar a baixa freqüència senyals que en origen són d'alta freqüència, gràcies a la conversió que realitza el mesclador. Els amplificadors de baixa freqüència són molt menys sorollosos que els de freqüències altes, i d'aquesta manera es millora la sensibilitat del receptor respecte a un de conversió directa.

Un altre avantatge important és que, en modificar la freqüència de l'oscil·lador local (*LO*), es pot sintonitzar fàcilment diferents portadores dins d'una gran amplada de banda. Així s'evita l'ús d'un amplificador de banda ampla que abraçi totes les freqüències i n'hi ha prou amb un únic amplificador de banda estreta i baixa freqüència per a cobrir la recepció de totes les portadores de la banda que s'ha de sintonitzar.

El mesclador es pot utilitzar també per a convertir una freqüència baixa en una altra de més alta, és a dir, com a *upconverter*, on $f_r = f_{lo} + f_{if}$. Això està especialment indicat en transmissors i és molt útil si tenim en compte que un mateix oscil·lador local *LO* es pot emprar per al subsistema transmissor i per al receptor.

La figura 26 il·lustra el concepte d'ús del mesclador com a convertidor a baixa freqüència o *downconverter*, a l'esquerra, o com a convertidor a alta freqüència o *upconverter*, a la dreta.

Figura 26. a) Mesclador com *downconverter*. b) Mesclador com *upconverter*

4.3. Figures de mèrit del mesclador

Abans de començar a analitzar diferents estructures de circuits mescladors convé fer un repàs de les principals figures de mèrit d'un mesclador, a fi de comprendre millor els conceptes que tractarem.

4.3.1. Guany de conversió

El **guany de conversió** d'un mesclador es defineix com la relació entre el nivell de potència del senyal ja convertit en freqüència a la seva sortida, P_{if} , i el nivell de potència disponible del senyal que es vol convertir a l'entrada, P_{rav}

$$G_C = 10 \log \left(\frac{P_{if}}{P_{rav}} \right) \quad 5.59$$

De vegades, en comptes de guany de conversió es parla de **pèrdues de conversió** L_C . La seva definició es fa a la inversa:

$$L_C = 10 \log \left(\frac{P_{rav}}{P_{if}} \right) \quad 5.60$$

Noteu que la definició així realitzada es refereix a un mesclador com a convertidor a freqüències baixes. Per a un convertidor a freqüències altes invertiríem les potències d'IF i RF en les equacions 5.59 i 5.60, atès que llavors IF seria el port d'entrada i RF el port de sortida.

Els valors típics en un mesclador passiu amb díodes són de l'ordre de $G_C \simeq -6$ dB (o $L_C \simeq 6$ dB) i el seu valor depèn en gran mesura de la potència lliurada al port LO. Els valors típics òptims de potència d'oscil·lador local que maximitzen G_C estan al voltant de $P_{lo} \simeq +7$ dBm en el cas d'un mesclador amb díodes.

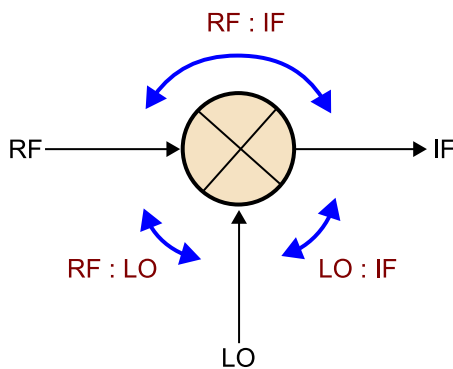
En mescladors actius amb transistor, el guany de conversió és positiu, amb valors típics de l'ordre de $G_C \simeq +10$ dB i la potència necessària d'oscil·lador local sol ser més baixa, de l'ordre de $P_{lo} \simeq +3$ dBm.

4.3.2. Aïllament entre ports

L'aïllament entre ports és una manera de mesurar i quantificar el nivell d'acoblament del senyal d'un port en l'altre.

Atès que el mesclador és un dispositiu de tres ports, es poden definir els tres aïllaments que es mostren en la figura 27.

Figura 27. Aïllaments entre ports en un mesclador



Analíticament, els aïllaments entre els ports d'un mesclador es defineixen de la manera següent:

- **Aïllament LO-RF:** és la relació entre el nivell de senyal LO aplicat a aquest port, P_{lo} , i el nivell d'aquest senyal que apareix pel port RF, $P_{lo|r}$:

$$I_{lo-r} = 10 \log \left(\frac{P_{lo}}{P_{lo|r}} \right) \quad 5.61$$

- **Aïllament LO-IF:** és la relació entre el nivell de senyal LO aplicat a aquest port, P_{lo} , i el nivell d'aquest senyal que apareix pel port IF, $P_{lo|if}$:

$$I_{lo-if} = 10 \log \left(\frac{P_{lo}}{P_{lo|if}} \right) \quad 5.62$$

- **Aïllament RF-IF:** és la relació entre el nivell de senyal RF aplicat a aquest port, P_r , i el nivell d'aquest senyal que apareix pel port IF, $P_{r|if}$:

$$I_{r-if} = 10 \log \left(\frac{P_r}{P_{r|if}} \right) \quad 5.63$$

És important que els aïllaments siguin tan alts com sigui possible, ja que qualsevol petita desadaptació fa que molts harmònics i productes d'intermodulació siguin reflectits i retornin al mesclador, el que, al seu torn, genera nous espuris. A més, els amplificadors d'etapes posteriors es poden veure afectats per aquests

senyals que, encara que estiguin fora de la banda de treball, poden provocar intermodulacions que sí que estan en la banda d'interès. A més, en receptors és important l'aïllament *LO-RF*, per a evitar radiar la freqüència de l'oscil·lador local amb l'antena receptora i interferir amb altres sistemes de comunicació RF.

4.3.3. Adaptació

En un mesclador és molt important aconseguir una bona adaptació d'impedàncies en els seus ports a les freqüències de treball respectives, per a evitar reflexions que, atesa la naturalesa no lineal del dispositiu, puguin provocar intermodulacions en la banda de treball.

4.3.4. Factor de soroll

El **factor de soroll d'un mesclador** es defineix com la relació entre la relació senyal-soroll (*SNR*), a la seva entrada i la *SNR* a la seva sortida:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad 5.64$$

A causa del fenomen de la freqüència imatge, en un mesclador a més del soroll de la banda de treball, també hi ha el soroll en la banda de la freqüència imatge, i això no es pot evitar perquè és difícil fer un filtre tan selectiu. Per aquest motiu, el millor dels mescladors mai no tindrà un factor de soroll millor que 3 dB.

Així, per exemple, per al cas d'un convertidor a baixa freqüència o *downconverter* haurem de considerar el soroll de la banda centrada a f_r , que és:

$$P_{Ninput} = K(T_0 + T_e)BG \quad 5.65$$

Però, a més, tindrem la mateixa aportació de soroll per part de la freqüència imatge, i totes dues potències equivalents de soroll en la banda f_{if} se sumen.

Per tant, el factor de soroll a f_{if} és:

$$F_{if} = \frac{2K(T_0 + T_e)BG}{KT_0BG} = 2F_{MIXER} \quad 5.66$$

És a dir, encara que aconseguíssim fer un mesclador perfecte amb components de factor de soroll 0 dB, el factor de soroll del mesclador seria com a mínim 3 dB.

Vegeu també

Es tracta del mateix concepte que ja vam veure en el mòdul "Amplificadors lineals de microones" del material didàctic.

Vegeu també

Vegeu l'apartat "Figures de mèrit d'amplificadors" de l'"Annex" d'aquest material didàctic.

El factor de soroll d'un mesclador és important atès que aquest dispositiu acostuma a ser un dels primers circuits en la cadena receptora, per la qual cosa tindrà molta influència en les característiques finals del receptor.

4.3.5. Nivell de cancel·lació de modulació AM en l'oscil·lador local

Una altra figura de mèrit important en un mesclador és la que mesura l'estabilitat del seu comportament i característiques davant canvis en el nivell de senyal a l'entrada dels seus ports. Generalment, els senyals útils en els mescladors són el del port *RF* i el del port *IF*. El port d'oscil·lador local s'excita amb un senyal que per si mateix no conté informació, simplement l'usem a manera de "palanca" per a desplaçar el senyal de *RF* a una freqüència *IF* més baixa (en mode *downconverter*) o bé el senyal d'*IF* a una freqüència *RF* més alta (en mode *upconverter*). Aquest senyal de *LO* ha de tenir un nivell adequat per a fer treballar el dispositiu no lineal (díode, transistor, etc.) en una zona determinada de treball. Si el seu nivell de potència varia amb el temps o, per exemple, té associada una modulació d'AM, això farà que el dispositiu no lineal treballi en diferents zones i afecti de diferent manera la conversió de freqüència del senyal i, per tant, el distorsioni.

A fi de minimitzar aquests efectes, a més de, òbviament, procurar aplicar al port *LO* un senyal amb un nivell tan constant com sigui possible, es recorre també a arquitectures circuitals que minimitzin aquest fenomen, com ara els anomenats **mescladors equilibrats**, els quals analitzarem més endavant.

4.3.6. Nivell d'intermodulació

Finalment, atesa la naturalesa no lineal que estem exigint al mesclador per a realitzar la conversió de freqüències, també es generaran molts harmònics i productes d'intermodulació addicionals no desitjats, que faran perdre guany de conversió però que, a més, poden distorsionar el senyal perquè alguns poden estar en la banda del senyal útil. Aquest fenomen no solament és característic dels mescladors, sinó que apareix en qualsevol dispositiu actiu no lineal, que són tots. Així, per a un dispositiu no lineal podem escriure la seva funció de transferència en tensió com una sèrie de Taylor:

$$v_o = k_0 + k_1 v_i + k_2 v_i^2 + k_3 v_i^3 + \dots \quad 5.67$$

on podem apreciar que l'aportació de cada terme v_i^n depèn del valor de la seva constant k_n .

Vegeu també

Vegeu el mòdul "Amplificadors lineals de microones" i l'"Annex" del material didàctic.

Per a un amplificador, vam veure que interessa que k_1 (que és el seu guany) predomini respecte a tots els altres (idealment, tots zero excepte aquest), de manera que tinguem a la sortida una rèplica exacta de l'entrada, amplificada per un valor k_1 .

En un mesclador, en canvi, no interessa tenir el terme lineal $k_1 v_i$ i, en canvi, normalment interessa tenir solament el terme quadràtic (en alguns casos, com en mescladors subharmònics, interessa el terme cúbic), és a dir, que k_2 predomini àmpliament sobre la resta de constants k_j ($j \neq 2$). Idealment, interessaria que la resta fossin nul·les, incloent-hi k_1 que, en un mesclador, no interessa, atès que provoca un baix aïllament entre ports. És més, dels harmònics produïts pel terme quadràtic, solament ens interessa un (en el cas del modulador *SSB*) o, com a molt, dos (en el cas del modulador *DSB*).

En general, amb dos tons a l'entrada d'un dispositiu no lineal es generen infinits harmònics de la forma:

$$\pm m\omega_r \pm n\omega_{lo} \quad 5.68$$

dels quals, en un amplificador, solament interessin els harmònics ω_r i ω_{lo} , mentre que, en un mesclador, normalment només interessa el producte $\omega_r - \omega_{lo}$ en el cas d'un *downconverter*, o $\omega_r + \omega_{lo}$ en el cas d'un *upconverter* (vegeu la figura 26).

Per tant, per al cas d'un mesclador, haurem de considerar també la figura de mèrit del **nivell d'intermodulació**, que es mesura amb els anomenats **punts d'intercepció**, de manera anàloga a com ho fem per als amplificadors.

De la mateixa manera que ocorria en els amplificadors, es poden definir també altres dues figures de mèrit en els mescladors. Són el **punt de compressió a -1 dB** i el **marge dinàmic sense espuris (SFDR)**.

La figura 28 mostra diferents implementacions de mescladors comercials, des dels encapsulaments connectritzats (connector SMA), els de tipus MinPac, els encapsulaments MMIC de muntatge superficial SMD o els de soldadura directa sobre l'oblia de silici de dimensions inferiors al mil·límetre, que requereixen de la tècnica de soldadura microscòpica coneguda com *wire bonding*.

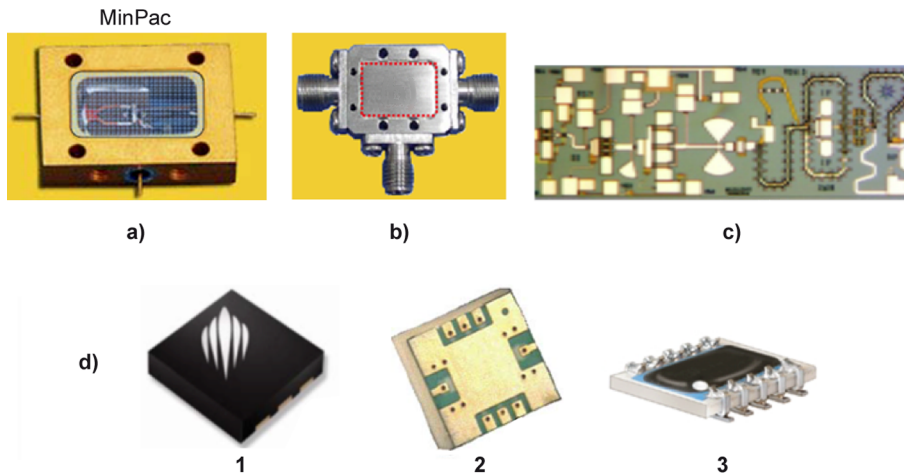
Vegeu també

Vegeu el mòdul "Amplificadors lineals de microones" i l'"Annex" del material didàctic.

Vegeu també

El seu significat és el mateix que en el mòdul "Amplificadors lineals de microones" i l'"Annex" del material didàctic.

Figura 28. Diferents implementacions de mescladors comercials. a) En format MinPac. b) Connectoritzats amb connectors SMA. c) Micromètric directament en oblia de silici. d) En format MMIC SMD



Exemple 7

Tenim el mesclador PE4140, amb les característiques de la taula 1, i es desitja realitzar una conversió de freqüència des del port de *RF* a 2.070 MHz al port *IF* a 70 MHz. Es demana:

- 1) Quin és el màxim nivell de senyal que es pot obtenir al port *IF* a 70 MHz abans d'arribar al nivell de compressió a menys 1 dB?
- 2) Quin és el nivell de senyal de l'oscil·lador local a 2.000 MHz que s'obté a la sortida *IF*, suposant que la potència d'oscil·lador local és de +17 dBm.
- 3) Determineu el *SFDR* del mesclador si sabem que el seu factor de soroll SSB és $NF_{SSB} = 9$ dB, l'amplada de banda del senyal és $B = 10$ MHz i la temperatura ambient és $T = 298$ K.

Taula 1. Característiques del mesclador comercial PE4140

Parameter	Minimum	Typical	Maximum	Units
Frequency Range**				
LO	1630	—	2130	MHz
RF	1700	—	2200	MHz
IF		70		MHz
Conversion Loss** (Includes balun losses)		8,5		dB
Isolation**				
LO-RF		36		dB
LO-IF		26		dB
Input IP3**		32		dBm
Input 1 DB Compression**		22		dBm

Font: Extret de Peregrine Semiconductor (2005-2009). *Peregrine Semiconductor Corp.* PE4140. Document Number 70-0089-09.

Solució

1) De la taula 1 de dades del mesclador sabem que $P_{r-1dB} = 22$ dBm. Aquest és el màxim nivell de senyal *RF* a 2.070 MHz que podem injectar a l'entrada del mesclador abans d'entrar en compressió. A més, les pèrdues de conversió són $L_c = 8,5$ dB, la qual cosa significa que a la sortida del port *IF* tenim un senyal de 70 MHz amb un nivell:

$$P_{if-1dB} = P_{r-1dB} - L_c = 22 \text{ dBm} - 8,5 \text{ dB} = 13,5 \text{ dBm} \quad 5.69$$

2) D'una banda, la potència d'oscil·lador local és $P_{lo} = +17$ dBm. De l'altra, l'aïllament típic entre els ports *LO* i *IF* és de 26 dB. Per tant, el nivell de senyal *LO* a la sortida *IF* és:

$$[P_{lo}]_{if} = P_{lo} - I_{lo-if} = +17 \text{ dBm} - 26 \text{ dB} = -9 \text{ dBm} \quad 5.70$$

3) Per a calcular el *SFDR* necessitem conèixer dos paràmetres: el nivell de soroll a l'entrada *RF* i el nivell de senyal a l'entrada *RF* per al qual el nivell de la intermodulació de tercer ordre a la sortida del port *IF* iguali el nivell de soroll en aquest port.

El nivell de soroll a l'entrada *RF* és:

Vegeu també

Trobareu les equacions en el subapartat "Figura de soroll" de l'"Annex" del material didàctic.

$$N_r = kT_0B = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \cdot 298 \text{ K} \cdot 10^7 \text{ Hz} = 4,11 \cdot 10^{-14} \text{ W} = 103,86 \text{ dBm} \quad 5.71$$

I ara calculem el nivell de soroll a la sortida *IF*:

$$N_{if} = N_r - L_c + NF_{SSB} + 3 \text{ dB} = 103,86 \text{ dBm} - 8,5 \text{ dB} + 9 \text{ dB} + 3 \text{ dB} = -100,36 \text{ dBm} \quad 5.72$$

Noteu com hem afegit 3 dB al soroll SSB de l'entrada, ja que hem de considerar que s'afegirà a la sortida *IF* el mateix nivell de soroll atesa la freqüència imatge situada a:

$$f_i = 2.000 \text{ MHz} - 70 \text{ MHz} = 1.930 \text{ MHz} \quad 5.73$$

Ara només cal esbrinar quin és el nivell de senyal a l'entrada *RF* per al qual obtenim -100,36 dBm d'intermodulació de tercer ordre a la sortida *IF*.

De la taula 1 sabem que $IIP_3 = 32 \text{ dBm}$. Llavors s'ha de complir:

$$OIP_3 = IIP_3 - L_c = 32 \text{ dBm} - 8,5 \text{ dB} = 23,5 \text{ dBm} \quad 5.74$$

$$OIP_3 - N_{if} = m \cdot (IIP_3 - P_r) \quad 5.75$$

on $m = 3$, atès que és la intermodulació de tercer ordre.

Aillem P_r :

$$P_r = IIP_3 - \frac{OIP_3 - N_{if}}{m} = 32 \text{ dBm} - \frac{23,5 \text{ dBm} - (-100,36 \text{ dBm})}{3} = -9,28 \text{ dBm} \quad 5.76$$

Finalment, obtenim el *SFDR*:

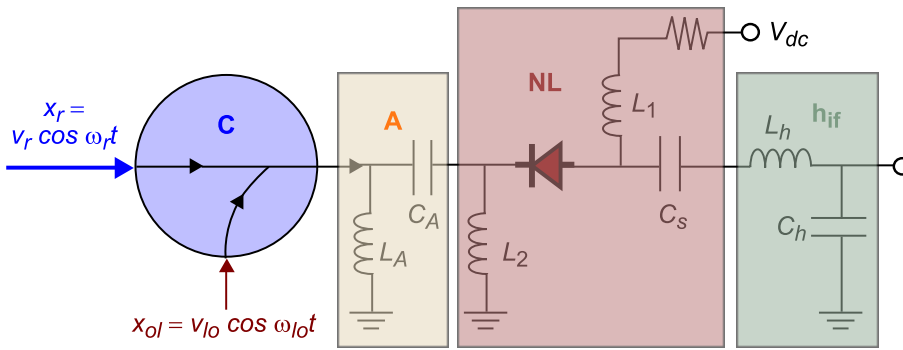
$$SFDR = P_r - N_r = -9,28 \text{ dBm} - (-103,86 \text{ dBm}) = 94,57 \text{ dB} \quad 5.77$$

4.4. Mesclador simple amb díode

El mesclador més simple que es pot implementar incorpora un simple díode com a dispositiu no lineal. Aquesta estructura de mesclador normalment forma part d'estructures més complexes, però pot ser suficient en alguns casos en què la freqüència de treball sigui molt alta i, per tant, es requereixi la màxima simplicitat de circuits, o quan el cost sigui un aspecte del tot prioritari.

En la figura 29 podem veure un esquema d'aquest mesclador simple.

Figura 29. Mesclador simple amb díode. Hi distingim un subcircuit combinador (C), xarxa d'adaptació (A), circuit no lineal (NL) i filtre (h_{if})



Considerem els senyals d'entrada al mesclador:

$$x_r = v_r \cos \omega_r t \text{ y } x_{o1} = v_{o1} \cos \omega_{o1} t \tag{5.78}$$

Es combinen inicialment per mitjà d'un subcircuit combinador (C) i s'adapten a la impedància del díode mitjançant una xarxa d'adaptació (A), de manera que a l'entrada del díode tindrem la suma dels dos senyals:

$$v = v_r \cos \omega_r t + v_{o1} \cos \omega_{o1} t \tag{5.79}$$

El díode es polaritza adequadament amb un corrent, I_0 , mitjançant una resistència i la tensió contínua V_{dc} , injectada a través de les bobines de xoc L_1 i L_2 o bé utilitzant les tècniques *microstrip*, perquè treballi en una zona no lineal, per a potenciar el terme quadràtic i generar la freqüència intermèdia desitjada, per exemple $\omega_r - \omega_{o1}$.

Segons l'aproximació de petit senyal del díode, tenim que el corrent que travessa el díode, I , compleix l'equació:

$$I(V) = I_0 + i = I_0 + v g_d + \frac{v^2}{2} g'd + \dots \tag{5.80}$$

Tindrà, doncs, un component continu, I_0 (la polarització) fàcilment eliminable mitjançant un condensador de desacoblament en sèrie C_s , els harmònics ω_r i ω_{o1} deguts al terme lineal, $v g_d$, que també es podran filtrar sense dificultat. I , a més, tindrem el terme quadràtic, que és el que ens interessa:

$$i = \frac{v^2}{2} g'd \tag{5.81}$$

Substituïm v per l'equació 5.79:

$$i = \frac{g'd}{4} \left[v_r^2 + v_{o1}^2 + v_r^2 \cos 2\omega_r t + v_{o1}^2 \cos 2\omega_{o1} t + 2v_r v_{o1} \cos (\omega_r - \omega_{o1}) t + 2v_r v_{o1} \cos (\omega_{o1} + \omega_r) t \right] \tag{5.82}$$

Vegeu també

Les tècniques de polarització *microstrip* es descriuen en l'apartat "Tècniques de polarització de transistors de microones" del mòdul "Amplificadors lineals de microones" del material didàctic.

Vegeu també

L'aproximació de petit senyal del díode s'analitza en l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" del material didàctic.

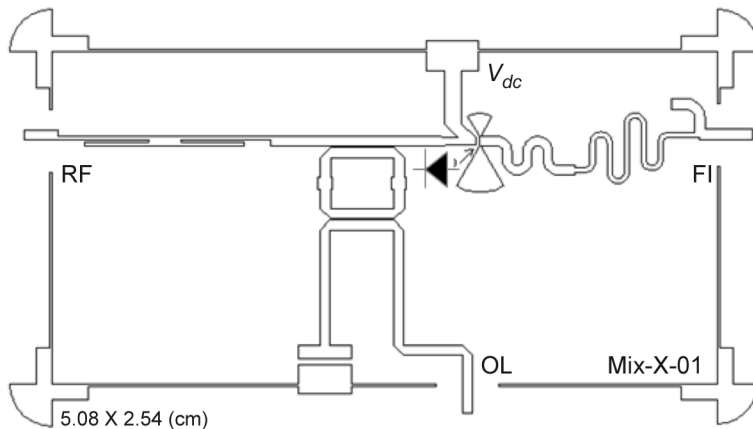
Amb un senzill filtre passabaix, de resposta h_{fi} , podem seleccionar el terme de freqüència intermèdia desitjat, $\omega_r - \omega_{lo}$ i rebutjar-ne tots els altres, gràcies a la seva llunyania: el de contínua, el $(\omega_{lo} + \omega_r)$ i els de freqüència doble $2\omega_r$ i $2\omega_{lo}$, tots ells situats a una octava o, en el cas de la contínua, fàcilment eliminable mitjançant el condensador de desacoblament C_s .

Per tant, ens quedem solament amb el terme:

$$\frac{g'd}{2} v_r v_{lo} \cos(\omega_r - \omega_{lo})t \quad 5.83$$

La figura 30 mostra un exemple d'implementació física de mesclador simple amb díode, on s'aprecia que el combinador s'ha realitzat mitjançant un acoblador híbrid amb tecnologia *microstrip* i l'alimentació del díode utilitza *stubs* de baixa impedància, també *microstrip*. La sortida a freqüència intermèdia també implementa un filtre amb aquesta tecnologia.

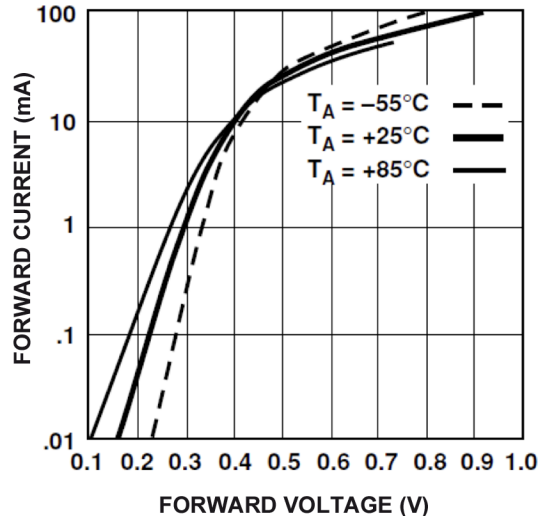
Figura 30. Exemple d'implementació *microstrip* de mesclador simple amb díode



Exemple 8

Tenim un mesclador simple com el de la figura 29, implementat amb el díode de microones HSMS-286B. Atesa la seva característica $I-V$ extreta del seu full de dades, i mostrada en la figura 31, seleccioneu un punt de treball per a aconseguir que el seu comportament sigui útil com a mesclador, tenint en compte que volem convertir un senyal de 3 GHz a 200 MHz i la tensió d'alimentació és $5 V_{dc}$. Deduïu el corrent de microones generat en el díode a la freqüència intermèdia de 200 MHz per a un senyal de RF a l'entrada de -60 dBm, suposant que hi ha adaptació d'impedàncies a 50Ω . Menyspreu els efectes paràsits del díode i la seva resistència interna, i considereu bobines de xoc, combinador i filtre ideals, sense influència sobre el senyal útil. La potència de senyal de l'oscil·lador local és de $+7$ dBm.

Figura 31. Característica I - V del díode comercial HSMS-286B



Font: Extret d'HSMS-286x Series Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes Technical Data (2001). Agilent Technologies, Inc. 5988-0970EN.

Solució

Atesa la característica I - V d'aquest díode, seleccionem un punt de polarització en el qual aquesta sigui poc lineal, a fi de generar harmònics i així obtenir la barreja que es vol. Un punt que sembla raonablement no lineal a qualsevol temperatura és $I_0 = 10$ mA, $V_0 = 0,4$ V, que està situat a la zona de colze de la resposta I - V . Per tant, calculem primer el circuit de polarització per a aquest punt de treball:

$$I_0 = \frac{V_{dc} - V_0}{R} \quad 5.84$$

$$R = \frac{V_{dc} - V_0}{I_0} = \frac{5 \text{ V} - 0,4 \text{ V}}{0,01 \text{ A}} = 460 \Omega \quad 5.85$$

Ja hem calculat la resistència de polarització. Ara, per a esbrinar el corrent de freqüència intermèdia generat, recorrem a l'equació 5.83:

$$i = \frac{g'_d}{2} v_r v_{l0} \cos(\omega_r - \omega_{l0})t = \frac{16 \text{ A}}{2} * 2,510^{-9} \text{ V} * 0,5 \text{ V} * \cos(2\pi 200 * 10^6)t = 10^{-8} \text{ A} * \cos(2\pi 200 * 10^6)t \quad 5.86$$

on:

$$v_r = 2,5 \text{ nV}, \quad 5.87$$

ja que:

$$P_r = -60 \text{ dBm} = 1 \mu\text{W} \quad 5.88$$

i:

$$P_r = v_r^2 / Z_{l0} \quad 5.89$$

on hem suposat $Z_{l0} = 50 \Omega$.

Tenim que $f_r = 3$ GHz i $f_{l0} = 2,8$ GHz, atès que volem $f_{if} = 200$ MHz.

D'altra banda:

$$v_{l0} = 0,5 \text{ V} \quad 5.90$$

ja que:

$$P_{lo} = +7 \text{ dBm} = 5 \text{ mW} \quad 5.91$$

i:

$$P_{lo} = v_{lo}^2 / Z_{lo} \quad 5.92$$

on hem suposat $Z_{lo} = 50 \Omega$.

Segons les equacions de l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" del material didàctic:

$$g_d = g(V_0) = \frac{q}{KT} I_0 = \left(\frac{1}{0,025V} \right) * 0,01A = 0,4A/V \quad 5.93$$

$$g'd = \left. \frac{\partial g_d}{\partial V} \right|_{V_0} = \frac{q}{KT} g_d = \left(\frac{1}{0,025V} \right) * \frac{0,4A}{V} = 16 \text{ A/V}^2 \quad 5.94$$

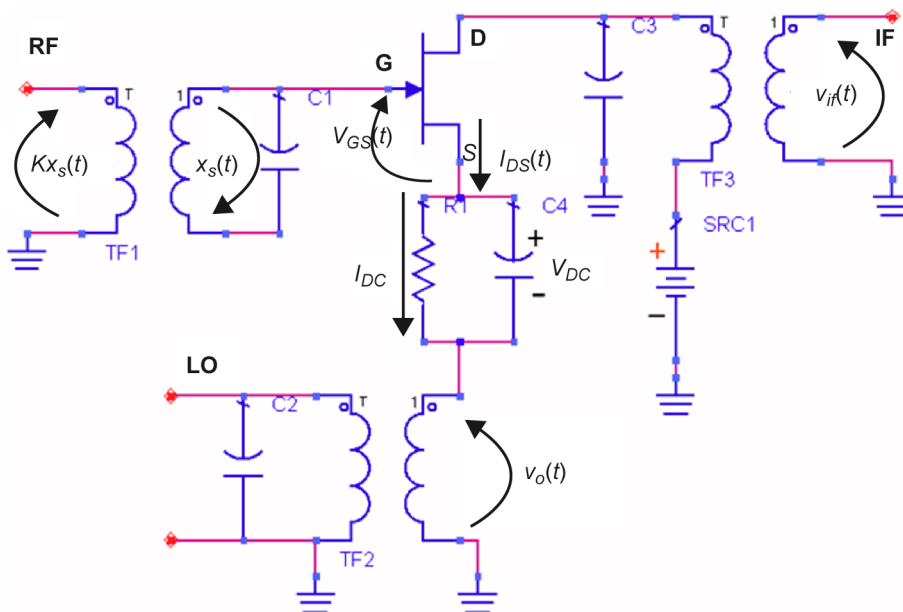
Per tant, quan a l'entrada apliquem un senyal de RF de -60 dBm a 3 GHz , es genera un corrent d'amplitud 10 nA en el díode a la freqüència que volem de 200 MHz .

4.5. Mesclador simple amb transistor MESFET

Hem vist anteriorment que el dispositiu no lineal d'un mesclador simple pot ser un díode, però també pot ser un transistor FET o MESFET si és degudament polaritzat. I més si tenim en compte que aquest tipus de transistor té una característica $I-V$ semiquadràtica molt ben definida, a diferència del transistor bipolar, en el qual aquesta és predominantment exponencial, tal com veurem en l'apartat següent.

La figura 32 mostra una possible configuració del transistor MESFET per a usar-lo com a mesclador simple.

Figura 32. Esquema de mesclador simple amb transistor MESFET



4.5.1. Anàlisi funcional del circuit

Abans d'entrar en l'anàlisi del circuit, primer farem una anàlisi funcional de les seves parts.

D'una banda, veiem que en aquesta estructura entrem el senyal que volem traslladar en freqüència, és a dir, el port RF , per la porta del transistor, G (*gate*). En aquest port, com en els altres dos, tenim un circuit adaptador per a acoblar el senyal al circuit, representat per un transformador i un condensador de sintonització; en el cas del port RF és el condensador $C_1 = C_{RF}$. A freqüències altes de microones ja no és possible utilitzar aquest tipus de component, transformador o BALUN, i es recorre a acobladors híbrids o direccionals, que exerceixen la mateixa funció.

En qualsevol cas, cal que aquest acoblador o transformador estigui dissenyat per sintonitzar-se a la freqüència del senyal que pretenem injectar. En l'esquema, aquesta sintonització es representa amb el condensador C_{RF} , de manera que la inductància del transformador en paral·lel amb aquesta capacitat presenti una impedància alta a la freqüència del senyal RF , i rebutji la resta de l'espectre. D'aquesta manera aconseguim injectar el senyal a la porta del transistor. Noteu que, en analitzar el circuit en contínua, la bobina del transformador força la porta del transistor a massa.

D'altra banda, el senyal d'oscil·lador local LO s'introdueix pel terminal de sortidor S . També es recorre a la mateixa estratègia del transformador o acoblador, però aquesta vegada sintonitzat a la freqüència LO mitjançant el condensador $C_2 = C_{LO}$. A diferència dels altres ports, en aquest s'ha afegit la xarxa de polarització del transistor, formada per la resistència R_1 i el condensador de desacoblament $C_4 = C_{DC}$. Si analitzem en contínua, aquest condensador es veu com un circuit obert i la resistència R regula el corrent de polarització desitjat, ja que queda connectada a massa per la bobina del transformador.

Per contra, si analitzem en petit senyal a freqüència de microones, el condensador C_{DC} , que es tria de valor alt, es veu com un curtcircuit, a causa de la seva baixa impedància a freqüències altes, i fa que la resistència R no afecti gens el senyal a freqüència LO , per la qual cosa solament intervé el circuit ressonant format per C_{OL} i la bobina que actuen com a filtre selectiu a aquesta freqüència.

Finalment, el senyal de freqüència intermèdia, IF , s'extreu pel mateix mètode del transformador, o acoblador, sintonitzat en aquesta ocasió mitjançant $C_3 = C_{IF}$. A través d'aquest port injectem la font de tensió $SRC1$, amb una tensió V_{DD} per a polaritzar el transistor en contínua. La bobina secundària del transformador actua al mateix temps de xoc de radiofreqüència, i fa que la font de tensió no carregui al circuit a la freqüència IF .

4.5.2. Transconductància de conversió

Una vegada analitzat funcionalment el circuit, ara procedirem al seu estudi analític. Si volem barrejar dos senyals com:

$$x_s(t) = v_s(t) \cos \omega_s t \text{ y } v_o(t) = v_{lo} \cos \omega_{lo} t \quad 5.95$$

on $x_s(t)$ és el senyal de RF que volem convertir de freqüència, i està modulats en amplitud amb un senyal d'informació $v_s(t)$, i $v_o(t)$ té amplitud constant v_{lo} que és molt més gran que l'amplitud de $x_s(t)$.

De la polarització del transistor s'encarrega la resistència R , que li confereix un punt de treball. La caiguda de tensió en la resistència és:

$$V_{DC} = I_{DC} R \quad 5.96$$

D'altra banda, segons vam veure en analitzar el transistor MESFET de canal N, el corrent I_{DS} té una relació semiquadràtica amb la tensió aplicada V_{GS} , segons vam veure en l'equació 5.36 i la figura 16.

Aplicant la llei de Kirchhoff al circuit de la figura 32, s'ha de complir que:

$$V_{GS}(t) = -V_{DC} - x_s(t) - v_o(t) = -[V_{DC} + x_s(t) + v_o(t)] \quad 5.97$$

Substituïm $V_{GS}(t)$ en 5.36 i desenvolupem l'expressió quadràtica per a obtenir diversos termes, un de contínua, un altre a freqüència ω_s , un altre a ω_{lo} , a $2\omega_s$, a $2\omega_{lo}$, a $\omega_{lo} - \omega_s$ i a $\omega_{lo} + \omega_s$.

Si ho comparem amb un transistor bipolar, el transistor MESFET genera molts menys senyals espuris i aquests es poden filtrar fàcilment, ja que entre ells se situen una octava de distància, i això és degut a la seva característica quadràtica. Aquest és un dels principals motius pels quals en microones gairebé sempre s'utilitzen els MESFET, si bé el guany de conversió acostuma a ser més petit que el d'un bipolar.

Si analitzem les amplituds dels termes d'interès del desenvolupament tenim que:

- Terme en ω_{lo} :

$$I_{DSS} \frac{2v_{lo}}{V_{off}} \left(\frac{V_{DC}}{V_{off}} - 1 \right) \quad 5.98$$

- Terme en ω_s :

$$I_{DSS} \frac{2v_s(t)}{V_{off}} \left(\frac{V_{DC}}{V_{off}} - 1 \right) \quad 5.99$$

Vegeu també

El transistor MESFET es va exposar en el subapartat "Característica I-V del transistor MESFET" d'aquest mòdul.

- Terme en $\omega_{if} = \omega_{lo} - \omega_s$:

$$I_{DSS} \frac{v_{lo} v_s(t)}{|V_{off}|^2} \quad 5.100$$

Es defineix **transconductància de conversió** com la relació entre el corrent existent a la sortida a freqüència intermèdia i la tensió de senyal a l'entrada a freqüència *RF*:

$$G_C = \frac{I_d(t)|_{\omega_{if}}}{v_s(t)} = I_{DSS} \frac{v_{lo}}{|V_{off}|^2} \quad 5.101$$

Treballem millor amb la transconductància que no pas amb el guany, ja que podem independitzar els resultats de la topologia i del nivell d'adaptació dels circuits ressonants en cada port.

Veiem que el guany del mesclador no solament depèn de les característiques del transistor ($V_{GS_{off}}$ i I_{DSS}), sinó també de la tensió d'oscil·lador local v_{lo} .

Vegem llavors quin és el valor òptim de v_{lo} . Per a això, tenim en compte que $V_{GS}(t)$ està limitada al marge:

$$V_{GS_{off}} \leq V_{GS}(t) \leq 0 \quad 5.102$$

que és on es compleix l'equació 5.36 i fora d'aquest interval el transistor està en tall o saturació.

Substituïm 5.97 en 5.102:

$$V_{GS_{off}} \leq -[V_{DC} + x_s(t) + v_o(t)] \leq 0 \quad 5.103$$

$$V_{GS_{off}} \leq -[V_{DC} + v_s(t) \cos \omega_s t + v_{lo} \cos \omega_{lo} t] \leq 0 \quad 5.104$$

Vegem, doncs, les condicions perquè es compleixin ambdues desigualtats, considerant les pitjors condicions, és a dir, quan $x_s(t)$ i $v_o(t)$ siguin màximes o mínimes:

- cota inferior:

$$V_{GS_{off}} \leq -[V_{DC} + v_s(t)|_{\text{màx}} + v_{lo}] \quad 5.105$$

- cota superior:

$$-[V_{DC} - v_s(t)|_{\text{màx}} - v_{lo}] \leq 0 \quad 5.106$$

Tenim dos inecuacions, 5.105 i 5.106, amb tres incògnites, per la qual cosa el sistema és irresoluble. No obstant això podem imposar una tercera condició, i és la que al principi ja hem suggerit sobre $v_o(t)$, que tingui amplitud constant v_{lo} i sigui molt major a l'amplitud de $x_s(t)$. En aquestes condicions podrem fer una aproximació raonable negligint $x_s(t)$ atès que $x_s(t) \ll v_{lo}$ de manera que, fent aquesta aproximació, ens quedarà el sistema de la manera següent:

- cota inferior:

$$V_{GS_{off}} \leq -[V_{DC} + v_{lo}] \quad 5.107$$

- cota superior:

$$-[V_{DC} - v_{lo}] \leq 0 \quad 5.108$$

En aquestes condicions sí que podem resoldre el sistema:

$$v_{lo}|_{\text{òptima}} = \frac{|V_{GS_{off}}|}{2} \quad 5.109$$

$$V_{DC}|_{\text{òptima}} = \frac{|V_{GS_{off}}|}{2} \quad 5.110$$

És a dir, hem de polaritzar el transistor de manera que V_{DC} estigui just a la meitat del valor de $V_{GS_{off}}$ i l'oscil·lador local s'ha d'excitar amb un senyal d'amplitud d'aquest mateix valor. En aquestes condicions de polarització, la transconductància de conversió òptima pren el valor següent:

$$G_C|_{\text{òptima}} = \frac{I_{DSS}}{2|V_{off}|} \quad 5.111$$

I ara sí, **només depèn dels paràmetres del transistor.**

Comparem G_C amb les transconductàncies de petit i gran senyal:

- **Gran senyal:** estarem en aquesta situació per ω_{lo} :

$$G_{\omega_o} = \frac{I_d(t)|_{\omega_{lo}}}{v_o(t)} = \frac{2I_{DSS}}{|V_{off}|} \left(\frac{V_{DC}}{V_{off}} - 1 \right) \dots > G_{\omega_o}|_{\text{òptima}} = \frac{I_{DSS}}{|V_{off}|} \quad 5.112$$

Per tant, en un transistor MESFET, el guany en gran senyal és el doble del guany de conversió:

$$G_{\omega_o}|_{\text{òptima}} = 2G_C|_{\text{òptima}} \quad 5.113$$

- **Petit senyal:** estarem en aquesta situació per a ω_s :

$$G_{\omega_s} = \frac{I_d(t)|_{\omega_s}}{v_s(t)} = \frac{2I_{DSS}}{|V_{off}|} \left(\frac{V_{DC}}{|V_{off}|} - 1 \right) \dots > G_{\omega_s}|_{\text{òptima}} = \frac{I_{DSS}}{|V_{off}|} \quad 5.114$$

Conclusió important: un mesclador simple amb transistor MESFET té el mateix valor de guany de petit senyal que en gran senyal quan es polaritza en el punt de treball òptim i el seu valor duplica el del guany de conversió.

Exemple 9

Es vol construir un mesclador amb transistor FET simple, segons el circuit de la figura 32, amb el transistor comercial NE3517S03, que segons el seu full de dades té una $I_{DSS} = 40$ mA per a una $V_{DS} = 2$ V, i una $V_{off} = -0,7$ V. Calculeu el circuit de polarització per a treballar en el punt òptim que maximitzi l'excursió d'un senyal a l'entrada de 20 GHz que es vol traslladar en freqüència a 500 MHz. Calculeu el nivell de senyal d'oscil·lador local òptim i el guany de conversió òptim del mesclador. Suposeu que tots els transformadors són ideals i amb relació 1:1.

Solució

En primer lloc, calculem el circuit de polarització.

Segons l'equació 5.110, la caiguda de tensió òptima en la resistència (R) de polarització ha de ser:

$$V_{DC}|_{\text{òptima}} = \frac{|V_{GS_{off}}|}{2} = \frac{0,7 \text{ V}}{2} = 0,35 \text{ V} \quad 5.115$$

Atès que $V_{DS} = 2$ V, cal alimentar al circuit amb una tensió d'alimentació:

$$V_{DD} = 2 \text{ V} + 0,35 \text{ V} = 2,35 \text{ V} \quad 5.116$$

D'altra banda, segons l'equació 5.109 s'ha de complir:

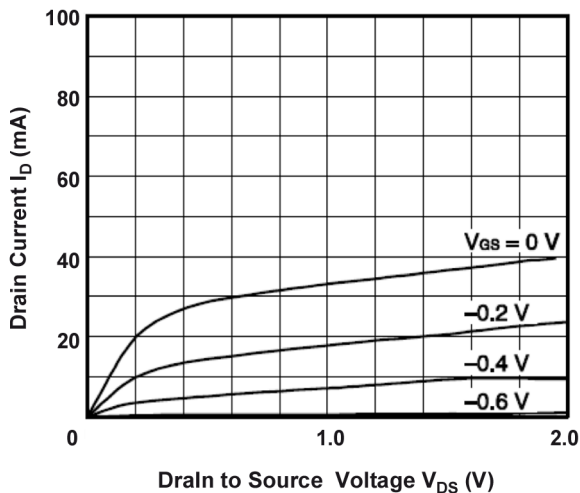
$$v_{lo}|_{\text{òptima}} = \frac{|V_{GS_{off}}|}{2} = \frac{0,7 \text{ V}}{2} = 0,35 \text{ V} \quad 5.117$$

Per tant, haurem de fer que el punt de treball de V_{GS} sigui:

$$V_{GS} = -\frac{|V_{GS_{off}}|}{2} = -0,35 \text{ V} \quad 5.118$$

De la figura 33, extreta del full de dades del transistor, es desprèn que per a $V_{DS} = 2$ V i $V_{GS} = -0,35$ V, el corrent I_D és aproximadament 18 mA.

Figura 33. Característica I_D en funció de V_{DS} del transistor NE3517S03



Font: Extret de NEC (2009). NE3517S03 *Hetero Junction Field Effect Transistor*. Document Number PG10787EJ01V0DS. California Eastern Laboratories.

Per tant, la resistència R de polarització ha de ser:

$$R = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} = \frac{0,35 \text{ V}}{0,018 \text{ A}} = 19,4 \ \Omega \quad 5.119$$

Per tant, ja tenim dissenyat el circuit de polarització.

Ara, el guany de conversió òptim el calculem aplicant l'equació 5.111:

$$G_{C_{\text{òptima}}} = \frac{I_{DSS}}{2|V_{\text{off}}|} = \frac{0,04 \text{ A}}{2|-0,7 \text{ V}|} = 0,114 = -9,42 \text{ dB} \quad 5.120$$

Finalment, calculada la tensió òptima d'oscil·lador local (0,35 V), el nivell de potència òptim d'oscil·lador local, suposant que hi ha adaptació d'impedàncies a $50 \ \Omega$, és:

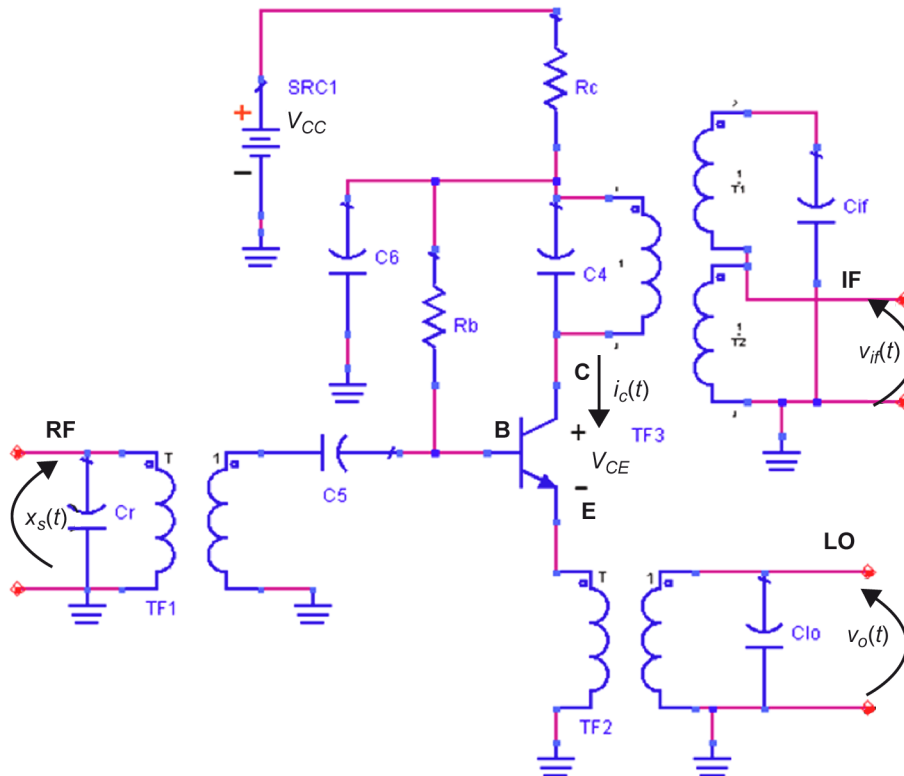
$$P_{I_{D_{\text{òptima}}}} = \frac{(v_{I_{D_{\text{òptima}}}})^2}{50 \ \Omega} = \frac{(0,35 \text{ V})^2}{50 \ \Omega} = 2,45 \text{ mW} = 3,89 \text{ dBm} \quad 5.121$$

4.6. Mesclador simple amb transistor bipolar BJT

Fins aquí hem vist mescladors simples amb díode o amb transistor MESFET. Però també ens podem plantejar la implementació d'un circuit mesclador utilitzant un transistor bipolar, si bé, com ja hem comentat, aquests transistors són més limitats en freqüència i són més sorollosos que els MESFET, però a baixes freqüències poden ser competitius atès el seu guany més gran i el baix cost. No obstant això, sempre tindran el desavantatge de generar més espuris a causa de la seva característica I - V de tipus exponencial.

En la figura 34 es presenta un possible circuit mesclador simple implementat amb un **transistor bipolar BJT**, i a continuació analitzem aquest circuit per esbrinar-ne els paràmetres més importants.

Figura 34. Mesclador simple amb transistor bipolar



4.6.1. Anàlisi funcional del circuit

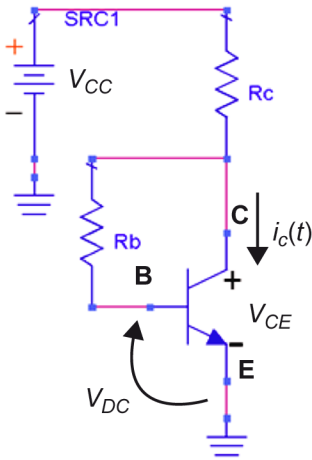
Igual que fèiem amb el transistor MESFET, aquí també utilitzarem transformadors sintonitzats (o bé acobladors híbrids a freqüències altes) per a injectar o extreure els senyals de RF .

Ara, el senyal que s'ha de traslladar en freqüència RF s'entra per la zona de la base del transistor, B . El condensador C_r sintonitza a aquesta freqüència de RF , mentre que C_5 bloqueja en contínua el corrent de polarització de la base i_b , i l'obliga a fluir pel transistor. Al mateix temps, és vist com un curtcircuit a la freqüència RF , ja que es tria amb una capacitat suficientment alta. El circuit sintonitzat a LO és vist com un curtcircuit a f_{RF} , per la qual cosa l'emissor es veu a massa a aquesta freqüència. El senyal d'oscil·lador local LO entra per la zona de l'emissor, E , utilitzant la mateixa tècnica de sempre; en aquest cas, C_{l0} sintonitza a freqüència f_{l0} , i, a nivell de contínua, l'emissor E està a massa.

Analitzant a freqüència f_{l0} , la base es veu a massa, ja que C_5 i el ressonador a RF són un curtcircuit. Finalment, el senyal de freqüència intermèdia, IF , s'extreu per la zona de col·lector, C , mitjançant un altre transformador que C_{if} sintonitza a f_{if} . És en aquesta branca del circuit on s'injecta el corrent continu de polarització del transistor, $i_C(t)$, i és la resistència R_C qui la controla, juntament amb R_b . El condensador C_6 s'encarrega de fer que el senyal a f_{if} vegi aquest punt com a massa.

La figura 35 mostra el circuit que es veuria en contínua.

Figura 35. Circuit equivalent de polarització en contínua del mesclador simple amb transistor bipolar



4.6.2. Transconductància de conversió

Una vegada analitzat funcionalment el circuit, l'analitzarem. Volem barrejar dos senyals com 5.95, tal com ho vam fer amb el mesclador simple amb MES-FET. Tanmateix, ara tenim que en un transistor bipolar la relació I - V és de tipus exponencial, segons vam veure en les equacions 5.48 i 5.49.

D'altra banda, tenint en compte l'anàlisi funcional de l'apartat anterior podem dir que la tensió base-emissor V_{BE} es pot escriure com:

$$V_{BE}(t) = V_{DC} + x_s(t) + v_o(t) \quad 5.122$$

Després substituïm en l'equació 5.48 i ens queda que:

$$i_C(t) = I_{dc} e^{\left[\frac{x_s(t)}{V_T}\right]} e^{\left[\frac{v_o(t)}{V_T}\right]} \quad 5.123$$

on:

$$I_{dc} = I_{CSS} e^{\left[\frac{V_{DC}}{V_T}\right]} \quad 5.124$$

és el corrent de polarització del transistor BJT i V_{DC} la tensió base-emissor en contínua.

Per tant, podem escriure novament l'equació 5.48, d'aquesta altra manera:

$$i_C(t) = I_{dc} e^{\left[v_{sT}(t) \cos \omega_s t\right]} e^{\left[y \cos \omega_o t\right]} \quad 5.125$$

on:

$$v_{sT}(t) = \frac{v_s(t)}{V_T} \text{ e } Y = \frac{v_{lo}}{V_T} = \text{cte.} \quad 5.126$$

- El terme $e^{jY \cos \omega_{lo} t}$ és una funció periòdica de període $1/f_{lo}$, per la qual cosa es pot desenvolupar com a sèrie de Fourier, de manera genèrica:

$$e^{jA \cos \omega_a t} = I_0(A) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(A) \cos [n\omega_a t] \quad 5.127$$

- no obstant això, el terme $e^{jv_{sT}(t) \cos \omega_s t}$, no és un senyal periòdic, ja que depèn d'un senyal d'informació, $v_s(t)$. Però podem fer l'**aproximació de quasiestàtica**, ja que aquest senyal és de variació molt lenta comparat amb $\cos \omega_s t$, per la qual cosa podem aproximar el seu desenvolupament en sèrie de Fourier. Per tant, podem escriure el corrent de col·lector, $i_C(t)$, com:

$$i_C(t) = I_{DC} \left[1 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{I_m(v_{sT}(t))}{I_0(v_{sT}(t))} \cos [m\omega_s t] \right] \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n(Y)}{I_0(Y)} \cos [n\omega_{lo} t] \right] \quad 5.128$$

on:

$$I_{DC} = I_{dc} I_0(v_{sT}(t)) I_0(Y) \quad 5.129$$

és el corrent en "contínua", suposant $v_{sT}(t)$ de variació lenta, per la qual cosa $I_0(v_{sT}(t))$ és també de variació lenta i, per tant, podem considerar $I_{DC} \approx$ contínua.

Noteu que:

$$I_{dc}(\text{corrent de polarització}) \neq I_{DC}(\text{corrent en contínua}) \quad 5.130$$

només coincideixen $I_{dc} = I_{DC}$ quan:

$$v_{sT}(t) = 0 \text{ e } Y = 0 \quad 5.131$$

Per tant, de l'equació 5.128 concloem que $i_C(t)$ té infinits components harmònics i productes d'intermodulació $mf_s \pm nf_{lo}$, d'entre els quals triarem **solament un** com a senyal *IF* mitjançant un filtre, o dos si és el cas del sistema *DSB*.

Normalment triem $m = 1$ i $n = 1$, ja que a mesura que augmentem l'ordre de la funció de Bessel modificada la seva amplitud és més petita i, per tant, obtindrem menys guany de conversió. Per aquest motiu cal seleccionar bé $f_{lo} - f_s$ en un *downconverter* o bé $f_{lo} + f_s$ en el cas d'un *upconverter*.

No analitzarem, doncs, tots els termes, ja que són infinits i seria absurd. Ens centrarem solament en els quatre que ens afecten i suposem que la resta han estat rebutjats per filtratge:

1) Terme de contínua DC:

$$I_{DC} = I_{dc} I_0(v_{sT}(t)) I_0(Y) \quad 5.132$$

2) Terme de RF(ω_s):

$$2I_{DC} \frac{I_1(v_{sT}(t))}{I_0(v_{sT}(t))} \quad 5.133$$

3) Terme de LO(ω_{l0}):

$$2I_{DC} \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \quad 5.134$$

4) Terme d'IF(ω_{if}):

$$2I_{DC} \frac{I_1(v_{sT}(t)) I_1(Y)}{I_0(v_{sT}(t)) I_0(Y)} \quad 5.135$$

Ara analitzarem la **transconductància de conversió**:

$$G_C = \frac{i_c(t)|_{\omega_{if}}}{v_s(t)} \quad 5.136$$

Atès que $i_c(t)$ a freqüència intermèdia no és directament proporcional a $v_{sT}(t)$, sinó a $I_1(v_{sT}(t))$, aproximarem $I_1(v_{sT}(t))$ per un desenvolupament en sèrie de Taylor al voltant de $v_{sT}(t)$:

$$\frac{I_1(v_{sT}(t))}{I_0(v_{sT}(t))} \approx \frac{v_{sT}(t)}{2} - \frac{v_{sT}^3(t)}{16} + \dots \quad 5.137$$

El terme *cúbic* és el que ens provoca intermodulació de tercer ordre, i pel qual hem d'assignar un punt d'intercepció al mesclador. Aquest és el preu d'utilitzar un únic transistor bipolar.

Amb tot això, ens hem de plantejar diverses condicions de disseny:

1) **Nivell de distorsió**: si volem garantir que el mesclador que s'ha de dissenyar tingui un nivell màxim de distorsió, això ens marcarà una **primera condició de disseny**.

Exemple 10

Volem que el nostre mesclador simple amb BJT tingui un nivell de distorsió inferior al 2%. Obteniu una primera condició de disseny del mesclador per a garantir que es compleixi aquest requisit. Calculeu la transconductància de conversió G_C .

Solució

De l'equació 5.137 es dedueix que hem de complir el següent:

$$0,02 \frac{v_{sT}(t)}{2} \geq \frac{v_{sT}^3(t)}{16} \Rightarrow v_{sT}(t) \leq 4 \Rightarrow |v_s(t)| \leq 10\text{mV} \quad 5.138$$

Per tant, ja tenim un primer condicionant per al mesclador: no podem utilitzar senyals de nivell superior a 10 mV si volem garantir un nivell de distorsió inferior al 2%.

Ara, amb aquesta primera condició de disseny podem dir que:

$$\frac{I_1(v_{sT}(t))}{I_0(v_{sT}(t))} \approx \frac{v_{sT}(t)}{2} \quad 5.139$$

Per tant, podem plantejar el càlcul de la transconductància de conversió, G_C :

$$G_C = \frac{i_c(t)_{\text{out}}}{v_s(t)} \approx I_{DC} \frac{v_{sT}(t)}{v_s(t)} \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} = \frac{I_{DC}}{V_T} \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} = g_m \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \quad 5.140$$

2) S'aprecia que G_C depèn ara de l'amplitud Y del senyal d'oscil·lador local LO . Per tant, això ens fixa una **segona condició de disseny**, ja que cal buscar l'amplitud d'oscil·lador local que ens maximitzi la G_C .

Segons el comportament de les funcions de Bessel:

$$\lim_{Y \rightarrow \infty} \left(\frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \right) \approx 1 \quad 5.141$$

D'aquí deduïm que interessa que Y sigui tan gran com sigui possible per a apropar-nos a $G_C \simeq g_m$.

Però aquí xoquem amb la limitació de qualsevol dispositiu actiu. No podem aplicar un senyal tan gran com vulguem, ja que arriba un moment en què el dispositiu entrarà en la seva zona de saturació, la qual no es pot ser sobrepassar. A més, si bé el senyal de LO està convenientment filtrat a la sortida IF , si fem el senyal de LO massa gran arribarà un moment en que l'aïllament entre ports LO - IF no podrà evitar que el senyal LO a la sortida IF sigui d'un nivell comparable o fins i tot superior a la d' IF . Per tant, la segona condició de disseny ha de complir, d'una banda, maximitzar Y , i de l'altra, no arribar a un nivell massa alt que ens comenci a provocar aquests problemes.

Un compromís empíric generalment acceptat en transistors bipolars BJT és escollir $Y \simeq 6$. Per a aquest valor d' Y tenim que:

$$\frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \approx 0,91 \quad 5.142$$

és a dir, $G_C \approx g_m$, que és gairebé el màxim que es podia aconseguir, ja que sabem que el guany màxim que es pot obtenir d'un transistor és el de petit senyal. Tot plegat és un molt bon compromís i no té sentit augmentar més Y a canvi d'augmentar molt poc G_C i, per contra, començar a tenir, entre d'altres, molts problemes d'acoblament *LO-IF*.

Exemple 11

Per al mesclador simple amb transistor BJT analitzat, calculeu el nivell òptim del senyal d'oscil·lador local que compleix la segona condició de disseny plantejada sobre la maximització de G_C . Compareu el resultat amb l'obtingut en l'exemple 10.

Solució

Ja hem vist que una condició empírica per a maximitzar la G_C és fer que $Y = 6$. Per a aquest valor d' Y , segons l'equació 5.126 tenim que:

$$v_{lo} = Y * V_T \approx 6 * 0,025 \text{ V} = 150 \text{ mV} \quad 5.143$$

Si comparem aquest resultat amb l'obtingut en l'exemple 10, s'aprecia que la primera condició de disseny és de petit senyal $|v_s(t)| \leq 10 \text{ mV}$, mentre que la segona condició, obtinguda en aquest exemple 11, és de gran senyal: $v_{lo} \approx 150 \text{ mV}$.

Finalment, veurem quin valor s'obtingria de les transconductàncies a freqüència *RF* i a freqüència *LO* per a comparar-los amb el que hem obtingut d'*IF*:

- Transconductància a freqüència *RF* (ω_s):

$$G_{\omega_s} = \frac{I_C(t)_{\omega_s}}{v_s(t)} \approx I_{DC} \frac{v_{sT}(t)}{v_s(t)} = \frac{I_{DC}}{V_T} = g_m \quad 5.144$$

on hem aproximat:

$$2I_{DC} \frac{I_1(v_{sT}(t))}{I_0(v_{sT}(t))} \approx 2I_{DC} \frac{v_{sT}(t)}{2} \quad 5.145$$

Ja que:

$$v_s(t) \leq 10 \text{ mV} \quad 5.146$$

- Transconductància a freqüència *LO* (ω_{lo}):

$$G_{\omega_{lo}} = \frac{I_C(t)_{\omega_{lo}}}{v_{lo}} \approx \frac{2I_{DC}}{v_{lo}} \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} = \frac{2I_{DC}}{v_{lo}} \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \frac{V_T}{V_T} = g_m \frac{I_1(Y)}{I_0(Y)} \frac{2}{Y} \quad 5.147$$

Per a:

$$Y = 6 \rightarrow G_{\omega_{lo}} \approx g_m \frac{2}{Y} \quad 5.148$$

Veiem que, en gran senyal, la transconductància és més baixa.

Resumint:

$$G_{\omega_{LO}} < G_{\omega_s} = G_C \quad 5.149$$

4.7. Mesclador equilibrat

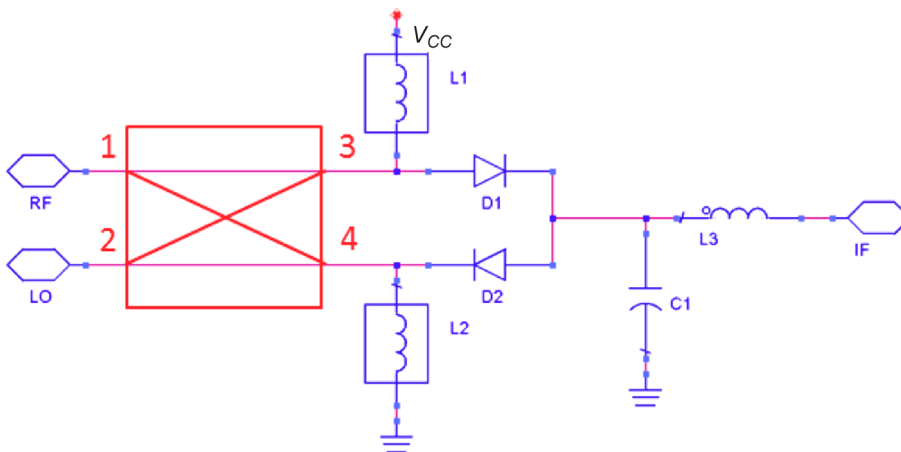
Fins aquí hem analitzat diferents tipus de mesclador atenent al tipus de dispositiu no lineal utilitzat, sigui un díode, un transistor MESFET o bé un transistor BJT, tots ells amb un únic dispositiu, per la qual cosa se'ls coneix com a **mescladors simples**.

A partir d'ara veurem diverses estructures compostes de dos o més d'aquests mescladors simples, l'objectiu de les quals és millorar algun dels paràmetres del mesclador, sigui l'aïllament entre alguns dels seus ports, l'adaptació d'impedàncies, la immunitat a variacions en el nivell de senyal, etc.

En el present apartat analitzarem una estructura de mesclador que es denomina **equilibrada**, perquè aconsegueix minimitzar els efectes indesitjats derivats de tenir una amplitud variable en el port d'oscil·lador local *LO*; és l'anomenada **cancel·lació de modulació AM** en el port *LO*. Aquesta estructura consisteix a combinar dos o més mescladors simples mitjançant un acoblador híbrid que, depenent de si s'escull de 90° o de 180° , s'ha d'optimitzar, bé l'**adaptació** o bé l'aïllament **RF-LO**, respectivament.

La figura 36 il·lustra l'estructura bàsica d'un mesclador equilibrat.

Figura 36. Estructura de mesclador equilibrat amb díodes



El mesclador equilibrat més comú combina dos mescladors simples, qualssevol dels que hem analitzat, sigui un díode, un transistor MESFET o un transistor BJT.

Per a centrar-nos en la seva anàlisi, escollirem el que utilitza dos mescladors simples amb díode, com el de la figura 36.

Suposem que els dos senyals que s'han de barrejar són els següents:

$$x_r(t) = v_r \cos \omega_r t \quad \text{y} \quad x_{l0}(t) = [v_{l0} + v_n(t)] \cos \omega_{l0} t \quad 5.150$$

on:

$$v_r \ll v_{l0} \quad \text{y} \quad v_n(t) \ll v_{l0} \quad 5.151$$

on $v_n(t)$ és un senyal de soroll aleatori.

La caiguda de tensió en els díodes D_1 i D_2 és, per a un acoblador híbrid de 90° :

$$\begin{aligned} v_1(t) &= v_r \cos(\omega_r t - 90) + [v_{l0} + v_n(t)] \cos(\omega_{l0} - 180)t = \\ &= v_r \sin \omega_r t - [v_{l0} + v_n(t)] \cos \omega_{l0} t \end{aligned} \quad 5.152$$

$$\begin{aligned} v_2(t) &= v_r \cos(\omega_r t - 180) + [v_{l0} + v_n(t)] \cos(\omega_{l0} - 90)t = \\ &= -v_r \cos \omega_r t + [v_{l0} + v_n(t)] \sin \omega_{l0} t \end{aligned} \quad 5.153$$

Sabem que en la característica I - V d'un díode hi haurà un terme quadràtic. Fixem-nos solament en aquest terme, que és d'on sorgeix la intermodulació que busquem per a IF , i negligim la resta de termes que suposem que podem rebutjar per filtratge. Llavors podem escriure el corrent que circula per cada díode com:

Vegeu també

Podeu consultar l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" del material didàctic.

$$i_1 = kv_1^2 = k[v_r^2 \sin^2 \omega_r t + (v_{l0} + v_n(t))^2 \cos^2 \omega_{l0} t - 2v_r(v_{l0} + v_n(t)) \sin \omega_r t \cos \omega_{l0} t] \quad 5.154$$

$$i_2 = -kv_2^2 = -k[v_r^2 \cos^2 \omega_r t + (v_{l0} + v_n(t))^2 \sin^2 \omega_{l0} t - 2v_r(v_{l0} + v_n(t)) \cos \omega_r t \sin \omega_{l0} t] \quad 5.155$$

Noteu que i_2 és negativa perquè el díode 2 està inversament polaritzat respecte al díode 1 de manera intencionada. Amb un filtre passabaix, ens quedarem amb el component continu i amb el component IF , que escollim que sigui $\omega_{if} = \omega_r - \omega_{l0}$:

$$i_1 = k \left[\frac{1}{2} v_r^2 + \frac{1}{2} (v_{l0} + v_n(t))^2 - v_r (v_{l0} + v_n(t)) \sin \omega_{if} t \right] \quad 5.156$$

$$i_2 = -k \left[\frac{1}{2} v_r^2 + \frac{1}{2} (v_{l0} + v_n(t))^2 + v_r (v_{l0} + v_n(t)) \sin \omega_{if} t \right] \quad 5.157$$

En combinar tots dos corrents a la sortida obtenim:

$$i_{if} = i_1 + i_2 = -2kv_r(v_{l0} + v_n(t)) \sin \omega_{if} t \simeq -2kv_r v_{l0} \sin \omega_{if} t \quad 5.158$$

atès que hem suposat $v_n(t) \ll v_{l0}$.

Aquest resultat mostra que els termes de primer ordre de la tensió de soroll són cancel·lats per la mateixa naturalesa de l'estructura del mesclador, mentre que els senyals *IF* desitjats es combinen i se sumen en fase. Els mescladors equilibrats convencionals solen oferir entre 15 i 30 dB de rebuig al soroll *AM* existent en el port de *LO*.

4.7.1. Adaptació i aïllament entre ports

Com ja hem avançat, el mesclador equilibrat també permet millorar una d'aquestes dues característiques, depenent de l'híbrid escollit per a combinar els senyals d'entrada. Que ens interressi millorar una característica o una altra depèn de l'aplicació per a la qual es dissenya el mesclador.

1) Fem una anàlisi fasorial per veure què ocorre en els ports d'entrada, *RF* i *LO*, per al cas d'un híbrid a 90°:

$$V_{\Gamma 1} = \Gamma V_1 = \frac{\Gamma v_r}{\sqrt{2}} \text{ fasor } RF \text{ reflejado en diodo 1} \quad 5.159$$

$$V_{\Gamma 2} = \Gamma V_2 = -j \frac{\Gamma v_r}{\sqrt{2}} \text{ fasor } RF \text{ reflejado en diodo 2} \quad 5.160$$

Estem suposant tots dos díodes amb el mateix coeficient de reflexió, Γ . De l'asimetria en aquest paràmetre depen en gran mesura la capacitat d'aïllament o adaptació del mesclador.

Aquests dos fasors reflectits arriben a cadascun dels ports d'entrada, *RF* i *LO*, i es combinen amb les amplituds següents:

$$V_{\Gamma}^{RF} = \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} - j \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} \Gamma v_r - \frac{1}{2} \Gamma v_r = 0 \quad 5.161$$

$$V_{\Gamma}^{LO} = \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} - j \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} = -\frac{1}{2} j \Gamma v_r - \frac{1}{2} j \Gamma v_r = -j \Gamma v_r \quad 5.162$$

Per tant, el port *RF* està perfectament adaptat però al mateix temps, el senyal *RF* reflectit apareix de ple en el port *LO*. És a dir, que els ports *RF* i *LO* d'un mesclador que utilitzi un híbrid de 90° tenen una adaptació excel·lent, però l'aïllament entre ambdós ports és molt pobre.

2) Vegem què ocorre si l'híbrid és de 180° i apliquem *RF* al port suma i *LO* al port diferència. Els fasors *RF* reflectits en cada díode són ara:

$$V_{\Gamma 1} = V_{\Gamma 2} = \frac{\Gamma v_r}{\sqrt{2}} \quad 5.163$$

Per tant, els senyals reflectits que apareixen en cada port són:

$$V_{\Gamma}^{RF} = \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} + \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} = \Gamma v_r \quad 5.164$$

$$V_{\Gamma}^{LO} = \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} - \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} = 0 \quad 5.165$$

D'altra banda, els fasors *LO* reflectits són:

$$V_{\Gamma 1} = -V_{\Gamma 2} = \frac{\Gamma v_r}{\sqrt{2}} \quad 5.166$$

I d'aquí:

$$V_{\Gamma}^{RF} = \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} + \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} = 0 \quad 5.167$$

$$V_{\Gamma}^{LO} = \frac{V\Gamma_1}{\sqrt{2}} - \frac{V\Gamma_2}{\sqrt{2}} = \Gamma v_r \quad 5.168$$

En ambdós casos, doncs, apareix la mateixa desadaptació, mentre que l'aïllament entre ports és perfecte.

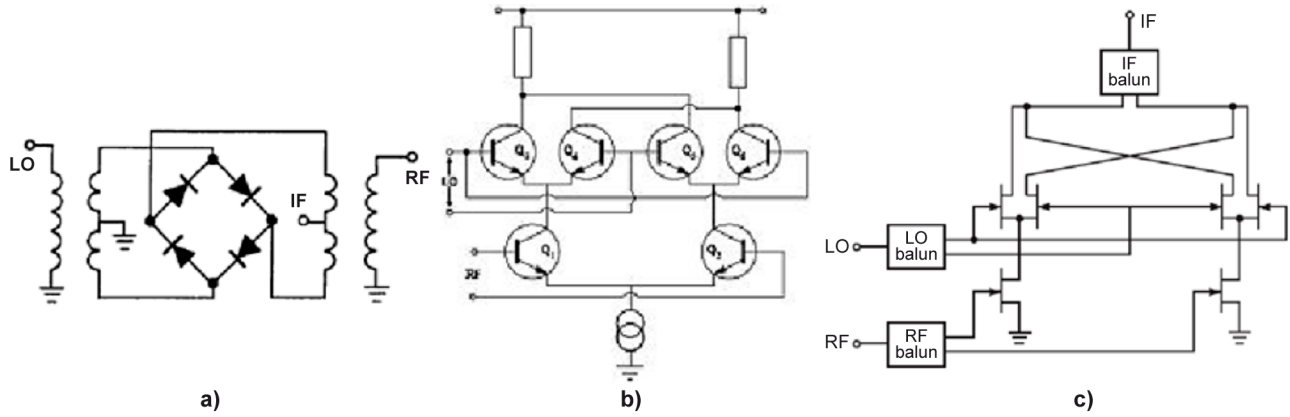
4.8. Mesclador doblement equilibrat

Hem vist que el mesclador simple genera infinits harmònics a la sortida *IF*. L'estructura equilibrada amb acoblador híbrid de 180° permet millorar parcialment aquest aspecte, gràcies a la seva capacitat de cancel·lació dels harmònics senars generats pel port *LO*. Ara, amb l'estructura doblement equilibrada, aconseguirem eliminar els harmònics senars d'ambdós ports *LO* i *RF*. A més, gràcies a l'ús de dos acobladors híbrids de 180°, l'estructura doblement equilibrada proporciona un excel·lent aïllament entre els ports *LO* i *RF*.

No obstant això, l'adaptació d'impedàncies d'aquests ports no serà gaire bona, com ja hem analitzat per al mesclador equilibrat, ni tampoc el guany de conversió.

La figura 37 mostra diverses implementacions possibles d'un mesclador doblement equilibrat, sigui amb díodes, transistors bipolars o transistors MESFET.

Figura 37. Diferents implementacions de mesclador doblement equilibrat: a) amb díodes, b) transistors BJT o c) MESFET

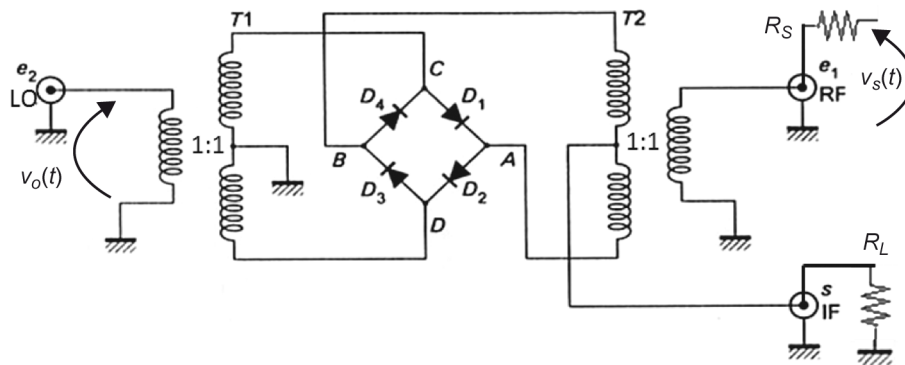


L'exemple clàssic de mesclador doblement equilibrat és l'implementat amb quatre díodes en anell, si bé es poden configurar també en estrella.

4.8.1. Mesclador passiu mitjançant pont de díodes

Aquest mesclador consta de quatre díodes en anell (o estrella) i dos acobladors híbrids (en la figura, transformadors) de 180°, tal com es mostra en la figura 38.

Figura 38. Mesclador doblement equilibrat en pont de díodes en anell



Analitzarem el circuit per a esbrinar-ne el guany de conversió, G_C .

Suposem els senyals següents en els ports LO i RF :

$$v_s(t) = g(t) \cos \omega_s t \text{ y } v_o(t) = V \text{sign} [\cos(\omega_o t)] \quad 5.169$$

on suposarem que es compleix:

$$V \gg v_s(t)_{\text{máx}} \quad 5.170$$

per a garantir que la condició tall-saturació dels díodes sigui determinada solament per $v_o(t)$.

Suposem díodes ideals que en tall, $V_d \leq 0$, presenten impedància infinita; i en saturació, $V_d > 0$, es comporten com una resistència dinàmica de valor R_d .

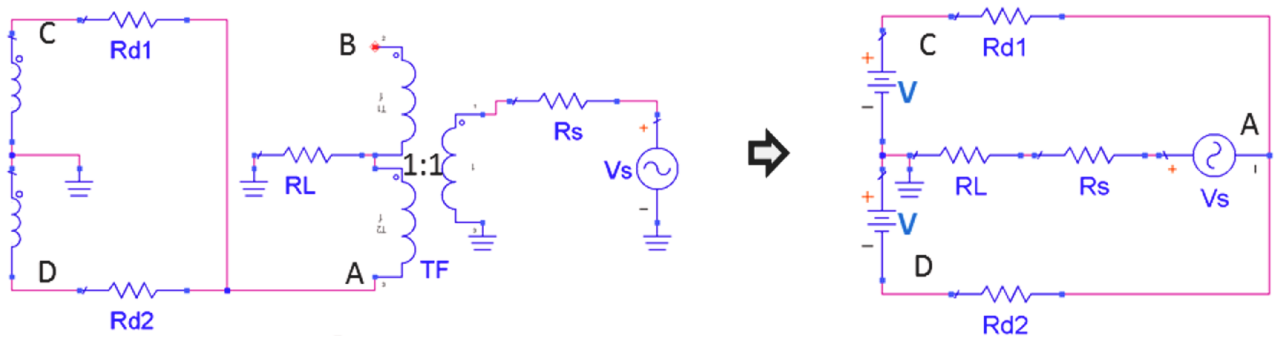
Analitzem què ocorre per a $v_o(t) = +V$ i per a $v_o(t) = -V$:

1) $v_o(t) = +V$

En aquestes condicions, D_1 i D_2 condueixen (ON) i D_3 i D_4 estan en tall (OFF), ja que $V_C = +V$ i $V_D = -V$.

Per tant, el circuit equivalent que ens queda és el de la figura 39.

Figura 39. Circuit equivalent per a $v_o(t) = +V$



La caiguda de tensió en la resistència R_L és la tensió de freqüència intermèdia, $v_{if}(t)$:

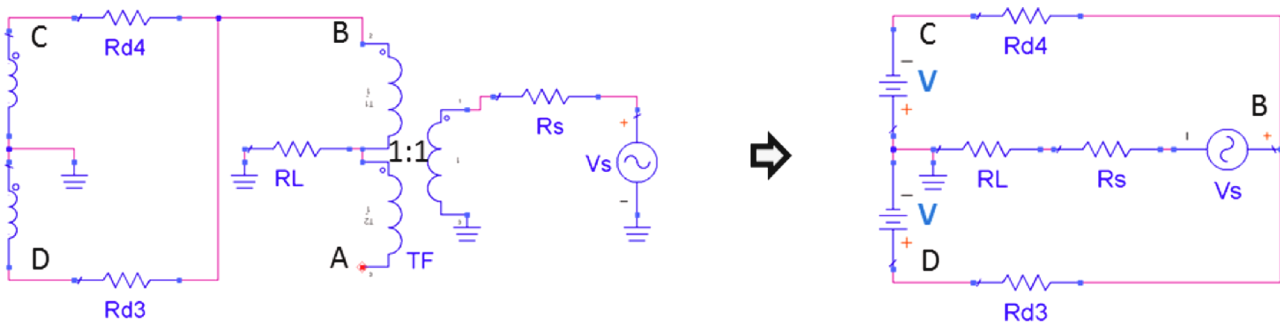
$$v_{if}(t) = \frac{v_s(t)R_L}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \quad 5.171$$

2) $v_o(t) = -V$

En aquestes condicions, D_3 i D_4 condueixen (ON) i D_1 i D_2 estan en tall (OFF), ja que $V_C = -V$ i $V_D = +V$.

Per tant, el circuit equivalent que ens queda és el de la figura 40.

Figura 40. Circuit equivalent per a $v_o(t) = -V$



La caiguda de tensió en la resistència R_L és ara:

$$v_{if}(t) = - \frac{v_s(t)R_L}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \quad 5.172$$

Per tant, de 5.171 i 5.172 podem expressar el senyal d'IF com:

$$v_{if}(t) = \frac{v_s(t)R_L}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \text{sign} [v_o(t)] \quad 5.173$$

La funció sign és, lògicament, periòdica, per la qual cosa es pot desenvolupar en sèrie de Fourier:

$$\text{sign} [v_o(t)] = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\cos[(2n+1)\omega_{lo}t]}{2n+1} \quad 5.174$$

Noteu que, com que es tracta d'un senyal quadrat, només tenim harmònics senars en el desenvolupament de Fourier.

Ara, tenint en compte 5.169 i substituint 5.174 en 5.173:

$$v_{if}(t) = \frac{2R_L g(t)}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\cos[(2n+1)\omega_{lo}t - \omega_s t] + \cos[(2n+1)\omega_{lo}t + \omega_s t]}{2n+1} \quad 5.175$$

Noteu que no apareixen harmònics a ω_{lo} ni a ω_s , la qual cosa implica que hi ha un aïllament infinit entre ports, encara que això és solament la teoria d'una situació ideal. En la realitat, les imperfeccions dels díodes fan que no siguin iguals i que hi hagi un cert desequilibri, per la qual cosa hi apareix un cert nivell d'aquests harmònics.

Per tant, en la situació ideal solament tindrem els harmònics:

$$(2n+1)\omega_{lo} \pm \omega_s \quad 5.176$$

D'aquests, ens interessa prendre l'harmònic amb una n petita, ja que el nivell minva a causa del $(2n+1)$ del denominador de l'equació 5.175. Per tant, prendre com a freqüència mitjança l'harmònic per a $n=0$, és a dir:

$$f_{fi} = f_{lo} - f_s \quad 5.177$$

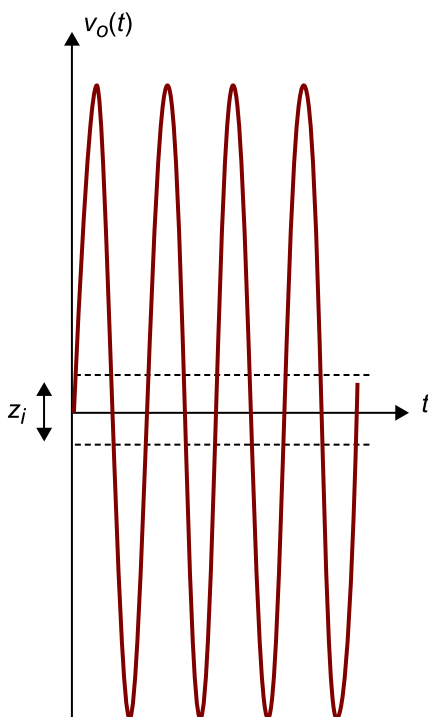
Per a calcular el guany de conversió, G_C , prenem l'amplitud per a aquest harmònic i la relacionem amb l'amplitud de senyal RF a l'entrada:

$$V_{RF} = v_s(t) \frac{R_L}{R_L + R_S} \quad 5.178$$

$$G_C = \frac{\frac{2R_L g(t)}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \frac{1}{\pi}}{g(t) \frac{R_L}{R_L + R_S}} = \frac{R_L + R_S}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \frac{2}{\pi} \quad 5.179$$

En la pràctica no se sol utilitzar un senyal quadrat en l'oscil·lador local, entre altres motius perquè generar un senyal quadrat a alta freqüència requeriria una gran amplada de banda. Llavors, per a garantir que tindrem els díodes ON i OFF alternant-se en cada semicicle, usarem un senyal d'oscil·lador local amb una amplitud molt més gran que la tensió llindar dels díodes, i així reduïm la zona d'incertesa del seu estat a petits instants, de manera que el nostre model d'ona quadrada es pot considerar més que correcte. No obstant això, aquesta zona d'incertesa es tradueix, d'una banda, en una reducció del guany de conversió, G_C , i, de l'altra, atesa la característica no lineal dels díodes reals a la seva zona d'incertesa, tindrem intermodulació amb el corresponent IIP_3 del mesclador.

Figura 41. $v_o(t)$ alta i zona d'incertesa, z_i , de díodes



Exemple 12

Calculeu el guany de conversió, G_C , d'un mesclador doblement equilibrat en pont de díodes, en el qual els quatre díodes són idèntics i estan polaritzats en un punt de treball $I_{DQ} = 10$ mA. Supposeu resistències de font, R_S , i de càrrega, R_L , de 50Ω .

Solució

Primer calculem la resistència dinàmica del díode:

$$R_d = \left[\frac{dV}{dI} \right]_Q = \frac{1}{\left[\frac{dI}{dV} \right]_Q} = \frac{V_T}{\left[I_S e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} \right]} = \frac{V_T}{I_{DQ}} \quad 5.180$$

on hem utilitzat l'equació del díode de l'apartat "Unió P-N" de l'"Annex" del material didàctic.

A partir de la informació de l'"Annex", sabem que a temperatura ambient $V_T \approx 25$ mV.

Per tant:

$$R_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = \frac{0,025V}{0,010A} = 2,5 \ \Omega \quad 5.181$$

Ja solament queda aplicar l'equació 5.179:

$$G_C = \frac{R_L + R_S}{R_L + R_S + \frac{R_d}{2}} \frac{2}{\pi} = \frac{50 \ \Omega + 50 \ \Omega}{50 \ \Omega + 50 \ \Omega + \frac{2,5 \ \Omega}{2}} \frac{2}{\pi} = 0,628 = -4 \ \text{dB} \quad 5.182$$

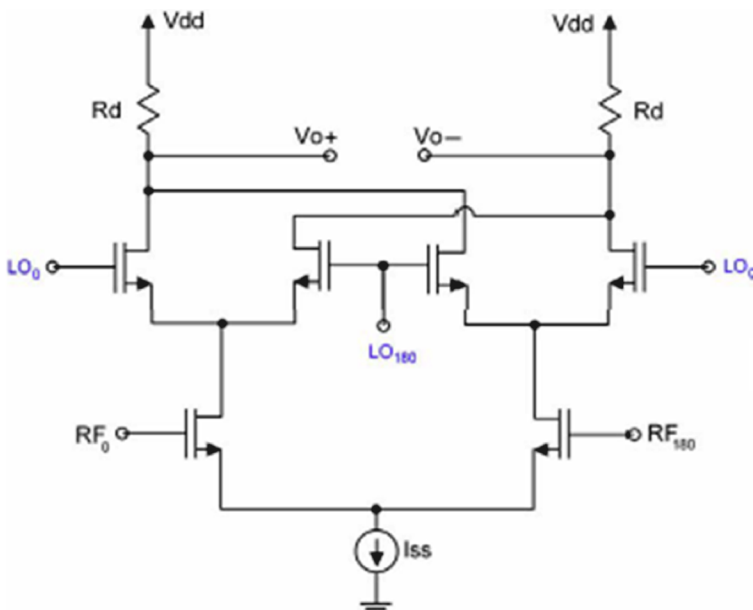
Veiem que tenim pèrdues, com és lògic en un mesclador passiu. Aquest és el guany de conversió típic d'un mesclador en pont de díodes, si bé, atesa la zona d'incertesa comentada anteriorment, s'obtidran valors una mica inferiors, de l'ordre de -6 dB.

4.8.2. Cèl·lula de Gilbert

Si el mesclador en pont de díodes descrit en l'apartat anterior és l'exemple clàssic de mesclador passiu doblement equilibrat, la **cèl·lula de Gilbert** és l'estructura clàssica activa d'aquesta classe de mescladors.

La figura 42 mostra l'estructura típica d'aquest tipus de mescladors.

Figura 42. Esquema de mesclador del tipus cèl·lula de Gilbert



Consisteix en dos parells diferencials mitjançant transistors FET o MESFET, connectats de tal manera que els diferents ports estan aïllats entre ells. El senyal *RF* s'injecta a través de les portes dels transistors de baix en contrafase. El senyal *LO* s'injecta a través de les portes dels transistors de dalt, també en

contrafase. Els transistors de baix es fan treballar en saturació per a amplificar el senyal RF , fet que confereix a l'estructura un cert guany de conversió, G_C . La barreja amb el senyal LO es produeix en els transistors de dalt.

Aquesta estructura es pot veure com un amplificador, que són els transistors de baix, seguit d'un commutador inversor de fase, que són els parells diferencials de dalt. La sortida d' IF (V_o en la figura 42), en ser també diferencial, elimina els harmònics senars deguts a la no-linealitat dels transistors. La linealitat també millora pel fet que cada transistor de cada parell diferencial processa la meitat del senyal IF i, per tant, suporta el doble de nivell de senyal RF que un mesclador amb un únic transistor.

4.9. Altres tipus de mescladors i aplicacions

En aquest apartat descriurem altres tipus de mescladors utilitzats per a millorar alguna característica que, atesa l'aplicació específica, calgui reforçar. A més, veurem també diferents aplicacions en les quals el mesclador és la peça clau del sistema.

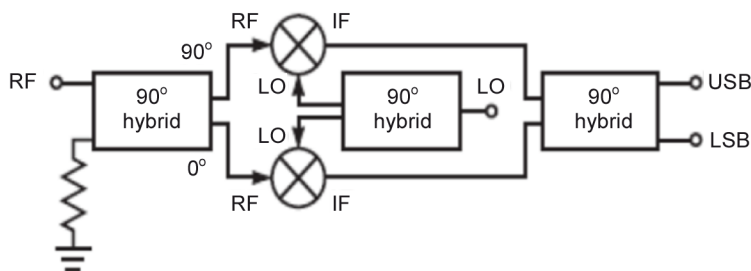
4.9.1. Mesclador amb rebuig a la freqüència imatge

En algunes aplicacions és important evitar la interferència de la freqüència imatge del mesclador. Això succeeix, per exemple, en sistemes de comunicacions que utilitzen una banda de freqüències per a emetre diversos canals d'una certa amplada de banda, un al costat de l'altre. En aquests casos és interessant recórrer a estructures que, per la seva naturalesa, imposin un rebuig important al senyal de freqüència imatge, sense necessitat de recórrer a filtres complicats i costosos que haurien de ser molt selectius per a poder rebutjar-la.

Aquest tipus de mescladors consisteix a interconnectar un parell de mescladors equilibrats. El senyal de LO s'injecta en fase en ambdós mescladors, mentre que el senyal RF s'injecta desfasat 90° per mitjà d'un acoblador híbrid. Les sortides d' IF passen a través d'un altre acoblador híbrid de 90° que s'encarrega de separar la USB de la LSB , i d'aquests, un serà considerat el senyal útil i l'altre el senyal no desitjat a freqüència imatge.

La figura 43 mostra el diagrama de blocs d'aquest tipus de mescladors.

Figura 43. Esquema de mesclador amb rebuig a la freqüència imatge



Analitzarem aquest mesclador. Suposem el senyal a l'entrada RF :

$$x_r(t) = x_U \cos(\omega_{lo} + \omega_{if})t + x_L \cos(\omega_{lo} - \omega_{if})t \quad 5.183$$

Llavors, el senyal d'entrada a cadascun dels mescladors 1 i 2 és:

$$x_{r1}(t) = \frac{x_U}{\sqrt{2}} \cos(\omega_{lo} + \omega_{if})t + \frac{x_L}{\sqrt{2}} \cos(\omega_{lo} - \omega_{if})t \quad 5.184$$

$$x_{r2}(t) = \frac{x_U}{\sqrt{2}} \cos[(\omega_{lo} + \omega_{if})t - 90^\circ] + \frac{x_L}{\sqrt{2}} \cos[(\omega_{lo} - \omega_{if})t - 90^\circ] \quad 5.185$$

I el senyal de sortida de cada mesclador, després de filtrar harmònics:

$$x_{if1}(t) = \frac{kx_U}{2\sqrt{2}} \cos\omega_{if}t + \frac{kx_L}{2\sqrt{2}} \cos\omega_{if}t \quad 5.186$$

$$x_{if2}(t) = \frac{kx_U}{2\sqrt{2}} \cos(\omega_{if}t - 90^\circ) + \frac{kx_L}{2\sqrt{2}} \cos(\omega_{if}t + 90^\circ) \quad 5.187$$

Combinem tots dos senyals en l'acoblador direccional de 90° de la sortida i tenim:

$$x_1(t) = \frac{k}{4} [x_U \cos\omega_{if}t + x_L \cos\omega_{if}t + x_U \cos(\omega_{if}t - 180^\circ) + x_L \cos\omega_{if}t] = \frac{kx_L}{2} \cos\omega_{if}t \quad 5.188$$

$$x_2(t) = \frac{k}{4} [x_U \cos(\omega_{if}t - 90^\circ) + x_L \cos(\omega_{if}t + 90^\circ) + x_U \cos(\omega_{if}t - 90^\circ) + x_L \cos(\omega_{if}t - 90^\circ)] = \frac{kx_U}{2} \sin\omega_{if}t \quad 5.189$$

on $x_1(t)$ és el component *LSB* i $x_2(t)$ és el component *USB*. Segons l'aplicació, un serà considerat el senyal útil i l'altre el senyal a freqüència imatge. Amb aquesta estructura s'aconsegueixen rebuigs a la freqüència imatge típicament de 20 dB.

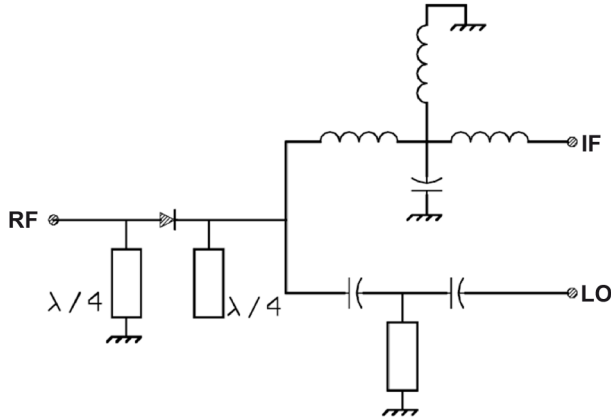
4.9.2. Mesclador subharmònic

Aquests dispositius mesclen un senyal d'alta freqüència RF amb el senyal d'un oscil·lador local LO d'una freqüència molt més baixa, i a la sortida IF s'obté un senyal la freqüència del qual és la diferència entre la d'un harmònic del senyal de LO i la del senyal de RF . Històricament, aquesta tècnica s'ha utilitzat principalment en les bandes més altes de les microones, per a les quals la implementació d'oscil·ladors estables i fiables és impossible o amb un cost prohibitiu.

Si bé en teoria podem aprofitar qualsevol harmònic del senyal LO , en la pràctica se solen utilitzar els primers harmònics, el segon o el tercer, ja que els més alts solen implicar més pèrdues de conversió. Els dispositius no lineals més

utilitzats són els díodes Schottky i els transistors FET (MESFET o HEMTS). La figura 44 mostra un esquema de la implementació més simple d'aquest tipus de mescladors: es tracta del **mesclador harmònic simple amb díode**, compost per un únic element no lineal, en aquest cas un díode.

Figura 44. Esquema de mesclador harmònic simple amb díode



Per a aconseguir les pèrdues de conversió siguin les mínimes possibles, s'utilitzen els *stubs* en $\lambda/4$ per a suprimir la mescla de l'harmònic fonamental. L'*stub* en curtcircuit està dissenyat per a tenir una longitud $\lambda_R/4$, és a dir, a la freqüència RF es veu com un circuit obert i, per tant, aquest senyal no està afectat, mentre que la resta de senyals, LO i IF , que són de freqüència molt més baixa, veuen un curtcircuit.

D'altra banda, l'*stub* en circuit obert en el càtode del díode es dissenya també de longitud $\lambda_R/4$, és a dir, a la freqüència RF es veu com un curtcircuit, i per tant s'elimina aquest senyal en aquest punt, mentre que la resta de senyals, LO i IF , que són de freqüència molt més baixa, continuen veient un circuit obert i no els afecta gens. Finalment, al port LO es col·loca un filtre passaalt, que deixa passar el senyal a f_{LO} però bloqueja el senyal de f_{IF} , mentre que al port d' IF es col·loca un filtre passabaix, amb l'objectiu contrari a l'anterior. Noteu que la bobina a massa es pot utilitzar com a retorn del corrent de polarització del díode, el circuit del qual s'ha obviat per a no complicar l'explicació.

Exemple 13

Suposem un sistema en el qual $f_{RF} = 12,3$ GHz, $f_{LO} = 1,8$ GHz i $f_{IF} = 300$ MHz. S'utilitza el setè harmònic de LO (12,6 GHz) per a generar la mescla. És obvi que l'*stub* dissenyat a 12,3 GHz es veurà transparent a 1,8 GHz i encara més a 300 MHz.

Calculeu per simulació com afecta un *stub* en curtcircuit d'1 mm de longitud i un *stub* en circuit obert de longitud $\lambda_R/4 = 3,2$ mm als diferents senyals RF , IF i LO .

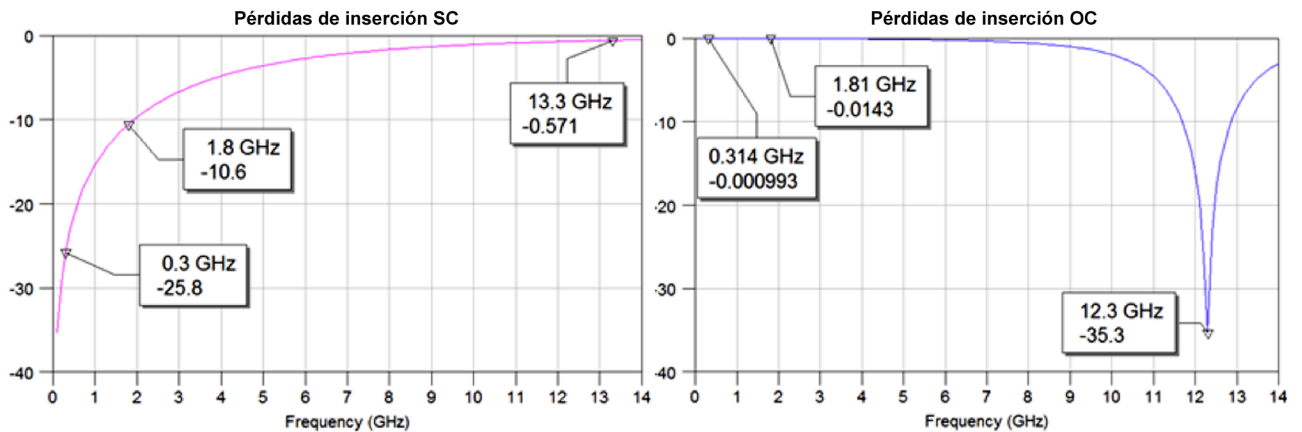
Suposeu un substrat FR4 de $\epsilon_r = 4,6$, gruix del dielèctric de 0,813 mm i gruix de les pistes de coure de 35 μm .

Solució

Introduïdes les dades en el simulador, observem que, en el cas de l'*stub* en curtcircuit, és preferible sacrificar una mica el senyal de RF , menys d'1 dB, a fi de maximitzar les pèrdues a la freqüència d'1,8 GHz del senyal LO , a un mínim de 10 dB. En el cas de l'*stub* en circuit obert, ho ajustem exactament a $\lambda_R/4$ i obtenim unes pèrdues a 12,3 GHz superiors

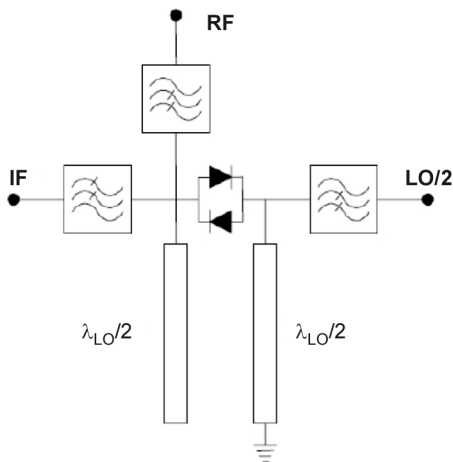
a 30 dB, mentre que les pèrdues a *LO* i *IF* són totalment negligibles, tal com es mostra en la figura 45.

Figura 45. Pèrdues d'inserció simulades degudes a *stub* d'1 mm en curtcircuit, SC(dB) i a *stub* de 3,2 mm en circuit obert, OC(dB)



Si bé el mesclador harmònic simple aconsegueix maximitzar el guany de conversió, a fi de disminuir dràsticament els harmònics generats a la sortida *IF*, se sol recórrer a estructures equilibrades per a no generar tants harmònics. La més utilitzada és la tècnica del mesclador subharmònic equilibrat mitjançant un parell de díodes antiparalels que podem veure en la figura 46.

Figura 46. Mesclador subharmònic equilibrat mitjançant un parell de díodes antiparalels



Gràcies a la seva estructura equilibrada es genera una característica *I-V* simètrica que, d'una banda, maximitza els harmònics senars i, de l'altra, suprimeix els harmònics parells i elimina la mescla fonamental entre *LO* i *RF*, i d'aquesta manera contribueix a millorar les pèrdues de conversió. També, com ja vam veure, l'estructura equilibrada ajuda a millorar molt la cancel·lació d'AM en el senyal de *LO*. Es pot construir un mesclador similar amb transistors FET en comptes de díodes i, en aquest cas, podríem obtenir guany positiu de conversió.

En aquest cas es desitja mesclar un senyal (*RF*) d'alta freqüència amb un altre (*LO*) a una freqüència similar, però utilitzant la freqüència meitat com a oscil·lador local, amb l'avantatge que això implica, atès que és més estable, fiable i econòmic implementar un oscil·lador com més baixa sigui la seva fre-

qüència. Llavors, l'*stub* de longitud $\lambda_{LO}/2$ en curtcircuit és vist com un circuit obert a $f_{LO}/2$ i, per tant, no afecta el senyal $LO/2$. Tanmateix, a la freqüència f_{RF} és vist pràcticament com a curtcircuit, ja que la seva longitud és aproximadament $\lambda_{RF}/2$, i s'elimina d'aquesta manera el senyal RF d'aquest port i es millora, per tant, l'aïllament entre $RF-LO$. L'*stub* en circuit obert és vist pràcticament com a circuit obert a la freqüència f_{RF} i, en canvi, és vist com un curtcircuit pel senyal de freqüència $f_{LO}/2$. D'altra banda, f_{IF} està suficientment lluny perquè els *stubs* li siguin transparents.

4.9.3. Algunes aplicacions dels mescladors

A continuació descriurem diferents aplicacions, a nivell funcional, dels mescladors estudiats en aquest apartat. N'esmentarem les més usuals, encara que la gamma d'aplicacions és molt més variada.

Downconverter

Els mescladors van significar un pas de gegant en els sistemes de comunicacions en permetre utilitzar la tècnica de la conversió de freqüència. Amb aquesta aplicació deixa de ser necessari el tractament del senyal analògic a altes freqüències, amb la complexitat que això representava, perquè calia amplificar en bandes molt amples (problemes d'intermodulació, resposta en freqüència, soroll, etc.), requeria detectors a altes freqüències, filtres molt selectius, etc. Mitjançant la conversió a baixes freqüències podem fer tot el tractament analògic del senyal en banda base, en la qual els circuits resulten més senzills, estables, fiables i econòmics. A alta freqüència només necessitarem dissenyar el mateix mesclador i l'oscil·lador local a una freqüència determinada.

La figura 47 mostra el concepte del mesclador com a convertidor a baixa freqüència o *downconverter*. Hi apareix el mesclador i un filtre passabaix (*LPF*) que deixa passar només la freqüència convertida f_{if} . En groc s'ha dibuixat la freqüència imatge.

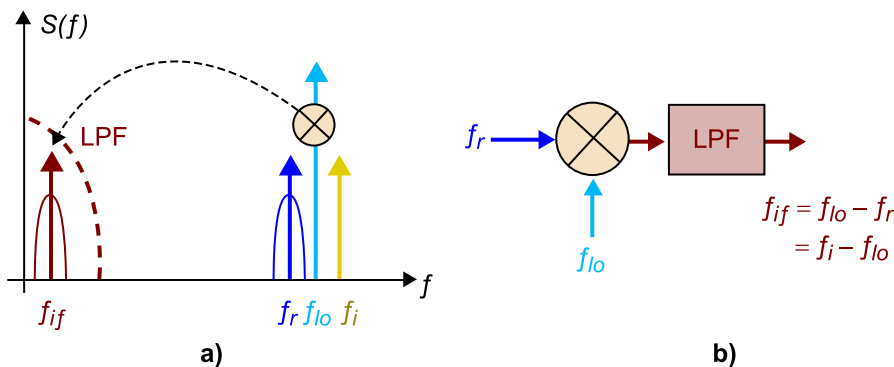
Vegeu també

En el subapartat "Anàlisi no lineal" i en l'exemple 6 d'aquest mòdul ja hem vist una anàlisi del mesclador com *downconverter*, per la qual cosa no hi insistirem més aquí.

Vegeu també

La freqüència imatge s'ha analitzat en el subapartat "Anàlisi no lineal" d'aquest mòdul.

Figura 47. Mesclador com *downconverter*. a) Espectre de senyals. b) Diagrama de blocs circuital



Desmodulador

En el subapartat "Mesclador amb rebug a la freqüència imatge" ja hem vist una possible aplicació del mesclador com desmodulador analògic que ens separa les dues bandes *LSB* i *USB*. Si combinem ambdues bandes tindrem un **desmodulador DSB**, mentre que si en rebutgem tindrem un **desmodulador SSB**. Com a cas particular tenim el **mesclador de rebug a la freqüència imatge**.

Un altre cas és el **desmodulador de FM**. Considerem un senyal, $v_{FM}(T)$, modulad en FM i que volem desmodular. En injectar-lo a l'entrada RF del mesclador, retardat un cert temps t_o , i aplicant com a senyal de LO aquest mateix senyal modulad en FM desfasat 90° , obtenim a la sortida IF una rèplica del senyal modulador $x(t)$ en banda base:

$$v_{FM}(t) = V \cos \left[\omega_o t + 2\pi f_d \int_0^t x(\tau) d\tau \right] \quad 5.190$$

Definim:

$$\delta = t + \frac{f_d}{f_o} \int_0^t x(\tau) d\tau \quad y \quad \delta' = t + \frac{f_d}{f_o} \int_0^{t-t_o} x(\tau) d\tau \quad 5.191$$

Llavors, a l'entrada RF del mesclador tenim:

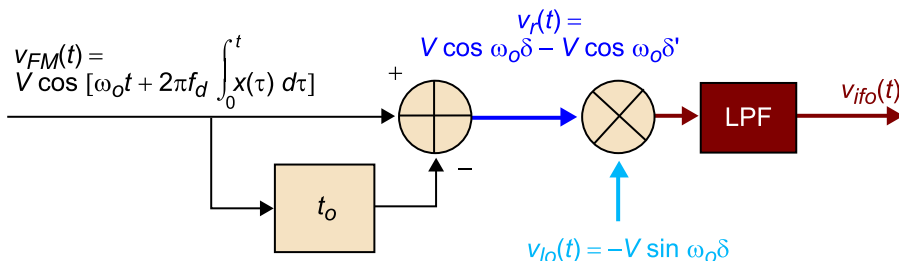
$$v_r(t) = V \cos \omega_o \delta - V \cos \omega_o \delta' \quad 5.192$$

I a l'entrada LO del mesclador:

$$v_{lo}(t) = -A \sin \omega_o \delta \quad 5.193$$

La figura 48 mostra el diagrama de blocs del desmodulador de FM.

Figura 48. Mesclador com desmodulador de FM



El senyal a la sortida del mesclador $v_{if}(t)$ és:

$$v_{if}(t) = v_r(t) * v_{lo}(t) = \frac{AV}{2} \left\{ -\sin(4\pi f_o \delta) + \sin \left[2\pi f_o (\delta - \delta') \right] + \sin \left[4\pi f_o (\delta - \delta') \right] \right\} \quad 5.194$$

Després del filtre passabaix, *LPF*, haurem eliminat els components a $2f_o$:

$$v_{ifb}(t) = \frac{AV}{2} \sin [2\pi f_o(\delta - \delta')] = \frac{AV}{2} \sin \left[2\pi f_d \int_{t-t_o}^t x(\tau) d\tau \right] \quad 5.195$$

Fem les aproximacions següents:

$$\int_{t-t_o}^t x(\tau) d\tau \approx t_o x(t), \quad \sin [2\pi f_d t_o x(t)] \approx 2\pi f_d t_o x(t) \quad 5.196$$

Es pot demostrar que són acceptables si es compleix que el valor de t_o i $x(t)$ és petit.

En aquestes condicions, el senyal a la sortida del desmodulador, $v_{ifb}(t)$, es pot aproximar:

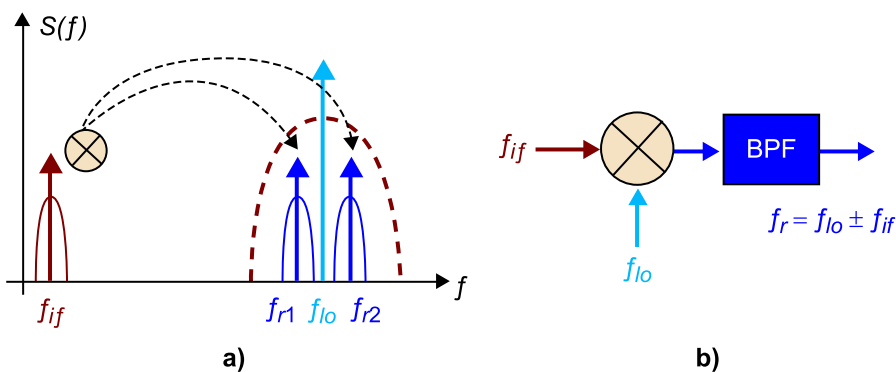
$$v_{ifb}(t) \approx \frac{AV}{2} 2\pi f_d t_o x(t) = Kx(t) \quad 5.197$$

Altres aplicacions del mesclador com a desmodulador són la desmodulació del senyal portador (s'aplica especialment en desmoduladors síncrons), la desmodulació de senyal digital BPSK o la desmodulació d'amplitud, entre moltes altres.

Upconverter

L'aplicació del mesclador com a convertidor a freqüència més alta, *upconverter*, és la inversa a la ja vista com a *downconverter*, és a dir, en comptes d'entrar un senyal d'alta freqüència pel port *RF*, ara entrarem un senyal de baixa freqüència pel port *IF* i obtindrem la mescla d'*IF* amb *LO* a la sortida *RF* a una freqüència més alta, i la seleccionarem mitjançant un filtre passabanda, *BPF*, que es pot distingir per la línia vermella discontinua de la figura 49, en la qual s'il·lustra aquest concepte.

Figura 49. Mesclador com a *upconverter*. a) Espectre de senyals. b) Diagrama de blocs circuital

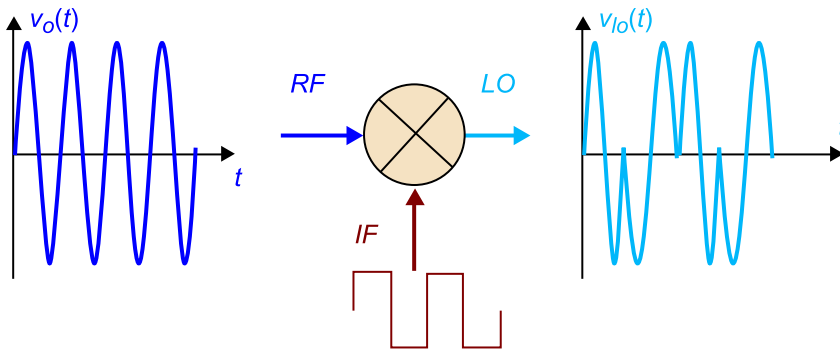


És possible dissenyar moduladors *SSB* o *DSB* com un cas particular d'*upconverter*, combinant acobladors híbrids, de la mateixa manera que hem vist per als desmoduladors.

Modulador

Una possible aplicació del mesclador és com a **modulador BPSK**. Si entrem el senyal digital pel port *IF* de, per exemple, un mesclador en pont de díodes en anell com el que hem vist en el subapartat "Mesclador passiu mitjançant pont de díodes" d'aquest mòdul, podem aconseguir desfasar 180° o no un senyal de *RF* a la sortida de *LO*. La figura 50 il·lustra el concepte d'aquesta aplicació.

Figura 50. Mesclador com a modulador BPSK



Hi ha moltes altres aplicacions possible del mesclador com a modulador, com per exemple modulador analògic d'amplitud *AM*, amb portadora suprimida o no.

Detector de fase

Una altra aplicació interessant dels mescladors és la seva capacitat per a detectar la diferència de fase entre dos senyals amb la mateixa freqüència. Generen un senyal continu a la sortida *IF* que és proporcional al cosinus del desfasament entre els dos senyals de la mateixa freqüència injectats a les entrades *RF* i *LO*.

El valor és nul quan el desfasament és:

$$n \cdot \frac{\pi}{2}, \text{ amb } n = \pm 1, \pm 3, \dots \quad 5.198$$

i obté màxims i mínims per a desfasaments:

$$m \cdot \pi, \text{ amb } m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad 5.199$$

Tenim que $x_r(t)$ i $x_{lo}(t)$ són dos senyals de la mateixa freqüència ω_0 , però diferents fases φ_r i φ_{lo} :

$$x_r(t) = v_r \cos(\omega_0 t + \varphi_r) \text{ y } x_{lo}(t) = v_{lo} \cos(\omega_0 t + \varphi_{lo}) \quad 5.200$$

El mesclador, amb distorsió quadràtica, multiplica ambdós senyals, i s'obté a *IF*:

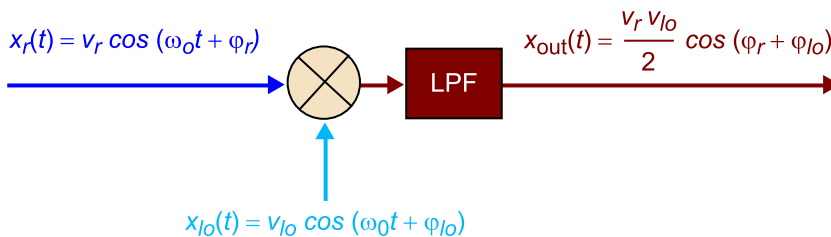
$$x_{if}(t) = v_r \cos(\omega_0 t + \varphi_r) * v_{lo} \cos(\omega_0 t + \varphi_{lo}) = \frac{v_r v_{lo}}{2} [\cos(2\omega_0 t + \varphi_r + \varphi_{lo}) + \cos(\varphi_r - \varphi_{lo})] \quad 5.201$$

Amb un filtre passa baix (*LPF*), ens quedem solament amb el component continu:

$$x_{out}(t) = \frac{v_r v_{lo}}{2} \cos(\varphi_r - \varphi_{lo}) \quad 5.202$$

La figura 51 mostra el concepte de mesclador com a detector de fase. S'hi aprecia que a la sortida obtenim un senyal continu el valor del qual depèn del desfasament entre els senyals d'entrada.

Figura 51. Mesclador com a modulador BPSK



Una de les aplicacions principals dels detectors de fase la trobem en **els circuits PLL**⁹, que han representat un gran avenç en els sistemes de telecomunicacions, gràcies a la seva capacitat de generar oscil·ladors amb una gran estabilitat, puresa espectral i precisió.

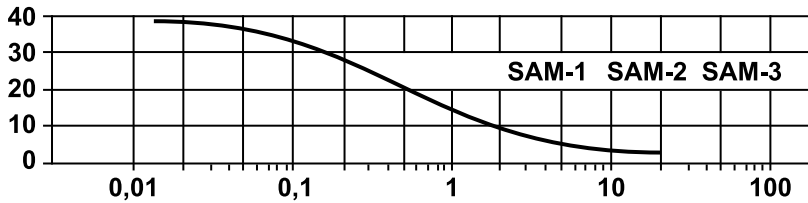
⁽⁹⁾ Acrònim de l'anglès *phase locked loop*.

Control automàtic de guany (AGC)

Es basa en la característica que tenen alguns mescladors com a atenuadors controlats per corrent. Depenent del corrent injectat al port *IF*, el senyal de microones injectat pel port *LO* apareix més o menys atenuada al port *RF*.

La figura 52 mostra la característica d'un mesclador real, **SAM-1**, del fabricant Minicircuits, on es pot apreciar el nivell d'atenuació en dB, entre els ports *LO* i *RF* en l'eix d'ordenades, en funció del corrent, en mA, injectat al port *IF*, en l'eix d'abscisses.

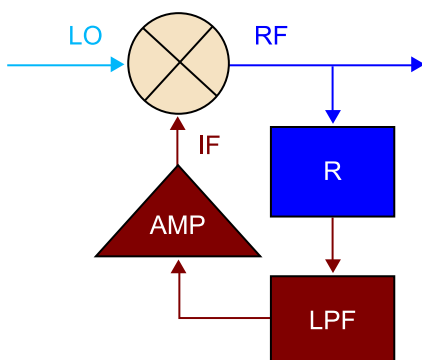
Figura 52. Mesclador com a atenuador per corrent (família SAM de Minicircuits)



Amb un mesclador amb aquesta característica podrem construir un circuit de control automàtic de guany, *AGC*, afegint un circuit rectificador o detector d'envolupant a la sortida *RF* del mesclador, de manera que el senyal continu que genera sigui més gran com més gran sigui el nivell de senyal de microones a la seva entrada. D'aquesta manera, atacant adequadament el port *IF* del mesclador amb un amplificador inversor, com més nivell a la sortida *RF* més corrent genera el rectificador i més petit és el corrent injectat al mesclador a través de l'amplificador inversor i, en disminuir el corrent al mesclador, augmenta l'atenuació *LO-RF* i disminueix el nivell a la sortida *RF*.

Així aconseguim mantenir un nivell de senyal de microones més o menys constant a la seva sortida, és a dir, construïm un sistema realimentat negativament que tendeix a mantenir constant el nivell de senyal a la sortida, independentment de les variacions de nivell a la seva entrada.

La figura 53 mostra el diagrama de blocs d'un possible disseny d'*AGC* amb mesclador, en el qual es pot apreciar el mateix mesclador, el rectificador (*R*), un filtre passabaix (*LPF*) que farà les funcions de detector d'envolupant i un amplificador inversor (*AMP*) que ataca la porta *IF* del mesclador i controlen el seu nivell d'atenuació entre *LO* i *RF*.

Figura 53. Circuit *AGC* mitjançant mesclador

Multiplicador de freqüència

Una altra aplicació del mesclador és com a multiplicador de freqüència. En aquest cas es tracta d'utilitzar un mateix senyal a una freqüència determinada per a generar harmònics d'aquest senyal, dels quals seleccionarem el que ens interessi per mitjà d'un filtre.

Vegeu també

Dedicarem tot l'apartat "Multiplicadors de freqüència" a aquest tipus de dispositius, per la qual cosa no ens estendrem més en aquest apartat.

4.10. Resum i taula comparativa

Després d'estudiar els paràmetres bàsics de díodes i transistors en els apartats "Díodes de microones", "El transistor MESFET" i "El transistor bipolar BJT", en el present apartat hem estudiat i analitzat una estructura avançada superior, el mesclador, que es pot implementar en estructura bàsica amb un únic díode o transistor, sigui bipolar o MESFET, o en estructures més complexes amb una combinació d'aquests, de manera que ens permetin millorar alguna característica del comportament d'aquest circuit.

Hem vist com, en polaritzar adequadament el dispositiu no lineal (díode o transistor) en una zona no lineal, aconseguim generar harmònics de dos senyals a l'entrada i optimitzar la mescla desitjada; i cam veure que, després de fer-ne una anàlisi no lineal, en general se sol escollir la mescla quadràtica $f_{lo} \pm f_r$, on f_{lo} és la freqüència del senyal injectat al port *LO* i f_r la freqüència del senyal injectat al port *RF*.

El mesclador és llavors un convertidor a baixa o a alta freqüència, depenent de la mescla escollida ($f_{lo} - f_r$ o $f_{lo} + f_r$).

Hem repassat les figures de mèrit que caracteritzen un mesclador, el concepte d'aïllament entre ports, el nivell d'adaptació, el factor de soroll, el nivell de cancel·lació AM i la linealitat del mesclador encarnada en el P_{-1dB} i IIP_3 , etc.

A continuació hem descrit i analitzat les tres classes bàsiques d'estructures mescladores: el **mesclador simple**, el **mesclador equilibrat** i el **mesclador doblement equilibrat**.

Hem analitzat també el cas passiu de **mesclador en pont de díodes**, que ens donava una $G_C \approx 2/\pi = -4$ db, i el cas actiu de **cèl·lula de Gilbert** amb transistors FET, que permet tenir $G_C > 0$ i millorar la linealitat del mesclador.

També hem analitzat altres tipus de mescladors, com el **mesclador amb supressió de freqüència imatge** i els anomenats **subharmònics**.

Finalment, hem repassat les aplicacions principals dels mescladors en els circuits de microones. Entre les més destacades, convertidor de freqüència (cap a dalt i cap a baix), modulador, desmodulador i detector de fase.

Per acabar l'apartat de mescladors, presentem una taula comparativa de les característiques dels diferents tipus de mescladors analitzats. Quin tipus de mesclador hem d'utilitzar? Què mesclador és millor? Realment, no hi ha cap mesclador que sigui millor que els altres en totes les característiques. Per a cada aplicació específica haurem d'escollir el mesclador que optimitzi el paràmetre que més ens interessa per a aquesta aplicació concreta. No existeix el mesclador perfecte que serveixi per a tot; haurem d'escollir sempre el més adequat en cada cas particular.

La taula 2 és solament orientativa i pressuposa mescladors implementats amb dispositius de característiques similars. Òbviament, si una classe de mesclador està implementat amb transistors de més qualitat que els d'una altra classe de mesclador, aquesta taula deixa de ser vàlida. Només pretén ser una orientació a l'hora de decidir quin tipus de mesclador és més convenient en cada cas.

Taula 2. Taula comparativa orientativa de característiques entre diferents tipus de mesclador

TIPO	n	ROE	I	P_{lo}	L_C	P_{-1dB}	IIP_3	BW	3h	C_X
Simple	1	Mal	Accept.	Baixa	Baixes	Mal	Mal	Baix	Mal	Baja
Equil. 90°	2	Bé	Mal	Accept	Accept.	Accept.	Accept.	Baix	Bé	Baja
Equil. 180°	2	Accept.	Excel·lent	Accept	Accept.	Accept.	Accept.	Baix	Bé	Baja
Doble-Eq.	4	Mal	Excel·lent	Alta	Altes	Excel·lent	Excel·lent	Alt	Excel.	Alta
Imatge	8	Bé	Bé	Accept	Accept.	Accept.	Bé	Baix	Bé	Alta
Gilbert	6	Accept.	Accept.	Alta	Guany	Excel·lent	Excel·lent	Alt	Excel.	Alta
Subharm.	6	Accept.	Accept.	Accept	Accept.	Accept.	Accept.	Accept.	Mal	Mitjana

ROE és acrònim de relació d'ona estacionària (en anglès, *VSWR*) i ens dona una idea del nivell d'adaptació; *I* és l'aïllament típic entre ports n es refereix al nombre mínim de dispositius no lineals necessaris (díodes o transistors); P_{lo} és el nivell de potència necessari típic del senyal de LO; L_C són les pèrdues de conversió típiques; IIP_3 és el punt d'intercepció de tercer ordre; BW es refereix a l'amplada de banda d'operació típica; 3h es refereix al nivell de rebuig típic dels harmònics de tercer ordre i C_X a la complexitat del circuit.

5. Oscil·ladors de microones

En qualsevol sistema de comunicacions sempre cal una font de senyal de microones, que anomenem **oscil·lador**. Aquest converteix la potència de l'alimentació contínua en potència d'un senyal de microones a una freqüència determinada. Es tracta d'un dels components bàsics més essencials dels sistemes de microones. El present apartat descriu els fonaments dels oscil·ladors i la síntesi de freqüències, incloent-hi implementacions simples basades en díodes i transistors.

Un oscil·lador d'estat sòlid utilitza un dispositiu no lineal, sigui un díode o un transistor, juntament amb un circuit passiu amb propietats de filtratge selectiu, anomenat **ressonador**, a fi de produir un senyal sinusoidal de microones estable en el temps. En alimentar l'oscil·lador, s'inicia una oscil·lació gràcies al soroll, després de la qual, si el dispositiu està dissenyat correctament, s'aconsegueix un estat estable d'oscil·lació. Atès que el dispositiu no lineal genera potència de senyal de microones, cal que presenti una resistència negativa.

En aquest apartat analitzem en primer lloc els oscil·ladors de resistència negativa d'un port, que generalment aprofiten aquesta característica, la qual presenten certs díodes en un determinat marge de freqüències, com el díode **GUNN** o el díode **IMPATT**. També tractem els oscil·ladors mitjançant transistor, centrant-nos en el **FET**, el qual es configura de tal manera que presenti una resistència negativa en fer-lo treballar en una zona inestable, de manera totalment antagònica a com fèiem en dissenyar amplificadors, i es combina amb un circuit ressonador, que s'encarrega de confinar i estabilitzar l'oscil·lació a una freqüència f_0 determinada. Posteriorment analitzem el cas particular dels oscil·ladors amb ressonador dielèctric, atesa la seva importància en moltes aplicacions de microones. Finalment, analitzem les característiques principals d'un oscil·lador, entre les quals s'aborda la qüestió del soroll i els diferents conceptes que hi ha per a caracteritzar l'oscil·lador des d'aquest punt de vista, que serà molt important en l'apartat "Multiplicadors de freqüència".

5.1. Oscil·ladors de resistència negativa

Hi ha bàsicament dues metodologies d'anàlisi d'oscil·ladors. Una tracta l'oscil·lador des del punt de vista de l'**amplificador amb realimentació positiva**. Aquest mètode és molt útil en oscil·ladors de baixa freqüència però poc recomanable per a analitzar oscil·ladors de microones.

Vegeu també

Els díodes IMPATT s'analitzen en el subapartat "El díode d'allau IMPATT" d'aquest mòdul.

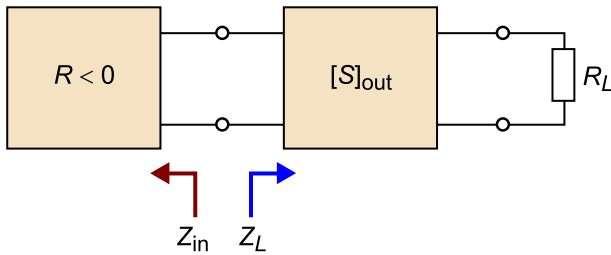
Vegeu també

Es pot consultar el mòdul "Re-alimentació i oscil·ladors" de l'assignatura *Tecnologia electrònica* per a saber més sobre amplificadors amb realimentació positiva.

L'altra metodologia es coneix com el **mètode de la resistència negativa** i es basa en la caracterització del dispositiu actiu no lineal com a dispositiu d'un sol port, la impedància del qual té part real negativa a la freqüència d'operació.

La figura 54 mostra el diagrama de blocs bàsic d'un oscil·lador genèric de microones d'estat sòlid.

Figura 54. Diagrama de blocs d'oscil·lador de microones d'estat sòlid



Hi podem distingir dues seccions: a l'esquerra, el dispositiu actiu no lineal que actua com a resistència negativa, $R < 0$, i que té una impedància Z_{in} i un coeficient de reflexió Γ_{in} . A la dreta, la part passiva del circuit, composta d'una xarxa selectiva $[S]_{out}$ i la càrrega, que té una impedància Z_L i un coeficient de reflexió Γ_L .

El dispositiu actiu pot ser un díode o un transistor amb una xarxa passiva de polarització, dissenyada perquè sigui transparent a la freqüència de microones de treball. Aquest dispositiu, com que és no lineal, té una impedància que depèn de l'amplitud del senyal i també de la freqüència:

$$Z_{in}(I, \omega) = R_{in}(I, \omega) + jX_{in}(I, \omega) \quad 5.203$$

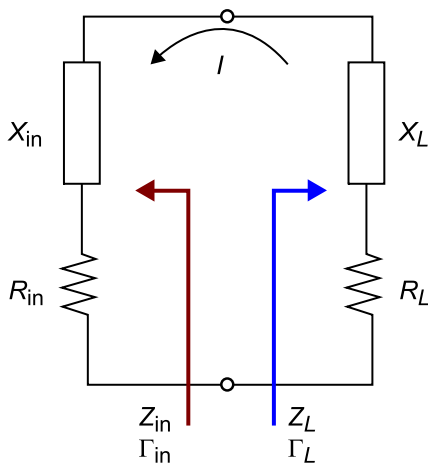
mentre que el circuit de la càrrega, com que és lineal i passiu, té un comportament que no depèn de l'amplitud del senyal, encara que sí de la freqüència, ja que precisament es tracta d'una xarxa selectiva per a confinar l'oscil·lació a una determinada freqüència:

$$Z_L(\omega) = R_L + jX_L(\omega) \quad 5.204$$

A fi d'obtenir la màxima transferència de potència a la càrrega, podem assumir que la xarxa passiva $[S]_{out}$ és una xarxa sense pèrdues, en aquest cas la potència subministrada pel dispositiu actiu és lliurada totalment a la càrrega R_L . En els sistemes de microones comuns, la càrrega és resistiva i habitualment igual a la impedància de referència, el valor estàndard de la qual és de 50Ω .

En una primera anàlisi de l'oscil·lador podem abordar el circuit de la figura 55.

Figura 55. Circuit simplificat d'oscil·lador de microones



Si assumim que hi ha un senyal oscil·lant en el circuit i, aplicant la llei de Kirchhoff a la tensió, s'ha de complir:

$$(Z_L + Z_{in})I = 0 \quad 5.205$$

Atès que, perquè es produeixi una oscil·lació del senyal de microones, el corrent I no pot ser nul, llavors una **condició necessària d'oscil·lació** és:

$$Z_L + Z_{in} = 0 \quad 5.206$$

o el que és el mateix:

$$R_L + R_{in} = 0 \quad 5.207$$

$$X_L + X_{in} = 0 \quad 5.208$$

Com que la càrrega és passiva, $R_L > 0$. Llavors s'ha de complir $R_{in} < 0$, és a dir, ha de ser una resistència negativa. Una resistència positiva implica dissipació de potència, per tant, una resistència negativa significa generació o font de potència. La condició imposada per l'equació 5.206 controla la **frequència d'oscil·lació**.

La condició imposada per l'equació 5.205 implica, a nivell de coeficients de reflexió:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{-Z_{in} - Z_0}{-Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_{in} + Z_0}{Z_{in} - Z_0} = \frac{1}{\Gamma_{in}} \quad 5.209$$

El procés d'oscil·lació depèn del comportament no lineal de la impedància Z_{in} . Inicialment, és necessari que tot el circuit sigui inestable a una certa freqüència:

$$R_L + R_{in}(I, \omega) < 0 \quad 5.210$$

Llavors, qualsevol excitació transitòria o simplement el soroll causaran una oscil·lació a la freqüència ω . A mesura que el corrent en el circuit creix, $R_{in}(I, \omega)$ ha de ser cada vegada menys negativa fins que s'aconsegueixi un corrent estable I_0 , de tal manera que:

$$R_L + R_{in}(I_0, \omega_0) = 0 \quad 5.211$$

$$X_L(\omega_0) + X_{in}(I_0, \omega_0) = 0 \quad 5.212$$

Normalment $\omega \neq \omega_0$, ja que X_{in} depèn del corrent I .

Per tant, veiem que les equacions 5.207 i 5.208 són necessàries perquè oscil·li el circuit, però no són suficients per a garantir una oscil·lació constant i estable.

Perquè l'oscil·lador sigui estable es requereix que qualsevol pertorbació en la freqüència o en el corrent del circuit s'absorbeixi immediatament, per a permetre que l'oscil·lador retorni al seu estat original. Aquesta condició d'estabilitat es pot analitzar amb un mètode gràfic que és molt útil a freqüències de microones. Hi ha altres mètodes analítics, però són molt complexos i no són pràctics pel que fa al disseny.

El mètode gràfic es basa en la definició de dues línies d'impedància anomenades **línia de dispositiu** i **línia de càrrega**, que depenen de les impedàncies de dispositiu, Z_{in} , i de càrrega, Z_L , respectivament.

La línia de càrrega és la representació gràfica en el plànol complex de la impedància de càrrega, Z_L , la qual depèn de la freqüència ω . En canvi, la línia de dispositiu és la representació gràfica en el plànol complex de la impedància del dispositiu canviada de signe, $-Z_{in}$, la qual depèn generalment de dues variables: la freqüència, ω , i l'amplitud del senyal, I . En sentit estricte no és, doncs, una línia, sinó una superfície. En la pràctica, tanmateix, la variació de la impedància del dispositiu, Z_{in} , en funció de la freqüència ω , és tan petita comparada amb la variació de la impedància de càrrega, Z_L , amb la freqüència ω , que podem considerar que, per a petites variacions de ω , la impedància del dispositiu, Z_{in} , és pràcticament constant, per la qual cosa no depèn d'ella.

Llavors, la **condició d'estabilitat** es pot expressar de la manera següent: per a obtenir un comportament estable en un oscil·lador, l'angle mesurat des de la línia de dispositiu cap a la línia de càrrega en el sentit creixent ha de ser inferior a 180° .

Lectura complementària

Podeu consultar un estudi analític complet a:

K. Kurokawa (1978). "Microwave solid state circuits". *Microwave Devices*. John Wiley & Sons.

Vegeu també

Veurem un exemple en el següent apartat sobre oscil·ladors amb díode IMPATT.

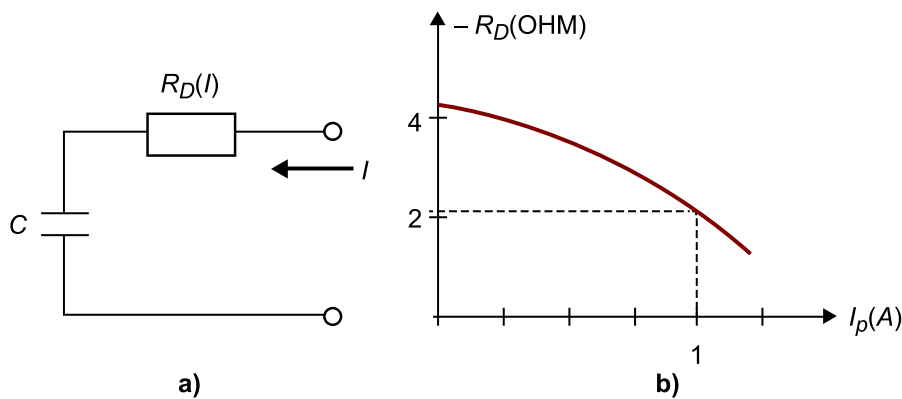
5.1.1. Oscil·ladors amb díode IMPATT

Ja vam veure en l'apartat "El díode d'allau IMPATT" d'aquest mòdul com el díode IMPATT presenta una resistència negativa quan s'excita amb un senyal d'una freqüència determinada, el mig període de la qual és comparable al **temps de trànsit** (τ) de la càrrega a la zona de deriva fins a arribar a l'ànode.

Aprofitant aquesta propietat de resistència negativa, podem utilitzar aquest tipus de díodes per a dissenyar oscil·ladors d'estat sòlid a freqüències altes de microones.

La figura 56 mostra, a l'esquerra, el circuit equivalent simplificat d'un díode IMPATT (solament vàlid a freqüències de microones), i a la dreta, la característica no lineal de resistència negativa depenent del corrent de polarització, I_p , típica d'aquest tipus de díodes.

Figura 56. a) Circuit equivalent de díode IMPATT. b) Resistència negativa en funció del corrent de microones



Veiem que s'ha simplificat la impedància Z_{in} del dispositiu no lineal per una resistència R_D que depèn del corrent de microones, I , i una capacitat C que respon a la capacitat de càrrega espacial de la unió semiconductor polaritzada en inversa. La característica no lineal de la seva resistència negativa es pot aproximar per l'anomenada *característica de Van der Pol*, basada en una dependència cúbica de la caiguda de tensió de microones respecte al corrent:

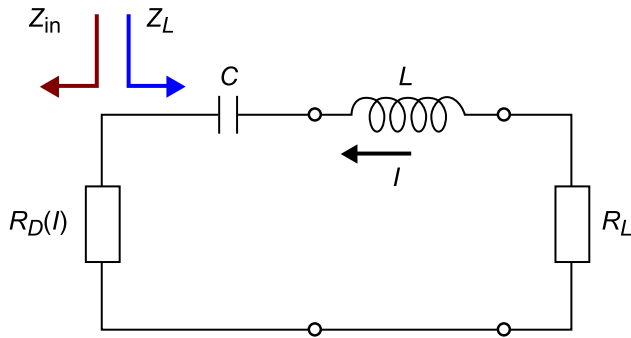
$$V_{NL} = -aI + bI^3 \quad 5.213$$

on V_{NL} és la caiguda de tensió no lineal en els terminals de la resistència no lineal $R_D(I)$, i el corrent de microones màxima que la travessa és I . Per tant, deduïm que la resistència $R_D(I)$ serà:

$$R_D(I) = -a + bI^2 \quad 5.214$$

La figura 57 mostra el circuit simplificat per a analitzar un oscil·lador amb un díode IMPATT.

Figura 57. Circuit oscil·lador amb díode IMPATT i ressonador sèrie



Veiem com hem separat la capacitat del díode, C , de la impedància del dispositiu, Z_{in} , a fi de separar la impedància no lineal, $R_D(I)$, de la resta, que són lineals.

Normalment, dissenyarem l'oscil·lador per a aconseguir la **màxima potència d'oscil·lació** possible del díode o dispositiu actiu. El valor que s'ha de maximitzar és la potència lliurada a la càrrega, P :

$$P = \frac{1}{2} R_L I_0^2 = -\frac{1}{2} R_D I_0^2 = -\frac{1}{2} (-a + b I_0^2) I_0^2 \quad 5.215$$

Per a trobar el punt òptim, la derivada de P respecte de I_0 s'ha d'anul·lar:

$$\frac{\partial P}{\partial I_0} = a I_0 - 2b I_0^3 = 0 \quad 5.216$$

Per tant, el corrent òptim de microones és:

$$I_0 = \sqrt{\frac{a}{2b}} \quad 5.217$$

En conseqüència, el valor òptim de resistència no lineal és, segons l'equació 5.214:

$$R_D(I_0) = -a/2 \quad 5.218$$

Aquest resultat és molt important, atès que es pot interpretar de la manera següent:

Un dispositiu no lineal amb resistència negativa, governat per una característica tensió corrent del tipus Van der Pol, lliurarà la màxima potència a la càrrega si la seva resistència té un valor igual a la meitat de la seva resistència de petit senyal.

Segons l'equació 5.214, la resistència de petit senyal prendrà el valor d'aquesta equació quan el corrent I tendeixi a zero, és a dir:

$$R_D(0) = \lim_{I \rightarrow 0} [R_D(I)] = \lim_{I \rightarrow 0} [-a + bI^2] = -a \quad 5.219$$

Molts dispositius tenen aquesta característica de Van der Pol, per la qual cosa l'equació 5.218 és una aproximació molt útil perquè la mesura de la impedància del dispositiu en condicions de petit senyal és normalment molt senzilla. Tot al contrari que la mesura en condicions de gran senyal, tremendament complexa a causa de la necessitat d'utilitzar instrumentació especial.

De l'equació 5.206 deduïm que la resistència de càrrega òptima per a obtenir la màxima potència d'oscil·lació ha de ser igual a la resistència no lineal òptima del dispositiu calculada anteriorment, però de signe oposat:

$$R_L(I_0) = a/2 \quad 5.220$$

i la potència lliurada a aquesta càrrega és:

$$P = \frac{a^2}{8b} \quad 5.221$$

Finalment, la freqüència d'oscil·lació és determinada pel ressonador sèrie, format per la capacitat C del díode i la inductància externa L :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad 5.222$$

Exemple 14

Considerem el díode IMPATT i la característica de la seva resistència negativa en funció del corrent que es mostra en la figura 56. Una bona aproximació de la corba la donen els coeficients $a = 4,2$ i $b = 2,2$. Utilitzeu aquests valors per a calcular el valor òptim d' R_D i R_L amb els quals s'aconsegueix lliurar la màxima potència a la càrrega. Obteniu el valor d'aquesta potència i estudeu l'estabilitat de l'oscil·lador amb el mètode gràfic de les línies d'impedància.

Solució

En primer lloc, calculem el corrent I_0 de microones que maximitza la potència lliurada a la càrrega, segons l'equació 5.217:

$$I_0 = \sqrt{\frac{a}{2b}} = \sqrt{\frac{4,2}{2 \cdot 2,2}} = 0,98 \text{ A} \quad 5.223$$

Una vegada coneixem el corrent, podem calcular la resistència negativa del dispositiu segons l'equació 5.214:

$$R_D(I_0) = -a + bI_0^2 = -4,2 + 2,2 \cdot (0,98)^2 = -2,1 \ \Omega \quad 5.224$$

Ara, per a obtenir la resistència de càrrega òptima, R_L , utilitzem l'equació 5.220:

$$R_L(I_0) = a/2 = 4,2/2 = 2,1 \ \Omega \quad 5.225$$

És a dir, es compleix la condició necessària per a oscil·lació reflectida en l'equació 5.206.

La potència lliurada a la càrrega és, segons l'equació 5.221:

$$P = \frac{a^2}{8b} = \frac{(4,2)^2}{8(2,2)} = 1 \text{ W} = 30 \text{ dBm} \quad 5.226$$

Per a estudiar l'estabilitat pel mètode gràfic, vegem quina és l'expressió de les línies d'impedància:

- Línia de dispositiu:

$$-Z_{in}(I) = 4,2 - 2,2 * I^2 \quad 5.227$$

- Línia de càrrega:

$$Z_L(f) = R_L(1 + j2Q\delta) \quad 5.228$$

on veiem que la impedància de dispositiu depèn del corrent de microones del circuit i la impedància de càrrega solament depèn de la freqüència, i adopta l'expressió típica d'un circuit ressonador sèrie RLC.

Recordem que un circuit RLC sèrie està compost d'una resistència, R , en sèrie amb un condensador, C , en sèrie amb una inductància, L . L'equació que descriu el comportament d'aquest circuit en funció de la freqüència és:

$$Z_{RLC}(f) = R(1 + j2Q\delta) \quad 5.229$$

on:

- Q és l'anomenat factor de qualitat:

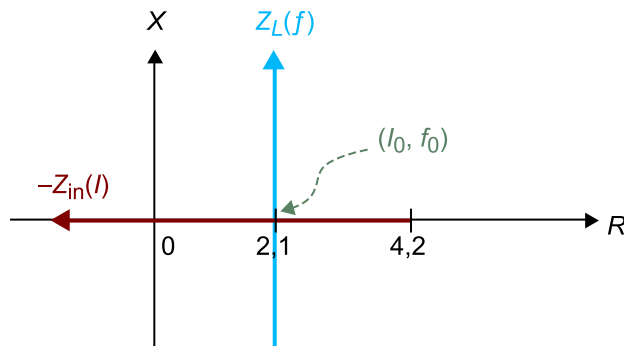
$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad 5.230$$

- δ és l'anomenada desviació de freqüència relativa:

$$\delta = \frac{f - f_0}{f_0} \quad 5.231$$

La figura 58 mostra, en blau clar, la representació de la línia de càrrega, $Z_L(f)$, en el pla complex $R + jX$, i al seu torn, la representació de la línia de dispositiu, $Z_{in}(I)$, en aquest pla. En aquest exemple particular ha estat fàcil dibuixar totes dues línies, ja que la primera és de part real constant $R_L = 2,1$ i part imaginària dependent de la freqüència, f , i la segona és una impedància real que va variant sobre l'eix real del plànol complex en funció del corrent, I . El punt en el qual es tallen ambdues línies és el punt de treball (I_0, f_0) , el qual és estable, atès que es compleix la condició d'estabilitat, ja que l'angle mesurat des de la línia de dispositiu cap a la línia de càrrega en el sentit creixent és inferior a 180° , concretament 90° .

Figura 58. Línies de dispositiu i càrrega de l'oscil·lador IMPATT



No obstant això, no sempre és tan senzill representar ambdues línies, per la qual cosa cal recórrer a l'ajuda d'eines de càlcul CAD.

5.2. Oscil·ladors amb transistor

El principi bàsic de qualsevol oscil·lador sinusoïdal electrònic rau en el fenomen de la ressonància. En cas que s'apliqui una energia inicial a un circuit LC, es produeix un senyal d'oscil·lació sinusoïdal a causa de l'intercanvi periòdic d'energia entre la capacitat C i la inductància L . No obstant això, a causa de les pèrdues d'ambdós components, l'oscil·lació es redueix exponencialment amb el temps. Per a mantenir l'oscil·lació és necessari incorporar al circuit un dispositiu actiu que compensi aquestes pèrdues i mantingui l'oscil·lació en un nivell constant. L'elecció del dispositiu actiu, del tipus de circuit ressonador i de la topologia del circuit depèn de la freqüència d'oscil·lació i de l'aplicació particular.

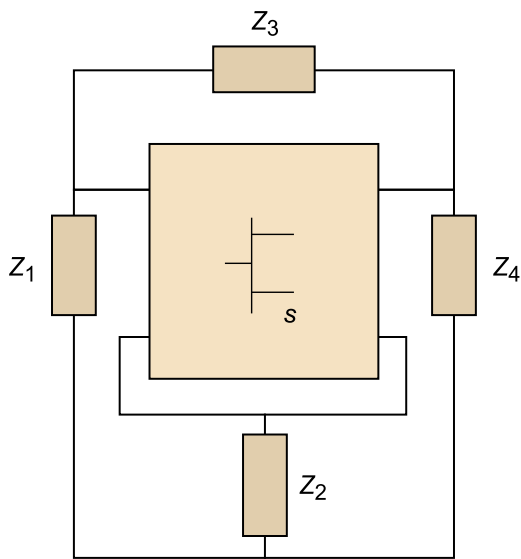
En general, els transistors bipolars s'usen en radiofreqüència i en la banda baixa de microones (uns pocs GHz). Per sobre d'aquestes freqüències se solen utilitzar transistors FET fabricats amb GaAs, a causa de la seva capacitat de treballar fins a altes freqüències, si bé la tecnologia està avançant i els transistors HEMT i HBT també es mostren vàlids per a formar part d'oscil·ladors a altes freqüències.

Les tècniques de disseny d'oscil·ladors són, en general, independents del tipus de dispositiu actiu utilitzat. No obstant això, la qualitat que es pot aconseguir en termes de potència o de soroll de fase depèn decisivament d'aquest.

Un oscil·lador amb transistor es pot veure com un amplificador amb transistor al qual se li aplica realimentació positiva, que permet el creixement de qualsevol senyal d'oscil·lació iniciat en el circuit, acoblat a un circuit ressonant que serveix per a seleccionar la freqüència d'oscil·lació. Per a iniciar l'oscil·lació cal que aparegui un senyal inicial l'espectre del qual contingui un component a la freqüència d'oscil·lació desitjada. Aquest senyal inicial està sempre present en qualsevol circuit electrònic en forma de soroll blanc d'origen tèrmic. Se l'anomena *soroll blanc* perquè conté una densitat espectral d'energia uniforme a totes les freqüències. El creixement del senyal d'oscil·lació no pot ser il·limitat; el circuit ha d'incorporar algun mecanisme per a estabilitzar el nivell de senyal en un valor determinat.

Per a aconseguir resistència negativa, primer cal polaritzar el transistor a la regió d'amplificació. En segon lloc, s'ha d'acoblar una xarxa de realimentació amb la impedància adequada per a produir realimentació positiva, sigui en sèrie o en paral·lel. En aquest punt cal decidir quina és la topologia que s'ha d'utilitzar. La figura 59 mostra diverses topologies alternatives per a realimentar el transistor.

Figura 59. Topologies genèriques d'oscil·lador amb transistor



D'aquest esquema podem seleccionar una de les topologies amb les impedàncies complexes Z_1 , Z_2 , Z_3 o Z_4 o combinacions de diverses d'aquestes. Per exemple, per a tenir realimentació sèrie triarem $Z_3 = \infty$ i una combinació lliure de les altres tres; o per a tenir realimentació en paral·lel triarem $Z_2 = 0$ i assegurarem una certa impedància Z_3 i una combinació lliure de les altres dues.

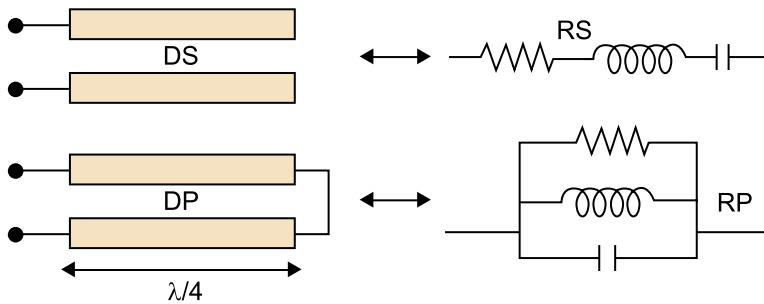
Finalment, el tercer pas consisteix a acoblar un circuit ressonant en alguna part del circuit per a seleccionar la freqüència d'oscil·lació desitjada.

Entre tots els tipus de circuits ressonadors ens fixarem en tres, que solen ser els més utilitzats en circuits d'RF i microones:

- ressonadors compostos per elements discrets (RLC)
- ressonadors distribuïts
- ressonadors dielèctrics.

El ressonador RLC, ja sigui en topologia en sèrie (RS) o en paral·lel (RP), està construït mitjançant components discrets, un condensador de capacitat C , una inductància de valor L , i una resistència, R , associada generalment a les pèrdues de les dues anteriors. No obstant això, en circuits de microones no és gaire habitual treballar amb ressonadors de components discrets a causa de les dimensions reduïdes de la longitud d'ona de treball, semblants o fins i tot inferiors als encapsulaments d'aquests components, per la qual cosa se sol recórrer als ressonadors distribuïts, generalment construïts a base de línies micropista acoblades, acabades en circuit obert o en curtcircuit, que ressonaran a la freqüència que coincideixi amb la seva longitud elèctrica en $\lambda/4$ o en $\lambda/2$. La figura 60 resumeix diverses de les possibilitats de circuits ressonadors en sèrie i en paral·lel bàsics, en la seva versió distribuïda i en la seva versió equivalent mitjançant components discrets.

Figura 60. Diferents topologies de circuits ressonants



DS (distribuit en sèrie) simbolitza dues línies micropista acoblades una longitud $\lambda/4$ i a la dreta veiem el seu equivalent ressonador en sèrie, *RS*, implementat mitjançant components discrets. *DP* (distribuit en paral·lel) seria la versió de ressonador distribuït anterior però acabat en curtcircuit, i a la dreta veiem el seu equivalent ressonador en paral·lel en components discrets, *RP*.

Un altre tipus de ressonador també molt utilitzat en microones és el que consisteix a acoblar un ressonador dielèctric a una línia micropista del circuit oscil·lador, com el cas de ressonador dielèctric que veurem amb més detall en l'apartat "Oscil·lador amb ressonador dielèctric".

Les topologies més comunes d'oscil·ladors amb transistor són, entre d'altres, les de l'oscil·lador amb cristall de quars, l'oscil·lador Colpitts, l'oscil·lador Clapp i l'oscil·lador Hartley.

5.2.1. Anàlisi del circuit oscil·lador

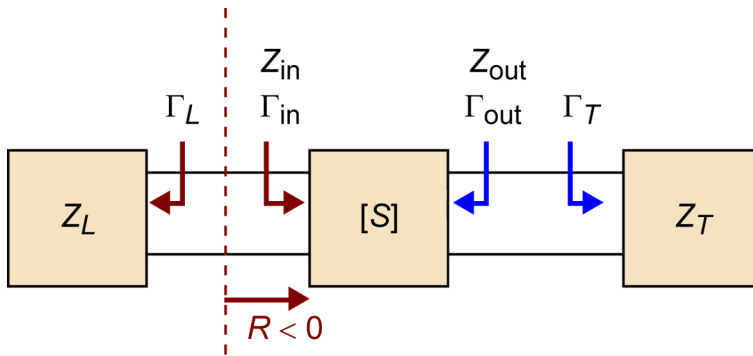
En un oscil·lador amb transistor, la resistència negativa d'un port es crea acabant el transistor amb una impedància, Z_T , dissenyada per portar-lo a una zona d'inestabilitat. El transistor es configura potencialment inestable amb uns paràmetres S determinats, a diferència de com fèiem amb els amplificadors, en els quals procuràvem que el transistor treballés en zona incondicionalment estable. Típicament, se solen utilitzar transistors FET amb topologies en font o porta comuna (emissor o base comuna en el cas de transistors bipolars) que solen ser potencialment inestables, sovint amb realimentació positiva, a fi d'incrementar-ne la inestabilitat.

La figura 61 mostra el diagrama de blocs de l'oscil·lador amb transistor.

Vegeu també

Aquestes topologies es poden consultar detalladament en el mòdul "Realimentació i oscil·ladors" de l'assignatura *Tecnologia electrònica*.

Figura 61. Diagrama de blocs d'oscil·lador amb transistor



Una vegada polaritzat el transistor en la seva configuració, dibuixem el cercle d'estabilitat a la sortida en el pla Γ_T , i triem el coeficient de reflexió Γ_T per a obtenir el valor de resistència negativa més alt possible a l'entrada del transistor. Finalment, triem el valor de la impedància de càrrega Z_L que s'adapti millor a la impedància d'entrada del transistor Z_{in} . No obstant això, atès que aquesta anàlisi utilitza els paràmetres S que solament són vàlids per a petit senyal i en zona lineal, haurem de tenir en compte que l'oscil·lació és un fenomen de gran senyal i la resistència R_{in} varia depenent del nivell de senyal, és a dir, es torna menys negativa com més gran és aquest darrer.

Llavors hem d'escollir R_L per a garantir que:

$$R_L + R_{in} < 0 \quad 5.232$$

en cas contrari, l'oscil·lació cessaria.

En la pràctica es comprova que un valor raonable per a R_L és:

$$R_L = \frac{-R_{in}}{3} \quad 5.233$$

La part reactiva de Z_L es tria llavors per a ressonar el circuit:

$$X_L = -X_{in} \quad 5.234$$

Quan es produeix l'oscil·lació entre la càrrega i el transistor, simultàniament es produeix oscil·lació en el port de sortida, que es pot analitzar de la manera següent: per a mantenir una oscil·lació constant al port d'entrada vam veure que s'ha de complir l'equació 5.209. Llavors, en l'equació 4.18 del mòdul "Amplificadors lineals de microones" del material didàctic substituïm Γ_L per Γ_T :

$$\frac{1}{\Gamma_L} = \Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} \quad 5.235$$

on Δ ve de l'equació 4.107 del mòdul "Amplificadors lineals de microones" del material didàctic.

Ara resollem per a Γ_T :

$$\Gamma_T = \frac{1 - S_{11}\Gamma_L}{S_{22} - \Delta\Gamma_L} \quad 5.236$$

De l'equació 4.19 del mòdul "Amplificadors lineals de microones" del material didàctic tenim:

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \quad 5.237$$

La qual cosa demostra que la condició d'oscil·lació també es compleix per a la xarxa de terminació a la sortida del transistor, ja que $\Gamma_T\Gamma_{out} = 1$, és a dir, $Z_{in} = -Z_{out}$.

Exemple 15

Es pretén dissenyar un oscil·lador de microones a la freqüència de 12 GHz mitjançant un transistor MESFET configurat en porta comuna, amb una línia *microstrip* de 2 mm de longitud i 150 μm de gruix en sèrie amb la seva terminal de porta, a fi d'incrementar-ne la inestabilitat.

Dissenyeu una xarxa de terminació adequada per a una impedància de 50 Ω i una xarxa ressonadora adequada.

Els paràmetres S del transistor en configuració de font comuna són els següents:

$$S_{11} = |0,820|_{\angle -100}; \quad S_{21} = |3,201|_{\angle 65}; \quad S_{12} = |0,02|_{\angle 60}; \quad S_{22} = |0,810|_{\angle -45} \quad 5.238$$

S'utilitza per al circuit una placa FR4 de substrat dielèctric amb $\epsilon_r = 4,8$, gruix de 400 μm i conductor de coure de 17 μm de gruix.

Solució

En primer lloc, introduïrem les dades aportades dels paràmetres S del transistor en font comuna per a esbrinar els paràmetres S que resulten en configurar-lo en porta comuna amb la línia *microstrip* en sèrie, TL3, segons l'esquema de la figura 62. El resultat de la simulació del circuit del transistor i la línia *microstrip* en la seva porta ens dona com resultat els paràmetres S següents:

$$S_{11} = |1,743|_{\angle -80}; \quad S_{21} = |2,940|_{\angle 58}; \quad S_{12} = |0,743|_{\angle -4}; \quad S_{22} = |0,518|_{\angle 62} \quad 5.239$$

S'aprecia clarament que el transistor en porta comuna té un paràmetre S_{11} molt superior a la configuració inicial en font comuna, la qual cosa ens suggereix que la configuració en porta comuna és molt més inestable i que és favorable per a obtenir un oscil·lador. També s'aprecia un increment considerable del paràmetre S_{12} , relacionat amb la realimentació i l'estabilitat.

Ara, aplicant les equacions de l'apartat "Cercles d'estabilitat" del mòdul "Amplificadors lineals de microones" del material didàctic, trobem el cercle d'estabilitat del transistor en aquesta configuració, segons s'aprecia en la figura 63:

$$C_T = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{(|0,518|_{\angle 62} - |2,089|_{\angle -101,7}|1,743|_{\angle 80})^*}{|0,518|_{\angle 62}^2 - |2,089|_{\angle -101,7}^2} = |0,801|_{\angle -327} \quad 5.240$$

$$R_T = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{S_{22}^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{|0,743|_{\angle -4} |2,940|_{\angle 58}}{|0,518|_{\angle 62}^2 - |2,089|_{\angle -101,7}|^2} \right| = 0,483 \quad 5.241$$

on:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = |1,743|_{\angle -80} |0,518|_{\angle 62} - |0,743|_{\angle -4} |2,940|_{\angle 58} = |2,089|_{\angle -101,7} \quad 5.242$$

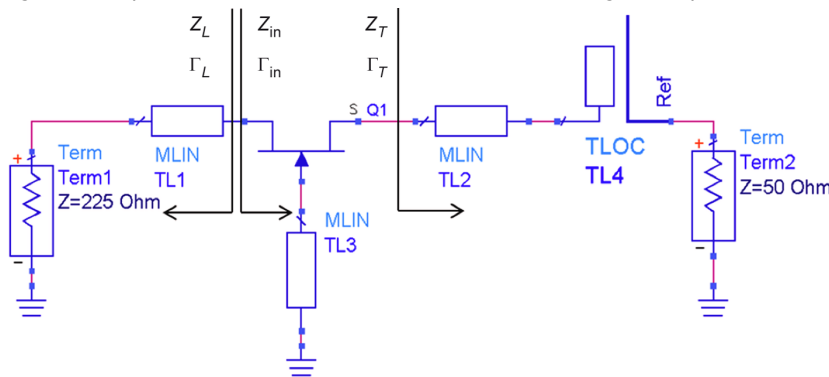
Atès que $|S_{11}| = 1,743 > 1$ significa que la regió estable és la interna al cercle calculat (en groc en la figura 63). Per tant, si volem que el circuit oscil·li, hem d'escollir un valor de Γ_T exterior al cercle d'estabilitat, amb un ampli grau de llibertat en aquesta elecció. No obstant això, un dels objectius en el disseny d'oscil·ladors amb transistor és aconseguir que la resistència negativa sigui tan gran com sigui possible, per la qual cosa és millor escollir un valor de Γ_T a la zona del costat oposat del cercle d'estabilitat dins de la carta de Smith.

Una possible solució seria triar el valor:

$$\Gamma_T = |0,9|_{\angle -124} \quad 5.243$$

segons s'indica en la figura 63. Llavors, mitjançant una càrrega de 50Ω i una simple xarxa d'adaptació com la de la figura 62, consistent en un *stub* en circuit obert, *TL4*, de 3,6 mm de longitud seguit d'una línia de transmissió, *TL2*, de 5,1 mm de longitud i amb totes dues línies d'impedància característica de 50Ω , és a dir, d'una amplada adequada de $750 \mu\text{m}$, aconseguim fabricar el coeficient de reflexió Γ_T que es vol, que es correspon amb una impedància $Z_T = 3,5 - j 26,5 \Omega$.

Figura 62. Esquema de l'oscil·lador amb transistor MESFET configurat en porta comuna



Finalment, calculem el coeficient de reflexió a l'entrada, Γ_{in} , segons les equacions vistes en l'apartat "Guany d'amplificadors" del mòdul "Amplificadors lineals de microones" del material didàctic:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} = |1,743|_{\angle -80} + \frac{|0,743|_{\angle -4} |2,940|_{\angle 58} |0,9|_{\angle -124}}{1 - |0,518|_{\angle 62} |0,9|_{\angle -124}} = |1,927|_{\angle -123} \quad 5.244$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} = 50 \Omega \frac{1 + |1,927|_{\angle -123}}{1 - |1,927|_{\angle -123}} = |30,97|_{\angle -130} \quad 5.245$$

$$Z_{in} = -20 - j 23,72 \quad 5.246$$

Obtenim, doncs, una impedància de valor real negatiu, tal com es requereix per a un oscil·lador. Ara, segons l'equació 5.233, hem de prendre un terç de la part real de la impedància calculada, per a assegurar l'oscil·lació:

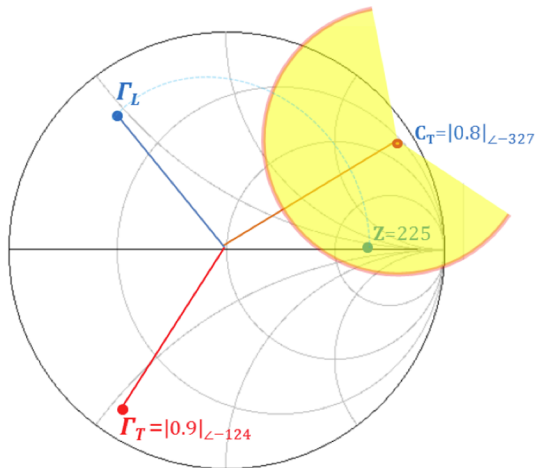
$$R_L = \frac{-R_{in}}{3} = 7,33 \Omega \quad 5.247$$

I la part imaginària la prenem segons 5.234:

$$X_L = -X_{in} = 23,72 \ \Omega \quad 5.248$$

La manera més senzilla d'aconseguir aquest ressonador és, per exemple, mitjançant una càrrega de $225 \ \Omega$ i una simple línia, *TL1*, d'amplària 1,6 mm i longitud 1,81 mm, segons es pot veure en les figures 62 i 63. Amb això donem per acabat el disseny de l'oscil·lador amb transistor.

Figura 63. Carta de Smith amb els punts més representatius del disseny de l'oscil·lador. La zona groga indica la zona estable



5.2.2. Oscil·lador amb ressonador dielèctric

En el disseny d'oscil·ladors, un dels objectius principals del disseny és trobar ressonadors amb factors de qualitat, Q , molt alts, ja que, per lògica, aquesta característica els fa més estables i menys sorollosos. Com més estreta sigui la resposta en freqüència del ressonador, més pura i més estable serà la portadora generada per l'oscil·lador. En el cas dels ressonadors amb components discrets o amb components distribuïts (línies *microstrip*), aquests estan limitats típicament a un factor de qualitat de, com a molt, diversos centenars.

D'altra banda, les de cavitats ressonants de guies d'ones, si bé amb el seu ús s'obtenen fàcilment valors de Q molt alts (per sobre de 10^4), no estan gens indicades per a integrar-se en circuits miniaturitzats de microones. A més, aquestes cavitats estan molt afectades pels canvis de temperatura, que provoquen canvis en les seves dimensions per dilatació o contracció i, consegüentment, variacions importants de la freqüència de ressonància.

La cavitat ressonadora dielèctrica soluciona la major part d'aquestes limitacions. Poden aconseguir valors de factor de qualitat, Q , de diversos milers; és de grandària reduïda i fàcilment integrable en circuits plans o *microstrip* i està composta de material ceràmic, altament estable en temperatura. Per aquests motius, els oscil·ladors amb ressonador dielèctric, *DRO*, s'han convertit en un dels més utilitzats en circuits de microones durant els últims temps.

Normalment, el ressonador dielèctric s'acobla al circuit oscil·lador simplement posicionant-lo a prop d'una línia *microstrip*, a una certa distància, d , que determina la intensitat de l'acoblament. El ressonador opera en el mode ET_{10} , i s'acobla magnèticament a la línia *microstrip*, per la qual cosa el ressonador apareix com una càrrega en sèrie a la línia. El ressonador es pot modelitzar per un circuit equivalent RLC paral·lel i l'acoblament per un transformador de relació $1:N$, segons s'aprecia en la figura 64.

Utilitzem l'expressió per a la impedància d'un circuit ressonador RLC paral·lel:

$$Z_{RLC\text{-paral·lel}}(f) = R / (1 + j 2Q_p \delta) \quad 5.249$$

Tenim que la impedància equivalent sèrie, Z , vista per la línia *microstrip* és:

$$Z(f) = N^2 R / (1 + j 2Q_p \delta) \quad 5.250$$

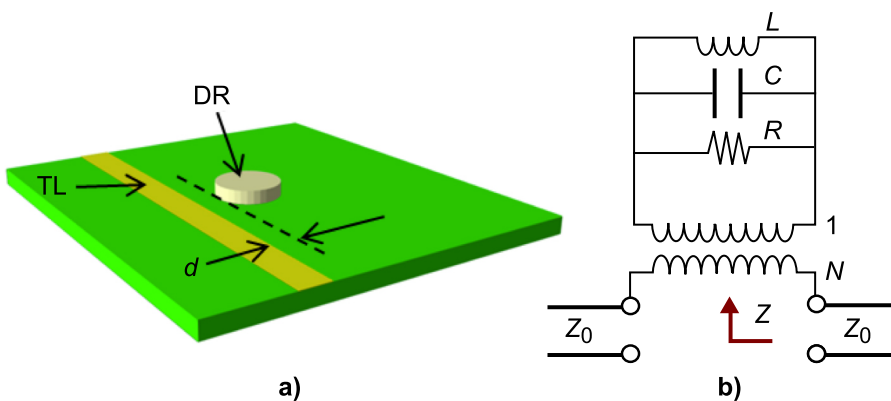
on hem inclòs l'efecte de l'acoblament pel seu equivalent transformador $1:N$, i Q_p és el factor de qualitat del ressonador paral·lel sense càrrega:

$$Q_p = \frac{R}{\omega_0 L} \quad 5.251$$

i δ la desviació de freqüència relativa segons vam veure en l'equació 5.231.

La freqüència de ressonància s'obté segons vam veure en l'equació 5.222.

Figura 64. Ressonador dielèctric. a) Geometria. b) Circuit equivalent



El factor d'acoblament, g , entre el ressonador dielèctric, DR , i la línia de transmissió, TL , és la relació entre el factor de qualitat sense càrrega Q_p i el factor de qualitat extern, vist des de la línia, Q_e :

$$g = \frac{Q_p}{Q_e} = \frac{\frac{R}{\omega_0 L}}{\frac{R_L}{N^2 \omega_0 L}} = \frac{N^2 R}{2Z_0} \quad 5.252$$

on $R_L = 2Z_0$ és la resistència de càrrega per a una línia amb resistència de font i de terminació de valor Z_0 . Moltes vegades la línia de transmissió *microstrip* acaba en un circuit obert a $\lambda/4$ del ressonador, a fi de maximitzar l'acoblament magnètic. En aquest cas, $R_L = Z_0$, i g es el doble del valor de l'equació 5.252.

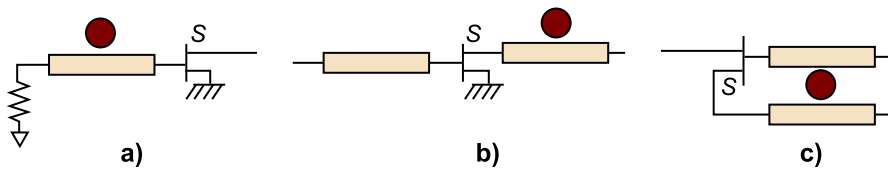
El coeficient de reflexió vist en la línia *microstrip* acabada mirant cap al ressonador és:

$$\Gamma = \frac{(Z_0 + N^2 R) - Z_0}{(Z_0 + N^2 R) + Z_0} = \frac{N^2 R}{2Z_0 + N^2 R} = \frac{g}{1 + g} \quad 5.253$$

d'on és molt fàcil deduir el factor d'acoblament, g , simplement mesurant el coeficient de reflexió, Γ , a la freqüència de ressonància.

Hi ha diverses configuracions possibles per a construir aquest tipus d'oscil·ladors, sigui amb transistor FET o bipolar, en emissor comú o en base comuna, a més de l'ús opcional de realimentacions en sèrie o paral·lel per a incrementar la inestabilitat. El ressonador dielèctric, al seu torn, es pot integrar en el circuit amb diverses topologies, per a estabilitzar l'oscil·lació a la seva freqüència de ressonància. Podem veure les topologies més comunes en la figura 65.

Figura 65. Topologies d'oscil·lador amb ressonador dielèctric



La topologia de la dreta (c) correspon a la configuració de realimentació en paral·lel, i consisteix en un ressonador situat entre dues línies *microstrip*, que funciona com un filtre passabanda d'alt factor de qualitat, acoblant una part del senyal de sortida a l'entrada del transistor. L'acoblament es controla amb la separació entre el ressonador i les línies, mentre que la fase es controla mitjançant la longitud de les línies. La configuració de realimentació en sèrie de l'esquerra (a) és més simple, ja que utilitza una única línia *microstrip*, però normalment no s'obté un interval de sintonització tan ampli com el que s'aconsegueix amb la configuració en paral·lel. Es pot optar també per topologies mixtes com la proposada en (b).

Exemple 16

Dissenyu un ressonador dielèctric a 5,8 GHz amb estructura de realimentació sèrie, tal com es mostra en la figura 66, mitjançant un transistor bipolar BJT que presenta els paràmetres S següents:

$$S_{11} = |1,7|_{\angle 100^\circ} \quad S_{21} = |3,2|_{\angle 33^\circ} \quad S_{12} = |0,5|_{\angle 60^\circ} \quad S_{22} = |0,71|_{\angle -45^\circ} \quad 5.254$$

Determineu el coeficient d'acoblament requerit pel ressonador dielèctric situat a una distància de $\lambda/4$ del circuit obert de la línia *microstrip*, i dissenyeu una xarxa d'adaptació

microstrip per al circuit de terminació, el qual ha d'incloure la impedància de càrrega de sortida. Considereu que s'utilitza per al circuit una placa FR4 de substrat dielèctric amb $\epsilon_r = 4,8$, gruix de 400 μm i un conductor de coure de 17 μm de gruix.

Solució

El primer que observem en aquest exemple és que, a diferència de l'anterior, la impedància de càrrega Z_0 forma part de la xarxa de terminació T a la sortida.

Si bé ens podem recolzar en els cercles d'estabilitat del transistor, per a dissenyar aquest oscil·lador n'hi ha prou amb escollir un valor de Γ_L que asseguri un valor alt de Γ_{out} . De l'equació 5.237 tenim que:

$$\Gamma_{\text{out}} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \quad 5.255$$

Segons aquesta equació és possible maximitzar Γ_{out} , fent que $1 - S_{11}\Gamma_L$ s'apropi al valor nul. Llavors, podem escollir per exemple $\Gamma_L = |0,64|_{\angle -100^\circ}$, de manera que obtenim:

$$\Gamma_{\text{out}} = |0,71|_{\angle -45^\circ} + \frac{|0,5|_{\angle 60^\circ} |3,2|_{\angle 33^\circ} |0,64|_{\angle -100^\circ}}{1 - |1,7|_{\angle 100^\circ} |0,64|_{\angle -100^\circ}} = |11,086|_{\angle 175,3^\circ} \quad 5.256$$

El coeficient de reflexió obtingut es correspon amb una impedància de valor:

$$Z_{\text{out}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{\text{out}}}{1 - \Gamma_{\text{out}}} = 50 \Omega \frac{1 + |11,086|_{\angle 175,3^\circ}}{1 - |11,086|_{\angle 175,3^\circ}} = |41,747|_{\angle 179,237^\circ} \quad 5.257$$

$$Z_{\text{out}} = -41,743 - j 0,56 \Omega \quad 5.258$$

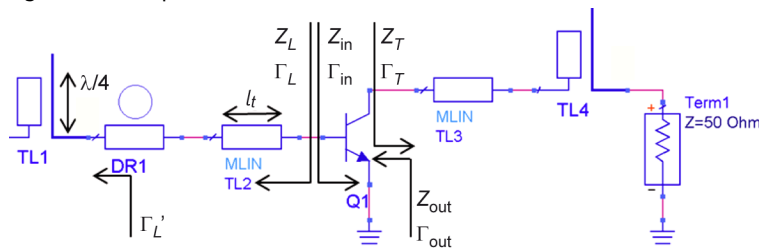
Veiem que amb aquest disseny, efectivament, obtenim una resistència negativa.

Aplicant la condició d'arrencada d'oscil·lació segons l'equació 5.233 i 5.234:

$$R_T = \frac{-R_{\text{out}}}{3} = 13,91 \Omega \quad 5.259$$

$$X_T = -X_{\text{out}} = 0,56 \Omega \quad 5.260$$

Figura 66. Exemple d'oscil·lador amb ressonador dielèctric



Ara només hem de calcular una xarxa d'adaptació perquè la càrrega Z_0 presenti aquesta impedància Z_T . Una possible solució és la proposada en la figura 66, que consisteix a utilitzar una línia de transmissió *microstrip* $TL3$ amb una longitud de 2,2 mm, és a dir, $0,08 \lambda$, i una línia de transmissió *microstrip* $TL4$ acabada en circuit obert (*stub*) de longitud 3,95 mm, és a dir, $0,14 \lambda$, ambdues dissenyades amb impedància característica de 50 Ω , la qual, per al substrat utilitzat, implica un gruix de la línia de 750 μm .

Finalment, hem d'adaptar Γ_L a la xarxa ressonadora. De l'equació 5.250 sabem que la impedància equivalent del ressonador vista des de la línia *microstrip* és real a la freqüència de ressonància, per la qual cosa el coeficient de reflexió en aquest punt, Γ_L , ha de presentar una fase nul·la o bé 180° . Per a un circuit ressonant RLC paral·lel acoblat, $R < Z_0$, per la qual cosa la fase ha de ser 180° . Això es pot aconseguir fàcilment mitjançant la línia de transmissió *microstrip* $TL2$, que es dissenya perquè presenti una impedància

característica $Z_0 = 50 \Omega$, de manera que el mòdul del coeficient de reflexió romangui constant i solament variï la fase:

$$\Gamma'_L = \Gamma_L e^{j2\beta l_t} = |0,64|_{\angle -100} e^{j2\beta l_t} = |0,64|_{\angle 180} \quad 5.261$$

el que ens dóna una longitud, l_t , de la línia TL2 de 10,7 mm, és a dir, $0,389 \lambda$.

Per la qual cosa la impedància equivalent del ressonador dielèctric a la freqüència de ressonància és:

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma'_L}{1 - \Gamma'_L} = 50 \Omega \frac{1 + |0,64|_{\angle 180}}{1 - |0,64|_{\angle 180}} = 10,97 \Omega \quad 5.262$$

Per a acabar, fent ús de l'equació 5.252, incrementada en un factor de 2 perquè acaba en un *stub* en $\lambda/4$, podem calcular el coeficient d'acoblament, g :

$$g = \frac{N^2 R}{2Z_0} = \frac{10,97}{50} = 0,219 \quad 5.263$$

5.3. Caracterització d'oscil·ladors

Per a acabar aquest apartat, enumerarem i descriurem les principals figures de mèrit que caracteritzen un oscil·lador.

Un oscil·lador de microones no és res més que un sistema que transforma una energia d'alimentació contínua en un senyal sinusoidal de microones. Aquest senyal és, idealment, una línia espectral d'amplària nul·la (delta) i energia constant i de valor finit, coneguda com **harmònic fonamental** de l'oscil·lador. No obstant això, les implementacions reals produeixen línies espectrals amb una certa amplada de banda, en les quals es produeixen fluctuacions aleatòries d'amplitud i de fase, i hi apareixen molts senyals harmònics i subharmònics del fonamental, generats per la característica no lineal de l'oscil·lador.

Vegeu ara quins són els paràmetres definits per a avaluar i comparar les prestacions d'un oscil·lador respecte a uns altres:

1) Freqüència fonamental

Aquest és, òbviament, el paràmetre principal d'un oscil·lador: la seva freqüència fonamental de funcionament. D'aquesta freqüència depèn la tecnologia que s'ha d'utilitzar en el disseny i en gran part de la topologia de circuit. Hem de seleccionar dispositius no lineals capaços de treballar a aquesta freqüència i els components de la realimentació, adaptació i, sobretot, el circuit ressonador, també han de tenir un comportament correcte en la freqüència de treball. Atès que la regió de les microones cobreix intervals de freqüència molt alts, una part important del disseny és trobar i seleccionar els components i tecnologia capaços de treballar a una freqüència tan alta.

La mesura d'aquest paràmetre amb precisió requereix sofisticats instruments que, al seu torn, incorporin oscil·ladors d'altres prestacions que introdueixin el mínim error i incertesa en la mesura (aquest error sol ser, generalment, de desenes d'Hz a freqüències de microones).

2) Potència de sortida

Una vegada definida la freqüència d'operació, el següent paràmetre més important que s'ha de tenir en compte en el disseny d'un oscil·lador és el nivell de potència que el dispositiu és capaç de lliurar a la càrrega. Òbviament, de res ens serveix dissenyar un oscil·lador si després no podem obtenir un nivell de senyal acceptable perquè el sistema pugui funcionar correctament. Aquest paràmetre se sol especificar per a una impedància de càrrega òptima determinada, per la qual cosa l'hauré de tenir en compte a l'hora d'integrar l'oscil·lador en un circuit. La mesura d'aquest paràmetre amb precisió requereix també una instrumentació sofisticada amb detectors de precisió, i és inevitable un cert marge d'incertesa d'aproximadament 1 dB.

3) Rendiment

Aquest paràmetre η ens dóna una mesura de la relació directa entre la potència de senyal de microones a la freqüència fonamental lliurada a una càrrega, P , i la potència d'alimentació contínua subministrada a l'oscil·lador, P_{DC} . La diferència entre aquests dos valors és la potència que es perd en forma de senyals a altres harmònics generats per la no-linealitat de l'oscil·lador i la potència deguda a les pèrdues del dispositiu:

$$\eta = \frac{P}{P_{DC}} \quad 5.264$$

4) Impedància de càrrega òptima

Ja hem vist que, en dissenyar oscil·ladors, aquests obtenen el màxim rendiment de potència lliurada per a un valor de càrrega determinat, que en oscil·ladors d'estat sòlid sol ser d'un valor baix, en general inferior als 50 Ω d'impedància estandarditzada de referència en microones. Si bé els fabricants solen incorporar xarxes d'adaptació perquè aquesta impedància sigui 50 Ω , és important tenir en compte aquest paràmetre a l'hora d'integrar l'oscil·lador en un sistema de microones.

5) Nivell d'harmònics

Aquest paràmetre mesura la qualitat de la freqüència generada per l'oscil·lador, en termes del nivell d'harmònics de la freqüència fonamental que ens podem trobar també a la seva sortida, inevitables a causa de la naturalesa no lineal del dispositiu. S'expressa en dBc i és la mesura relativa entre el nivell de potència de l'harmònic fonamental o *carrier*, P , i el nivell de potència de l'harmònic

de més nivell present a la sortida de l'oscil·lador, P_h . Se sol especificar també quin és aquest harmònic, generalment el segon o el tercer. Els seus valors habituals solen estar al voltant de 20 dBc. Lògicament, intentarem utilitzar un oscil·lador amb el màxim valor possible d'aquest paràmetre, depenent també de com la presència d'harmònics pugui afectar el nostre sistema:

$$H(\text{dBc}) = \frac{P}{P_h} \quad 5.265$$

6) Nivell d'espuris

És un paràmetre semblant a l'anterior, però ara es consideren els espuris generats que no són harmònics directes de la freqüència fonamental. S'identifica el de més valor i s'expressa, com abans, en dBc, és a dir, la relació entre la potència de l'harmònic fonamental i la potència de l'espuri amb més nivell. Els seus valors acostumen a estar al voltant de 80 dBc.

7) Estabilitat en el temps

L'estabilitat és un paràmetre que tracta de mesurar les desviacions de la freqüència fonamental que es produeixen en un oscil·lador real respecte del valor nominal especificat.

En un oscil·lador podem distingir dos grans grups d'inestabilitat en la freqüència generada. D'una banda, l'**estabilitat a llarg termini**, deguda al procés d'envelliment progressiu dels components que integren l'oscil·lador, que provoca canvis en les seves característiques i per tant, canvis en la freqüència generada. De l'altra, l'**estabilitat a curt termini**, que és aquella que es produeix en un espai de temps curt, de pocs segons, i que és deguda a la influència de senyals externs determinístics o a fonts de soroll internes o externes d'origen aleatori.

L'estabilitat en el temps tracta de donar una mesura de les variacions que l'oscil·lador pot experimentar a llarg termini, i se sol expressar en parts per milió. **1 ppm** significa que la desviació en la freqüència nominal d'un oscil·lador pot variar 1 Hz per cada 10^6 Hz de la freqüència del seu harmònic fonamental. És a dir, la variació de la freqüència fonamental respecte al seu valor nominal es pot calcular de la manera següent:

$$\Delta f = f_0 [\text{MHz}] * \text{ppm} \quad 5.266$$

Exemple 17

Un oscil·lador s'especifica a una freqüència fonamental de 6 GHz i una estabilitat en el temps de ± 10 ppm. Calculeu quin marge de freqüències hi podem esperar.

Solució

Passem primer la freqüència fonamental a MHz, és a dir, un múltiple de 10^6 Hz:

$$f_0 = 6 \text{ GHz} \frac{10^3 \text{ MHz}}{1 \text{ GHz}} = 6.000 \text{ MHz} \quad 5.267$$

Ara podem calcular la variació de freqüència Δf :

$$\Delta f = f_0 [\text{MHz}] * \text{ppm} = 6.000 \text{ MHz} * 10 \frac{\text{Hz}}{\text{MHz}} = 60.000 \text{ Hz} = 60 \text{ KHz} = 0,06 \text{ MHz} \quad 5.268$$

Atès que la variació de freqüència pot ser positiva o negativa, el marge inferior de la freqüència fonamental ($f_{\text{mín}}$) és:

$$f_{\text{mín}} = f_0 - \Delta f = 6.000 \text{ MHz} - 0,06 \text{ MHz} = 5.999,94 \text{ MHz} \quad 5.269$$

I el marge superior:

$$f_{\text{máx}} = f_0 + \Delta f = 6.000 \text{ MHz} + 0,06 \text{ MHz} = 6.000,06 \text{ MHz} \quad 5.270$$

8) Estabilitat en temperatura

Normalment se sol diferenciar entre els canvis en la freqüència fonamental causats per variacions en la temperatura i els deguts a l'envelliment dels components. L'estabilitat en temperatura també formaria part dels factors d'estabilitat a llarg termini, però en intervals de temps molt més curts (de l'ordre d'hores) que els considerats en l'envelliment (de l'ordre d'anys). S'expressen també en ppm.

9) Estabilitat de càrrega

A més de l'estabilitat a llarg i a curt termini, hi pot haver una variació en la freqüència nominal deguda a l'ús d'impedàncies de càrrega diferents a l'òptima, que afecten al comportament del circuit oscil·lador en el seu conjunt, principalment al factor de qualitat, Q , del circuit ressonant. Aquest paràmetre és conegut amb el nom anglès de *pulling* i se sol especificar també en ppm, per a un determinat marge d'impedàncies o pèrdues de retorn admeses per al seu funcionament.

10) Estabilitat d'alimentació

Les fluctuacions en la tensió d'alimentació poden modificar lleugerament el punt de treball del dispositiu actiu que forma part de l'oscil·lador, i provocar una variació en les seves característiques no lineals que, per tant, pot afectar l'harmònic fonamental generat. Aquestes variacions en la freqüència fonamental es mesuren en ppm/V, i signifiquen els Hz respecte a cada MHz que la

freqüència fonamental es pot desviar respecte al seu valor nominal per cada volt de variació en la tensió d'alimentació. Aquest paràmetre se sol denominar amb el terme anglès, *pushing*.

Finalment, tractem més extensament la figura de mèrit del soroll, atesa la importància d'aquest paràmetre en un oscil·lador.

5.3.1. Soroll en oscil·ladors

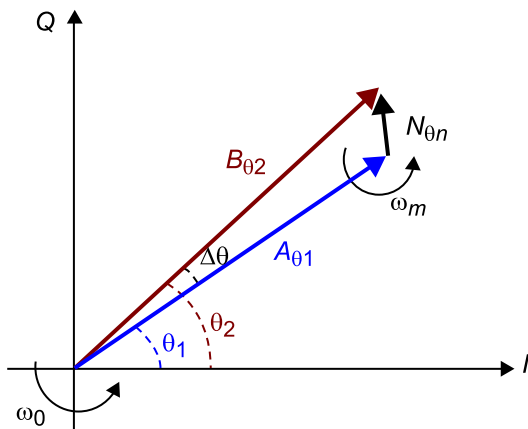
El soroll present a la sortida de l'oscil·lador es pot veure com l'estabilitat a curt termini de la freqüència fonamental deguda a variacions aleatòries en les característiques dels seus components d'origen tèrmic.

El senyal de sortida d'un oscil·lador és un fasor que es pot considerar com la suma d'un fasor de l'harmònic principal (portadora), que és pur i sense soroll, més un fasor resultant de soroll aleatori. La figura 67 mostra aquest concepte de suma de fasors.

Quan el component de soroll és paral·lel al de la portadora, el vector suma solament altera l'amplitud del senyal d'oscil·lació i resulta en un **soroll AM**. Si el component de soroll és perpendicular al de la portadora, llavors tindrem soroll de fase, és a dir, **soroll PM**. En general, als oscil·ladors reals generalment predomina el soroll de fase respecte al d'AM a causa de l'efecte limitador de la naturalesa del circuit, que tendeix a mantenir estable el nivell del senyal generat.

És molt important tenir en compte el soroll de fase en un oscil·lador, atès que afecta les característiques del nostre sistema. Aquest soroll apareix en forma de bandes laterals amb un espectre continu en freqüència al voltant de la freqüència nominal d'oscil·lació. En sistemes de transmissió amb modulació de fase, aquest soroll degrada la reconstrucció del senyal en el receptor, s'incrementa la taxa d'error de bit i d'aquesta manera s'imposa un límit en el flux de dades que es poden transmetre de manera fiable. La figura 67 il·lustra aquest fenomen.

Figura 67. Fasor resultant de la portadora més el soroll



Podem veure com un senyal útil, representat pel seu fasor en mòdul i fase A_01 , és modificat per un fasor de soroll aleatori, en amplitud i en fase, $N_{\theta m}$, i com resulta en un senyal el fasor del qual, $B_{\theta 2}$, té una amplitud modificada respecte al senyal útil i una fase també modificada en una quantitat $\Delta\theta$.

En comunicacions multicanal, el receptor transfereix les bandes laterals d'aquest soroll d'un canal a l'adjacent, en convertir-los a freqüència intermèdia, i això comporta problemes d'interferència i limita l'espaiat entre canals.

En radars *doppler* o FMCW, que mesuren la variació de freqüència entre el senyal emès i el rebut, el soroll de fase limita la resolució i la sensibilitat del sistema radar.

El **soroll de fase** a una determinada distància en freqüència respecte a la freqüència nominal de la portadora es mesura com el valor de la densitat espectral d'energia en una finestra d'1 Hz d'amplada de banda.

Les unitats de mesura habituals per al soroll de fase són dBc/Hz, que representen la densitat espectral referida al nivell de potència a la freqüència de la portadora. Atès que, amb un analitzador d'espectres, el nivell mesurat depèn de l'amplada de banda de resolució del detector, el valor mesurat s'ha de normalitzar a 1 Hz a fi d'obtenir una mesura estimativa consistent de soroll de fase. D'aquesta manera, el soroll de fase es calcula així:

$$L(f_m) = \frac{N}{C} \quad 5.271$$

on:

- N és el nivell de potència de soroll en una amplada de banda d'1 Hz mesurada a una distància de f_m Hz des de la freqüència nominal de la portadora.
- C és el nivell de potència de la portadora.
- $L(f_m)$ és la mesura de soroll de fase reconeguda per l'United States National Bureau of Standards, i és també la forma d'expressar-ho més reconeguda internacionalment, atès que és la més intuïtiva.

Assumint fluctuacions de fase febles, per a demostrar que $L(f_m)$ es pot relacionar amb la **desviació pic de fase** θ_p , i amb la **densitat espectral de potència de les fluctuacions de fase**, $S_\theta(f_m)$ mitjançant l'equació:

$$L(f_m) = \left[\frac{\theta_p}{2} \right]^2 = \left[\frac{1,40_{\text{RMS}}}{2} \right]^2 = \frac{S_\theta(f_m)}{2} \quad 5.272$$

Lectura recomanada

D. B. Leeson (1966, febrer). "A simple model of feedback oscillator noise spectrum". *Proceedings of the IEEE* (pàg. 329-330).

Considerant l'oscil·lador com un amplificador amb realimentació, com el de la figura 59, però amb només Z_3 , Leeson va estudiar el soroll de fase en aquesta estructura circuital i va deduir que el soroll de fase definit amb 1 Hz d'amplada de banda a una distància en freqüència f_m des de la portadora, produeix una desviació de fase segons l'equació:

$$\Delta\theta_p = \frac{RMS(V_n)}{RMS(V_c)} \quad 5.273$$

on V_n és la tensió de soroll i V_c la tensió del senyal portador, les quals estan relacionades amb la potència de soroll i la potència de la portadora, resultant:

$$\Delta\theta_p = \sqrt{\frac{FKT}{P_c}} \quad 5.274$$

d'on F és la figura de soroll de l'amplificador, K és la constant de Boltzmann i T és la temperatura d'operació.

En aquestes condicions, la densitat espectral de soroll de fase a l'entrada de l'amplificador és:

$$S_{\theta IN}(f_m) = \Delta\theta_p^2 = \frac{FKT}{P_c} \quad 5.275$$

Empíricament, s'observa que el soroll de fase en freqüències properes a la portadora descriu una densitat espectral proporcional a $1/f$, per la qual cosa és possible caracteritzar-la com un modulador de fase connectat a l'entrada de l'amplificador. Llavors, la densitat espectral a l'entrada és:

$$S_{\theta IN}(f_m) = \frac{FKT}{P_c} \left(1 + \frac{f_c}{f_m}\right) \quad 5.276$$

Considerant la característica passabanda de la resposta en freqüència del resonador, la resposta en llaç tancat de l'oscil·lador complet és:

$$S_{\theta OUT}(f_m) = S_{\theta IN}(f_m) \left(1 + \frac{1}{f^2} \left(\frac{f_c}{2Q_L}\right)^2\right) \quad 5.277$$

I resulta en un soroll de fase donat per l'expressió:

$$L(f_m) = \left(1 + \frac{1}{f^2} \left(\frac{f_c}{2Q_L}\right)^2\right) \frac{FKT}{2P_c} \left(1 + \frac{f_c}{f_m}\right) \quad 5.278$$

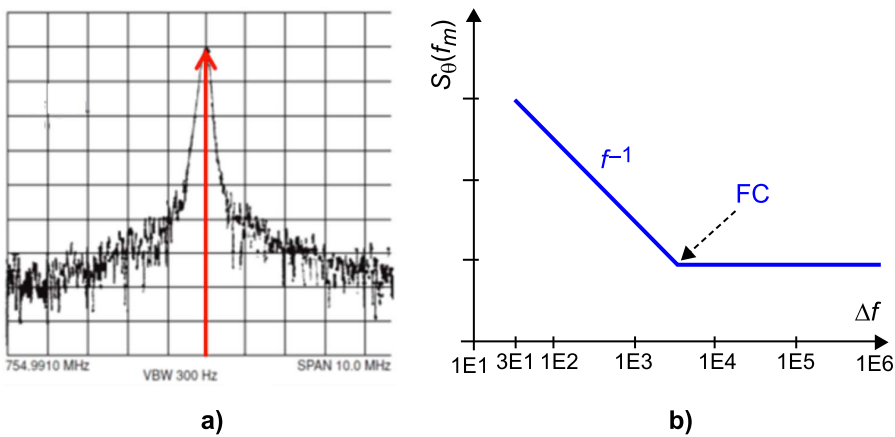
Vegeu també

En l'apartat "Figures de mèrit d'amplificadors" de l'"Annex" del material didàctic s'analiza el significat d'aquestes variables.

Aquesta expressió mostra les diferents regions de l'espectre del senyal de l'oscil·lador associades amb la relació $1/f$ i el soroll blanc i el seu sòl, que es correspon amb una freqüència llunyana a la portadora. El paper rellevant que té el factor de qualitat Q en la millora del soroll de fase també es pot veure reflectit.

La figura 68 mostra, a l'esquerra (a), l'espectre mesurat del senyal a la sortida d'un oscil·lador, on s'observa clarament que no és un harmònic ideal (que seria el cas de la delta dibuixada en vermell), sinó que té una certa amplada de banda a causa del soroll de fase. A la dreta (b) s'observa la característica típica del soroll de fase d'un oscil·lador de microones en banda base, on es pot apreciar l'anomenat *flicker corner* (FC), que és el punt en el qual la tendència deixa de decreixer segons f^{-1} i s'estabilitza a un cert nivell.

Figura 68. a) Espectre de senyal a la sortida d'un oscil·lador. b) Resposta del soroll en banda base



6. Multiplicadors de freqüència

El present apartat analitza un dels mètodes principals per a generar senyals de microones d'alta freqüència: els dispositius multiplicadors de freqüència. Es tracta de dispositius avançats de microones que aprofiten la característica no lineal d'un dispositiu bàsic, sigui un díode o un transistor, perquè en aplicar-li un senyal a l'entrada obtinguem harmònics de freqüència més alta a la sortida. Amb aquesta estratègia aconseguim generar senyals d'alta freqüència amb una bona qualitat a partir de fonts de senyal de freqüència més baixa, les quals són molt més simples de dissenyar i són més estables, fiables i econòmiques que a freqüències altes.

Comencem enumerant diferents mètodes de generació de senyals de microones per a passar a analitzar el cas dels multiplicadors de freqüència. Aquests poden millorar les seves prestacions a força de manipular adequadament les formes d'ona del senyal generador de base. A continuació es fa un repàs de les principals figures de mèrit que caracteritzen els multiplicadors de freqüència. Després s'analitzen els multiplicadors simples mitjançant díode varistor o varactor, i més tard s'aborden, qualitativament, els multiplicadors actius mitjançant transistor FET i, en concret, els casos dels dobladors i triplicadors de freqüència, a més del multiplicador actiu equilibrat.

6.1. Mètodes per a la generació de senyal de microones

Hi ha diverses estratègies o mètodes per a generar un senyal de microones:

1) Generació directa de senyal

En radiofreqüència, el mètode principal consisteix a dissenyar directament un oscil·lador a la freqüència fonamental de treball.

Com ja s'ha vist en l'apartat "Oscil·ladors de microones", l'oscil·lador consta bàsicament d'un component actiu que funciona en zona inestable i un circuit ressonador que l'estabilitza a una freqüència determinada. No obstant això, a freqüències altes de microones topem amb diversos problemes. D'una banda, els dispositius actius són limitats en freqüència. Si bé la tecnologia avança i és possible trobar transistors que tinguin una freqüència de transició cada vegada més alta, sempre hi haurà un límit difícil de superar. De l'altra, els circuits ressonants comencen a tenir efectes paràsits i dificultats per a aconseguir una bona precisió com més gran és la freqüència de ressonància, sobretot a causa de les dimensions reduïdes a què obliga la longitud d'ona fonamental.

2) Mescladors subharmònics

Ja hem vist en l'apartat "El mesclador" en què consisteixen aquests dispositius. Bàsicament, aconseguen que, en una aplicació amb mesclador, no sigui necessari aplicar un senyal d'oscil·lador local de freqüència fonamental f_0 , sinó que n'hi hagi prou a aplicar-hi un senyal de freqüència f_0/n . Amb això aconseguim treballar a altes freqüències utilitzant fonts de generació de senyal de freqüència més baixa.

3) Mesclador com *upconverter*

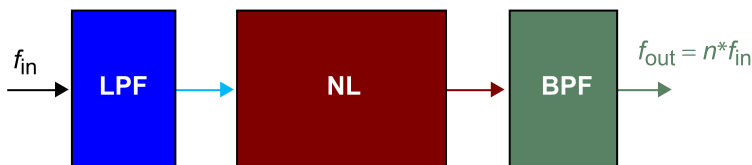
Aquesta és una altra estratègia per a aconseguir generar un senyal d'alta freqüència amb fonts generadores de freqüència més baixa. Utilitzant el mesclador com a convertidor de freqüència cap a dalt, podem utilitzar dos senyals de baixa freqüència que, injectats als ports *IF* i *LO*, es mesclen per a generar a la sortida *RF* un senyal la freqüència del qual és la suma de tots dos. No obstant això, ens haurem d'assegurar que el disseny del mesclador sigui molt lineal per a evitar intermodulacions, sobretot en aplicacions de banda ampla en les que coexisteixen diversos canals adjacents. A més, cal controlar els nivells de senyal de *LO* per a assegurar un funcionament homogeni i també és important que el mesclador tingui un bon aïllament entre ports per a evitar aquestes intermodulacions. Tanmateix, el nivell de *LO* ha de ser moderat, ja que si no és suficientment alt el nivell de compressió disminueix i d'aquesta manera es degrada la linealitat que es vol assolir del dispositiu.

4) Multiplicadors de freqüència

Sol ser l'estratègia més utilitzada en la generació de senyal de microones. Els multiplicadors de freqüència sempre són una alternativa vàlida per a generar senyals a les freqüències més altes.

La figura 69 mostra el diagrama de blocs bàsic d'un multiplicador de freqüència genèric.

Figura 69. Diagrama de blocs de circuit multiplicador de freqüència



En aquest distingim un primer bloc que consisteix en un filtre passabaix, *LPF*, que elimina qualsevol harmònic d'un senyal d'entrada a la freqüència fonamental f_{in} . El senyal passa pel dispositiu no lineal, *NL*, dissenyat perquè es generin harmònics d'aquest senyal, optimitzant només un del harmònics que, no obstant això, seleccionem a més amb un filtre passabanda, *BPF*, per a discriminar encara més qualsevol altre harmònic a la sortida que no sigui del nostre interès. Al final obtenim únicament l'harmònic que es vol:

$$f_{\text{out}} = n * f_{\text{in}} \quad 5.279$$

on n es coneix com a **factor de multiplicació**.

Es necessita un dispositiu, NL , que tingui una característica $I-V$ (corrent-tensió) o $C-V$ (capacitat-tensió) **no lineal** a fi de poder generar harmònics de major ordre. Normalment, quan es desitja un multiplicador de banda ampla s'utilitza una característica $I-V$ no lineal, però quan l'eficiència és més important s'opta per una característica $C-V$ no lineal.

L'inconvenient principal del multiplicador de freqüència, fins i tot en cas que es tracti d'un dispositiu ideal que no introdueix soroll, és que el procés de multiplicació incrementa el soroll de fase del senyal a la sortida, de manera inherent i inevitable, ja que el multiplicador de freqüència és, en realitat, un multiplicador de fase, per la qual cosa qualsevol desviació de fase del senyal de baixa freqüència, f_{in} , s'incrementa n vegades en el senyal a la sortida.

La mínima degradació en la relació portadora a soroll, CNR , causada per un multiplicador ideal és:

$$\Delta CNR \text{ (dB)} = 20 * \log(n) \quad 5.280$$

on n és el factor de multiplicació.

Això significa que un multiplicador doblador de freqüència degrada la CNR del senyal a la seva entrada en 6 dB com a mínim, o que un altre amb factor de multiplicació $n = 4$ degrada la CNR en 12 dB com a mínim.

No obstant això, en la pràctica, una font de senyal de baixa freqüència, f_{in} , que sigui molt estable encara pot produir senyals de microones amb millor soroll de fase que els produïts directament amb un oscil·lador a la freqüència $n * f_{\text{in}}$.

Exemple 18

Compareu el soroll de fase d'un senyal a 2,4 GHz generat a partir d'un oscil·lador de cristall molt estable de 10 MHz amb un soroll de fase de -170 dBc/Hz @ 100 KHz del centre de la portadora amb el d'un senyal generat directament amb un oscil·lador amb ressonador LC dissenyat a 2,4 GHz.

Solució

El factor de multiplicació és:

$$n = \frac{f_{\text{out}}}{f_{\text{in}}} = \frac{2.400 \text{ MHz}}{10 \text{ MHz}} = 240 \quad 5.281$$

Segons l'equació 5.280, l'increment en soroll de fase és:

$$\Delta CNR \text{ (dB)} = 20 * \log(n) = 20 * \log(240) = 48 \text{ dB} \quad 5.282$$

Per tant, el soroll de fase del senyal de sortida és:

$$N_{ph-out} = N_{ph-in} + \Delta CNR \text{ (dB)} = -170 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}} + 48 \text{ dB} = -122 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}} @ 100 \text{ KHz} \quad 5.283$$

Si ho comparem amb un oscil·lador amb ressonador LC a 2,4 GHz, aquest té un soroll de fase típic de $-100 \text{ dBc/Hz @ 100 KHz}$, la qual cosa significa que està 22 dB per sobre del soroll de fase aconseguit amb el multiplicador. Per tant, la tècnica del multiplicador de freqüència és vàlida per a obtenir senyals de microones amb un bon nivell de soroll de fase.

6.2. Formes d'ona

Qualsevol forma d'ona diferent a una sinusoide que es repeteixi indefinidament conté energia en els harmònics de la seva freqüència fonamental.

Segons aquest principi, podem optimitzar el factor de multiplicació mitjançant la forma d'ona. Atenent a la forma dels senyals de la figura 70, tenim els coeficients següents en els harmònics dels seus respectius desenvolupaments en sèrie de Fourier:

1)

$$C_n = \frac{A}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right) \quad 5.284$$

2)

$$C_n = \frac{4A}{(n\pi)^2} \text{ con } n = 1, 3, 5, \dots \quad 5.285$$

3)

$$C_n = \frac{4A}{(n^2 - 1)\pi} \text{ con } n = 2, 4, 6, \dots \quad 5.286$$

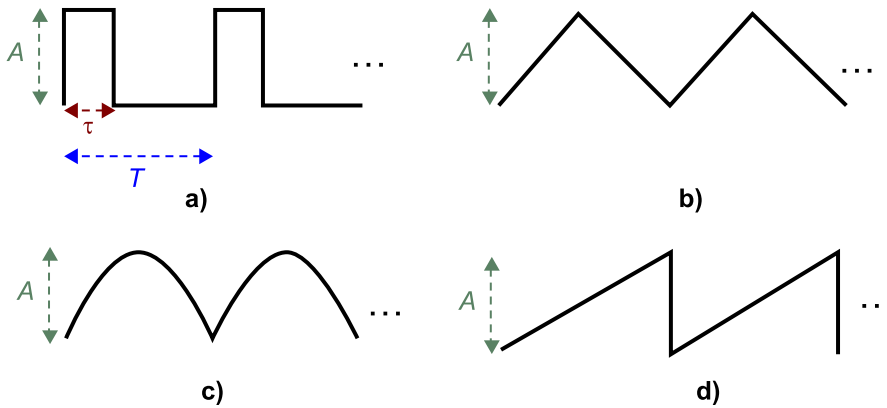
4)

$$C_n = \frac{A}{n\pi} \quad 5.287$$

Observem els detalls següents:

- Les formes d'ona amb canvis bruscs tenen més nivell d'harmònics d'alta freqüència.
- Els harmònics de les formes d'ona sense canvis bruscs tenen n^2 en el denominador, mentre que les que sí tenen canvis bruscs tenen n en el denominador.

Figura 70. Formes d'ona. a) Senyal quadrat amb cicle de treball τ/T . b) Senyal triangular. c) Sinusoidal rectificat. d) Rampa



- El senyal triangular (b) solament té harmònics senars, mentre que el senyal sinusoidal rectificat (c) solament té harmònics parells.
- El cicle de treball, τ/T , del tren de polsos determina els harmònics predominants. El senyal quadrat (a) es pot veure com la convolució d'un pols d'amplitud A i de durada τ amb un tren de deltes separades un temps T :

$$x(t) = A\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) \quad 5.288$$

La transformada de Fourier d'un pols de durada τ és una funció sinc:

$$\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \leftrightarrow \frac{2 \operatorname{sen}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\omega} = \frac{\tau \operatorname{sen}(\pi\tau f)}{\pi\tau f} = \tau \operatorname{sinc}(\tau f) \quad 5.289$$

Per tant, la transformada de Fourier del tren de polsos és:

$$X(f) = A\tau \operatorname{sinc}(\tau f) \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - n/T) \quad 5.290$$

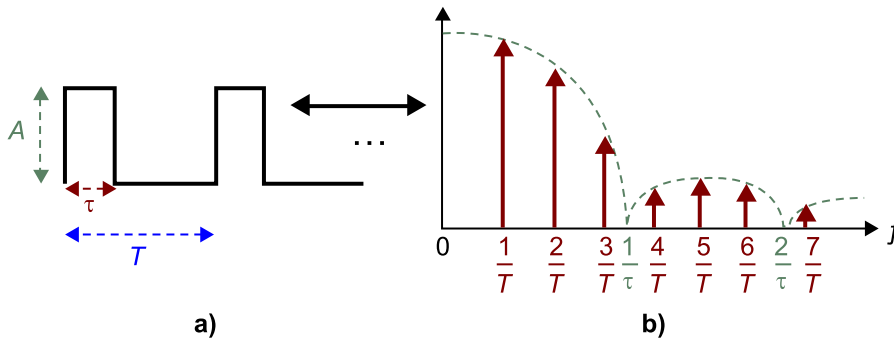
Tenint en compte que:

$$\operatorname{sinc}(x) = \frac{\operatorname{sen}(\pi x)}{\pi x} \quad 5.291$$

els coeficients de cada harmònic tenen aquest valor:

$$C_n = \frac{A}{n\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right) \quad 5.292$$

La figura 71 mostra el tren de polsos en el domini temporal (a) i en el domini de la freqüència (b). S'observa que els nuls de la funció sinc es poden controlar mitjançant la durada del pols τ . Jugant amb aquest paràmetre es poden anul·lar certs harmònics a voluntat. L'amplitud dels harmònics també es pot controlar de la mateixa manera.

Figura 71. Tren de polsos i el seu espectre en funció de τ i T **Exemple 19**

Determineu el cicle de treball, τ/T , necessari perquè un senyal en forma de tren de polsos tingui un espectre sense harmònics parells. Feu el mateix perquè no tingui harmònics senars. Quin és el cicle de treball aproximat del senyal de la figura 71?

Solució

Segons es pot observar en la figura 71, i a partir de l'equació 5.292, deduïm que els nuls de la funció sinc es produeixen quan:

$$\frac{n\pi\tau}{T} = k\pi \quad 5.293$$

on n i k són nombres enters.

Llavors, el primer nul és per a $k = 1$. En aquestes condicions s'ha de complir:

$$\frac{n\tau}{T} = 1 \quad 5.294$$

$$n = T/\tau \quad 5.295$$

Si volem eliminar els harmònics parells, el primer d'aquests, $n = 2$, ha de coincidir amb el primer nul de la funció sinc:

$$2 = T/\tau \quad 5.296$$

Per tant, el cicle de treball ha de ser del 50%.

Si volem eliminar els harmònics senars, el primer d'aquests, $n = 3$, ha de coincidir amb el primer nul de la funció sinc:

$$3 = T/\tau \quad 5.297$$

Per tant, el cicle de treball ha de ser del 33%.

Finalment, de la figura 71 es dedueix que el primer nul de la funció sinc se situa aproximadament a $n = 3,3$. Per tant, el cicle de treball del tren de polsos ha de ser del 30%.

6.3. Figures de mèrit d'un multiplicador de freqüència

Abans d'entrar a analitzar circuits bàsics multiplicadors de freqüència, és convenient detenir-se per a repassar les principals figures de mèrit que caracteritzen aquests dispositius. A fi de comparar una estructura multiplicadora amb una altra, cal analitzar quines característiques són millors i quines són pitjors per a cada multiplicador. Vegem, doncs, una descripció de les més importants.

1) Pèrdues de conversió

Aquest paràmetre és una mesura de l'eficiència del multiplicador i ens permet valorar l'energia que necessitarem per a generar l'harmònic que es vol i la que es perdrà.

Es defineix com **pèrdues de conversió** la relació entre el nivell de potència de senyal a l'harmònic desitjat lliurat a la càrrega a la sortida, P_{hL} , i el nivell de potència disponible de la font de l'entrada, P_{inav} .

$$L_C = 10 \log \left(\frac{P_{inav}}{P_{hL}} \right) \quad 5.298$$

Aquest paràmetre també es coneix com **eficiència de conversió**, quan la relació de potències és a la inversa, es calcula en lineal i es dona en percentatge, en comptes de dB.

L'objectiu en el disseny de multiplicadors de freqüència és obtenir les mínimes pèrdues de conversió possibles. En cas contrari, la major part de la potència injectada a l'entrada es dissiparà en el dispositiu.

2) Potència màxima a l'entrada, P_{in}

La màxima potència a l'entrada del multiplicador està limitada pel dispositiu o dispositius no lineals que el formen i s'ha d'especificar clarament.

3) Impedàncies de font i de càrrega, Z_S i Z_L

Una de les condicions per a tenir les mínimes pèrdues de conversió possibles és que cal proveir el díode o transistor del multiplicador amb les impedàncies òptimes de font i de càrrega. En cas que no es pugui complir amb aquest requisit, s'han de dissenyar les respectives xarxes d'adaptació per a aconseguir-ho a les freqüències de treball, també respectives, de l'entrada i de la sortida.

4) Amplada de banda, BW

L'amplada de banda és l'interval de freqüències a l'entrada o a la sortida en què les pèrdues de conversió estan dins dels límits especificats.

5) Harmònics

A més de l'harmònic o els harmònics volguts, el multiplicador genera altres harmònics indesitjats que poden afectar seriosament el funcionament correcte del sistema en què el multiplicador està immers.

6) Conversió de soroll

Els multiplicadors de freqüència afegeixen el seu propi soroll al sistema i això s'ha de tenir en compte a l'hora de predir l'espectre de soroll resultant a la sortida.

7) Conversió de soroll de fase

Tot multiplicador de freqüència incrementa el soroll de fase pel mateix factor, n , pel qual està multiplicant, ja que es multipliquen la freqüència i també la fase. El valor en dB ja l'hem vist en l'equació 5.280.

8) Eficiència energètica

Aquest paràmetre mesura la relació entre la potència de microones lliurada a la càrrega i la potència en contínua d'alimentació del circuit, en el cas del multiplicador actiu.

A més d'aquestes figures de mèrit, com en qualsevol altre dispositiu de microones, hi ha altres paràmetres que cal tenir en compte, com la resistència tèrmica, els efectes paràsits de l'encapsulament, el marge de temperatures de funcionament, etc.

6.4. Multiplicadors de freqüència amb díodes

En aquest apartat descriurem diferents estructures multiplicadores implementades mitjançant un díode com a dispositiu bàsic no lineal. Bàsicament, hi ha dos tipus principals de multiplicadors amb díodes: els que utilitzen un varistor i els que utilitzen un varactor.

6.4.1. Multiplicador simple amb varistor

El multiplicador simple amb varistor utilitza la característica $I-V$ no lineal d'un díode, generalment del tipus Schottky, per a distorsionar un senyal sinusoidal a la seva entrada i generar d'aquesta manera harmònics a freqüències superiors a la seva sortida.

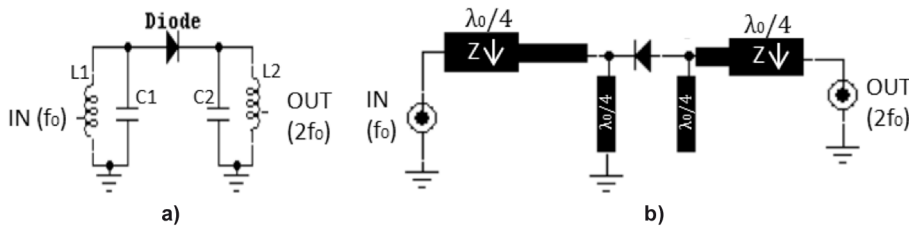
Es tracta, per tant, d'un multiplicador basat en una resistència no lineal, per la qual cosa es caracteritza per dues propietats fonamentals:

1) **Baixa eficiència:** el fet de ser resistiu implica que una part de la potència de senyal aplicada a l'entrada es dissipa en el díode. Un doblador ideal té 6 dB de pèrdues de conversió (a causa de n^2 del denominador, segons l'equació 5.286), encara que les implementacions reals solen tenir uns 10 dB de pèrdues de conversió.

2) **Gran amplada de banda:** pel mateix motiu anterior, com que no té una impedància reactiva, el seu comportament en freqüència serà bastant homogeni, per la qual cosa està molt indicat en aplicacions que requereixin una gran amplada de banda.

La figura 72 mostra l'esquema de dos exemples de multiplicadors simples amb díode varistor.

Figura 72. Exemples de multiplicador simple amb varistor (díode Schottky). a) Amb components discrets. b) Amb components distribuïts



Podem observar que, en el cas de l'esquerra (a), els ressonadors LC són ideals perquè curtcircuiten els harmònics indesitjats, mentre que a la seva freqüència de ressonància (f_0 a l'entrada i $2f_0$ a la sortida) la impedància és alta i permeten el pas dels harmònics d'interès.

En el circuit de la dreta (b) s'ha realitzat la implementació mitjançant tecnologia *microstrip*. S'hi aprecien inversors d'impedància en $\lambda_0/4$ a l'entrada i a la sortida, a fi d'adaptar impedàncies, però el més característic són els dos *stubs* que hi ha al costat del díode. Un *stub*, el d'entrada, està curtcircuitat a massa i té una longitud $\lambda_0/4$ a la freqüència d'entrada f_0 . D'aquesta manera, el senyal a la freqüència d'entrada f_0 no està afectat per la seva presència, perquè, com ja hem vist altres vegades, un *stub* en $\lambda/4$ és un inversor d'impedàncies i es transfereix íntegrament al díode, mentre que a la freqüència doble ($2f_0$) és vist com un curtcircuit, per la qual cosa eliminem qualsevol vestigi del senyal de sortida i evitem la realimentació i generació d'intermodulacions que empitjorarien l'eficiència del multiplicador. En canvi, l'*stub* a la sortida acabat en circuit obert, de manera que afecta poc el senyal de sortida a $2f_0$ i obliga el senyal d'entrada a reflectir-se cap al díode a f_0 , ja que aquest veu un curtcircuit.

6.4.2. Multiplicador simple amb varactor

El multiplicador simple amb varactor utilitza la característica $C-V$ no lineal d'un díode per a distorsionar un senyal sinusoidal a la seva entrada i generar d'aquesta manera harmònics a freqüències superiors a la seva sortida.

Es tracta, per tant, d'un multiplicador basat en una reactància no lineal, per la qual cosa es caracteritza per dues propietats fonamentals:

1) **Alta eficiència:** el fet de ser reactiu implica que, idealment, cap fracció de la potència de senyal aplicada a l'entrada es dissipa en el díode.

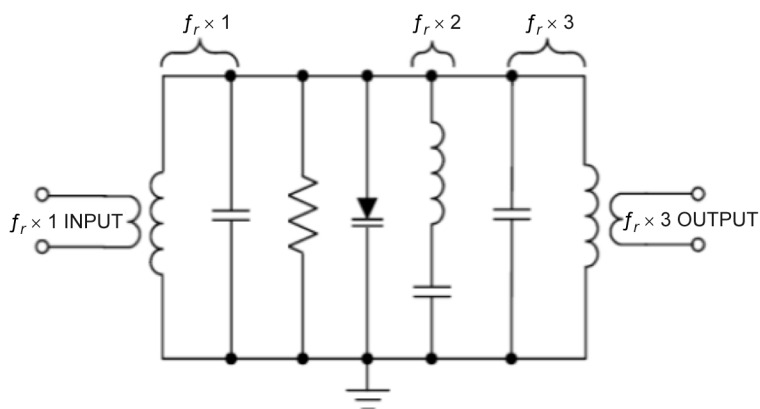
2) **Amplada de banda reduït:** pel mateix motiu, com que té una impedància reactiva, el seu comportament en freqüència fa que solament pugui funcionar en un estret marge.

Aquests díodes presenten, a més, altres característiques específiques:

- Són molt sensibles a qualsevol variació en la resta del circuit que canviï de manera important la potència a la sortida.
- El funcionament d'un multiplicador d'aquest tipus requereix de molts assaigs de sintonització empírics.
- Generen molt poc soroll.
- La potència disponible està limitada per la tensió de ruptura.
- Sempre hi ha una resistència paràsita sèrie que dissipa part de la potència.
- Són relativament inestables, per la qual cosa és necessari prendre precaucions en aquest sentit.
- El soroll de fase depèn fortament del nivell de senyal a l'entrada.

La figura 73 mostra l'esquema d'un exemple de multiplicador triplicador simple amb díode varactor.

Figura 73. Multiplicador simple amb díode varactor



Font: Extret de R. Zingg (2001) .Varactor Frequency Tripler. University of Colorado at Boulder.

Es poden apreciar els ressonadors LC a les diferents freqüències:

- f_r a l'entrada, curtcircuitant la resta d'harmònics.

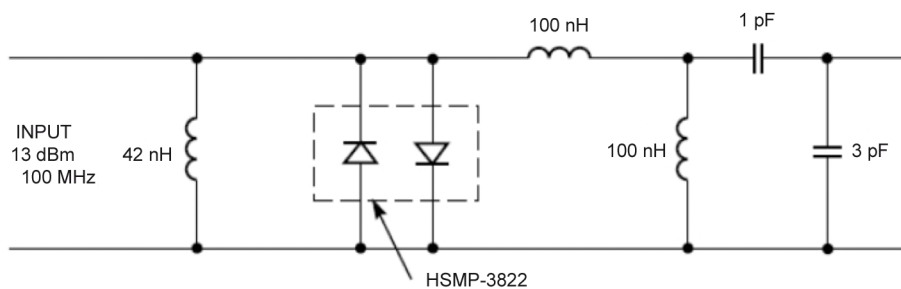
- $2f_r$ a la sortida, en configuració sèrie, per a curtcircuitar el segon harmònic, atès que volem triplicar la freqüència.
- $3f_r$ a la sortida, en configuració paral·lel, per a deixar passar solament al tercer harmònic.
- La resistència en paral·lel amb el díode serveix per a polaritzar-lo i, al mateix temps, permet estabilitzar el dispositiu.

6.4.3. Multiplicador equilibrat amb díodes

Els multiplicadors simples amb un sol díode estan indicats per a aplicacions de baix cost o baixos requeriments de qualitat, o bé en estructures de guia d'ones altament selectives en freqüència que rebutgen sense problemes qualsevol harmònic indesitjat generat pel díode. No obstant això, tenim l'opció de recórrer a una estructura més sofisticada com el **multiplicador equilibrat**. Aquesta estructura consisteix en dos o més díodes configurats de tal manera que inherentment rebutgen una sèrie d'harmònics indesitjats sense necessitat de filtres. A més, milloren el nivell de potència a la sortida, atès que, en repartir-se el senyal d'entrada entre diversos díodes, el nivell de linealitat s'incrementa proporcionalment.

L'estructura més simple com a multiplicador equilibrat és la coneguda com a **parell de díodes antiparal·lels**. Consisteix a col·locar asimètricament dos díodes en paral·lel, tal com s'observa en la figura 74.

Figura 74. Multiplicador equilibrat amb díodes PIN antiparal·lels



Font: Extret d'Agilent Technologies (1999). *Low Cost Frequency Multipliers Using Surface Mount PIN Diodes*. Application Note 1054. Inc. 5966-4998E (11/99)

Aquesta estructura té la propietat inherent de suprimir els harmònics parells i potenciar-ne els senars, gràcies a la configuració inversa d'ambdós díodes, que fa que cada díode curtcircuiti l'altre en els harmònics parells. A més, aquesta estructura permet eliminar la resistència de polarització. No obstant això, no elimina l'harmònic fonamental, per la qual cosa cal mantenir un filtre a la sortida.

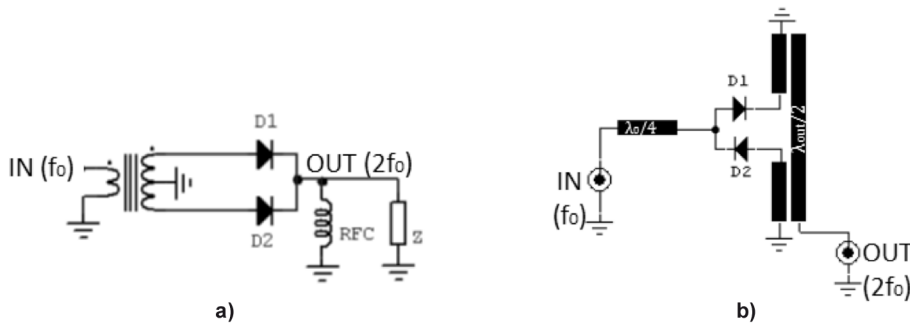
Figura 74

En l'exemple de la figura 74 entrem un senyal de 100 MHz per a multiplicar-lo per 5 a la sortida, i s'obtenen 500 MHz. S'observa el filtre de sortida i l'estructura antiparal·lela dels díodes.

Com que l'estabilitat d'un multiplicador amb varactors és molt sensible a les petites variacions que hi pugui entre ambdós díodes, rarament s'utilitza aquest tipus de díodes amb aquesta estructura antiparal·lela. Normalment es fan servir díodes PIN per a aquest tipus d'estructura.

Una altra estructura de multiplicador equilibrat és la que es mostra en la figura 75.

Figura 75. Multiplicador equilibrat. a) Mitjançant transformador BALUN. b) Mitjançant BALUN *microstrip*



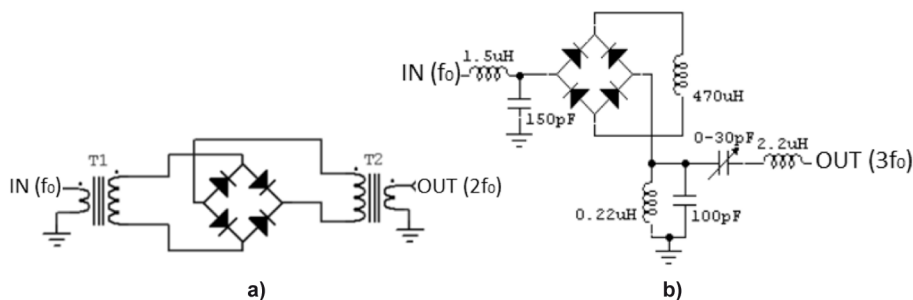
Font: Extret de M. Faber; J. Chramiec; M. Adamski (1997). *Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers*. Artech House.

En la implementació de l'esquerra (a) veiem un multiplicador equilibrat que usa un transformador, amb una topologia molt similar a la utilitzada en una font de subministrament de contínua, amb la diferència que en aquest últim cas es filtra solament el component continu, mentre que aquí filtrem solament el segon harmònic, i curtcircuitem la contínua amb la bobina de xoc. A la dreta (b) hi ha un exemple d'implementació mitjançant tecnologia *microstrip*.

Un altre circuit multiplicador equilibrat és el **pont rectificador** de la figura 76. A l'esquerra podem veure la seva versió com doblador i a la dreta la seva versió com triplicador de freqüència, més conegut amb el nom de **pont de Wenzel**, en honor al seu dissenyador.

No s'ha de confondre aquesta estructura amb el pont de díodes que vam veure en l'apartat "El mesclador". Si ens hi fixem detingudament, els díodes no estan orientats de la mateixa manera.

Figura 76. a) Doblador de freqüència, mitjançant pont de díodes. b) Triplicador de freqüència, mitjançant pont de díodes



Font: Extret de M. Faber; J. Chramiec; M. Adamski (1997). *Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers*. Artech House.

El pont rectificador de l'esquerra (a) és un mètode pràctic per a implementar dobladors de freqüència. Les tensions i els corrents en aquest circuit són exactament els mateixos que els que s'obtenen en un rectificador d'ona completa en una font d'alimentació contínua *dc*. El corrent a la sortida resulta en un tren de polsos de mitja sinusoide, com els vistos en la figura 70c, i la seva resposta en freqüència no té harmònics senars mentre que els parells decauen en amplitud de manera inversament proporcional a n^2 , on n és el factor de multiplicació (en aquest cas $n = 2$), segons vam veure en l'equació 5.286. Per tant, l'harmònic principal amb més nivell a la sortida és el segon, i després ve el quart, però amb un nivell considerablement inferior, que requereix de poc filtratge o fins i tot, en alguns casos, no serà necessari.

Si analitzem el circuit de la figura 76 a la dreta (b), dissenyat per Charles Wenzel, i pel qual va ser guardonat amb diversos premis, veiem que amb algunes modificacions del pont rectificador s'aconsegueix implementar un triplicador de freqüència. L'ànima d'aquest circuit és convertir una sinusoide d'entrada en una ona quadrada a la sortida, mitjançant un pont de díodes de barrera Schottky d'ona completa i un inductor que curtcircuita els terminals de contínua, que es tria d'un valor suficientment alt perquè presenti una alta impedància a la freqüència de treball, de manera que una entrada alterna resulti en un senyal continu en la inductància. Aquesta tensió contínua polaritza alternativament cada parell de díodes, a causa de l'alternança del senyal d'entrada. Atès que els díodes commuten just quan el senyal d'entrada creua pel zero, hi ha una distorsió mínima del senyal a la sortida.

Amb aquesta estructura s'aconsegueix un guany de conversió similar a l'obtingut amb díodes dobladors simples, però ara obtenim un factor de multiplicació més alt.

6.5. Multiplicadors de freqüència actius

La principal raó per a recórrer a multiplicadors actius és aconseguir més eficiència i guany de conversió.

Si en els multiplicadors amb díodes sempre teníem pèrdues de conversió, els multiplicadors de freqüència actius ens proporcionen guany de conversió positiu, siguin implementats amb transistor MESFET o BJT, en una gran amplada de banda i també obtenim una bona eficiència entre l'alimentació contínua i el nivell de senyal de microones a la sortida. No obstant això, normalment la seva figura de soroll no és gaire bona, comparada sobretot amb la dels multiplicadors de díode varactor.

Com els amplificadors, els multiplicadors actius poden adoptar estructures de diferents classes, de les quals la més apropiada és la classe B, perquè és la més estable i permet obtenir bons nivells de guany, eficiència i potència de senyal a la sortida.

Un multiplicador actiu simple amb transistor MESFET genera harmònics a força de rectificar un senyal de microones sinusoidal a la seva entrada, gràcies a la seva polarització propera a la tensió de *pinch-off*, que és la tensió a la qual el transistor passa del seu estat de tall a saturació (OFF-ON), de manera que el transistor condueix solament durant una part del cicle del senyal d'entrada.

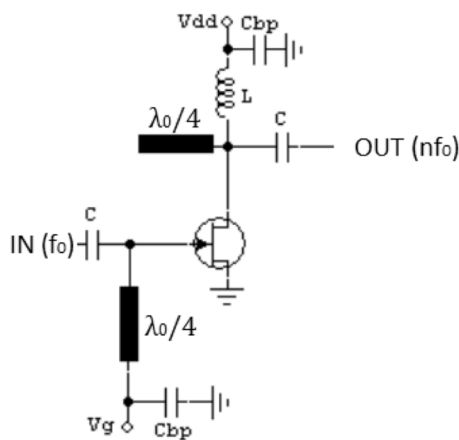
La condició de conducció del transistor s'aconsegueix polaritzant adequadament el drenador del transistor i amb una tensió negativa adequada a la seva porta.

Llavors, jugant amb aquestes tensions, ajustem el cicle de treball del senyal d'entrada per a maximitzar els harmònics desitjats.

En general, com més gran sigui l'harmònic que s'ha de maximitzar, més petit serà el cicle de treball que haurem d'ajustar, segons es dedueix de l'equació 5.292. Per a aconseguir un doblador, fem que el cicle de treball sigui del 25%, mentre que si volem un triplicador haurem d'ajustar-lo al voltant del 16%.

La figura 77 mostra una implementació pràctica de circuit multiplicador amb transistor FET.

Figura 77. Multiplicador actiu mitjançant transistor MESFET



Font: Extret d'E. Camargo (1995). *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*. Artech House.

L'*stub* de sortida es dissenya perquè a l'harmònic n es vegi un circuit obert, mentre que a la resta d'harmònics es vegi un curtcircuit, especialment a la freqüència d'excitació d'entrada, f_0 .

La tensió de porta, V_g , en un multiplicador MESFET eficient, ha de ser igual o inferior a la tensió llindar, V_t , de manera que el transistor solament condueix durant el cicle positiu del senyal d'excitació a l'entrada i en el drenador obtenim polsos en forma de cosinus rectificat.

Vegeu també

Vegeu el subapartat "Formes d'ona" d'aquest mòdul.

Si modifiquem la tensió de polarització V_g podem variar el cicle de treball. Així, si fem $V_g = V_t$, el cicle de treball és del 50%; i si $V_g < V_t$, llavors disminuïm el cicle de treball per sota del 50%.

A més, no solament podem implementar la generació d'harmònics en un multiplicador actiu amb MESFET en controlar el cicle de treball del senyal d'entrada, sinó que també podem recórrer a la tècnica de mesclar l'harmònic fonamental amb algun dels harmònics generats, de manera que aquests es reflecteixin de nou cap al transistor, bé cap al drenador o bé cap a la porta.

En qualsevol cas, el primer pas en tot disseny de multiplicador actiu és analitzar les prestacions del dispositiu actiu a la freqüència fonamental, en particular la seva transconductància, g_m , la freqüència de transició, f_t , i la freqüència màxima d'oscil·lació, $f_{m\grave{a}x}$. La primera té un impacte directe en el guany de conversió del multiplicador final, mentre que les altres dues marquen el límit màxim en el qual el multiplicador és funcional.

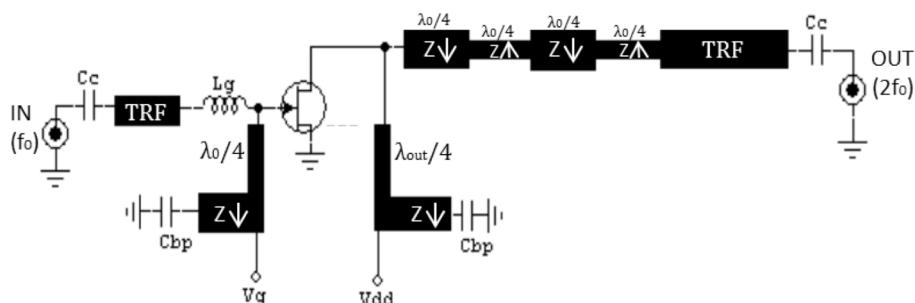
6.5.1. Diversos exemples de multiplicadors actius

Per a acabar l'apartat de multiplicadors descriurem diverses implementacions d'aquest tipus de circuits. En concret, es mostra la implementació d'un circuit doblador de freqüència, un altre triplicador i, finalment, un circuit multiplicador actiu equilibrat. A partir d'aquests circuits bàsics se'n poden construir altres més complexos, amb l'objectiu de millorar algun paràmetre del multiplicador que sigui necessari per a alguna aplicació específica.

1) Circuit actiu doblador de freqüència

La figura 78 mostra la implementació d'un multiplicador actiu amb MESFET doblador de freqüència. S'observa que a l'entrada s'ha disposat una xarxa d'adaptació per a millorar les pèrdues de retorn a l'entrada i obtenir la màxima transferència de potència possible.

Figura 78. Multiplicador actiu amb MESFET doblador de freqüència



Font: Extret d'E. Camargo (1995). *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*. Artech House.

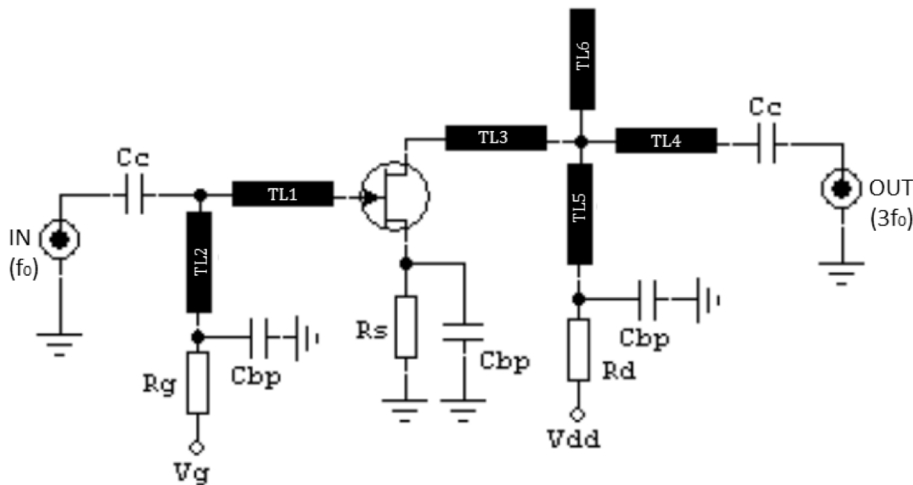
A la sortida es disposa un filtre dissenyat per a curtcircuitar el drenador a la freqüència fonamental i als harmònics indesitjats. A continuació s'observa un transformador d'impedàncies l'objectiu del qual és adaptar la impedància de sortida. Es tracta d'una cascada en sèrie de línies de transmissió que alterna

amb alta ($Z\uparrow$) i baixa ($Z\downarrow$) impedància característica, però cada secció de longitud $\lambda_0/4$ a la freqüència fonamental, f_0 . En canvi, passen a ser de $\lambda/2$ a la freqüència desitjada, $2f_0$, i passen a $3\lambda/4$ a la freqüència $3f_0$, de manera que les freqüències més rebutjades per aquest filtre són els múltiples senars de $\lambda/4$, és a dir, f_0 i $3f_0$, mentre que l'harmònic menys rebutjat és el desitjat $2f_0$.

2) Circuit actiu triplicador de freqüència

La figura 79 mostra la implementació d'un circuit actiu triplicador de freqüència.

Figura 79. Multiplicador actiu amb MESFET triplicador de freqüència



Font: Extret d'E. Camargo (1995). *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*. Artech House.

La dificultat més important que s'ha de salvar en un triplicador de freqüència és la necessitat de curtcircuitar la sortida del drenador als harmònics indesitjats. Ja hem vist que això és relativament senzill en un doblador, perquè un *stub* en $\lambda/4$ soluciona el problema atès que és curtcircuitat a f_0 i circuit obert a la freqüència doble; però ara les coses no quadren tan bé. La figura 79 mostra una possible solució que consisteix en un doble *stub*.

Aquest doble *stub* està dissenyat per a resoldre al mateix temps diverses necessitats del multiplicador. En primer lloc, serveix de xarxa d'adaptació a la freqüència $3f_0$ desitjada. En segon lloc, filtra parcialment el segon harmònic indesitjat. Finalment, la seva funció també és rebutjar l'harmònic fonamental. Atès que no és possible rebutjar el primer i segon harmònics sense afectar en part el tercer, que és el desitjat, aquest disseny ha d'arribar a un compromís entre els tres interessos.

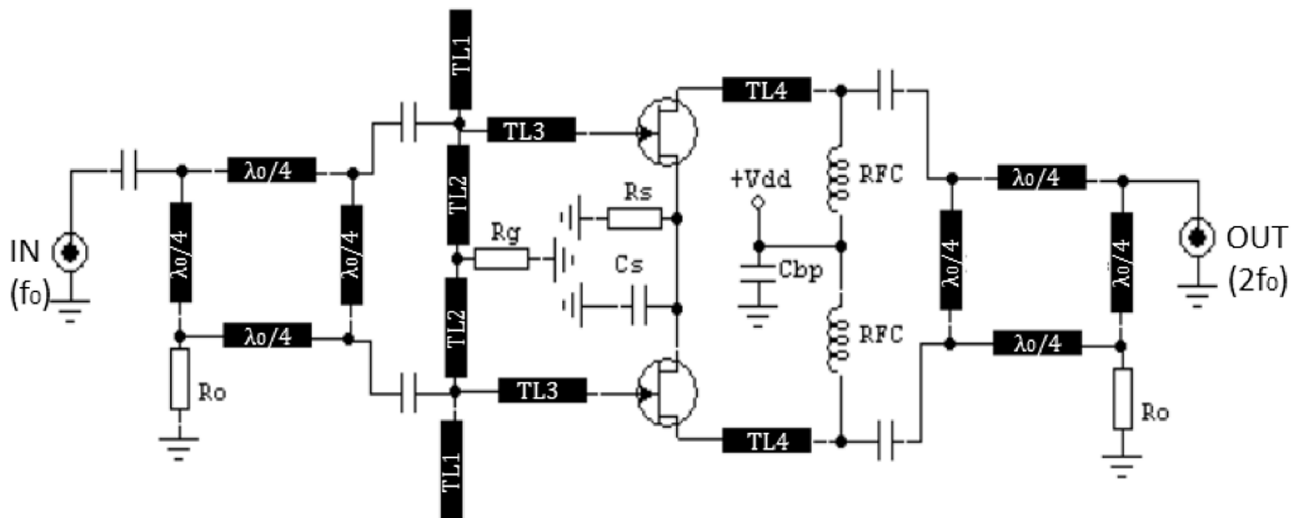
3) Circuit actiu multiplicador equilibrat

Les principals raons per a utilitzar multiplicadors equilibrats són:

- Presenten una millor adaptació a l'entrada en un ampli interval de freqüències.
- Tenen un millor aïllament quan s'enllacen en sèrie diversos d'aquests multiplicadors.
- Són molt estables, ja que el dispositiu està acabat a $50\ \Omega$ en un ampli interval de freqüències.

La figura 80 mostra un exemple d'implementació d'aquest tipus de circuits.

Figura 80. Multiplicador actiu amb MESFET equilibrat



Font: Extret d'E. Camargo (1995). *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*. Artech House.

L'acoblador híbrid de l'entrada introdueix un desfasament de 90° , mentre que el de la sortida fa el mateix. D'aquesta manera, els harmònics senars se sumen en contrafase, s'anul·len al port de sortida i es dissipen a la terminació de l'acoblador de la sortida. Per contra, els harmònics parells se sumen en fase a la sortida. D'aquesta manera, amb un multiplicador equilibrat es poden aconseguir 3 dB més de potència a la sortida que amb un de simple.

Resum

Aquí acaba aquest extens mòdul dedicat bàsicament als dispositius no lineals de microones i a les seves aplicacions en dispositius més avançats. En els primers apartats s'han analitzat els dispositius de microones bàsics, com el díode (Schottky, PIN i IMPATT) i el transistor (MESFET i BJT), i s'ha vist com, si se'ls polaritza adequadament en un punt de treball, es pot aprofitar la seva característica I - V no lineal per a generar harmònics, sigui d'un senyal o de diversos senyals mesclats.

S'han analitzat els avantatges i inconvenients dels díodes Schottky i PIN, a més de les seves aplicacions més importants, com desfasadors, rectificadors, etc. També s'ha descrit el principi de funcionament del díode IMPATT com a dispositiu de resistència negativa, la qual cosa facilita la implementació d'oscil·ladors a freqüències molt altes.

També s'ha analitzat la característica I - V dels transistors MESFET i BJT, i s'ha vist que en el primer s'obté una característica quadràtica, mentre que en el segon és exponencial. També s'han analitzat les magnituds més rellevants que caracteritzen ambdós transistors.

Els primers apartats es poden veure com l'anàlisi dels dispositius bàsics de microones, que són la base per a implementar circuits més avançats i complexos, analitzats en els apartats següents: el mesclador (o convertidor de freqüència), l'oscil·lador (o generador de freqüència) i els multiplicadors de freqüència.

En el capítol "El mesclador" hem abordat les nocions bàsiques per a comprendre els mescladors de microones com a dispositiu avançat, quines són les seves característiques principals, les diferents classes que podem trobar i les seves aplicacions principals en els circuits de microones.

Per a començar, hem vist el diagrama de blocs genèric de qualsevol dispositiu mesclador, compost per una secció de circuit combinador que ens permet injectar dos senyals de diferent freqüència a l'entrada d'un dispositiu no lineal, que és el centre i la clau de qualsevol mesclador, ja que gràcies a la seva característica no lineal és possible obtenir harmònics dels dos senyals a la sortida, dels quals seleccionarem el que més ens interessi mitjançant el filtre adequat. Per descomptat, com en qualsevol circuit de microones, haurem d'incloure en cada port les xarxes d'adaptació adequades que ens permetin maximitzar l'eficiència del dispositiu a les freqüències d'interès.

Hem vist que el dispositiu no lineal podia ser un díode o un transistor, bipolar o FET, polaritzat adequadament en una zona no lineal (a diferència del que fèiem amb els amplificadors, que es polaritzaven en zona lineal), a fi de generar

harmònics dels dos senyals d'entrada i optimitzar la mescla desitjada. Després de fer una anàlisi no lineal vam veure que, en general, se sol escollir la mescla quadràtica $f_{lo} \pm f_r$, on f_{lo} és la freqüència del senyal injectat en el port *LO* i f_r la freqüència del senyal injectat en el port *RF*.

El mesclador és llavors un convertidor a baixa freqüència o *downconverter* si es tria la mescla $f_{lo} - f_r$, mentre que és un convertidor a alta freqüència o *upconverter* si es tria la mescla $f_{lo} + f_r$.

Hem repassat les figures de mèrit que caracteritzen un mesclador, i entre les més importants destaquen el *guany de conversió*, G_C , o la seva homòloga de *pèrdues de conversió*, L_C , el concepte d'aïllament entre ports, el nivell d'adaptació, el factor de soroll, el nivell de *cancel·lació d'AM*, la linealitat del mesclador encarnada en el P_{-1dB} i l' IIP_3 , etc.

A continuació, hem descrit i analitzat les tres classes bàsiques d'estructures mescladores: el mesclador *simple*, el mesclador equilibrat i el mesclador doblement equilibrat. Les tres poden utilitzar díodes o transistors, siguin BJT o FET, com a dispositius no lineals. Els mescladors simples només fan servir un dispositiu no lineal (d'aquí el seu nom), i vam veure les dues condicions de disseny en cas que s'utilitzi un transistor *BJT*: definir un nivell de distorsió màxim i un nivell de senyal *LO* per a maximitzar el guany de conversió. En el cas del mesclador simple amb transistor *FET*, vam veure que s'obtenia el mateix guany per a gran senyal que per a petit senyal, i que era el doble del guany de conversió, G_C . També vam veure que la tensió de polarització òptima era $V_{GSoff}/2$.

El mesclador equilibrat consistia a combinar dos mescladors simples mitjançant un acoblador híbrid, per la qual cosa requereixen dos dispositius no lineals. Amb aquesta estructura es millora la cancel·lació d'AM i s'aconsegueix eliminar els harmònics senars a la sortida del mesclador. A més, si l'acoblador híbrid és de 90° , s'aconsegueix un nivell d'adaptació excel·lent, mentre que si és de 180° , s'aconsegueix un aïllament molt alt entre ports *RF-LO*.

Finalment, el mesclador doblement equilibrat combina un mínim de quatre dispositius no lineals, i el seu avantatge principal és millorar la linealitat del mesclador gràcies a l'ús de parells diferencials que, en processar cada element del parell la meitat de potència, el mesclador en conjunt suportarà el doble de nivell de senyal a la seva entrada respecte a les classes de mesclador vistes anteriorment, per la qual cosa els seus paràmetres P_{-1dB} o IIP_3 seran com a mínim 6 dB superiors en igualtat de condicions. Aquesta estructura també aconsegueix eliminar els harmònics parells de *RF* i de *LO*, gràcies a la simetria dels parells diferencials. Un altre avantatge és que aconsegueixen funcionar amb característiques semblants en una amplada de banda més gran.

Per contra, és més difícil obtenir una bona adaptació en els ports, i el guany de conversió sol ser més baix en comparació dels altres tipus de mescladors. Vam analitzar el cas passiu del mesclador en pont de díodes, que ens donava una $G_C \approx 2/\pi = -4$ db, i el cas actiu de cèl·lula de Gilbert amb transistors FET, que permet tenir $G_C > 0$ i millorar la linealitat del mesclador.

Fins aquí vam veure les estructures bàsiques de mesclador, i vam passar a analitzar altres estructures que intenten millorar algun paràmetre específic, com era el cas del mesclador amb supressió de freqüència imatge. Aquest mesclador combina dos mescladors equilibrats adequadament amb diversos acobladors híbrids, de manera que ens permet separar la *LSB* de la *USB*, és a dir, separar la freqüència imatge de la qual considerem senyal útil, amb una discriminació típicament superior a 20 dB, la qual cosa fa innecessari l'ús de filtres selectius complicats per a eliminar la freqüència imatge. També analitzem un altre tipus de mescladors anomenats *subharmònics*, l'objectiu dels quals és permetre l'ús d'oscil·ladors locals amb una freqüència més baixa a la que realment s'està utilitzant en la mescla, per a facilitar així els dissenys a molt alta freqüència, on la implementació d'un oscil·lador estable, fiable i econòmic és cada vegada més difícil com més alta és la freqüència. Vam veure l'estructura simple i l'equilibrada; aquesta última minimitza els harmònics parells i millora el nivell de cancel·lació d'AM.

Finalment vam repassar les aplicacions principals dels mescladors en els circuits de microones. Entre les més destacades hi ha els convertidors de freqüència (cap a dalt i cap a baix), modulador, desmodulador i detector de fase.

Realment no hi ha cap mesclador que sigui millor que els altres en totes les característiques. Per a cada aplicació específica hem d'escollir el mesclador que optimitzi el paràmetre que més ens interessa per a aquesta aplicació concreta.

Els circuits oscil·ladors de microones, utilitzant com a element bàsic un dispositiu no lineal de microones, sigui un díode o un transistor, provoquen un efecte de resistència negativa que permet mantenir l'oscil·lació que un altre circuit ressonador obliga a que es produeixi a una freqüència determinada. S'ha analitzat el cas d'implementació d'oscil·lador mitjançant dispositiu d'estat sòlid, com el díode IMPATT, i el cas d'oscil·lador mitjançant dispositiu actiu, com el transistor MESFET, a més del cas particular del ressonador dielèctric. Es repassen els paràmetres principals que caracteritzen un oscil·lador i es posa un èmfasi especial en el soroll de fase.

Igual que en els mescladors i en els oscil·ladors, els multiplicadors de freqüència utilitzen com a element bàsic un o diversos dispositius no lineals, siguin díodes o transistors. S'analitzen els diferents mètodes que hi ha per a generar senyals de microones, entre els quals figura el multiplicador, una solució interessant sobretot per a generar senyals de molt alta freqüència. Després d'analitzar diverses formes d'ona i el seu contingut en freqüència, es repassen

les diferents figures de mèrit que caracteritzen el multiplicador. Per a acabar, s'analitzen qualitativament les diferents estructures multiplicadores: les simples (sigui amb díode varistor o amb varactor), les equilibrades i les actives.

Exercicis d'autoavaluació

1. Un díode Schottky...

- a) no està indicat per a aplicacions que necessitin temps de commutació baixos, de menys d'1 μs .
- b) té un millor comportament en freqüència que un altre tipus de díode, atès que es caracteritza per tenir una capacitat de difusió molt baixa, $C_{\text{dif}} \simeq 0$.
- c) es caracteritza per presentar una alta resistència sèrie R_s en el seu model de petit senyal.
- d) no és adequat com a rectificador a causa de la seva alta tensió de colze.

2. Un desfasador commutat de microones...

- a) no es pot implementar amb díodes PIN a causa del pobre aïllament entre entrada i sortida que els caracteritza.
- b) es pot implementar combinant línies de transmissió de diferent longitud elèctrica commutades mitjançant díodes PIN.
- c) no pot tenir qualsevol valor de desfasament.
- d) funciona sempre amb les mateixes característiques a qualsevol freqüència.

3. El díode d'allau IMPATT...

- a) és molt utilitzat en oscil·ladors de microones de molt alta freqüència, ja que es poden dissenyar perquè la seva característica I - V presenti un desfasament de 180° , i s'hi obtingui un efecte de resistència negativa i es faciliti la implementació d'oscil·ladors.
- b) presenta un temps de trànsit que es considera òptim quan és la desena part del període del senyal que es pretén generar, quan el díode forma part d'un oscil·lador.
- c) presenta una separació entre les zones $p+$ i $n+$ que és irrellevant per a determinar la freqüència òptima d'operació del dispositiu com a oscil·lador.
- d) es dissenya perquè el camp elèctric màxim en la unió semiconductora estigui molt lluny del camp de ruptura de la zona N intermèdia, de manera que sigui molt difícil que el díode entri en allau.

4. Determineu quina de les afirmacions següents sobre el transistor MESFET és falsa:

- a) Aquest tipus de transistor es caracteritza per presentar una característica I - V de tipus exponencial, per la qual cosa està poc indicat per a usar-lo com a mesclador.
- b) És molt utilitzat en microones per la seva capacitat d'operar a freqüències molt altes, de fins a 100 GHz o més.
- c) Els valors típics de la capacitat drenador-sortidor del seu model de petit senyal estan al voltant de 0,1 pF.
- d) La capacitat entre la porta i el drenador del seu model de petit senyal és de l'ordre de 0,01 pF, és a dir, molt petita, la qual cosa els fa molt indicats per al disseny de dispositius unilaterals.

5. El transistor bipolar BJT...

- a) presenta una característica I - V de tipus quadràtica, la qual cosa afavoreix el disseny de mescladors sense harmònics.
- b) presenta valors típics de transconductància clarament més baixos que els dels transistors MESFET, per la qual cosa s'aconsegueixen guanys molt menors.
- c) sol ser molt més car que un transistor MESFET.
- d) té capacitats del seu circuit equivalent de petit senyal que són comparativament més grans que les del transistor MESFET, per la qual cosa el seu ús està limitat a baixes freqüències.

6. En un mesclador, en injectar dos senyals de diferent freqüència a l'entrada...

- a) s'obté a la sortida una rèplica exacta d'ambdós senyals amplificats o atenuats, depenent de si el mesclador és actiu o passiu, i no apareix a la sortida cap altre senyal a una altra freqüència.
- b) s'obtenen a la sortida moltes combinacions d'harmònics d'ambdues freqüències d'entrada, de les quals filtrem la que ens interessa.
- c) a la sortida s'obté únicament un senyal la freqüència del qual és la diferència entre les freqüències dels senyals d'entrada.
- d) diem que el mesclador actua com *upconverter* quan la diferència entre les freqüències dels senyals d'entrada és negativa.

7. Determineu quina de les afirmacions següents sobre el mesclador simple amb díode és falsa:

- a) Aquest tipus de mescladors està indicat per a circuits de microones a freqüències altes, en els quals la simplicitat i el cost del circuit siguin prioritaris, per sobre de les característiques tècniques.
- b) El diagrama de blocs del mesclador consta d'una primera etapa combinadora dels senyals d'entrada, una etapa adaptadora d'impedàncies, el díode degudament polaritzat i, finalment, un filtre de sortida que seleccioni la combinació d'harmònics desitjada.
- c) Interessa polaritzar el díode a la zona lineal de la seva característica I - V .
- d) El díode es pot polaritzar en contínua utilitzant tècniques *microstrip* com la de l'stub en $\lambda/4$ a la freqüència de funcionament, acabat en una línia de baixa impedància característica a través de la qual injectem el corrent continu de polarització.

8. Determineu quina de les afirmacions següents sobre els mescladors és falsa:

- a) El guany de conversió del mesclador simple amb transistor MESFET depèn de les característiques del transistor (V_{GSoff} i I_{DSS}), però també del nivell de senyal d'oscil·lador local.
- b) El nivell òptim de senyal d'oscil·lador local en un mesclador simple amb transistor MESFET és $\frac{|V_{GSoff}|}{2}$.
- c) Un mesclador simple amb transistor bipolar BJT es caracteritza per presentar un millor nivell de rebuig a la modulació AM en el port d'oscil·lador local que un mesclador equilibrat implementat amb el mateix tipus de transistor.
- d) El mesclador equilibrat permet millorar l'aïllament entre els ports RF i LO respecte a un mesclador simple implementat amb el mateix tipus de dispositiu no lineal.

9. Determineu quina de les afirmacions següents sobre els mescladors és veritable:

- a) El mesclador doblement equilibrat no és capaç de millorar el nivell d'harmònics a la sortida, ni tan sols el dels harmònics senars.
- b) En un mesclador passiu en pont de díodes en anell obtenim a la sortida solament els harmònics $2n\omega_0 \pm \omega_s$, on ω_0 i ω_s són les freqüències dels senyals d'oscil·lador local i d'entrada, respectivament, i n un nombre enter.
- c) En un mesclador passiu en pont de díodes en anell se solen obtenir pèrdues de conversió de l'ordre de 6 dB.
- d) El senyal a la freqüència imatge es pot eliminar fàcilment amb un filtre passabanda, abans que arribi a l'entrada del mesclador.

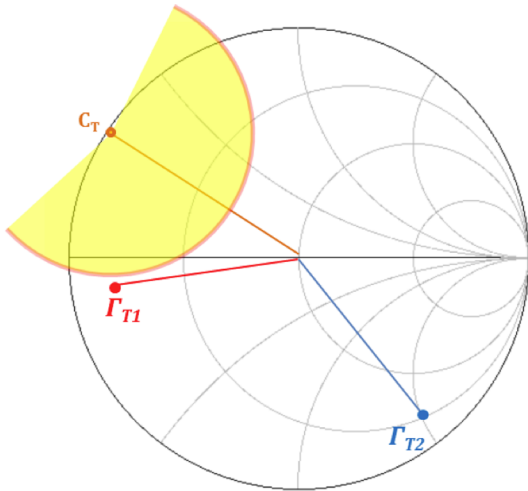
10. Pel que fa als tipus i aplicacions de mescladors, podem afirmar que...

- a) els mescladors amb rebuig a la freqüència imatge incorporen un filtre passabanda per a eliminar aquest senyal que no es vol.
- b) el mesclador subharmònic permet utilitzar freqüències més altes en l'oscil·lador local, la qual cosa millora el guany de conversió.
- c) és millor un mesclador subharmònic que un mesclador amb rebuig a la freqüència imatge, però no és tan bo com la cèl·lula de Gilbert.
- d) el mesclador es pot utilitzar com a detector de fase, com desmodulador de FM, com a modulador BPSK, com *upconverter*, etc.

Es vol dissenyar un oscil·lador amb un transistor configurat de tal manera que el seu cercle d'estabilitat sigui el de la figura 81. Sabem que els paràmetres S en aquesta configuració són els següents:

$$S_{11} = |1,98|_{\angle -30^\circ}; \quad S_{21} = |3,78|_{\angle 51^\circ}; \quad S_{12} = |0,89|_{\angle -44^\circ}; \quad S_{22} = |0,87|_{\angle 162^\circ} \quad 5.299$$

Figura 81. Cercle d'estabilitat del transistor Q



11. Determineu quina de les afirmacions següents és correcta:

- La zona interna del cercle d'estabilitat, de color groc, és la zona inestable.
- Hem de seleccionar un punt intern del cercle d'estabilitat com a coeficient de reflexió de la xarxa de terminació perquè així obtenim resistència negativa a l'entrada del transistor.
- És millor seleccionar Γ_T que Γ_{T2} per a aconseguir una resistència negativa alta.
- La zona estable és la interior del cercle d'estabilitat (en groc) i una bona elecció per al coeficient de reflexió de la terminació és Γ_{T2} .

12. Determineu quina de les afirmacions següents és veritable:

- El paràmetre S_{11} és molt alt i fa pensar que el transistor pot ser inestable.
- Interessa seleccionar un valor de Γ_T a l'interior del cercle d'estabilitat per a garantir que el disseny sigui tan estable com sigui possible.
- El paràmetre S_{21} és el més alt, la qual cosa fa pensar que el transistor pot ser inestable.
- El paràmetre S_{12} és alt, la qual cosa fa pensar que el transistor és molt estable.

13. En un oscil·lador amb ressonador dielèctric,...

- el ressonador dielèctric sol presentar un factor de qualitat inferior a 50.
- si la línia de transmissió *microstrip* acaba en circuit obert a una distància de $\lambda/4$ del ressonador, el factor d'acoblament g es maximitza i es duplica.
- és molt difícil mesurar el factor d'acoblament g , i no n'hi ha prou amb conèixer el coeficient de reflexió Γ , ja que es requereix una instrumentació sofisticada.
- no és possible implementar una estructura de realimentació en sèrie perquè seria inestable.

14. Determineu quina de les afirmacions següents sobre multiplicadors de freqüència no és correcta:

- El multiplicador simple amb varistor incorpora a l'entrada del díode un *stub* en $\lambda/4$ a la freqüència d'entrada f_{in} a massa i, a la sortida del díode, un altre *stub* en $\lambda/4$ a la freqüència de sortida $n \cdot f_{in}$ en circuit obert.
- El multiplicador simple amb varactor és més eficient però té una amplada de banda més petita que la del multiplicador simple amb varistor, a causa de la seva impedància reactiva.
- El multiplicador equilibrat amb díodes PIN antiparal·lels té la propietat d'eliminar els harmònics parells.
- Un multiplicador que rectifica un senyal sinusoidal a la seva entrada solament genera harmònics senars.

15. Determineu l'afirmació incorrecta en relació amb un multiplicador actiu amb MESFET:

- Es basa a rectificar el senyal sinusoidal a la seva entrada amb un cicle de treball que es pot controlar a un valor inferior al 50% mitjançant la tensió aplicada a la porta del transistor MESFET.
- Si volem obtenir un doblador de freqüència, controlarem el cicle de treball perquè sigui del 25%.
- En cas d'obtenir el doblador de freqüència, la mínima degradació en la relació portador-soroll, CNR, a la sortida respecte a la de l'entrada serà de 6 dB.

d) Si volem obtenir un triplicador de freqüència, controlarem el cicle de treball perquè sigui del 33%.

Solucionari

Exercicis d'autoavaluació

1. b

2. b

3. a

4. a

5. d

6. b

7. c

8. c

9. c

10. d

11. d

12. a

13. b

14. d

15. d

Abreviatures

- AGC** *m* Automatic gain control
- AM** *f* Amplitude modulation
- BJT** *m* Bipolar junction transistor
- BPF** *m* Band pass filter
- BPSK** *f* Binary phase shift keying
- CAD** *m* Computer aided design
- CNR** *m* Carrier to noise ratio
- DRO** *m* Dielectric resonator oscillator
- DSB** *m* Double sided band
- FM** *f* Frequency modulation
- FMCW** *m* Frequency modulated constant wave
- HBT** *m* Heterojunction bipolar transistor
- HEMT** *m* High electron mobility transistor
- HPF** *m* High pass filter
- IF** *f* Freqüència intermèdia
- IMPATT** *m* Impact avalanche and transmit time
- LO** *m* Oscil·lador local
- LPF** *m* Low pass filter
- LSB** *m* Lower side band
- MESFET** *m* Metal semiconductor field effect transistor
- PLL** *m* Phase locked loop
- ppm** *f pl* Parts per milió
- RF** *f* Radiofreqüència
- ROE** *f* Relació d'ona estacionària
- SFDR** *m* Spurious free dynamic range
- SNR** *m* Signal to noise ratio
- SSB** *m* Single side band
- USB** *m* Upper side band
- VSWR** *m* Voltage standing wave ratio
- ZCE** *f* Zona de càrrega espacial

Bibliografia

Camargo, E. (1998). *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*. Artech House.

Collin, R. E. (2001). *Foundations for Microwave Engineering*. John Wiley & Sons.

Bara Iniesta, M.; Escudero Quesada, A. M.; González Llobet, O.; Ibeas Hernández, A. (2012). *Tecnologia electrònica*. Barcelona: UOC.

Glover, I. A.; Pennock, S. R.; Shepherd, P. R. (2005). *Microwave devices, circuits and subsystems for communications engineering*. John Wiley & Sons.

Johnson, K. M. (1979, març). "Large signal GaAs MESFET oscillator design" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* (vol. 27, pàg. 217-227).

Kurokawa, K. (1978). "Microwave solid state circuits". *Microwave Devices*. Chichester: John Wiley & Sons.

Leeson, D. B. (1966, febrer). "A simple model of feedback oscillator noise spectrum". *Proceedings of the IEEE* (pàg. 329-330).

López i Rocafiguera, E.; Martí i Puig, P. (2012). *Electrònica de comunicacions*. Barcelona: UOC.

Maas, S. A. (1993). *Microwave Mixers* (2a ed.). Artech House, MA.

Maas, S. A. (2003). *Nonlinear Microwave and RF Circuits*. Artech House.

Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons.

Sweet, A. A. (1990). *MIC&MMIC Amplifier And Oscillator Circuit Design*. EUA: Artech House.

