

Avaluació Comparativa de Tècniques de Sintonia Automàtica *On-chip*

PROJECTE FINAL DE CARRERA

Autora:
ANDREA CANTÓ PASTOR

Directora:
EVA VIDAL LÓPEZ



E.T.S. Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona, Telecom BCN
Universitat Politècnica de Catalunya

9 de desembre de 2008

Índex de continguts

1. Introducció.....	5
1.1. Motivació i objectiu del present projecte.....	5
1.2. Tendències principals d'implementació de filtres integrats.....	5
1.3. Necessitat de sistemes de sintonia automàtica.....	6
1.4. Organització de la memòria.....	7
2. Filtres Gm-C.....	9
2.1. Alternatives principals dintre dels filtres de temps continu.....	9
2.2. Funcionament de l'OTA.....	9
2.3. Perspectiva actual dels filtres gm-C.....	11
3. Estructura del filtre.....	13
3.1. Primera proposta.....	13
3.1.1. Anàlisi de les variables de sintonia.....	14
3.1.2. Anàlisi del marge dinàmic.....	15
3.1.3. Dependència entre els dos controls.....	15
3.2. Segona proposta.....	17
3.2.1. Anàlisi de les noves variables de sintonia.....	21
3.2.2. Anàlisi dels canvis al marge dinàmic i l'estabilitat del filtre.....	23
4. Arquitectura del sistema de sintonia.....	25
4.1. Estratègies de sintonia on-chip.....	25
4.1.1. Sistemes de sintonia automàtica mitjançant ajust directe.....	26
4.1.2. Sistemes de sintonia automàtica mitjançant ajust indirecte.....	27
4.2. Sintonia de la freqüència central.....	28
4.2.1. Sistemes digitals.....	28
4.2.2. Sistemes analògics.....	29
4.2.3. Funcionament detallat del llaç de control de freq. central.....	31
4.3. Sintonia del factor de qualitat.....	34
4.3.1. Detector d'envolupant autosintonitzable.....	34
4.3.2. Magnitude Lock Loop (MLL).....	36
4.3.3. Least Mean Square (LMS).....	38

5. Estudi comparatiu de les característiques principals del sistema de sintonia.....	41
5.1. Estudi de la convergència de les variables de control del sistema de sintonia.....	41
5.1.1. Dinàmica de les variables de control del llaç de freqüència.....	41
5.1.2. Dinàmica de les variables de control dels llaços de factor de qualitat.....	43
5.1.3. Resum de les equacions que representen al dinàmica de les variables de sintonia.....	47
5.1.4. Representacions gràfiques de les corbes dinàmiques teòriques via Simulink	50
5.2. Estudi de l'error, la velocitat, l'offset, el marge dinàmic i el marge de funcionament del sistema de sintonia.....	54
5.2.1. Estudi del marge de funcionament del sistema de sintonia.....	54
5.2.2. Estudi de l'error del sistema de sintonia de factor de qualitat.....	58
5.2.3. Estudi de la velocitat del sistema de sintonia de factor de qualitat.....	60
5.2.4. Estudi teòric de l'offset del sistema de sintonia de factor de qualitat.....	62
5.2.5. Estudi de les limitacions introduïdes al marge dinàmic pel sistema de sintonia del factor de qualitat.....	64
5.3. Conclusions.....	65
6. Llaç de control de factor qualitat LMS adaptatiu.....	68
6.1. Disseny del llaç de control adaptatiu.....	72
6.2. Estudi de les millores.....	75
7. Conclusions.....	79
Llistat de figures.....	83
Llistat d'acrònims.....	87
Bibliografia i Referències.....	89

Capítol 1

Introducció

1.1. Motivació i objectiu del present projecte

El món de les comunicacions sense fils en banda base és un focus important d'atenció per part de la comunitat científica. Com a conseqüència, l'actual nombre d'estàndards desenvolupats és molt elevat, entre els que es poden destacar GSM, Bluetooth, CDMA2000, WCDMA, etc; [CH05]. L'alta dependència d'aquests estàndards en l'arquitectura del receptor per tal de satisfer les seves especificacions ha de combinar-se amb l'actual necessitat de dissenyar sistemes basats en una estructura de reutilització on el filtrat és capaç de contemplar diversos estàndards. La utilització de sistemes multi-estàndard augmenta notablement el potencial d'integració al reduir l'àrea de xip necessària per la implementació de, en aquest cas, diferents sistemes de comunicació sense fils.

L'objectiu principal dels sistemes multiestàndard és la manipulació del sistema mitjançant l'ajust d'un nombre finit de paràmetres característics del filtre, de forma que es pugui aprofitar un únic filtre per diverses aplicacions.

Independentment de la tecnologia utilitzada, un elevat nombre de sistemes i algorismes pel disseny de llaços de sintonia han estat presentats en la bibliografia especialitzada centrant-se, principalment, en l'ajust de la freqüència central i el factor de qualitat dels filtres. Per la sintonia de la freqüència central, hi ha un consens bastant general sobre quin sistema ofereix les millors prestacions. Consens que no existeix entre els diversos sistemes existents de sintonia de factor de qualitat. Així doncs, l'objectiu d'aquest projecte és realitzar un estudi exhaustiu dels sistemes més utilitzats per a la sintonia i programabilitat del factor de qualitat per poder concloure quin sistema presenta realment les millors prestacions per aplicacions multi-estàndard.

A continuació s'exposaran les tendències principals d'implementació de filtre integrats per presentar la tecnologia en la que s'implementarà el sistema global i l'estudi del comportament del llaços.

1.2. Tendències principals d'implementació de filtres integrats

Actualment es presenten tres línies principals d'implementació de filtre integrats: els filtres amb condensadors commutatats o *switch-capacitors*, els filtres digitals i els filtres analògics o de temps continu. Tot seguit s'exposen les principals característiques de les tres implementacions.

La tecnologia dels filtres *Switch-Capacitor* (SC) va ser desenvolupada amb l'objectiu d'aconseguir una miniaturització del circuits amb baix cost per implementacions LSI i VLSI en

xips de silici. Es tracta d'una tècnica de processament digital del senyal que consisteix a substituir les resistències del circuits, ja siguin actius o passius, per condensadors que commuten periòdicament de forma que, amb un condensador de valor nominal C , es modela una resistència de valor $R=T/C$, on T és el període de rellotge; [SA02]. Independentment de ser filtres molt útils per a les bandes d'àudio i vídeo, el gran desavantatge dels SC és no poder treballar a altes freqüències a causa de que el mostreig dels commutadors, que hauria de ser dues vegades superior a l'ample de banda per complir el límit de Nyquist, dificulta la seva realització a freqüències tan elevades.

El filtres digitals tracten el senyal d'entrada digitalitzat mitjançant un microprocessador integrat al propi sistema. Aquests filtres però, necessiten l'ajuda d'altres filtres analògics per solucionar la problemàtica de l'*aliasing* i l'*smoothing* a causa dels convertidors de senyal analògic-digital i digital-analògic respectivament. L'avantatge que presenten és que aquest microprocessador pot ser reutilitzat per altres aplicacions del sistema reduint tant l'àrea com el cost. A més, de cara a la programabilitat, el filtre digitals són la millor alternativa si l'electrònica que porten associada no planteja cap problema.

Els filtres integrats de temps continu (CT) són especialment útils per aplicacions amb una necessitat de marge dinàmic mitjà amb velocitats elevades i baix consum, [TS94]. A més a més, avantatgen als dos anteriors ja que processen directament el senyal d'entrada i són capaços de treballar amb freqüències d'operació des de pocs hertz fins als gigahertz. Actualment estan totalment acceptats a nivell industrial i s'utilitzen en un gran nombre d'aplicacions, com per exemple sistemes de comunicació sense fils, telefonia, enllaços d'alta velocitat, lectura de discs durs, llaços de sintonia dels PLL's, *anti-aliasing* i *smoothing*, etc [TS94]. El principal desavantatge que presenten és una elevada sensibilitat respecte a les toleràncies del components. Aquestes toleràncies són inherents als processos de fabricació i porten de forma habitual a desviaments en la resposta de fins un 20%, [CA05]. S'ha d'especificar que aquestes desviacions poden ser corregides pel mateix sistema de sintonia que programa el propi filtre.

En conclusió, els filtres de temps continu avantatgen clarament als de temps discret, tant als digitals com als Switch-Capacitor, pel simple fet de no necessitar filtre *anti-aliasing* i *smoothing*. D'altre costat, també s'ha de tenir en compte que, per la mateixa tecnologia, assoleixen amplituds de banda més grans, una característica desitjable de cara a la programabilitat. Per aquestes dues raons principalment, al desenvolupament d'aquest projecte s'utilitzarà un filtre base analògic de temps continu.

1.3. Necessitat de sistemes de sintonia automàtica

Els sistemes de sintonia automàtica parteixen d'un conjunt de característiques que ha de complir la resposta del filtre a sintonitzar, unes especificacions mínimes, que en aquest cas seran el factor de qualitat i la freqüència central. L'objectiu és aconseguir una resposta dels components constant al llarg del temps i, òbviament, dintre de les especificacions establertes.

Hi ha dos factors primordials que destaquen la necessitat d'introduir sistemes de sintonia automàtica: Primer, per tal d'aconseguir que el filtre sigui programable és imprescindible introduir un sistema de sintonia electrònica *on-chip* que aconseguixi conformar automàticament, dins un marge d'error, la resposta del filtrat: freqüència central, factor de qualitat, guany, etc... Segon, a l'hora de compensar les baixes exactitud i repetibilitat dels filtres de temps continu també és necessària la presència d'un sistema de sintonia que observa i corregeix les possibles desviacions de la resposta del filtre degudes a les derives dels components inherents al procés de fabricació.

Així, s'integra un sistema de sintonia automàtica en el propi xip que alhora programa la resposta de filtre i controla i corregeix les desviacions que pateix.

1.4. Organització de la memòria

La present memòria de projecte final de carrera ha estat distribuïda en set capítols de la següent manera:

- En aquest primer capítol s'han presentat les principals tècniques d'implementació dels filtres integrants i les raons que justifiquen la utilització d'un filtre de temps continu pel desenvolupament del projecte. També es justifica la necessitat de sistemes de sintonia automàtica *on-chip* per disposar d'un sistema multi-estàndard i amb la precisió necessària.
- En el segon capítol s'introdueixen les alternatives principals pel disseny de filtres de temps continu posant l'accent en els filtres g_m -C i l'element actiu en el que es basen ja que aquests són els que s'utilitzaran al llarg del projecte.
- En el tercer capítol es presenta l'estructura del filtre a sintonitzar. S'analitzen les variables de sintonia detectant una dependència entre el factor de qualitat i la freqüència central. Posteriorment, es presenta una modificació de l'estructura del filtre que suprimeix aquesta dependència.
- En el capítol quatre es mostra l'arquitectura del sistema de sintonia tot justificant el sistema de control de freqüència central i presentant els tres sistemes de sintonia de factor de qualitat que seran sotmesos a estudi.
- El cinquè capítol conté l'estudi comparatiu de les característiques principals dels diversos sistemes de sintonia juntament amb les dues possibles estructures del filtre: estabilitat, marge dinàmic, error, velocitat i *offset*. Els resultats validen quin dels sistemes estudiats ofereix les millors prestacions.
- En el sisè capítol s'estudia una possible millora del sistema de sintonia de factor de qualitat escollit al capítol cinc. Aquesta modificació en l'algorisme de sintonia transforma el llaç de control de factor de qualitat en un sistema alhora més ràpid i més exacte.
- En el setè i últim capítol es recullen les conclusions de les aportacions del present projecte i possible futures línies de recerca com a continuació del treball realitzat.

Capítol 2

Filtres G_m -C

2.1. Alternatives principals dintre dels filtres de temps continu

Les dues alternatives principals d'implementació de filtres de temps continu van ser desenvolupades paral·lelament a finals de la dècada dels 80 amb la intenció, com s'ha comentat a l'apartat anterior, de facilitar el camí a la integració, programabilitat i reconfiguració dels sistemes analògics.

Ambdós tècniques utilitzen exclusivament condensadors i elements actius per tal d'eliminar les voluminoses e incòmodes resistències que consumeixen una gran àrea al ser integrades.

La primera de les alternatives, és la coneguda com MOSFET-C [TS86] que utilitzant en substitució de les resistències la característica tensió-corrent del transistor MOS, segueix utilitzant l'amplificador operacional com a element actiu bàsic. Això li permet aprofitar les mateixes topologies que els circuits RC actius amb amplificadors operacionals quasi de forma immediata.

L'altra alternativa és la denominada OTA-C o g_m -C [GE85] que utilitza elements de transconductància (*Operational Transconductance Amplifiers*) com a elements actius. Aquest element, al treballar sense realimentació local, presenta una millor resposta freqüencial que permet ser utilitzada per aplicacions d'alta velocitat, [AD06]. A més a més, els OTA's porten associat l'avantatge addicional de permetre la variació del seu guany de transconductància proporcionant la possibilitat d'ajustar la resposta del filtre i corregir les possibles desviacions. Com a inconvenient principal presenta la no linealitat de l'element, principal línia d'investigació sobre aquesta tècnica en l'actualitat.

Al present projecte s'utilitzarà un circuit g_m -C ja que aquesta és la tècnica més estesa i la que permet treballar a més alta freqüència.

2.2. Funcionament de l'OTA

Un OTA (*Operational Transconductance Amplifiers*), figura 2.1, és un amplificador amb una entrada de tensió i una sortida de corrent. El model ideal, on tant la impedància d'entrada com la de sortida són infinites, es mostra a la figura 2.2; un model circuital equivalent més proper al seu comportament real es mostra a la figura 2.3.

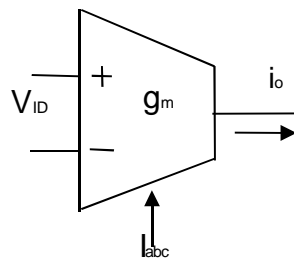


Figura 2.1.- Representació d'un Operational Transconductance Amplifier (OTA).

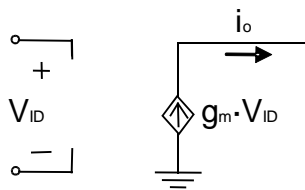


Figura 2.2.- Model ideal de l'OTA.

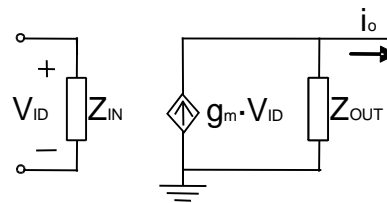


Figura 2.3.- Equivalent circuit de l'OTA.

L'OTA ideal, respon amb un corrent de sortida proporcional a la diferència de tensió a l'entrada comportant-se com una font de corrent controlada per tensió. El corrent de sortida i_o ve expressat per:

$$i_o = g_m V_{ID} \quad (2.1)$$

on

$$g_m = h I_{abc} \quad (2.2)$$

essent g_m l'amplificació de transconductància (Ω^{-1}) i h una constant que depèn de la temperatura, la geometria del dispositiu i el procés d'integració, [PO93].

Així doncs, l'amplificació de transconductància g_m és un paràmetre ajustable mitjançant un corrent de control que s'introdueix a l'OTA, I_{abc} , possibilitant que l'OTA sigui programat electrònicament. Aquest corrent, com veiem a l'esquema circuital a la figura 2.4, és l'encarregat de polaritzar tant el parell diferencial que conformen els transistors M1 i M2 com la resta del circuit.

Més detalladament, l'OTA consta d'un amplificador diferencial conformat pels transistors M1 i M2. La càrrega activa és la donada pels transistors M3 i M4, mentre que els transistors M5 i M6 són els encarregats de reflexar el corrent que M3 i M4 copien del diferencial d'entrada. Els transistors M7 i M8 són un mirall de corrent i la sortida, el punt de més alta impedància, és el node unió dels drenadors de M6 i M8 on és resten els dos corrents corresponents a cada tensió d'entrada, [MA00].

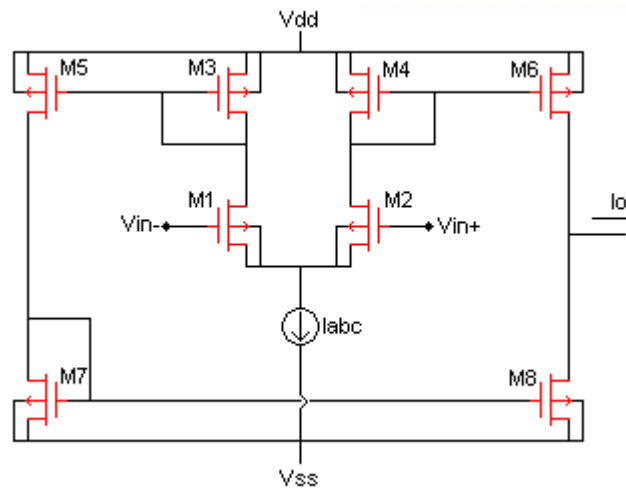


Figura 2.4.- Circuit esquemàtic de l'OTA.

Al present projecte, la manipulació dels OTA's es realitza sempre a partir de tensions de control. Evidentment, es fa necessària una etapa addicional de transconductància (el disseny de la qual no és l'objectiu d'aquest projecte) que transformaria la tensió de control $V_{control}$ que generarà el sistema de sintonia, en el corrent I_{ABC} que controla el valor de g_m segons (2.2).

$$g_m = a V_{control} \quad (2.3)$$

on a és una constant en $\mu A/V^2$.

2.3. Perspectiva actual dels filtres g_m -C

L'estat actual de l'art dels filtres g_m -C envolta principalment tres sectors d'aplicació:

- Canals de lectura d'unitats de memòria
- Llaços de PLL.
- Sistemes de comunicació sense fils.

Aquestes aplicacions demanen filtres g_m -C amb un elevat marge dinàmic [ME02], baix nivell de soroll (sobretot pel disseny de receptors per comunicacions), baix nivell de distorsió [AD06], funcionament a alta freqüència (principalment per la lectura d'unitats de disc) [VO00], baix *offset* [RM07], mínim consum [HO04] i linialitat del OTA, [KO02] [SS06]. Essent aquestes el focus principal de recerca al voltant dels filtres g_m -C.

La creixent demanda de sistemes electrònics portables ha conduït a la indústria dels discs durs, sobretot, a la recerca de sistemes de lectura de canal que compagin alta velocitat i baix consum, com el presentat a [PA06]. Dintre de les aplicacions centrades en filtres pels canals de lectura d'unitats de memòria es treballa sobretot en equalitzadors per detectors de bit per discs magnètics, magneto-òptics i òptics (HDD, CD, DVD, ...) [VO00].

Dintre del sector dels PLL's, els filtres g_m -C s'han introduït al disseny del circuit de càrrega (*charge pump current circuit*). En aquest cas, es necessita un filtre passabaixes per suavitzar

els canvis de tensió control sobre el VCO que poden provocar modulacions en freqüència indesitjables. A [WE05], per exemple, es proposa un disseny del circuit de càrrega amb OTA's que millora les prestacions dels sistemes més clàssics.

El sector amb més projecció pels filtres g_m -C és el món de les comunicacions sense fils, tant fixes com mòbils. Dintre de les comunicacions mòbils, els filtres g_m -C s'utilitzen com a filtres selectors de canals aprofitant la seva reconfigurabilitat per satisfer tant l'estàndard GSM com l'UMTS durant aquesta època de transició cap a la tercera generació de comunicacions mòbils, [ST03] [CH05]. També són populars per aplicacions a l'àmbit de les PAN (*Personal Area Network*), sobretot per la selecció de canal a l'estàndard *Bluetooth*, una modulació basada en salts de freqüència on també és necessària la programabilitat del filtre.

Aquest últim sector és en el que s'ha centrat l'estudi que es presenta en aquest projecte, un estudi al voltant d'un filtre g_m -C de segon ordre programable per satisfer diversos estàndards de comunicacions sense fils.

Capítol 3

Estructura del filtre

Existeixen dues línies de síntesi dominants al camp del disseny de filtres de temps continu, independentment de si s'utilitzen tècniques g_m -C o MOSFET-C. La primera és la implementació a partir d'una cascada de funcions de segon ordre on cada secció introdueix un parell de pols. La segona línia consisteix a escollir un bloc LC adient mitjançant tècniques clàssiques d'anàlisi i transformar-lo en un circuit actiu sense inductors que compleix les mateixes equacions, [TS94].

En aquest projecte s'escull la primera de les dues opcions ja que, com s'afirma a [SS03], qualsevol filtre pot implementar-se mitjançant una cascada de filtres de segon ordre més un d'ordre imparell, en cas de que el sistema sigui d'ordre imparell. A més, els filtres en cascada són més fàcils de construir i sintonitzar i, per tant, més populars.

3.1. Primera proposta

El filtre base per a la realització d'aquest estudi és una estructura g_m -C de segon ordre sovint utilitzada als articles referència d'aquest projecte, ja sigui en la seva forma diferencial o no, com per exemple [SS03], [CH05] i [HA07] on es presenten aplicacions per diversos estàndards de comunicació com GSM, Bluetooth, CDMA2000 i W-CDMA.

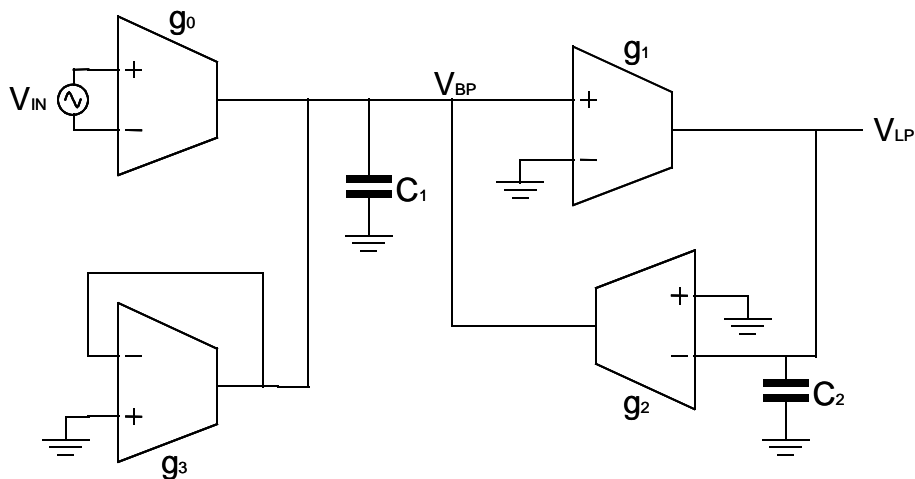


Figura 3.1.- Estructura 1, primera proposta per la implementació del filtre de segon ordre.

On es defineix g_i com a la transconductància g_m del OTA i , per $i=1,2,3,4$.

3.1.1. Anàlisi de les variables de sintonia

El filtre escollit presenta una resposta pas-banda de segon ordre com la que s'expressa a (3.1).

$$H(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\frac{g_0}{C_1} s}{s^2 + \frac{g_3}{C_1} s + \frac{g_2 g_1}{C_2 C_1}} \quad (3.1)$$

Si associem termes amb el patró de la funció de transferència de segon ordre clàssica (3.2),

$$H_{2n\text{ordre}}(s) = \frac{K \omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.2)$$

s'obtenen les expressions (3.3):

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_2 g_1}{C_2 C_1}} \quad Q = \frac{C_1}{g_3} \omega_0 = \sqrt{\frac{C_1}{C_2} \frac{g_2 g_1}{g_3^2}} \quad (3.3)$$

Per altra banda, sabem que el guany a la freqüència central del filtre, ω_0 , és KQ :

$$|H(j\omega_0)| = \left| \frac{\frac{g_0}{C_1} s}{-\omega_0^2 + j \frac{g_3}{C_1} \omega_0 + \omega_0^2} \right| = \frac{g_0}{g_3} = KQ \quad (3.4)$$

A més, si considerem que tant les transconductàncies 0, 1 i 2 com els condensadors són iguals entre elles, equivalent a fer $K=1$, per simplificar tot l'anàlisi:

$$g_0 = g_1 = g_2 \quad (3.5)$$

$$C_0 = C_1 = C_2 \quad (3.6)$$

així s'obté:

$$\omega_0 = \frac{g_0}{C} \quad (3.7)$$

$$Q = \frac{g_0}{g_3} \quad (3.8)$$

Així s'observa clarament que s'hauria d'ajustar-se el valor de transconductància g_0 per a variar la freqüència central del filtre, i g_3 pel factor de qualitat.

Les transconductàncies dels OTA són proporcionals a les tensions de control de forma que $g_m = \alpha \cdot V_{CONTROL}$, segons es va definir al capítol 2. El valor dels condensadors C s'escollirà de manera coherent tenint en compte la integració del filtre. Resultant la relació entre paràmetres i tensions de control de la següent forma:

$$\omega_0 = \frac{a V_\omega}{C} \quad (3.9)$$

$$Q = \frac{V_\omega}{V_q} \quad (3.10)$$

éssent V_ω la tensió de control de freqüència i V_q la tensió de control del factor de qualitat.

3.1.2. Anàlisi del marge dinàmic

Per analitzar el marge dinàmic del circuit es defineix una tensió diferencial màxima d'entrada, V_{max_in} , al OTA per impedir la saturació del circuit. Per tant, s'ha de comprovar que el disseny del circuit no permet que cap tensió diferencial d'entrada d'un OTA sigui superior aquest llindar.

En aquest circuit, com es veu a figura 3.1, només hi ha dos OTA's a tenir en compte, el OTA1 i el OTA2 ja que són els que tendran les tensions diferencials d'entrada més elevades: V_{BP} i V_{LP} . Per l'estructura del filtre, tant V_{BP} com V_{LP} assoleixen el seu valor màxim de tensió quan la freqüència del senyal d'entrada és igual a la central del filtre, essent aquest valor igual pels dos nodes.

Per comprovar-ho, s'obté la funció de transferència respecte al node V_{LP} :

$$H'(s) = \frac{V_{LP}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\frac{g_0 g_1}{C_1 C_2}}{s^2 + \frac{g_3}{C_1} s + \frac{g_2 g_1}{C_2 C_1}} \quad (3.11)$$

Ara desenvolupant tant (3.11) com (3.1) mitjançant (3.5), (3.6), (3.7) i (3.8), s'obté:

$$V_{LP}|_{max} = |H'(j\omega_0)| A_{in} = Q A_{in} \leq V_{max_in}. \quad (3.12)$$

$$V_{BP}|_{max} = |H(j\omega_0)| A_{in} = Q A_{in} \leq V_{max_in}. \quad (3.13)$$

Per tant, el marge dinàmic del filtre dependrà directa i únicament del màxim factor de qualitat programable i de la màxima tensió d'entrada.

3.1.3. Dependència entre els dos controls

El problema que planteja el resultat de l'anàlisi de les variables de sintonia de cara a l'ajust del factor de qualitat és obvi, doncs com s'observa a l'equació (3.10), aquest depèn directament de la sintonia de la freqüència. Aquesta dependència entre els dos controls pot limitar la capacitat global del sistema.

En una situació pràctica, els llaços de control poden presentar un cert error ja sigui arrissat, *offset* o qualsevol altra pertorbació que limita el seu funcionament. A l'haver una clara dependència entre els dos controls, qualsevol problema o imperfecció del control de freqüència es manifestarà en el funcionament del llaç de control del factor de qualitat, és a dir, si la tensió de control de freqüència presentés, per exemple, arrissat, aquest apareixeria

directament al valor de Q ja que aquest depèn de la tensió de control de la freqüència central.

Si es considera la tensió de control de freqüència com a (3.14):

$$V_{\omega} = V_{\omega}^{target} + V_{\omega}^{error} \quad (3.14)$$

on V_{ω}^{target} és la tensió de control objectiu corresponent a ω_{target} i que V_{ω}^{error} és la diferència entre la tensió de control i el seu valor objectiu; llavors, el valor del factor de qualitat quedaria de la següent forma:

$$Q = \frac{V_{\omega}^{target} + V_{\omega}^{error}}{V_q} \quad (3.15)$$

Com s'ha comentat abans, aquesta problemàtica pot reduir considerablement el marge de funcionament del sistema ja que, tot i que cada llaç tindrà les seves limitacions pròpies, el llaç de Q depèn també de les limitacions de funcionament del llaç de freqüència com veiem a (3.15).

Per una banda, sembla lògic assumir que el llaç de control de freqüència tindrà més problemes a freqüències baixes ja que la tensió de control serà més petita i sensible a pertorbacions externes.

Per altra banda, el llaç de control de factor de qualitat mostrarà més problemes per Q 's elevades a causa de que en aquest cas la tensió de control és inversament proporcional al factor de qualitat. A més, el factor de qualitat màxim que podrà assolir-se anirà empitjorant a mesura que disminueix la freqüència com a conseqüència de la dependència entre llaços de la següent forma:

$$Q_{max} = \frac{V_{\omega}^{target} + V_{\omega}^{error}}{V_q^{min}} \quad (3.16)$$

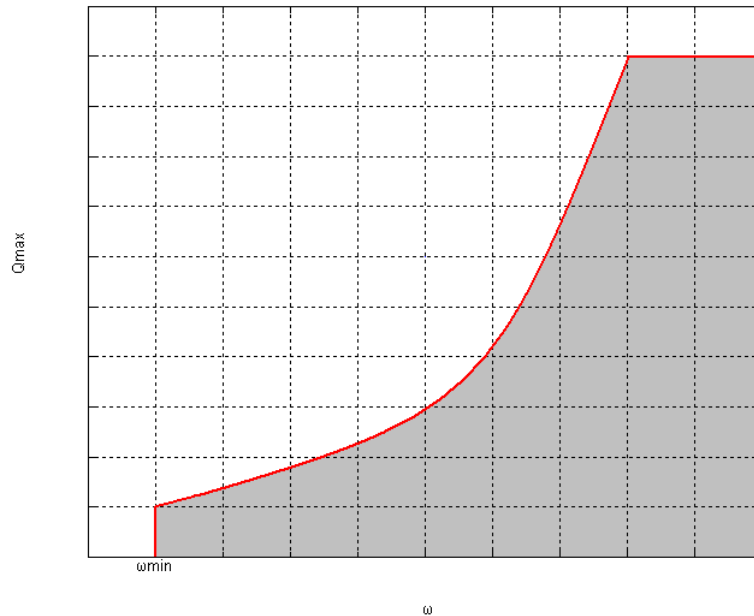


Figura 3.2.- Llindar de correcte funcionament dels laços de control per l'estructura 1 del filtre.

Per tant, si es representen les zones de funcionament del sistema en un gràfic Q_{max} vs ω , el llindar del correcte funcionament del sistema quedaria com a la figura 3.2 on el sistema funcionaria correctament per la zona ombrejada sota la línia roja, que representa l'equació (3.16) i no funcionaria per sobre d'ella.

3.2. Segona proposta

La proposta per solucionar el problema descrit prèviament és una lleugera modificació de l'estructura principal del filtre de manera que es pugui incrementar la zona de funcionament. L'objectiu és eliminar les limitacions creuades entre la sintonia de freqüència i la de factor de qualitat. Així, la Q_{max} serà teòricament independent de la freqüència de treball obtenint una representació gràfica del llindar de funcionament con la mostrada a la figura 3.3, on el sistema funcionaria correctament en la zona ombrejada sota la línia roja, assolint doncs un marge de funcionament més acceptable i flexible.

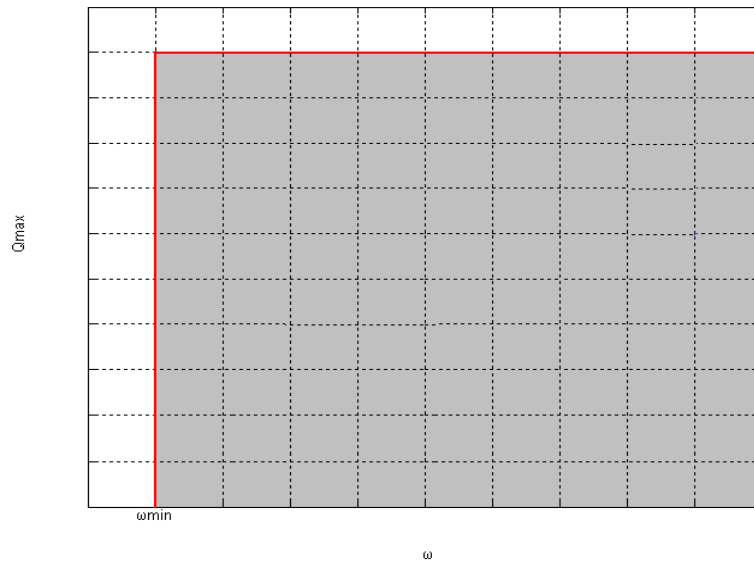


Figura 3.3.- Lliardar de correcte funcionament dels llaços de control per l'estructura 2 del filtre.

Per resoldre aquesta problemàtica es parteix de la representació en diagrama de blocs de les relacions entre variables d'estat d'un filtre de segon ordre estàndard, segons es mostra a la figura 3.4. D'aquesta s'obté la funció de transferència (3.17) que marca la relació entre la variable d'entrada V_{IN} i la de sortida V_{BP} .

$$H_{2n\text{ ordre}}(s) = \frac{KC s}{s^2 + A s + BC} \quad (3.17)$$

Si associem (3.17) amb (3.2) s'obtenen les relacions:

$$\omega_0 = \sqrt{BC} \quad Q = \frac{\sqrt{BC}}{A} \quad (3.18)$$

llavors s'observa que ω_0 i Q seran independents si A és proporcional a l'arrel quadrada del producte BC .

Lògicament, l'única manera d'independitzar el factor de qualitat de la freqüència central és aconseguir que el paràmetre A passi a ser una parella d'elements transconductors. Amb un element només es podria eliminar la dependència de ω_0 , però Q quedaria constant. Es necessita un altre element per no perdre la programabilitat del factor de qualitat. Aquest esquema es troba representat a la figura 3.5.

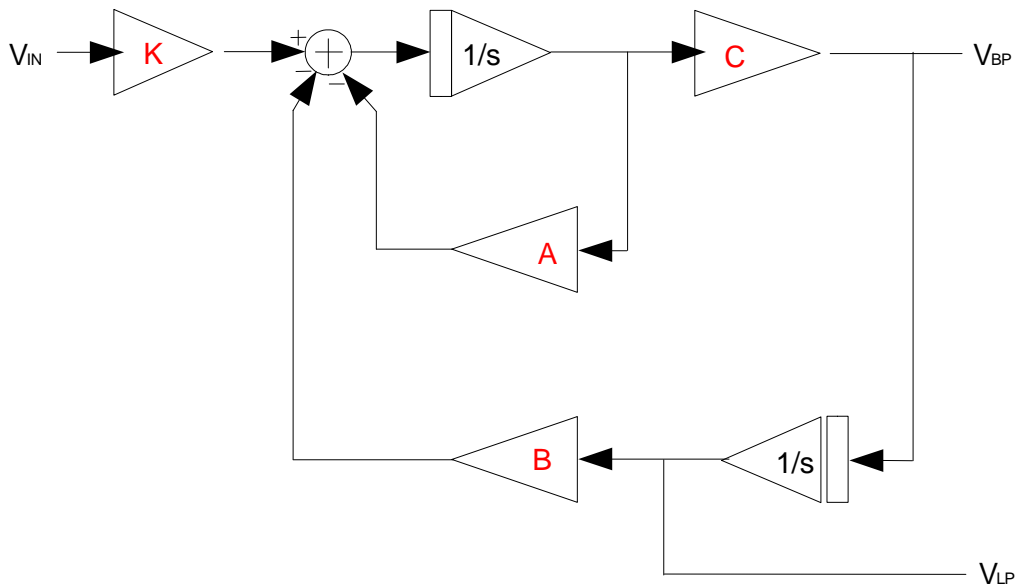


Figura 3.4.- Estructura *State-Variable* estàndard per un filtre passabanda/passabaixes de segon ordre.

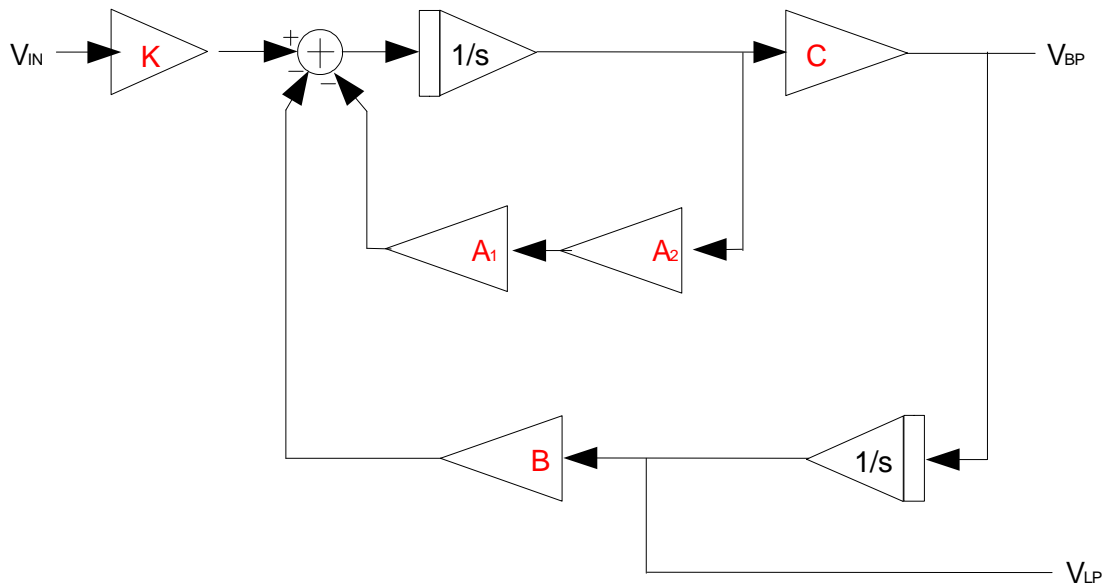


Figura 3.5.- Estructura *State-Variable* estàndard per un filtre passabanda/passabaixes de segon ordre amb independència entre ω_0 i Q .

Sense canvis a la freqüència central, el factor de qualitat passa a ser:

$$Q = \frac{\sqrt{BC}}{A_1 A_2} \tag{3.19}$$

Per simplicitat, es dissenya de forma que B és igual a C i igual a ω_0 . Per tant, s'hauria de fer A_1 o A_2 igual a B per independitzar els paràmetres Q i ω_0 . Per exemple, si es força $A_2=B$ llavors:

$$Q = \frac{1}{A_1} \tag{3.20}$$

En el filtre passabanda g_m -C de la figura 3.1 el bloc A és implementat mitjançant l'OTA número 3. S'ha de modificar el corrent de sortida de d'aquest OTA (g_3) cap al node corresponent a V_{BP} , on es fa la suma de corrents provinents dels OTA's 1, 2 i 3 per poder obtenir la nova estructura.

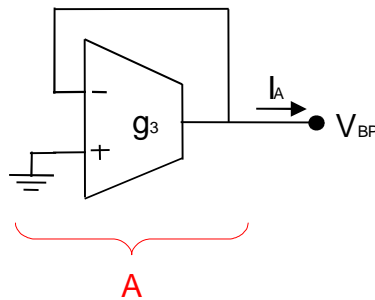


Figura 3.6.- Corrent de sortida de l'OTA 3.

$$I_A = -g_3 V_{BP} \tag{3.21}$$

Per modificar-lo es proposa l'estructura presentada en la figura 3.7 on es troba un OTA (el que té transcondutància g_3) encarregat de passar la tensió del node a corrent, igual que abans. Tot seguit es necessari un pas de corrent a tensió, que fa l'OTA amb transcondutància g_B , per poder fer servir la transcondutància g_A del següent OTA com a element independitzador al passar la tensió a corrent de nou per tal de fer la suma de corrents al node.

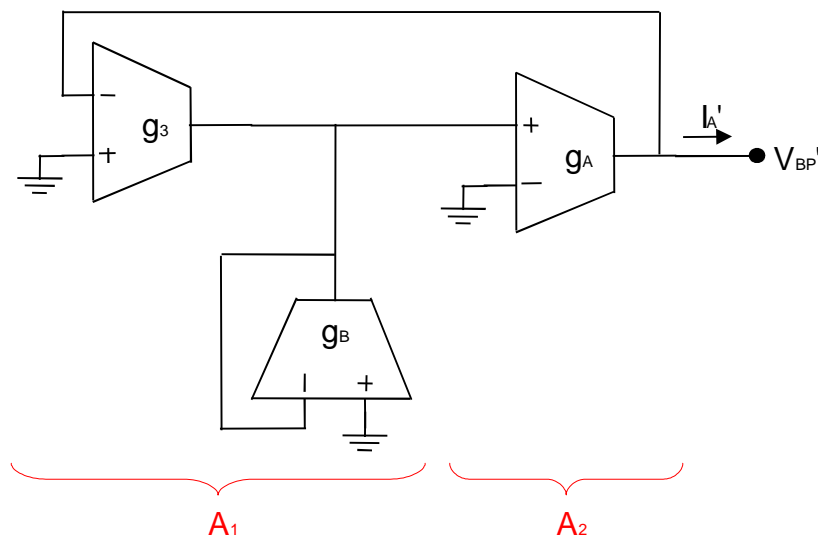


Figura 3.7.- Estructura proposada per modificar el corrent de sortida de l'OTA 3.

$$I_A' = \frac{g_3}{g_B} g_A V_{BP}' \quad (3.22)$$

De forma global, l'estructura de figura 3.7 insertada dintre del filtre quedaria de la següent forma:

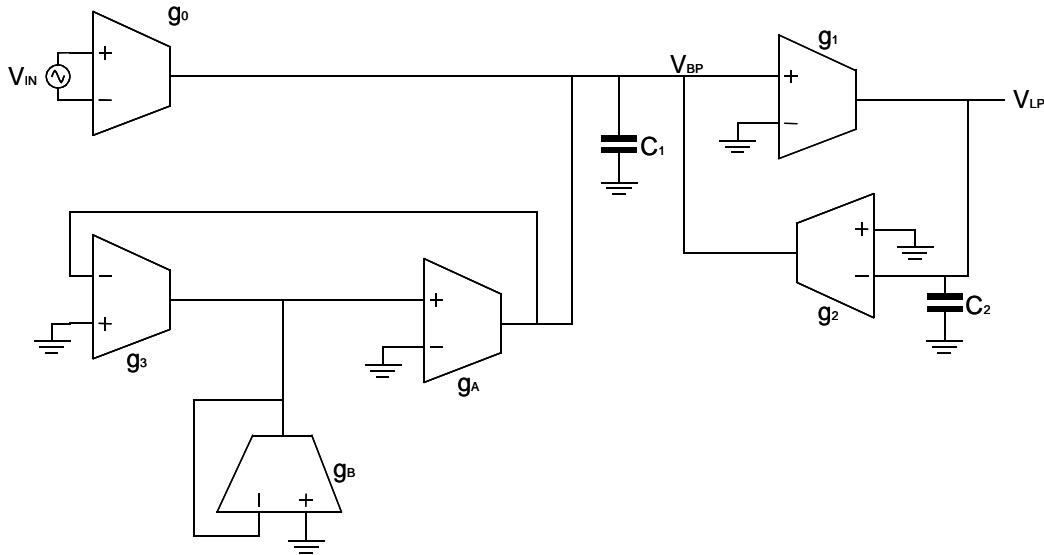


Figura 3.8.- Estructura 2, modificació sobre la primera proposta per la implementació del filtre de segon ordre.

En aquest cas, la resposta del filtre és:

$$H(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\frac{g_0}{C_1} s}{s^2 + \frac{g_3 g_A}{C_1 g_B} s + \frac{g_2 g_1}{C_2 C_1}} \quad (3.23)$$

On la correspondència amb les variables A_1 i A_2 quedaria així:

$$A_1 = \frac{g_3}{g_B} \quad A_2 = \frac{g_A}{C_1} \quad (3.24)$$

D'aquesta forma, sense modificar el tipus de filtre ni l'ordre, es pot garantir, com es demostrarà al següent subapartat, la independència completa entre ambdues variables Q i ω_0 .

3.2.1. Anàlisi de les noves variables de sintonia

Deixant de banda el raonament matemàtic anterior i igual que s'ha fet abans a l'apartat 3.1.1, es relacionen els termes de la resposta del filtre amb la resposta estàndard de segon ordre presentada anteriorment a l'equació (3.2):

$$H(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\frac{g_0}{C_1} s}{s^2 + \frac{g_3 g_A}{C_1 g_B} s + \frac{g_2 g_1}{C_2 C_1}} \quad (3.25)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_2 g_1}{C_2 C_1}} \quad (3.26)$$

$$Q = \frac{C_1 g_B}{g_3 g_A} \omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 g_2 g_1 g_B^2}{C_2 g_3^2 g_A^2}} \quad (3.27)$$

Un altre cop, considerant el guany a la freqüència central:

$$|H(j\omega_0)| = \left| \frac{\frac{g_0}{C_1} s}{-\omega_0^2 + j \frac{g_3 g_A}{C_1 g_B} \omega_0 + \omega_0^2} \right| = \frac{g_0}{g_3} = KQ \quad (3.28)$$

$$K = \frac{1}{Q} \frac{g_0 g_B}{g_3 g_A} \quad (3.29)$$

A més, si considerem $K=1$, $g_0=g_1=g_2$ i $C_1=C_2=C$ com abans s'obté:

$$\omega_0 = \frac{g_0}{C} \quad (3.30)$$

$$Q = \frac{g_0 g_B}{g_3 g_A} \quad (3.31)$$

Finalment, si es manipulen les transconductàncies g_0 i g_A alhora, equivalent a fer $A_2=B$ segons el raonament matemàtic del punt anterior, desapareix la dependència entre els dos paràmetres i, a més de conservar la programabilitat del factor de qualitat, s'ha introduït una nova variable al sistema de sintonia.

$$\omega_0 = \frac{g_0}{C} = \frac{a V_\omega}{C} \quad (3.32)$$

$$Q = \frac{g_B}{g_3} = \frac{V_B}{V_q} \quad (3.33)$$

Ara, cada llaç és independent. És a dir, el llaç de Q tindrà una Q màxima per qualsevol freqüència i el de freqüència un ω_0 mínima per a qualsevol factor de qualitat. El llinyar de funcionament del filtre queda com s'havia plantejat prèviament a la figura 3.3.

3.2.2. Anàlisi dels canvis al marge dinàmic i l'estabilitat del filtre

Independentment dels beneficis de cara a l'exactitud i a l'ajust de la sintonia que presenten les modificacions introduïdes, s'ha de tenir en compte un possible empitjorament d'algunes de les característiques de funcionament del filtre com ara el marge dinàmic o l'estabilitat.

Anàlisi del marge dinàmic

Per fer aquest estudi es parteix de la base que només poden haver canvis a la tensió del node que ha sofert alguna modificació degut al disseny.

Al introduir les modificacions en l'estructura inicial del filtre mostrada a la figura 3.1 per obtenir l'estructura de la figura 3.9, V_{BP}' passa a dependre de g_3 i g_B de la següent manera:

$$V_{X'} = I_X \frac{1}{g_B} = -V_{BP}' \frac{g_3}{g_B} \quad (3.34)$$

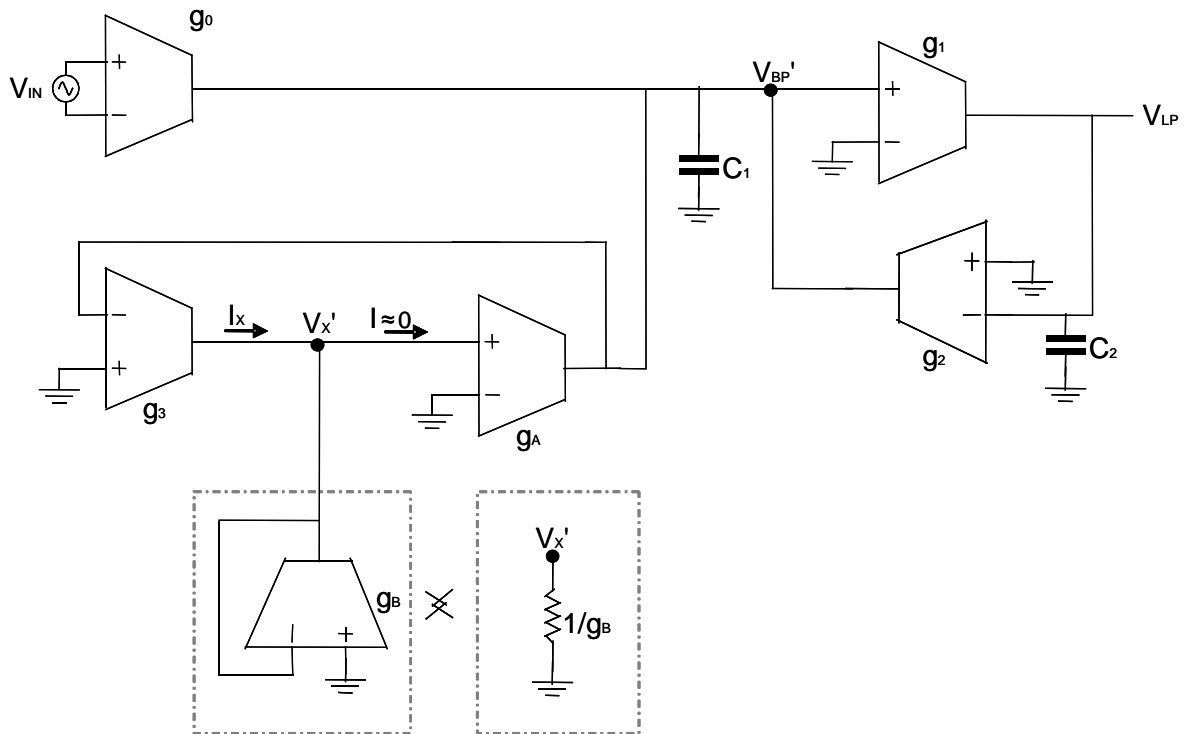


Figura 3.9.- Estructura 2, denotació de les tensions crítiques per l'estudi del marge dinàmic.

Per no acotar el marge dinàmic s'ha de mantenir que $V_{X'} < V_{BP}'$, és a dir, s'ha de mantenir el valor de g_B/g_3 per sota de 1, la qual cosa pot assegurar-se si mantenim un factor de qualitat per sobre de la unitat ja que:

$$Q = \frac{g_1 g_B}{g_3 g_A} = \frac{g_B}{g_3} \quad (3.35)$$

$$\frac{g_B}{g_3} < 1 \Leftrightarrow Q > 1 \quad (3.36)$$

Per tant, el marge dinàmic del filtre no es veu afectat negativament per la modificació ja que el factor de qualitat sempre estarà per sobre de la unitat.

Estabilitat

L'estabilitat de la nova estructura diferirà de l'estructura original en funció dels pols i zeros que pugui introduir la modificació. Per estudiar-ho considerarem un modelat de l'OTA com el següent, [VI96], on $\omega_y \approx \omega_x$:

$$g_i = \frac{G \omega_y}{s + \omega_x} \quad (3.37)$$

Teòricament els pols introduïts pels OTA's han de ser iguals o pràcticament iguals ja que es suposa que tots els OTA's són el mateix model d'un mateix fabricant. D'aquesta manera els pols presents a causa de g_A i g_B es cancel·len o pràcticament es cancel·len mútuament ja que aquestes variables es presenten en forma de quocient a la resposta del filtre, g_A/g_B , com es veu a l'equació (3.38).

$$H_2(s) = \frac{\frac{g_0}{C_1} s}{s^2 + \frac{g_3 g_A}{C_1 g_B} s + \frac{g_2 g_1}{C_2 C_1}} \quad (3.38)$$

La introducció de la modificació en l'estructura original del filtre no varia doncs la seva estabilitat.

Capítol 4

Arquitectura del sistema de sintonia

La realització d'un filtre que treballi sempre per sobre d'unes especificacions mínimes, per exemple un arrissat màxim a la banda de pas o un ample de banda concret, requereix un control de les desviacions de les respostes dels components de filtre degudes a les toleràncies del processos de producció. L'objectiu és aconseguir una resposta dels components constant al llarg del temps i, òbviament, dintre de les especificacions establertes. En aquest cas, això implica fixar les relacions C/g_m dels OTA's. La solució que s'adopta és introduir un sistema de sintonia automàtica integrat dintre del mateix circuit que s'encarrega de monitoritzar i ajustar la resposta del filtre en tot moment a partir d'uns paràmetres de referència, prenent el factor de qualitat i la freqüència central com a paràmetres fonamentals en aquest cas.

Normalment, la intenció de la majoria d'estudis i publicacions sobre el tema és aconseguir una molt acurada sintonia del filtre al voltant d'una freqüència central; [DA07], [SS07], [TS06], [SS03] i [TS02]. Bàsicament es centren en anul·lar l'efecte de les desviacions paràsites i toleràncies dels elements. El que es planteja en aquest projecte és considerar també la programabilitat de la resposta del filtre; de forma que l'objectiu final és poder treballar sota un gran nombre d'estàndards diferents amb el mateix filtre. Així, al procés de disseny del sistema de sintonia automàtica s'intentaran obtenir els dos llaços de control més adients per a què el filtre escollit pugui aconseguir el marge més ampli de freqüències centrals de funcionament amb Q també programable.

4.1. Estratègies de sintonia *on-chip*

La majoria d'estratègies de sintonia *on-chip* de filtres de temps continu es poden classificar en dos grans grups:

- Sistemes de sintonia automàtica mitjançant ajust directe.
- Sistemes de sintonia automàtica mitjançant ajust indirecte.

S'ha de comentar que, independentment de que la majoria d'estratègies encaixen en un d'aquests grups, hi ha alguns plantejaments a la literatura específica del tema que no ho fan exactament en cap dels dos com per exemple els sistemes de freqüència mitjançant un resistor extern de precisió, [PA97].

4.1.1. Sistemes de sintonia automàtica mitjançant ajust directe

El que es planteja és sintonitzar directament els paràmetres del filtre principal, el que ha de filtrar el senyal d'informació. Òbviament, la sintonia i el filtrat no poden funcionar de forma simultània en un únic filtre així que, per la majoria de casos es requereixen diverses implementacions del mateix filtre que van alternant sintonia i filtrat.

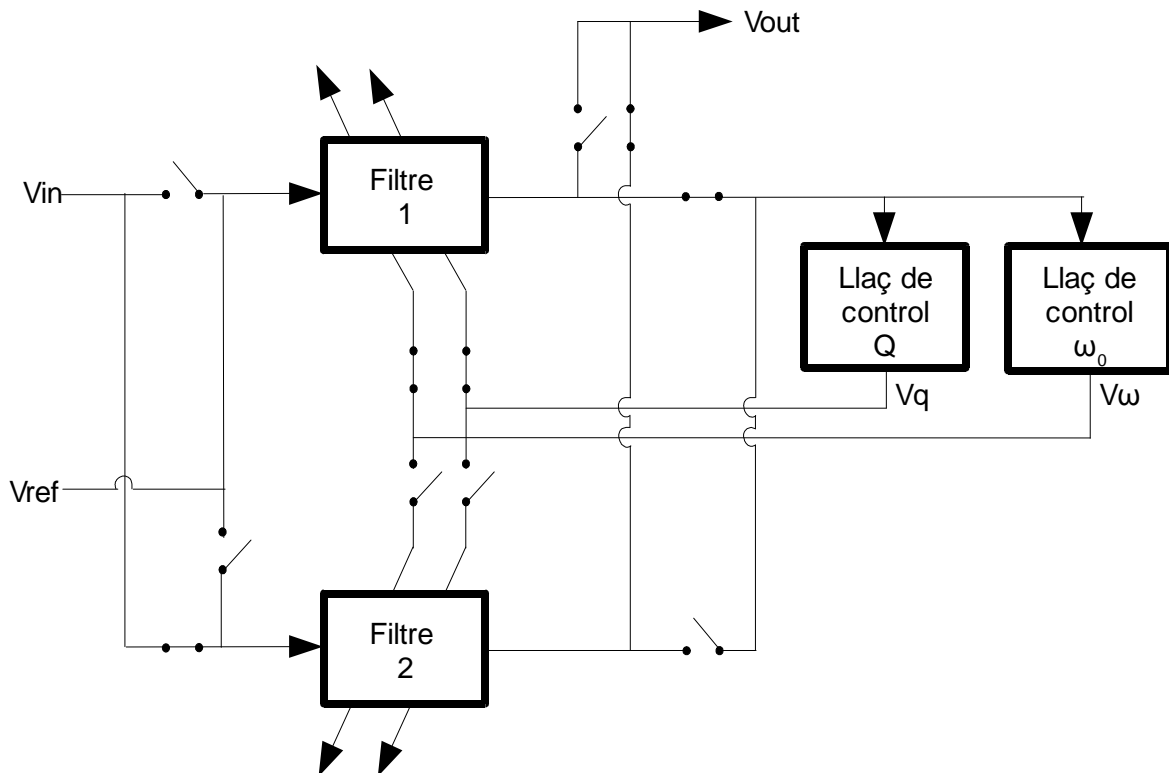


Figura 4.1.- Estructura bàsica d'un sistema de sintonia mitjançant ajust directe.

Per exemple, el filtre número 1 de l'esquema anterior es troba en procés de sintonia i el número 2 filtrant el senyal d'interès. Després d'un cert temps, els commutadors que designen aquest comportament canviaran de posició per intercanviar els papers d'ambdós filtres.

L'inconvenient d'aquest sistema és que l'ajust de sintonia no és continu, el filtre no es troba sota constant observació i correcció encara que el temps en què el filtre es troba filtrant informació es considera suficientment petit com per no afectar notablement a la seva sintonia. Aleshores, hi haurà presència de transitoris a la sortida cada vegada que es canvia el funcionament del filtre entre sintonia i filtratge. A més a més, la complexitat del mecanisme d'interruptors necessari dificulta la integració d'aquest tipus de sistemes, centrant la seva utilització en aplicacions experimentals.

En qualsevol cas, el nostre estudi també aplica a aquest tipus de sintonia al centrar-se només en el disseny dels llaços de control.

4.1.2. Sistemes de sintonia automàtica mitjançant ajust indirecte

El plantejament més extès del problema de sintonia de filtres està basat en la clàssica estructura *master-slave*. La solució planteja implementar dos filtres que utilitzen el mateix tipus de components al mateix circuit integrat. En aquests casos, el filtre *master* és l'encarregat de la sintonia mentre que l'*slave* o filtre principal és el que realment està involucrat en l'aplicació a la que correspon el sistema, és a dir, l'encarregat de filtrar el senyal portador d'informació. En general, el *master* consisteix a un subsecció de l'*slave* o un duplicat del mateix.

La problemàtica que planteja aquesta alternativa és la necessitat de que els elements del filtre *master* i l'*slave* estiguin aparellats o presentin les mateixes característiques per poder traslladar la sintonia d'un cap a l'altre. Si no ho són, les variables de sintonia obtingudes pel *master* no són vàlides per la sintonia de l'*slave*.

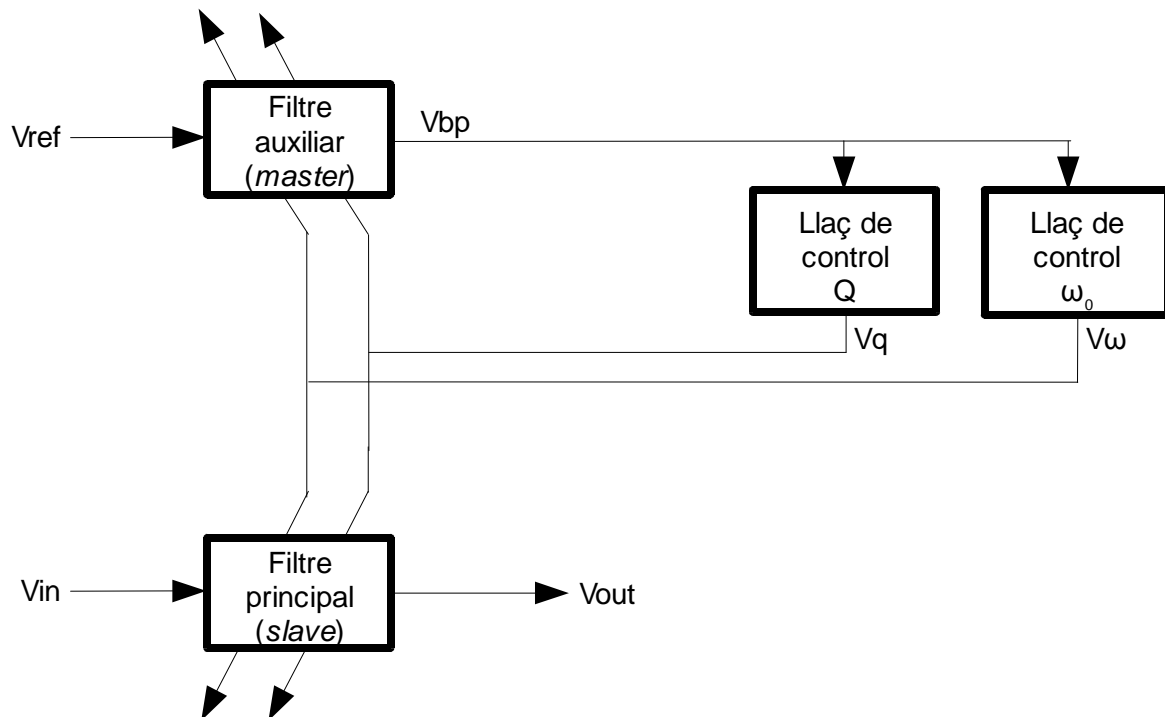


Figura 4.2.- Estructura bàsica d'un sistema de sintonia mitjançant ajust indirecte.

El funcionament bàsic implica una interpretació de les sortides del filtre *master* per part dels llaços de control a partir uns senyals d'entrada de referència. Així s'estableix un criteri de comparació per identificar si encara no hem arribat al punt de sintonia, si ens hem passat o si s'ha aconseguit l'objectiu. A partir dels resultats d'aquestes comparacions, es generen unes tensions o corrents de control per tal de modificar els paràmetres més fonamentals del filtre (freqüència central, factor de qualitat, guany, ...). Aquestes variables de control es proporcionaran també al filtre *slave* per poder ajustar simultàniament la seva sintonia. S'observa que, en tractar-se d'un esquema de llaç tancat, qualsevol error serà minimitzat si els llaços de control estan dissenyats correctament.

Fins ara, s'ha treballat més amb sistemes d'ajust indirecte ja que presenten millors prestacions a pesar de la problemàtica de l'aparellament.

A l'estudi presentat s'utilitza una estructura basada en ajust indirecte per ser aquesta la més senzilla i utilitzada però els resultats i conclusions obtingudes apliquen a qualsevol dels dos sistemes ja que només depenen del disseny dels llaços de control.

4.2. Sintonia de la freqüència central

Tot seguit es presenta una descripció comparativa dels sistemes de sintonia de freqüència central, tant analògics com digitals, per a filtres de temps continu continguts a la bibliografia.

4.2.1. Sistemes digitals

A la literatura específica es troben, principalment, sistemes de sintonia de freqüència digitals funcionant amb un filtre controlat per tensió (VCF) com a *master*, com [DA07] i [TO05], que treballen a partir de la correlació creuada entrada-sortida i del control de l'amplitud respectivament.

S'ha de tenir present que per a qualsevol sistema digital hi ha un error mínim que no es pot corregir, l'error de quantificació. Per altra banda, l'*offset* que pot perjudicar greument a una implementació analògica, no afectaria als digitals.

El principal punt feble dels sistemes amb VCF com a *master* respecte als analògics està associat a la integració. Generalment, els sistemes digitals necessitaran un microprocessador pel tractament del senyal digital implicant un augment tant de l'àrea com del cost, menys en el cas de poder reutilitzar un ja inclòs en el sistema global que conté el filtre autosintonitzable.

El sistema basat en la correlació creuada, [DA07], intenta ajustar directament la resposta impulsional del filtre, ja sigui per ajust directe o indirecte. El primer pas és definir la firma del filtre o conjunt de N paràmetres fonamentals que ha de complir la resposta del filtre a sintonitzar: $\vec{S} = (s_1, s_2, \dots, s_N)$.

Posteriorment, a partir de la correlació creuada entre l'entrada i la sortida del mateix s'obté la firma actual del filtre ja que, al tractar-se d'un filtre lineal i invariant, la correlació està directament relacionada amb la seva resposta impulsional, $R_{xy}(t) = R_{xx}(t) * h(t)$; on R_{xy} representa la correlació creuada entrada-sortida, R_{xx} l'autocorrelació de l'entrada i $h(t)$ la resposta impulsional del filtre.

En cas de que l'entrada fos soroll blanc, que presenta una delta de Dirac com autocorrelació, la correlació creuada es correspondria amb la resposta del filtre. Per simular aquest comportament, es genera una seqüència pseudoaleatòria que intenta reproduir les mateixes característiques que el soroll blanc a mesura que la seva longitud tendeix a infinit.

Així, es prenen mostres de la correlació creuada considerant que la longitud de la seqüència d'entrada és suficientment llarga per a que aquesta coincideixi amb la resposta impulsional. A partir d'aquestes mostres, van ajustant-se, un per un, els N paràmetres de la firma del filtre, iterant aquest procés fins aconseguir la resposta objectiu.

Segons [DA07], el sistema que es basa en la correlació creuada té l'inconvenient de que, per a simular una delta de Dirac, la longitud de la seqüència ha de ser infinita. Una longitud insuficient es manifesta en forma de cues a l'autocorrelació de la mateixa, causa d'inexactituds alhora de estimar la resposta impulsional del filtre. També assegura que per una longitud de seqüència de 1023 símbols i una firma de 4 elements el error en la freqüència central està al voltant del 4% a 10.55 MHz.

El sistema presentat a [TO05], que treballa a partir de l'amplitud de la sortida del filtre, parteix de la propietat de les funcions de transferència de segon ordre que, per una entrada sinusoidal, obtenen amplitud màxima de sortida quan la freqüència del to d'entrada coincideix amb la freqüència central del filtre.

Es realitza un seguiment de l'amplitud de sortida alhora que van modificant-se els paràmetres que regulen la freqüència central del filtre. En trobar un punt d'amplitud màxima, s'interpreta que la freqüència central del filtre és igual a la freqüència d'entrada. Així, si com a freqüència d'entrada s'introdueix la freqüència central desitjada s'assolirà l'objectiu.

Al propi article s'afirma que el problema del sistema és que per assegurar un bon funcionament, la freqüència del rellotge ha de ser major que la freqüència central objectiu. Tot i que l'error màxim que obtenen al implementar el sistema és del 4% per la banda de 600 Hz a 10 kHz, a causa de la limitació esmentada aquests filtres són més adients per aplicacions d'àudio, per sota dels 20 kHz.

4.2.2. Sistemes analògics

El més comú per als sistemes de control de freqüència analògics és treballar a partir de la diferència de fase entre el senyal de sortida del filtre *master* i el senyal de referència introduït per sintonitzar la seva freqüència central. En l'actualitat es plantegen tres estratègies analògiques majoritàries. Una basada en el concepte més clàssic del PLL, utilitzant un oscil·lador controlat per tensió (VCO) com a *master*; l'altra utilitzant com a *master* un filtre controlat per tensió (VCF) i l'última que consisteix a ajustar la constant de temps mitjançant un integrador esmorteït (encara que aquesta darrera opció es podria incloure als VCF's).

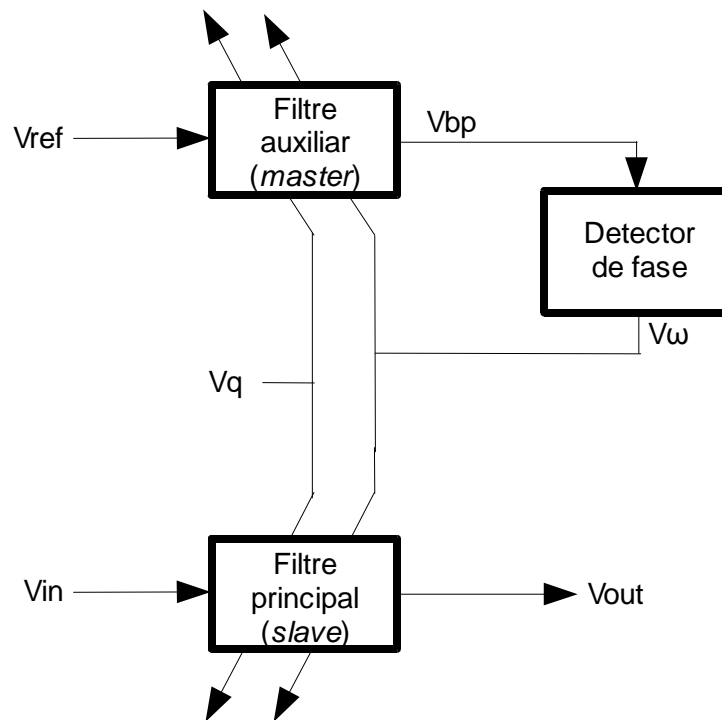


Figura 4.3.- Esquema d'un sistema de sintonia MASTER-SLAVE mitjançant VCF o VCO.

Primerament, tot i que el seu funcionament es detallarà més al següent apartat, s'ha d'especificar que el detector de fase utilitzat tant pel cas del VCO com pel del VCF obté, a partir del producte entre els dos senyals d'entrada al detector, una tensió proporcional al sinus de la diferència de fases entre els dos.

A l'esquema basat en PLL es disposa d'un oscil·lador implementat amb el filtre principal com a base però amb factor de qualitat tendint a infinit per a que oscil·li. Així, la tensió de control que surt del detector de fase va modificant la freqüència d'oscil·lació del VCO fins que aquesta és igual a la del senyal de referència, quan la diferència de fases entre el senyal de referència i la sortida del VCO és nul·la.

El funcionament si s'utilitza un VCF amb el detector de fase és equivalent al del VCO: la tensió de control que surt del detector de fase s'utilitza per ajustar la freqüència central del filtre fins que la diferència de fases entre l'entrada i la sortida del filtre és mínima, és a dir, fins que la freqüència central del filtre és igual a la de referència.

En el cas concret de l'ajust de la constant de temps, s'implementa un filtre amb les mateixes característiques que el filtre *slave* però amb un únic pol. S'introdueix un senyal de referència sinusoidal a ω_0 com a entrada del filtre *master* que hauria de sortir amb una amplificació determinada si el filtre estigués sintonitzat correctament. Amb un detector d'envolupant s'obté la diferència entre l'amplitud d'entrada i la de sortida i s'ajusta el pol de l'integrador fins que la diferència sigui igual a la corresponent amb el filtre *master* sintonitzat a ω_0 . A l'article [CA96] es presenten uns errors entre 1.25% i 7.2% per freqüències entre 2 kHz i 15 kHz, també correcte per aplicacions d'àudio. El principal inconvenient d'aquest sistema és treballar amb amplituds, sempre més sensibles al soroll que les fases.

El principal avantatge dels sistemes VCO front als VCF, segons [MA03], és que els primers no es veuen afectats per l'*offset* que introdueixen els components del circuit. També, el sistema de sintonia de Q no interfereix en el de freqüència ja que el VCO, al contrari que el VCF, no està controlat alhora per el laç de sintonia de Q , [TS06]. Per altra banda, és més difícil aconseguir un correcte aparellament dels components amb el filtre *slave* per poder traslladar les variables de sintonia, a causa de que qualsevol oscil·lador implica un notable grau de no-linealitat, [MA03] i [TS06]. També, per un VCO és probable trobar interferències del senyal oscil·lant en el senyal d'informació; un problema més fàcil de solucionar si es treballa amb un VCF regulant el guany per tal de disminuir l'efecte, [TS06]. A més, també s'ha de tenir en compte que, en la majoria de casos, fer servir un VCO per a la sintonia de freqüència implica necessitar un VCF extra per a la sintonia de factor de qualitat, innecessari en cas de sintonitzar la freqüència a partir de VCF.

4.2.3. Funcionament detallat del laç de control de freqüència central

Primerament, s'ha d'especificar que el laç de control de freqüència central utilitzat al llarg de tot el desenvolupament del projecte serà sempre el mateix: un sistema analògic amb detector de fase i un VCF com a *master* idèntic al filtre *slave*, [MA03].

Aquest sistema compara la sortida del filtre *master* amb l'entrada, un to sinusoidal o un senyal quadrat a la freqüència central d'interès o objectiu ω_{target} . S'utilitza un detector de fase per extreure la diferència de fases entre ambdós senyals. L'objectiu ideal és aconseguir que aquesta diferència de fases sigui zero, ja que en aquest cas la freqüència central del filtre estarà perfectament sintonitzada. La funció de transferència del filtre passabanda de segon ordre és la següent:

$$H(s) = \frac{K \omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (4.1)$$

on ω_0 és la freqüència central del filtre a sintonitzar, és a dir, la freqüència que es modificarà fins que sigui igual a ω_{target} . El senyal de referència d'entrada ve descrit per:

$$V_{ref}(t) = A_i \sin(\omega_{target} t + \theta) \quad (4.2)$$

El guany del filtre a la freqüència del senyal sinusoidal d'entrada (ω_{target}) és el mostrat a continuació:

$$H(j\omega_{target}) = \frac{K \omega_0}{\frac{\omega_0}{Q} + j(\omega_{target} - \frac{\omega_0^2}{\omega_{target}})} \quad (4.3)$$

que, representa un desfasament com l'expressat a (4.4) a la freqüència ω_{target} .

$$\angle H(j\omega_{target}) = -\arctan\left(\left(\frac{\omega_{target}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{target}}\right) Q\right) \quad (4.4)$$

Per tant, la diferència de fases entre l'entrada i la sortida, considerant nul·la la fase del sinus d'entrada, és directament:

$$\angle V_{bp}(t) - \angle V_{ref}(t) = \angle H(j\omega_{target}) = -\arctan\left(\left(\frac{\omega_{target}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{target}}\right)Q\right) \quad (4.5)$$

Tal i com s'ha dit abans, la diferència entre les fases serà nul·la quan la freqüència d'entrada sigui igual a la central de filtre

$$\angle V_{bp}(t) - \angle V_{ref}(t) = 0 \Leftrightarrow \arctan\left(\left(\frac{\omega_{target}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{target}}\right)Q\right) = 0 \Leftrightarrow \omega_{target} = \omega_0 \quad (4.6)$$

En la pràctica, s'assolirà una diferència de fases mínima, zero en el millor dels casos, apropant-se el màxim possible la freqüència central a la freqüència de referència o freqüència central *target/objectiu*.

En el nostre cas el detector de fase és un multiplicador seguit d'un filtre passabaixes que obté directament la diferència entre les fases dels dos senyals d'interès. Per veure el resultat es considera doncs una situació amb una entrada de referència sinusoidal amb pulsació ω_{target} com (4.2), que aleshores resulta en una sortida de la forma:

$$V_{out}(t) = A_i |H(j\omega_{target})| \sin(\omega_{target} t + \theta + \angle H(j\omega_{target})) \quad (4.7)$$

on la fase i l'amplitud del senyal de sortida es poden calcular a partir de la funció de transferència de $2n$ ordre a la qual respon el filtre.

Tenint en compte que per dos angles α i β qualssevol es compleix:

$$2 \sin \alpha \cdot \sin \beta = \cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta) \quad (4.8)$$

$$2 \sin \alpha \cdot \cos \beta = \sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta) \quad (4.9)$$

Per obtenir la tensió de control de freqüència (V_{ω}) es defineix el senyal error o diferència, $V_{\omega-err}$, com la tensió contínua del producte entre el senyal de referència i la sortida del filtre *master*, és a dir, la part que conté la informació sobre la distància al punt de sintonia. Assumint que el integrador, que realment serà un filtre passabaixes amb un guany elevat en contínua, eliminarà els components a freqüència doble, $2\omega_0$, l'expressió per la tensió d'error del control de freqüència queda:

$$\begin{aligned} V_{\omega-err}(t) &= V_{bp}(t) V_{ref}(t) |_{DC} = A_{in}^2 |H(j\omega_{target})| \sin(\omega_{target} t + \angle H(j\omega_{target})) \sin(\omega_{target} t) |_{DC} \\ &= \frac{A_{in}^2}{2 |H(j\omega_{target})|} \cos(\angle H(j\omega_{target})) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Com a conseqüència de la paritat de la funció cosinus, es perd la informació del signe de la diferència de fases en la tensió de control i s'impossibilita la sintonia al no poder discernir si estem per damunt o a sota de l'objectiu final. A més, el fet de que el resultat depengui de l'amplitud dels senyals, suposadament controlada per el llaç de factor de qualitat, és altament indesitjable. Per eliminar l'efecte d'aquests dos factors es proposa per una banda introduir un desfasament de $\pi/2$ en un dels dos senyals, i per una altra banda requadrar els dos senyals transformant-los en senyals quadrats d'igual amplitud, [MA03].

El fet de desfasar $\pi/2$ el senyal d'entrada abans de fer-lo passar pel multiplicador permet obtenir el sinus de la diferència de fases en lloc de cosinus i recuperar la informació

continguda al signe. També s'aconsegueix eliminar la dependència amb l'amplitud pel fet d'haver requadrat el senyal, sense que afectin components d'alta freqüència introduïts al treballar amb senyals quadrats ja que seran eliminats pel filtre passabaixes.

$$V_{\omega-err}(t) = \text{sign}[A_{in} |H(\omega_{target})| \sin(\omega_{target} t + \angle H(j\omega_{target}))] \cdot \text{sign}[A_{in} \sin(\omega_{target} t + \frac{\pi}{2})] |_{DC}$$

$$= \sin(\omega_{target} t + \angle H(j\omega_{target})) \cdot \cos(\omega_{target} t) |_{DC} = \frac{1}{2} \sin(\angle H(j\omega_{target})) \quad (4.11)$$

En aquest cas, el desfasador de $\pi/2$ s'implementarà amb un integrador i el requadrador amb un bloc que respongui amb la funció $y = \text{sign}(x)$.

És important comentar que la raó per la qual s'ha escollit desfasar el senyal de referència i no la sortida és simplement perquè es tracta d'un senyal més robust, amb major amplitud inicial, menys soroll, i paràmetres coneguts a la perfecció.

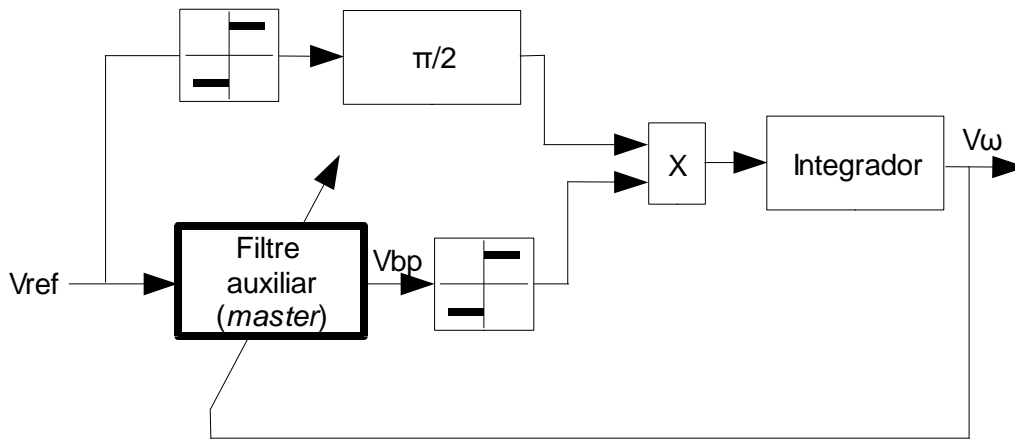


Figura 4.4.- Llaç de control de freqüència.

Tenint en compte que V_{ω} serà la integral del senyal error, (4.12), aquesta s'estabilitzarà quan la contínua a l'entrada del filtre (la seva derivada) sigui zero, és a dir, s'arribarà a règim permanent quan el sinus del desfasament aportat pel filtre *master* tendeix a zero i, per tant, aquest desfasament també tendeix a zero.

$$V_{\omega}(t) = \int V_{\omega-err}(t) dt = \int \frac{1}{2} \sin(\angle H(j\omega_{target})) dt \quad (4.12)$$

També cal esmentar que en la pràctica, tant en aquest cas com en la resta que s'introduiran posteriorment, el filtre passabaixes no serà un integrador ideal ja que el guany en contínua real no pot ser infinit. Això repercutirà de forma negativa ja que el error no tendirà a zero i serà més gran a mesura que el guany sigui més petit.

4.3. Sintonia del factor de qualitat

Tot seguit es presenta una breu descripció dels sistemes de sintonia de factor de qualitat, tots analògics, que seran l'objecte d'una comparació exhaustiva en les pròximes seccions d'aquest projecte.

4.3.1. Detector d'envolupant autosintonitzable

A l'article [TS00] es presenta l'estudi d'un sistema de sintonia automàtica per a filtres actius LC en la banda dels gigahertz. Principalment, l'article es centra en introduir un control de pèrdues que ajusta el factor de qualitat del filtre amb una comparativa de l'amplitud a partir de l'envolupant del senyal de sortida del mateix. Aquest algoritme de control del factor de qualitat, independentment de que a l'article estigui aplicat a un filtre LC, pot extrapolar-se a qualsevol altre filtre.

S'obté l'envolupant de la resposta del filtre *master* a un senyal de referència, un to a la freqüència central que es vol aconseguir, ja que l'amplificació d'un filtre de segon ordre al treballar en aquesta freqüència és proporcional a Q .

Si es defineix el senyal d'entrada com:

$$V_{ref}(t) = A_{in} \sin(\omega_{target} t) \quad (4.13)$$

el valor de l'envolupant del senyal de sortida del filtre (V_{bp}) es correspon, al ser un senyal sinusoidal, amb l'amplitud màxima del sinus que, segons la funció de transferència d'un filtre de segon ordre seria:

$$env(V_{bp}(t)) = env(V_{ref}(t)) |H(j\omega_{target})| = A_{in} |H(j\omega_{target})| \quad (4.14)$$

que, si el filtre es troba sintonitzat en freqüència, $\omega_{target} = \omega_0$, i es suposa $K=1$:

$$env(V_{bp}(t)) = A_{in} |H(j\omega_0)| = A_{in} K Q = A_{in} Q \quad (4.15)$$

Llavors, V_{ce} , el valor amb el que es compara l'amplitud de la sortida (figura 4.5), hauria de ser igual a:

$$V_{ce} = A_{in} |H(j\omega_0)| = A_{in} K Q_{target} = A_{in} Q_{target} \quad (4.16)$$

per poder establir una comparativa que representi la diferència entre l'amplitud de la sortida del filtre i el valor desitjat.

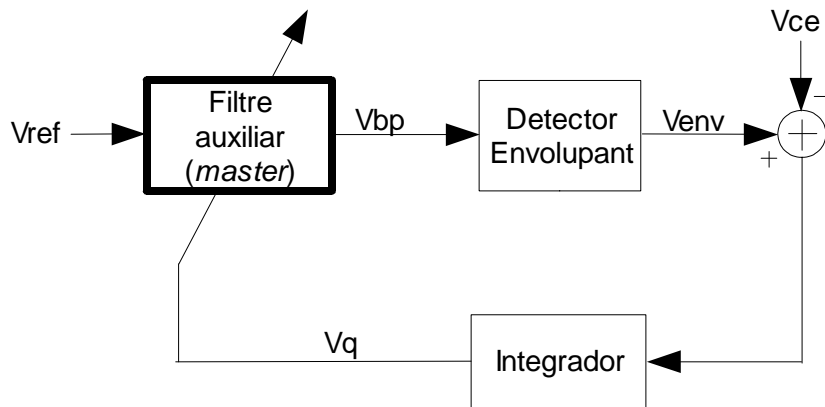


Figura 4.5.- Llaç de control de factor de qualitat, detector d'envolupant.

Llavors, aquesta diferència o senyal error seria:

$$V_{q-err} = env(V_{bp}(t)) - V_{ce} = A_{in.}(Q - Q_{target}) \quad (4.17)$$

La tensió error V_{q-err} , (4.17), s'integra per obtenir la tensió de control. Així, si interpretem la funció del integrador com la d'un acumulador, la tensió de control augmentarà, és a dir, la Q disminuirà si $Q > Q_{target}$ i augmentarà en cas contrari. V_q varia i va modificant la configuració del filtre fins que el valor de l'envolupant és igual a la tensió de referència. Llavors, l'entrada del integrador és nul·la, aquest deixa de acumular tensió i el valor del voltatge de control passa a ser constant.

La intenció de la proposta concreta feta a [TS00] és controlar els efectes paràsits dels elements, sent la freqüència de treball i el factor de qualitat sempre els mateixos, és a dir, no es contempla la programabilitat del filtre només l'ajust al voltant d'un punt concret de sintonia. El major inconvenient alhora d'adaptar-ho de cara a un funcionament que abasti la possibilitat de que el filtre treballi a diferents freqüències i diferents factors de qualitat és modificar el detector d'envolupant. Aquest, que consisteix en un rectificador i un filtre passabaixes, funciona correctament en cas de que la seva constant de temps sigui suficientment petita per poder seguir l'envolupant del senyal i, suficientment gran com per evitar que segueixi totalment la sinusoide.

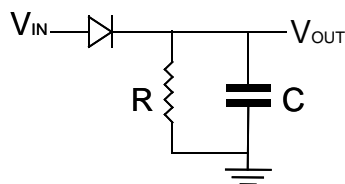


Figura 4.6.- Detector d'envolupant clàssic.

El plantejament per ampliar el marge de funcionament d'aquest algoritme, per donar-li una perspectiva de programació, és modificar el pol, i per tant la constant de temps, del filtre passabaixes del detector d'envolupant en funció de la freqüència en la que treballem, és a dir, transformar-lo en un filtre autosintonitzable mitjançant una tensió de control. Una solució passa per implementar el filtre passabaixes del detector d'envolupant com un filtre

g_m -C per poder aprofitar la pròpia V_ω que sintonitza la freqüència del filtre *master*. Així, la proposta de filtre seria com la mostrada a la figura 4.7.

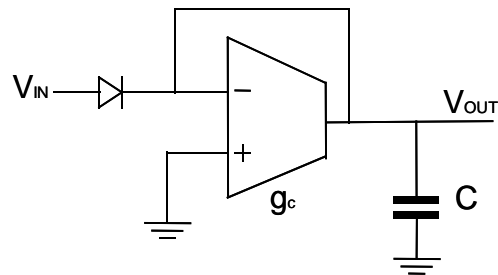


Figura 4.7.- Detector d'envolupant autosintonitzable.

La resposta d'ambdós sistemes és equivalent si

$$R = \frac{1}{g_c} \tag{4.18}$$

L'esquema de funcionament del sistema de sintonia de factor de qualitat amb el detector d'envolupant autosintonitzable passa a ser el següent:

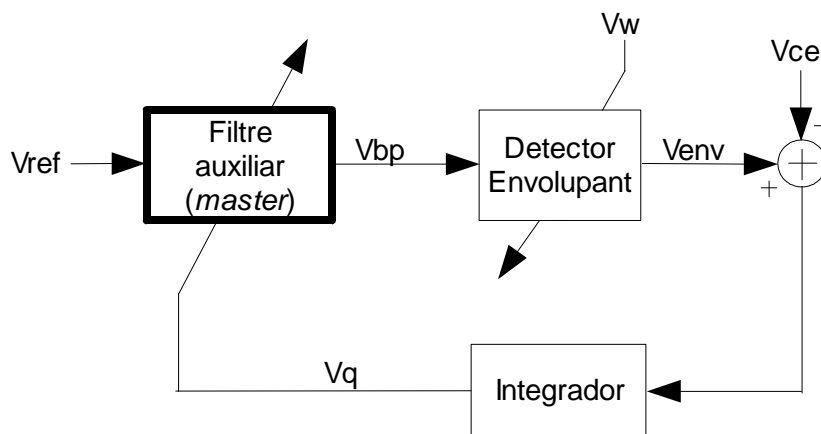


Figura 4.8.- Llaç de control de factor de qualitat, detector d'envolupant autosintonitzable.

D'aquesta manera, el llaç de control s'adaptaria segons la freqüència a la qual treballem, permetent la programabilitat del filtre.

4.3.2. Magnitude Lock Loop (MLL)

Una altra perspectiva per assolir la sintonia del factor de qualitat és treballar a partir de l'amplitud del senyal de sortida amb la mateixa proposta que es fa a [MA03]. S'obté l'amplitud del senyal de sortida del filtre *master* i es compara amb l'amplitud del senyal de referència multiplicat pel guany del filtre a la freqüència central desitjada, com veiem a la figura 4.9. Recordant la resposta freqüencial del filtre *master* i l'expressió del senyal de referència:

$$H(s) = \frac{K \omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (4.19)$$

$$V_{ref}(t) = A_{in} \sin(\omega_{target} t) \quad (4.20)$$

Si la freqüència central del filtre està correctament sintonitzada, l'amplitud del senyal de sortida ha de ser:

$$V_{bp}(t) = A_{out} \sin(\omega_{target} t + \theta) \Rightarrow A_{out} = A_{in} |H(j \omega_{target})| = A_{in} K Q \quad (4.21)$$

on $\omega_{target} = \omega_0$. A més, considerant $K=1$:

$$A_{out} = A_{in} Q \quad (4.22)$$

és a dir, l'amplitud de la sortida ha de ser Q vegades l'amplitud del senyal d'entrada.

El detector d'amplitud s'elabora amb un multiplicador analògic de forma que es determina el quadrat tant del senyal d'entrada com del de sortida. Com que els dos senyals són sinusoidals, el quadrat dels mateixos pren la següent forma:

$$(A \sin(\omega t + \theta))^2 = \frac{A^2}{2} + \frac{A^2}{2} \sin(2\omega t + 2\theta) \quad (4.23)$$

on es troba un terme en contínua que representa l'amplitud del senyal sinusoidal i un altre terme sobrant al doble de freqüència.

A continuació es presenta l'esquema de funcionament del llaç de control de Q presentat a [MA03]:

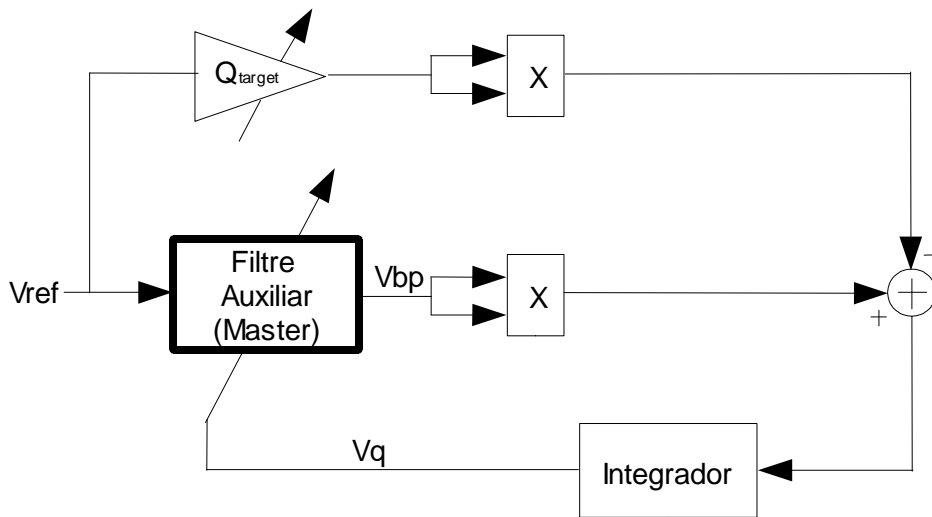


Figura 4.9.- Llaç de control de factor de qualitat, MLL.

Primerament, al elevar al quadrat tant V_{in} com V_{out} , suposant que el filtre està sintonitzat en freqüència i que K és unitària, s'obté:

$$(Q_{target} V_{ref}(t))^2 = (Q_{target} A_{in} \sin(\omega_{target} t))^2 = \frac{Q_{target}^2 A_{in}^2}{2} + \frac{Q_{target}^2 A_{in}^2}{2} \sin(2\omega_{target} t) \quad (4.24)$$

$$(V_{bp}(t))^2 = \frac{Q^2 A_{in}^2}{2} + \frac{Q^2 A_{in}^2}{2} \sin(2\omega_{target} t) \quad (4.25)$$

Si definim la tensió error com la part contínua de la resta dels quadrats considerant que els termes a freqüència doble seran filtrats passabaixes posteriorment per l'integrador

$$V_{q-err}(t) = (V_{bp}(t))^2 - (Q_{target} V_{ref}(t))^2 |_{DC} = \frac{A_{in}^2}{2} (Q^2 - Q_{target}^2) \quad (4.26)$$

llavors, la tensió de control del factor de qualitat serà la integral d'aquest senyal error definit a (4.26):

$$V_q(t) = \int \frac{A_{in}^2}{2} (Q^2 - Q_{target}^2) dt \quad (4.27)$$

que augmenta en el cas que $Q > Q_{target}$ per disminuir Q i, al contrari si $Q < Q_{target}$ per augmentar Q fins que $Q^2 = Q_{target}^2$ i V_q passa a ser constant com es veurà en propers capítols.

S'ha de remarcar que si el filtre no es sintonitza correctament en freqüència, el llaç de control de factor de qualitat arriba a un valor estable, però incorrecte.

4.3.3. Least Mean Square (LMS)

Un altra perspectiva, molt similar al MLL, es la plantejada en [SS03] per un filtre passabanda de segon ordre al voltant dels 100 Mhz. En aquest article s'emparellen les amplituds de les sinusoides utilitzant una variant de l'algoritme LMS (*Least Mean Square*). Aquesta té la particularitat que, per les propietats de les funcions de segon ordre, no es necessari que la sintonia de freqüència sigui correcta per a què el llaç de Q pugui assolir un valor final correcte.

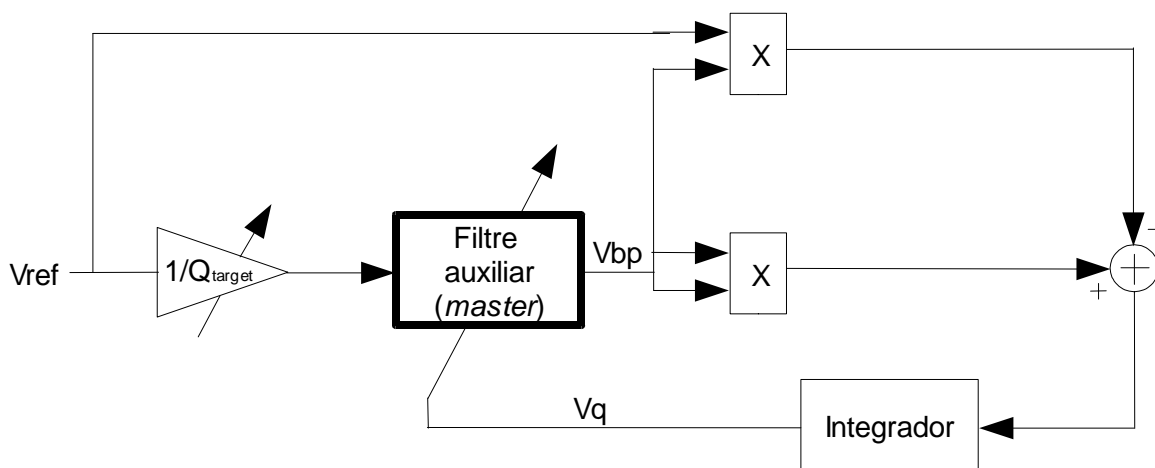


Figura 4.10.- Llaç de control de factor de qualitat, LMS.

En aquest cas s'obté el valor de la resta del quadrat de la sortida i el producte creuat entrada-sortida com a tensió d'entrada al integrador.

$$(V_{bp}(t) - V_{ref}(t))V_{bp}(t) = V_{bp}^2(t) - V_{ref}(t)V_{bp}(t) \quad (4.28)$$

on si l'entrada és un to sinusoidal a qualsevol freqüència, independentment de la freqüència central del filtre:

$$V_{ref}(t) = A_{in} \sin(\omega_{in} t) \quad (4.29)$$

llavors la sortida també ha de ser-ho:

$$V_{bp}(t) = \frac{A_{in}}{Q_{target}} G \sin(\omega_{in} t + \theta) \quad (4.30)$$

On G és el guany del filtre i θ la fase que introdueix, i segons la funció de transferència del filtre *master* se sap:

$$V_{bp}(t) = \frac{A_{in}}{Q_{target}} |H(j\omega_{in})| \sin(\omega_{in} t + \angle H(j\omega_{in})) \quad (4.31)$$

on, com s'ha comentat abans, la freqüència central del filtre, ω_0 , no ha de ser necessàriament igual a la freqüència del to d'entrada, ω_{in} .

Si es desenvolupa l'expressió del guany de la funció de transferència i s'obté:

$$G = |H(j\omega_{in})| = \left| \frac{j \frac{\omega_{in}}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega_{in}}{\omega_0 Q} - \frac{\omega_{in}^2}{\omega_0^2}} \right| = \frac{\frac{\omega_{in}}{\omega_0}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega_{in}^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega_{in}}{\omega_0 Q}\right)^2}} \quad (4.32)$$

A més a més, a partir de les igualtats trigonomètriques de les expressions (4.33) i (4.34),

$$\arctg\left(\frac{1}{x}\right) = \frac{\pi}{2} - \arctg(x) \quad (4.33)$$

$$\arctg(x) = \arcsin\left(\frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}}\right) \quad (4.34)$$

i tenint en compte que la fase d'un senyal no canvia al dividir-lo per una constant real:

$$\theta = \angle H(j\omega_{in}) = \angle\left(\frac{H(j\omega_{in})}{Q}\right) = \arg\left(\frac{j \frac{\omega_{in}}{\omega_0 Q}}{1 + j \frac{\omega_{in}}{\omega_0 Q} - \frac{\omega_{in}^2}{\omega_0^2}}\right) \quad (4.35)$$

Per tant, el cosinus de la fase queda de la següent forma:

$$\begin{aligned}
 \cos \theta &= \cos\left(\frac{\pi}{2} - \arctg\left(\frac{1 - \frac{\omega_{in.}^2}{\omega_0^2}}{\frac{\omega_{in.}}{\omega_0 Q}}\right)\right) = \sin\left(\arctg\left(\frac{\frac{\omega_{in.}}{\omega_0 Q}}{1 - \frac{\omega_{in.}^2}{\omega_0^2}}\right)\right) = \\
 &= \sin\left(\arcsin\left(\frac{\frac{\omega_{in.}}{\omega_0 Q}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega_{in.}^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega_{in.}}{\omega_0 Q}\right)^2}}\right)\right) = \frac{\frac{\omega_{in.}}{\omega_0 Q}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega_{in.}^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega_{in.}}{\omega_0 Q}\right)^2}} = \frac{|H(j\omega_{in.})|}{Q} = \frac{G}{Q}
 \end{aligned} \quad (4.36)$$

Ara si es resol la resta dels productes de (4.28):

$$(V_{bp}(t) - V_{ref}(t))V_{bp}(t) = \frac{A_{in.}^2 G^2}{Q_{target}^2} (\sin(\omega_{in.} t + \theta))^2 - \frac{A_{in.}^2 G}{Q_{target}} \sin(\omega_{in.} t) \sin(\omega_{in.} t + \theta) \quad (4.37)$$

que, al descartar els termes a freqüència doble, filtrats pel filtre passabaixes, resoldre els productes de sinus amb (4.8) i substituir la igualtat (4.36) pots definir-se com el senyal error com es mostra a (4.38).

$$V_{q-err}(t) = (V_{bp}(t) - V_{ref}(t))V_{bp}(t)|_{DC} = \left(\frac{Q}{Q_{target}}\right)^2 (A_{in.} \cos(\theta))^2 - \frac{Q}{Q_{target}} (A_{in.} \cos(\theta))^2 \quad (4.38)$$

que al ser integrada resultarà en la tensió de control de factor de qualitat:

$$V_q(t) = \int V_{q-err}(t) dt = \int \left(\frac{Q}{Q_{target}}\right) (A_{in.} \cos(\theta))^2 \left(\frac{Q}{Q_{target}} - 1\right) dt \quad (4.39)$$

Així doncs, V_q augmentarà si $Q_{target} < Q$ ja que l'entrada del integrador serà positiva i V_q disminuirà si $Q_{target} > Q$. El valor de V_q s'estabilitzarà quan l'entrada del integrador sigui nul·la, es a dir, quan s'arriba al valor de Q objectiu.

$$\left(\frac{Q}{Q_{target}}\right) (A_{in.} \cos(\theta))^2 \left(\frac{Q}{Q_{target}} - 1\right) = 0 \Leftrightarrow Q = Q_{target} \quad (4.40)$$

Finalment, s'ha de remarcar que en aquest cas no és necessari que la freqüència central estigui correctament sintonitzada per a què ell llaç de control de factor de qualitat funcioni.

Capítol 5

Estudi comparatiu de les característiques principals del sistema de sintonia

5.1. Estudi de la convergència de les variables de control del sistema de sintonia

El primer pas per a l'estudi teòric de l'estabilitat d'un sistema és el càlcul de les equacions que representen la dinàmica de les seves variables. Les equacions representen l'evolució temporal de les diverses variables de control del sistema en funció d'aquestes mateixes variables. En aquest cas, s'estudiarà l'evolució de les dues tensions de control per tal de saber si aquestes evolucionen cap a un valor final estable correcte o, contràriament, són inestables i no arriben mai a convergir.

5.1.1. Dinàmica de les variables de control del llaç de freqüència

Seguint l'esquema on es representa el diagrama de blocs del llaç de control de la freqüència central que es recorda a la figura 5.1 és possible extreure l'equació que controla V_ω . Tenint en compte que al requadrar els senyals l'amplitud passa a ser unitària i que només interessa el primer harmònic del senyal quadrat ja que la resta seran filtrats passabaixes, V_ω quedaria com es presenta a (5.1).

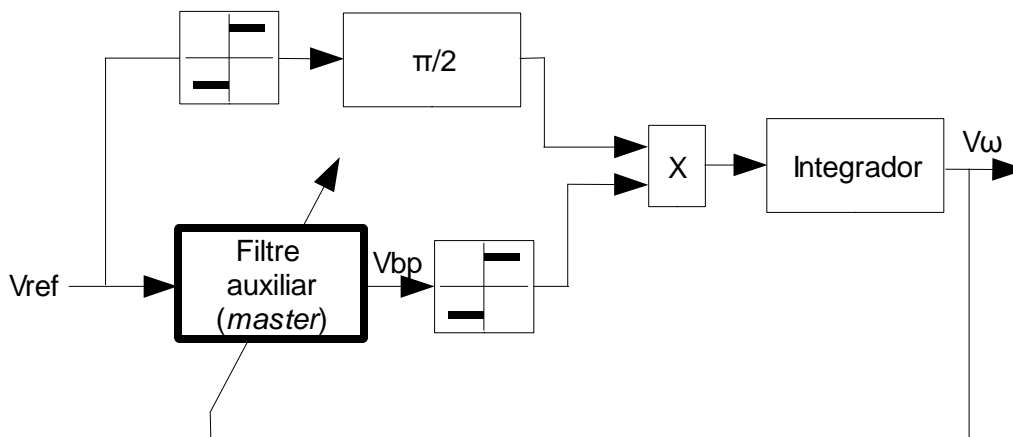


Figura 5.1.- Llaç de control de freqüència.

$$V_\omega(t) = \int \sin(\omega_{target}t + \theta_1) \cos(\omega_{target}t + \theta_2) dt \quad (5.1)$$

Per simplificar l'estudi es desenvolupa l'equació anterior suprimint els termes a freqüència doble, que seran filtrats pel propi integrador al comportar-se aquest com un filtre passabaixes,

$$V_{\omega}(t) = \int \frac{1}{2} \sin(\theta_1 - \theta_2) dt \quad (5.2)$$

i transformant-la a la seva forma diferencial passa a ser:

$$V_{\omega} \dot{(t)} = K \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad (5.3)$$

on K inclou el valor de l'atenuació que introdueix l'integrador.

Així, V_{ω} serà constant quan la seva derivada sigui nul·la, és a dir, quan $\sin(\theta_1 - \theta_2)$ sigui zero. Tenint en compte que aquesta diferència entre les fases serà igual al desfasament introduït pel filtre *master*, (4.35), l'expressió per la tensió de control de freqüència quedaria com (5.4):

$$V_{\omega} \dot{(t)} = -K \sin(\angle H(j\omega_{target})) = -K \sin(\arctg(Q(\frac{\omega_0}{\omega_{target}} - \frac{\omega_{target}}{\omega_0}))) \quad (5.4)$$

El llaç de control de freqüència s'estabilitza quan $\omega_{target} = \omega_0$, quan la fase de sortida i, per tant, la derivada és nul·la independentment del valor de Q . Tot i així, per trobar una relació entre les tensions de control s'ha de desenvolupar l'equació mitjançant la transformació indicada a l'expressió (4.34).

$$V_{\omega} \dot{(t)} = -K \sin(\arcsin(\frac{(\frac{\omega_0}{\omega_{target}} - \frac{\omega_{target}}{\omega_0})}{\sqrt{(\frac{\omega_0}{\omega_{target}} - \frac{\omega_{target}}{\omega_0})^2 + \frac{1}{Q^2}}})) = -K \frac{(\frac{\omega_0}{\omega_{target}} - \frac{\omega_{target}}{\omega_0})}{\sqrt{(\frac{\omega_0}{\omega_{target}} - \frac{\omega_{target}}{\omega_0})^2 + \frac{1}{Q^2}}} \quad (5.5)$$

A partir d'aquest punt el desenvolupament depèn de l'estructura del filtre que fem servir ja que, independentment de que el valor final de la tensió de control de freqüència no depengui en cap cas de la tensió de control del factor de qualitat, l'evolució d'aquesta sí que ho fa. La raó que ho justifica és que el valor del factor de qualitat del filtre influeix en la fase del senyal de sortida. En el cas de treballar amb l'estructura 1, substituint directament les equacions (3.9) i (3.10), s'obté l'equació de la variable $V_{\omega 1}$ (tensió de control de freqüència per l'estructura 1), (5.6).

$$V_{\omega 1} \dot{(t)} = -K \frac{(\frac{a V_{\omega 1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega 1}(t)})}{\sqrt{(\frac{a V_{\omega 1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega 1}(t)})^2 + \frac{V_q^2(t)}{V_{\omega 1}^2(t)}}} \quad (5.6)$$

Per l'altre cas, al treballar amb la segona estructura del filtre, apliquem les expressions (3.32) i (3.33) i s'obté la següent equació de la variable $V_{\omega 2}$ (tensió de control de freqüència per l'estructura 2)

$$V_{\omega 2} \dot{(t)} = -K \frac{\left(\frac{a V_{\omega 2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega 2}(t)} \right)}{\sqrt{\left(\frac{a V_{\omega 2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega 2}(t)} \right)^2 + \frac{V_q^2(t)}{V_B^2}}} \quad (5.7)$$

On desapareix un dels termes V_{ω} per V_B , que serà una tensió constant.

Aquestes dues equacions representen l'evolució del llaç de control de freqüència. Ambdós expressions seran nul·les quan les tensions de control del llaç freqüència hagin assolit el seu valor objectiu i, tal com es veurà a l'apartat 5.1.4, les dues evolucionen correctament.

5.1.2. Dinàmica de les variables de control dels llaços de factor de qualitat

L'estudi de l'evolució dinàmica per la tensió de control de Q de les diverses opcions de la implementació del llaç de control del factor de qualitat constarà també de dues parts per cadascuna de les opcions: una part corresponent al llaç en cas d'utilitzar l'estructura 1 del filtre (llaços de control no independents) i una altra corresponent al llaç en cas d'utilitzar l'estructura 2 (llaços de control independents).

Els resultats d'aquest estudi són realment importants per tal de decidir quin dels tres sistemes presentats és el més adient per aquestes aplicacions. La convergència del sistema és el criteri amb més pes d'aquesta comparativa per sobre de la velocitat, l'exactitud o el marge dinàmic ja que si el sistema no convergira per algun dels casos, quedaria descartat.

Detector d'envolupant autosintonitzable (DEA)

Partint de l'esquema de blocs d'aquest llaç de control de Q que es recorda a la figura 5.2 i independentment de l'estructura del filtre es pot veure que la tensió de control de factor de qualitat respon a l'expressió (5.8).

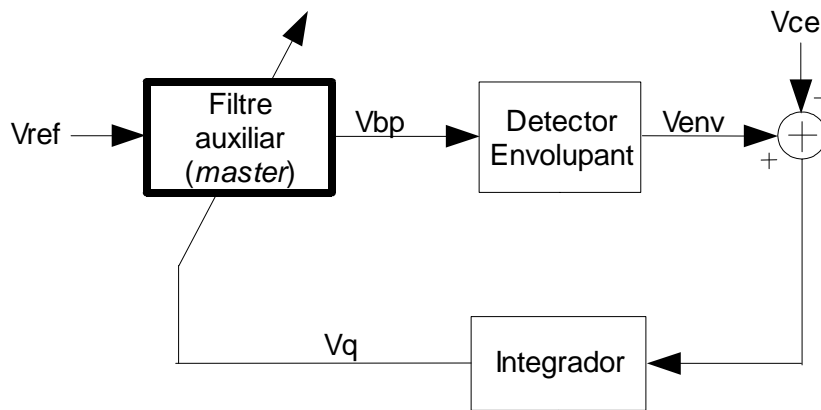


Figura 5.2.- Llaç de control de factor de qualitat, detector d'envolupant.

$$V_q(t) = \int (V_{env}(t) - V_{ce}) dt \quad (5.8)$$

que al ser transformada en una equació diferencial passa a ser,

$$\dot{V}_q(t) = K (V_{env}(t) - V_{ce}) \quad (5.9)$$

on K és l'atenuació introduïda per l'integrador i $V_{ce} = A_{in} Q_{target}$, com s'ha vist anteriorment al capítol 4.

Al ser l'entrada un senyal sinusoidal, l'envolupant del senyal de sortida del filtre (V_{bp}) hauria de ser igual a l'amplitud de la sinusoide, és a dir, l'amplitud del senyal de referència multiplicat pel guany del filtre.

$$V_{env}(t) = A_{in} |H(j\omega_{target})| = \frac{A_{in}}{\sqrt{\left(\frac{\omega_0}{\omega_{target}} - \frac{\omega_{target}}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q^2}}} \quad (5.10)$$

Ara, en funció de si treballem amb l'estructura 1 o l'estructura 2 del filtre utilitzarem les equacions (3.9) i (3.10) o (3.32) i (3.33), respectivament. Obtenint per l'estructura 1 la següent expressió per el valor de l'envolupant del senyal de sortida:

$$V_{env1}(t) = \frac{A_{in}}{\sqrt{\left(\frac{aV_\omega(t)}{C\omega_{target}} - \frac{C\omega_{target}}{aV_\omega(t)}\right)^2 + \frac{V_{q1}^2(t)}{V_\omega^2(t)}}} \quad (5.11)$$

que, al fer la substitució en (5.9) per tal de completar l'equació resulta:

$$\dot{V}_{q1}(t) = K A_{in} \left(\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{aV_\omega(t)}{C\omega_{target}} - \frac{C\omega_{target}}{aV_\omega(t)}\right)^2 + \frac{V_{q1}^2(t)}{V_\omega^2(t)}}} - Q_{target} \right) \quad (5.12)$$

De la mateixa forma, per l'estructura 2 s'obté:

$$V_{env2}(t) = \frac{A_{in}}{\sqrt{\left(\frac{aV_\omega(t)}{C\omega_{target}} - \frac{C\omega_{target}}{aV_\omega(t)}\right)^2 + \frac{V_{q2}^2(t)}{V_B^2}}} \quad (5.13)$$

$$\dot{V}_{q2}(t) = K A_{in} \left(\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{aV_\omega(t)}{C\omega_{target}} - \frac{C\omega_{target}}{aV_\omega(t)}\right)^2 + \frac{V_{q2}^2(t)}{V_B^2}}} - Q_{target} \right) \quad (5.14)$$

On la diferència es troba al terme V_B que, com s'ha dit abans, és constant.

Les equacions (5.12) i (5.14) representen l'evolució de la tensió de control del llaç de factor de qualitat amb DEA. Les dues equacions valdran zero en cas que la freqüència estigui correctament sintonitzada i la tensió de control de factor de qualitat arribi al seu valor objectiu. Es demostrarà la seva correcta convergència a l'apartat següent.

Magnitude Lock Loop (MLL)

Desenvolupant a partir de l'esquema de bloc que es recorda a la figura 5.3 de forma similar al casos anteriors es troba l'expressió (5.15) que representa l'evolució de la tensió de control del factor de qualitat.

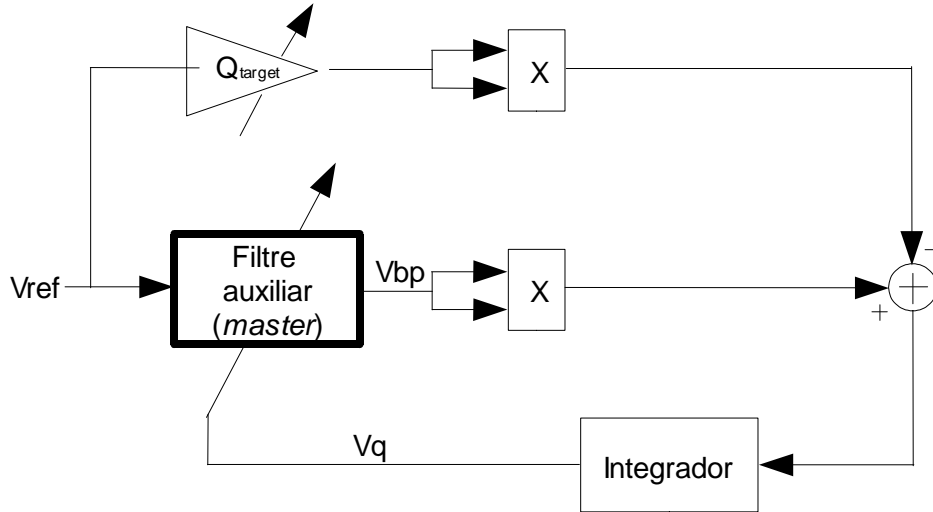


Figura 5.3.- Llaç de control de factor de qualitat, MLL.

$$V_q(t) = \int (V_{bp}^2(t) - Q_{target}^2 V_{ref}^2(t)) dt \quad (5.15)$$

que passa a ser (5.16) si s'eliminen els termes a freqüència doble i (5.17) es transforma en una equació diferencial.

$$V_q(t) = \int (A_{out}^2 - Q_{target}^2 A_{in}^2) dt \quad (5.16)$$

$$V_q \dot{(t)} = A_{out}^2 - Q_{target}^2 A_{in}^2 \quad (5.17)$$

Ara introduint el guany del filtre *master* expressat a l'equació (4.32) i desenvolupant per veure la dependència directa de la freqüència central i del factor de qualitat resulta:

$$V_q \dot{(t)} = A_{in}^2 (|H(j\omega_{target})|^2 - Q_{target}^2) = A_{in}^2 \left(\frac{1}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_{target}} - \frac{\omega_{target}}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q^2}} - Q_{target}^2 \right) \quad (5.18)$$

Novament aplicant les equacions (3.9) i (3.10) per obtenir l'expressió en funció de les tensions de control a l'estructura 1 s'obté l'equació que representa la dinàmica de la tensió de control del factor de qualitat:

$$V_{q1} \dot{(t)} = A_{in}^2 \left(\frac{1}{\left(\frac{aV_\omega(t)}{C\omega_{target}} - \frac{C\omega_{target}}{aV_\omega(t)}\right)^2 + \frac{V_{q1}^2(t)}{V_\omega^2(t)}} - Q_{target}^2 \right) \quad (5.19)$$

i finalment, aplicant les equacions (3.32) i (3.33) pel cas de l'estructura 2:

$$V_{q2} \dot{(t)} = A_{in}^2 \left(\frac{1}{\left(\frac{a V_{\omega}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega}(t)} \right)^2 + \frac{V_{q2}^2(t)}{V_B^2}} - Q_{target}^2 \right) \quad (5.20)$$

Remarcant novament el canvi al denominador ja que V_B serà una tensió constant.

Així doncs, es presenten les equacions (5.19) i (5.20) que governen l'evolució de la tensió de control del laç de factor de qualitat amb MLL, arribant a ser nul·les quan V_q assoleix el valor final correcte si la freqüència està sintonitzada. Les dues equacions evolucionen de forma correcta tal i com es veurà al següent apartat.

Least Mean Square (LMS)

Seguint l'esquema de la figura 5.4 on es recorda el diagrama de blocs del laç de Q basat en l'algoritme LMS s'extreu l'equació a la qual respon la tensió de control del factor de qualitat, V_q (5.21).

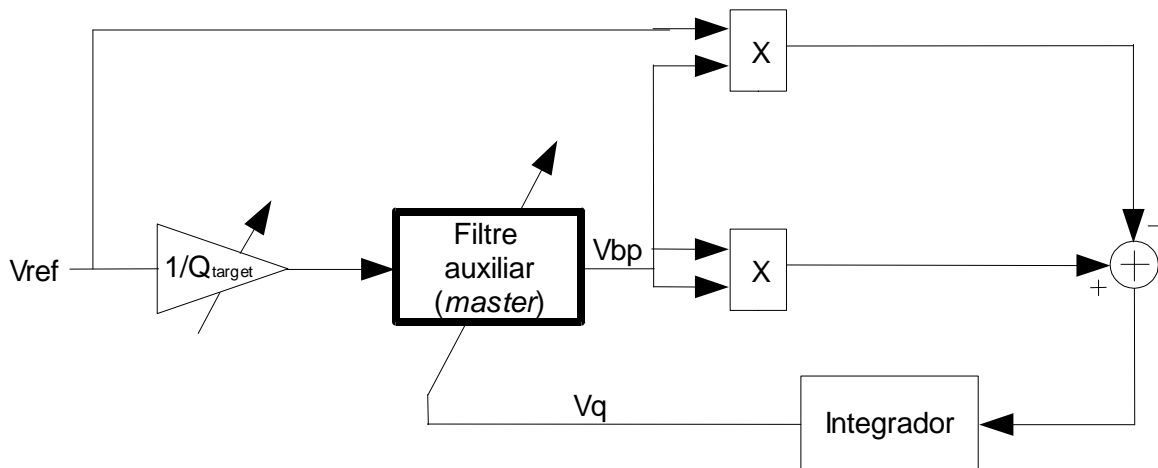


Figura 5.4.- Laç de control de factor de qualitat, LMS.

$$V_q(t) = \int \left(\frac{1}{Q_{target}^2} V_{bp}^2(t) - \frac{1}{Q_{target}} V_{ref}(t) V_{bp}(t) \right) dt \quad (5.21)$$

Suprimint directament de l'equació anterior els termes a freqüència doble i tenint en compte que la fase del senyal de referència podem definir-la com a zero i que llavors θ és la fase introduïda pel filtre *master*,

$$V_q(t) = \int \left(\frac{1}{Q_{target}^2} A_{out}^2 - \frac{1}{Q_{target}} A_{in} A_{out} \cos(\theta) \right) dt \quad (5.22)$$

que al passar a forma diferencial:

$$V_q \dot{(t)} = K \left(\frac{A_{out}^2}{Q_{target}^2} - \frac{A_{in} A_{out}}{Q_{target}} \cos(\theta) \right) \quad (5.23)$$

i resoldre segons l'expressió trobada al capítol anterior que justifica la independència d'aquest control respecte la sintonia de la freqüència central (5.24),

$$A_{out} = A_{in} |H(j\omega_{in})| = A_{in} Q \cos(\theta) \quad (5.24)$$

quedaria com es mostra a (5.25):

$$V_q \dot{(t)} = K \frac{Q}{Q_{target}} A_{in}^2 \cos^2(\theta) \left(\frac{Q}{Q_{target}} - 1 \right) \quad (5.25)$$

Ara aplicant les expressions deduïdes al apartat 4.3.3. per substituir el valor del cosinus de la fase del senyal de sortida del filtre *master*, (4.32) i (4.35), s'obté:

$$V_q \dot{(t)} = K \frac{A_{in}^2}{Q_{target} Q} \frac{1}{\left(\frac{\omega_0 - \omega_{in}}{\omega_{in}} \right)^2 + \frac{1}{Q^2}} \left(\frac{Q}{Q_{target}} - 1 \right) \quad (5.26)$$

Al concretar l'expressió per cada estructura del filtre mitjançant les expressions (3.9) (3.10), (3.32) i (3.33) que relacionen ω_0 i Q amb V_q i V_ω igual que s'ha fet prèviament per MLL i DEA s'obtenen les equacions que representen la dinàmica de les variables de control (5.27) per l'estructura 1 i (5.28) per l'estructura 2.

$$V_{q1} \dot{(t)} = K \frac{A_{in}^2}{Q_{target}} \frac{1}{\left(\frac{a V_\omega(t)}{C \omega_{in}} - \frac{C \omega_{in}}{a V_\omega(t)} \right)^2 + \frac{V_{q1}^2(t)}{V_\omega^2(t)}} \left(\frac{1}{Q_{target}} - \frac{V_{q1}(t)}{V_\omega(t)} \right) \quad (5.27)$$

$$V_{q2} \dot{(t)} = K \frac{A_{in}^2}{Q_{target}} \frac{1}{\left(\frac{a V_\omega(t)}{C \omega_{in}} - \frac{C \omega_{in}}{a V_\omega(t)} \right)^2 + \frac{V_{q2}^2(t)}{V_B^2}} \left(\frac{1}{Q_{target}} - \frac{V_{q2}(t)}{V_B} \right) \quad (5.28)$$

Al contrari que als casos anteriors, les dues equacions valdran zero si el llaç de control de factor de qualitat funciona correctament independentment de la sintonia de freqüència. En tot cas, les tensions de control convergeixen segons les simulacions que es veuran posteriorment.

5.1.3. Resum de les equacions que representen al dinàmica de les variables de sintonia

A continuació es presenta una taula amb l'objectiu d'agrupar en forma de resum les equacions de estat per cadascun dels sistemes de sintonia (Detector d'Envolupant Autosintonitzable, *Magnitude Lock Loop* i *Least Mean Square*) i cadascuna de les dues possibles estructures del filtre (amb les tensions de control independents i no independents):

Detector d'envolupant autosintonitzable	Estructura 1 (Llaços no independents)	$V_{\omega_1}(t) = -K \frac{\left(\frac{a V_{\omega_1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_1}(t)}\right)}{\sqrt{\left(\frac{a V_{\omega_1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_1}(t)}\right)^2 + \frac{V_{q1}^2(t)}{V_{\omega_1}^2(t)}}$ $V_{q1}(t) = K A_{in} \left(\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{a V_{\omega_1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_1}(t)}\right)^2 + \frac{V_{q1}^2(t)}{V_{\omega_1}^2(t)}}} - Q_{target} \right)$
	Estructura 2 (Llaços independents)	$V_{\omega_2}(t) = -K \frac{\left(\frac{a V_{\omega_2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_2}(t)}\right)}{\sqrt{\left(\frac{a V_{\omega_2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_2}(t)}\right)^2 + \frac{V_{q2}^2(t)}{V_B^2}}$ $V_{q2}(t) = K A_{in} \left(\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{a V_{\omega_2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_2}(t)}\right)^2 + \frac{V_{q2}^2(t)}{V_B^2}}} - Q_{target} \right)$
Magnitude Lock Loop (MLL)	Estructura 1 (Llaços no independents)	$V_{\omega_1}(t) = -K \frac{\left(\frac{a V_{\omega_1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_1}(t)}\right)}{\sqrt{\left(\frac{a V_{\omega_1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_1}(t)}\right)^2 + \frac{V_{q1}^2(t)}{V_{\omega_1}^2(t)}}$ $V_{q1}(t) = A_{in}^2 \left(\frac{1}{\left(\frac{a V_{\omega_1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_1}(t)}\right)^2 + \frac{V_{q1}^2(t)}{V_{\omega_1}^2(t)}} - Q_{target}^2 \right)$
	Estructura 2 (Llaços independents)	$V_{\omega_2}(t) = -K \frac{\left(\frac{a V_{\omega_2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_2}(t)}\right)}{\sqrt{\left(\frac{a V_{\omega_2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_2}(t)}\right)^2 + \frac{V_{q2}^2(t)}{V_B^2}}$ $V_{q2}(t) = A_{in}^2 \left(\frac{1}{\left(\frac{a V_{\omega_2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega_2}(t)}\right)^2 + \frac{V_{q2}^2(t)}{V_B^2}} - Q_{target}^2 \right)$

Least Mean Square (LMS)	Estructura 1 (llaços no independents)	$V_{\omega 1}(t) = -K \frac{\left(\frac{a V_{\omega 1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega 1}(t)} \right)}{\sqrt{\left(\frac{a V_{\omega 1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega 1}(t)} \right)^2 + \frac{V_{q1}^2(t)}{V_{\omega 1}^2(t)}}}$ $V_{q1}(t) = K \frac{A_{in}^2}{Q_{target}} \frac{1}{\left(\frac{a V_{\omega 1}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega 1}(t)} \right)^2 + \frac{V_{q1}^2(t)}{V_{\omega 1}^2(t)}} \left(\frac{1}{Q_{target}} - \frac{V_{q1}(t)}{V_{\omega 1}(t)} \right)$
	Estructura 2 (llaços independents)	$V_{\omega 2}(t) = -K \frac{\left(\frac{a V_{\omega 2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega 2}(t)} \right)}{\sqrt{\left(\frac{a V_{\omega 2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega 2}(t)} \right)^2 + \frac{V_{q2}^2(t)}{V_B^2}}}$ $V_{q1}(t) = K \frac{A_{in}^2}{Q_{target}} \frac{1}{\left(\frac{a V_{\omega 2}(t)}{C \omega_{target}} - \frac{C \omega_{target}}{a V_{\omega 2}(t)} \right)^2 + \frac{V_{q2}^2(t)}{V_B^2}} \left(\frac{1}{Q_{target}} - \frac{V_{q2}(t)}{V_B} \right)$

Figura 5.5.- Taula-resum de les equacions que representen la dinàmica dels sistemes de sintonia.

5.1.4. Representacions gràfiques de les corbes dinàmiques teòriques via Simulink

Per completar aquesta part de l'estudi es presenten les representacions gràfiques de les corbes dinàmiques de les variables de control de la taula presentada a la figura 5.5 per diferents valors inicials amb l'objectiu d'avançar possibles resultats respecte a l'estabilitat de les diverses opcions.

Al fer les representacions gràfiques s'utilitza l'eina *Simulink* de MATLAB. Es suposa que la transconductància dels OTA's pot variar de 0 $\mu\text{A}/\text{V}$ a 70 $\mu\text{A}/\text{V}$, per tant, tenint en compte (2.3), el paràmetre a es pot fixar a 35 $\mu\text{A}/\text{V}^2$. Finalment, el valor dels condensadors serà de 5 pF. Això ens marca un marge de freqüències de treball teòric entre 0 Hz i 2,2 MHz segons (3.9) i (3.32). Pel que fa al factor de qualitat, el valor mínim de Q és 1, ja que un valor inferior no té sentit físic, i no hi ha màxim teòric ja que Q és inversament proporcional a la tensió de control i el mínim d'aquesta és zero.

Així, es realitzen les simulacions pels quatre casos possibles en funció dels valors inicials, totes amb el mateix punt de sintonia objectiu: $Q_{target}=5$ i $\omega_0=1$ Mhz.

- CAS1: Valors inicials per V_{ω} i V_q més grans que els corresponents valors finals/objectiu.
- CAS 2: Valor inicial per V_{ω} més gran que el valor final i valor inicial per V_q més petit que el valor final.

- CAS 3: Valors inicials per V_ω i V_q més petits que els corresponents valors finals.
- CAS 4: Valor inicial per V_ω més petit que el valor final i valor inicial per V_q més gran que el valor final.

		Estructura 1	Estructura 2
V_{ω_target}		$\omega_0/(a/C) = 898.0 \text{ mV}$	
V_{q_target}		$\omega_0/(Q(a/C)) = 179.5 \text{ mV}$	$1/Q = 200.0 \text{ mV}$
CAS 1	V_{ω_ini}	$1.2 \text{ V } (\omega_{0_ini} = 1.35 \text{ MHz})$	
	V_{q_ini}	$1.2 \text{ V } (Q_{ini} = 1)$	$1.2 \text{ V } (Q_{ini} = 0.8)$
CAS 2	V_{ω_ini}	$1.2 \text{ V } (\omega_{0_ini} = 1.35 \text{ MHz})$	
	V_{q_ini}	$0.1 \text{ V } (Q_{ini} = 12)$	$0.1 \text{ V } (Q_{ini} = 10)$
CAS 3	V_{ω_ini}	$0.1 \text{ V } (\omega_{0_ini} = 111 \text{ kHz})$	
	V_{q_ini}	$0.1 \text{ V } (Q_{ini} = 1)$	$0.1 \text{ V } (Q_{ini} = 10)$
CAS 4	V_{ω_ini}	$0.1 \text{ V } (\omega_{0_ini} = 111 \text{ kHz})$	
	V_{q_ini}	$1.2 \text{ V } (Q_{ini} = 0,08)$	$1.2 \text{ V } (Q_{ini} = 0,8)$

Figura 5.6.- Valors inicials i finals/objectiu pels quatre casos possibles per la representació de les corbes dinàmiques.

Representació de les corbes dinàmiques corresponents als llaços de control de ω_0 i Q per Detector d'Envolupant Autosintonitzable

Al representar les dues parelles d'equacions (5.6)-(5.12) i (5.7)-(5.14) per cadascun dels quatre possibles casos resulta que l'únic cas que sembla assolir el valor final correcte és el primer.

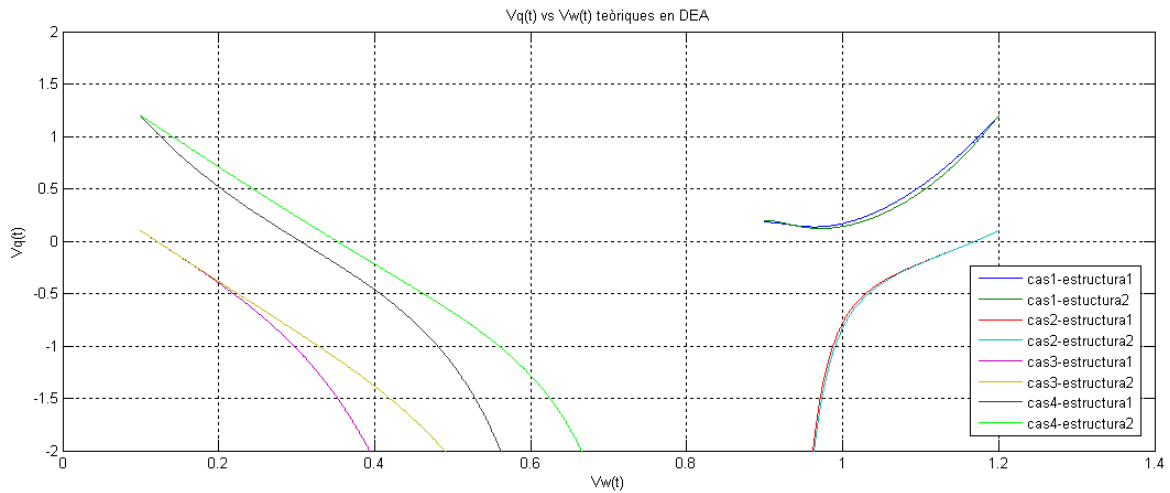


Figura 5.7.- Representació de les corbes dinàmiques per el sistema utilitzant detector d'envolupant autosintonitzable com a llaç de control de factor de qualitat.

Si analitzem les equacions però, no trobem cap asíptota que justifiqui aquest comportament, el valor de l'equació d'estat no tendeix mai a infinit, sempre tendeix a zero. Aquest comportament resulta a causa d'un problema del propi sistema d'ajust del factor de qualitat. Com s'observa al gràfic, al ser el llaç de Q més ràpid que el de ω_0 , V_q evoluciona més ràpidament que V_w . Per tant, quan la freqüència central encara no ha estat ajustada, l'amplitud del senyal de sortida és baixa provocant que V_q baixi per sota del valor corresponent al Q_{target} desitjat per tal de compensar l'amplitud del senyal de sortida fins que s'ajusti la freqüència central. Arriba un punt en que V_q s'apropa a zero, i si ω_0 encara no està sintonitzada, V_q passa a valors negatius que alhora representen una Q negativa sense sentit físic. A més, aquest sistema també presenta problemes quan la evolució de la tensió de control de factor de qualitat és massa ràpida per a que el detector d'envolupant sigui capaç de seguir-la, és a dir, quan l'amplitud de la sortida del filtre *master* augmenta molt ràpidament, més ràpidament inclús que el propi sinus de la portadora. El resultat és similar al d'abans, l'algoritme assumeix que la distància al punt de sintonia és més gran del que realment és i disminueix V_q fins creuar el zero i passar a valors negatius. La solució als dos problemes és manipular el llaç de Q , per a què sigui alhora més lent que el de ω_0 i suficientment lent per a permetre que el detector d'envolupant funcioni correctament, multiplicant l'equació d'estat per un valor inferior a la unitat.

A la figura 5.8 es representen els mateixos casos que a la figura 5.7 però de forma que el llaç de Q sigui el més lent dels dos, deixant que V_w evolucioni fins estar a prop del objectiu abans d'ajustar la Q . Així, s'aconsegueix que el sistema arribi a un valor final correcte per qualsevol condició inicial.

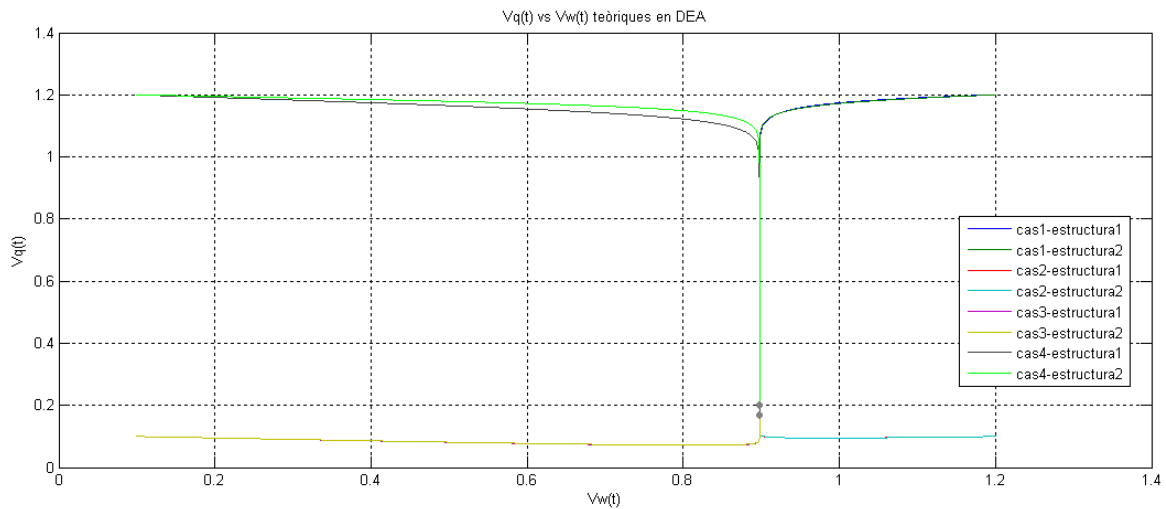


Figura 5.8.- Representació de les corbes dinàmiques per el sistema utilitzant detector d'envolupant autosintonitzable amb la velocitat reduïda com a llaç de control de factor de qualitat.

Representació de les corbes dinàmiques corresponents als llaços de control de ω_0 i Q per Magnitude Lock Loop

Al representar les equacions (5.6)-(5.19) i (5.7)-(5.20) a la figura 5.9 s'observa la mateixa problemàtica que al cas anterior. Tampoc hi ha cap asímptota a les equacions que justifiqui el comportament i, cap des quatre casos sembla assolir el valor final corresponent.

En aquest cas, el llaç d'ajust del factor de qualitat és encara més ràpid que en el cas anterior ja que, com veiem a les equacions (5.19) i (5.20), les comparatives són quadràtiques i fan que el llaç evolucioni molt més ràpidament. Per solucionar-ho, s'actua de la mateixa forma que al cas anterior, multiplicant l'equació d'estat del llaç de control de Q per un valor inferior a 1 per reduir la seva velocitat.

El resultat es mostra a la figura 5.10 on s'observa que el sistema arriba al valor final correcte pels quatre casos possibles de condicions inicials considerats.

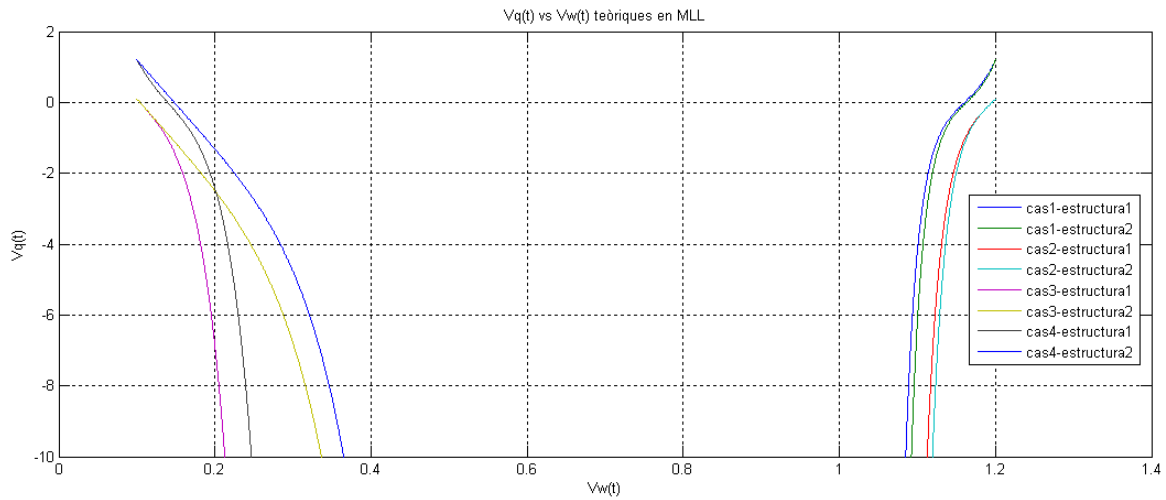


Figura 5.9.- Representació de les corbes dinàmiques per el sistema utilitzant *magnitude lock loop* com a llaç de control de factor de qualitat.

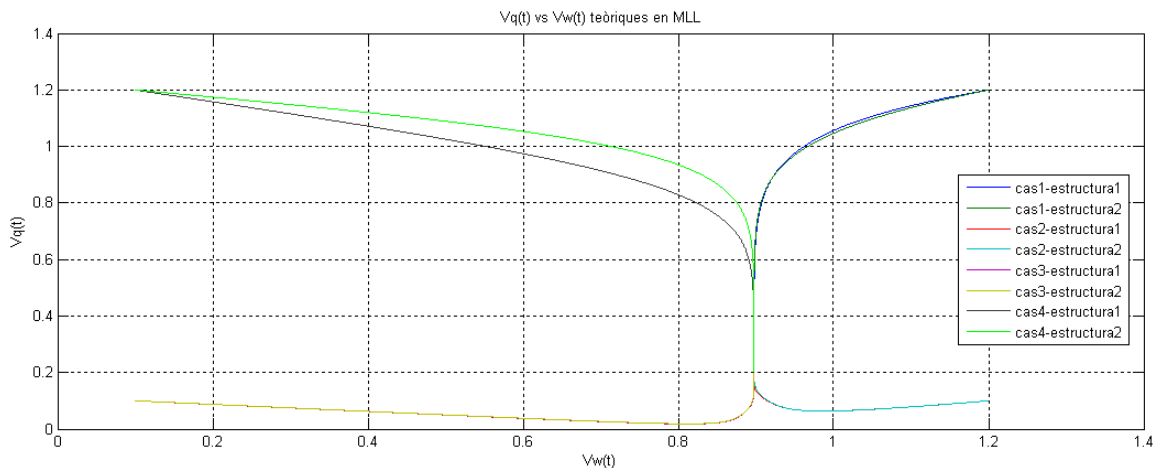


Figura 5.10.- Representació de les corbes dinàmiques per el sistema utilitzant *magnitude lock loop* amb la velocitat reduïda com a llaç de control de factor de qualitat.

Representació de les corbes dinàmiques corresponents als llaços de control de ω_0 i Q per *Least Mean Square*

Finalment, a la representació de les equacions (5.6)-(5.27) i (5.7)-(5.28) es manifesta l'estabilitat del sistema per qualsevol condició inicial.

En aquest últim cas no es dóna el mateix problema que el casos anteriors gràcies a que l'ajust del factor de qualitat no depèn de si la freqüència central està sintonitzada o no, per tant la velocitat del llaç no importa, mostrant així que el LMS representa el sistema més robust i programable d'entre els tres sistemes estudiats.

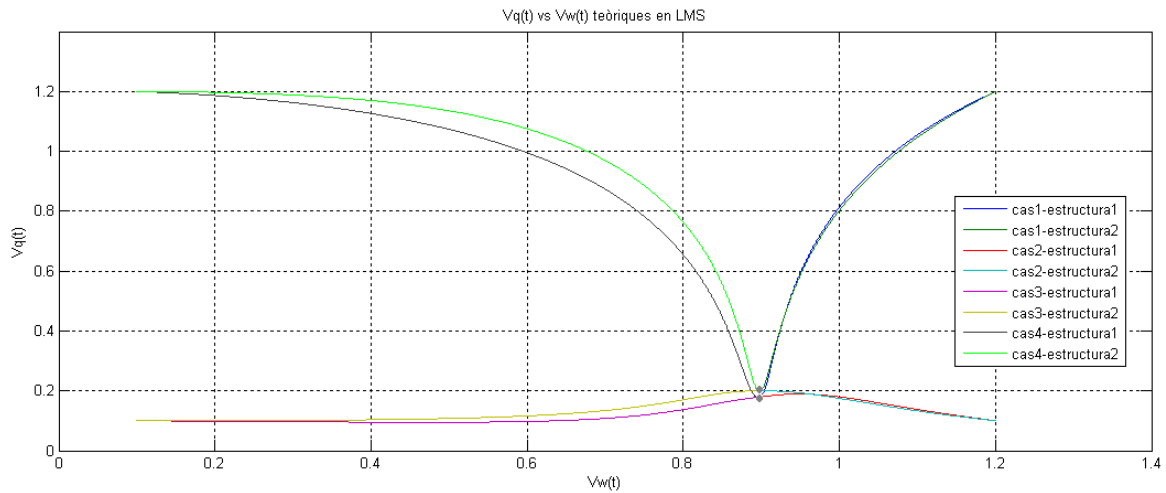


Figura 5.11.- Representació de les corbes dinàmiques per el sistema utilitzant *least mean square* com a llaç de control de factor de qualitat.

A continuació s'estudiaran altres aspectes també interessants a l'hora d'avaluar la qualitat i les prestacions dels sistemes de sintonia, com són l'error, la velocitat, l'*offset*, el marge dinàmic i el marge de funcionament.

5.2. Estudi de l'error, la velocitat, l'*offset*, el marge dinàmic i el marge de funcionament del sistema de sintonia

Havent vist en a l'apartat anterior que tots tres sistemes convergeixen cal estudiar algunes de les possibles limitacions principals a banda de la convergència per a decidir quin dels tres sistemes proposats per a la sintonia del factor de qualitat és més adient i quina estructura del filtre aporta millors prestacions al sistema global.

De cara a l'estudi dels marges de funcionament i altres característiques dels diversos sistemes, aquests han estat implementats mitjançant l'eina *Simulink* de MATLAB amb les mateixes característiques i paràmetres utilitzats al representar les corbes dinàmiques.

Per tal de fer les simulacions més realistes es suposa que el filtre està dimensionat de forma que les tensions de control poden variar entre 0 V i 2 V i que la transconductància entre 0 $\mu\text{A}/\text{V}$ i 70 $\mu\text{A}/\text{V}$. Tenint en compte (2.3), el paràmetre α es pot fixar en 35 $\mu\text{A}/\text{V}^2$. Finalment, si s'escull condensadors de 5 pF, una xifra molt raonable per a integració, això marca un marge de freqüències de treball teòric des de 0 Hz fins a 2,2 MHz segons (3.9) i (3.32). Pel que fa al factor de qualitat, el valor mínim de Q és 1, ja que un valor inferior no té sentit, i no hi ha màxim teòric ja que Q és inversament proporcional a la tensió de control i el mínim d'aquesta és zero.

En cas de treballar amb l'estructura 2 del filtre, la variable addicional de sintonia V_B es fixa constant i igual a 1 V per tal de fer les comparatives i observacions plantejades.

5.2.1. Estudi del marge de funcionament del sistema de sintonia

Per la determinació de la qualitat de cadascun dels sistemes és important saber el marge tant de freqüència com de factor de qualitat en el qual poden treballar ja que aquesta determinarà directament el nombre d'estàndards que podrien complir.

Com ja s'havia comentat, dintre del marc de les comunicacions mòbils en banda base la freqüència de tall més baixa la limita GSM (115 kHz) i la més alta WCDMA (2.1 MHz). Com que el llaç de freqüència és idèntic pels tres possibles sistemes de sintonia i les dues estructures de filtre i en qualsevol cas és independent de la resta de sistema de sintonia, es possible fer la comprovació en qualsevol del sistemes ja que els resultats són idèntics. Mitjançant l'eina *Simulink* es determina que el llaç de control de freqüència és capaç d'abastar tot el marge de freqüències indicat al comprovar el correcte funcionament a la freqüència límit inferior (115 kHz). Com que els problemes del llaç de freqüència apareixen i empitjoren a mesura que es redueix la freqüència de treball, es pot dir que si el sistema funciona per 115 kHz, funcionarà per freqüències més grans que aquesta. Independentment d'això, es presenta també la simulació per la freqüència límit superior per tal de veure la diferència a l'evolucionar aquesta cap a un punt més gran que el inicial (1.1 MHz).

La correcta evolució del sistema en ambdós casos es manifesta clarament al observar la tensió de control de freqüència, V_{ω} , presentada a les figures 5.8 i 5.9.

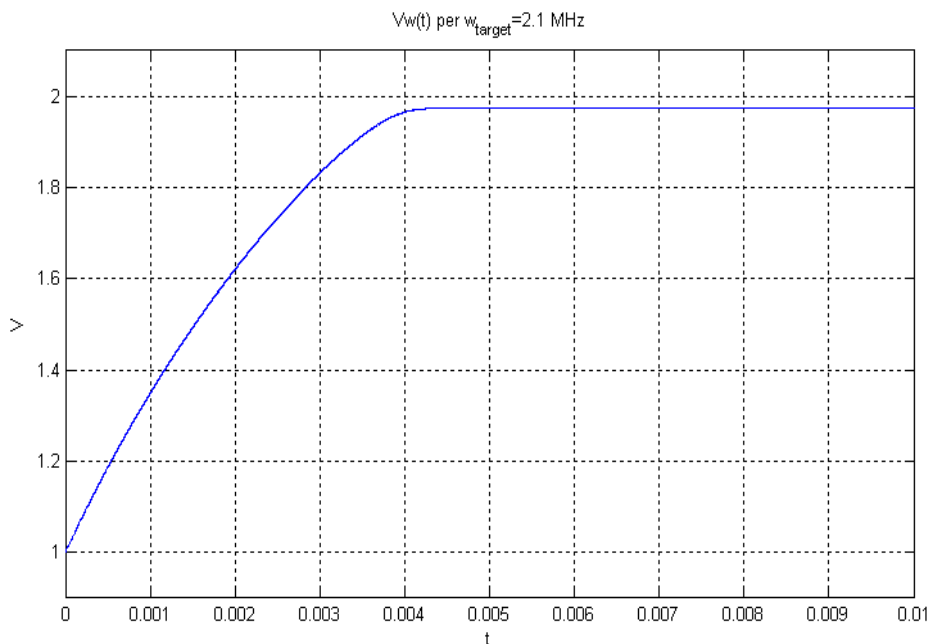


Figura 5.12.- Evolució de la tensió de control de freqüència per 2.1 MHz.

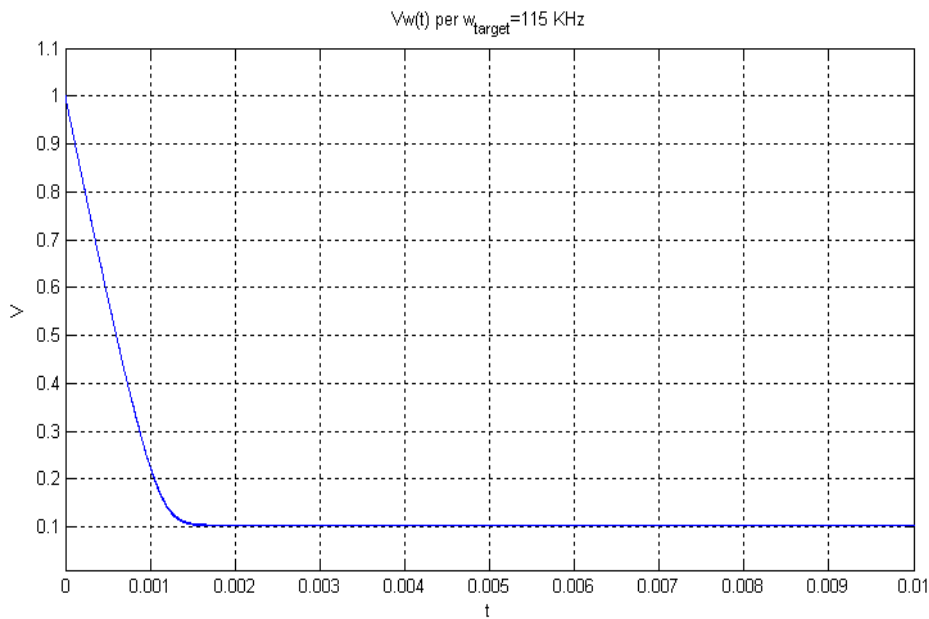


Figura 5.13.- Evolució de la tensió de control de freqüència per 115 kHz.

Per tant, com ja s'havia avançat, el llaç de control de freqüència és capaç d'abastar un marge suficient de freqüències per donar serveis al estàndards de comunicacions *wireless* més rellevants.

Pel que fa al factor de qualitat màxim que assoleixen els tres possibles sistemes de sintonia de Q , en tots els casos està per sobre de vint, de forma que no suposa cap problema alhora de complir les especificacions mínimes del estàndards esmentats. En aquest cas tampoc es diferencia entre les dues estructures ja que, al tractar-se d'una simulació, les condicions són ideals i només difereix en el valor final, l'error és tan petit que no afecta suficient com per impedir la correcta sintonia.

A les següents gràfiques, 5.14, 5.15 i 5.16, es mostra l'evolució de la tensió de control de factor de qualitat. Tant el sistema LMS com MLL, tot i que presenten un transitori que podria causar problemes en una implementació real, evolucionen correctament cap al valor final objectiu sense dificultat. El sistema DEA, tot i que sembla que té una evolució més neta, s'ha de reduir molt la velocitat del llaç per a què el detector d'envolupant pugui seguir el senyal de sortida del filtre *master* tal i com s'exposa al punt 5.1.

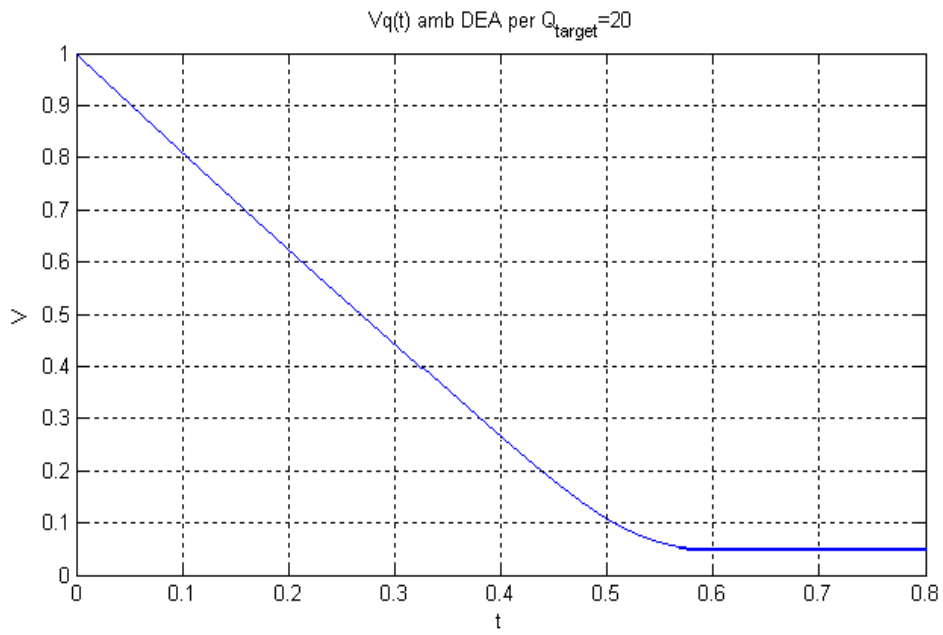


Figura 5.14.- Evolució de la tensió de factor de qualitat en DEA per $Q_{target}=20$.

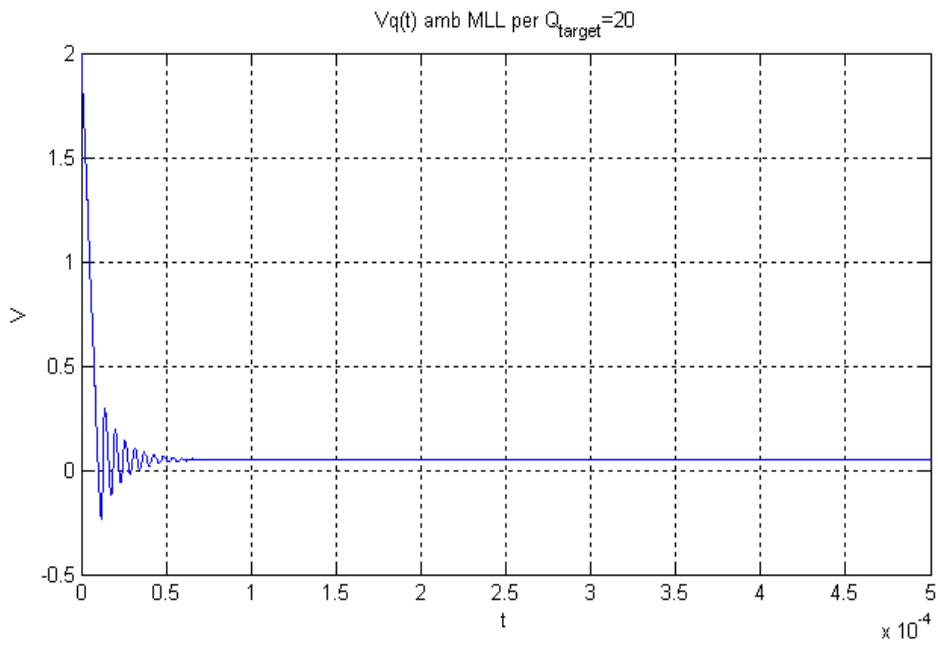


Figura 5.15.- Evolució de la tensió de factor de qualitat en MLL per $Q_{target}=20$.

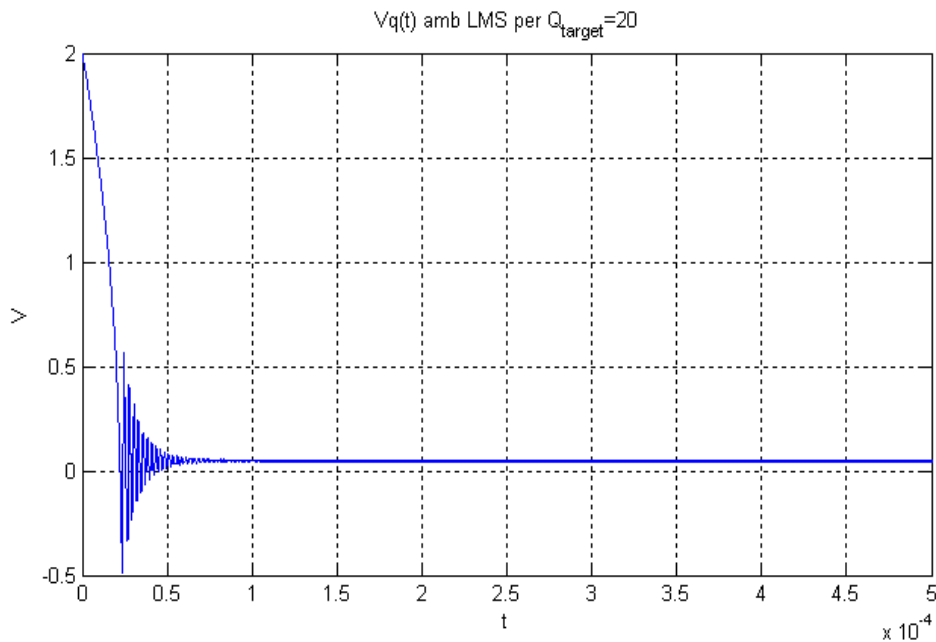


Figura 5.16.- Evolució de la tensió de factor de qualitat en LMS per $Q_{target}=20$.

En conclusió, tots tres sistemes abasten els marges de sintonia necessaris tant de freqüència com de factor de qualitat encara que el funcionament del DEA queda molt perjudicat degut a l'obligació de treballar a velocitat lenta per a què el detector d'envolupant pugui seguir l'evolució de l'amplitud del senyal de sortida del filtre.

5.2.2. Estudi de l'error del sistema de sintonia de factor de qualitat

L'objectiu d'aquest subapartat és establir una comparativa entre, per una banda, els diversos sistemes de sintonia de factor de qualitat i, per l'altra, les dues possibles estructures del filtre en base a l'error que presenten. Aquest error final del llaç es defineix com la desviació de la tensió de control respecte al valor ideal objectiu o *target*, és a dir:

$$V_{control} = V_{target} \pm V_{error} \quad (5.29)$$

Primerament, per tal d'establir la comparativa entre les dues possibles estructures, es realitzen diverses simulacions, una propera al límit inferior de freqüència (marcat per l'estàndard GSM), una altra propera al límit superior (fixat per WCDMA) i dos punts extrems més (80 kHz i 1 Mhz). Es comprovarà que l'error que pugui tenir el llaç de control de freqüència central es manifesta al factor de qualitat, tal i com s'ha previst al punt 3.1.3. Tot i que 115 kHz es considera la freqüència límit inferior, s'inclou l'anàlisi a 80 kHz per a què es pugui apreciar l'empitjorament de les prestacions al treballar a baixes freqüències, notable sobretot a la estructura 1 on les tensions de control no són independents.

Pel que fa als llaços de control de factor de qualitat, l'error es degut a que en cap dels tres casos s'obté l'amplitud exacta dels senyals, essent els resultats més o menys acurats depenent de les prestacions o del detector d'envolupant o dels filtres passabaixes. El llaç de control de freqüència també depèn de les prestacions dels filtres per tal d'obtenir el

desfasament de la forma més acurada possible. A més, tots els sistemes necessiten un integrador que, teòricament però no a la pràctica, té guany infinit per tensió contínua.

Cal comentar que, al tractar-se d'una simulació, els errors són molt petits a causa de que només es manifesta l'error de l'algoritme de cada llaç, no s'aprecia el soroll, ni l'*offset*, ni la resta de possibles errors que hi hauria si el sistema s'implementés. Per tant, és important analitzar els valors de forma relativa i no absoluta, comparant els errors entre ells.

A continuació, s'observen els resultats de l'error a la tensió de control V_q per cadascun dels tres sistemes de sintonia de factor de qualitat pet tal de confirmar quin resulta més acurat al sintonitzar la Q .

		Estructura 1		Estructura 2	
		error V_ω (%)	error V_q (%)	error V_ω (%)	error V_q (%)
$\omega_{target} = 80 \text{ kHz}$ $Q_{target} = 5$	DEA	6,25	2,77	6,25	1,40
	MLL	6,25	4,16	6,25	0,15
	LMS	6,25	7,63	6,25	0,00
$\omega_{target} = 115 \text{ kHz}$ $Q_{target} = 5$	DEA	2,22	2,22	2,22	1,40
	MLL	2,22	0,50	2,22	0,00
	LMS	2,22	2,77	2,22	0,00
$\omega_{target} = 1 \text{ MHz}$ $Q_{target} = 5$	DEA	0,01	1,50	0,01	1,40
	MLL	0,01	0,00	0,01	0,00
	LMS	0,01	0,05	0,01	0,00
$\omega_{target} = 2.1 \text{ MHz}$ $Q_{target} = 5$	DEA	0,00	1,16	0,00	1,40
	MLL	0,00	0,00	0,00	0,00
	LMS	0,00	0,00	0,00	0,00

Figura 5.17.- Error percentual a les tensions de control.

Primerament, s'ha d'observar com l'error a la freqüència central augmenta a mesura que aquesta disminueix i com afecta negativament aquest error al factor de qualitat al treballar amb l'estructura 1. La causa d'això, com s'havia intuït correctament al punt 3.1.3, és que V_ω és directament proporcional a la freqüència central, i per tant, més petita i més sensible per freqüències baixes.

Si es compara l'error a l'ajust del factor de qualitat que presenta l'estructura 1 amb l'estructura 2 és evident que la segona estructura, gràcies a la independització dels llaços, presenta millors prestacions en tots els casos encara que la diferència és més notable per baixes freqüències. Només hi ha una excepció en la que l'error de sintonia de Q és més gran per l'estructura 2: el llaç de control amb DEA per 2.1 MHz. Al no haver cap error a la freqüència central, la raó d'aquesta diferència no inclou l'estructura del filtre utilitzada, simplement resulta que la tensió de control de Q final per l'estructura 2 és més petita que la de l'estructura 1 i, conseqüentment, el percentatge d'error és més gran. Per tant aquesta dada no ha d'influenciar alhora d'escollir entre les dues possibles estructures del filtre.

Analitzant els tres sistemes de sintonia presentats, no es pot determinar de forma directa si seria millor el basat en l'algoritme LMS o MLL perquè ambdós sistemes, al funcionar de forma independent respecte al control de freqüència amb l'estructura 2 del filtre, presenten errors similars. Per discernir entre aquests dos sistemes, cal recordar els punts 4.3.2 i 4.3.3 on s'explica que el MLL, al contrari que el LMS, no funciona correctament si la freqüència central no està sintonitzada. Per tant, encara que s'utilitzi l'estructura 2, la dependència entre els dos llaços no s'elimina totalment, només es veu reduïda. Això es manifesta al primer cas (80 kHz) on l'error disminueix però no desapareix igual que en la resta de casos del MLL on l'error en freqüència és molt més petit i no li afecta.

Així doncs, el LMS juntament amb la segona estructura del filtre resulta ser el sistema més adient per assolir una sintonia acurada del factor de qualitat.

5.2.3. Estudi de la velocitat del sistema de sintonia de factor de qualitat

Un altre factor important per determinar quin dels tres sistemes per sintonitzar el factor de qualitat del filtre presenta les millors prestacions és la velocitat de sintonia. És important que un sistema per aplicacions multi-estàndard sigui suficientment ràpid per poder assimilar canvis en les especificacions en un temps molt petit per evitar afectar al funcionament global del sistema.

L'amplificació de la tensió d'entrada a l'integrador de cadascun dels llaços és un factor determinant per la velocitat de sintonia del llaç. Per saber la rapidesa de l'evolució d'un senyal pot calcular-se la seva derivada, és a dir, el seu pendent. Pel cas del senyal de sortida d'un integrador, (5.30), el seu pendent ve representat per (5.31):

$$V_x(t) = \int G V_y(t) dt \quad (5.30)$$

$$V_x'(t) = G V_y(t) \quad (5.31)$$

on s'observa que l'evolució serà més ràpida quan més gran sigui G .

Per no afectar al resultat i independentment de que a l'apartat 5 s'argumenta la modificació d'aquesta constant pel sistema basat en el DEA i pel MLL per tal de aconseguir que aquests siguin més lents que el llaç de sintonia de freqüència, en aquest cas es considera que aquesta constant és igual per tots tres sistemes, només interessa la velocitat pròpia del algoritme de sintonia de factor de qualitat.

A partir de les equacions (4.17) per el Detector d'Envolupant Autosintonitzable, (4.26) pel *Magnitude Lock Loop* i (4.38) per el *Least Mean Square* es pot concloure quin sistema serà el més ràpid.

El MLL és el sistema més ràpid d'ells ja que, al treballar amb els quadrats, la diferència entre l'amplitud de la sortida al quadrat i l'amplitud de l'entrada al quadrat serà més gran que la diferència entre l'amplitud al quadrat de la sortida i l'amplitud del producte creuat de l'entrada amb la sortida, com és el cas del LMS, i que la diferència entre l'amplitud de sortida i la d'entrada, com fa DEA.

El LMS obté una distància al punt de sintonia semblant a la del DEA però multiplicada per un valor que pot ser inferior a 1 depenent de la distància al punt de sintonia. Per tant, no és trivial concretar en quins casos un sistema serà més ràpid que l'altre.

Si comparem gràficament la rapidesa dels tres sistemes de sintonia de factor de qualitat per una cas concret ($Q_{target}=5$) amb la freqüència prèviament sintonitzada, és a dir, la velocitat pura del algoritme, es comprova que el raonament anterior és totalment correcte: MLL és el algoritme més ràpid com es veu clarament a la figura 5.18.

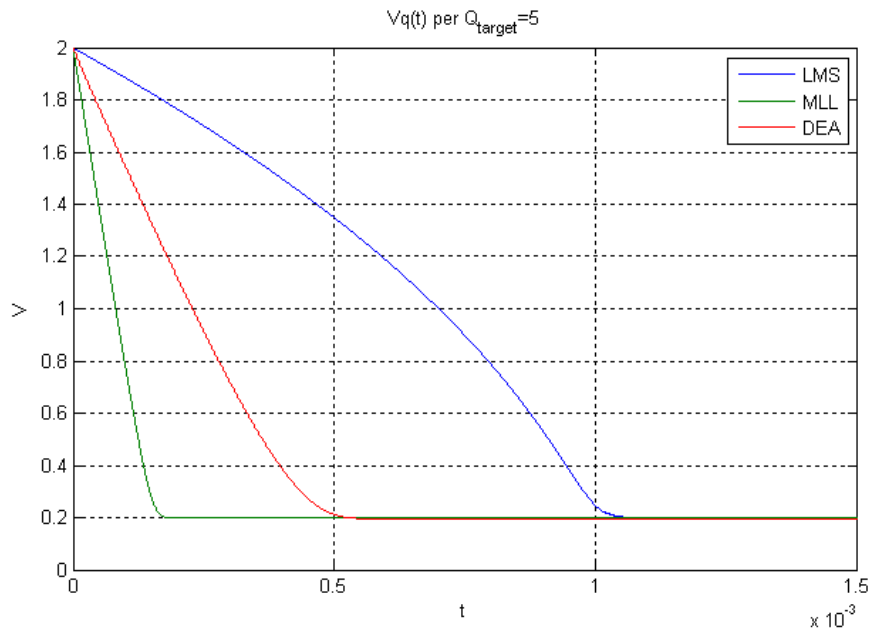


Figura 5.18.- Evolució de V_q per els tres sistemes de sintonia amb $Q_{target}=5$ i la freqüència prèviament sintonitzada a 1 MHz.

Ara bé, si es fa la comparativa incloent el llaç de sintonia de freqüència s'ha de contemplar el fet que la velocitat del llaç de freqüència ha de ser reduïda per tal que el sistema global funcioni. En la majoria de casos no compensa la rapidesa del MLL ni la del DEA front a haver d'esperar fins que la freqüència estigui sintonitzada. Per exemple, amb la mateixa Q_{target} que a la figura 5.18 però amb el llaç de freqüència en funcionament s'obté la següent representació de les tensions de control de factor de qualitat per els tres sistemes:

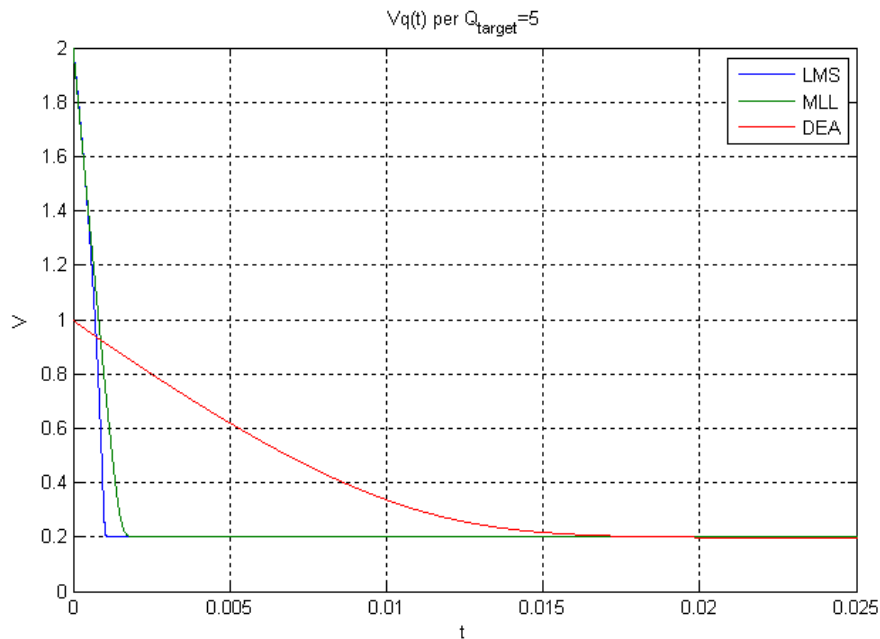


Figura 5.19.- Evolució de V_q per els tres sistemes de sintonia amb $Q_{target}=5$ i $\omega_{target}=1$ MHz.

De manera global, en referència a la velocitat de sintonia, el LMS presenta les millors prestacions si ens referim a la velocitat de sintonia del conjunt dels dos llaços.

5.2.4. Estudi teòric de l'offset del sistema de sintonia de factor de qualitat

Un altre factor a tenir en compte per la comparativa dels sistemes és l'*offset* que introdueixen els elements i que pot ser el causant d'errors en la comparativa ja que aquesta es fa a nivell de tensió continua. L'estudi real de l'*offset* és impossible de realitzar sense una implementació real dels tres sistemes. El que es modelitza en aquest projecte és el possible *offset* que introduiria cada element i com es veuria afectat per la resta del llaç de control.

A partir d'aquest càlcul, s'intenta intuir quin dels tres sistemes podria tenir més *offset* en el cas de que fossin implementats.

Per tots els casos es parteix de l'*offset* acumulat a la sortida del filtre *master* (O_{bp}) i/o de l'*offset* introduït a través dels senyals de referència pels generadors corresponents (O_{ref} i O_{ce}).

Es considera també que, a més de la tensió d'*offset* que introdueix, cada element té un guany associat.

Seguint l'esquema plantejat a la figura 5.18 la tensió d'*offset* resultant pel cas del detector d'envolupant autosintonitzable seria:

$$V_{offset, DEA} = (O_{bp} G_{de} + O_{det} - O_{ce}) G_{sum} + O_{sum} \quad (5.32)$$

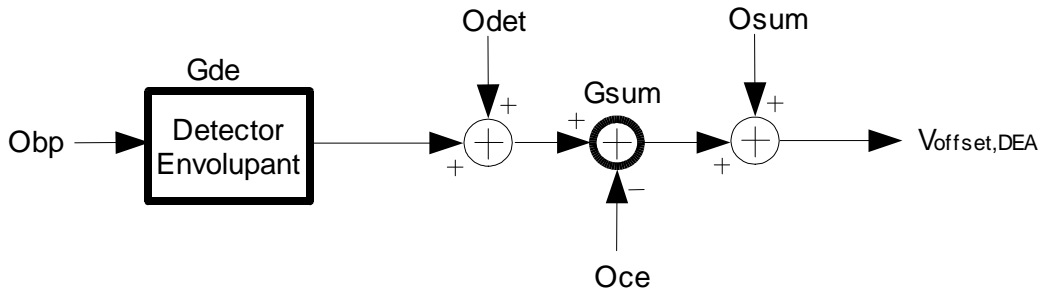


Figura 5.20.- Esquema per a l'estudi del *offset* per el sistema amb detector d'envolupant autosintonitzable com a llaç de control de *Q*.

Fent el mateix pel cas del *magnitude lock loop*, presentat a la figura 5.19, s'obté:

$$V_{offset, MLL} = (O_{bp}^2 - O_{ref}^2) G_{sum} G_{mul} + O_{sum} \quad (5.33)$$

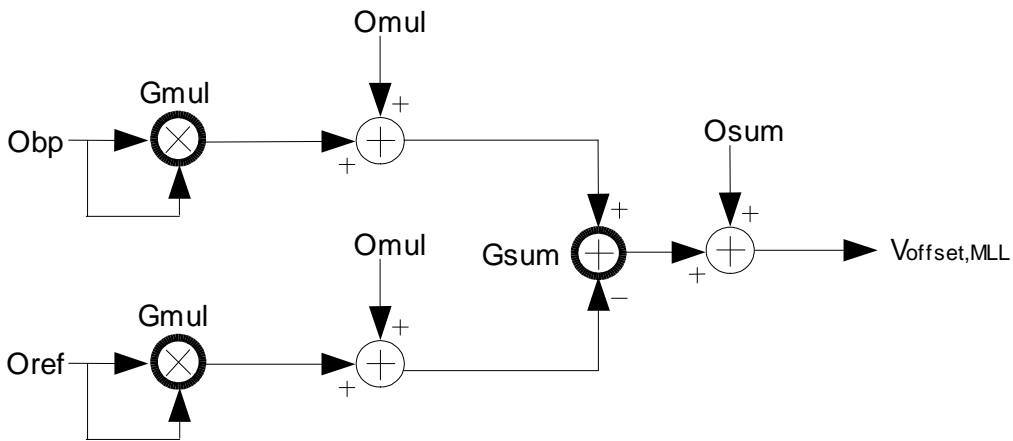


Figura 5.21.- Esquema per a l'estudi del *offset* per el sistema amb *magnitude lock loop* com a llaç de control de *Q*.

Finalment, per LMS:

$$V_{offset, LMS} = (O_{bp}^2 - O_{bp} O_{ref}) G_{sum} G_{mul} + O_{sum} \quad (5.34)$$

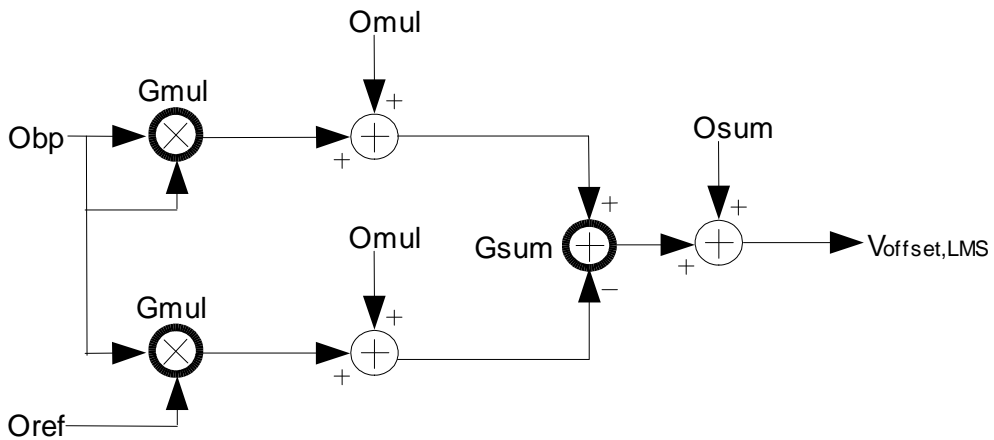


Figura 5.22.- Esquema per a l'estudi del *offset* per el sistema amb *least mean square* com a llaç de control de *Q*.

En aquest cas, és impossible determinar quin dels tres sistemes de sintonia de factor de qualitat és més robust front l'*offset* a causa del desconeixement dels signes de les diverses tensions d'*offset*.

Per obtenir un resultat significatiu de cara a la comparativa, és interessant obtenir el pitjor cas, l'*offset* més gran possible i amb el signe més desfavorable, per tots tres sistemes. Per trobar el valor de l'*offset* en aquesta situació es considera que aquest és sempre acumulatiu, és a dir, les tensions d'*offset* no es compensin entre elles, doncs es suma sempre amb signe positiu o sempre amb signe negatiu. Les tensions d'*offset* màximes per els tres sistemes, obtenint les equacions (5.35), (5.36) i (5.37).

$$V_{offset, dea}^{max} = \pm[(O_{bp} G_{de} + O_{det} + O_{ce}) G_{sum} + O_{sum}] \quad (5.35)$$

$$V_{offset, mll}^{max} = \pm[(O_{bp}^2 + O_{ref}^2) G_{sum} G_{mul} + O_{sum}] \quad (5.36)$$

$$V_{offset, lms}^{max} = \pm[(O_{bp}^2 + O_{bp} O_{ref}) G_{sum} G_{mul} + O_{sum}] \quad (5.37)$$

Sense cap valor de component electrònic determinat, no es pot distingir si el sistema DEA serà millor o pitjor que el MLL o LMS ja que utilitza components i senyals de referència diferents.

Tanmateix, es poden classificar els dos sistemes restants, MLL i LMS, que utilitzen les mateixes senyals de referència i els mateixos elements. L'*offset* màxim del LMS serà major que el del MLL si l'*offset* introduït pel filtre *master* és major que el del senyal de referència; aquesta situació es força probable ja que el senyal de referència és suposadament obtingut mitjançant un generador molt acurat per tal de facilitar un bona sintonia.

Per tant, tot i que no es pot concloure res sobre el DEA, generalment el MLL assegurarà unes millors prestacions que el LMS front l'*offset*.

5.2.5. Estudi de les limitacions introduïdes al marge dinàmic pel sistema de sintonia del factor de qualitat

Tal i com s'ha vist a l'apartat 3.1.2 la saturació del filtre depèn únicament de la tensió d'entrada i el valor de Q del propi filtre de forma que si es compleix la desigualtat de l'equació (5.38) no hi haurà problemes de marge dinàmic.

$$Q \leq \frac{V_{max-in}}{A_{in}} = Q_{max} \quad (5.38)$$

Conseqüentment, el funcionament del filtre podria presentar problemes en una situació en la que el factor de qualitat que s'assoleix és més gran que factor de qualitat màxim previst.

La forma més probable d'arribar a tal situació seria si hi hagués un error al sintonitzar la freqüència central del filtre i la resposta quedés centrada a ω_0 , una freqüència diferent a ω_{target} . A la figura 5.23 es mostra la reacció dels tres possibles llaços de control de factor de qualitat en cas de que el llaç de sintonia de freqüència presentara un error del 7%. Les respostes freqüencials de la figura es presenten normalitzades respecte a ω_{target} a l'eix horitzontal i respecte a Q_{target} a l'eix vertical.

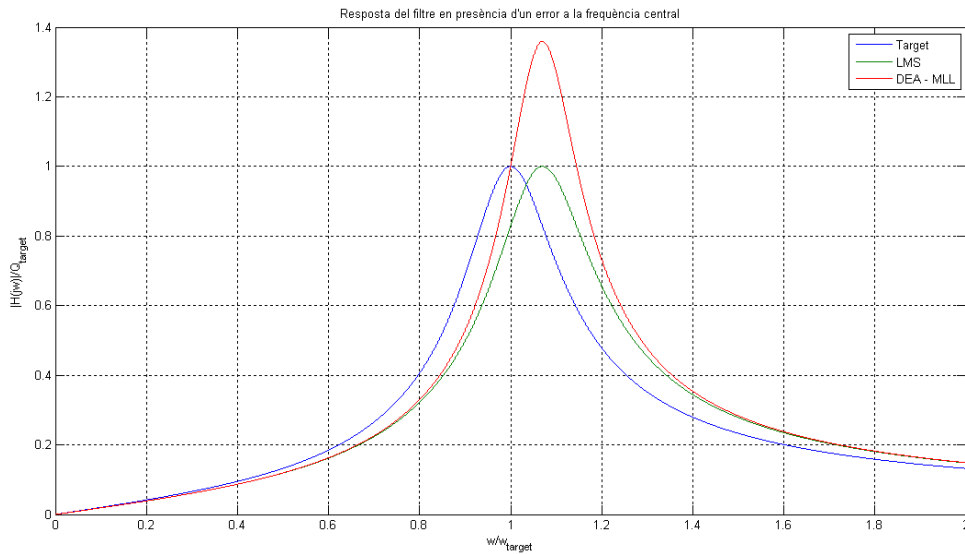


Figura 5.23.- Resposta freqüencial del filtre *master* amb un error de sintonia a freqüència central.

Tal i com veiem al gràfic l'algoritme LMS, al no dependre de la sintonia de freqüència, sintonitza el valor de Q esperat (Q_{target}), quedant la resposta del filtre centrada a una freqüència incorrecta però amb el factor de qualitat correcte. Els algoritmes DEA i MLL, contràriament, fixen que el guany del filtre per ω_{target} sigui Q_{target} independentment de si la freqüència central del filtre és correcta o no. En aquests casos, el factor de qualitat real que es sintonitza és més elevat que l'objectiu, quedant la resposta no sols desplaçada en freqüència, sino també amb un factor de qualitat incorrecte. Aquesta situació s'agreuja a mesura que augmenta l'error en freqüència podent provocar problemes de saturació al filtre.

Per tant, la utilització del DEA o MLL pot necessitar una reducció del marge dinàmic de funcionament del filtre per tal d'evitar problemes de saturació en cas d'haver-hi un error a la sintonia de la freqüència.

5.3. Conclusions

Després de comentar els resultats dels estudis de les diverses característiques dels sistemes de sintonia i de l'estructura del filtre es presenta un anàlisi global de les prestacions generals per tal de justificar quina és la millor configuració del sistema.

Pel que fa a l'estructura del filtre, ha quedat patent al llarg de tota la comparativa que els canvis realitzats per transformar l'estructura 1 en l'estructura 2 no aporten si no millores al filtre. No suposen cap problema de cara a la convergència ni al marge dinàmic tal i com s'ha demostrat en l'apartat 3.2. A més a més, milloren les prestacions del sistema de sintonia al reduir l'error al factor de qualitat gràcies a la independència entre els llaços de control que suposa el canvi d'estructura. Com a conseqüència, la segona estructura del filtre resulta la millor opció de cara a la implementació del filtre autosintonitzable.

El llaç de control de freqüència central que conforma una de les dues parts del sistema de sintonia, serà el descrit a l'apartat 4.2. i que s'ha utilitzat a tot el desenvolupament del present projecte.

Quant al llaç de control per a la sintonia de factor de qualitat, la conclusió obtinguda en aquest projecte és que el sistema basat en l'algoritme LMS presenta les millor prestacions d'entre els tres sistemes sotmesos a la comparativa. Primerament queda descartat el sistema desenvolupat a partir del detector d'envolupant autosintonitzable (DEA) ja que no presenta cap avantatge en comparació als altres dos; a més es tracta del sistema menys acurat, més lent i pot presentar problemes de marge dinàmic. L'avantatge que aporta el LMS gràcies a la no dependència de la sintonia de la freqüència central junt amb la reducció de marge dinàmic que pot presentar són les característiques principals que porten a descartar el MLL. Independentment de que el sistema MLL sigui més ràpid com a algoritme, el fet de que hagi de ser arrelentit per a què el llaç de freqüència sigui més ràpid que el de factor de qualitat i les tensions de control puguin convergir fa que el sistema amb LMS sigui més ràpid al treballar amb els dos llaços alhora. No és rellevant el que MLL presenti millor *offset* màxim ja que, tal i com s'ha especificat, l'estudi del *offset* no es representatiu sense una implementació real del sistema. Tots dos abasten el marge de funcionament necessari i els costos i la complexitat de l'arquitectura són molt similars per ambdós sistemes al necessitar pràcticament els mateixos elements per a la seva implementació. A banda d'això, el sistema LMS és, a més a més, el que presenta un error més petit.

En conclusió, el filtre utilitzat serà el que es presenta a la figura 3.8 amb un sistema de sintonia automàtica *master-slave*, figura 4.2, on el llaç de control de la freqüència central és el que es mostra a la figura 4.4 i el de control del factor de qualitat el de la figura 4.10, arribant doncs a l'esquema final del filtre mostrat a la figura 5.24.

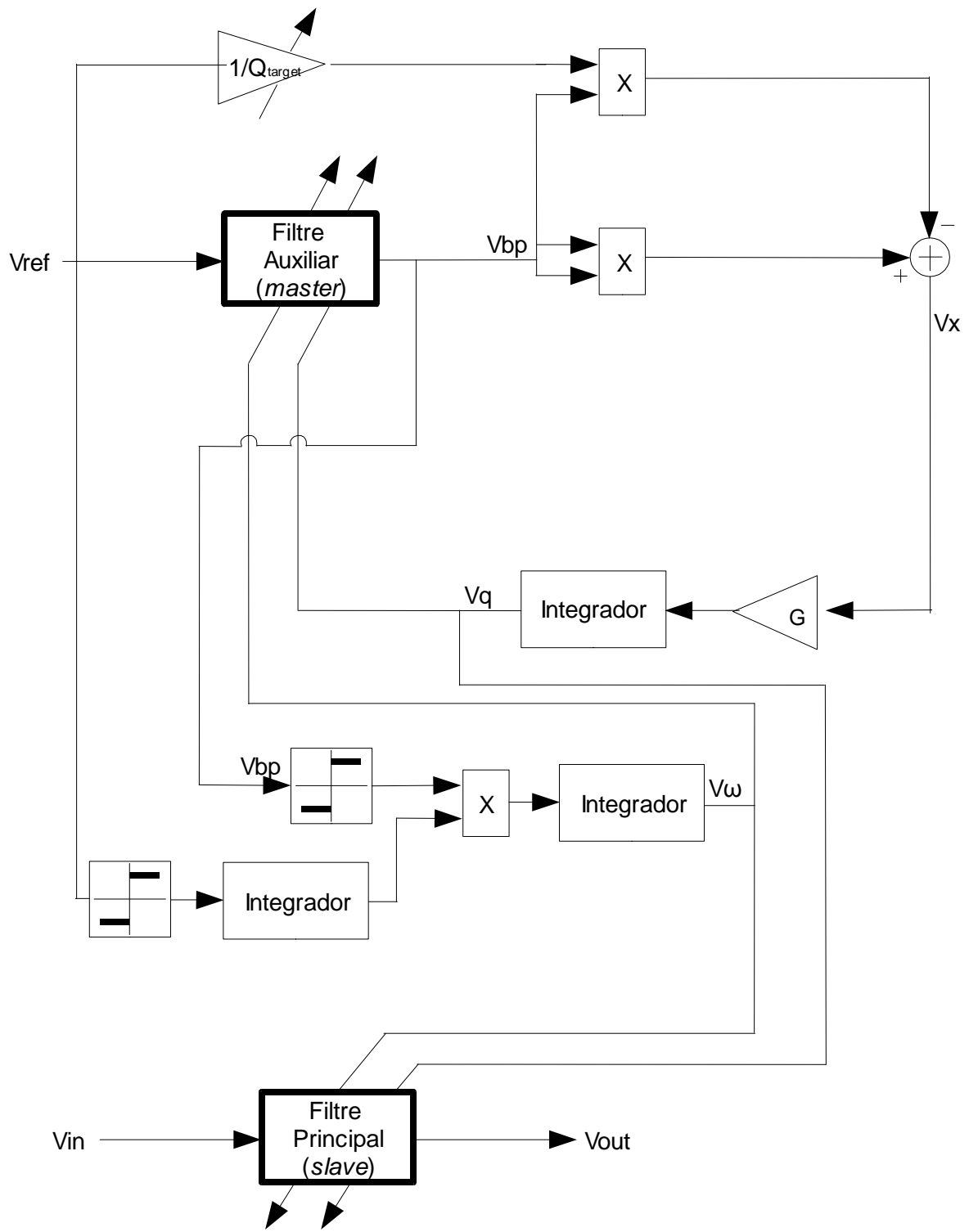


Figura 5.24.- Esquema global del sistema de sintonia.

Capítol 6

Llaç de control de factor qualitat LMS adaptatiu

A partir de l'estructura del filtre autosintonitzable concretada al capítol anterior es vol estudiar al present capítol la possible introducció de millores a l'algoritme. En aquest capítol, s'introdueix una possible manera de dissenyar el llaç de control de Q alhora més ràpid i més exacte.

La velocitat de sintonia i l'exactitud són dos característiques fortament lligades. Com s'ha comentat en diverses seccions prèvies, la velocitat del llaç de sintonia és altament depenent de l'amplificació (denotada per G a la figura 6.1) de la tensió a l'entrada del integrador (anomenada V_x a la figura 6.1) ja que la sortida d'aquest evolucionarà més ràpid quant més gran sigui G , com s'ha vist al punt 5.2.3. De forma oposada, aquesta amplificació també condicionarà l'error final de la tensió de control, al fer que la petita oscil·lació d'aquesta al voltant del punt de sintonia sigui més gran quan més gran és aquesta amplificació. Conseqüentment, l'ajust de l'amplificació de la diferència entre el quadrat de la sortida i el producte sortida-entrada és una qüestió de compromís entre la velocitat i l'error de sintonia.

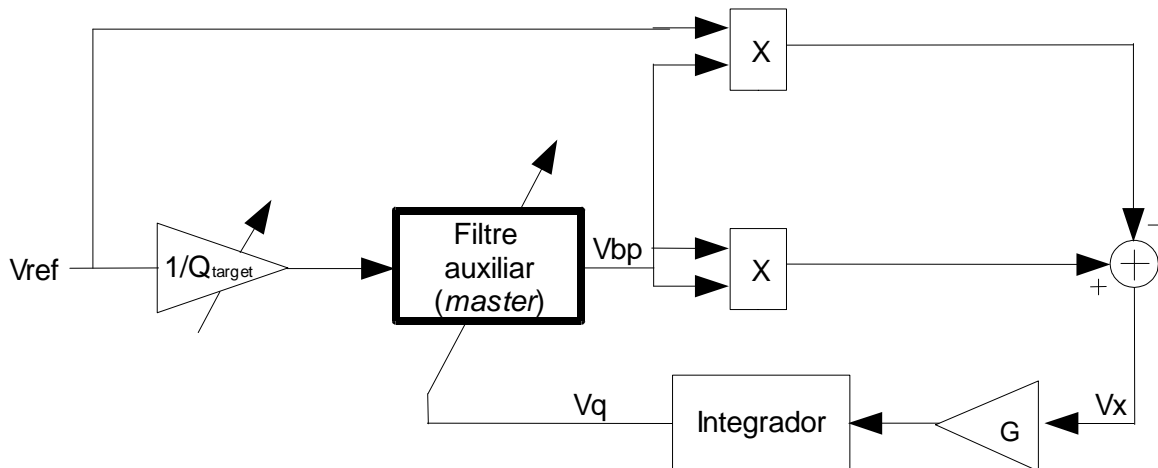


Figura 6.1.- Llaç de control de factor de qualitat, *Least Mean Square*.

Per visualitzar l'efecte d'aquesta amplificació, es presenta als gràfics següents l'evolució al llarg del temps i l'arribat final de la tensió de control del factor de qualitat per tres valors diferents d'amplificació; on tots els gràfics han estat representats mitjançant l'eina *Simulink* de MATLAB amb els mateixos paràmetres que s'especifiquen a l'apartat 5. El primer cas és el que es simula amb una amplificació G més elevada, reduint aquesta en un factor 10 pel segon cas i en un factor 100 pel tercer cas.

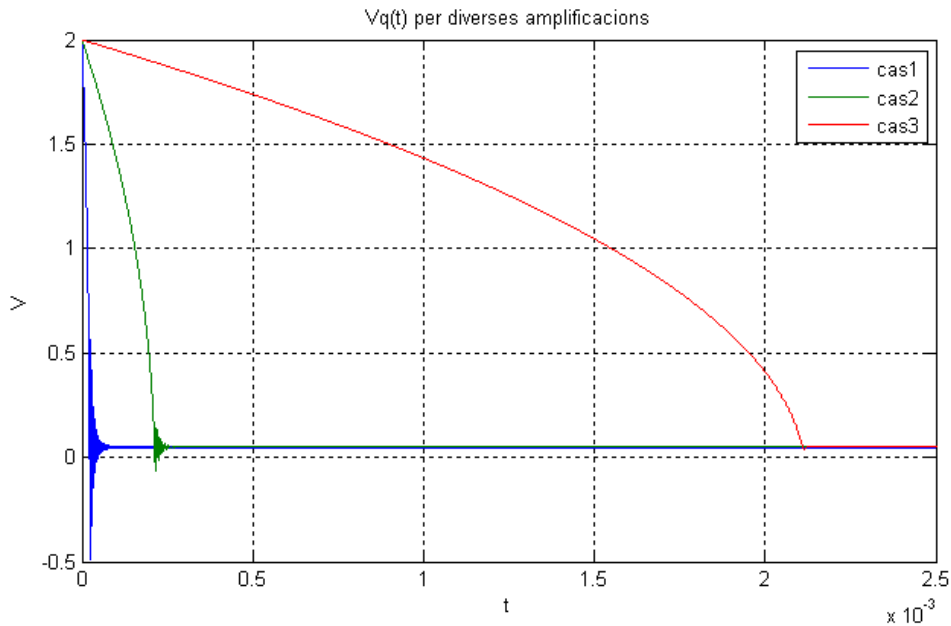


Figura 6.2.- Evolució de V_q per diverses amplificacions de la tensió d'error o diferència del LMS.

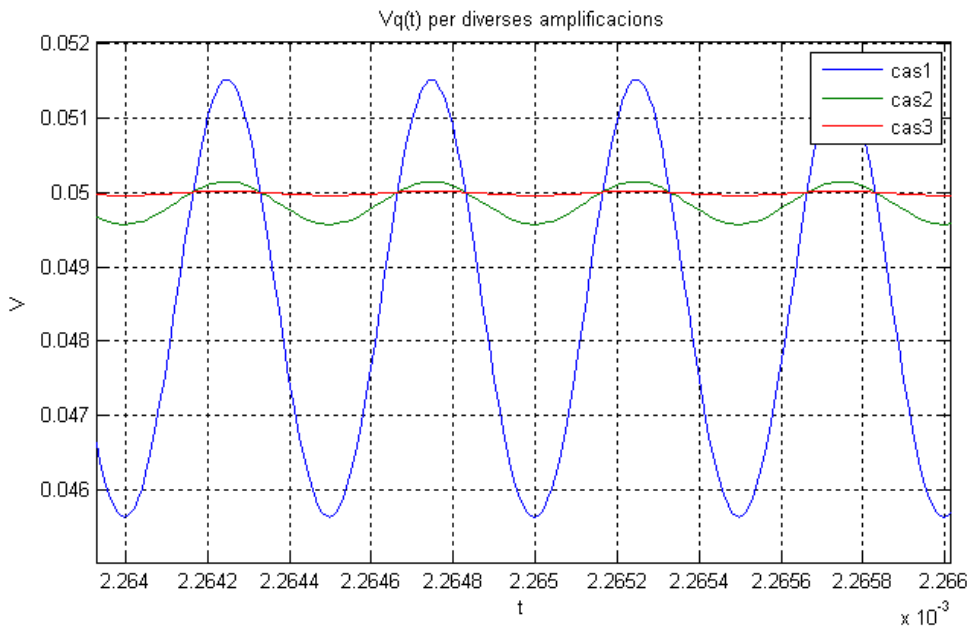


Figura 6.3.- Arissat de V_q al voltant del punt de sintonia per diverses amplificacions de la tensió d'error o diferència del LMS.

S'observa que el sistema més ràpid, és aquell amb una G més elevada. Aquest també suposa un arissat més gran al voltant del punt de sintonia. A mesura que es redueix l'amplificació G , l'arissat i la velocitat son reduïdes. La relació entre els errors serà directament proporcional a la relació entre les amplificacions, és a dir, si G és deu vegades més petita, l'error també ho serà. Nogensmenys, aquesta relació no es compleix exactament per la

velocitat a causa de que el transitori que presenta V_q també depèn de G i rellenteix el sistema quan aquesta és elevada.

La idea és obtenir un sistema que combini les dues coses, un sistema veloç i molt acurat, sense haver d'establir cap compromís entre els dos factors. La solució que es planteja i que ha estat àmpliament tractada per sistemes digitals (registre d'imatge [CA97], *beamforming* [LA04], seguiment i captura de pics de potencial [SV93], identificació vegetativa [AR03], etc.) és que aquesta constant sigui variable: gran quan V_q està lluny del punt de sintonia per a què evolucioni ràpid i petita quan està al voltant per a què l'arribat sigui menyspreable. És a dir, es necessita dissenyar un sistema adaptatiu, que faci variar la constant d'amplificació G en funció de la pròpia V_x .

6.1. Disseny del llaç de control adaptatiu

Per tal d'implementar un llaç de control de factor de qualitat adaptatiu, el primer element a dissenyar és l'amplificador amb guany variable que amplificarà la diferència entre el quadrat de la sortida i el producte creuat entrada-sortida. A tal efecte, és important utilitzar la mateixa tecnologia que a la resta del sistema de cara a facilitar la integració, és a dir, un disseny amb OTA's com el següent:

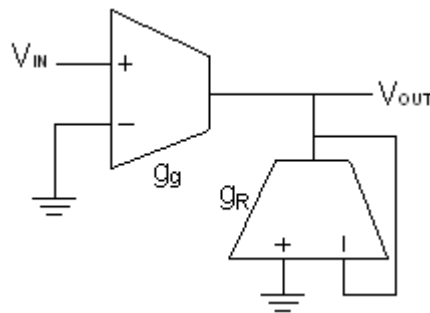


Figura 6.4.- Amplificador de guany variable.

D'aquesta manera la tensió de sortida de l'amplificador depèn directament de la relació entre la transconductància g_g i la resistència implementada per l'OTA de guany g_R .

$$V_{OUT} = \frac{g_g}{g_R} V_{IN}. \quad (6.1)$$

$$g_g = aV_g \quad (6.2)$$

on V_g serà la tensió de control del amplificador i s'obindrà a partir del senyal V_x que veiem a la figura 5.23.

Per treballar a partir de V_x , la diferència entre els quadrat de l'entrada i el producte entrada-sortida del filtre *master*, s'han d'eliminar els termes a freqüència doble que apareixen al fer el producte sense modificar la tensió contínua que és la que conté la informació útil, és a dir, el senyal error. Per tal de fer-ho s'utilitza un filtre passabaixes amb una freqüència de tall inferior a la freqüència mínima de funcionament del sistema, 115 kHz, de forma que no es modifica el valor de la component continua, obtenint:

$$V_{q-er}(t) = V_x(t)|_{DC} = (V_{bp}^2(t) - V_{ref}(t)V_{bp}(t))|_{DC} = \frac{QA_{in}^2 \cos^2 \theta}{Q_{target}} \left(\frac{Q}{Q_{target}} - 1 \right) \quad (6.3)$$

Una vegada filtrats els termes indesitjables, es necessita una funció comparativa, que obtingui com a sortida el senyal de control de g_g . La sortida, és a dir, el senyal de control ha de ser màxim al estar molt lluny del punt de sintonia i anar reduint-se a mesura que s'apropa fins un mínim. L'únic detall a tenir en compte és que com el senyal error pot ser positiu o negatiu s'ha de realitzar l'operació valor absolut perquè interessa només el valor de la distància, no el seu signe. En la figura 6.5 es presenta aquesta funció, on com s'indica, l'entrada és el valor absolut del senyal error, V_{q-err} .

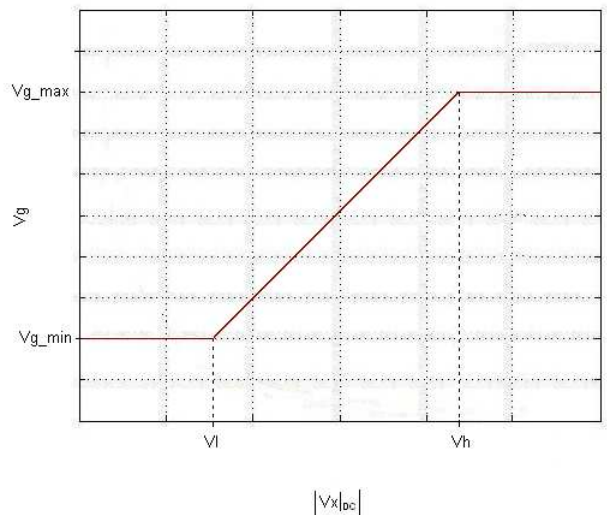


Figura 6.5.- Característica entrada-sortida de comparador.

Un dels esquemes clàssics que presenta una característica entrada-sortida semblant a aquesta és un limitador, figura 6.6a. En la figura 6.6b apareix la seva característica concreta:

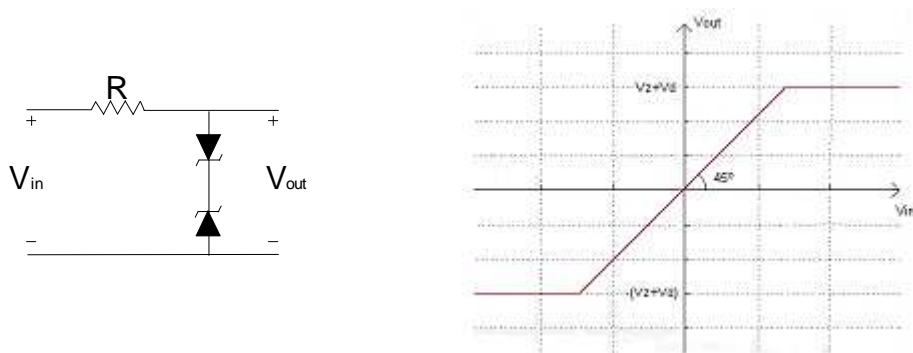


Figura 6.6.- a)Circuit limitador bàsic. b)Característica de transferència.

on, V_d i V_z són les tensions llindars de conducció i de ruptura, respectivament, dels díodes Zener del circuit.

A partir d'aquesta característica, es pot aconseguir la desitjada ajustant els llindars de transició i ajustar el valors de sortida màxim i mínim i el pendent de forma que la

característica quedi desplaçada al quadrant dret superior. A tal efecte es necessiten dos circuits d'adaptació, un a la entrada i un a la sortida, que compleixin (6.4) i (6.5).

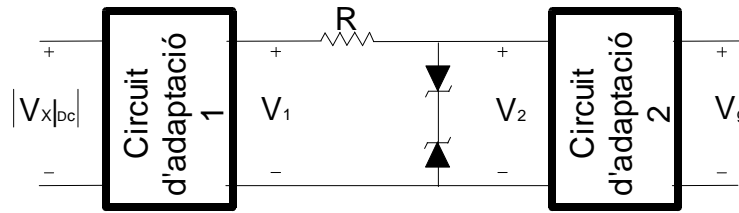


Figura 6.7.- Esquema d'adaptació de la característica del amplificador amb saturació o limitador.

$$V_1(t) = A_1 |V_{q-err}(t)| + V_3 \quad (6.4)$$

$$V_g(t) = A_2 V_2(t) + V_4 \quad (6.5)$$

D'aquesta manera, ajustant els valors de A_1 , A_2 , V_3 i V_4 com es mostra a (6.6), (6.7), (6.8) i (6.9) es pot transformar la característica de la figura 6.6b en la de la figura 6.5 per tal de poder implementar el sistema.

$$V_z + V_d = A_1 V_h + V_3 \quad (6.6)$$

$$-(V_z + V_d) = A_1 V_l + V_3 \quad (6.7)$$

$$V_{gmax} = A_2 (V_z + V_d) + V_4 \quad (6.8)$$

$$V_{gmin} = -A_2 (V_z + V_d) + V_4 \quad (6.9)$$

Així queda l'esquema del LMS adaptatiu de la següent forma:

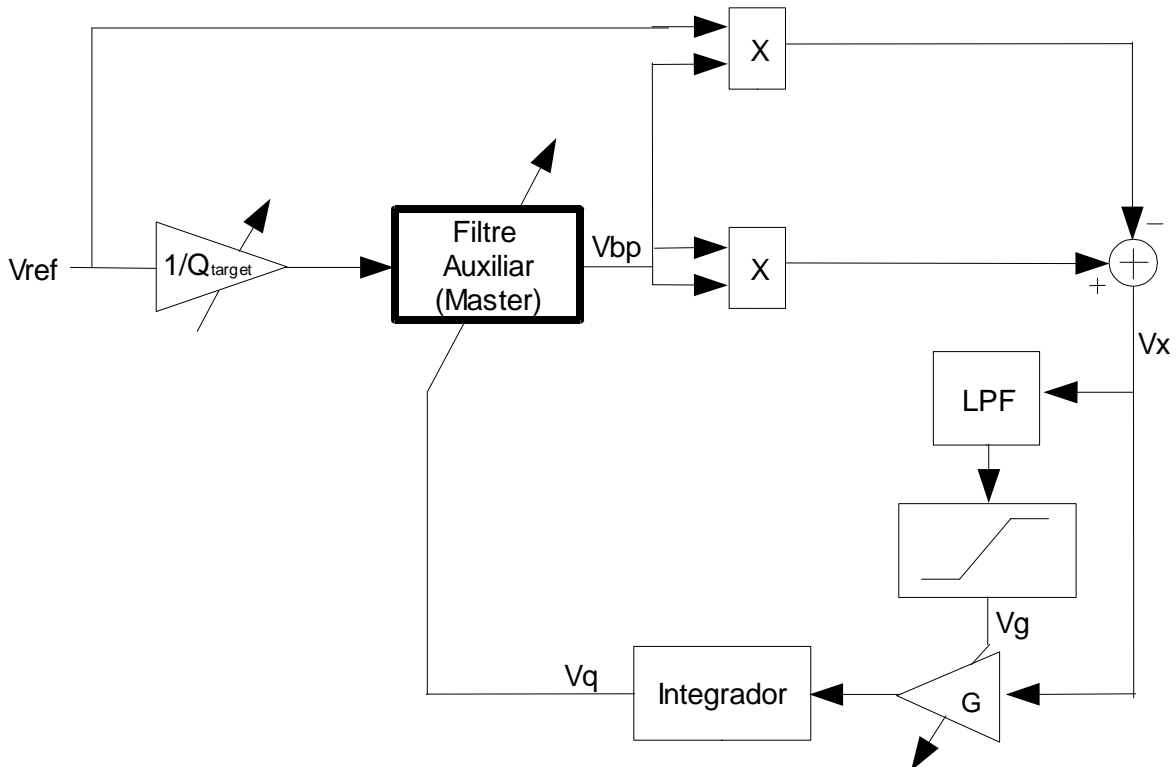


Figura 6.8.- Llaç de control de factor de qualitat, Least Mean Square Adaptatiu.

6.2. Estudi de les millores

Per analitzar els resultats d'aquesta modificació del l'algoritme LMS, es simula el sistema global amb l'eina *Simulink* de MATLAB amb els mateixos paràmetres presentats al capítol 5: les transconductàncies dels OTA's variables entre $0 \mu\text{A/V}$ i $70 \mu\text{A/V}$ i condensadors de valor igual a 5 pF . A més, els valor de $V_{g\text{min}}$, $V_{g\text{max}}$, V_h i V_l s'ajusten per tal d'obtenir les característiques desitjades a la característica de comparació.

Als següents gràfics es mostra l'evolució de la tensió de control de factor de qualitat, V_q , per dos factors de qualitat objectiu diferents amb el mateix factor de qualitat inicial ($Q_{ini}=0.5$) tant per l'algoritme LMS estàndard com per l'algoritme LMS adaptatiu. El primer gràfic, figura 6.9, mostra l'evolució de V_q per $Q_{target}=5$ i manifesta clarament la millora en rapidesa que aporta el LMS adaptatiu al assolir el punt de sintonia en menys de la meitat de temps que l'algoritme estàndard. Al gràfic 6.10 s'observa una ampliació del valor final de les tensions de control on s'observa una reducció notable a l'amplitud de l'arribat al voltant del valor objectiu/*target* per $Q_{target}=5$. Tot i que en aquest cas concret el sistema resulta quasi el doble de ràpid i unes deu vegades més acurat, el percentatge de millora respecte al LMS estàndard depèn de l'ajust dels llindars i sortides del comparador, que hauries de ser degudament ajustades a l'implementar el sistema en funció de les prestacions necessàries.

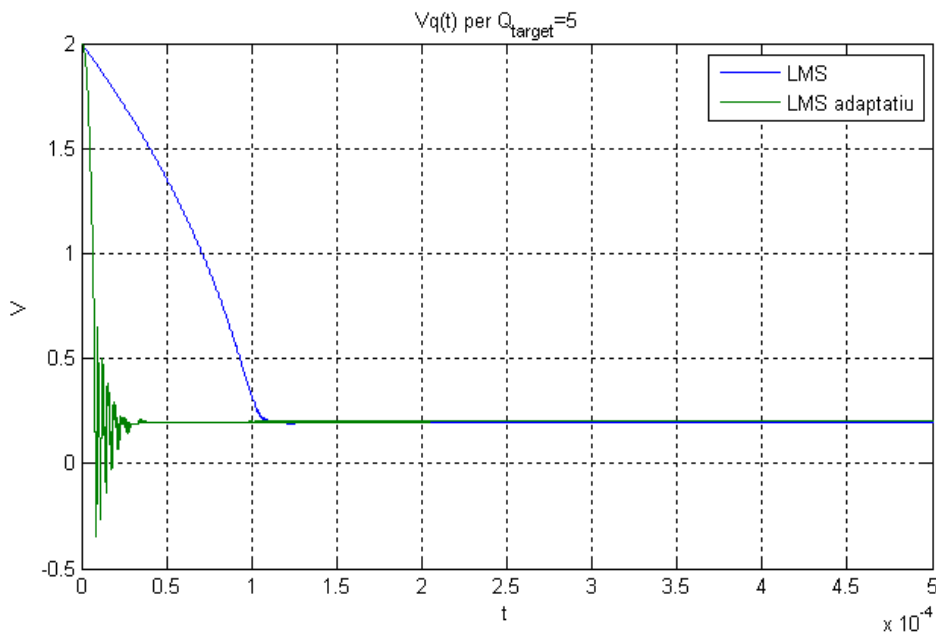


Figura 6.9.- Evolució de V_q per $Q_{target}=5$ en LMS i LMS adaptatiu.

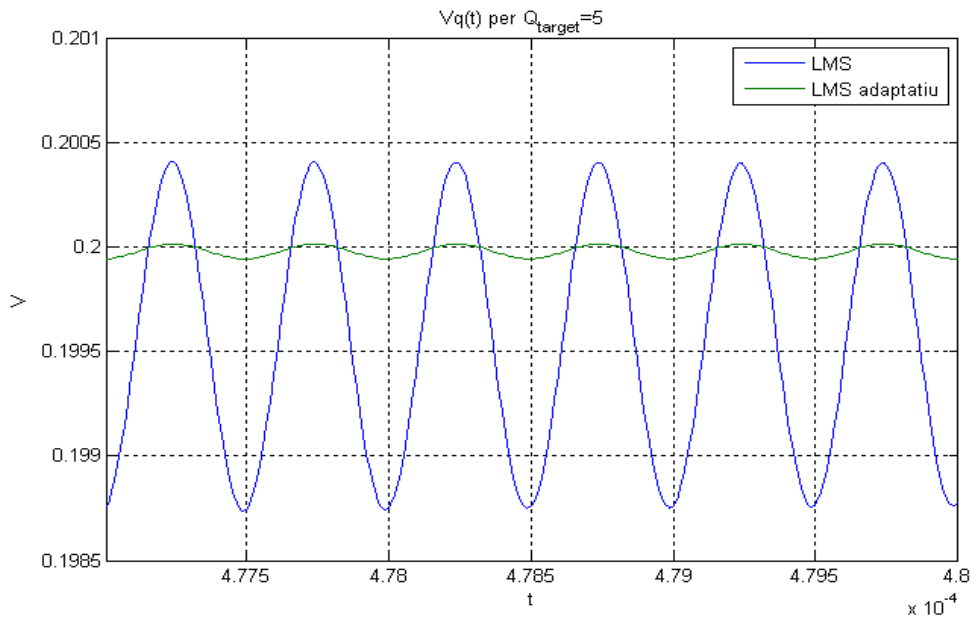


Figura 6.10.- Evolució de V_q per $Q_{target}=5$ en LMS i LMS adaptatiu.

A la representació de l'evolució de la tensió de control del factor de qualitat per $Q_{target}=10$ que es mostra a la figura 6.11 es confirma la millora que aporta el sistema adaptatiu en la velocitat de sintonia, ja que en aquest cas també assoleix el punt de sintonia amb la meitat de temps que l'algoritme LMS estàndard. A més a més, l'error final queda novament reduït tal i com es veu a la figura 6.12

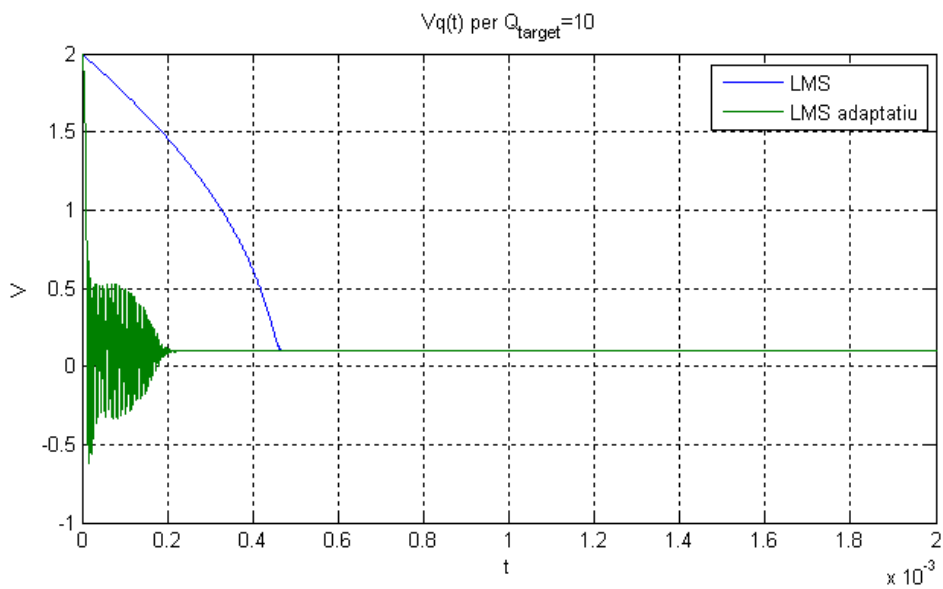


Figura 6.11.- Evolució de V_q per $Q_{target}=10$ en LMS i LMS adaptatiu.

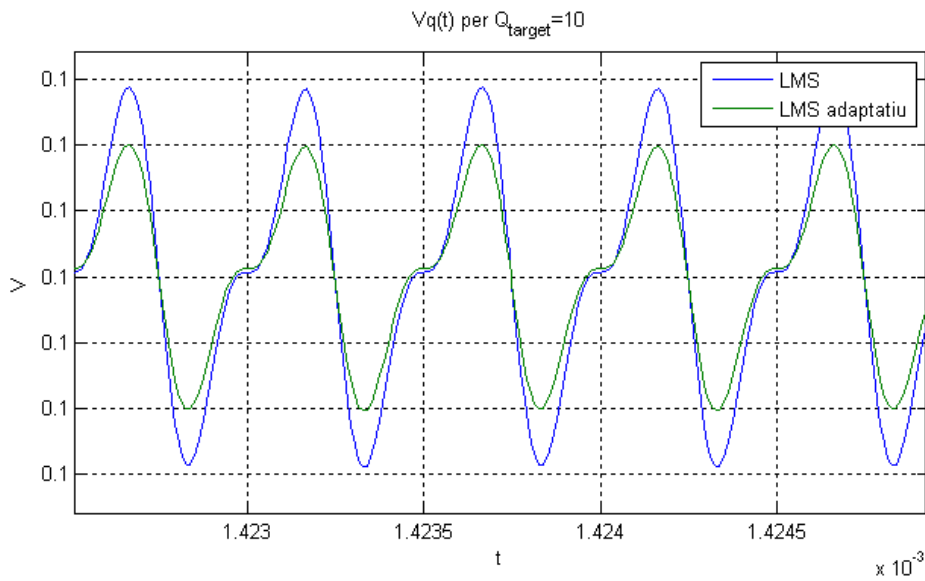


Figura 6.12.- Evolució de V_q per $Q_{target}=10$ en LMS i LMS adaptatiu.

Finalment, el comportament del sistema d'ajust del factor de qualitat amb LMS adaptatiu aporta de forma addicional a la millora en la velocitat de convergència i l'exactitud, una gran flexibilitat al sistema de sintonia. Aquest sistema permet un ajust quasi independent de la rapidesa i l'exactitud del llaç a través dels llindars i sortides de comparador de la figura 6.5 en funció de l'aplicació.

L'esquema global de sistema quedaria tal i com es mostra a la figura 6.13.

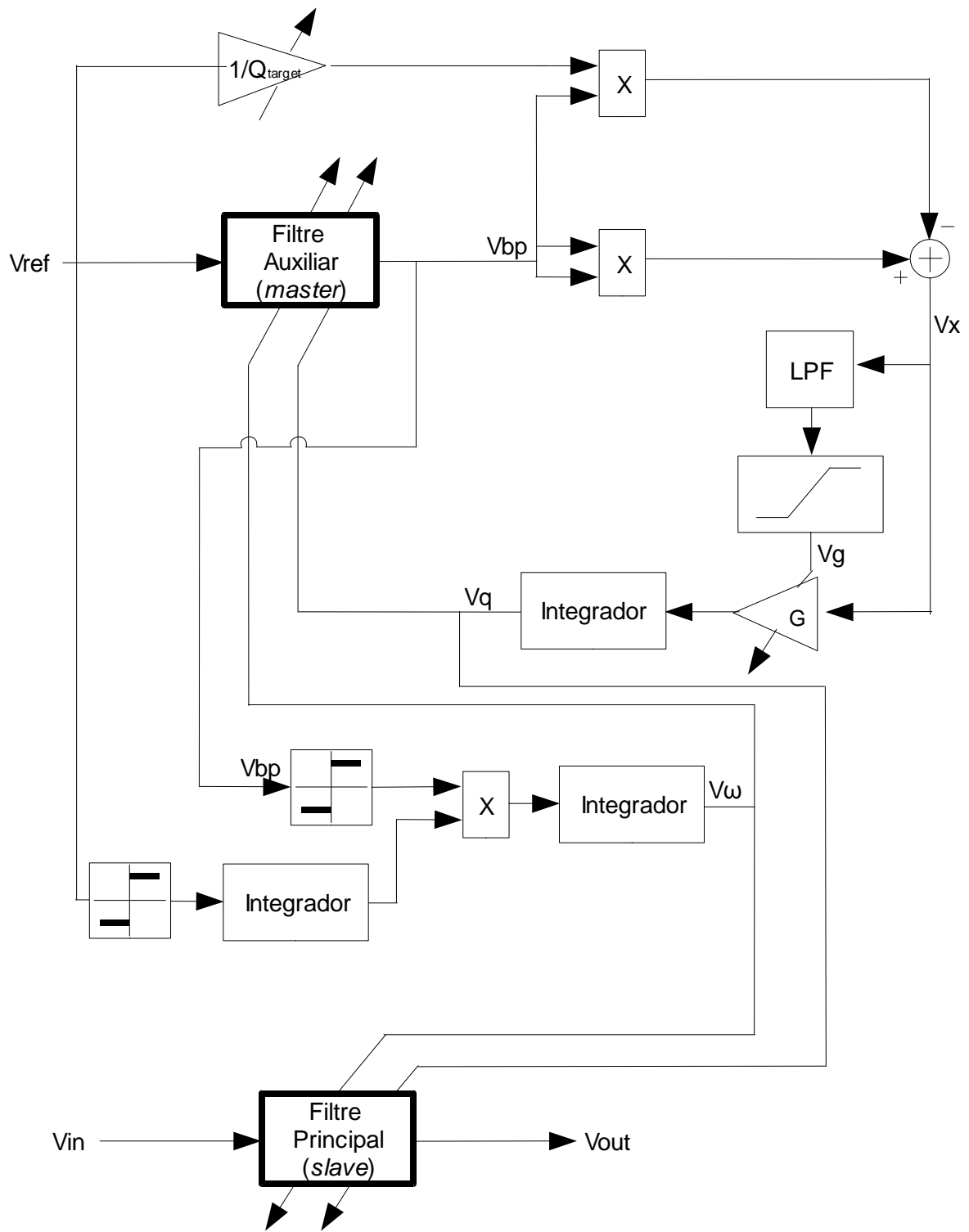


Figura 6.13.- Esquema global del sistema de sintonia adaptatiu.

Capítol 7

Conclusions

Degut a la importància donada a les comunicacions sense fils per part de la comunitat científica el nombre d'estàndards desenvolupats actualment és molt elevat. Entre ells es poden destacar GSM, Bluetooth, CDMA2000 i WCDMA. Això, juntament amb l'interès en la reducció de l'àrea i el cost dels xips, ha portat a la necessitat de desenvolupar sistemes basats en una estructura de reutilització: sistemes multi-estàndard.

Al present projecte s'ha desenvolupat el disseny complet d'un filtre en banda base per aplicacions multi-estàndards en el món de les comunicacions *wireless*. Aquest desenvolupament consta dues parts portades a terme paral·lelament: el disseny del filtre i el seu del sistema de sintonia corresponent. A continuació es presenta un resum global del procés de desenvolupament d'aquest sistema.

Primerament s'han analitzat els diversos mètodes de sintonia més utilitzats en l'actualitat per acabar escollint un sistema amb estructura *master-slave*. En aquesta estructura de sintonia, es disposa de dos filtres aparellats. Un d'ells és l'encarregat de filtrar un senyal pilot o de referència que, juntament amb el respectiu senyal de sortida, serviran com a dades inicials als llaços de control per ajustar els dos paràmetres més rellevants d'ambdós filtres, la freqüència central i el factor de qualitat. L'altre filtre, sintonitzat de forma paral·lela a l'anterior, serà l'encarregat de filtrar el senyal útil, la informació.

Posteriorment s'ha escollit un filtre base per al qual es dissenyarà el sistema de sintonia. Es tracta d'un filtre de Temps Continu (CT) ja que es tracta d'una tècnica d'implementació totalment acceptada a nivell industrial i utilitzada en un gran nombre d'aplicacions (lectura de discs durs, *anti-aliasing*, telefonia, PLL's, comunicacions *wireless*, etc.). Dintre dels filtres de temps continu s'utilitza una implementació mitjançant condensadors i elements de transconductància (*Operational Transconductance Amplifier* o OTA) com a elements actius, alternativa denominada g_m -C. D'aquests elements actius, OTA's, s'aprofita el corrent de polarització per regular el valor de la seva transconductància i poder manipular tant la freqüència central com el factor de qualitat del filtre.

Pel disseny del filtre s'escull una estructura de segon ordre sovint utilitzada als articles de referència d'aquest projecte. Aquesta primera estructura del filtre, però, té un defecte: el valor del factor de qualitat és depenent alhora del senyal de control del factor de qualitat i del de control de la freqüència central. Per no condicionar les prestacions del llaç de control del factor de qualitat a les de la freqüència central, s'introdueixen unes modificacions en l'estructura del filtre que, sense alterar l'estabilitat ni minvar el marge dinàmic, aconseguen independitzar el factor de qualitat de la tensió de control de la freqüència

central. Aquests canvis aporten millores notables al sistema de sintonia, especialment al reduir l'error del factor de qualitat.

Per al disseny del sistema de sintonia s'escullen un llaç de control de freqüència central analògic molt sovint utilitzat i tres llaços de control de factor de qualitat diferents per poder realitzar un anàlisi detallat de totes les seves prestacions i poder decidir quin presenta un millor comportament.

El llaç de control i sintonia de la freqüència central és un llaç analògic que busca que el desfasament entre l'entrada i la sortida del filtre sigui nul ja que això implica que la freqüència d'entrada és igual a la freqüència central del filtre. Així doncs, obté aquesta diferència de fases i ajusta la freqüència central del filtre fins que la diferència sigui zero, és a dir, fins que la freqüència central de filtre sigui igual a la del to de referència d'entrada.

El llaç de sintonia de factor de qualitat s'escull entre els tres plantejats: Detector d'Envolupant Autosintonitzable (DEA), *Magnitude Lock Loop* (MLL) i *Least Mean Square* (LMS).

El primer d'ells (DEA) extreu l'amplitud de la sortida del filtre amb un detector d'envolupant i intenta minimitzar la diferència entre aquesta i un senyal continu de referència de valor l'amplitud de l'entrada multiplicat per Q . Tant aquest algoritme com el següent es basen en el fet que per un to d'entrada a la freqüència central del filtre, l'amplitud de la sortida és Q vegades l'amplitud de l'entrada al tractar-se d'una funció de transferència de segon ordre.

El MLL intenta minimitzar la diferència entre el quadrat de l'amplitud de sortida i el quadrat de l'amplitud del senyal d'entrada amplificat per Q . Aquest algoritme obté els quadrats de les amplituds per aprofitar que tant el senyal de sortida com el d'entrada són sinusoidals i al ser elevats al quadrat presenten un terme en contínua proporcional al quadrat de l'amplitud. Aquest sistema i l'anterior necessiten que la freqüència central estigui correctament sintonitzada per poder funcionar ja que l'amplitud de la sortida depèn de la sintonia de freqüència. Conseqüentment, aquests dos llaços han de ser manipulats per ser més lents que el de freqüència per poder assolir una correcta sintonia.

L'algoritme LMS minimitza l'error quadràtic entre l'entrada amplificat per Q i la sortida del filtre *master*, és a dir, minimitza la resta entre el quadrat de la sortida i el producte creuat entrada-sortida. Aquest últim es diferencia de la resta al no ser dependent de la correcta sintonia del llaç de freqüència.

Per discernir quin dels tres sistemes presenta millors prestacions s'estudien a fons la convergència de les variables de control, la velocitat, el marge de funcionament, el marge dinàmic, l'*offset* i l'error que presenten cadascun d'ells. Tots tres sistemes convergeixen per qualsevol condició inicial, però el DEA i el MLL ha de ser manipulats per a què el llaç de control de freqüència sigui més ràpid i la tensió de control de factor de qualitat pugui convergir. Per la mateixa raó, tot i que el MLL és l'algoritme més ràpid quan s'estudia de forma individual, el LMS resulta ser el sistema més ràpid en funcionar els dos llaços alhora al ser independent del control de freqüència. El marge de funcionament és suficient tant de freqüència com de factor de qualitat pels tres casos. Pel que fa a l'error, el sistema amb LMS

és el que presenta un error més petit i, encara que a l'estudiar l'*offset* es troba que el MLL presenta els millors resultats, aquest paràmetre no es considera concloent per la falta d'una implementació real dels sistemes. A més a més, en cas d'haver-hi un error en la sintonia de freqüència, els sistemes DEA i MLL poden presentar problemes de marge dinàmic al sintonitzar una Q més elevada que l'objectiu. Així doncs, els resultats obtinguts demostren que el LMS és el sistema que presenta millors prestacions per al funcionament del sistema global.

Finalment, una vegada escollida l'estructura que independitza el valor de Q del de ω_0 com a estructura del filtre i l'algoritme LMS per al control del factor de qualitat a l'arquitectura del sistema de sintonia, es presenta una millora de l'algoritme LMS que permet augmentar alhora la velocitat i reduir l'error sense suposar cap inconvenient per la resta de característiques del sistema. La transformació necessària implica governar el valor de l'amplificació del error quadràtic pel llaç de control. D'aquesta forma, s'implementa un algoritme que augmenta l'error de manera artificial quan es troba lluny del punt objectiu, per augmentar la velocitat de convergència; i redueix l'error en punts pròxims per disminuir l'error d'arissat al voltant del punt de sintonia. Aquesta mesura millora notablement les prestacions del algoritme LMS transformant-lo en un algoritme adaptatiu.

Per acabar, de cara a possibles línies de recerca futures, seria interessant treballar en altres sistemes de sintonia de factor de qualitat a partir de la informació continguda en la fase del senyal de sortida, una dada molt més robusta i menys sensible al soroll que l'amplitud.

Llistat de figures

2. FILTRES Gm-C

- 2.1.- Representació d'un *Operational Transconductance Amplifier* (OTA).
- 2.2.- Model ideal de l'OTA.
- 2.3.- Equivalent circuital de l'OTA.
- 2.4.- Circuit esquemàtic de l'OTA.

3. ESTRUCTURA DEL FILTRE

- 3.1.- Estructura 1, primera proposta per la implementació del filtre de segon ordre.
- 3.2.- Llidir de correcte funcionament dels llaços de control per l'estructura 1 del filtre.
- 3.3.- Llidir de correcte funcionament dels llaços de control per l'estructura 2 del filtre.
- 3.4.- Estructura *State-Variable* estàndard per un filtre passabanda/passabaixes de segon ordre.
- 3.5.- Estructura *State-Variable* estàndard per un filtre passabanda/passabaixes de segon ordre amb independència entre ω_0 i Q .
- 3.6.- Corrent de sortida de l'OTA 3.
- 3.7.- Estructura proposada per modificar el corrent de sortida de l'OTA 3.
- 3.8.- Estructura 2, modificació sobre la primera proposta per la implementació del filtre de segon ordre.
- 3.9.- Estructura 2, denotació de les tensions crítiques per l'estudi del marge dinàmic.

4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA DE SINTONIA

- 4.1.- Estructura bàsica d'un sistema de sintonia mitjançant ajust directe.
- 4.2.- Estructura bàsica d'un sistema de sintonia mitjançant ajust indirecte.
- 4.3.- Esquema d'un sistema de sintonia *MASTER-SLAVE* mitjançant VCF o VCO.
- 4.4.- Llaç de control de freqüència.
- 4.5.- Llaç de control de factor de qualitat, detector d'envolupant.
- 4.6.- Detector d'envolupant clàssic.
- 4.7.- Detector d'envolupant autosintonitzable.
- 4.8.- Llaç de control de factor de qualitat, detector d'envolupant autosintonitzable.
- 4.9.- Llaç de control de factor de qualitat, MLL.
- 4.10.- Llaç de control de factor de qualitat, LMS.

5. ESTUDI COMPARATIU DE LES CARACTERÍSTIQUES PRINCIPALS DEL SISTEMA DE SINTONIA

- 5.1.- Llaç de control de freqüència.
- 5.2.- Llaç de control de factor de qualitat, detector d'envolupant.
- 5.3.- Llaç de control de factor de qualitat, MLL.
- 5.4.- Llaç de control de factor de qualitat, LMS.
- 5.5.- Taula-resum de les equacions que representen la dinàmica dels sistemes de sintonia.
- 5.6.- Valors inicials i finals/objectiu pels quatre casos possibles per la representació de les corbes dinàmiques.
- 5.7.- Representació de les corbes dinàmiques per el sistema utilitzant detector d'envolupant autosintonitzable com a llaç de control de factor de qualitat.
- 5.8.- Representació de les corbes dinàmiques per el sistema utilitzant detector d'envolupant autosintonitzable amb la velocitat reduïda com a llaç de control de factor de qualitat.
- 5.9.- Representació de les corbes dinàmiques per el sistema utilitzant *magnitude lock loop* com a llaç de control de factor de qualitat.
- 5.10.-Representació de les corbes dinàmiques per el sistema utilitzant *magnitude lock loop* amb la velocitat reduïda com a llaç de control de factor de qualitat.
- 5.11.-Representació de les corbes dinàmiques per el sistema utilitzant *least mean square* com a llaç de control de factor de qualitat.
- 5.12.-Evolució de la tensió de control de freqüència per 2.1 Mhz.
- 5.13.-Evolució de la tensió de control de freqüència per 115 kHz.
- 5.14.-Evolució de la tensió de factor de qualitat en DEA per $Q_{target}=20$.
- 5.15.-Evolució de la tensió de factor de qualitat en MLL per $Q_{target}=20$.
- 5.16.-Evolució de la tensió de factor de qualitat en LMS per $Q_{target}=20$.
- 5.17.-Error percentual a les tensions de control.
- 5.18.-Evolució de V_q per els tres sistemes de sintonia amb $Q_{target}=5$ i la freqüència prèviament sintonitzada a 1 Mhz.
- 5.19.-Evolució de V_q per els tres sistemes de sintonia amb $Q_{target}=5$ i $\omega_{target}=1$ MHz.
- 5.20.-Esquema per a l'estudi del *offset* per el sistema amb detector d'envolupant autosintonitzable com a llaç de control de Q.
- 5.21.-Esquema per a l'estudi del *offset* per el sistema amb *magnitude lock loop* com a llaç de control de Q.
- 5.22.-Esquema per a l'estudi del *offset* per el sistema amb *least mean square* com a llaç de control de Q.
- 5.23.-Resposta freqüencial del filtre *master* amb un error de sintonia a freqüència central.

5.24.-Esquema global del sistema de sintonia.

6. LLAÇ DE CONTROL DE FACTOR DE QUALITAT LMS ADAPTATIU

6.1.- Llaç de control de factor de qualitat, *Least Mean Square*.

6.2.- Evolució de V_q per diverses amplificacions de la tensió d'error o diferència del LMS.

6.3.- Arrissat de V_q al voltant del punt de sintonia per diverses amplificacions de la tensió d'error o diferència del LMS.

6.4.- Amplificador de guany variable.

6.5.- Característica entrada-sortida de comparador.

6.6.- a)Circuit limitador bàsic. b)Característica de transferència.

6.7.- Esquema d'adaptació de la característica del amplificador amb saturació o limitador.

6.8.- Llaç de control de factor de qualitat, Least Mean Square Adaptatiu.

6.9.- Evolució de V_q per $Q_{target}=5$ en LMS i LMS adaptatiu.

6.10.-Evolució de V_q per $Q_{target}=5$ en LMS i LMS adaptatiu.

6.11.-Evolució de V_q per $Q_{target}=10$ en LMS i LMS adaptatiu.

6.12.-Evolució de V_q per $Q_{target}=10$ en LMS i LMS adaptatiu.

6.13.-Esquema global del sistema de sintonia adaptatiu.

Llistat d'acrònims

- **CDMA2000:** *Code Division Multiple Access 2000.*
- **CT:** *Continuous Time.*
- **DEA:** *Detector D'Envolupant Autosintonitzable.*
- **GSM:** *Global System for Mobile communications.*
- **Gm-C:** *OTA-C.*
- **LMS:** *Least Mean Square.*
- **LSI:** *Large Scale of Integration.*
- **MLL:** *Magnitude Lock Loop.*
- **MOSFET:** *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.*
- **OTA:** *Operational Transconductance Amplifier.*
- **PAN:** *Personal Area Network.*
- **PLL:** *Phase Locked Loop*
- **SC:** *Switched Capacitor.*
- **UMTS:** *Universal Mobile Telecommunication System.*
- **VCF:** *Voltage Controlled Filter.*
- **VCO:** *Voltage Controlled Oscillator.*
- **VLSI:** *Very Large Scale of Integration.*
- **WCDMA:** *Wideband Code Division Multiple Access.*

Bibliografia i Referències

- [AD06] H. Adrang, R. Lotfi, K. Mafinejhad, A. Tajalliand i S. Mehrmanesh, "A Low-Power CMOS *Gm*-C Filter for Wireless Receiver Applications with *On-Chip* Automatic Tuning System" en Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS'06, pp. 3810-3813, 2006.
- [AL06] H. A. Alzaher i M. K. Alghamdi, "A CMOS Bandpass Filter for Low-IF Bluetooth Receivers" en IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 53, nº 8, pp. 1636-1647, 2006.
- [AR03] J. Arenas-Garcia, M. Martinez-Ramon, V. Gómez-Verdejo i A. R. Figueiras-Vidal, "Multiple Plant Identifier via Adaptive LMS Convex Combination" en Proceedings IEEE International Symposium on Intelligence Signal Processing WISP'03, pp. 137-142, 2003.
- [CA97] D.R. Campbell, C. Smith, "Image Registration Using an Adaptive LMS Algorithm" en IEEE International Conference on Image Processign and its Applications IPA'97, vol. 2, pp. 785-789, 1997.
- [CA05] A. Anquilosen, A.J. López-Martín i C.A. De La Cruz-Blas, "1.5 V Square-Root Domain Second-Order Filter with *On-Chip* Tuning" en IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 52, pp. 1996-2000, 2005.
- [CH05] D. Chamla, A. Kaiser, A. Cathelin i D. Belot, "A *Gm*-C Low-pass Filter for Zero-IF Mobile Applications With a Very Wide Tuning Range" en IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, nº 7, pp. 1443-1450, 2005.
- [CH06] D. Chamla, A. Kaiser, A. Cathelin i S. Dedieu, "Digital Tuning of *Gm*-C Baseband Filters in Configurable Radio Receivers" en Proceedings of the 32th European Solid-State Circuits Conference ESSCIRC'06, pp. 340-343, 2006.
- [DA07] S. D'Amico, F. Corsi, G. Matarrese, C. Marzocca, A. Dragone i A. Baschiroto, "Tuning of High-Speed Telecommunication Filters, via I/O Cross-Correlation Evaluation" en IEEE ransactions on Circuits and Systems, vol. 54, nº 2, pp. 329-337, Feb. 2007.
- [FR02] S. Franco, "Design with Operational Amplifiers an Analog Integrated Circuits, 3rd edition", Ed. McGraw-Hill, 2002.
- [GE85] R.L. Geiger i E. Sánchez-Sinencio, "Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial" en IEEE Circuits and Devices Magazine, vol. 1, pp. 20-32, 1985.
- [GE93] T. Gerogantas, Y. Papananos i Y. P. Tsvividis, "A Comparative Study of Five Structures for Monolithic Continuous Time Filters. A Tutorial" en Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS'93, pp. 1259-1262, 1993.

- [HA07]** P.E. Hasler, R. Chawla, F. Adil i G. Serrano, “Programmable Gm -C Filters Using Floating-Gate Operational Transconductance Amplifiers” en IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 54, nº 3, pp. 481-490, 2007.
- [HO04]** S. Hori, T. Maeda, N. Matsuno, i H. Hida, “Low-power Widely Tunable Gm -C Filter with an Adaptive DC-blocking, Triode-biased MOSFET Transconductor” en Proceedings of the 30th European Solid-State Circuits Conference ESSCIRC'04, pp. 99-102, 2004.
- [KA06]** A. Kaiser, D. Chamla, A. Cathelin i S. Dedieu, “Digital Tuning of Gm -C Baseband Filters in Configurable Radio Receivers” en Proceedings of the IEEE European Conference on Solid-State Circuits ESSCIRC'06, pp. 340-343, 2006.
- [KO02]** S. Koziel i S. Szczepanski, “Design of Highly Linear Tunable CMOS OTA for Continuous-Time Filters” en IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 47, nº 2, pp. 110-122, 2002.
- [LA04]** Y. Lau, Z.M. Hussain i R.J. Harris, “A Weight-Vector LMS Algorithm for Adaptive Beamforming” en IEEE Region 10 Conference TENCN'04, vol. 1, pp. 495-498, 2004.
- [MA00]** M. Márquez Marrou i F. R. Campana Valderrama, “Análisis y diseño de un ota cmos y su aplicación en filtros de primer y segundo orden”, en apunts Enginyeria Electrònica de la Universitat Ricardo Palma (URP) de Lima, 2000.
- [MA03]** H. Martínez, “Diseño CMOS de un filtro de tiempo continuo con sistema de sintonía automática”, Jul. 2003.
- [ME02]** S. Mehrmanesh , H. A. Aslanzadeh, M.B. Vahidfar i M. Atarodi, “A 1.8v High Dynamic Range CMOS Gm -C Filter for Portable Video Systems” en en Proceedings of the IEEE International Conference on Microelectronics ICM'02, pp. 38-41, 2002.
- [MO94]** O. Moreira-Tamayo, J. Pineda de Gyvez i E. Sánchez-Sinencio. “Filter Tuning System Using Fuzzy Logic” en Electronics Letters, vol. 30,pp. 846-847, 1994.
- [MO06]** J Moritz i Y. Sun, “100 MHz, 6th Order, Leap-Frog gm -C High Q Bandpass Filter and *On-Chip* Tuning Scheme” en Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS'06, pp. 2381-2384, 2006.
- [PA06] P. Pandey, J. Silva-Martinez i X. Liu, “A CMOS 140-mW Fourth-Order Continuous-Time Low-Pass Filter Stabilized With a Class AB Common-Mode Feedback Operating at 550 Mhz” en IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 53, nº 4, pp. 811-821, 2001.
- [PA97]** Y. Papananos, T. Georgantas i Y. P. Tsvividis, “Design Considerations and Implementation of Very Low Frequency Continuous-Time CMOS Monolithic Filters” en Proceedings of the IEEE International Conference on Circuits, Devices and Systems ICECS'96, vol. 1, pp. 223-226, 2006.
- [PA98]** S. Pavan i Y. P. Tsvividis, “An Analytical Solution for a Class of Oscillators, and its Application to Filter Tuning” en IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 45, pp. 547-556, 1998.
- [PO93]** A. Poveda López, L. Martínez Salamero, L. García de Vicuña, F. Guinjoan Gispert, A.F. Sánchez García i F.J. Sánchez Robert, “Funcions Electròniques”, Edicions UPC, 1993.

- [RM07]** G.A. Ricón-Mora i H. P. Forghani-Zadeh, “A Programmable 210- μ V Offset Rail-to-Rail G_m -C Filter” en IEEE Transactions on Circuits Systems, vol. 54, nº 8, pp. 1636-1646, 2007.
- [SS03]** E. Sánchez-Sinencio, P. Kallam i A. I. Karsilayan, “An Enhanced Adaptive Q-Tuning Scheme for a 100 MHz Fully Simetric OTA-Based Bandpass Filter”, en IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, nº 4, pp. 585-593, 2003.
- [SS06]** E. Sánchez-Sinencio i W. Huang, “Robust Highly Linear High-Frequency CMOS OTA With IM3 Below 70 dB at 26 MHz” en IEEE Transactions on Circuits Systems, vol. 53, nº 7, pp. 1433-1447, 2006.
- [SS07]** E. Sánchez-Sinencio, F. Bahmani i T. Serrano-Gotarredona, “An Accurate Automatic Quality-Factor Tuning Scheme for Second-Order LC Filters” en IEEE Transactions on Circuits Systems, vol. 54, nº 4, pp. 745-756, 2007.
- [ST03]** U. Stehr, F. Henkel, L. Dallüge i P. Waldow, “A Fully Differential CMOS Integrated 4th Order Reconfigurable g_m -C Lowpass Filter For Mobile Communication” en Proceedings of the IEEE 10th International Conference on Electronics, Circuits, and Systems ICESCS'03, vol. 1, pp. 144-147, 2003.
- [SV93]** O. Svensson, “Tracking of Changes in Latency and Amplitude of the Evoked Potencial by Using Adaptive LMS Filters and Exponential Averages” en IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 40, nº 10, pp. 1074-1079, 1993.
- [TS86]** Y.P. Tsvividis, M. Banu i J. F. Khoury, “Continuous-Time MOSFET-C Filters in VLSI” en IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1986.
- [TS94]** Y.P. Tsvividis, “Integrated Continous-Time Filter Design. An Overview” en IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 29, nº 3, pp. 166-176, 1994.
- [TS00]** Y.P. Tsvividis i D. Li, “A Loss-Control Feedback Loop for VCO Indirect Tuning of RF Integrated Filters” en IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 47, nº 3, pp. 169-175, 2000.
- [TS02]** Y.P. Tsvividis i D. Li, “Design Techniques for Automatically Tuned Integrated Gigahertz-Rabge Active LC Filters” en IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, nº 8, pp. 967-977, 2002.
- [TS06]** Y.P. Tsvividis, S. Li i N. Stanic, “A VCF Loss-Control Tuning Loop for Q-Enhanced LC Filters” en IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 53, nº 9, pp. 906-910, 2006.
- [TO05]** C. Toumazou, O. Omeni i E. Rodríguez-Villegas, “A Micropower CmOS Continuous-Time Filter With *On-Chip* Automatic Tuning” en IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 52, nº 4, pp. 695-705, 2005.
- [VI96]** E. Vidal, A. Poveda i E. Alarcón, “A Complete OTA Frequency Model” en Proceedings of the IEEE Midwest Symposium of Circuits and Systems MWSCAS'96, vol. 1, pp. 455-458, 1996.
- [VO00]** Hans Voorman i Hugo Veenstra, “Tunable High-Frequency G_m -C Filters” en IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, vol. 35, nº 8, pp. 1097-1108, 2000.

[WE05] T. Wey, "A Circuit Technique to Improve Phase-Locked Loop Charge Pump Current Matching" en en Proceedings of the IEEE-NEWCAS Conference, 2005. The 3rd International, pp. 235-238, 2005.

[ZA06] R. Zanbaghi i M. Atarodi, "An Ultra Low Power Gm-C Complex Filter for Low-IF Wireless PAN Applications" en Proceedings of the IEEE Region 10 Conference TENCON'06, pp. 1-4.

