

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA

**DETECCIÓ D'ESTRUCTURES ESTÀTIQUES EN EL COS HUMÀ
USANT MÈTODES MULTIFREQÜÈNCIA EN
TOMOGRÀFIA D'IMPEDÀNCIA ELÈCTRICA**

Pere Joan Riu i Costa

Director: Ramon Pallàs i Areny

Tesi doctoral presentada a la
Universitat Politècnica de Catalunya
per a l'obtenció del grau de doctor

Barcelona, novembre de 1991

PRÒLEG

Un treball de recerca original és aquell que no ha fet mai ningú abans, que sorpren quan es fa públic, que obre nous camins, Cinc anys enrera, al iniciar la meva estada a la Universitat, m'ho vàren dir: *si vols fer la teva carrera professional a la Universitat, hauras de fer una tesi, i a més a més les classes* Era el director d'aquesta tesi, precisament, qui m'ho deia. La meva idea de tesi doctoral d'aquell moment i la d'aquest són molt iguals i molt diferents. La idea ha evolucionat amb el pas del temps. Quan vaig decidir finalment dirigir el meu treball cap a la tomografia d'impedància elèctrica, i en concret les tècniques multifreqüència, ja havia perdut part de la originalitat de la idea: no era meva. I com es pot fer un treball original de recerca si la idea no ho és d'original?, *és copiada*.

Ara, davant els més de dos-cents fulls escrits -no tots contenen idees originals- és bon moment per reflexionar com han anat surgin totes les petites aportacions que constitueixen, al final, un treball sistematitzat en una parcel·la de *ciència*. Algunes de les idees, fins i tot no s'han sistematitzat fins al moment de la seva redacció en forma de capítol o apartat.

Fins i tot moltes de les petites aportacions no són ni tant sols inèdites. Fa temps que s'han fet públiques. I això els dóna més valor. La por a compartir coneixements és sempre injustificada. L'arbre de la ciència és prou gran per què tothom hi tingui una branca, o una fulla.

A aquells que han realitzat mai un treball d'aquesta mena no els descobreixo res de nou. A aquells que l'estant fent, o l'han de començar, cal que els serveixi d'estímul, quan les nits d'hivern, davant l'estufa, pensen: *i això és una tesi?*.

Ara, mentre escric, penso que l'única cosa original de la tesi és que tinc dos teclats d'ordinador a les mans. I segur que algú ho ha provat abans.

Pere Riu

Barcelona, novembre de 1991

AGRAÏMENTS

Aquest treball, com tots els d'aquesta mena, no s'hauria realitzat sense l'ajut de persones i institucions. Els uns han donat suport econòmic i els altres suport científic, tècnic i moral, que és més important.

Aquest treball s'ha desenvolupat dins l'àmbit de la Divisió de Instrumentació i Biopenginyeria, del Departament d'Enginyeria Electrònica de la UPC. Per andevant agraeixò la seva col·laboració a tots han posat el seu gra de sorra per què aquest treball arribés al final, i en especial: al meu director de tesi, el Dr. Ramon Pallàs, per introduir-me en el tema i per saber convertir qualsevol mal resultat en un treball profitós, i per les nits d'insomni que segur que ha patit per la meua causa. Al Dr. Xavier Rosell, per la seva ajuda i crítica constant. A l'Albert, la Mireia, en Josep M. i el Ramon, que varen suportar estoicament la tortura de 16 elèctrodes connectats a un aparell que els mereixia poca confiança. A l'Alfonso, el mestre de laboratori, que contestava: *si m'agrada soldar!* quan li demanaves que canviés les 200 resistències de la maqueta que havia muntat el dia anterior. I a la Judit que s'ha llegit un plec de fulls, cercant dièresi i accents, sense entendre res del que hi deia.

A la Direcció General de Investigació Científica y Tècnica, per la financiació del projecte PB86-0261, dins el qual va començar el meu treball; i del projecte PB89-0505 dins el qual ha finalitzat.

A la Comissió Interdepartamental de Recerca i Innovació Tecnològica de la Generalitat de Catalunya per l'ajut a la realització del projecte "Tomografia d'impedàncies multifreqüència" i el ajuts per a assistir a congressos i realitzar intercanvis amb d'altres grups de recerca.

A la COMAC-BME (CEE), per la financiació de la Concerted Action on Impedance Tomography que m'ha permès el contacte amb el col·lectiu científic internacional enriquint els horitzons.

A la Laura

6.54 - Les meves proposicions són il·luminadores
quan aquell que m'enten les reconeix, al final,
com a insensates, quan ell, gràcies a elles - pujant-hi-,
s'ha enfilat més amunt d'elles.

(Per dir-ho així, ha de llençar l'escala després d'haver-s'hi enfilat.)

Ludwig Wittgenstein

ÍNDIX

| | |
|--|----|
| 1.- INTRODUCCIÓ | 2 |
| 1.1.- Imatges mèdiques. Tomografia | 2 |
| 1.2.- Tomografia d'impedància elèctrica | 4 |
| | |
| 2.- MÈTODES D'OBTENCIÓ D'IMATGES EN TOMOGRAFIA D'IMPEDÀNCIA ELÈCTRICA | 8 |
| 2.1.- MÈTODES ABSOLUTS | 8 |
| 2.2.- MÈTODES RELATIUS | 10 |
| 2.2.1.- Mètodes dinàmics | 10 |
| 2.3.- LIMITACIONS DELS MÈTODES ACTUALS | 13 |
| 2.4.- OBJECTIUS DE LA TESI | 15 |
| | |
| 3.- VARIACIÓ DE LA IMPEDÀNCIA DELS MATERIALS BIOLÒGICS AMB LA FREQUÈNCIA | 17 |
| 3.1.- MODELS DE LES CARACTERÍSTIQUES ELÈCTRIQUES DELS MATERIALS BIOLÒGICS | 18 |
| 3.1.1.- Definicions bàsiques | 18 |
| 3.1.2.- Model d'un teixit | 22 |
| 3.2.- RECURS DE MESURES D'IMPEDÀNCIA EN TEIXITS BIOLÒGICS | 28 |
| 3.2.1.- Els teixits líquids | 30 |
| 3.2.2.- El teixit muscular | 30 |
| 3.2.3.- Els materials tous | 33 |
| 3.2.4.- El teixit connectiu ossi | 35 |
| 3.2.5.- El teixit connectiu adipós | 36 |
| 3.2.6.- Altres materials biològics | 38 |

| | |
|--|-----|
| 3.3.- REGIONS DE VARIACIÓ DELS PARÀMETRES BÀSICS. | |
| DISPERSIONS | 40 |
| 3.3.1.- Teoria bàsica de relaxacions en dielèctrics | 41 |
| 3.3.2.- Modelització de les dispersions trobades en materials biològics | 49 |
| 3.4.- LA INTERFÍCIE ELÈCTRODE-PELL | 55 |
| 3.5.- DETECTABILITAT DE LES ESTRUCTURES BIOLÒGIQUES | 65 |
| 3.5.1.1.- Estudi de la variació relativa en dispersions del tipus de Debye | 73 |
| 3.5.1.2.- Estudi de la variació relativa en dispersions del tipus de Cole-Cole | 75 |
| 3.5.1.3.- Estudi de la variació relativa en teixits que es modelen per altres expressions. | 78 |
| 3.5.2.- Definició del marge freqüencial de mesura | 81 |
| 3.5.3.- Simulacions per ordinador. Mètodes d'elements finits. | 83 |
| RESUM DEL CAPÍTOL 3 | 88 |
| | |
| 4.- SISTEMA DE MESURA | 91 |
| 4.1.- REQUERIMENTS DEL SISTEMA | 92 |
| 4.1.1.- Fonaments de la mesura d'impedàncies elèctriques biològiques. | 92 |
| 4.1.2.- Exactitud <i>versus</i> estabilitat. | 95 |
| 4.1.2.1.- Errors en el corrent aplicat | 95 |
| 4.1.2.2.- Errors en la tensió mesurada | 98 |
| 4.1.3.- Resolució <i>versus</i> soroll | 99 |
| 4.2.- DISSENY DEL SISTEMA | 101 |
| 4.2.1.- Concepció global del sistema | 101 |
| 4.2.2.- Interfície amb el cos humà | 108 |
| 4.2.2.1.- Disseny dels buffers d'entrada | 109 |

| | |
|--|-----|
| 4.2.2.2.- Anàlisi dels errors en un canal de mesura | 114 |
| 4.2.3.- Processat analògic | 124 |
| 4.2.5.- Realimentació activa | 133 |
| 4.2.6.- Fonts d'errors sistemàtics i calibratge del sistema | 135 |
| 4.3.- CARACTERITZACIÓ DEL SISTEMA | 138 |
| RESUM DEL CAPÍTOL 4 | 153 |
| 5.- RECONSTRUCCIÓ DE LES IMATGES D'IMPEDÀNCIA ELÈCTRICA ... | 156 |
| 5.1.- Mètodes relatius de reconstrucció. | 157 |
| 5.1.1.- Retroprojecció no iterativa | 160 |
| 5.1.2.- Limitacions de la retroprojecció no iterativa | 163 |
| 5.2.- COMBINACIÓ DE MESURES A DIFERENTS FREQUÈNCIES ... | 165 |
| 5.2.1.- Significat de la retroprojecció. Retroprojecció vs. substracció d'imatges. | 165 |
| RESUM DEL CAPÍTOL 5 | 169 |
| 6.- RESULTATS EXPERIMENTALS | 172 |
| 6.1.- MESURES EN MAQUETES | 172 |
| 6.1.1.- Disseny i construcció d'una maqueta discreta | 173 |
| 6.1.2.- Disseny d'elements variables amb la freqüència. | 182 |
| 6.2.- RESULTATS EN EL COS HUMÀ | 188 |
| RESUM DEL CAPÍTOL 6 | 197 |
| 7.-CONCLUSIONS | 200 |

| | |
|---|-----|
| 7.1.- SOBRE LA VIABILITAT DEL MÈTODE MULTIFREQÜÈNCIA .. | 200 |
| 7.2.- POSSIBLES APLICACIONS MÈDIQUES I NO MÈDIQUES | 201 |
| 7.4.- DESENVOLUPAMENT FUTURS EN IMATGES MULTIFREQÜÈNCIA I EN TOMOGRAFIA DE IMPEDÀNCIA ELÈCTRICA | 203 |
| 8.- BIBLIOGRAFIA | 206 |
| 8.1.- REFERÈNCIES | 206 |
| 8.2.- BIBLIOGRAFIA CONSULTADA | 214 |
| ANEX - Publicacions pròpies sobre el tema de la tesi | 218 |

Capítol 1

INTRODUCCIÓ

1.- INTRODUCCIÓ

L'home és un animal visual. *Una imatge val més que mil paraules* diu un popular refrany. Fins i tot hi ha qui en dóna una demostració, per ratificar-ho (Carlson, 1980). Veure allò que no es pot veure ha estat un vell somni de l'ésser humà. Com volar. Però la ciència i la tècnica ho fan tot possible. Volar i veure l'invisible van arribar plegats, al voltant del canvi de segle.

La medecina, com la tomografia, són ciències superficials (de superfície). Amb les dades de l'exterior cal saber que succeeix a l'interior. En aquest aspecte la medecina serà sempre molt més difícil i complexa que la tomografia, malgrat aquesta necessiti potents computadors.

Pels metges, poder veure dintre del cos va donar resposta a molt problemes. En el fons, però, resulta decebedor pensar que la tècnica que permet mirar dintre, és també una tècnica que es limita a mirar *des de fora*. Com feia la medecina abans de les imatges *de dintre*, i encara fa.

1.1.- Imatges mèdiques. Tomografia

El 1895 K. Roentgen va descobrir els raigs X. L'aplicació dels raigs X a la medecina i altres disciplines ha estat usada a bastament. La possibilitat de mirar dintre dels objectes obria noves perspectives. Però no era suficient. Les radiografies clàssiques, que han estat emprades i ho continuaran estant tenen limitacions. No poden distingir en profunditat. La teoria bàsica de reconstrucció d'una imatge tenint les infinites projeccions (talls d'atenuació) des de tots el angles possibles és molt anterior a la tomografia (Radon, 1917). Si la tomografia no va sorgir abans va ésser per un problema tecnològic: és necessita una gran potència de càlcul per poder obtenir una imatge a partir d'un número finit de projeccions. Per fer això cal un computador.

En el moment present podem distingir tres mètodes bàsics, provats a bastament i que podríem anomenar clàssics, d'obtenir informació de l'interior del cos humà en forma d'imatges (Macovski, 1983):

- Mètodes que es basen en la mesura de l'atenuació provocada pel cos al aplicar un cert tipus d'energia. Entre aquests podem citar la ben coneguda Tomografia Axial Computeritzada, basada en els raigs X. La Tomografia de Microones, usant principis similars, però amb energia de més baixa freqüència. I, evidentment, les radiografies.
- Mètodes que es basen en la diferent reflexió d'energia per les diferents parts del cos humà. La tomografia d'ultrasons es basa en la reflexió d'energia acústica d'alta freqüència (ultrasons) en els òrgans, i parts d'aquests, del cos humà.
- Mètodes basats en la mesura de l'energia que prové de l'interior del cos humà, ja sigui natural o provocada. El més conegut és la mesura de raigs gamma produïda per certes parts del cos quan s'introdueix en el mateix algun tipus de fàrmac radioactiu. Imatges de la glàndula tiroïdes que acumula iode són ja una cosa freqüent.

Ultimament han surgit altres mètodes que són una mescla dels anteriors: la ressonància magnètica (nuclear) basada en la emissió o absorció selectiva d'energia a determinades freqüències pels nuclis de les cèl·lules quant se les sotmet a un camp magnètic estacionari i relativament gran. La tomografia d'emissió de positrons (PET) basada en l'emissió de positrons al efectuar-se diverses reaccions químiques a l'interior del cos, si aquestes zones s'exciten amb una determinada energia (Aquesta tècnica no està encara al nivell d'aplicació de les altres).

Totes aquestes tècniques tenen problemes i avantatges. La tomografia de raigs-X té una gran resolució espacial, limitada en principi només per la longitud d'ona de l'energia aplicada. Els raigs-X, però, són una radiació anomenada ionitzant (poden descomposar un àtom generant ions en el procés) i moltes veus han cridat contra la seva utilització per que pot provocar modificacions de la matèria i cancer si la matèria està viva.

Els ultrasons no provoquen, en principi, cap mena de dany en el cos, però la

resolució obtinguda amb ells és molt menor que amb raigs-X. A més a més, al ser una vibració mecànica, els efectes en estructures rígides no estan clars.

La ressonància magnètica semblava la solució definitiva (després d'amputar-se-li el qualificatiu de nuclear). la resolució és comparable als raigs-X i no sembla que tingui cap problema. Recents estudis afirmen que els pacients sotmesos a camps magnètics grans (4 T) tenen sensacions desagradables durant i després de l'exposició. El major nombre d'incidents deguts a aquesta tècnica (Fitzgerald, 1991) són deguts a l'efecte "projectil" causat per objectes metàl·lics deixats prop de la bobina que genera el camp magnètic al connectar aquesta per realitzar una mesura.

La tomografia d'emissió de positrons genera imatges de processos químics a l'interior del cos, i no d'objectes. Per aquest motiu pot ser una eina clau per recerca, però pot ser més difícil d'implantar com a eina de diagnòstic clínic.

Els raigs gamma no generen imatges de tomografia. A més a més cal introduir substàncies radioactives en el cos. La seva supervivència es mantindrà fins que el cost de les altres tècniques pugui erradicar la seva utilització.

Les últimes novetats en quant a imatges mèdiques són les imatges tridimensionals. Aquest tipus d'imatge és el recull dels avantatges de les radiografies clàssiques i la tomografia. El problema en aquest moment és la potencia de càlcul, i per tant el cost, associat al mètode, que el a inviable per l'ús quotidià. A més a més no està clar que la informació real que aporta sigui superior a la d'una tomografia o una radiografia, llevat de consideracions estètiques.

1.2.- Tomografia d'impedància elèctrica

La mesura de la impedància elèctrica (relació entre corrent i tensió en un material) en aplicacions sobre el cos humà és tant antiga l'invent d'aparells capaços de produir diferències de potencial apreciables i donar corrents també apreciables. L'intent d'aplicació

de l'electricitat al tractament és més antic encara que l'aplicació al diagnòstic. (Parlem d'energia elèctrica per aquell marge de freqüències en que el camp elèctric i el magnètic són independents a efectes pràctics).

Henderson i Webster, 1978 varen dissenyar el primer sistema que intentava realitzar imatges de impedància elèctrica, de forma anàloga a les radiografies de raigs-X. La imatge que s'obtenia era la de la impedància transversal total entre el punt d'injecció de corrent i el punt de succió, al igual que en les radiografies s'obté l'atenuació total soferta pel raig al travessar el cos. La principal diferència entre els dos mètodes és que el raigs-X travessen el cos en línia recta mentre que el corrent elèctric segueix un camí que depèn, entre altres coses de la distribució de impedància interna. El problema és no lineal.

El primer intent de aplicar tècniques de tomografia emprant corrents elèctrics es deu a Lytle i Dines, 1978, que varen obtenir una imatge de la resistivitat d'un objecte bidimensional mitjançant simulacions dels corrents i tensions mesurats al contorn. Per poder realitzar una reconstrucció amb tècniques de raigs-X, calia fixar les tensions a tots els elèctrodes i provocar així que les línies de corrent fossin rectes a l'interior de l'objecte. El problema continua éssent no lineal, perquè cal conèixer la distribució interna per saber a priori com cal fixar les condicions de contorn. Una variació d'aquest mètode ha estat proposada per Gisser *et al*, 1987 a partir dels treballs de Isaacson, 1986, i es coneix com a mètode adaptatiu: s'aplica un conjunt de condicions de contorn, es fa una mesura i es modifiquen les condicions de contorn. El procés s'itera fins obtenir línies de corrent paral·leles. Si bé el mètode sembla fàcil, el sistema capaç de realitzar-lo és complex.

El primer mètode d'obtenció de seccions transversals del cos usant tècniques de impedància elèctrica que ha donat resultats pràctics va ésser proposat per Barber *et al*, 1983. Les condicions de contorn s'aplicaven entre parells d'elèctrodes i l'imatge s'obtenia per un procés empíric, batejat amb el nom de *retroprojecció entre línies equipotencials*, per analogia al mètode emprat en tomografia de raigs-X fins l'establiment definitiu de la teoria de reconstrucció. El mètode està patentat pel grup de la Universitat de Sheffield que el va desenvolupar (Brown, Barber i Freeston), (U.K. patent application 2119520, 1983).

La tècnica d'obtenció d'imatges de impedància elèctrica és, doncs, molt recent. En el moment actual s'està en fase d'experimentació i és massa d'hora per parlar seriosament d'aplicacions clíniques sistemàtiques (Brown, 1991). El treball, sobretot en Europa, i en menor grau als Estat Units de Nord-Amèrica i al Japó, està en fase d'ebullició permanent. S'han sol·licitat i aconseguit dues accions concetades per desenvolupar les tècniques de tomografia d'impedància elèctria a Europa dins el programa COMAC-BME de la CEE, i s'està en fase de sol·licitud de la tercera.

**MÈTODES D'OBTENCIÓ
D'IMATGES EN TOMOGRAFIA
D'IMPEDÀNCIA ELÈCTRICA**

2.- MÈTODES D'OBTENCIÓ D'IMATGES EN TOMOGRAFIA D'IMPEDÀNCIA ELÈCTRICA

2.1.- MÈTODES ABSOLUTS

Hom està interessat, en principi, en l'obtenció de la (imatge de) distribució de conductivitat i permetivitat a la secció del cos humà que interressi. Per simplificar suposarem que el nostre objecte és una secció (és bidimensional). Al problema de trobar les tensions i corrents a qualsevol punt de l'objecte un cop fixades les condicions de contorn se'l coneix com a problema directe. Resoldre aquest problema implicarà trobar solucions a l'equació de Poisson, i en casos particulars a l'equació de Laplace, que és una simplificació de la primera.

Al fet de trobar la distribució de conductivitats i permetivitats que provoca un conjunt de corrents i tensions per unes condicions de contorn donades se'l coneix com a problema invers. Si només coneixem les tensions al contorn, llavors tindrem un problema invers de contorn, o simplement problema invers (Webster, 1990).

Llevat del mètode adaptatiu (o de corrents òptims, Isaacson, 1986) en que se suposa que les línies de corrent són rectes, el problema invers és un problema no lineal que caldrà resoldre de forma iterativa. Sigui quin sigui el mètode emprat per reduir l'error en cada iteració, la hipòtesi inicial és fonamental per que el mètode convergeixi (Yorkey, 1986). Aquesta hipòtesi inicial es basa en el coneixement *a priori* que puguem tenir de l'objecte que es mesura. En cada iteració se soluciona el problema directe, normalment amb mètodes d'elements finits, diferències finites, etc.). En simulacions d'ordinador, donat que l'objecte és conegut, és fàcil fer aquestes hipotesis. En mesures sobre el cos, on no es coneix ni la forma, ni la dimensió ni la posició dels punts de mesura, no és possible fer cap suposició (si es fa es corre el risc que el mètode no convergeixi). Fins i tot si el col·loca un anell rígid a l'entorn del cos (de forma similar al conjunt d'emissors i detectors en tomografia de raigs-X) els errors de posició poden ser grans (Barber *et al*, 1983).

El mètode adaptatiu és també un mètode iteratiu. El conjunt de condicions de contorn que cal fixar és conegut per objectes senzill, però no pel cos humà. Aquest mètode fa una suposició, aplica unes condicions de contorn i realitza una mesura. Amb un càlcul d'error es realitza una segona suposició i s'apliquen noves condicions de contorn, i així fins que les línies de corrent són rectes. Llavors el problema d'obtenció de la imatge ja és lineal. A diferència dels altres mètodes que fan iteracions del procés de reconstrucció a partir d'una única mesura, aquí es realitzen múltiples mesures i sembla que el problema de desconeixement de la forma, tamany, etc. no influeixi. La contrapartida d'aquest mètode és que es necessita un sistema de mesura capaç de imposar i variar les condicions de contorn, mentre que en els altres n'hi havia prou amb un computador i un sistema de mesura qualsevol (Amb prou resolució i exactitud).

Malgrat tot s'han presentat imatges estàtiques d'un fenomen dinàmic (cicle respiratori) a partir del mètode adaptatiu (Isaacson, 1990).

Quan en els mètodes de reconstrucció no es pot fer una hipotesi *a priori* prou bona, llavors es fa una mesura que substitueix, a la primera iteració, la solució del problema directe. Evidentment, la distribució de conductivitat que obtindrem serà relativa a aquesta primera mesura.

2.2.- MÈTODES RELATIUS

Per obtenir una imatge diferent de la uniforme, en qualsevol dels mètodes realitius (també es coneixen com a diferencials), serà imprescindible que hi hagi una variació de la distribució de conductivitat i permetivitat del cos que s'estudia. Un paràmetre que farà canviar aquesta distribució, en el cos humà, és el temps. Llavors tenim mètodes dinàmics. Si aconseguim que hi hagi una variació en funció d'un altre paràmetre, llavors tindrem mètodes d'un altre tipus.

2.2.1.- Mètodes dinàmics

Qualsevol dels mètodes iteratius es susceptible d'ésser convertit en un mètode dinàmic. El mètode que millors resultats ha donat des d'un punt de vista pràctic és el proposat per Barber *et al*, 1983. Aquest mètode es basa en l'aplicació de condicions de contorn en parells d'elèctrodes i la mesura de les tensions provocades al contorn. Així tenim tota la informació per caracteritzar l'objecte com a multiport passiu. El procés d'obtenció d'imatges, realitzat empíricament en un primer moment, fins la justificació teòrica (Santosa i Vogelius, 1988), es basa en assignar a cada transimpedància del multiport una regió física en l'objecte (Aquestes regions són àrees compreses entre línies equipotencials, calculades, en principi, per un objecte uniforme i circular). Llavors es genera la imatge sumant les contribucions a cada punt de cada transimpedància.

Si l'objecte a mesurar no és circular, llavors es realitza una primera mesura, anomenada referència i una segona mesura per obtenir una imatge. Els errors que hi pugui haver en la col·locació dels elèctrodes seran els mateixos en ambdues mesures i empíricament sembla que es compensaran.

El mètode s'ha anat depurant, sobre tot pel que fa a l'assignació de regions als elements de la matriu característica del multiport i a la correcció de l'error degut a que la forma no és circular quan es mesura en el cos humà. No és un mètode iteratiu (tot i que pot convertir-s'hi, Yorkey, 1986), i per tant es susceptible d'ésser aplicat amb recursos de

computació limitats.

Es pot reconvertir el mètode en absolut si la primera mesura es realitza en un objecte uniforme (en el cos humà no és possible). Prenent la referència en una maqueta salina uniforme, introduint-hi després el braç (per exemple) es poden obtenir imatges absolutes de la conductivitat del braç.

La majoria d'aplicacions, però, intenten obtenir processos realment canviants en el temps, com la ventilació pulmonar (Harris *et al*, 1987), la perfusió pulmonar (Rosell, 1989), la circulació sanguínea (Brown, 1991), el cicle cardíac (Eyuboglu *et al*, 1989). Hi ha moltes altres possibles aplicacions com el buidament d'estomac, els canvis de temperatura, les hemorràgies, etc (Webster, 1990).

Queda encara la necessitat de poder obtenir imatges de regions que no presentin cap mena de variació (o sigui molt lenta o de valors baixos). Com que en estructures estàtiques no hi ha variació de la impedància en el temps (per definició), caldrà provocar un canvi al variar algun altre paràmetre. El paràmetre més adient sembla la freqüència, ja que se sap de fa molt temps que la impedància dels teixits canvia al variar la freqüència.

2.2.1.- Mètodes multifreqüència

La primera referència a la possibilitat d'obtenir imatges a per mitja d'aplicar senyals de dues freqüències diferents la trobem el 1986 a la sol·licitud del projecte de recerca de la CICYT PB86 0261, el responsable del qual era el Dr. Ramon Pallàs.

Les primeres imatges, obtingudes per simulació d'ordinador, que corresponen a una estructura biològica on o hi ha canvis temporals es deuen a Griffiths, 1987. Aquestes imatges corresponen a una hipotètica secció del abdomen i a freqüències de 100 kHz i 150 kHz.

Els intents d'aconseguir imatges *in vivo* sobre el cos no han donat fruit. Potser l'únic resultat obtingut són unes imatges del braç, col·locat en una maqueta salina dissenyada

especialment per aquesta mesura (usant tècniques de tomografia de raigs-X per realitzar el motlle del braç) i es deuen a Griffiths, 1990.

La sistematització del mètode i l'estudi de les característiques diferencials del sistema de mesura respecte els sistemes dissenyats per l'obtenció d'imatges dinàmiques resta per fer i pot ser la clau per poder obtenir finalment imatges del cos humà.

2.3.- LIMITACIONS DELS MÈTODES ACTUALS

La limitació més important dels mètodes d'obtenció d'imatges de tomografia de impedància elèctrica, en aquest moments és la baixa resolució a les imatges. Aquesta limitació està imposada fonamentalment pel petit número d'elèctrodes que hom pot col·locar raonablement en el cos. Barber *et al*, 1983 usen 16 elèctrodes, i la resolució que obtenen, en mesures en el cos, és de l'ordre del 10% del diàmetre del mateix. Gisser *et al*, 1987 usen 32 elèctrodes i la resolució que esperen obtenir és una mica més gran. No hi ha hagut cap intent d'usar més de 32 elèctrodes, ni en mesures en maquetes.

Augmentar el número d'elèctrodes no fa que la resolució augmenti de forma proporcional. La principal limitació és el soroll (Seagar, 1987(b)). No cal esperar una qualitat d'imatge ni de bon troç semblant a la obtinguda en tomografia de Raigs-X, o en ressonància magnètica, ni tant sols en imatges d'ultrasons. Les imatges de tomografia de impedància elèctrica poden ser útils (això ho han de dir els usuaris finals) per caracteritzar de forma numèrica variacions degudes a processos fisiològics en regions grans, comparades amb el diàmetre, del cos.

Una altra limitació, quan les mesures es fan en un cos tridimensional i no en l'hipotètic cos pla, deguda a que les línies de corrent no són rectes, és la informació de regions que no estan en el pla dels elèctrodes de mesura però que afecten a aquesta (Guardo *et al*, 1991). Els efectes tridimensionals afecten també els mètodes adaptatius, perquè el que s'intenta optimitzar són les línies de corrent en el pla dels elèctrodes, però no fora d'aquest.

La limitació més obvia de la tomografia dinàmica és la impossibilitat d'obtenir informació estructural sense un procés fisiològic que provoqui variacions apreciables d'impedància.

La tomografia de impedància elèctrica multifreqüència que intenta resoldre la última limitació comparteix les mateixes altres limitacions que la tomografia dinàmica. Addicionalment, en aquest moment i en els resultats publicats, el gran soroll que apareix

a les imatges i fa molt difícil la interpretació de les mateixes, excepte si les condicions de mesura són molt controlades, la qual cosa mai és possible al mesurar en el cos.

2.4.- OBJECTIUS DE LA TESI

L'objectiu fonamental i primordial és demostrar teòricament i a la pràctica la possibilitat d'obtenir informació de l'estructura dels teixits i òrgans d'una secció del cos humà mitjançant mesures a dues o més freqüències i emprant les eines de reconstrucció desenvolupades per a la tomografia dinàmica.

En primer lloc cal conèixer quines regions de l'espectre freqüencial poden aportar informació d'estructures biològiques. Per determinar aquest extrem cal una recopilació i sistematització de les dades existents referents a variació de conductivitat i permetivitat en materials biològics i el processament d'aquesta informació de forma adient.

Cal també determinar com afectaran a les imatges les variacions que es puguin produir en determinades regions del cos, en funció del tamany, posició i magnitud de la variació, si es trobés que aquesta variació és diferent de la que se suposa en tomografia dinàmica.

Per a obtenir resultats de mesura cal dissenyar i construir un sistema capaç de realitzar-les. Al haver de treballar a més d'una freqüència, els estudis clàssics (dintre del tema) d'errors poden no ser aplicables, com demostra el fet que no s'hagin obtingut encara imatges multifreqüència d'una qualitat raonable.

Cadrà finalment dissenyar algun tipus d'element que permeti validar els resultats de mesura obtinguts amb el sistema construït, mitjançant la mesura d'un objecte amb paràmetres de variació freqüencial, forma, tamany i posició de les regions de variació prou controlats.

**VARIACIÓ DE LA IMPEDÀNCIA
DELS MATERIALS BIOLÒGICS
AMB LA FREQUÈNCIA**

3.- VARIACIÓ DE LA IMPEDÀNCIA DELS MATERIALS BIOLÒGICS AMB LA FREQUÈNCIA

La cèl·lula és la unitat fonamental de la matèria vivent. És alhora unitat anatòmica i fisiològica. Els primers intents de caracteritzar la cèl·lula des d'un punt de vista elèctric d'una forma senzilla són molt antics (expressions de Maxwell-Wagner-Fricke, Fricke 1925). Les cel·lules, però no es troben aïllades formant materials biològics macroscòpics, llevat de casos particulars com per exemple els ous de les aus.

El conjunt de cel·lules d'un organisme que tenen la mateixa funció i presenten la mateixa diferenciació morfològica es coneix com a teixit. Un teixit és una unitat fisiològica, però no anatòmica, és a dir, un teixit no té una forma determinada. D'una forma aproximada i simplista es poden caracteritzar elèctricament els teixits si es consideren com a suspensions homogènies de cel·lules immerses en un fluid iònic (Fricke 1925, Drago et al 1984).

Una agrupació de teixits formant una unitat estructural encarregada de l'acompliment d'una funció determinada és un òrgan. Com a element macroscòpic no té sentit parlar de les característiques elèctriques d'un òrgan, llevat que l'agrupació dels diferents teixits que el formen tingui una estructura homogènia. En aquest cas podrem considerar, des d'un punt de vista elèctric, aquest òrgan com un teixit. És per aquest motiu que la majoria d'autors empenen el terme impedància dels teixits biològics independentment que s'estiguin referint a teixits o a òrgans.

3.1.- MODELS DE LES CARACTERÍSTIQUES ELÈCTRIQUES DELS TEIXITS BIOLÒGICS

3.1.1.- Definicions bàsiques

Les Equacions de Maxwell descriuen el comportament elèctric de la materia macroscòpica, sigui biològica o no. Si suposem excitacions elèctriques variants en el temps, i assumim que aquesta variació té un règim permanent sinusoidal, les Equacions de Maxwell prenen la següent forma:

$$\nabla \times H = J + j\omega D \quad [1]$$

$$\nabla \times E = -j\omega B \quad [2]$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad [3]$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad [4]$$

on:

H = Intensitat de camp magnètic

E = Intensitat de camp elèctric

B = Inducció magnètica

D = Inducció elèctrica

ρ = Densitat de càrrega

J = Densitat de corrent

A aquestes equacions cal afegir-hi les relacions que fan referència al medi on ens trobem. Aquestes relacions, conegudes com a relacions fonamentals són:

$$D = \epsilon E \quad [5]$$

$$B = \mu H \quad [6]$$

$$J = \sigma E \quad [7]$$

Les relacions fonamentals, expressades d'aquesta manera, són vàlides per a regions homogènies (ϵ , σ i μ són constants a tota la regió), isòtropes (ϵ , σ i μ són escalars, el que vol dir que D i E tenen la mateixa direcció) i lliures de generadors independents.

En general els materials biològics no compliran cap de les tres premisses. La inhomogeneïtat microscòpica ens obligarà a definir paràmetres equivalents macroscòpics. La inhomogeneïtat macroscòpica provocarà que haguem de resoldre el problema a cada una de les regions per separat. La anisotropia que presenten alguns teixits, com el teixit muscular allargat, farà que haguem de fer suposicions sobre la direcció del corrent aplicat tot assumint que la anisotropia es dona només en dues direccions (transversal, longitudinal). Pel que fa als generadors interns, haurem de treballar a freqüències diferents de les pròpies d'aquests generadors (ECG, EMG, ...), per poder-ne separar els efectes.

A partir d'aquestes equacions podem definir el potencial elèctric ϕ i el potencial vector magnètic A, de forma que:

$$B = \nabla \times A \quad [8]$$

$$E = -\nabla \phi - j\omega A \quad [9]$$

Les solucions generals per aquests potencials són:

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int \frac{J e^{-jkr}}{r} dv \quad [10]$$

$$\phi = \frac{1}{4\pi\sigma(1 + \frac{j\omega\epsilon}{\sigma})} \int \frac{\rho e^{-jKr}}{r} dv \quad [11]$$

on K és la constant de propagació:

$$K^2 = -j\omega\mu\sigma(1 + \frac{j\omega\epsilon}{\sigma}) \quad [12]$$

En estàtica ($\omega=0$) hi ha total independència entre el camp magnètic i l'elèctric, i les expressions per als potencials elèctric i magnètic són:

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int \frac{J}{r} dv \quad [13]$$

$$\phi = \frac{1}{4\pi\sigma} \int \frac{\rho}{r} dv \quad [14]$$

En aquest cas definim la impedància interna del medi com la relació entre el camp elèctric aplicat i la densitat de corrent circulant, essent:

$$Z_i = \frac{E}{J} = \frac{1}{\sigma} \quad [15]$$

Parlarem de aproximació quasi-estàtica si les expressions generals dels potencials es poden reduir a les expressions per $\omega=0$. Per poder fer això caldrà aproximar els termes exponencials d'aquestes equacions, que són els que porten la informació de propagació, per la unitat. Desenvolupant en sèrie de Taylor l'exponencial queda la condició:

$$e^{-jKr} \approx 1 \quad \Leftrightarrow \quad |Kr| = 2\frac{r}{\lambda} < 1 \quad [16]$$

on λ és la longitud d'ona.

D'aquesta manera, la impedància interna serà:
a partir d'aquesta expressió podem definir una conductivitat complexa i una permitivitat

$$Z_i = \frac{1}{\sigma + j\omega\epsilon} \quad [17]$$

complexa que compleixin les condicions $J^* = \sigma^*E$ i $j\omega D^* = j\omega\epsilon^*E$ amb $J^* = j\omega D^*$. Això equival a dir que els corrents complexos d'arrossegament quan suposem que el medi és un conductor imperfecte són iguals als corrents de desplaçament quan suposem que el medi és un dielèctric imperfecte. Les expressions per aquests paràmetres són:

$$\sigma^* = \sigma + j\omega\epsilon \quad ; \quad \epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' - \epsilon - j\frac{\sigma}{\omega} \quad [18]$$

i la relació entre ambdues:

$$\sigma^* = j\omega\epsilon^* \quad [19]$$

Usualment, al parlar de la constant dielèctrica d'un material s'acostuma a donar com la relació entre aquesta i la permitivitat del buit, anomenada permitivitat relativa, éssent $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$. La part real i la imaginària de la conductivitat complexa (o permitivitat complexa) estan relacionades, quan fan referència a un material passiu, isòtrop i sense generadors, al igual que les parts reals i imaginàries de la impedància de circuits passius de paràmetres concentrats (Balabanian *et al*, 1972). Això vol dir que si es coneix l'evolució en freqüència d'una de les dues parts, també es pot coneixer l'altra. Aquest principi és de difícil aplicació a la pràctica, perquè normalment coneixerem els valors en només alguns punts discrets i en un marge reduït de freqüències.

La condició $|Kr| \ll 1$ es pot interpretar com: la longitud d'ona del senyal que es fa servir ha d'ésser molt més gran que les dimensions de l'objecte i el sistema de mesura. Cal adonar-se, però, que la longitud d'ona no és la mateixa que al buit, sinó que depèn de la conductivitat i permitivitat de l'objecte. Al parlar de valors mesurats en materials biològics caldrà comprovar si la hipotesis de condició quasi-estàtica es compleix, per les freqüències a les que volguem treballar.

3.1.2.- Model d'un teixit

Modelar un teixit, en aquest treball, vol dir arribar a l'expressió de la seva permitivitat o conductivitat complexes en funció de la freqüència. Amb les definicions dels començament del capítol, veiem que el que hem de modelar és un conjunt de cel·lules, de dimensions i formes arbitràries, però més o menys iguals, immerses en un fluid que pot contenir altres elements com proteïnes i que generalment tindrà una certa concentració iònica. La cèl·lula, al no ser homogènia, caldrà també modelar-la i trobar-ne els paràmetres elèctrics equivalents.

Un model simple, en el que se suposen les cèl·lules iguals, de forma esfèrica, i amb una estructura interna formada per capes concèntriques el proporcionen Drago *et al*, 1984. Se suposa el teixit com una suspensió de cèl·lules dins una solució electrolítica que conté proteïnes hidratades. Aquesta solució vindrà caracteritzada per la solució equivalent de ClNa, la qual cosa permet calcular la permitivitat complexa en funció de la freqüència.

Se suposa que està formada per vuit capes concèntriques, de forma esfèrica, com es veu a la Figura 1 . La membrana externa està envoltada per una doble capa iònica i una capa d'aigua.

La permitivitat complexa equivalent es pot calcular de forma recursiva usant la següent expressió:

$$\epsilon_i = \frac{\epsilon_j \epsilon_{i-1} (1 + 2V_i)}{\epsilon_{i-1} (1 - V_i) + \epsilon_j (2 + V_i)} \quad [20]$$

- on:
- ϵ_i - permitivitat equivalent de l'estructura
 - ϵ_{i-1} - permitivitat equivalent de l'estructura sota la capa immediatament inferior
 - ϵ_j - permitivitat de la capa més externa
 - V_i - relació de volums de les capes externa i interna

que equival formalment a l'expressió aproximada de Maxwell-Wagner-Fricke (Fricke, 1925).

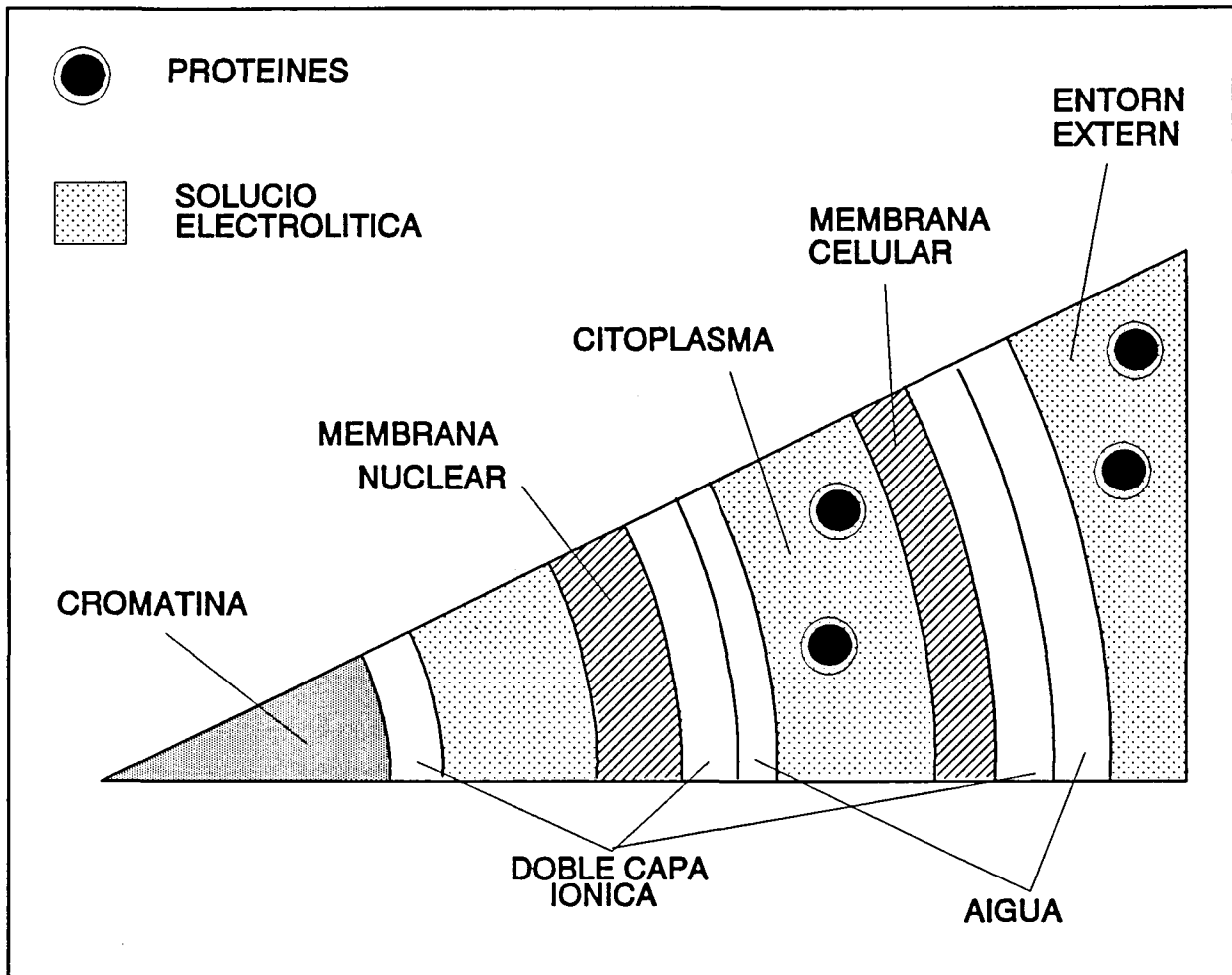


FIGURA 1 - Tall de la secció de cel.lula usada en el model de teixit. Drago et al, 1984

Les proteïnes que es troben a la sol·lució electrolítica externa a la cèl·lula se suposen esfèriques, amb una permitivitat que segueix una llei de Debye donada per:

$$\epsilon^* = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad [21]$$

amb $\epsilon_\infty = 2$, $\epsilon_s = 385$ i $f_0 = 400$ kHz. La capa d'aigua que envolta les proteïnes se suposa que segueix també una llei de Debye amb $\epsilon_\infty = 80$, $\epsilon_s = 5$ i $f_0 = 400$ MHz. La concentració equivalent de ClNa de l'electròlit és 0.1 Normal.

La capa d'aigua que envolta la membrana externa s'ha suposat igual a la que envolta

les proteïnes. La doble capa iònica es caracteritza per una freqüència de relaxació de 100 Hz (Schwan, 1959) i s'ha modelat segons les expressions de Schwarz, 1962

$$\epsilon^* - \epsilon_b + \frac{1}{1+j\omega\tau} \frac{e_0^2 \delta_0 a}{e_0 kT} \quad [22]$$

on $\delta_0 = 7 \cdot 10^{17} \text{ m}^{-2}$ és la densitat superficial de càrrega iònica, a és el radi de la cèl·lula, e_0 és el gruix de la doble capa, ϵ_b és la permitivitat de la cèl·lula, k és la constant de Boltzman i T la temperatura en Kelvin. La freqüència de relaxació ve donada per:

$$\tau = \frac{1}{\omega} = \frac{e_0 a^2}{2ukT} \quad [23]$$

on u és la movilitat superficial dels ions.

La membrana cel·lular s'ha caracteritzat segons un model de Blank i Britten (Blank, 1986) amb les simplificacions adients, resultant el circuit equivalent de la Figura 2.

El citoplasma s'ha modelat com una suspensió de proteïnes en un medi iònic, de manera semblant a l'entorn extern de la cèl·lula, amb $\epsilon_\infty = 2$, $\epsilon_s = 390$ i $f_0 = 2 \text{ MHz}$.

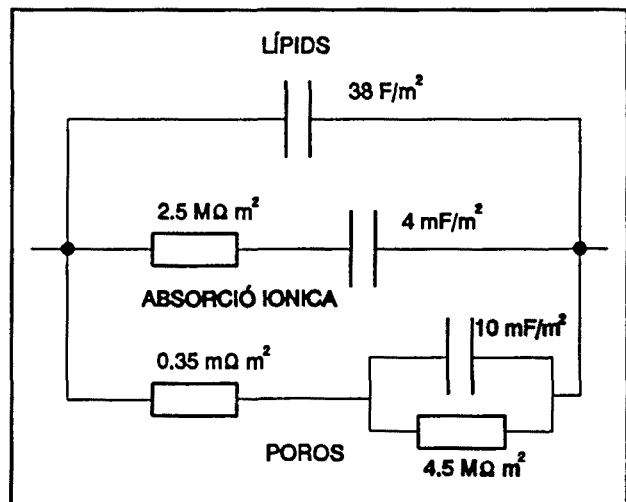


FIGURA 2 - Circuit elèctric equivalent de la membrana cel·lular. Drago et al, 1984

La membrana nuclear es considera envoltada per una doble capa iònica i una capa d'aigua, igual que la membrana cel·lular i amb els mateixos valors. La membrana s'ha simulat amb el circuit de la Figura 3 que resulta de considerar-la formada que dues dobles capes de lípids, separades per una "cisterna" i atravesades per porus.

El karioplasma es modela com una solució electrolítica amb concentració normal $N=0.049$, que envolta una doble capa iònica amb una freqüència de relaxació de 159 Hz

i finalment la cromatina, que es modela amb una llei de Debye, amb $\epsilon_{\infty} = 2$, $\epsilon_s = 200$ i $f_0 = 1.6$ MHz.

Per modelar el teixit s'ha suposat que aquest està format per una concentració del cèl·lules del 15% en el medi extern descrit anteriorment.

El model permet calcular diversos paràmetres referents a parts internes de la cèl·lula, però pel present estudi només interessa el comportament de la funció de transferència en camp llunyà de la suspensió global. El resultat és difícil d'expressar i interpretar de forma analítica, i per tant es proporciona només una gràfica de l'evolució dels paràmetres σ i ϵ amb la freqüència, que es pot veure a la Figura 4. Els resultats concorden amb les mesures fetes sobre diversos tipus de materials biològics.

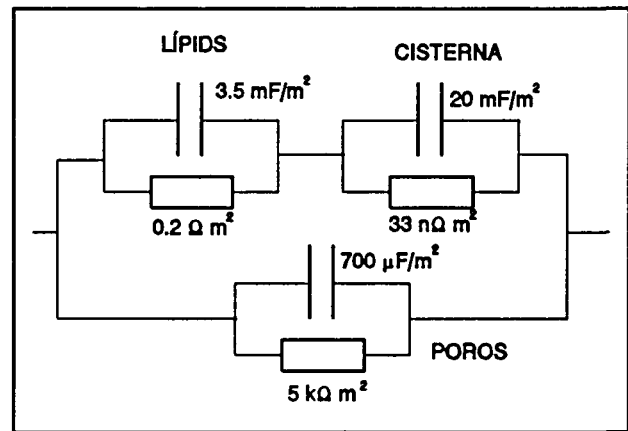


FIGURA 3 - Circuit elèctric equivalent de la membrana nuclear. Drago et al, 1984

La permitivitat presenta una gran variació amb la freqüència, mentre que la conductivitat es manté més constant, llevat d'altres freqüències. Es pot veure també que els canvis de conductivitat i permitivitat van lligats. La permitivitat presenta un comportament de zones planes amb zones de variació. Aquestes zones de variació s'anomenen dispersions i en trobem 3 de majors, anomenades α , β , i γ i una de menor, anomenada δ .

La dispersió α està associada a la relaxació de la doble capa iònica que envolta membrana cel·lular i a la conducció iònica superficial de la membrana (Pethig, 1987). En el model emprat s'ha suposat una freqüència de relaxació de 100 Hz deguda als efectes de doble capa iònica.

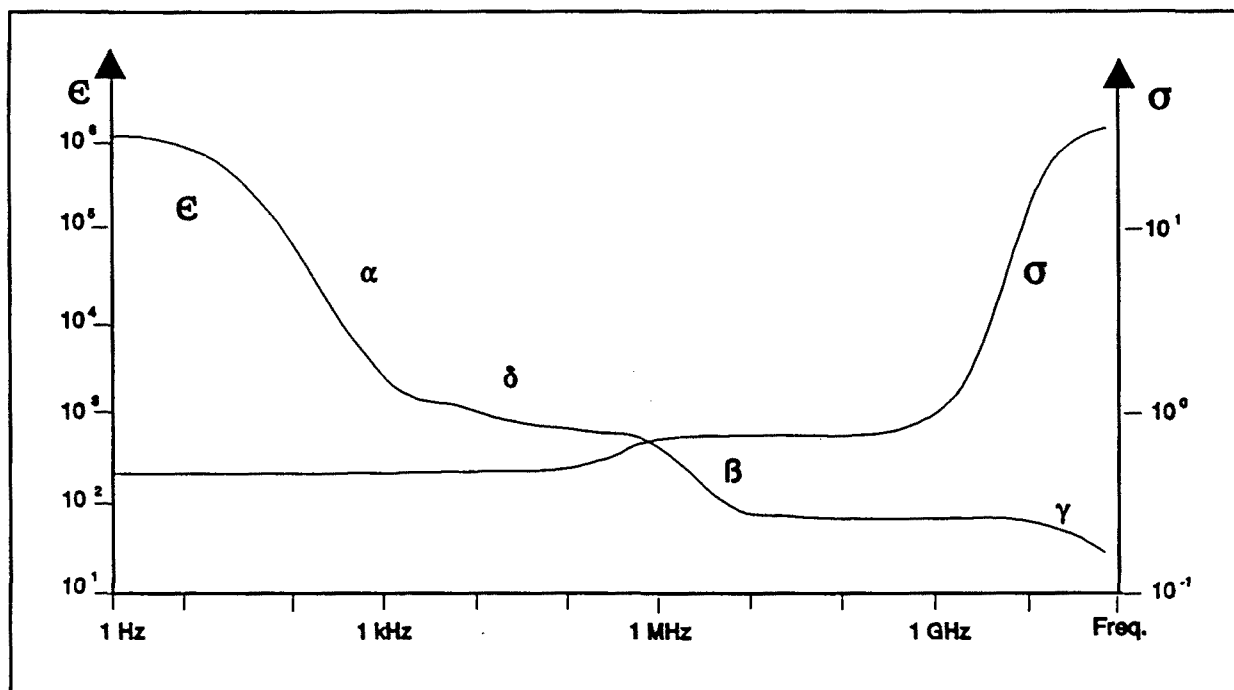


FIGURA 4 - Variació en freqüència dels paràmetres σ i ϵ segons el model de Drago et al, 1984.

El "grup dispersiu" β , anomenat així perquè recull les contribucions de, com a mínim, dos mecanismes de relaxació (Pethig, 1987), es divideix en la dispersió β pròpiament dita i la dispersió δ . L'ordre relatiu en que apareixen en l'eix freqüencial pot variar de teixit en teixit (Schwan, 1985). La dispersió β es deguda al curt-circuit de la membrana cel·lular, per efecte de la capacitat dels lípids, que es veu a la Figura 2. La dispersió δ està provocada, com a major contribució, per la relaxació de les proteïnes i altres macromolècules presents al medi iònic que envolta la cèl·lula i en el citoplasma. Aquestes proteïnes, en el model presentat s'havien modelat amb freqüències de relaxació de 400 kHz i 2 MHz respectivament.

La dispersió γ es deu sempre a la relaxació de les molècules lliures d'aigua presents en el teixit, i es presenta a les mateixes freqüències que l'aigua que es troba fora dels materials biològics (Schwan, 1985).

Es pot fer una distinció més precisa entre les dispersions, catalogant-les en funció del mecanisme concret que les provoca, més que no atenent a la forma de variació freqüencial de ϵ , ja que en la majoria de teixits, algunes d'elles es presentaran a freqüències semblants

i la seva contribució individual queda emmascarada (Schwan, 1989). Classificades d'aquesta manera, quedarien:

- α_1 : Circulació superficial de ions a les membranes cel·lulars
- α_2 : Relaxació de la doble capa iònica a la membrana cel·lular
- β : Curt-circuit de la membrana cel·lular
- β_1 : Relaxació de proteïnes del medi extern
- β_2 : Relaxació de les proteïnes del citoplasma
- δ : Relaxació de l'aigua lligada a les proteïnes del medi extern
- γ : Relaxació de les molècules d'aigua lliures del medi extern

3.2.- RECURS DE MESURES D'IMPEDÀNCIA EN TEIXITS BIOLÒGICS

La principal diferència entre fer mesures de impedància en un material biològic o en un de no biològic és que el primer, en el seu estat normal, està viu. Per fer mesures de la impedància, per exemple, del fetge, caldria, en principi, aïllar-lo del seu entorn, col·locar-li uns elèctrodes i aplicar un corrent elèctric. Tot això, és clar, mantenint vives les cèl·lules que el componen.

Això presenta problemes tècnics (tant elèctrics com mèdics), però fonamentalment presenta problemes ètics, per raons evidents.

Com a sol·lució alternativa, es pot pensar en fer-ho en animals i suposar que els resultats seran aplicables al cas d'un ésser humà. Els problemes tècnics són similars, però els ètics, en l'entorn social actual, són menors. Cal tenir en compte, però, l'Acta de Helsinki sobre experimentació amb animals.

Utilitzar teixits morts (ja siguin humans o d'animals) és una tercera alternativa. Els problemes tècnics són més petits i els ètics dependran de com s'hagi obtingut el teixit. Les cèl·lules mortes, però, no tenen les mateixes característiques, ni elèctriques ni de cap altra mena, que les vives. És raonable suposar que les característiques elèctriques dels teixits experimenten un canvi molt gran i molt ràpid quan són separats del seu estat natural (Singh *et al*, 1979). El metabolisme de les cèl·lules decreix molt ràpidament després de la extracció, però la dispersió β es manté fins que el metabolisme ha cessat completament, quan la membrana cel·lular es destrueix per efectes tèrmics i químics (Foster i Schwan, 1989). Els canvis apreciats en un interval de temps petit després de l'extracció, però, són d'ordres de magnitud semblants als observats per teixits *in vivo* durant els mateixos intervals de temps.

La majoria de resultats que es troben a la bibliografia referents a mesures de impedància en teixits biològics aïllats s'han fet utilitzant mostres *in vitro* de teixits d'animals, dins d'un període de temps curt després de la seva extracció, o bé s'han conservat les mostres a baixa temperatura per prevenir la necrosi cel·lular.

D'altra banda, el nombre de mesures de que es disposa és molt reduït, ja que la majoria de treballs fan referència a mesures d'altres, o bé els mateixos autors utilitzen les mateixes mesures en diverses publicacions, i la informació nova que aporten és molt poca.

No entra dins dels objectius del present treball realitzar mesures d'aquest tipus, sinó que es pretenen utilitzar els resultats disponibles per tenir un coneixement a priori de quins són els valors i les variacions que és raonable esperar al fer mesures sobre el cos humà, així com per determinar les característiques del sistema de mesura a construir.

És d'esperar que les característiques elèctriques dels diferents teixits siguin diferents, perquè la seva estructura i composició ho són, i, com s'ha vist en el model de la cèl·lula, el comportament elèctric en depèn fortament. Per racionalitzar el recull de característiques s'ha fet una classificació dels materials biològics atenent a la similitud del comportament freqüencial dels seus paràmetres elèctrics bàsics (Foster i Schwan, 1989):

- teixits líquids
- teixit muscular
- materials tous
- teixit connectiu ossi
- teixit connectiu adipós
- altres materials biològics

Es deixa per un apartat posterior l'estudi del comportament de la pell, pels condicionants específics que té sobre la mesura.

En els apartats següents es presenten de forma gràfica les dades disponibles sobre cadascun dels teixits. Per cada gràfic s'ha traçat una corba hipotètica que uneix les dades, representades per punts. La corba s'ha dibuixat només per ajudar a veure el comportament d'una forma visual, i l'anàlisi formal de les dades es deixa per a un apartat posterior.

A més a més de la freqüència, les característiques elèctriques dels teixits poden variar, *in vivo*, per molts motius, i per tant no és estrany que hi hagi una certa dispersió en les dades mesurades per diferents autors o pel mateix autor en moments diferents o sobre

teixits diferents, del mateix tipus. Rarament es fa referència a la precisió dels instruments de mesura utilitzats i per tant es desconeix la incertesa inherent als resultats.

La temperatura és un dels factors que pot fer variar els paràmetres bàsics de qualsevol teixit. La variació pot ser de fins un 1%/°C. Això vol dir que per mesures *in vivo* dependrà de la temperatura corporal i per a mesures *in vitro* dependrà de la temperatura a la que es faci la mesura. Altres factors, que poden incidir més sobre teixits en particular, seran comentats en cada sots-apartat.

3.2.1.- Els teixits líquids

Hi ha dos teixits líquids en el cos humà: la sang i la limfa. Sobre les propietats elèctriques del segon no hi ha dades bibliogràfiques, potser per la manca d'interès mèdic.

La sang va ésser un dels primers teixits sobre el qual es van fer mesures de impedància elèctrica. El seu comportament es pot modelar bastant bé amb les expressions de Maxwell-Wagner-Fricke, llevat que les concentracions de glòbuls vermells siguin altes (> 60%).

La sang presenta dispersions β , γ i δ , però curiosament no presenta dispersió α . La dispersió β , per una concentració de glòbuls vermells del 40% es troba a uns 3 MHz. A la Figura 5 es pot veure el recull de les dades disponibles sobre la permitivitat (relativa) i conductivitat de la sang, al variar la freqüència.

3.2.2.- El teixit muscular

Segons Jacobson, 1975 es poden distingir tres tipus de teixit muscular: Els músculs aplanats, que no es poden controlar voluntàriament, ex. les parets de l'estómac. Els músculs estriats, que es poden controlar voluntàriament, ex. els músculs motors de braços i cames. El múscul cardíac, que es similar estructuralment als músculs estriats, però que no es pot

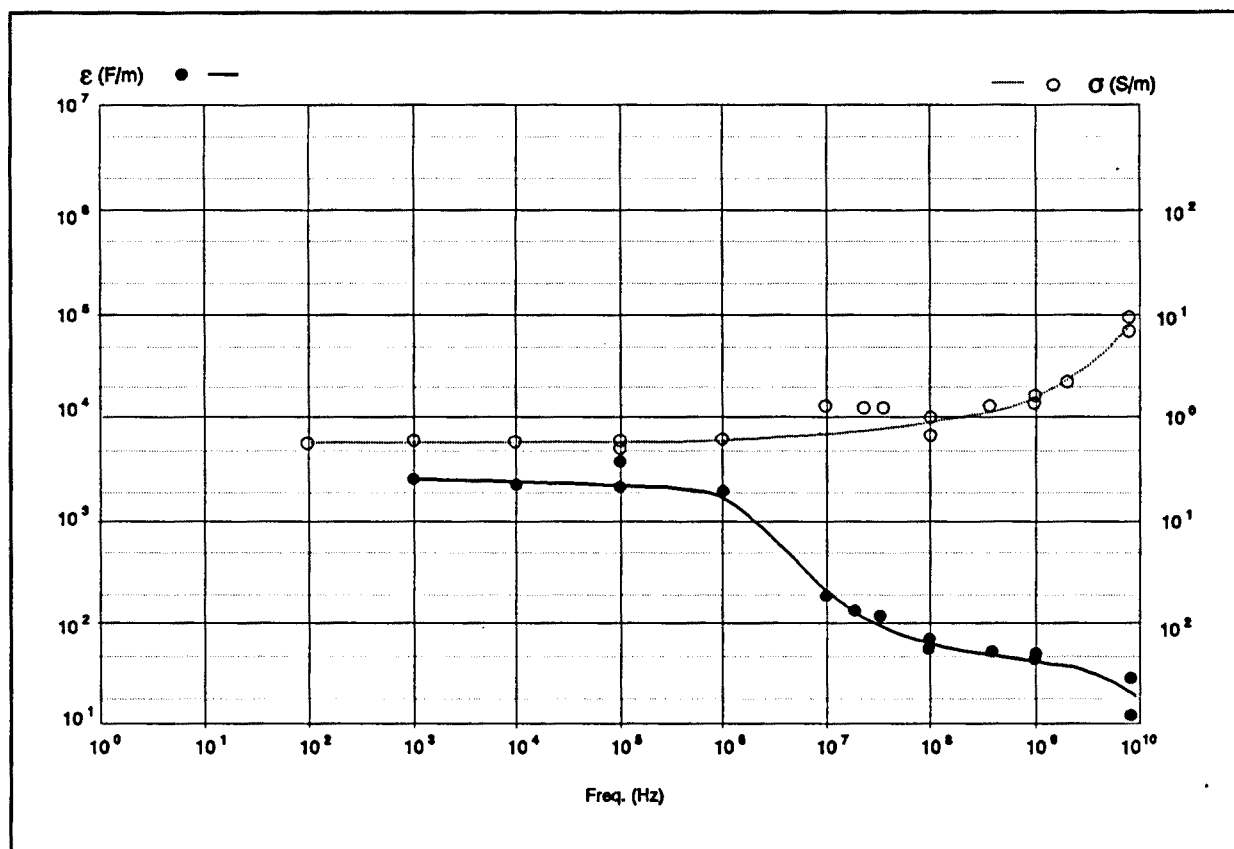


FIGURA 5 - Variació en freqüència dels paràmetres de la sang, per una concentració de glòbuls vermells d'un 40%. Foster i Schwan, 1989; Geddes i Baker, 1964

controlar voluntàriament.

Les dades publicades fan referència generalment a músculs estriats, i també es pot trobar alguna dada de la impedància del cor com a òrgan, és a dir la impedància total del múscul més la sang continguda a dins.

La característica més diferencial del múscul estriat respecte als altres teixits és la anisotropia. Al estar format per fibres allargades posades paral·lelament les unes a les altres, podem definir, com a mínim, dues direccions de mesura: longitudinal i transversal. En aplicacions de tomografia normalment farem mesures transversals (seccions de braços o cames), però en alguna mesura (coll) podem trobar músculs en ambdues direccions.

Segons Rush *et al*, 1963 es pot esperar una variació en un factor d'entre 7 i 15 en la conductivitat i la permitivitat del teixit muscular depenent del múscul en concret i de la seva

procedència, a baixes freqüències. Aquest fet dificulta la mesura de les propietats, sobretot si s'empra un sistema de mesura a 4 fils.

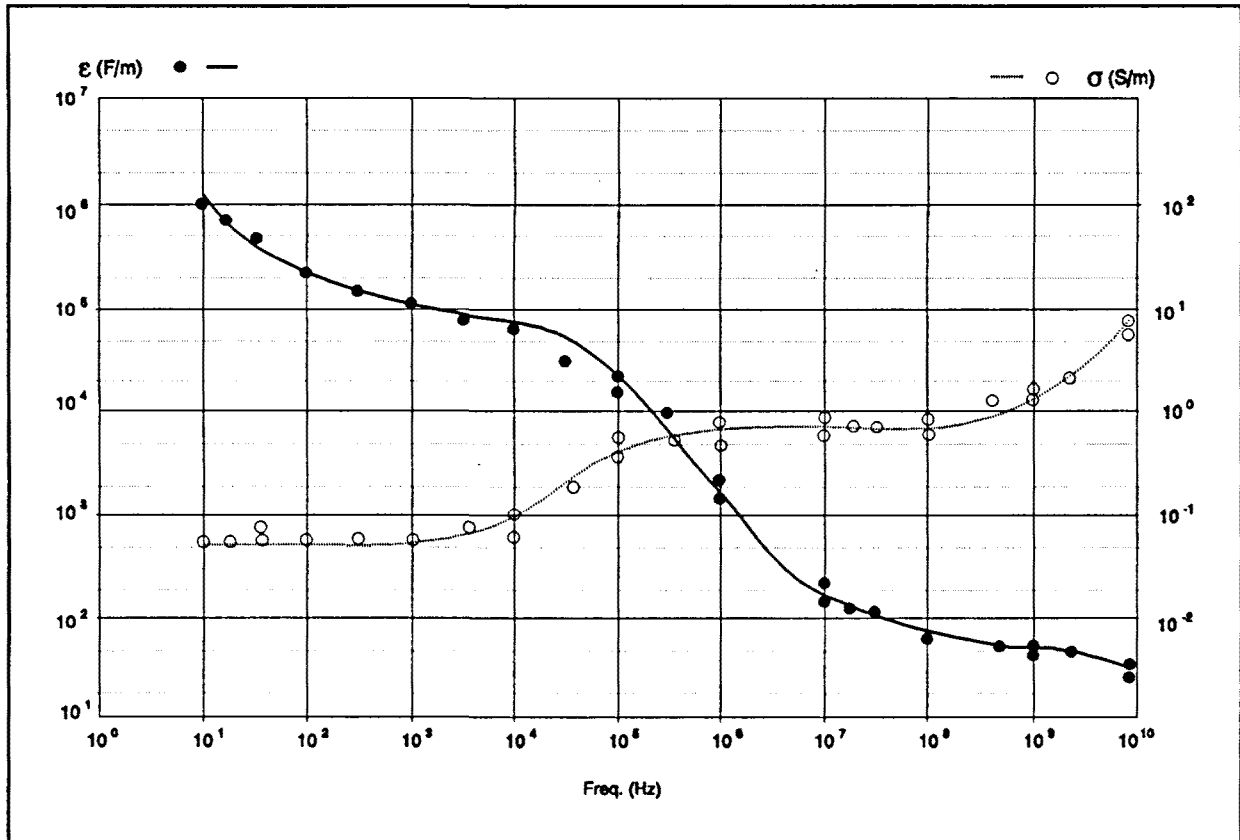


FIGURA 6- Variació en freqüència dels paràmetres del teixit muscular mesurat transversalment. Foster i Schwan, 1989, Pethig 1984.

A la Figura 6 es pot veure el recull de dades corresponents als paràmetres de músculs estriats quan es mesuren transversalment, i a la Figura 7 quan es mesura longitudinalment. En les dues situacions es pot veure una dispersió α molt gran, més pronunciada pel cas longitudinal. La teoria més acceptada per explicar aquest fet (Foster *et al*, 1989) és la de Fatt i Falk que ho atribueixen a la polarització del sistema sacrotubular. Aquest sistema és una membrana que penetra a l'interior de les fibres musculars i interconnecta l'exterior de les cèl·lules. De fet, però, també hi ha contribució de la polarització de la doble capa iònica de la membrana cel·lular, i és difícil separar-ne els efectes.

La dispersió β apareix al voltant de 250 kHz per múscul mesurat transversalment, i

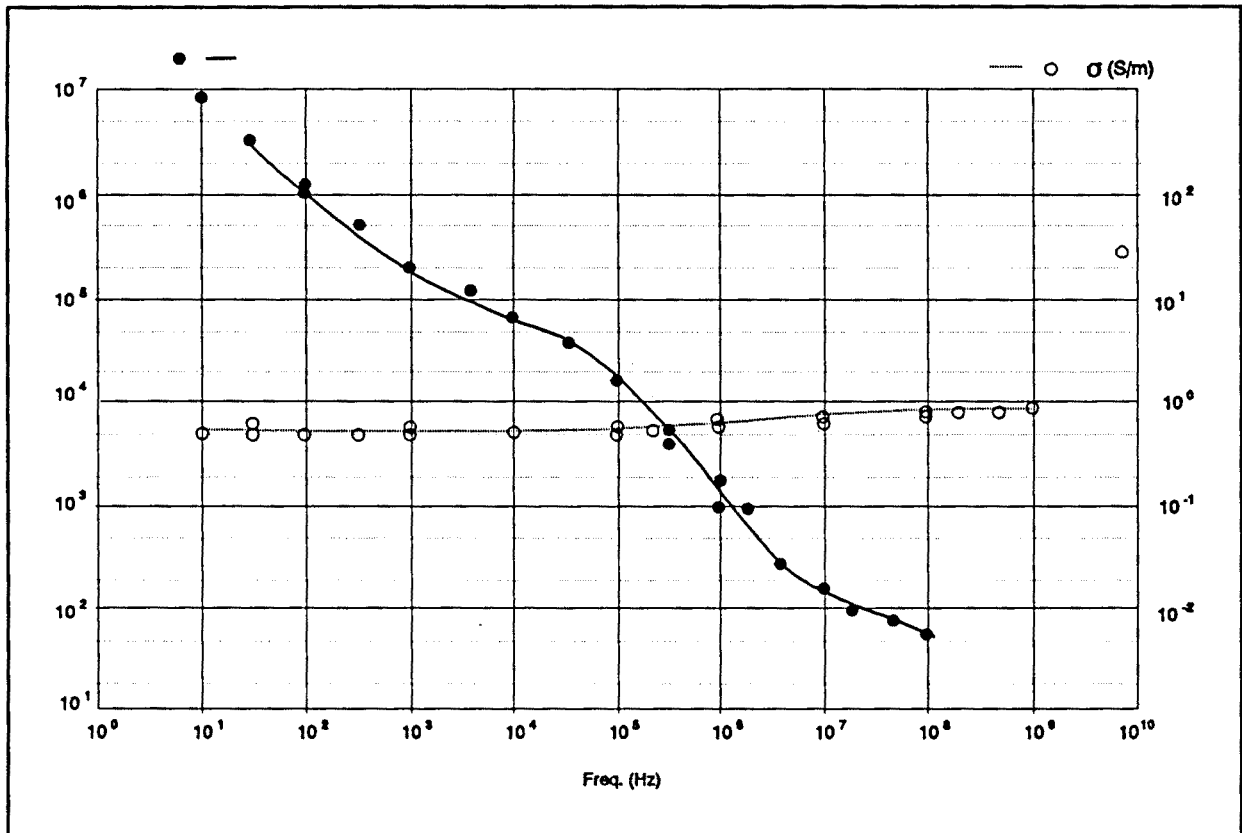


FIGURA 7 - Variació en la freqüència dels paràmetres del teixit muscular mesurats longitudinalment. Stoy, 1982, Pethig, 1984, Foster i Schwan, 1989.

és poc apreciable en múscul mesurat longitudinalment, sobretot en la conductivitat. A més altes freqüències trobem les altres dispersions, però normalment se solapen en freqüència, i és difícil reconèixer-les. Depenent del tipus de múscul se'n poden veure unes o les altres. En el múscul mesurat longitudinalment no s'arriba a observar cap altre dispersió a freqüència més alta que la β , degut a la manca de dades.

3.2.3.- Els materials tous

Dins d'aquest apartat s'inclouen teixits i òrgans de consistència tova i amb alt contingut d'aigua (fetge, ronyó, melsa, pàncrees, etc.), ja que presenten característiques semblants, com s'observa a la Figura 8.

No es disposa de dades a baixa freqüència, excepte pel fetge que presenta una

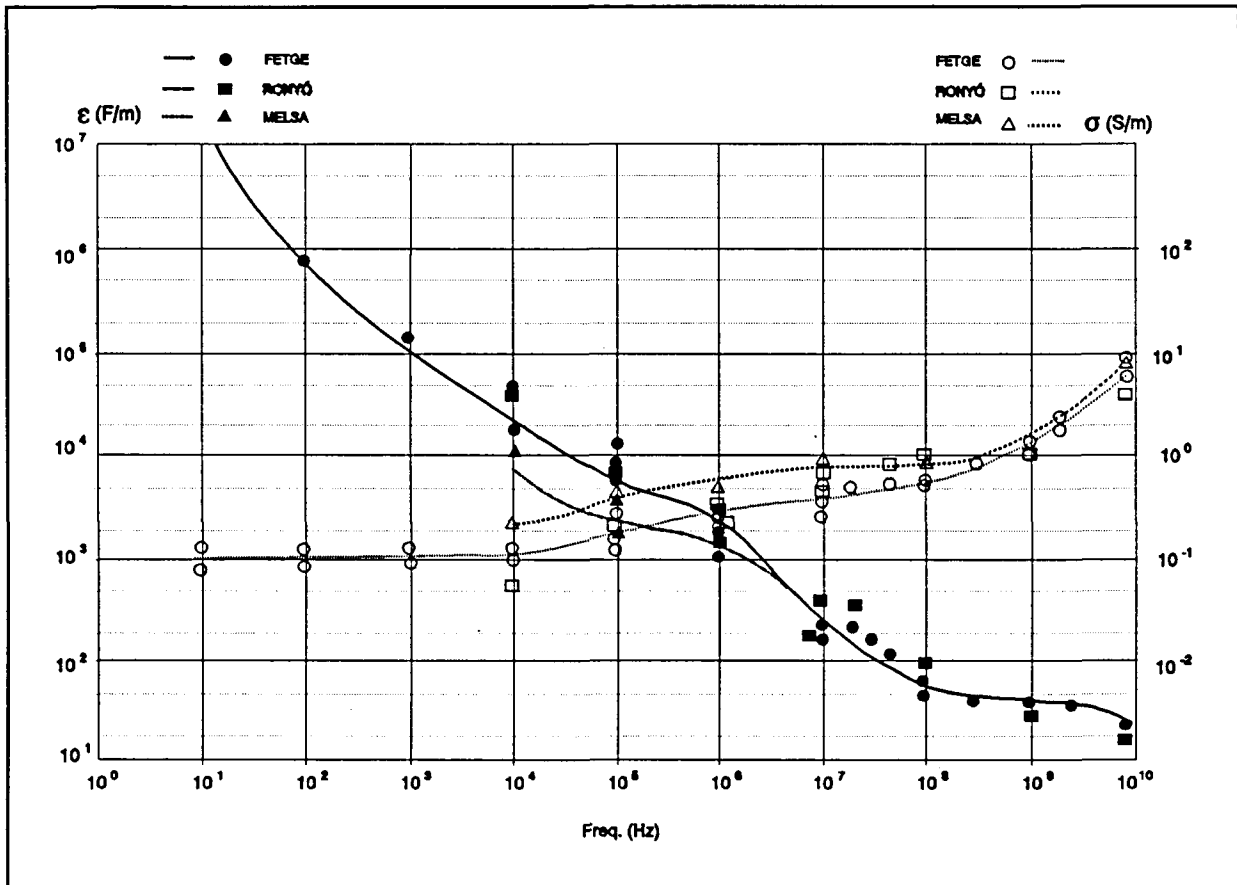


FIGURA 8 - Variació en freqüència dels paràmetres del fetge, ronyó i melsa. No s'han dibuixat totes les corbes perquè són molt semblants. Foster i Schwan, 1989, Stoy, 1982.

dispersió α molt pronunciada, assolint valors de permitivitat molt elevats a baixa freqüència, i per tant és difícil parlar de la dispersió α per aquests teixits. La dispersió β es presenta molt distribuïda, el que indica la presència de moltes relaxacions diferents a freqüències similars. Stoy *et al*, 1982 atribueixen aquest fet a la presència de membranes envoltades d'aigua de molt diverses dimensions. Cal recordar que la majoria d'aquests materials no són teixits pròpiament dits, sinó que són òrgans i per tant són agrupacions, més o menys homogènies de diferents teixits. La dispersió β es presenta en el marge d'entre 100 kHz i 1 MHz per tots ells, i s'observa millor en la conductivitat que en la permitivitat, on pot confondre's amb la dispersió α .

La dispersió δ presenta un efecte similar a la β , per les mateixes motivacions, i s'exten a la banda entre 10 MHz i 1 GHz. La dispersió γ es presenta al voltant dels 5 GHz, i és deguda al gran contingut de molècules d'aigua en els teixits.

3.2.4.- El teixit connectiu ossi

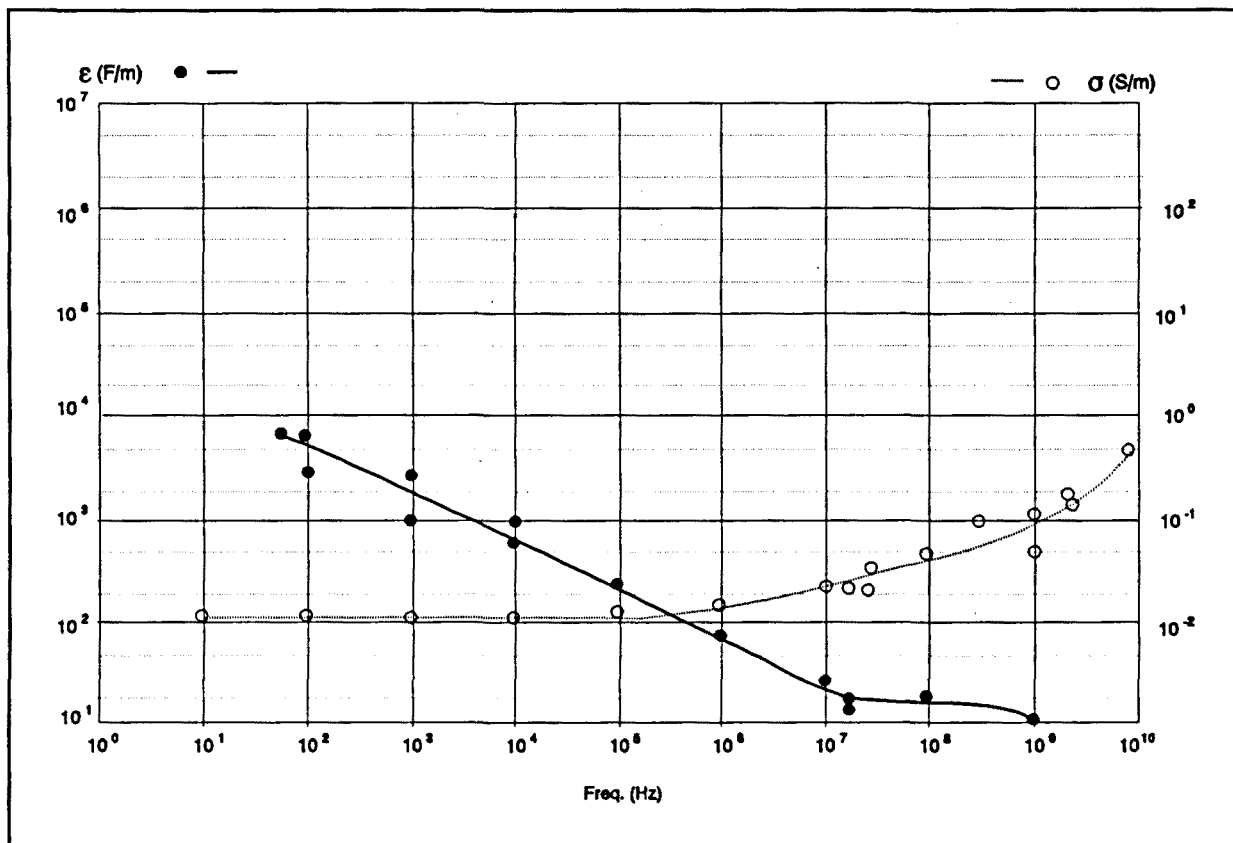


FIGURA 9 - Variació del paràmetres del teixit ossi, in vivo i en una sol·lució salina balancejada de Hank. Pethig, 1984; Foster i Schwan, 1989.

Els ossos tampoc no són teixits sinó òrgans. Es componen del teixit ossi pròpiament dit (teixit connectiu on el material intracel·lular està format en gran part per sals de calci i fòsfor), generalment de forma tubular, que conté en el seu interior el moll de l'os. Tractarem aquí exclusivament del teixit ossi.

Tradicionalment les mesures de la impedància d'aquest teixit s'han realitzat extraient l'os, buidant-lo i summergeint-lo en una solució salina balancejada de Hank. Només alguns treballs recents (Pethig, 1984) han fet les mesures de l'os *in vivo*, conservant el moll de l'os en el seu interior. A la Figura 9 estan superposades les mesures per ambdós casos, i es pot veure que són coincidents, sobretot a partir de 10 kHz.

La conductivitat a baixa freqüència es deguda als porus que presenta el material, que s'omplen de fluid, i per tant serà proporcional a la conductivitat del medi que l'envolta. Presenta una dispersió β molt aixamlada en l'eix freqüencial (100 Hz a 10 MHz), que es nota sobretot en la permitivitat, i una dispersió γ al voltant de 1 GHz.

La dispersió β es mou en freqüència en funció de la conductivitat del medi que envolta l'os (Foster, 1989). Aquest fet no ha estat ben determinat i podria ésser degut a mecanismes de doble capa iònica en les múltiples interfícies del teixit o a la polarització de les membranes.

3.2.5.- El teixit connectiu adipós

El teixit adipós és un teixit connectiu, que, a diferència dels altres teixits connectius, conté una alta proporció de cèl·lules. Aquestes cèl·lules tenen un alt contingut de lípids i un baix contingut d'aigua. A la Figura 10 es poden veure els gràfics per dos cassos, el greix subcutani i el moll de l'os.

Ambdós presenten una dispersió α molt pronunciada fins a freqüències relativament altes (100 kHz) i una dispersió β molt petita o inexistent (més visible en el moll de l'os) que es nota sobretot en la permitivitat. La dispersió γ es pot observar en la conductivitat, però no en la permitivitat, per manca de dades.

La conductivitat és baixa a tota la banda, però a baixes freqüències pot ser superior a la del fetge, potser degut a que aquests teixits presenten una major proporció de líquids extracel·lulars.

Un fet interessant quan es parla de teixits adiposos és la presència de tumors, sobretot càncer de mama. Una característica general a tots els tumors (Foster, 1989) és el gran contingut d'aigua que presenten. La presència d'un tumor en materials tous, com el fetge, ... podria ésser detectada, però si aquest tumor es troba en una regió amb un gran contingut de teixit adipós, com la mama, que té un baix contingut d'aigua, ha d'ésser, a

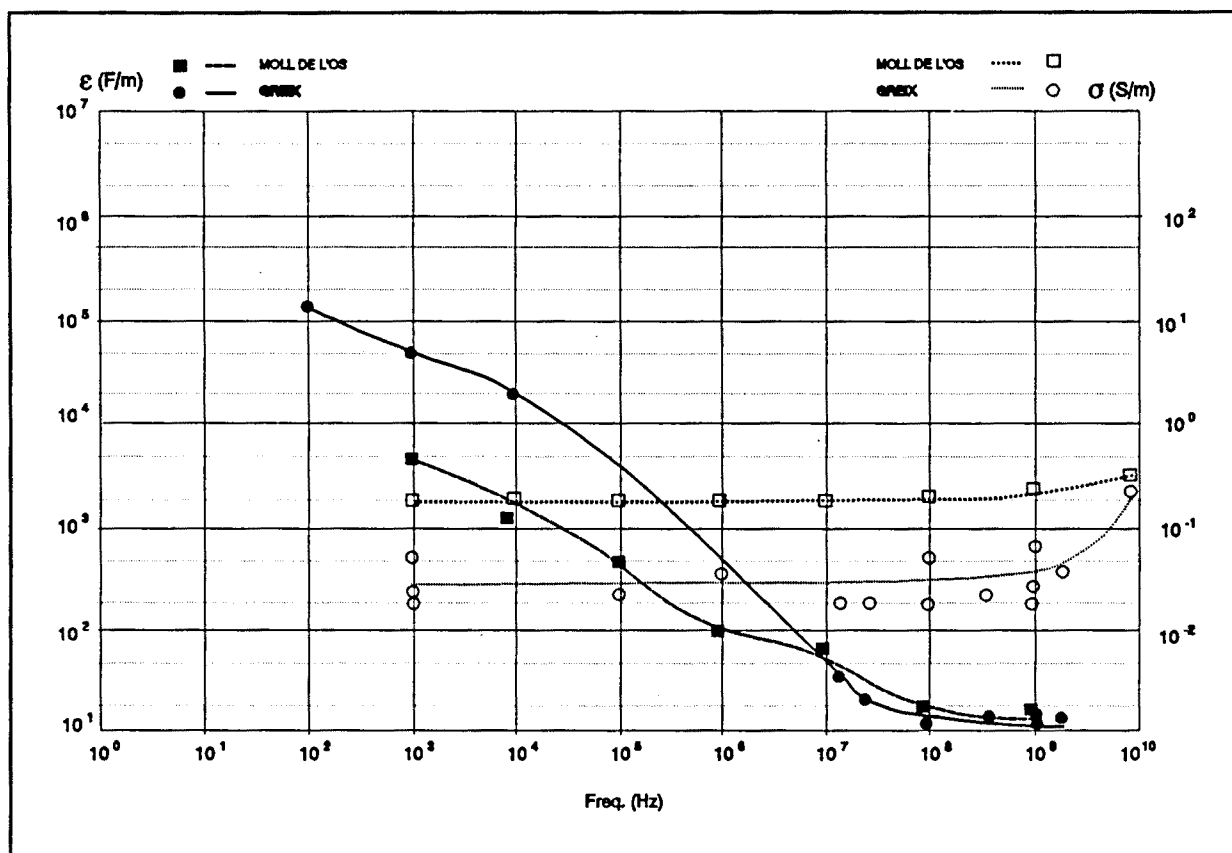


FIGURA 10 - Variació en freqüència dels paràmetres del moll de l'os i del greix. Pethig, 1984, Foster i Schwan, 1989.

priori, més fàcil la seva detecció.

La conductivitat i la permitivitat d'un teixit cancerós (carcinoma de mama) pot presentar variacions d'un ordre de magnitud respecte a la del teixit que l'envolta (Surowiec, 1988) a freqüències entre 20 kHz i 100 MHz, per mostres extretes del pit. Per mesures externes de impedància total en un pit, la diferència no és tant gran, però sí notable, com es pot veure a la Figura 11(a) (Pethig, 1987). S'ha suggerit també que els canvis en les propietats elèctriques dels teixits cancerosos poden ser degudes a que aquests teixits presenten una major irrigació sanguínea que el teixit que l'envolta, i això faria augmentar la conductivitat de la regió on es trobés el teixit.

Mesures més recents (Trillaud i Jossinet, 1991) mostren que es possible distingir tumors benignes de tumors malignes al pit, ja que l'angle de fase és prou diferent

(Figura 11(b)), sobretot a altes freqüències.

3.2.6.- Altres materials biològics

Es presenten aquí les característiques de dos materials, que no es poden englobar en cap dels apartats anteriors, però que poden ser interessants per algunes aplicacions específiques: El teixit pulmonar i el teixit nerviós.

A la Figura 12 es poden veure les corbes per ambdós teixits. La similitud entre les corbes dels dos teixits és una mera coincidència, ja que ni l'estructura ni la funció suggereixen cap mena de semblança des d'un punt de vista biològic o elèctric.

Pel teixit pulmonar es poden distingir dos casos: els pulmons inflats i els pulmons desinflatos. Les dades a alta freqüència revelen petites diferències per a ambdós casos (Pethig, 1984), tot i que al gràfic s'han representat plegats. S'observa una dispersió α molt pronunciada en la permitivitat fins a 10 kHz. De la dispersió β no es pot dir gran cosa ja que no hi dades de la permitivitat en el marge entre 10 kHz i 10 MHz, tot i que les dades de conductivitat suggereixen la inexistència de la mateixa. La dispersió γ no s'observa, de la qual cosa es dedueix que es presenta a més altes freqüències, potser degut al gran contingut d'aire del teixit.

Les mesures del teixit nerviós s'han realitzat en matèria blanca i grisa del cervell (Foster, 1989 i Pethig, 1984). Tot i que els resultats per ambdues no és idèntic, són bastant

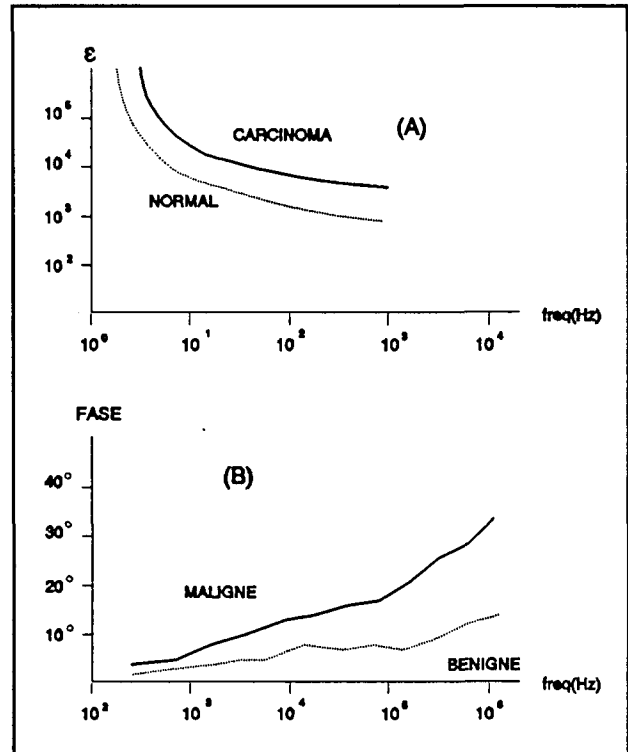


FIGURA 11 - (a) Diferència de comportament per un pit normal i un pit amb un tumor maligne. (b) Diferència de fase entre un tumor benigne i un de maligne al pit.

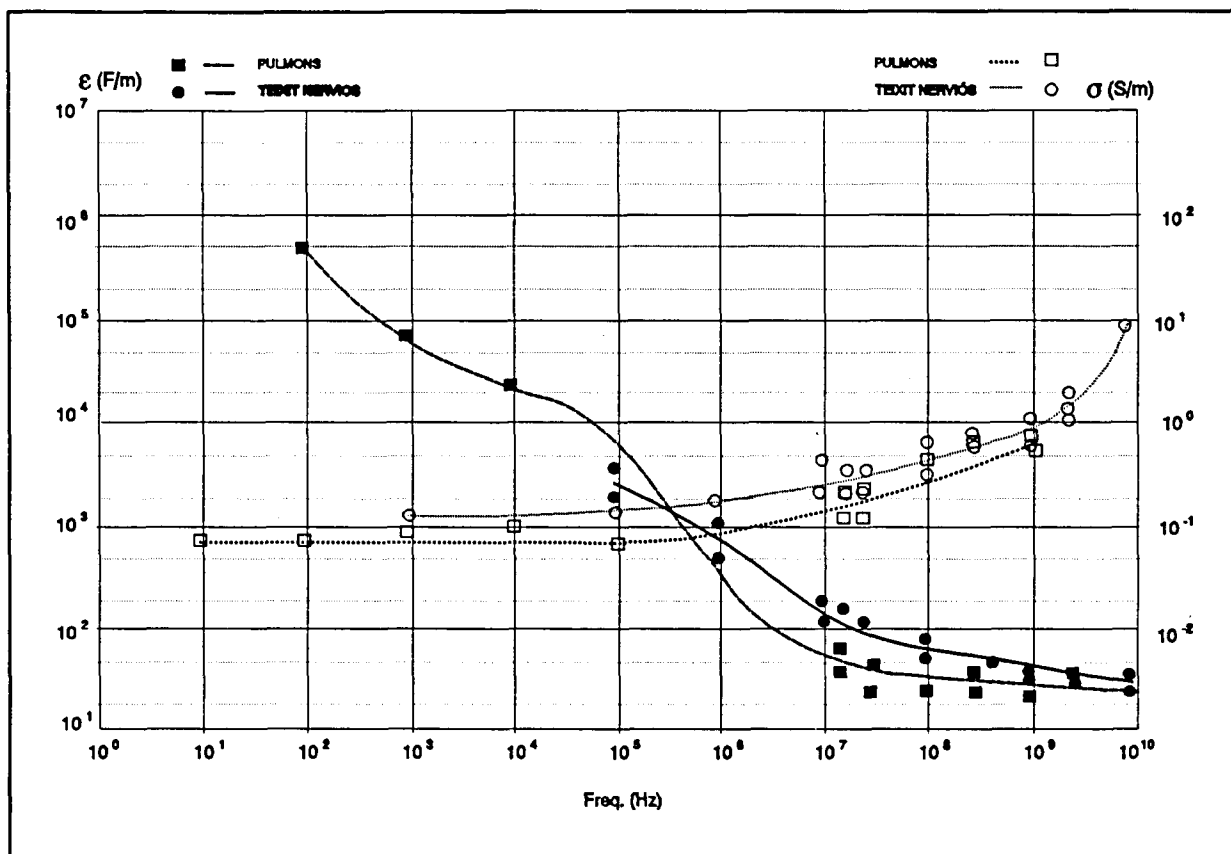


FIGURA 12 - Variació dels paràmetres pel teixits pulmonar i pel teixit nerviós.

coincidents. A la permitivitat s'observen les restes del que pot ser una dispersió β o bé una dispersió α molt allargada. Les dades de conductivitat suggereixen aquesta segona alternativa. A altes freqüències s'observa l'inici del que pot ser la dispersió γ, sobre tot en la conductivitat.

3.3.- REGIONS DE VARIACIÓ DELS PARÀMETRES BÀSICS. DISPERSIONS

Hem vist a l'apartat anterior que els paràmetres que descriuen el comportament elèctric dels teixits presenten, en general, una gran variació amb la freqüència. Llevat de cassos concrets, com la sang, que presenta un comportament pla per ϵ i per σ en un marge gran de freqüències, la resta de teixits presenta marges freqüèncials on ϵ es pot considerar constant que són molt més petits, encara que el comportament de σ sigui, en general, més constant.

Com que les mesures disponibles estan fetes en punts discrets de l'eix de freqüències, si volem conèixer el valor esperat en un altre punt ens caldrà, o bé fer més mesures, o bé trobar una funció d'interpolació que faci una estimació d'aquest valor.

Aquesta funció d'interpolació es podria buscar per mètodes matemàtics exclusivament, i tenint en compte que hem de treballar amb una variable complexa (σ^* o ϵ^*), ja que ϵ i σ estan relacionats (Balabanian *et al*, 1972). En alguns casos, però, la manca d'informació en marges freqüèncials concrets podria fer que les funcions interpoladores donessin resultats llunyans a la realitat.

A l'hora de cercar les expressions matemàtiques que facin l'estimació dels valors dels paràmetres bàsics en una zona determinada, serà millor recórrer al coneixement que es pugui tenir de la causa del comportament d'aquests paràmetres. Al començament del capítol es diu que un teixit és una agrupació de cèl·lules de diferent tamany i forma immerses en un fluid que conté altres elements, i s'ha donat un model simple, en aparença, que descriu el comportament d'un teixit ideal.

En general, les hipòtesis fetes en el model no són estrictament certes: les cèl·lules no són esfèriques, ni estan formades per capes concèntriques, ni són totes iguals, ni els únics elements extracel·lulars són proteïnes esfèriques. L'estructura i composició de cada teixit, com s'ha vist, és particular. Això fa que el comportament concret de cada teixit s'aparti, en més o en menys, del model ideal considerat. Malgrat això, el model descrit és prou útil per a realitzar descripcions de la majoria dels teixits, ajustant els paràmetres de forma adient.

3.3.1.- Teoria bàsica de relaxacions en dielèctrics

En un dielèctric perfecte (corrent de conducció = 0 quan $\omega=0$), la relació fonamental de la matèria macroscòpica $D=\epsilon E$ es pot escriure, segons el criteri de Lorentz (Ramo, 1965):

$$D = \epsilon_0 E + P \quad [24]$$

on P és la polarització interna del material.

Si el material és homogeni i es considera que no hi ha efectes no lineals (o el camp elèctric aplicat és prou petit), es pot descriure la polarització com (Ramo, 1965):

$$P = \epsilon_0 N \alpha_T E_i \quad [25]$$

on: α_T : polaritzabilitat mitjana per molècula

E_i : camp elèctric intern que actua sobre cada molècula

N : número de molècules per unitat de volum

Cal remarcar que E_i no és el camp elèctric macroscòpic aplicat sobre el material, sinó el que apareix sobre cada molècula. Es defineix un dielèctric lineal com aquell en que la relació entre el camp elèctric aplicat i l'intern es constant: $E_i = k \cdot E$. En aquest cas el desplaçament dielèctric D es pot escriure com:

$$D = \epsilon_0 E + k \epsilon_0 \alpha_T N E = (1 + k \alpha_T N) \epsilon_0 E = \epsilon_r \epsilon_0 E = \epsilon E \quad [26]$$

on $k \alpha_T N$ es coneix com susceptibilitat elèctrica del material: χ_e .

En els material biològics, com en la majoria de materials reals, la polarització no serà instantània perquè hi ha elements que triguen un cert temps en reorientar-se o en canviar de posició quan se'ls hi aplica un camp elèctric. És concebible (Foster i Schwan, 1989) que la resposta a un camp elèctric en un material biològic sigui o bé una relaxació o bé una ressonància. Si bé, segons Foster 1989, algun autor ha afirmat haver trobat ressonàncies en materials biològics, no sembla que aquest fet s'hagi confirmat i per tant cal esperar només relaxacions. Pel cas d'una relaxació amb una única constant de temps, podem escriure:

$$E_i = (k_o + k_1 e^{-\frac{t}{\tau}})E \quad [27]$$

Substituint aquest valor a [24] i fent la transformada de Laplace de la expressió queda:

$$D = \epsilon_o(1 + N\alpha_T k_o + \frac{N\alpha_T}{s + \omega_o})E = \epsilon^* E \quad [28]$$

on $\omega_o = 1/\tau$.

Cal observar que la permitivitat equivalent té part real i part imaginària ($s=j\omega$) i per tant s'ha expressat amb el símbol de la permitivitat complexa. Aquesta permitivitat es pot escriure de forma genèrica, per $s=j\omega$, com:

$$\epsilon^* = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad [29]$$

on ϵ_s : permitivitat abans de la relaxació ($\omega=0$)

ϵ_∞ : permitivitat després de la relaxació ($\omega=\infty$),

que es coneix com a expressió de relaxació de Debye (Ramo, 1965).

Si ara suposem que el dielèctric no és perfecte, i per tant poden haver-hi corrents de conducció per $\omega=0$, cal afegir la conductivitat estàtica σ_s al model, de forma que (Foster, 1989):

$$\epsilon^* = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} - \frac{j\sigma_s}{\omega\epsilon_o} \quad [30]$$

Fent us de les expressions vistes a l'apartat 3.1.1: $\sigma^* = \sigma + j\omega\epsilon$ i $\sigma^* = j\omega\epsilon^*$ es poden donar les expressions de la conductivitat i permitivitat del model:

$$\sigma = \sigma_s \frac{1 + (\omega\tau_1)^2}{1 + (\omega\tau)^2} ; \quad \epsilon = \epsilon_s \frac{1 + (\omega\tau_2)^2}{1 + (\omega\tau)^2} \quad [31]$$

on:

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau} \frac{\sigma_\infty - \sigma_s}{\epsilon_s - \epsilon_\infty}; \quad \omega_{01} = \frac{1}{\tau_1} \omega_0 \sqrt{\frac{\sigma_s}{\sigma_\infty}}; \quad \omega_{02} = \frac{1}{\tau_2} \omega_0 \sqrt{\frac{\epsilon_s}{\epsilon_\infty}} \quad [32]$$

A la Figura 13 es pot veure representada de forma gràfica la variació en la freqüència de la conductivitat i la permitivitat donades per les fórmules anteriors, amb la situació relativa de les diferents freqüències on hi ha zeros i pols de les funcions.

De cara a modelar aquest comportament freqüencial en una maqueta discreta es pot dissenyar un circuit elèctric de paràmetres concentrats amb els valors dels components constants amb la freqüència, de forma que la part real de la seva admitància tingui la mateixa expressió que la conductivitat del model anterior i la part imaginària de la admitància dividida per $j\omega$ (capacitat equivalent) tingui la mateixa expressió que la permitivitat del model.

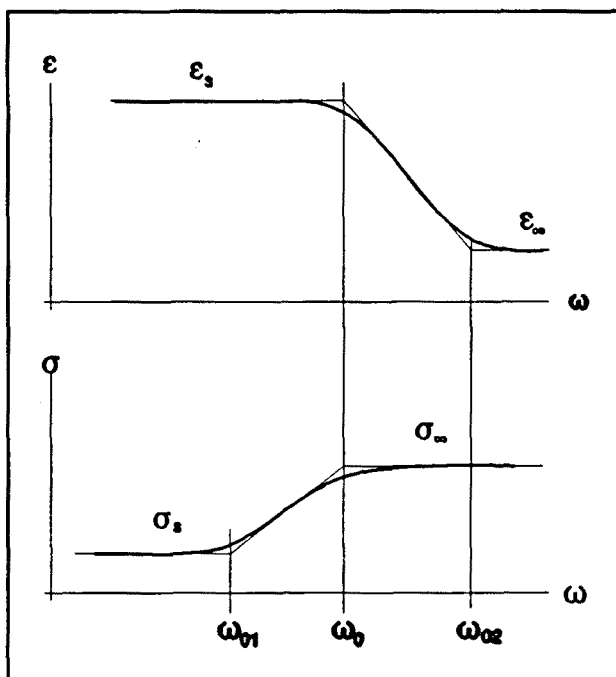


FIGURA 13 - Representació de la dispersió amb el model de Debye modificat.

Aquest circuit, amb els valors que cal donar als components, es pot veure a la Figura 14, i serà emprat més endavant per construir elements que simulin teixits en maquetes discretes.

Els materials reals, en general, no poden modelar-se d'aquesta manera tant simple, ja sigui perquè hi ha més d'un procés de relaxació amb τ diferents, ja sigui perquè la relaxació no es pot modelar per un efecte de primer ordre. Fins i tot, dissolucions que presenten un mecanisme de relaxació de primer ordre, al augmentar la concentració de

l'element dissolt, canvien de comportament (Foster i Schwan, 1989).

Si suposem que el comportament del material es pot modelar amb un conjunt de processos de relaxació de primer ordre, aleshores la permitivitat complexa equivalent es podrà escriure com un sumatori de infinites (o N) contribucions del tipus vist anteriorment, cadascuna amb una freqüència de relaxació diferent.

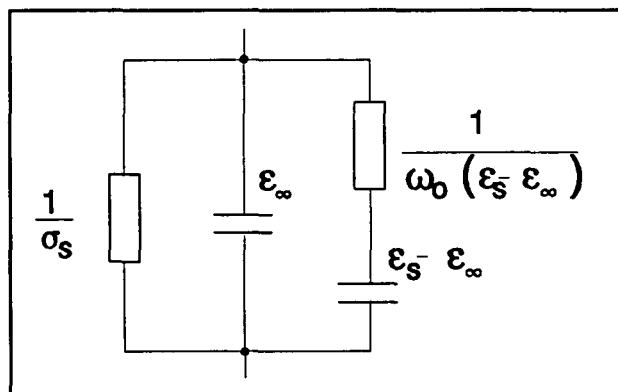


FIGURA 14 - Circuit que permet simular físicament una relaxació segons el model de Debye ampliat.

Si aquestes freqüències de relaxació estan prou separades, aleshores el comportament del material presentarà una sèrie de zones planes intercalades amb una sèrie de zones de decreixement (ϵ), o creixement (σ). Si les constants de temps no estan prou separades, aleshores la permitivitat complexa pren la forma:

$$\epsilon^* = \epsilon_\infty + (\epsilon_s - \epsilon_\infty) \int_0^\infty \frac{p(\tau)}{1 + j\omega\tau} d\tau - \frac{j\sigma_s}{\omega\epsilon_0} \quad [33]$$

on $p(\tau)$ representa el factor multiplicatiu que pondera la variació de ϵ en tota la dispersió, i es normalitza imposant que:

$$\int_0^\infty p(\tau) d\tau \triangleq 1 \quad [34]$$

i per tant equival formalment a una funció de distribució.

Aquesta expressió permet descriure qualsevol dielèctric, en absència de fenòmens de ressonància i suposant que el comportament és lineal. El problema és, evidentment, trobar la funció de distribució $p(\tau)$ adient. Donat que normalment les dades disponibles són poques, poden haver-hi moltes funcions de distribució que ens permetin fer la descripció. D'altra banda no sempre és evident que els processos de relaxació individuals siguin de

primer ordre. Partint d'aquestes premisses, a la literatura es troben dues menes d'intents de trobar funcions que permetin descriure formalment les dades trobades al fer mesures en materials biològics. D'una banda s'ha intentat deduir expressions per la funció de distribució $p(\tau)$ a partir del coneixement dels processos físics interns del material, per exemple suposant que la distribució d'energies d'activació és gaussiana. Aquests intents sempre han portat a formulacions matemàtiques molt complexes. D'altra banda s'ha intentat deduir expressions analítiques d'una forma empírica, sense un clar rerafons físic, però que simplifiquen molt la descripció de les dades mesurades.

A aquesta categoria pertany l'expressió proposada per K. Cole i R. Cole al 1941 i 1942 (Foster 1989) :

$$\epsilon^* = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + (j \frac{\omega}{\omega_0})^{1-\alpha}} - \frac{j\sigma_s}{\omega \epsilon_0} \quad [35]$$

Molts materials biològics es poden descriure utilitzant aquesta expressió amb valors de α entre 0.3 i 0.5. Malgrat això, aquesta expressió presenta el problema que la conductivitat tendeix a infinit quan la freqüència també hi tendeix. Es poden escriure expressions equivalents per la conductivitat complexa o la impedància, però totes elles presenten problemes similars a l'original.

Una forma alternativa de fer la interpretació de les dades mesurades és utilitzar l'anomenada Gràfica de Cole-Cole, en la que es representa la part imaginària de la impedància en funció de la part real de la impedància, prenent com a paràmetre la freqüència i usant eixos lineals; o bé la part imaginària de la conductivitat, restant-li el valor a freqüència infinita. en funció de la part real, restant-li el valor a freqüència zero. Es pot representar també la part imaginària de la permitivitat en funció de la part real, restant a cadascuna els valors adients.

A la figura Figura 15 es pot veure el gràfica de Cole-Cole i la variació en freqüència de la conductivitat i la permitivitat que correspon a tres casos de comportament dielèctric. Per una relaxació simple que segueixi la llei de Debye, el gràfic de Cole-Cole és un semi-

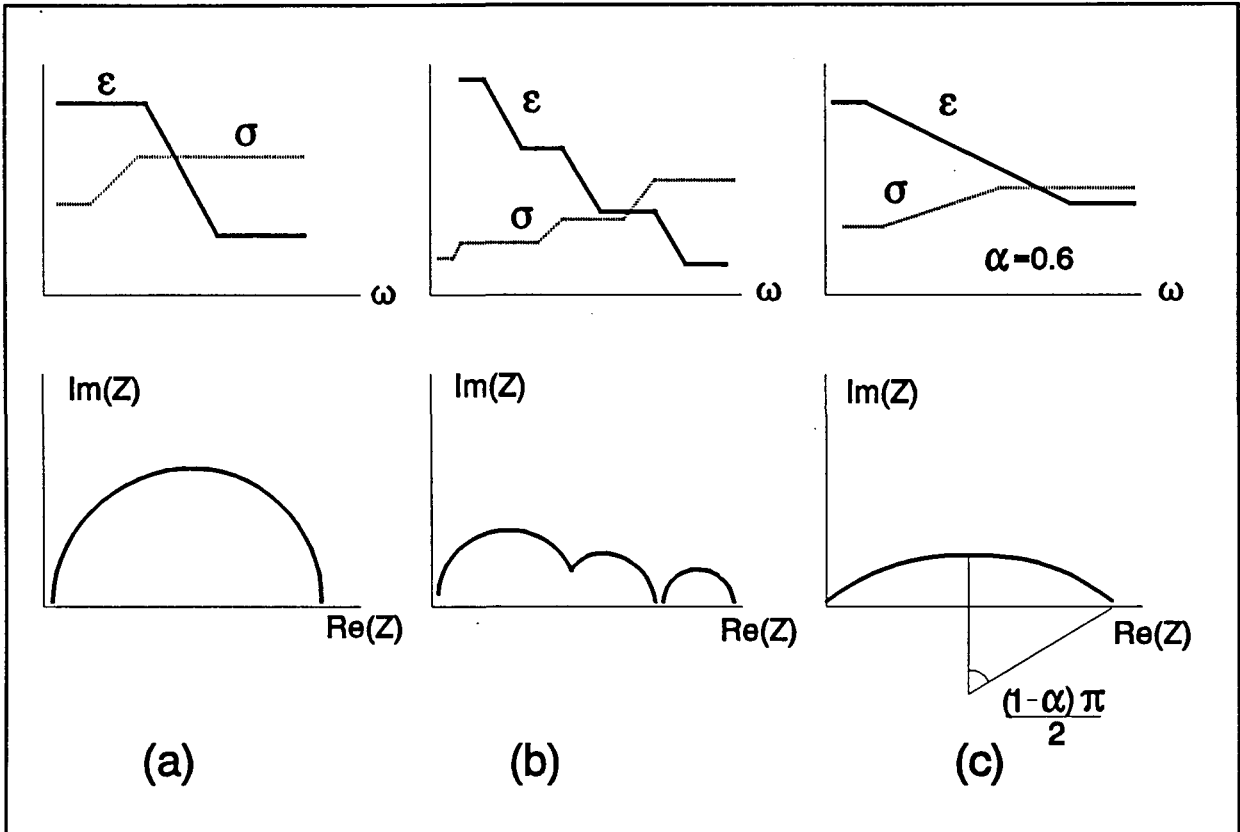


FIGURA 15 - Representacions de Cole-Cole i variació de la permitivitat. (a) Una relaxació de Debye. (b) un conjunt de relaxacions de primer ordre separades. (c) Una dispersió amb un model de Cole-Cole amb $\alpha=0.6$.

cercle que té el centre en l'eix de permitivitats. Per un conjunt de relaxacions de primer ordre amb freqüències de relaxació prou separades, el gràfic de Cole-Cole és un conjunt de semicercles, amb el centre en l'eix de permitivitats. Si les freqüències de relaxació no fossin prou separades, els semicercles no serien complets, com es veu a la mateixa figura. Si el comportament dielèctric és del tipus de Cole-Cole, el gràfic no és un semicercle, sinó una part d'un semicercle que tindria el centre fora de l'eix real.

Normalment serà més fàcil identificar quin tipus de comportament dielèctric correspon a una sèrie de mesures usant la representació de Cole-Cole que no pas usant la representació normal de permitivitat i conductivitat en funció de la freqüència, però en enginyeria aquesta darrera és més habitual.

Fins aquí hem suposat que els materials eren homogenis. La majoria de materials

biològics no ho són. Si tenim un material heterogeni, per exemple una suspensió de partícules en un medi homogeni, que tenen característiques elèctriques diferents de les de aquest medi, se'ns presentarà un fenomen de dispersió que no està relacionat amb les relaxacions pròpies que puguin tenir el medi de suspensió o les partícules suspeses per separat, i que també estaran presents, si existeixen, en el comportament global de la suspensió. Aquesta nova dispersió prové de la polarització de les interfícies dels materials que formen la suspensió.

Si suposem una superfície de contacte de dos materials amb permitivitat i conductivitat diferents, les equacions de continuïtat elèctriques imposen que, a la superfície de contacte:

$$D_1 - D_2 \rightarrow \epsilon_1 E_1 - \epsilon_2 E_2 \quad [36]$$

i la relació de corrents a cada un dels materials:

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{\sigma_1 E_1}{\sigma_2 E_2} = \frac{\sigma_1 \epsilon_2}{\sigma_2 \epsilon_1} \quad [37]$$

si no es compleix que $\sigma_1 \epsilon_2 = \sigma_2 \epsilon_1$, aleshores la superfície de contacte es carregarà a una velocitat proporcional a la relació de corrents.

Si suposem que tenim una suspensió diluïda de esferoides en un medi homogeni, es pot arribar a una expressió aproximada, coneguda com a expressió de Maxwell-Wagner-Fricke (Schwan, 1985):

$$\frac{\sigma_m^* - \sigma_a^*}{\sigma_m^* + \gamma \sigma_a^*} = p \frac{\sigma_i^* - \sigma_a^*}{\sigma_i^* + \gamma \sigma_a^*} \quad [38]$$

on: σ_m^* : conductivitat (complexa) de la suspensió

σ_a^* : conductivitat del medi

σ_i^* : conductivitat de les partícules suspeses

γ : factor de forma

p : fracció de volum de les partícules respecte el medi.

éssent freqüència de relaxació associada a aquest mecanisme:

$$\omega_o = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{\epsilon_o} \frac{2\sigma_a + \sigma_i + p(\sigma_a - \sigma_i)}{2\epsilon_a + \epsilon_i + p(\epsilon_a - \epsilon_i)} \quad [39]$$

Aquesta relació deixa de ser vàlida si la suspensió de partícules és molt concentrada. Hi ha hagut molts intents de generalitzar aquesta expressió pel cas de partícules envoltades d'una o vàries membranes, o pel cas de suspensions més concentrades. Una d'aquestes generalitzacions correspon a Drago i Marchessi, 1984 i és la que s'ha vist a l'apartat 3.1.2 per construir el model genèric d'un teixit.

Un altre mecanisme físic que produeix relaxacions és la difusió iònica a les dobles capes iòniques a les superfícies carregades de cèl·lules o altres elements. Trobar expressions que descriguin correctament aquest fenomen és particularment difícil perquè cal emprar resultats de la teoria electromagnètica i de la hidrodinàmica, i la relació sol ser no lineal. Una teoria que permet calcular la permitivitat complexa equivalent d'una partícula envoltada d'una doble capa iònica es deu a Schwarz (Foster i Schwan, 1989):

$$\epsilon^* = \epsilon_b^* + \frac{1}{1+j\omega\tau} \frac{\epsilon_o^2 \delta_o a}{\epsilon_o kT} ; \quad \tau = \frac{\epsilon_o a^2}{2ukT} \quad [40]$$

- on: ϵ_b^* : permitivitat complexa del material de la partícula
 ϵ_o : càrrega de l'ion que forma la doble capa
 δ_o : densitat superficial de ions
 a : radi de la partícula
 u : movilitat dels ions
 k : constant de Boltzman
 T : temperatura absoluta

Un cop coneguda la permitivitat equivalent de la partícula, es pot calcular la permitivitat del material utilitzant l'expressió de Maxwell-Wagner-Fricke. Aquest tipus de dispersions són predominants a freqüències baixes (100 Hz a 10 kHz) i poden provocar valors de permitivitat molt grans a baixa freqüència. Aquests valors grans es poden trobar

per gairebé tots els teixits, éssent predominant en el múscle i el fetge.

3.3.2.- Modelització de les dispersions trobades en materials biològics.

La majoria d'autors que intenten formalitzar les dades obtingudes de mesures en materials biològics (Foster i Schwan, 1989; Schwan, 1984; Stoy *et al*, 1982; Pethig, 1984; etc) coincideixen en els següents punts:

- 1.- A freqüències en el marge de audio (0 - 100 kHz) la permitivitat presenta una dispersió molt gran, coneguda com a dispersió α . Aquesta dispersió és deguda fonamentalment a fenòmens de doble capa iònica en les superfícies cel·lulars, tot i que poden contribuir-hi altres fenòmens com la impedància de la membrana cel·lular. Normalment aquesta dispersió està molt eixamplada en freqüència, que és coherent amb el fet de suposar una suspensió on les partícules tenen relaxacions segons les expressions de Schwarz, amb constants de temps diferents i força distribuïdes. La manca de mesures a freqüències molt baixes (< 100 Hz) fa més difícil explicar els mecanismes concrets d'aquesta dispersió.

A molt baixa freqüència la conductivitat dels teixits és deguda principalment als fluids extracel·lulars, i és relativament gran, depenent de la concentració de cèl·lules i el contingut iònic dels fluids. La dispersió α que es nota molt en la permitivitat es pràcticament inapreciable en la conductivitat, ja que el valor de base és gran.

- 2.- A freqüències en el marge de radio (100 kHz a 100 MHz) la conductivitat creix tendint a aplanar-se al voltant dels 10 MHz - 100 MHz, mentre que la permitivitat presenta una altra dispersió (β), deguda fonamentalment a la relaxació de la membrana cel·lular. Els dos fenòmens fan que es pugui pensar en descriure els teixits, en aquest marge, utilitzant les expressions de Maxwell-Wagner-Fricke i suposant que la cèl·lula (sense membrana) es comportarà seguint la llei de Debye.

En alguns teixits, però, la dispersió α es desplaça en freqüència cap al marge de radiofreqüències i se solapa amb la dispersió β , fent que sigui molt difícil separar-ne els efectes, sobretot en la permitivitat.

- 3.- A freqüències més altes (> 1 GHz) se'ns presenta una tercera dispersió, coneguda com a γ , amb una freqüència central de uns 25 GHz. Aquesta dispersió s'ajusta perfectament a l'expressió de Debye i es deu a la relaxació de les molècules d'aigua lliures presents en els teixits.

A més a més d'aquesta dispersió, es poden trobar altres dispersions, més petites, en el marge entre 100 kHz i 3 GHz. Aquestes dispersions, sovint agrupades sota el nom de dispersió δ , provenen de fenòmens descrits per les expressions de Maxwell-Wagner-Fricke degudes a la diferència dielèctrica entre les proteïnes extracel·lulars i la solució iònica on estan immerses.

És important caracteritzar analíticament el comportament dels teixits, en aquest estudi, per dues raons fonamentals: una és que cal conèixer en quines condicions es podran utilitzar les mesures multifreqüència per distingir teixits, en quin marge freqüencial es podrà fer, i quins teixits es pot esperar distingir d'altres. L'altra raó és que de cara a construir maquetes que tinguin un comportament similar al dels teixits en el marge escollit, caldrà trobar circuits elèctrics equivalents adients.

Per decidir les expressions i els paràmetres a utilitzar per cada teixit en cada marge freqüencial, el millor, com s'ha dit, es realitzar les gràfiques de Cole-Cole corresponents a cadascun (o els més significatius) d'ells.

A la Figura 16 es pot veure la representació de Cole-Cole per la sang. Com s'havia adelantat no hi cap indicatiu de dispersió α . La dispersió β es troba al voltant de 3 MHz i és modelable per una expressió de Debye. Cal fixar-se especialment en el punt de 4 MHz. Sense aquest valor difícilment es podria afirmar que el comportament és un semi-cercle en aquesta banda freqüencial. Aquest valor, però, no és un valor mesurat, sinó que s'ha obtingut per interpolació de la corba que uneix els punts mesurats a el gràfic de

conductivitat i permitivitat en funció de la freqüència. Aquest problema és típic dels teixits que presenten dispersions modelables segons l'expressió de Debye, i que no s'extenen més de dues dècades en freqüència. Al no haver-hi punts de mesura intermedis, és necessari fer una estimació d'aquests valors, i no sempre és evident.

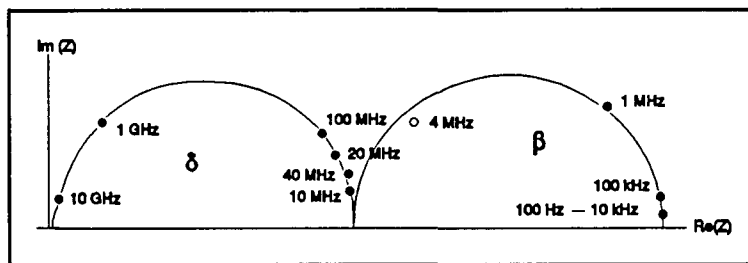


FIGURA 16 - Representació de Cole-Cole corresponent a la sang. El punt a 4 MHz s'ha obtingut per interpolació.

Cal recordar, en aquest punt, que un material amb σ i ϵ constants a tota la banda freqüencial tindria una gràfic de Cole-Cole del mateix tipus (un semicercle amb el punt màxim a $\omega = \sigma/\epsilon$) que un material amb una relaxació del tipus de Debye, i per tant el gràfic de Cole-Cole no és suficient per conèixer el tipus de comportament dielèctric d'un material.

A freqüències més altes es pot veure la dispersió δ centrada aproximadament a 300 MHz i que admet també una modelització amb una expressió de Debye.

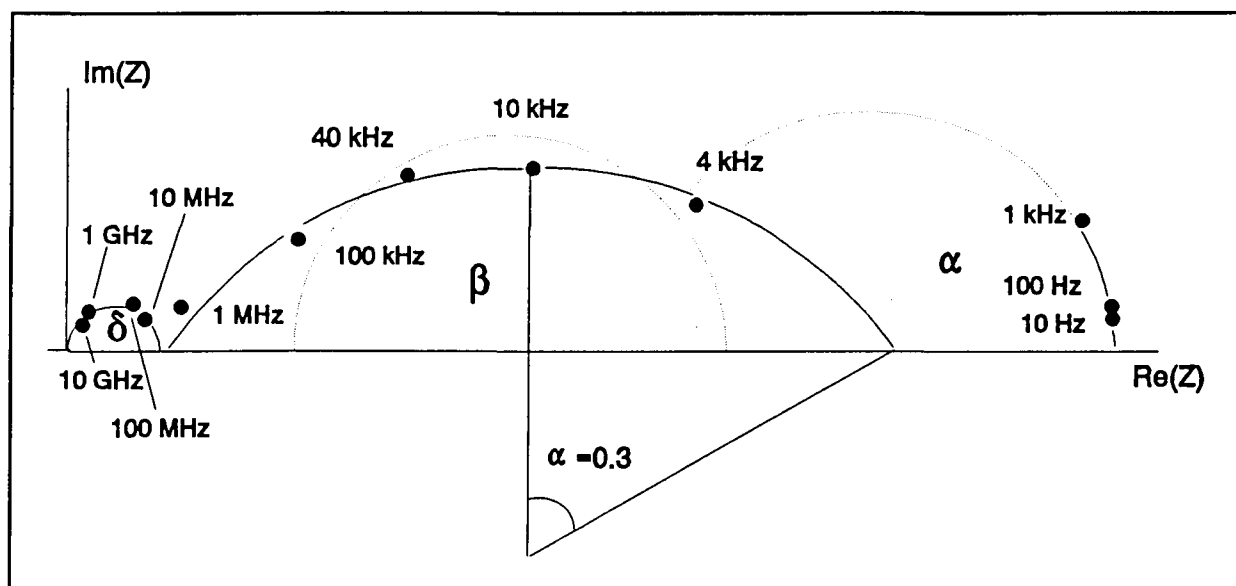


FIGURA 17 - Representació de Cole-Cole corresponent al teixit muscular mesurat transversalment. S'aprecia la dispersió β i una petita dispersió δ . La dispersió α és difícilment modelable.

En el teixit muscular mesurat transversalment es poden distingir 3 dispersions, com es veu a la 17. La dispersió α , per sota de 4 kHz és difícilment modelable, ja que farien falta punts de mesura entre 1 kHz i 4 kHz, dels que no es disposa, i interpolar-los de el gràfic de conductivitat i permetivitat és bastant arriscat. Admetria una caracterització de Debye, representada per la línia de punts, que s'ajuntaria amb la dispersió β .

Entre 4 kHz i 1 MHz s'observa molt clarament la dispersió β centrada aproximadament a 10 kHz i molt aixamplada en l'eix freqüencial. Admet un model de Cole-Cole, amb $\alpha=0.3$. Amb línia de punts s'ha representat una aproximació de Debye, més menys vàlida entre 4 kHz i 100 kHz. A més alta freqüència trobem la dispersió δ , centrada a uns 100 MHz, i de molt petita amplitud.

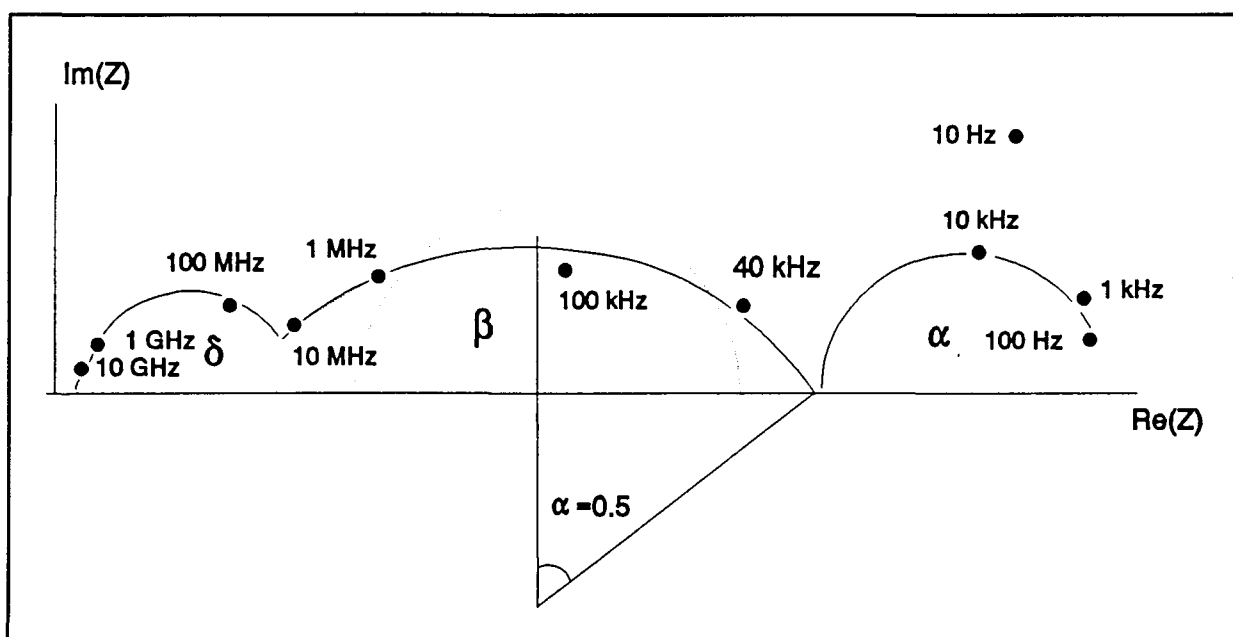


FIGURA 18 - Representació de Cole-Cole dels paràmetres del fetge. El punt que correspon a 10 Hz no admet cap mena de modelització coneguda. Podria ésser un error aberrant de mesura.

Com a representant del conjunt de materials tous s'ha elegit el fetge, ja que és el material del que hi ha més informació experimental. A la Figura 18 es veuen clarament les dispersions α , centrada a 10 kHz i la dispersió β , centrada a 200 kHz i que es modela amb una expressió de Cole-Cole, amb $\alpha=0.5$ (està molt aixamplada en freqüència), el que ratifica el fet que aquest òrgan no és un teixit sinó una agrupació de teixits més o menys homogenis.

El punt singular a 10 Hz, que correspon a un valor extraordinàriament gran de permitivitat, podria ésser un error aberrant de mesura, ja que només s'ha trobat una referència de mesures a tant baixa freqüència (Foster i Schwan, 1989). Centrada a 200 MHz trobem la dispersió δ , més apreciable que en el cas de teixit muscular i que admet una modelització de Debye. Amb una línia de punts s'ha representat una aproximació de Debye per la dispersió β en el marge entre 40 kHz i 1 MHz.

El teixit ossi, a la Figura 19, presenta una dispersió α , que al igual que el teixit muscular, és molt difícil aventurar quin tipus de modelització admet. A més alta freqüència trobem una única dispersió, que pot correspondre a una dispersió β ajuntada amb una dispersió δ , i que admet una modelització de Cole-Cole, amb $\alpha=0.2$, és a dir, molt propera a un model de Debye, el que fa pensar que el comportament és similar a les altres dispersions δ trobades fins al moment. Cal recordar que la dispersió β s'associa normalment al curt-circuit de les membranes cel·lulars, i que en el cas del teixit ossi, la major part de les característiques de permitivitat i conductivitat a freqüències baixes són degudes al fluid que penetra pels porus del material, i aquests fluids no solen contenir cèl·lules.

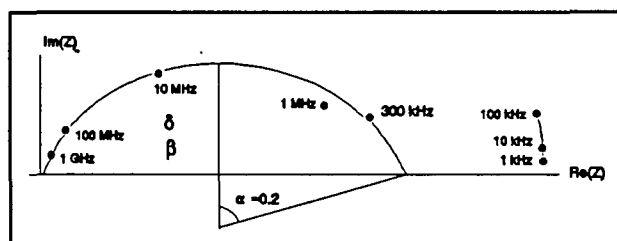


FIGURA 19 - Representació de Cole-Cole corresponent al teixit ossi.

Com a representant dels teixits adiposos s'ha elegit el moll de l'os, ja que no hi dades corresponents al greix subcutani pel marge entre 10 kHz i 10 MHz, que és on es pot trobar la informació de la dispersió. S'observa una única dispersió, que per la freqüència a la que es troba i pel fet que és del tipus de Debye, se suposa que correspon a la dispersió δ , tot i que deu haver-hi informació de la dispersió β .

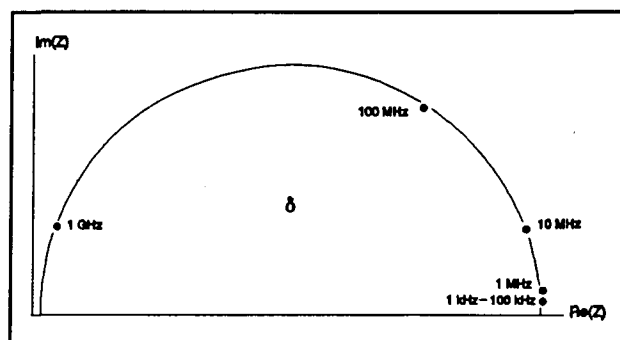


FIGURA 20 - Representació de Cole-Cole corresponent al moll de l'os.

La majoria de teixits admeten, en general una caracterització segons models de Debye en tot el marge freqüencial. Hi ha dues excepcions especialment important a aquesta regla: El teixit muscular en la banda de 1 kHz a 1 MHz i els material tous en la banda de 40 kHz a 10 MHz. Aquestes excepcions són importants perquè aquests materials formen una gran part del cos humà i són els que la tomografia multifreqüència, en contraposició a la tomografia dinàmica, preten detectar i perquè les bandes freqüencials on es presenten les excepcions són les que a priori s'utilitzaran per a realitzar mesures, per raons instrumentals d'ordre pràctic.

El fet que es pugui utilitzar una expressió de Debye per modelar els materials biològics es degut a que aquesta expressió admet una representació circuital amb un model de paràmetres concentrats, cosa que les expressions de Cole-Cole no permeten. Per aquesta raó, a l'hora de utilitzar models d'elements finits o trobar les corbes de detectabilitat s'empraran els models més adients en cada cas, però a l'hora de construir maquetes per a ser mesurades, s'empararà l'aproximació al model de Debye que doni un millor resultat a la banda desitjada.

3.4.- LA INTERFÍCIE ELÈCTRODE-PELL

La pell és el teixit que envolta tot el cos humà. La tomografia d'impedància elèctrica, com a mètode no invasiu d'obtenció d'imatges, realitza les mesures en l'exterior del cos, tenint sempre la pell com element d'interfície. L'interès d'un estudi separat dels altres teixits ve motivat per dues causes: El comportament en freqüència de les característiques elèctriques de la pell s'aparta, en magnitud tot i que no substancialment en forma, del comportament dels altres teixits i les característiques pròpies de la pell com a interfície provoquen errors sobre la mesura que caldrà quantificar i per fer-ho es necessitarà un coneixement de les característiques elèctriques de la pell quan s'hi col·loquen elèctrodes.

La pell està constituïda per 3 capes, des de l'exterior cap l'interior: epidermis, derma, i la capa subcutània (teixits adiposos). La capa més externa, l'epidermis, se subdivideix en quatre capes (G.E.C., 1988): la capa còrnia, la capa lúcida, la capa granulosa i la capa germinativa (basal o de Malpighi). Les capes més internes es comporten de forma similar a la resta de teixits, però la capa còrnia (*stratum corneum*) té un comportament bastant diferent, degut a que està formada per cel·lules mortes, sense nucli, que tenen una conductivitat molt petita. El gruix de la capa còrnia és de l'ordre de 40 μm (Yamamoto i Yamamoto, 1976), amb una permitivitat alta, la qual cosa permet una gran conducció capacitiva.

Es també conegut que la impedància de la interfície electrode-pell (que hom sol anomenar impedància de la pell o impedància de l'elèctrode) té una gran variació d'un lloc a un altre del cos i d'un individu a un altre (Rosell *et al*, 1988), assolint valors que poden arribar a 1 $\text{M}\Omega/\text{cm}^2$ (Figura 21). El valor dels paràmetres bàsics té una gran variació en funció del tipus d'elèctrode usat i de les característiques ambientals en que es faci la mesura (Yamamoto i Yamamoto, 1986), així com de la pressió amb que s'apliquen els elèctrodes i del temps que ha passat després de l'aplicació (Yamamoto *et al*, 1991).

En els estudis dels errors que provoca la pell en la mesura de biopotencials, tradicionalment s'ha considerat el mòdul de la impedància del conjunt elèctrode-pell, normalment a baixa freqüència. La solució adoptada per a reduir aquesta impedància, en

alguns cassos, és la de realitzar algun tipus de preparació de la pell, com per exemple un raspat, amb paper abrasiu o un estirament amb cinta adhesiva, de cara a eliminar la capa de cel·lules mortes i així baixar el valor de la impedància.

Aquest tipus d'anàlisi d'errors basat en el mòdul de la impedància, en tomografia porta a la conclusió que la major part dels errors de mesura provocats per la interfície elèctrode-pell afecten a la part imaginària de la impedància que es vol mesurar

(Murphy, 1988). Com que tradicionalment s'obtenen les imatges únicament de la part real (Barber, 1991), perquè la imaginària és molt petita en el marge de freqüències d'interès, llavors l'error degut a la interfície elèctrode-pell no se sol tenir en compte.

Quan es considera en l'anàlisi dels errors que la impedància de la pell és compon d'una part real i una de imaginària que poden assolir valors similars (Figura 22) en el marge freqüencial en que se solen realitzar les mesures de tomografia de impedància elèctrica, s'arriba a una conclusió diferent. Hem demostrat (Riu *et al*, 1990)

que l'error introduït per l'interfície elèctrode-pell afecta de forma similar la part real i la

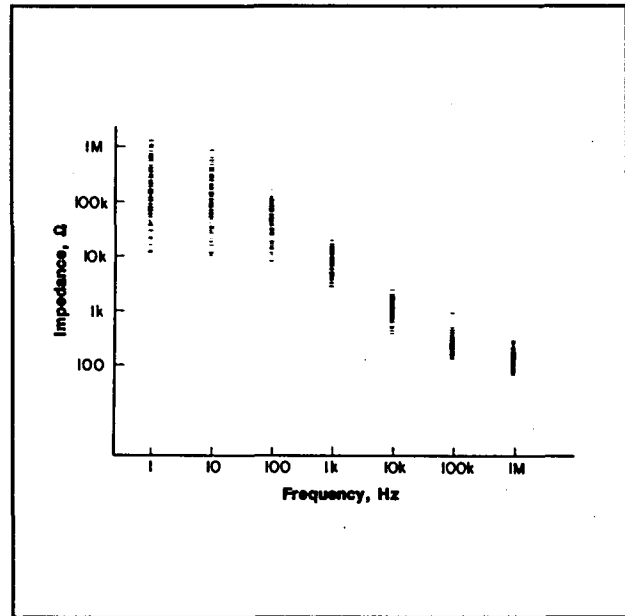


FIGURA 21 - Variació en freqüència del mòdul de la impedància de la pell, per varis subjectes i varis punts de mesura. Rosell et al,1988

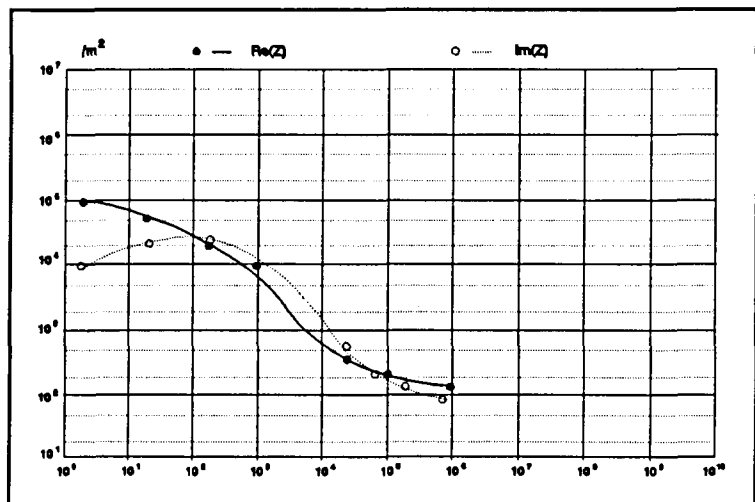


FIGURA 22 - Part real i imaginària de la impedància de la pell. (Yamamoto i Yamamoto 1976(a) i 1976(b)).

imaginària de la impedància mesurada, i que aquest error està relacionat no només amb els valors de part real i imaginària de la impedància sinó també amb la variació que tenen aquests valors d'un punt de mesura a l'altre.

La majoria de treballs sobre les característiques elèctriques de la pell que tenen en compte la part real i la imaginària estan interessats en caracteritzar la pell com a teixit, i per tant cerquen la impedància de la pell, intentant independitzar-la del tipus i tamany de l'elèctrode usat, tot suposant que la impedància del conjunt es pot separar linealment en la impedància de l'elèctrode més la de la pell.

En el cas de tomografia de impedància elèctrica, el fet d'usar un nombre relativament gran d'elèctrodes ens porta a desestimar, per què és costós en temps i desagradable per al subjecte on es mesura, els mètodes de preparació de la pell, i per tant ens cal treballar amb les característiques de la interfície fixades únicament pel tipus d'elèctrode usat, la posició on es col·loquen aquests i el subjecte que es mesura.

Per determinar quins valors absoluts i quines variacions es poden esperar en les característiques del conjunt elèctrode-pell hem realitzat una sèrie de mesures en diverses persones i usant 4 tipus diferents d'elèctrodes comercials.

Cal remarcar que no hi ha al mercat cap tipus d'elèctrode específicament dissenyat per mesures de impedància i per tant s'ha usat elèctrodes dissenyats per altres aplicacions. A la Figura 23 es poden veure, esquemàticament, els 4 tipus.

Els elèctrodes de tipus Medtronic #86906320 estan dissenyats per a neuroestimulació. Estan formats per un enreixat de fils de Ag/AgCl, sobre el que

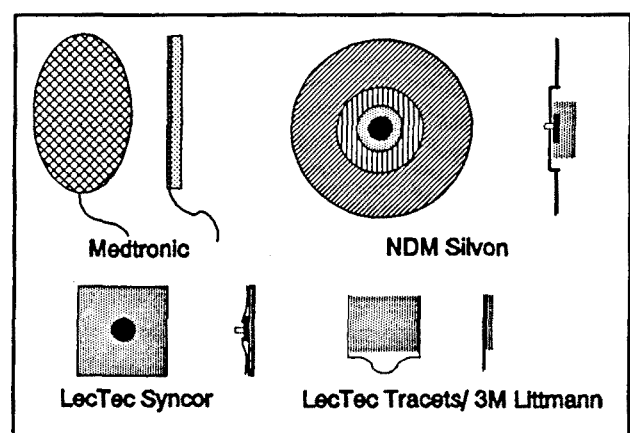


FIGURA 23 - Elèctrodes usats a les mesures. (a) Medtronic #86906320, (b) NDM Silvon, (c) LecTec Syncor, (d) LecTec Tracets.

es col·loca un gel adhesiu amb una superfície de uns 10 cm² i són reusables unes 30 vegades si es té la precaució de netejar el gel després de cada ús.

Els elèctrodes NDM Silvon són elèctrodes clàssics de registre de ECG, EMG, .. i estimulació. Estan formats per un botó de Ag/AgCl d'1 cm² de superfície cobert per un gel de característiques pastoses amb una superfície, sense col·locar al cos, d'uns 2 cm². El conjunt s'adhereix al cos mitjançant l'adhesiu que envolta el conjunt botó-gel i que pot estar fabricat en varis materials, depenent de l'aplicació que se'ls vol donar, de cara a augmentar la adhesivitat o conferir-li característiques hipoalèrgiques. Són d'un sol ús.

Els elèctrodes LecTec Syncor són elèctrodes clàssics de botó (1 cm²), per registre de senyals biològics, en els que s'ha substituït el gel fluid per un gel sòlid i adhesiu amb uns 4 cm² de superfície. Com els anteriors, són d'un sol us.

Finalment, els elèctrodes LecTec Tracets estan formats per una làmina de Ag/AgCl d'uns 4 cm² de superfície coberta, en tota la seva extensió per un gel sòlid i adhesiu. Són d'un sol ús. Aquest tipus d'elèctrode es pot trobar al mercat, de diferents fabricants, amb dimensions semblants, alguns dels quals en comptes de Ag/AgCl per la làmina, usen només Ag.

No s'ha realitzat cap prova amb elèctrodes reusables de Ag o Ag/AgCl en els que cal col·locar el gel perquè seria un procediment poc pràctic a l'hora de fer mesures de tomografia amb 16 o 32 elèctrodes.

El mètode de mesura de la impedància elèctrode-pell, conegut amb el nom de mesura a 3 fils, es pot veure a la Figura 24. Si la distància entre els elèctrodes on es mesura tensió es prou petita, llavors aquesta diferència de tensió correspondrà a la caiguda de potencial provocada pel corrent que s'aplica a l'elèctrode mesurat deguda només a aquest i la pell, ja que se suposa que la pell és una capa molt prima comparada amb les dimensions de la resta de l'objecte i amb una impedància molt més gran que els teixits interns.

La mesura, de totes, maneres és molt sensible a la distància entre els dos elèctrodes

en que es detecta la diferència de potencial. Per evitar aquest problema s'ha suggerit l'ús d'elèctrodes compostos (Hua *et al*, 1991). Malauradament no existeixen al mercat elèctrodes compostos, i la única solució consistiria en construir-los, a base d'elèctrodes existents o amb metalls nobles i gel. Això podria fer les mesures poc repetibles i s'ha preferit no utilitzar aquesta tècnica.

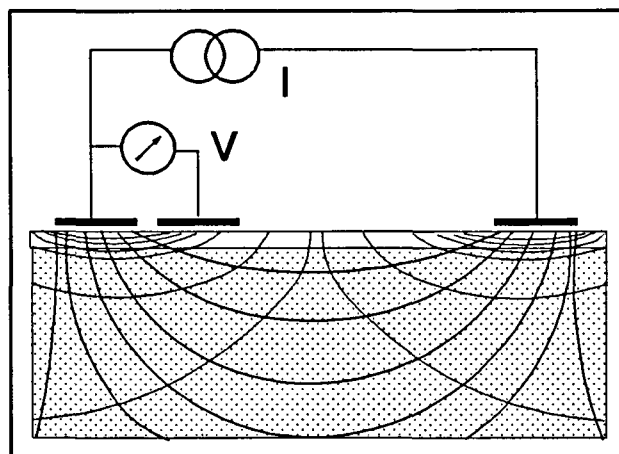


FIGURA 24 - Esquema de mesura a 3 fils per determinar la impedància d'un elèctrode col·locat sobre la pell.

Les mesures s'han realitzat usant un analitzador d'impedàncies HP4192A, en el marge freqüencial de 10 kHz a 1 MHz, segons l'esquema de mesura que es pot veure a la Figura 25. El principi de mesura utilitzat per l'instrument és molt similar al descrit. Per cada subjecte i tipus d'elèctrode s'han realitzat tres mesures, col·locant els tres elèctrodes molt propers, en l'abdomen, per sota de l'esternó i desplaçats cap a l'esquerra. Els elèctrodes d'injecció de corrent i detecció de tensió han estat sempre els mateixos (Medtronic #86906320) col·locant el que no s'usa per detectar tensió tant allunyat com ha estat possible. S'ha hagut de afegir un amplificador de guany unitat a la línia de detecció de tensió de l'instrument perquè el filtre pas baix format per la resistència de l'elèctrode i la capacitat del cable utilitzat impediè la mesura per sobre 200 kHz. Tot i amb això ha calgut fer un calibratge usant una xarxa de resistències i condensadors i corregir després per càlcul els valors mesurats.

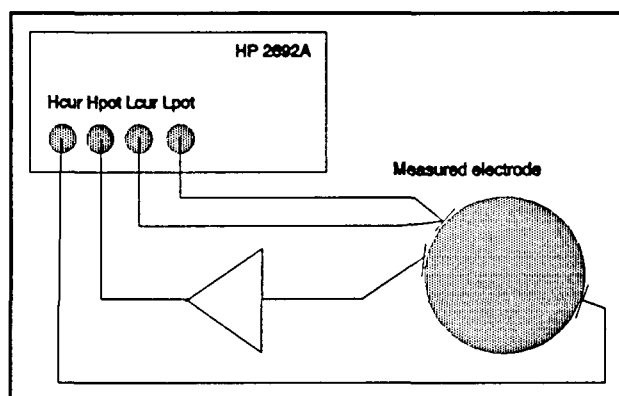


FIGURA 25 - Esquema de mesura utilitzat per determinar les característiques dels elèctrodes.

Per representar les dades s'ha elegit, a posteriori, un model circuital RC sèrie.

Aquesta elecció, en comptes d'un model RC paral·lel que pot ser més proper als fenòmens físics que donen lloc a la impedància del conjunt (Webster, 1978) s'ha fet perquè els valors de resistència i capacitat del model sèrie són molt més constants amb la freqüència que els del model paral·lel, en el marge freqüencial emprat, i són per tant més adients de cara a fer models circuitals del canal de mesura i simulacions del mateix.

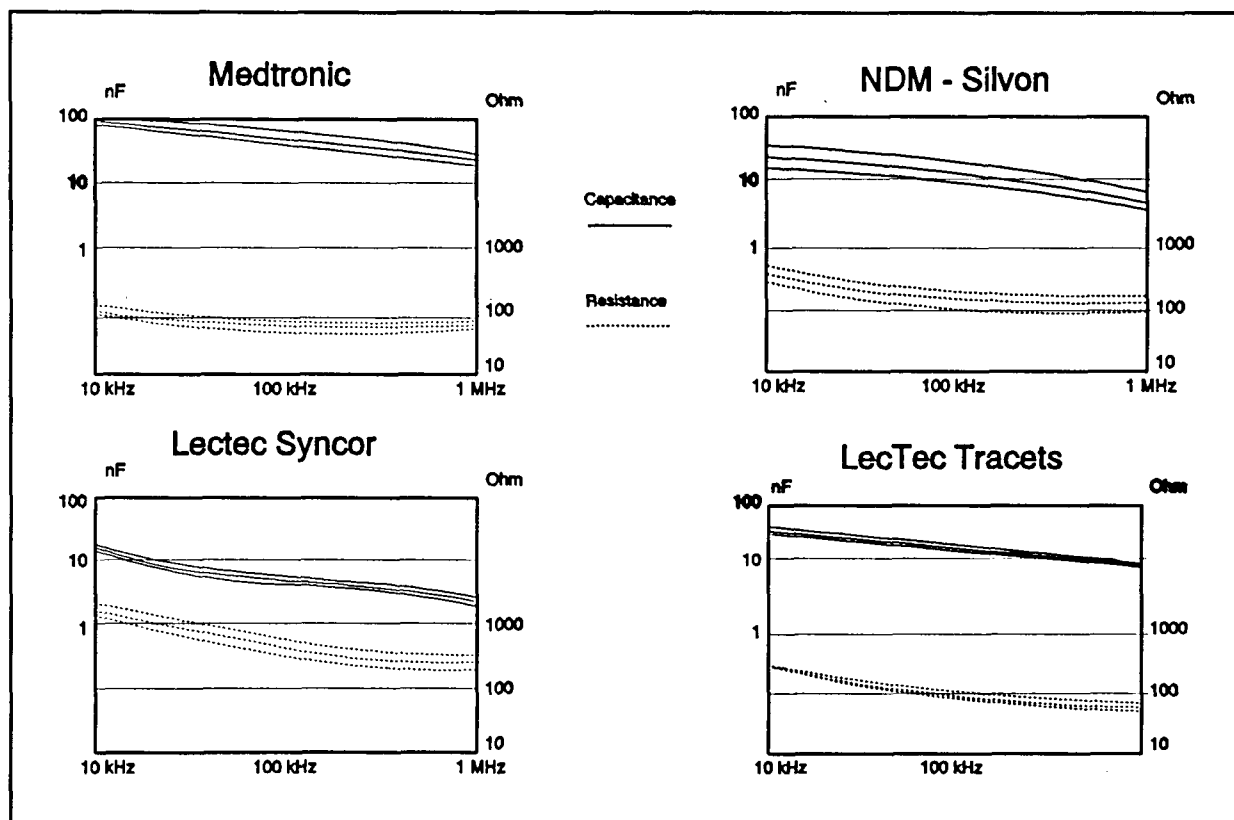


FIGURA 26 - Corbes típiques de resistència i capacitat corresponents a un subjecte, i pels quatre tipus d'elèctrode.

A la Figura 26 es poden veure els gràfics en freqüència corresponents a la resistència i la capacitat per tots els tipus d'elèctrode mesurats. La forma dels gràfics és similar per tots els elèctrodes i els 6 subjectes mesurats. S'observa una certa disminució, quan la freqüència augmenta, tant dels valors de la resistència com de la capacitat.

Els valors de resistència i capacitat depenen molt del subjecte mesurat, per una freqüència donada. Els valors límits, per tota la banda de freqüències i tots els subjectes

mesurats, per cada tipus d'elèctrode, es poden veure a la següent taula:

| | Medtronic | NDM Silvon | LecTec Syncor | LecTec Trcets. |
|-------------|----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|----------------------------|
| Resistència | 40 Ω - 200 Ω | 100 Ω - 400 Ω | 200 Ω - 2 k Ω | 40 Ω - 200 Ω |
| Capacitat | 20 nF - 200 nF | 10 nF - 40 nF | 2 nF - 20 nF | 10 nF - 50 nF |

Per determinar la dispersió de valors que es pot trobar en una situació real es pot fer la representació de tots els valors, per tots els subjectes mesurats, tant de resistència com de capacitat.

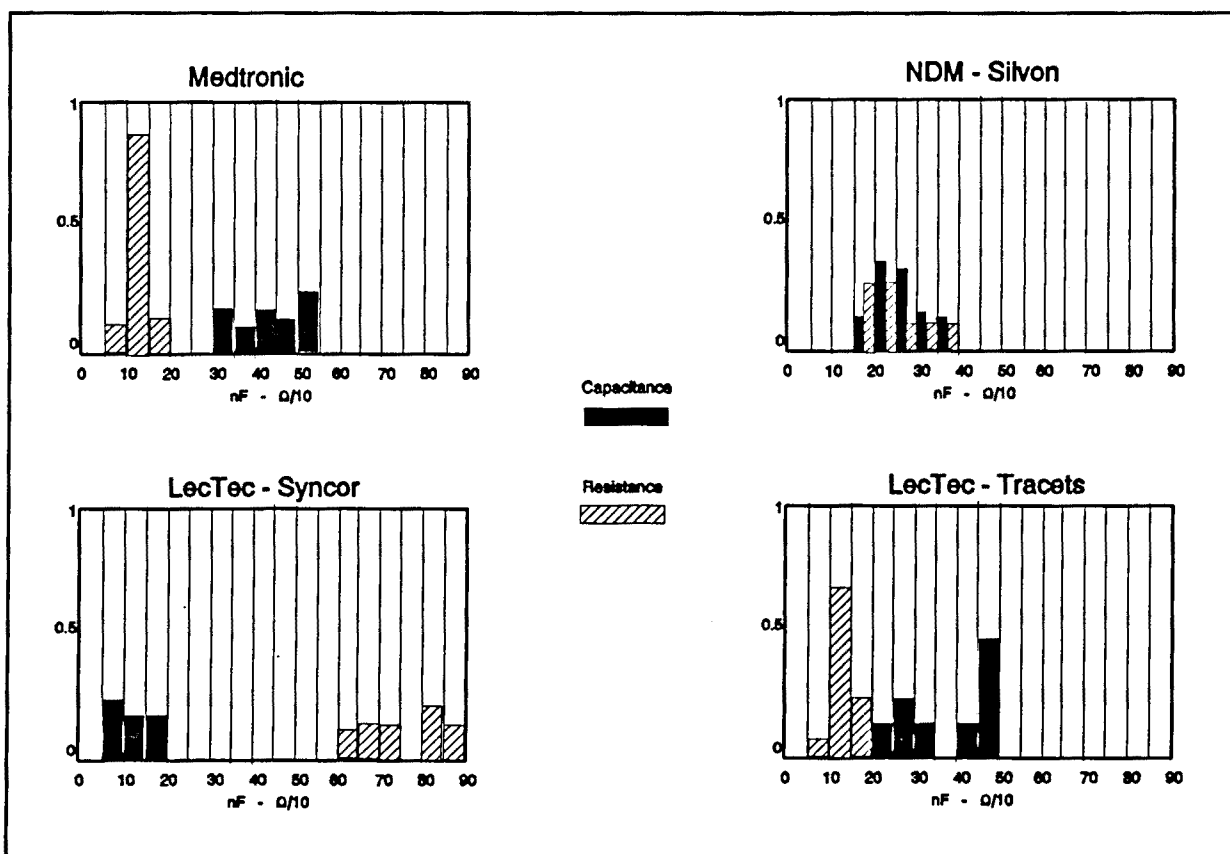


FIGURA 27 - Distribució de valors per totes les mesures a la freqüència de 50 kHz i pels 4 tipus d'elèctrode.

A la Figura 27 es pot veure el gràfic que correspon a una freqüència de 50 kHz. De les corbes de la Figura 26 es pot deduir que, al ser els gràfics per cada mesura bastant paral·leles en freqüència, i com que estan representades en eixos logarítmics pel que fa al valor de resistència i capacitat, la variació relativa d'aquests valors serà similar a tota la banda.

Observem, a grans trets que els elèctrodes tipus Medtronic tenen una capacitat gran i una resistència baixa, degut a la gran superfície de contacte amb la pell. Els elèctrodes NDM Silvon presenten una resistència una mica més alta i una capacitat més baixa. Això és degut a que el gel fluid que tenen penetra més a l'epidermis i fa baixar la resistència. Els elèctrodes LecTec Syncor presenten alta resistència i baixa capacitat. Donada la gran superfície de contacte amb la pell, això pot ser degut a la poca superfície de contacte entre el disc de Ag/AgCl i el gel. Finalment els elèctrodes LecTec Tracets presenten baixa resistència i gran capacitat (menor que els de tipus Medtronic) deguda a la gran superfície de contacte entre gel i pell i entre la làmina de Ag/AgCl i el gel. Es de suposar que la composició química del gel de cadascun dels elèctrodes influirà de forma gran en els valors de resistència i capacitat, però no hi ha dades referents a aquesta composició.

Es pot observar, també, que tots els elèctrodes presenten una gran dispersió dels seus valors, cosa que es contradiu amb les corbes per un subjecte vistes a la Figura 26, on s'intuïa que algun tipus presentaria menor dispersió que els altres. Aquesta gran variabilitat pot ser deguda a la variació de valors, pel mateix tipus d'elèctrode, que hi ha d'un subjecte a l'altre.

Per evitar aquesta dependència amb el subjecte s'ha realitzat una normalització de cada conjunt de 3 mesures, corresponents al mateix subjecte, respecte al seu valor mitjà, i s'ha generat una gràfica amb les desviacions de les mesures respecte a aquest valor mitjà.

A la Figura 28 podem veure el resultat, molt més concordant amb el que s'esperava de les corbes de la Figura 26. Els elèctrodes que tenen una menor dispersió són els LecTec Tracets, mentre que els que presenten una major dispersió són el NDM Silvon. Els altres dos tipus d'elèctrode presenten valors intermedis.

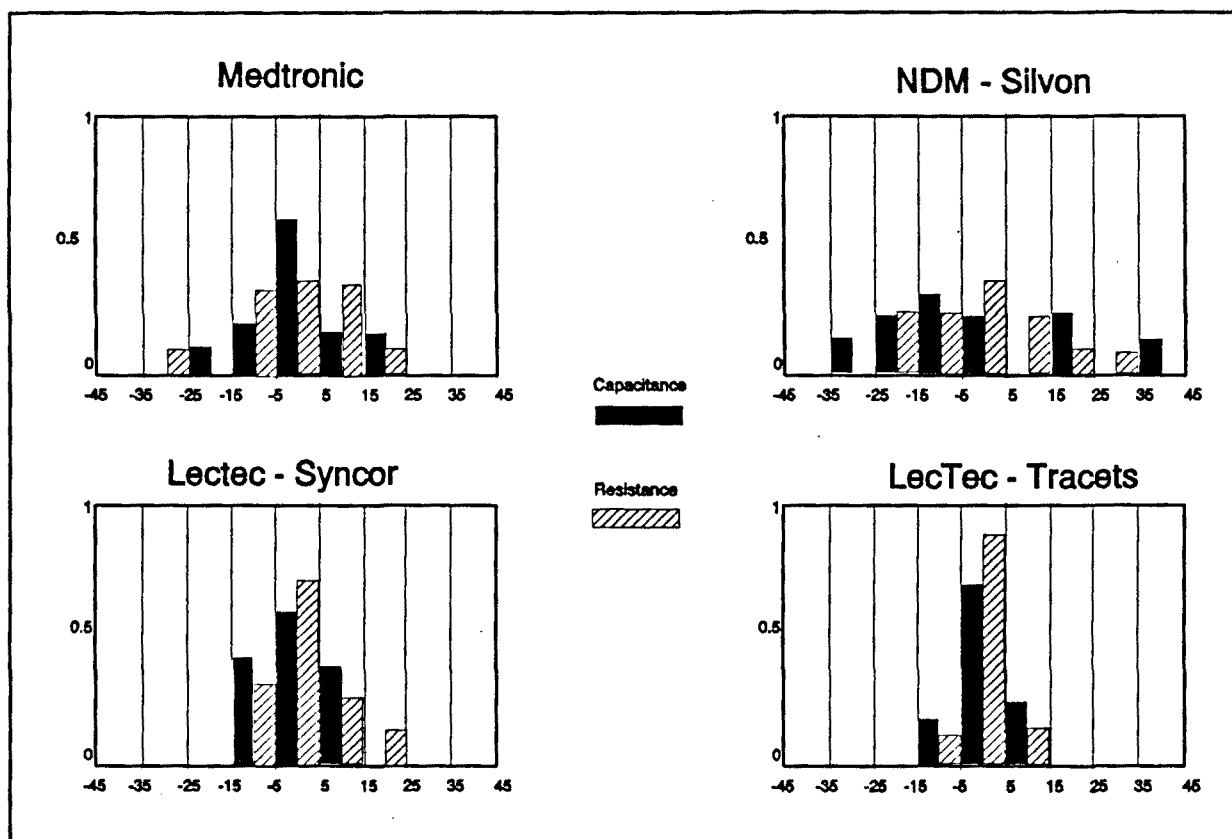


FIGURA 28 - Variació normalitzada per totes les mesures, a 10 kHz, i per cadascun dels elèctrodes.

Una primera explicació d'aquest fenomen pot ser que la superfície de contacte entre el gel i la pell, en el cas dels elèctrodes LecTec Tracets és gran i molt constant entre un elèctrode i un altra, éssent força independent de la forma de col·locació. En el cas del elèctrodes NDM Silvon, al tenir un gel fluid, la superfície real de contacte entre el gel i la pell no és coneguda i pot dependre bastant de la forma de col·locació (pressió efectuada al aplicar-lo, deformacions de la superfície del cos per moviments, etc.) així com de la temperatura, ja que el gel és més fluid com més alta és la temperatura.

Amb aquesta explicació però, no queda justificat perquè els altres tipus d'elèctrodes presenten una desviació més gran que els LecTec Tracets, ja que tenen també gel sòlid adhesiu. Una explicació pot ser que la superfície de contacte entre el disc de Ag/AgCl en el cas dels elèctrodes LecTec Syncor o amb la malla de fils en el cas dels elèctrodes Medtronic, no és tant constant com en el cas dels elèctrodes LecTec Tracets on tota la superfície del gel està en contacte amb la làmina. Aquesta diferència de superfície és més palesa en el cas dels LecTec Syncor, degut a que el gel és més dur que en els Medtronic i

el contacte és en un sol punt amb el disc. Si se sotmet aquest elèctrode a deformacions s'observa que el contacte gel-disc no sempre és igual.

La conclusió evident és que els elèctrodes del tipus LecTec Tracets són els que millor s'adapten a les necessitats de mesura de impedància elèctrica, ja que presenten resistència baixa, capacitat alta i desaparellament mínim.

Malgrat això, hi ha altres consideracions, que poden fer decantar la decisió cap un altre tipus d'elèctrode. Aquest tipus d'elèctrode, per tots els models de diferents fabricants probats (3M Littman, Sentry, Marquette, LecTec Tracets), tenen una gran disminució de adherència quan hom sua, o després d'una llarga estona d'estar col·locats.

S'han realitzat també proves consistents a arrancar l'elèctrode de la seva posició i tornar-lo a col·locar en el mateix lloc o en un lloc diferent (això és bastant freqüent en mesures de tomografia, on és important que els elèctrodes estiguin equiespaiats per motius pràctics de mesura). En aquestes condicions, la resistència dels elèctrodes tipus LecTec Tracets augmenta en un factor que pot arribar a ser 2, mentre que la capacitat baixa en un factor de fins 1.5. Per als elèctrodes tipus NDM Silvon, la variació observada no s'aparta dels límits de variació observats en condicions normals.

La conclusió final és que, en condicions de laboratori els elèctrodes tipus LecTec Tracets (o similars) són els que s'ajusten més a les necessitats, però per una aplicació clínica no hi encara en el mercat un elèctrode que satisfaci tots els requeriments.

Altres grups que realitzen mesures de tomografia en el cos humà utilitzen dissenys propis d'elèctrode, normalment per raons pràctiques de col·locació (University of Sheffield) o per què el mètode d'obtenció d'imatges així ho imposa (Reensaler Politehnic).

3.5.- DETECTABILITAT DE LES ESTRUCTURES BIOLÒGIQUES

Com s'ha vist al capítol 2, els mètodes diferencials d'obtenció d'imatges, dins els quals s'engloba el mètode multifreqüència, es basen en l'obtenció d'una imatge que depèn la variació relativa de les tensions (o corrents) entre un conjunt de mesures (trama), anomenada referència, i una altre conjunt que anomenem "mesura". Ens cal saber quina variació relativa en les mesures podem esperar en un teixit donat i per unes freqüències donades. Això en general dependrà de la variació relativa de la variable de mesura (impedància o admitància), del volum (o àrea) en que es produeixi aquesta variació i de la posició relativa d'aquesta regió de variació i el contorn.

Deixarem per un capítol posterior la influència del tamany i la posició de la regió d'interès, i estudiarem aquí la variació relativa de la variable mesurada, per una situació de mesura donada. En general aquesta variació reactiva dependrà de les dues freqüències a les que es faci la mesura. Les expressions que ens descriuen el comportament dels paràmetres bàsics són en general complexes i canvien d'una banda freqüencial a una altra. Seria bo fer *a priori* una acotació de la banda d'interès, per disminuir la complexitat del problema.

En primer lloc podem fer una acotació de la freqüència màxima a la que podem mesurar, en funció de la validesa de la aproximació quasi-estàtica vista a l'apartat 3.1.1:

$$|Kr| < 1 ; K^2 = -j\omega\mu\sigma(1 + \frac{j\omega\epsilon}{\sigma}) \quad [41]$$

i la longitud d'ona, λ definida al mateix apartat:

$$\lambda = \frac{2}{K} = \frac{2}{\sqrt{\mu\omega} \cdot \sqrt{\omega^2\epsilon^2 + \sigma^2}} \quad [42]$$

Si volem que l'error de fase degut a efectes de propagació sigui menor que un determinat valor, aleshores hem d'exigir que $r < k\lambda/360$, on k és el desfasament mínim permès en graus i r és la distància entre el generador de camp elèctric i el receptor del mateix. Pels circuits electrònics se suposa normalment que tenen una permitivitat igual a la

del buit (o a la del material del circuit imprès i aïllants dels cables usats) i una conductivitat zero i per tant no tindrem en compte els circuits alhora de parlar de longitud màxima de l'objecte a mesurar, perquè els materials biològics presenten una permitivitat i conductivitat molt més grans.

La longitud d'ona associada a cadascun dels diferents teixits es pot veure de forma gràfica a la Figura 29 pel marge de freqüències entre 10 kHz i 100 MHz. El cas pitjor (λ més petita) correspon als teixits amb una major conductivitat, sobretot a baixa freqüència. En aquest cas, la sang i el teixit muscular mesurat transversalment.

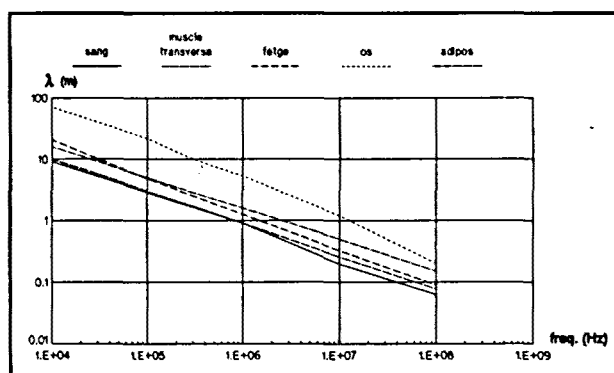


FIGURA 29 - Longitud d'ona associada als diferents teixits en el marge de 10 kHz a 100 MHz.

En un sistema de mesura a 4 fils, que és el que s'emprarà, segons es veurà al capítol 4, no és evident quina és la distància que cal considerar alhora de quantificar el desfasament dels camps electromagnètics aplicats, en funció de quins siguin els punts on s'aplica el camp i quins siguin els punts on es mesura el potencial. Per determinar això caldria resoldre el problema del potencial genèric, sense fer la aproximació quasi-estàtica.

Podem definir dues situacions: el cas millor seria aquell en que la distància considerada fos la que hi ha entre els dos elèctrodes on s'aplica el camp. En el cas del torax i per una estratègia adjacent, aquesta distància és de l'ordre de 5 cm. El cas pitjor seria el de considerar que la distància és el camí més llarg que pot recórrer el corrent elèctric de conducció sobre el material, que pel mateix cas anterior seria de 1 m.

Si ens posem en el cas millor, la longitud d'ona que provocaria un desfasament per efectes de propagació (apreciable) molt menor que el dels teixits per efectes reactius propis seria:

$$\lambda > \frac{2\pi r}{\operatorname{atan}\left(\frac{\omega\epsilon}{\sigma}\right)} \quad [43]$$

Així, per al teixit muscular mesurat transversalment:

$$f = 10 \text{ kHz} : \lambda \gg 1.35 \text{ m}$$

$$f = 100 \text{ kHz} : \lambda \gg 1.95 \text{ m}$$

$$f = 300 \text{ kHz} : \lambda \gg 4.2 \text{ m}$$

$$f = 1 \text{ MHz} : \lambda \gg 5.05 \text{ m}$$

i per al fetge:

$$f = 10 \text{ kHz} : \lambda \gg 6.3 \text{ m}$$

$$f = 100 \text{ kHz} : \lambda \gg 5.05 \text{ m}$$

$$f = 300 \text{ kHz} : \lambda \gg 2.15 \text{ m}$$

$$f = 1 \text{ MHz} : \lambda \gg 2.15 \text{ m}$$

La condició que ha de complir λ depèn molt del material biològic en concret. En general, fins a 100 kHz podem suposar que l'aproximació quasi-estàtica s'acompleix. Per sobre d'aquest valor se'ns complirà per alguns teixits i per d'altres no, i a 1 MHz no es complirà per cap d'ells. Limitarem per tant l'estudi de la sensibilitat de la mesura a la variació freqüencial fins a 1 MHz.

3.5.1.- Estudi teòric de la detectabilitat en funció de la forma de variació freqüencial dels paràmetres bàsics.

Començarem l'estudi amb un cas senzill, encara que irreal, de comportament freqüencial de la conductivitat i permitivitat dels teixits, en el que suposarem que tots dos paràmetres són constants amb la freqüència.

El sistema de mesura ha d'ésser capaç de obtenir les dues components de la variable escollida de mesura (real i reactiva). La variable de mesura pot ser o bé impedància o bé admitància, i un cop obtingudes les dues components podem obtenir, per càlcul, les components de l'altra variable, el mòdul i fase de qualsevol d'elles o fins i tot els paràmetres bàsics mateixos. La component reactiva que s'espera trobar serà en general molt més petita que la part real (veure les gràfiques de Cole-Cole) a freqüències per sota de 1 MHz, que és el nostre límit superior, llevat que s'aconseguís fer la mesura en el punt exacte en que es produeix la relaxació. Això últim, però, seria vàlid per alguns teixits però no per uns altres, en una mateixa mesura.

Aquest fet, a la pràctica, imposa que ens haguem de quedar amb la part real de la variable que escollim treballar i no podrem, si no és amb aproximacions grolleres, obtenir per càlcul les altres components.

Per un teixit, amb conductivitat σ i permitivitat ϵ , mesurat a dues freqüències diferents (pulsacions) ω_1 i ω_2 , podem escriure (les impedàncies i admitàncies són sempre específiques):

$$Y = \sigma + j\omega\epsilon \quad ; \quad Z = \frac{\sigma}{\sigma^2 + \omega^2\epsilon^2} - j\frac{\omega\epsilon}{\sigma^2 + \omega^2\epsilon^2} \quad [44]$$

i les variacions relatives corresponents, per la admitància seran:

$$\frac{\Delta Re(Y)}{Re(Y)} = \frac{\sigma - \sigma}{\sigma} = 0 \quad ; \quad \frac{\Delta Im(Y)}{Im(Y)} = \frac{\omega_1\epsilon - \omega_2\epsilon}{\omega_1\epsilon} = \frac{\Delta\omega}{\omega} \quad [45]$$

on es veu que la part real no experimenta cap variació i la variació de la part imaginària és només la variació en freqüència, i per tant igual per a tots els teixits.

Per a la impedància, en canvi:

$$\frac{\Delta Re(Z)}{Re(Z)} = \frac{1-d^2}{d^2 + \frac{\sigma^2}{\omega_1^2 \epsilon^2}} ; \frac{\Delta Im(Z)}{Im(Z)} = \frac{(d-1)(\sigma^2 - d\omega_1^2 \epsilon^2)}{\sigma^2 + d^2 \omega_1^2 \epsilon^2} \quad [46]$$

on $d = \omega_2 / \omega_1$, $\omega_2 > \omega_1$.

En general, per què dos teixits presentin una variació relativa diferent per unes freqüències donades, s'haurà de complir que:

$$\frac{\sigma_1}{\epsilon_1} \neq \frac{\sigma_2}{\epsilon_2} \quad [47]$$

tant per la part real com per la imaginària, i a més a més haurem de mesurar en el marge freqüencial adient.

Podem fer l'aplicació detallada d'aquest cas a dos teixits que presenten un zona relativament ampla en l'eix freqüencial on la permitivitat i la conductivitat són constants: la sang entre 100 Hz i 1 MHz i el teixit muscular mesurat transversalment entre 100 Hz i 10 kHz.

A la Figura 30 podem veure la variació relativa de la part real (a dalt) i la imaginària (a baix) de la impedància específica del teixit muscular en funció de la freqüència f_1 i prenent com a paràmetre la relació de freqüències utilitzades a la mesura (d). Cal notar que a mida que d augmenta, les corbes es queden més avall en freqüència, ja que d alta vol dir f_2 alta, i hem de limitar f_2 al valor màxim pel qual l'aproximació de σ i ϵ són constants.

La interpretació de les corbes és el següent: Per un valor de freqüència determinat, si ens posem sobre una corba amb valor de $d = d_0$, llavors trobarem al variació relativa que obtindriem (en %) al mesurar a freqüències f_1 i $d_0 f_1$. Per comparar més d'un teixit

representarem les corbes de cadascun en el mateix gràfic, amb traços de línia diferent. Si per una freqüència donada les corbes que corresponen al mateix valor de d tenen valors diferents de variació relativa, llavors conclourem que podrem distingir al dos teixits. Els distingirem més o menys dependent de la diferència de variació relativa.

S'observa que per freqüències baixes la variació relativa de la part real és nul·la i per freqüències altes

la variació relativa té la mateixa forma independentment del valor de d . Aquest comportament es pot deduir de les fórmules anteriors i és vàlid per a tots els teixits, independentment del valor concret de la permitivitat i conductivitat pròpies.

La condició que la relació entre σ i ϵ d'un teixit ha d'ésser diferent a la de l'altre teixit per poder trobar una diferència de variació relativa es tradueix, sobre la corba, en que el pol de la variació relativa es trobi a freqüències diferents per tots dos teixits.

Pel que fa a la part imaginària, els valors de variació relativa són molt més grans, degut a la influència directa de d sobre la mateixa, per d grans. Per valors de d petits la corba presenta també un pol en el seu comportament, al qual són aplicables les restriccions enunciades per la part real.

La sang, al presentar valors de permitivitat molt més baixos que el múscul mesurat transversalment, té el pol de la resposta en freqüència de la variació relativa molt més

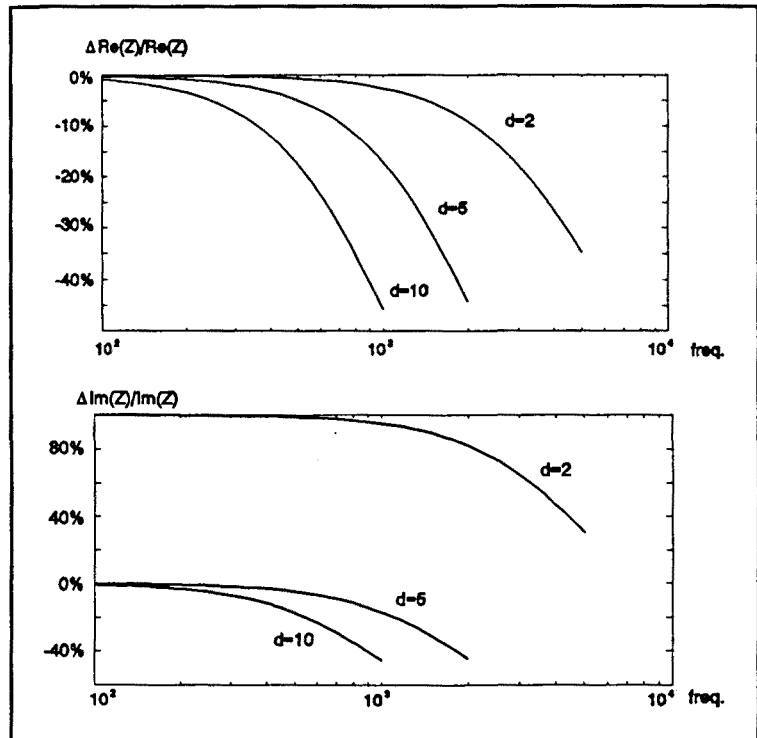


FIGURA 30 - Variació relativa de la part real i la imaginària de la impedància del teixit muscular. $d=f_2/f_1$.

amunt que aquell, i els valors de variació que s'assoleixen són més petits. A la Figura 31 podem veure les corbes de variació relativa per la part real i la imaginària de la impedància de la sang.

De la comparació dels dos gràfics per separat podem veure ja que podem distingir els dos teixits, en la banda de 100 Hz a 10 kHz, que és on es compleix l'aproximació de permittivitat i conductivitat constants per ambdós, si mesurem a les freqüències adequades i amb la relació de freqüències adient.

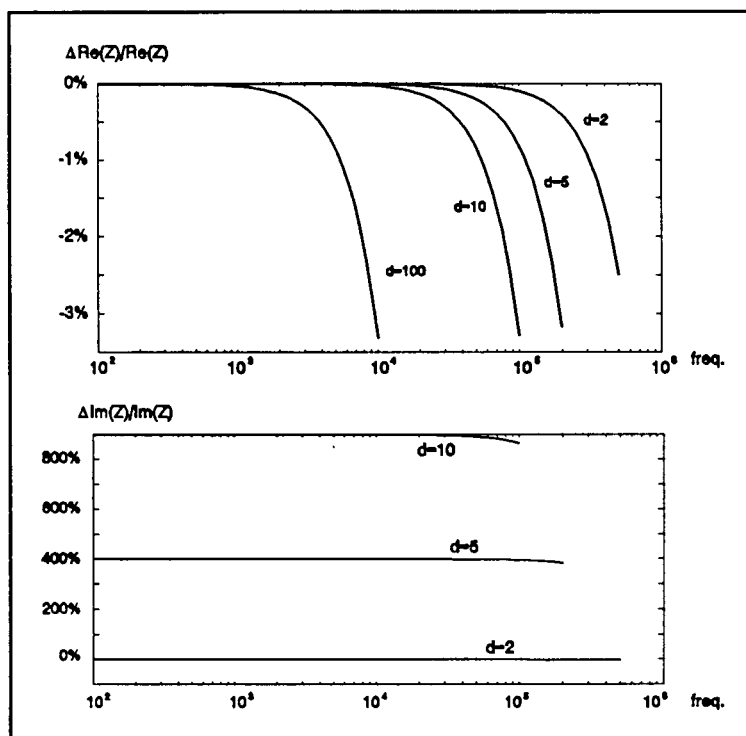


FIGURA 31 - Variació relativa de la part real (dalt) i de la part imaginària (baix) de la impedància de la sang.

Per fer més palesa aquesta possibilitat s'han dibuixat juntes les corbes de variació, amb la mateixa escala, i el resultat es pot veure a la Figura 32. Per la part real, el fet bàsic és que mentre en una certa banda i per una relació de freqüències, un dels teixits presenta una variació, l'altre teixit no en presenta cap. La diferència de variacions relatives pot assolir valors del 40%, en els extrems, la qual cosa és més que suficient perquè pugui ésser detectat sense cap dificultat.

Es pot observar, a la mateixa figura 32 que la diferència de variació pel que fa a la part imaginària és molt més gran, ja que la variació mateixa ho és. Això pot fer pensar que és molt més fàcil distingir els dos teixits mesurant la part imaginària que no pas la part real, però cal considerar que en aquest marge de freqüències la relació entre la part real i la imaginària de la impedància varia entre 10^{-5} i 10^{-2} per la sang quan la freqüència varia entre 100 Hz i 1 MHz; i entre 10^{-2} i 0.5 pel teixit muscular, al variar la freqüència entre 100 Hz

i 10 kHz. Això fa que mesurar la part imaginària, per la sang especialment, sigui molt difícil.

En general, i contràriament al que hem suposat fins aquest punt, la conductivitat i la resistivitat no són constants en el marge de freqüències d'interès. S'ha vist que les variacions en freqüència dels paràmetres bàsics de la majoria de teixits estudiats, i per freqüències per sota d'1 MHz, es poden modelar per expressions de Debye, sobre tot les dispersions α , i per expressions de Cole-Cole les dispersions β .

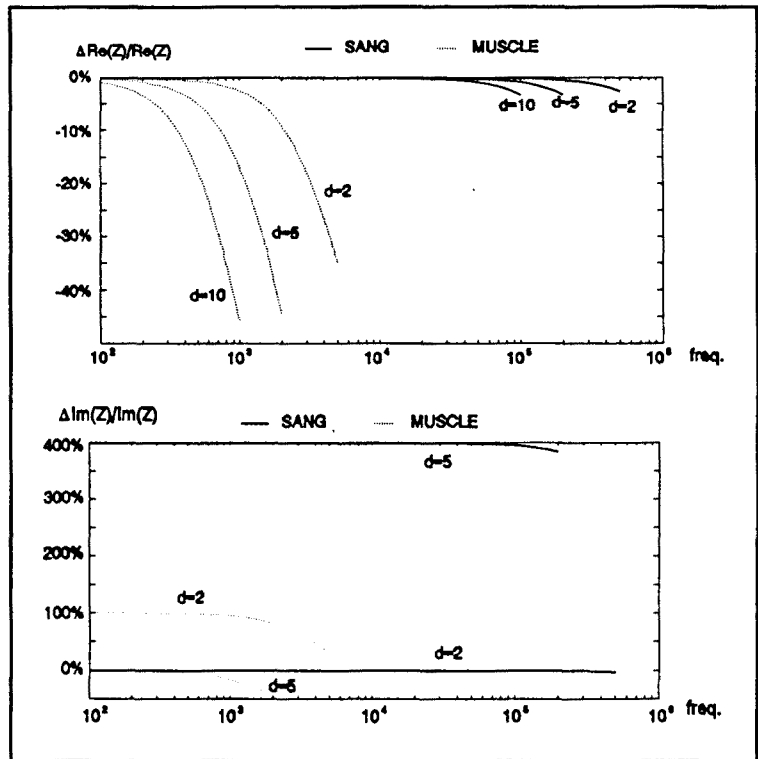


FIGURA 32 - Comparació de variacions relatives de la impedància entre la sang i el teixit muscular mesurat transversalment.

L'estudi analític de les expressions que ens donen la variació relativa de la part real i la imaginària de la impedància i la admitància per cada un dels dos models esmentats no és simple i resulta sempre funció de molts paràmetres. En el que segueix donarem només de forma gràfica els resultats obtinguts per càlcul de la variació relativa de les variables d'interès, amb els valors dels paràmetres obtinguts de les gràfiques de Cole-Cole que s'han donat més amunt.

L'únic cas en que pot ésser interessant fer un estudi analític és el cas dels materials tous, ja que tots ells presenten un comportament molt similar amb només petites variacions d'algun paràmetre, i mereixeran un estudi separat.

3.5.1.1.- Estudi de la variació relativa en dispersions del tipus de Debye

Els materials que presenten dispersions modelables amb expressions de Debye per sota de 1 MHz són:

- la sang, que presenta una dispersió β centrada a uns 3 MHz, i que per sota 1 MHz es pot suposar que té els paràmetres constants i per tant queda inclosa en l'estudi anterior.
- El teixit muscular mesurat transversalment (en el múscle longitudinal, tot i que no es dóna la representació de Cole-Cole, la dispersió α tendeix a confondre's amb la β encara més que pel transversal) es pot assumir que presenta una dispersió α entre 10 Hz i 4 kHz modelable d'aquesta manera.
- El fetge, que presenta la dispersió α entre 100 Hz i uns 30 kHz. De la resta de materials tous no es pot dir gran cosa perquè no es disposa de dades a tant baixa freqüència, tot i que es poden extrapolar.

S'ha realitzat el càlcul de variació relativa tant de la admitància com de la impedància pel cas del fetge i de la melsa, suposant que tots dos òrgans tenen la mateixa freqüència central de relaxació i només canvien els valors de conductivitat i permitivitat, que pel cas de la melsa s'han extrapolat. La comparació amb el teixit muscular, que també presenta una dispersió d'aquest tipus però en un marge de freqüències més reduït, es pot fer amb les corbes del cas anterior (σ i ϵ constants) que és bastant vàlid en el marge freqüencial on s'ha fet el càlcul pel fetge i la melsa.

En aquest cas trobarem variació tant a la admitància com a la impedància. A la Figura 33 podem veure la variació relativa per la part real i la imaginària de la admitància del fetge i la melsa.

Pel que fa a la part real, veiem que ambdós teixits presenten el mateix comportament, però les corbes obtingudes són diferents en quan al valor. A mesura que ens

acostem cap a la freqüència de relaxació, la variació relativa augmenta i també augmenta la diferència de variació relativa entre tots dos òrgans. Per relacions de freqüències de mesura altes ($d > 5$), es pot trobar una diferència de variació relativa prou gran fins i tot si estem allunyats de la relaxació.

Pel que fa a la part imaginària de la admitància, tots dos òrgans presenten corbes idèntiques, que depenen només de d , i per tant no podem utilitzar aquesta variable per distingir aquests materials.

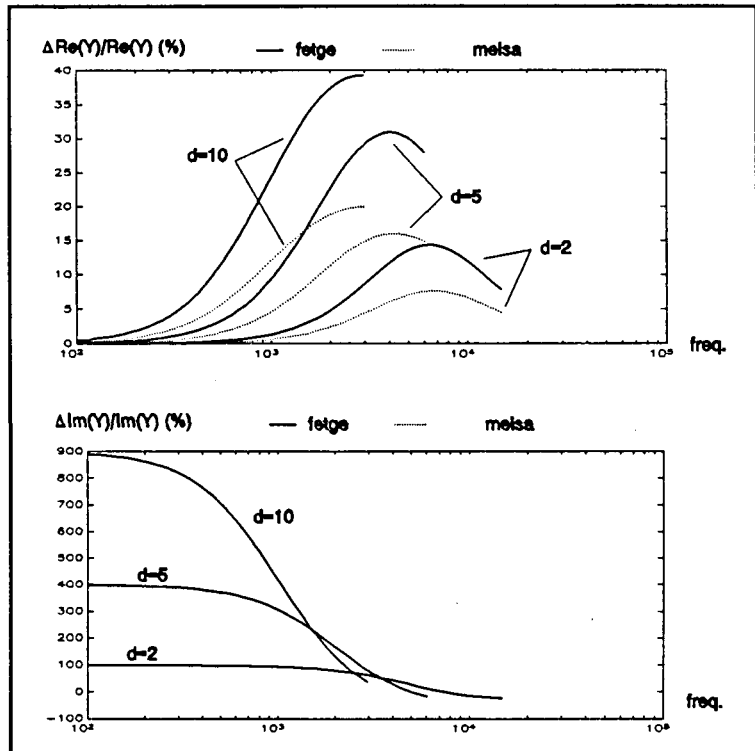


FIGURA 33 - Variació relativa de la part real (dalt) i la imaginària (baix) de la admitància del fetge i la melsa.

A la figura Figura 34 es veu la variació relativa quan la variable mesurada és la impedància. La part real de la impedància del fetge presenta en tota la banda i per qualsevol valor de d una variació més gran que no pas la melsa. En canvie la part imaginària, tot i que els valors pels dos materials són diferents, presenta diferències de variació relativa que són, en general, petites respecte al valor de la variació mateixa, i això podria provocar un efecte d'emascament que faria difícil obtenir resultats positius. Cal recordar també que el valor absolut de la part imaginària de la impedància és molt més petit que el de la part real, en aquesta banda de freqüències, i és difícil la seva mesura.

Si comparem aquests resultats amb els del múscul i la sang, a la mateixa banda freqüencial i en el supòsits del l'apartat anterior deduem que utilitzant la admitància com a variable de mesura podem fer sempre la distinció de teixits, ja que la sang i el muscle no

presentaven variació relativa de admittància. Si utilitzem la impedància com a variable, i donat que la sang no presenta variació relativa (molt petita) per sota 10 kHz, serà fàcil fer la distinció, tant en la part real com en la imaginària. El muscle, en canvi presenta una variació de part real molt semblant a la del fetge, per sota 1 kHz, i no serien distingibles. Per sobre 1 kHz el comportament és diferent i seria possible la distinció. Aquests resultats variarien una mica si es considerés un model més acurat pel múscul. A la part imaginària de la impedància les diferències són més grans, perquè la permitivitat del fetge és molt més gran a baixa freqüència i té una disminució molt més accentuada.

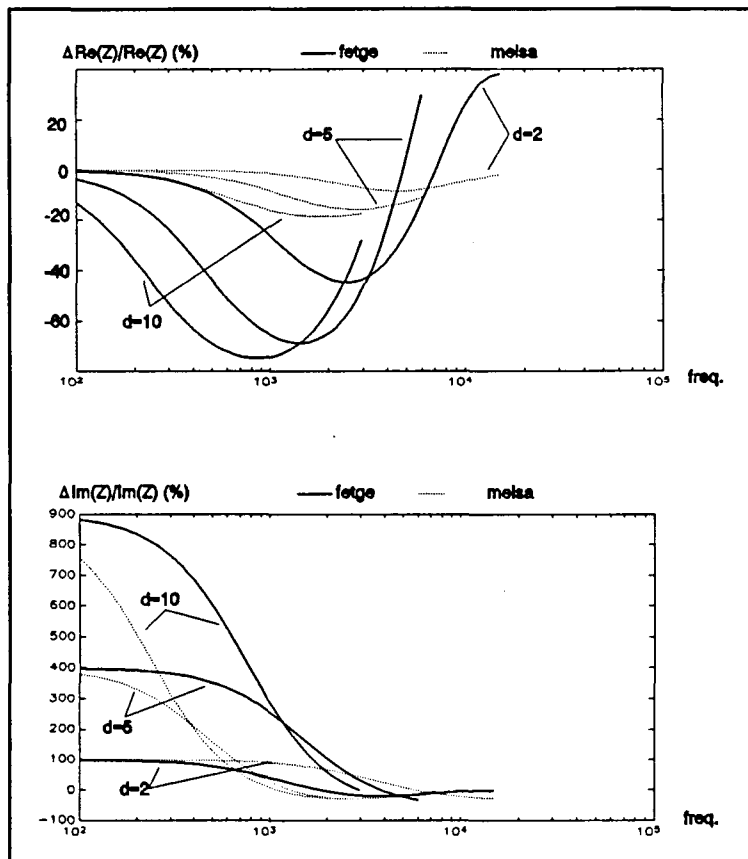


FIGURA 34 - Variació relativa de la part real (dalt) i la imaginària de la impedància del fetge i la melsa.

3.5.1.2.- Estudi de la variació relativa en dispersions del tipus de Cole-Cole

Els materials que presenten dispersions modelables segons un model de Cole-Cole per sota 1 MHz són:

- El teixit muscular mesurat transversalment (i també longitudinalment) presenta la dispersió β entre uns 3 kHz i 2 MHz, modelable segons el model de Cole-Cole amb $\alpha=0.3$.

- El conjunt de materials tous que presenten també la dispersió β entre uns 30 kHz i 10 MHz, modelable amb $\alpha=0.5$
- El teixit ossi presenta el principi de la dispersió β (i/o δ) entre uns 200 kHz i 1 MHz. Aquest marge és prou reduït com perquè poguem fer una aproximació més senzilla, i l'inclourem en el següent apartat.

Farem primer l'estudi anàleg al de l'apartat anterior, amb el teixit muscular, el fetge i el teixit ossi, agafant els valors dels paràmetres trobats fins ara, i després farem un estudi de sensibilitat a la variació d'algun paràmetre, de cara a intentar conèixer la possibilitat de distingir entre materials tous, que presenten en aquesta banda uns valors encara més propers que en el cas de la dispersió de Debye.

A la Figura 35 es veu la variació relativa de les parts real i imaginària de la admitància del teixit muscular mesurat transversalment i del fetge, en el marge de freqüències en que els teixits admeten una modelització de Cole-Cole. El comportament aparentment diferent per la variació relativa de la part real es degut a que el teixit muscular té la freqüència central de relaxació (ω_0) a uns 10 kHz, al començament de la banda estudiada mentre que el fetge la té a uns 150 kHz, i per tant la variació relativa està en fase de creixement.

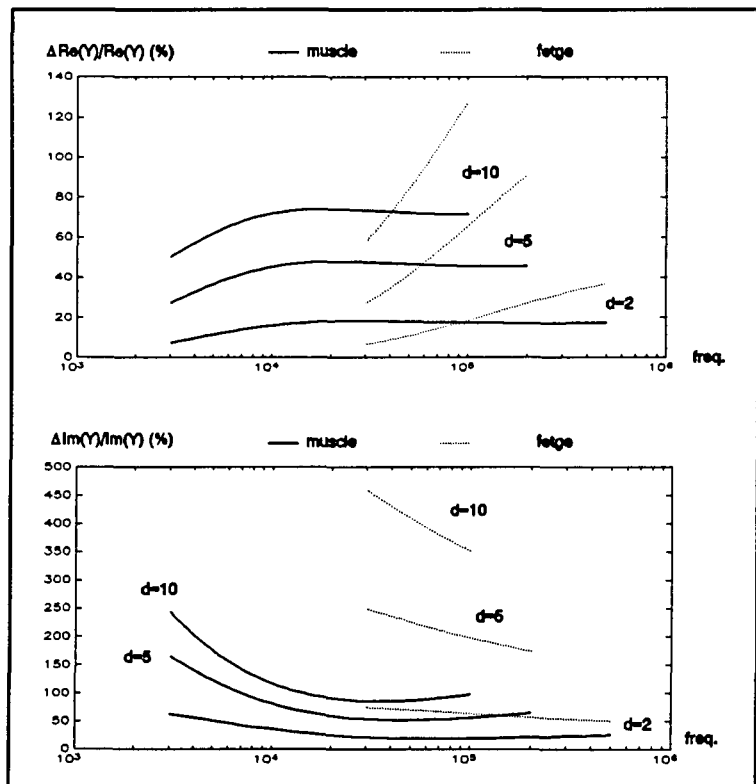


FIGURA 35 - Variació relativa de la admitància del teixit muscular i del fetge quan es modelen per una expressió de Cole-Cole.

està en fase de creixement. Això provoca que les corbes amb valors de d iguals tinguin un

punt de creuament, i per tant a aquesta freqüència i a freqüències properes la diferència de variació relativa serà nul·la. Els primers estudis teòrics de la viabilitat de mesures a dues freqüències per determinar l'estructura del cos humà (Griffits, 1987) van estar realitzats, per simulacions, precisament a 100 kHz amb $d=1.5$, amb la qual cosa la variació trobada era especialment petita, tot i que els resultats no eren descoratjadors.

La part imaginària de la admitància presenta valors molt més grans de variació relativa i diferències també molt més grans. Pel teixit muscular és més petita, amb menys dependència de d i pel fetge és més gran i amb una clara dependència de d . La detecció seria doncs fàcil. Però al mateix temps el fet que la variació relativa sigui tant gran pot emascarar informació d'altres teixits (Griffits, 1987).

La variació relativa de la impedància té un comportament molt similar i se li pot aplicar el que s'ha dit per la admitància.

Per intentar avaluar l'efecte d'una petita variació en algun dels paràmetres del model de Cole-Cole, que donaria idea de la possibilitat de detectar diferents materials tous, s'ha pres com a referència el comportament del fetge i s'ha fet dos estudis. En primer lloc s'ha modificat el valor de la permitivitat a baixa freqüència, reduint-lo en un factor de 2 (aquest valor correspondria a la melsa) i s'han deixat tots els altres paràmetres iguals.

El comportament de la variació relativa de la impedància i de la admitància és molt similar, pel que només es presenta el de la impedància, a la Figura 36. La diferència de variació relativa, per cada valor de d , es manté constant en freqüència, i té una magnitud suficient com per poder ésser detectada. La part imaginària presenta un comportament força similar.

En segon lloc s'ha modificat el valor de la conductivitat a baixa freqüència, augmentant-lo en un factor de 2 (que correspon també a la melsa) obtenint resultat idèntic que en el cas anterior. En el supòsit que es modifiquessin els dos paràmetres simultaneament, que és el més probable, la diferència de variació relativa augmentaria, conservant la forma freqüencial. Això ens porta a pensar que serà possible distingir entre

aquests òrgans si aquesta diferència de variació relativa no es veu emmascarada per una variació més gran d'un altre teixit.

Es podria pensar també en variar algun altre paràmetre del model, com per exemple la freqüència de relaxació o la conductivitat a alta freqüència, però les dades de les que es disposa fan pensar que els paràmetres que poden experimentar major variació són els de baixa freqüència, ja que la forma de les corbes, a la Figura 8, és molt similar, i a alta freqüència (1 MHz) tendeixen a confondre's.

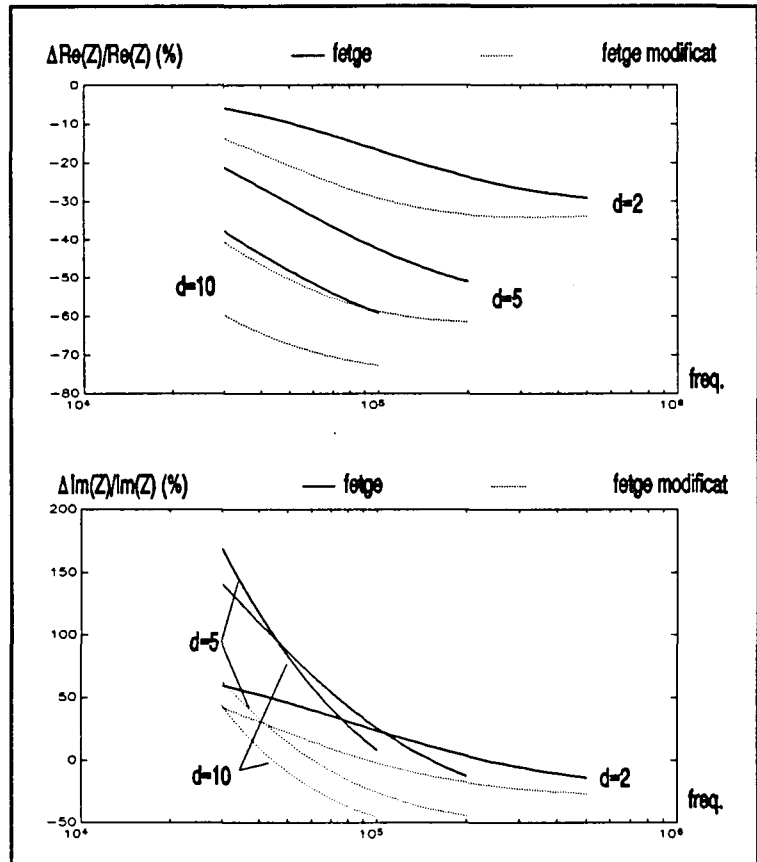


FIGURA 36 - Variació relativa de la impedància del fetge al modificar la permitivitat o la conductivitat per un factor de 2.

3.5.1.3.- Estudi de la variació relativa en teixits que es modelen per altres expressions.

Hi ha una sèrie de teixits, com els teixits adiposos, els pulmons, el teixit nerviós o fins i tot el teixit ossi, que no admeten, amb les dades disponibles i dins el marge freqüencial estudiat, una descripció mitjançant cap dels models vistos fins ara. Això pot ser degut a dues causes: les dades disponibles són poques, sobretot a baixa freqüència, i si se'n tinguessin més, es podria fer una representació amb algun dels models (cas del teixit ossi), o bé aquesta representació es pot fer, però la part de la representació que suposa el marge

freqüencial estudiat dins el global és tant poca que no està justificat fer-ho (cas del moll de l'os).

Per tots aquest teixits s'ha suposat que la forma de variació dels paràmetres bàsics en freqüència és la mateixa: conductivitat constant i permitivitat que varia com $\epsilon = \epsilon_s / \omega$, on ϵ_s representa el valor de permitivitat que tindrien a $\omega = 1$, si es comportessin d'aquesta manera a aquesta freqüència.

La impedància i la admitància, segons aquest model, quedarien:

$$Y = \sigma + j\sqrt{\omega}\epsilon_s ; Z = \frac{\sigma - j\sqrt{\omega}\epsilon_s}{\sigma^2 + \omega\epsilon_s^2} \quad [48]$$

on és fàcil deduir que la part real de la admitància no tindrà variació freqüencial, i la part imaginària de la admitància tindrà una variació que dependrà només de l'arrel quadrada de la relació de freqüències, de forma similar al cas en que se suposava σ i ϵ constants, on depenia de la relació de freqüències.

Per la part real ja no és evident la forma de variació i per tant s'ha realitzat el càlcul de la mateixa, que es pot veure a la Figura 39. La part real de la impedància presenta una variació molt petita, que es deu al fet que el producte $\omega\epsilon_s$ és molt petit, per freqüències per sota 1 MHz, i per tant la variació relativa serà petita i dependrà només de d . Pel cas dels pulmons, que tenen un permitivitat bastant més gran que els altres materials, es nota ja una petita dependència amb la freqüència. Pel que fa a la part imaginària, la variació relativa depèn fonamentalment de la relació de freqüències, degut al mateix efecte.

Aquest tipus de variació seria, de fet, la mateixa que presentaria un material que es pogues representar per un model de Cole-Cole amb $\alpha = 0.5$, en la zona on ϵ decreix amb la freqüència sempre i quant l'augment de conductivitat associat fos despreciable en front la conductivitat de base. Si s'observen les corbes de variació relativa de la impedància del teixit muscular i del fetge s'observaran efectes similars, però amb variacions relatives més grans, degut a que la permitivitat a baixes freqüències per aquests teixits és 10 o 100

vegades més gran que pel que aquí considerem, i que ϵ es manté constant a principi i al final de la banda estudiada.

Una conclusió que es pot extreure d'aquest estudi, i que de fet podia haver-se extret abans, és que per la majoria de teixits, a baixa freqüència, i donat que la part imaginària de la admitància és molt menor que no pas la part real, es poden utilitzar les expressions aproximades:

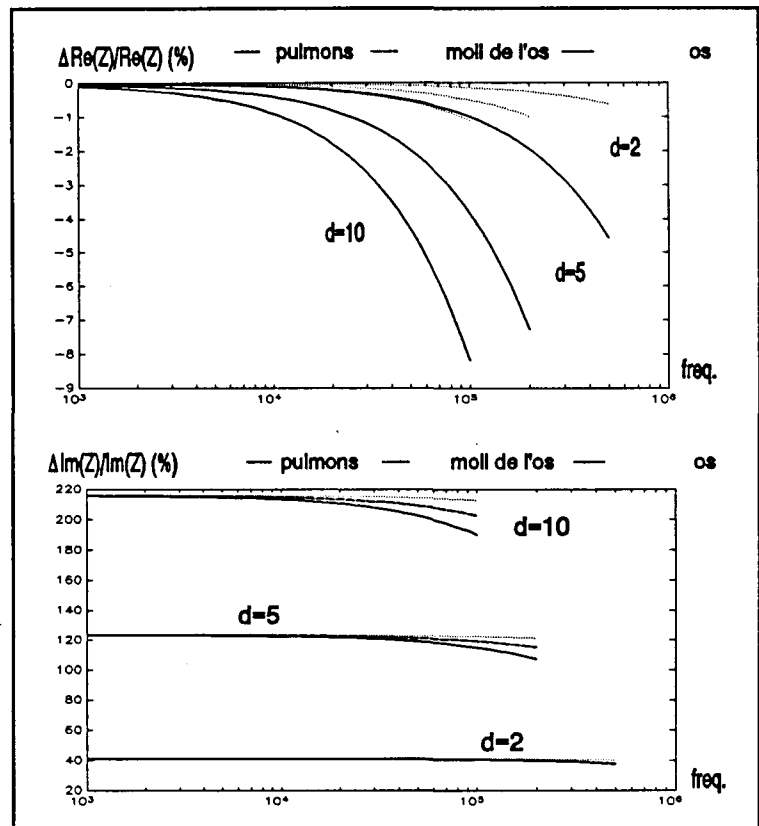


FIGURA 37 - Variació relativa de la impedància pel teixit ossi, els pulmons i el moll de l'os.

$$Re(Z) \approx \frac{1}{Re(Y)} - \frac{1}{\sigma} ; Im(Z) \approx -\frac{1}{Im(Y)} - \frac{1}{\omega\epsilon} \quad [49]$$

d'on es dedueix que la variació relativa de les parts real i imaginària de la impedància han d'ésser equivalents a les variacions relatives de les parts reals i imaginàries de la admitància. Això és estrictament cert per freqüències inferiors a 100 kHz, i deixa de ser-ho per sobre d'aquestes, depenent de la relació de freqüències utilitzada. D'aquí es desprèn que si volem distingir teixits amb paràmetres bàsics constants o del tipus estudiat en aquest últim apartat, haurem de mesurar necessàriament la impedància i utilitzar freqüències altes.

A la següent taula es troba el resum dels models i paràmetres que s'ha utilitzat a l'hora de fer els càlculs de variació relativa.

100 Hz 1 kHz 10 kHz 100 kHz 1 MHz

| | | | | |
|-----------------|--|--|-----------------------------|------------------------------|
| Teixit Muscular | Ct.: $\epsilon = 5 \cdot 10^2$, $\epsilon = 10^5$ | Cole-Cole $\epsilon_s = 7 \cdot 10^4$, $\sigma_s = 7 \cdot 10^{-2}$, $\alpha = 0.3$ $\epsilon_\omega = 2 \cdot 10^2$, $\sigma_\omega = 7 \cdot 10^{-1}$, $f_0 = 10$ kHz | | |
| Melsa | Debye $\epsilon_s = 2 \cdot 10^5$, $\sigma_s = 2 \cdot 10^{-1}$ $\epsilon_\omega = 7 \cdot 10^3$, $\sigma_\omega = 3 \cdot 10^{-1}$, $f_0 = 10$ kHz | Cole-Cole: $\epsilon_s = 7 \cdot 10^3$, $\sigma_s = 3 \cdot 10^{-1}$, $\epsilon_\omega = 2 \cdot 10^2$, $\sigma_\omega = 6 \cdot 10^{-1}$, $f_0 = 150$ kHz, $\alpha = 0.5$ | | |
| Fetge | Debye $\epsilon_s = 7 \cdot 10^5$, $\sigma_s = 10^{-1}$, $\epsilon_\omega = 2 \cdot 10^4$, $\sigma_\omega = 1.5 \cdot 10^{-1}$, $f_0 = 10$ kHz | Cole-Cole: $\epsilon_s = 2 \cdot 10^4$, $\sigma_s = 1.5 \cdot 10^{-1}$, $\epsilon_\omega = 2 \cdot 10^2$, $\sigma_\omega = 5 \cdot 10^{-1}$, $f_0 = 150$ kHz, $\alpha = 0.5$ | | |
| sang | constant | $\sigma = 0.6$ | $\epsilon = 2 \cdot 10^3$ | |
| os | $1/\omega$ | $\epsilon_s = 7 \cdot 10^5$ | $\sigma_s = 10^{-2}$ | |
| Moll de l'os | ----- | $1/\omega$ | $\epsilon_s = 2 \cdot 10^5$ | $\sigma_s = 2 \cdot 10^{-1}$ |
| Pulmons | ----- | $1/\omega$ | $\epsilon_s = 10^6$ | $\sigma_s = 7 \cdot 10^{-2}$ |

3.5.2.- Definició del marge freqüencial de mesura

El límit superior del marge possible de mesura ha quedat ja establert en 1 MHz, degut a que l'aproximació quasi-estàtica no es compleix ja a aquesta freqüència. Una acotació del marge d'interès cal fer-la en funció dels resultats de variació relativa dels paràmetres obtinguts a l'apartat anterior.

A la Figura 38 es presenta el resultat de la unió de les diferents corbes de variació relativa de la part real de la impedància, per una sèrie de teixits significatius i per una relació de freqüències de mesura de 5. S'ha elegit la impedància en comptes de la admitància, perquè la variació de la part real d'aquesta és nul·la per alguns teixits, com s'ha dit.

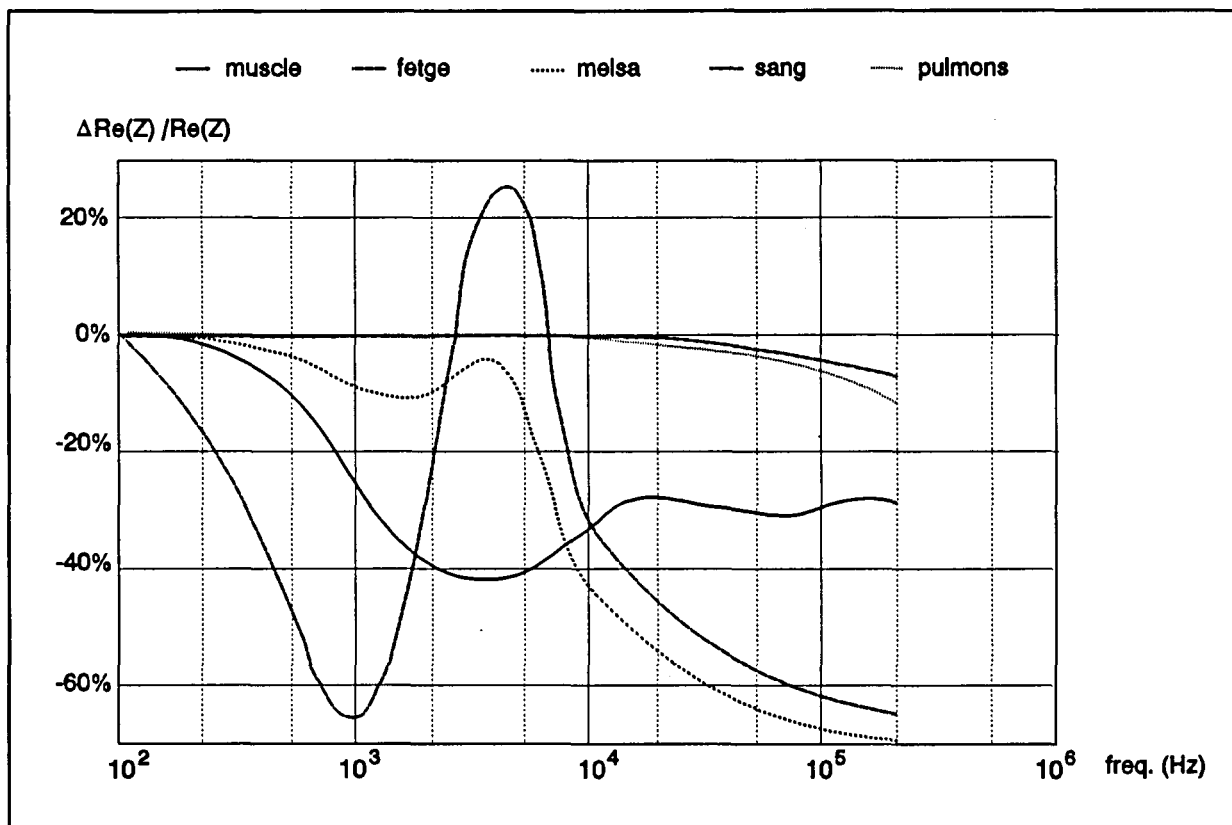


FIGURA 38 - Variació relativa de la part real de la impedància en tot el marge freqüencial per sota 1 MHz, i per una sèrie de teixits representatius, quant la relació de freqüències de mesura és $d=5$.

Observem que per sota 1 kHz, la variació relativa de tots el teixits (excepte el fetge) és petita, i la diferència de variació relativa també. Per poder distingir entre sang, pulmons, moll de l'os i teixits adiposos (aquests dos darrers presenten la mateixa forma i valors similars que els pulmons) cal fer mesures a freqüències per sobre dels 10 kHz.

A la Figura 39 es veu la variació de la part imaginària de la impedància. Cal repetir que a baixa freqüència la part imaginària és molt més petita que la real i per tant és molt difícil la seva mesura. D'altra banda, malgrat la diferència de variació relativa és gran a tota la banda, a baixes freqüències el valor de la variació mateixa és també molt gran, disminuint cap a freqüències més altes, excepte per la sang. Això pot provocar emmascaraments de diferències de variació interessants, per exemple teixits adiposos, pulmons, etc. Caldrà mesurar a freqüències per sobre 10 kHz per poder obtenir resultats satisfactoris amb la part imaginària.

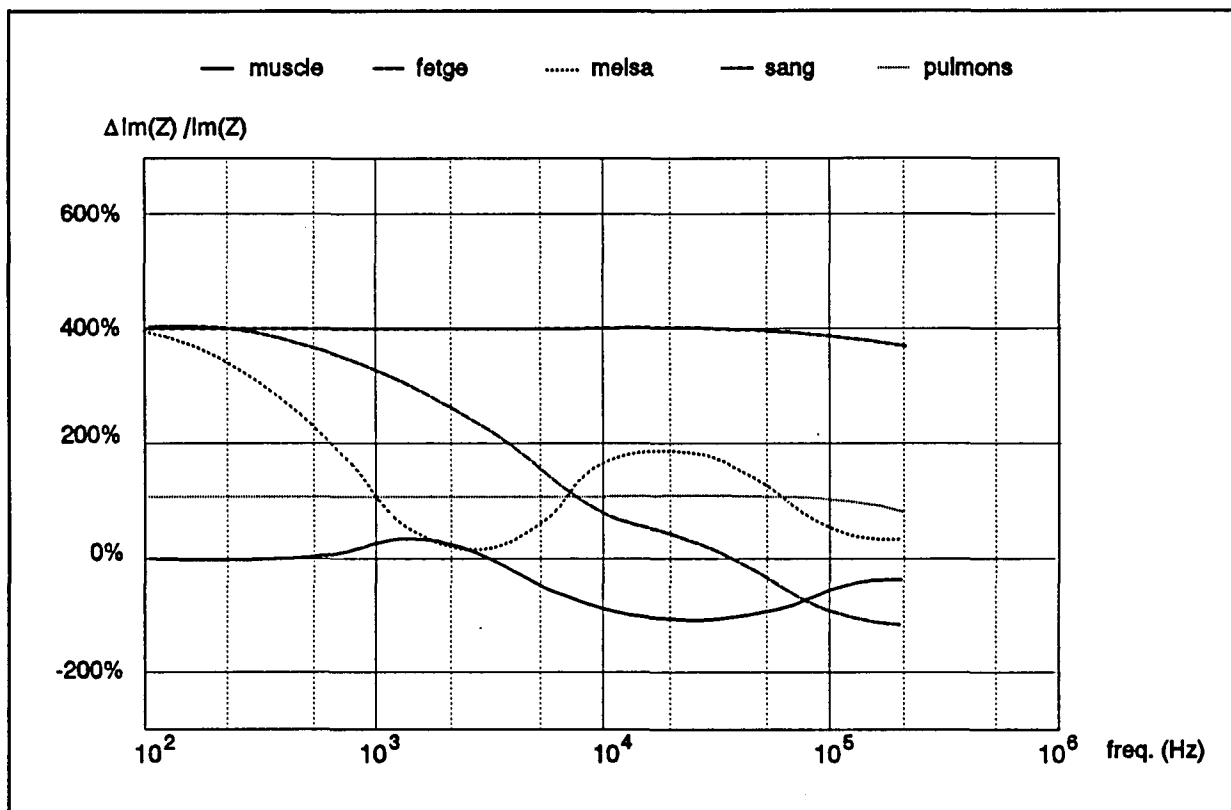


FIGURA 39 - Variació relativa de la part imaginària de la impedància d'alguns teixits representatius, en tot el marge freqüencial per sota 1 MHz, quant $d=5$.

Del que s'ha dit per la part real i la imaginària, concluïm que el millor marge de mesura, si el criteri per elegir-lo ha d'ésser únicament les característiques de variació relativa de les mesures és el comprès entre 10 kHz i 1 MHz, amb possibilitat d'extendre'l, per sota, fins 1 kHz.

Al capítol 4, on es parlarà del sistema de mesura construït, es donaran arguments, de tipus més pràctic, que limitaran el marge de mesura, per sota, al voltant de 10 kHz.

3.5.3.- Simulacions per ordinador. Mètodes d'elements finits.

Per comprovar l'aplicació de les corbes de variació relativa en la interpretació de imatges reconstruïdes pel sistema, s'han realitzat diverses simulacions, utilitzant un programa que permet calcular les diferències de potencial al contorn d'un objecte bidimensional, amb contorn arbitrari, que pot contenir regions de conductivitat i permetivitat

variables a voluntad al seu interior. El programa utilitza el mètode d'elements finits, amb aproximació lineal, per realitzar els càlculs (J.A. Ceña, 1992).

S'ha triat un contorn de forma circular, per simplicitat, amb la discretització que es mostra a la Figura 40, on es poden veure també les diverses regions interiors que simulen diferents teixits.

La discretització utilitzada és progressiva, éssent més grollera al centre i més fina al contorn. Aquest tipus de discretització s'ha emprat per que els gradients de potencial que apareixen sobre l'objecte, són molt més grans prop dels electrodes que injecten corrent, que no pas al centre de l'objecte (Rosell, 1989).

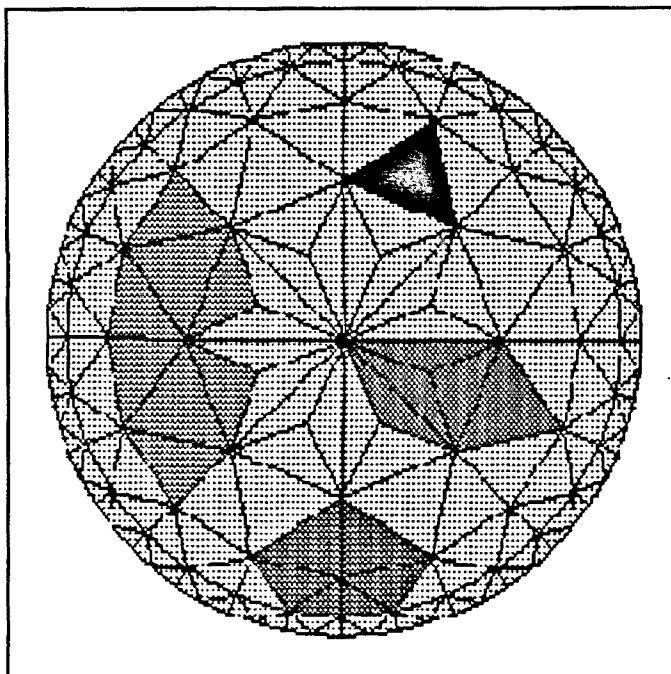


FIGURA 40 - Xarxa d'elements finits utilitzada en la simulació. Es poden veure les diverses regions amb conductivitat i permitivitat diferents.

La distribució dels diferents teixits, que es pot veure a la Figura 41, no intenta ser una aproximació a una secció possible del cos humà, sinó que s'ha realitzat únicament per tenir una mostra significativa dels teixits estudiats a l'apartat anterior.

En concret, el tamany i posició relativa del fetge, os i melsa podria suggerir una secció de l'abdomen, però el volum equivalent de la regió que simula el comportament de la sang no es troba en cap part del cos, excepte en el cor, o en el cas d'algun tipus d'hemorràgia interna. Tota la resta de l'objecte se suposa que té una conductivitat i permitivitat equivalents a la del teixit muscular mesurat transversalment.

Per reconstruir les imatges, tant de part real com de part imaginària de la impedància, s'ha utilitzat un algorisme de retroprojecció sobre línies equipotencials, amb

ponderacions de la sensibilitat de les regions (A. Dávila, 1989).

Abans de comentar els resultats obtinguts, cal aclarir que aquest mètode de reconstrucció és vàlid quan la variació relativa de les mesures és petita ($< 10\%$) en valor absolut. En el nostre cas, això és vàlid per la part real de la impedància, però no ho és per la part imaginària, on les variacions relatives poden ser del 400%. Podem esperar, doncs, una certa deformació de les imatges de part imaginària degudes a que les línies equipotencials d'un objecte que conté regions amb variacions molt grans, s'aparten de les línies equipotencials d'una regió uniforme, i aquesta distorsió no és lineal ni igual a tots els llocs de l'objecte.

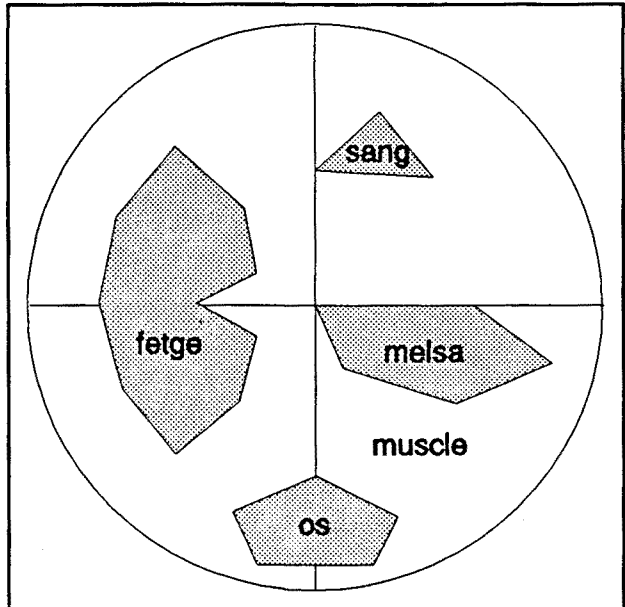


FIGURA 41 - Distribució espacial i tipus de teixit corresponent a cada una de les regions.

D'altra banda, l'algorisme de reconstrucció no utilitza directment la variació relativa de les mesures com a paràmetre per obtenir les imatges sinó que utilitza el logaritme neperià de la relació de mesures. Igual que abans, per la part real, el logaritme neperià de la relació de mesures és aproximadament igual a la variació relativa, però per la part imaginària això no es compleix. Les imatges de part imaginària, doncs, seran més difícils d'interpretar usant les corbes de variació relativa.

S'han realitzat tres simulacions, utilitzant freqüències de 10 kHz i 50 kHz en la primera, de 50 kHz i 250 kHz en la segona i de 100 kHz i 500 kHz en la tercera.

A la Figura 42 es pot veure el resultat utilitzant freqüències de 10 kHz i 50 kHz. La part real de la impedància del fetge i del muscle presenten la mateixa variació relativa (gran), i per tant no es poden distingir l'un de l'altre, mentre que la melsa, la sang i l'os

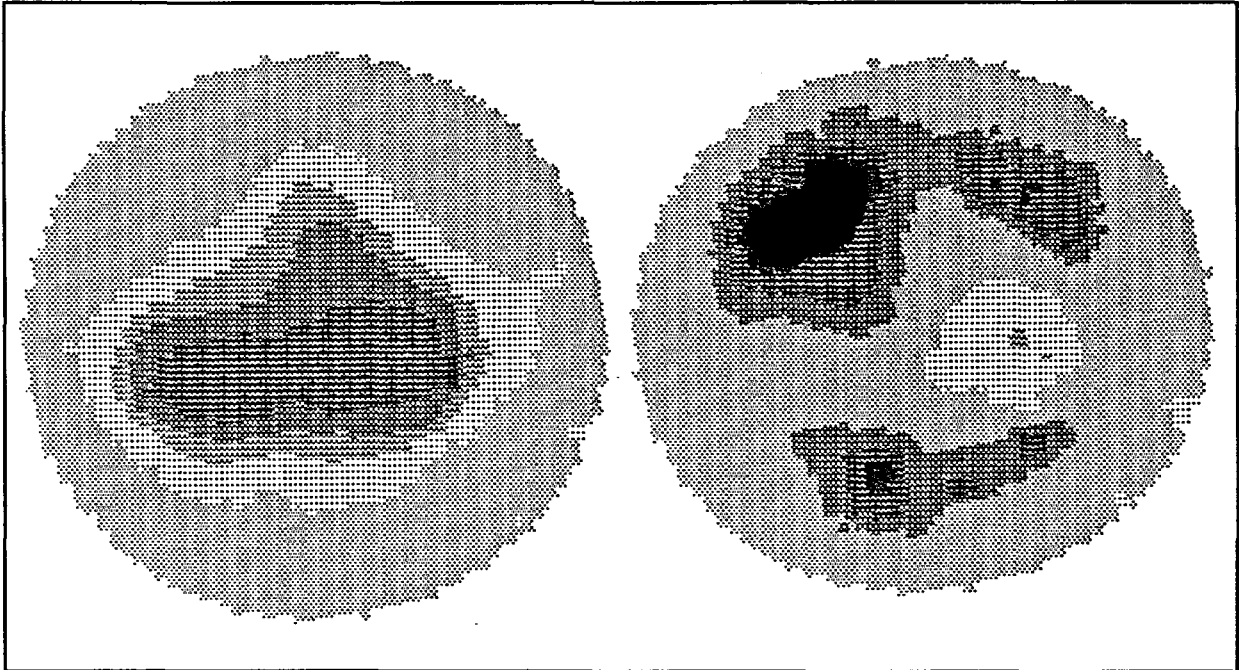


FIGURA 42 - Imatges de la part real de la impedància (dreta) i de la part imaginària (esquerra) obtingudes per simulació al mesurar a 10 kHz i 50 kHz.

presenten variacions relatives més petites. La melsa apareix molt clarament, però l'os i la sang han quedat emmascarats. El fet que la imatge es desplaci cap a l'esquerra es deu a la distorsió de les línies equipotencials, perquè la variació de la impedància del múscle i el fetge es molt gran.

En la part imaginària podem observar clarament el fetge (desplaçat cap a dalt), la sang, la melsa i l'os. Això es degut a que, per aquesta freqüència les diferències de variació relativa de tots els teixits són molt similars, excepte per la sang que té una variació molt gran, i pot haver causat el desplaçament del fetge cap a dalt.

A la Figura 43 veiem el mateix d'abans però utilitzant freqüències de 50 kHz i 250 kHz. A la part real veiem el fetge i la melsa clarament diferenciats del múscle. El fetge està deformat cap a dalt, unint-se amb la regió que correspondria a la sang, perquè ambdós presenten una variació relativa semblant. L'os queda totalment emmascarat. A la part imaginària podem observar efectes semblants.

A la Figura 44 veiem el resultat per 100 kHz i 500 kHz. En la part real, el fetge i el

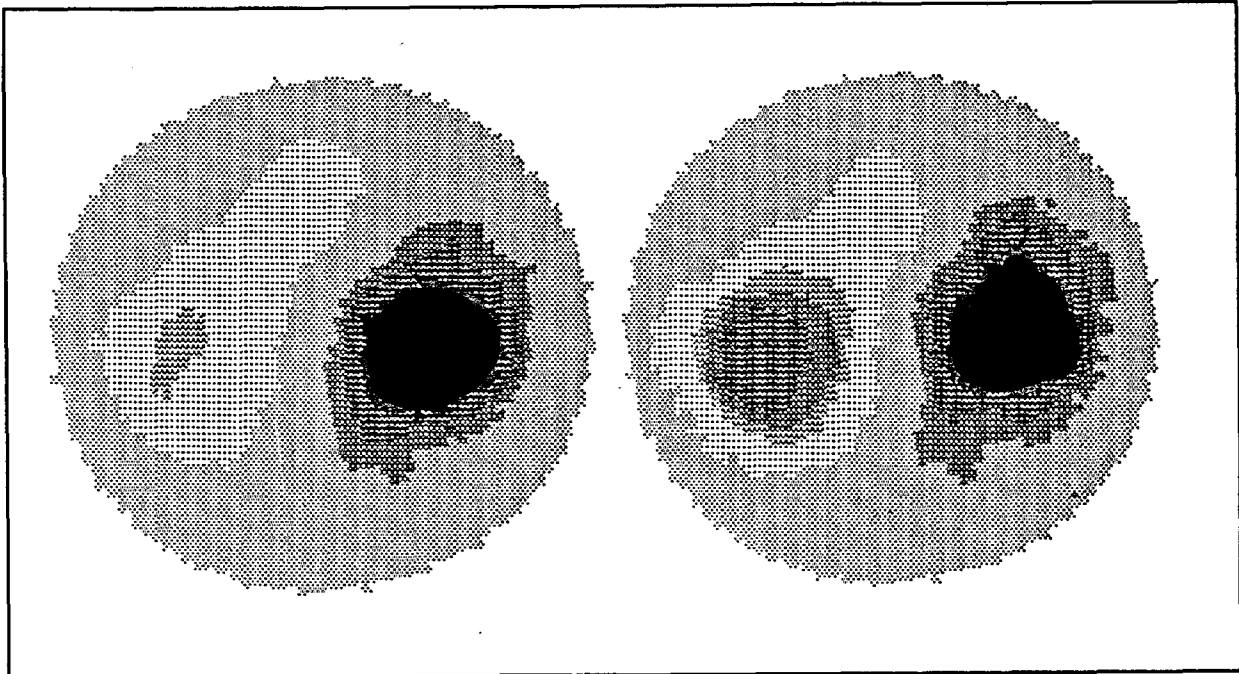


FIGURA 43 - Variació relativa de la part real de la impedància (dreta) i de la admittància (esquerra) obtingudes per simulació utilitzant freqüències de 50 kHz i 250 kHz.

muscle presenten la mateixa variació, i nomès es distingeix la melsa. Estem en una situació molt semblant a quan mesurem entre 10 kHz i 50 kHz.

A la part imaginària, en canvi, hi ha una única taca central, que pot ésser deguda a que fetge i muscle tenen la mateixa variació relativa, mentre que la melsa la té una mica diferent i forma una taca que s'exten cap a la regio de la sang i de l'os, sense que es puguin distingir.

Com conclusió, es pot dir que no sempre és fàcil la interpretació de les imatges obtingudes, ni amb l'ajuda de les corbes de variació relativa. Caldria potser disminuir la relació entre les freqüències utilitzades, que en aquest cas és de 5, per obtenir variacions relatives més petites i no tenir el problema addicional de la distorsió de les línies equipotencials, si es vol utilitzar el mateix algorisme de reconstrucció. L'elecció, però de les freqüències de mesura serà sempre depenent de la aplicació concreta que es vulgui fer.

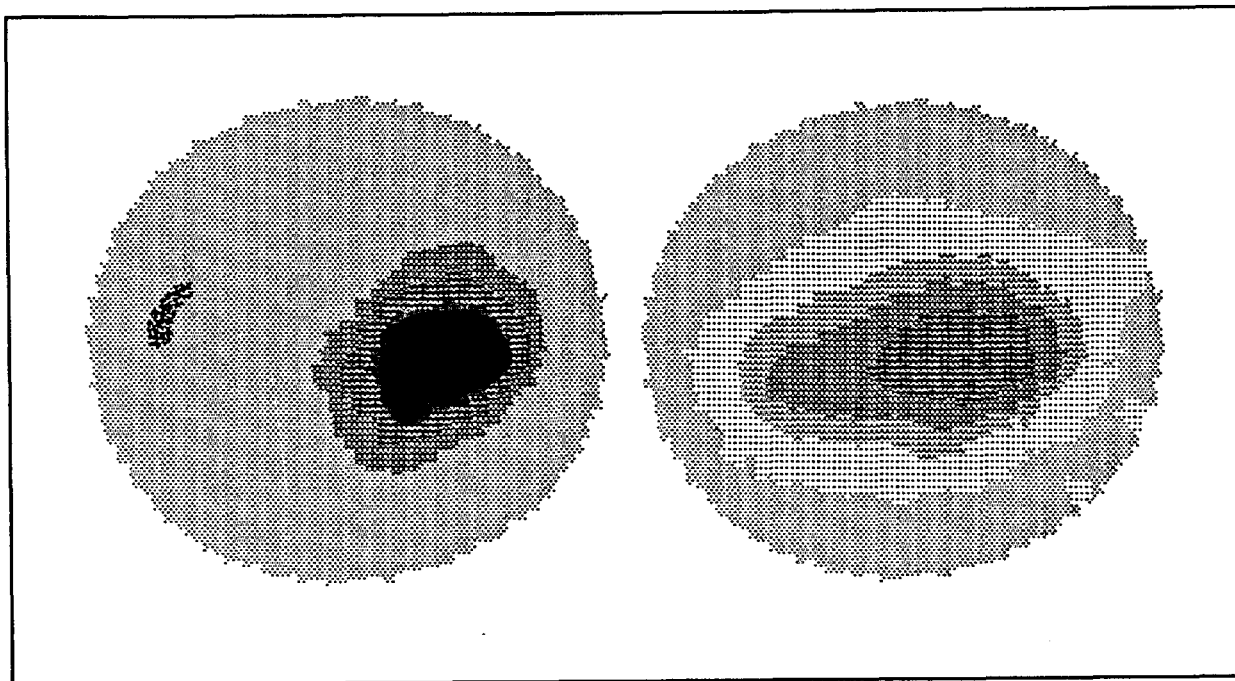


FIGURA 44 - Variació relativa de la part real de la impedància (dreta) i de la part imaginària (esquerra) obtingudes per simulació usant freqüències de 100 kHz i 500 kHz.

RESUM DEL CAPÍTOL 3

La variació particular de la impedància dels teixits amb la freqüència es deu a la seva composició heterogènea de cèl·lules i elements extracel·lulars. El model de teixit que s'ha presentat (Drago *et al*, 1984) explica prou bé el comportament esperable per a un teixit genèric, mostrant les tres regions de dispersió (α , β i γ) que es troben habitualment a partir de les dades experimentals.

La revisió dels diferents mecanismes que poden provocar fenòmens de relaxació en dielèctrics juntament amb l'ús dels gràfics de variació de la conductivitat i la permitivitat en freqüència i dels gràfics de Cole-Cole ens han permès descriure de forma analítica les dades trobades a la bibliografia referents a conductivitat i permitivitat d'alguns teixits i òrgans. La majoria d'aquests es poden adaptar a les expressions de Debye o de Cole-Cole. Pels materials en que ens ha estat impossible fer-ho o la complexitat que requeria no estava justificada, s'han desenvolupat expressions més simples que permeten ajustar prou bé les dades en marges freqüencials concrets.

La comprovació de la validesa de la aproximació quasi-estàtica en materials biològics ens ha dut a fixar el límit superior del marge de mesura en 1 MHz.

La sistematització de les dades per sota aquesta cota en freqüència ens han permès trobar les expressions de la variació relativa de la impedància específica i la admitància específica dels teixits. De l'estudi d'aquesta variació relativa s'arriba a la conclusió que ha d'ésser possible distingir entre teixits i òrgans diferents si hom tria bé les freqüències utilitzades en la mesura i la variable de mesura (impedància o admitància). Malgrat tot, la manca de dades exhaustives de teixits *in vivo* (i fins i tot *in vitro*) fa que sigui difícil en alguns casos preveure el comportament per algunes freqüències particulars.

Les mesures realitzades de la impedància elèctrode-pell emprant diferents tipus d'elèctrodes comercials permeten fer una selecció a priori del tipus d'elèctrode que pot adaptar-se millor a les necessitats de mesura en tomografia d'impedància elèctrica multifreqüència.

Hem realitzat algunes simulacions usant mètodes d'elements finits de les tensions produïdes per un objecte bidimensional a diferents freqüències, emprant les dades recopilades prèviament. La reconstrucció de les imatges s'ha realitzat amb el mateix algorisme que s'emprarà després en mesures obtingudes en maquetes o en el cos humà. Les imatges obtingudes mostren la possibilitat d'obtenir informació de la situació en una secció del cos de diferents teixits. Mostren també que per algunes combinacions freqüencials, teixits diferents presenten valors reconstruïts similars, ja sigui per la similitud de variació relativa per aquelles freqüències o per que la diferència d'àrea de les regions iguala els valors, encara que la variació relativa sigui diferent. Amb això veiem que no sempre podem distingir tots els teixits, i caldrà fer una selecció a priori de les freqüències a utilitzar en funció de la aplicació específica que es vulgui dur a terme.

Concloem doncs que la detecció d'estructures estàtiques amb mesures a dues freqüències és possible, pel que fa al comportament dels materials que es volen detectar.

Capítol 4

SISTEMA DE MESURA

4.- SISTEMA DE MESURA

El mètode d'obtenció d'imatges en tomografia de impedància elèctrica , sigui quin sigui l'algorisme utilitzar per fer-ho, es basa en el coneixement de la matriu de impedàncies o admitàncies que caracteritza l'objecte a mesurar, quan aquest objecte es considera com un multiport.

L'obtenció d'aquesta matriu cal realitzar-la fixant les condicions de contorn desitjades, i mesurant les variables desitjades. En el cas de considerar que l'objecte es caracteritza per la seva matriu de impedàncies, fixarem el corrent al contorn i mesurarem les tensions que generen, també al contorn, aquest corrent.

Si considerem que l'objecte és lineal no cal fixar totes les condicions de contorn alhora, sinó que es poden fixar en un punt, realitzar les mesures pertinents i aplicar després superposició per determinar els elements de la matriu. Aquest procés es pot realitzar amb dos instruments: un que fixi les condicions de contorn desitjades, amb l'exactitud, estabilitat, resolució, etc. que es necessitin, i un altre que faci la mesura, també amb l'exactitud, etc. necessaries.

Hi ha dos fets que justifiquen la necessitat de dissenyar un sistema de mesura per a realitzar el que s'ha dit fins ara: La primera, i més definitiva, és la no existència de un instrument amb les característiques necessaries. La segona és la comoditat que representa tenir un sistema que de forma automàtica realitzi tot el conjunt de mesures necessaries sense necessitat d'intervenció de l'operador. D'aquesta manera s'augmenta la velocitat de la mesura i s'eliminen els errors que pugui introduir l'operador humà. Un alternativa, si es disposés d'instruments simples adients, seria col·locar-ne uns quants d'aquests en paral·lel i automatitzar la mesura, però el cost d'aquesta alternativa no estaria justificat per l'aplicació.

Cal primer determinar quines seran les condicions de mesura i determinar quines característiques cal que tingui l'instrument necessari.

4.1.- REQUERIMENTS DEL SISTEMA

4.1.1.- Fonaments de la mesura d'impedàncies elèctriques biològiques.

La impedància elèctrica d'un element de circuit es defineix com la relació entre la tensió present en els extrems de l'element i el corrent que circula a través d'aquest element. D'aquesta definició es desprèn que per mesurar la impedància d'un element de circuit caldrà només aplicar una tensió coneguda i mesurar el corrent que aquesta tensió fa circular pel cos, o bé injectar un corrent conegut i mesurar la diferència de potencial entre els extrems de l'element. D'aquí surgeixen dues alternatives de fer la mesura. Per un cos distribuit, caldrà a més a més determinar les condicions en que aquesta tensió o corrent s'apliquen.

A la Figura 45 es poden veure les dues situacions aplicades a un cos distribuit. Resulta evident que la tensió provocada pel pas del corrent I dependrà de les característiques internes del cos, de les seves dimensions però també de la longitud (o àrea en un cas tridimensional) dels elements usats per injectar-hi el corrent.

La conducció de corrents en els materials biològics no és electrònica, sinó iònica. Al fer mesures des de l'exterior del cos humà caldran uns elements que converteixin el corrent electrònic dels circuits de mesura en corrent iònic. Aquest elements s'anomenen elèctrodes. Les característiques elèctriques dels

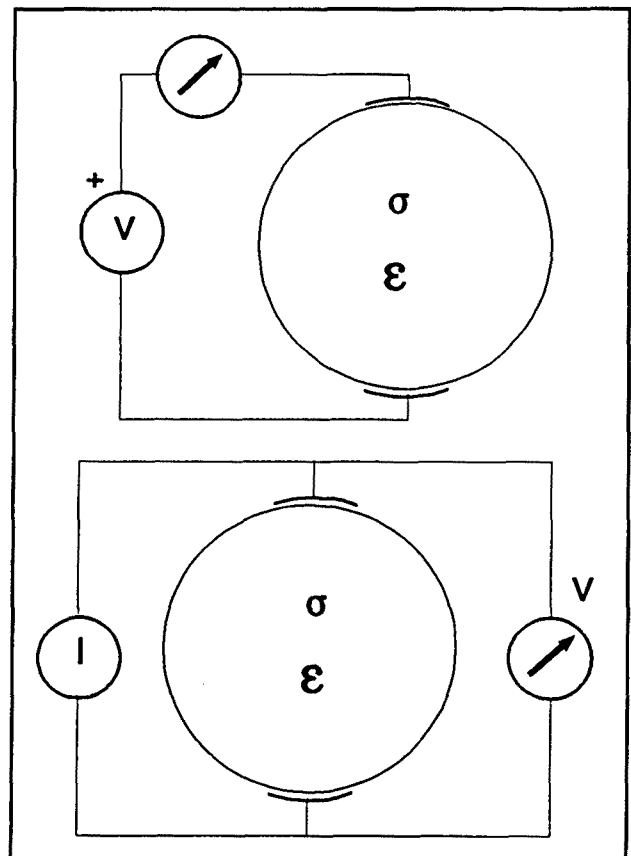


FIGURA 45 - Mesura de impedància (dalt) i admitància (baix) en un cos distribuit.

elèctrodes han quedat paleses a l'apartat 3.4. D'aquesta manera, la tensió que detectariem entre els punts de mesura de la Figura 45, si representés el cos humà, seria la suma de les tensions provocades pels elèctrodes, i per l'objecte, i no només la provocada per l'objecte. Per evitar aquest fenomen s'utilitza una tècnica anomenada de 4 fils. Aquesta tècnica és aplicable no només als material biològics sinó a qualsevol element en el que les impedàncies de contacte o dels cables, puguin afectar la mesura.

A la Figura 46 es veu la tècnica de 4 fils aplicada a elements de circuit i a un cos distribuït. És evident que en el cos distribuït la tensió detectada no serà exactament igual a la provocada per l'element que injecta corrent. Per determinar quina serà la tensió real que mesurarem i quina relació té amb la que volem caldria resoldre el problema de distribució de línies equipotencials a l'interior, però per això caldria conèixer la distribució de conductivitats i permittivitats si no fos uniforme.

S'ha suggerit (Hua *et al*, 1991) una alternativa per resoldre aquest problema, que és la utilització d'elèctrodes compostos, Figura 47. En

aquest cas la tensió detectada sembla que és molt més propera a la buscada que no en el cas d'abans, i la mesura continua éssent a 4 fils.

En el cas d'un multiport (Figura 48), i si les condicions de contorn les apliquem seqüencialment, algunes de les mesures seran a 2 fils, altres seran a 3 fils i la majoria seran a 4 fils. Això voldrà dir que alguns dels valors de la matriu de impedàncies (o admitàncies) no seran correctes. Aplicar la solució dels elèctrodes compostos voldria dir duplicar el

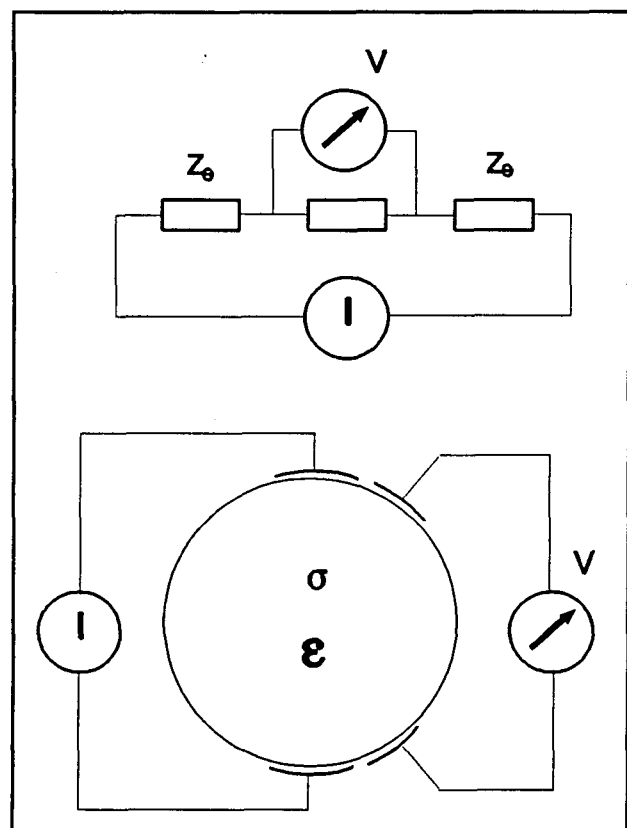


FIGURA 46 - Mètode de mesura de 4 fils, aplicat a elements de circuit (dalt) i a un cos distribuït (baix).

número d'elèctrodes i el número de cables fins a l'objecte, la qual cosa presenta problemes pràctics.

Donat que les impedàncies dels material biològics tenen part real i imaginària, caldrà construir un instrument capaç de determinar aquests dos valors. Depenent de si estem o no interessats en tots dos, ens conformarem en mesurar-ne només un. Si només volem, per exemple la part real i realitzem la mesura a una freqüència tal que la part imaginària sigui despreciable, ni hauria prou amb mesurar el mòdul de la impedància o admitància. En general, però no estarem en aquesta situació en el marge de freqüències d'interès determinat a l'apartat 3.5.2.

Hi ha moltes solucions al problema de determinar la part real i imaginària d'una impedància (o admitància) que es mesura. Una d'elles consisteix en realitzar una detecció coherent de la variable de mesura (tensió o corrent) usant com a referència de fase el senyal aplicat. Si ens interessa només una part, caldrà posar només un detector coherent. Les alternatives pràctiques per realitzar-ho són moltes i en cada cas s'escull aquella que més s'adapta a les necessitats de la mesura.

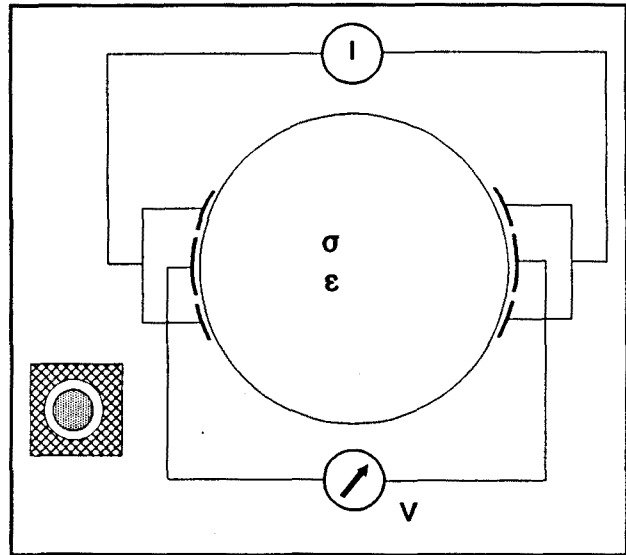


FIGURA 47 - Mesura a 4 fils usant un elèctrode compost. Baix esquerra - Elèctrode compost.

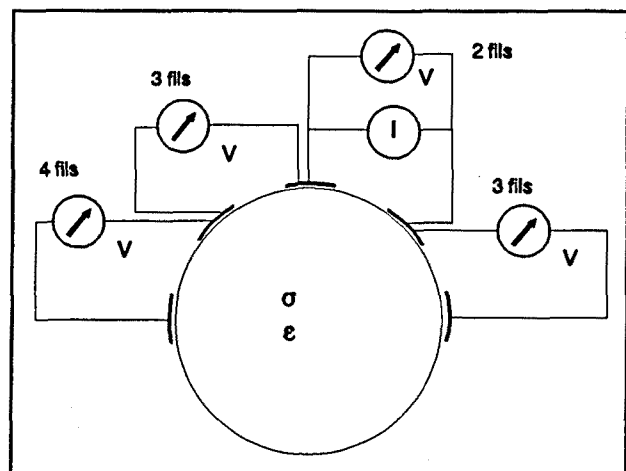


FIGURA 48 - Mesura en un multiport, mostrant les mesures a 2, 3 i 4 fils.

4.1.2.- Exactitud *versus* estabilitat.

El mètode multifreqüència en basa en l'obtenció d'imatges de la variació relativa de la impedància (o admitància) al variar la freqüència. En el supòsit que el sistema mesuri la impedància, el mètode de mesura consistirà en aplicar un corrent a un o més elèctrodes i mesurar tensions. Si suposem el sistema ideal, llavors:

$$\frac{\Delta Z}{Z} = \frac{Z(f_2) - Z(f_1)}{Z(f_1)} = \frac{\frac{V(f_2)}{I_0} - \frac{V(f_1)}{I_0}}{\frac{V(f_1)}{I_0}} = \frac{V(f_2) - V(f_1)}{V(f_1)} \quad [50]$$

on $Z(f)$: element qualsevol de la matriu d'impedàncies que caracteritza el multiport.

I_0 = corrent que apliquem sobre el cos

$V(f)$ = diferència de potencial entre 2 elèctrodes, a la freqüència de treball.

Considerem que el sistema no és ideal. Llavors el corrent dependrà en general de la freqüència, de la temperatura, del temps, de la impedància de càrrega, etc. La tensió que detectarem serà una certa funció de la tensió que hi ha en el cos. En general hi haurà un error de zero, un error de guany (que pot dependre de la freqüència, de la temperatura, del temps, etc.) i un error de fase, amb la mateixa dependència.

Farem una anàlisi per separat d'aquests errors, per fixar una cota per cadascun, i després combinar-los linealment, assumint que si cadascun es prou petit, la combinació també ho serà.

4.1.2.1.- Errors en el corrent aplicat

Si tenim errors en el corrent aplicat en un parell d'elèctrodes, aleshores podem tornar a escriure l'expressió de dalt:

$$\frac{\Delta Z_m}{Z_m} = \frac{\frac{V(f_2)}{I(\overline{P}_2)} - \frac{V(f_1)}{I(\overline{P}_1)}}{\frac{V(f_1)}{I(\overline{P}_1)}} - \frac{V(f_2)I(\overline{P}_1)}{V(f_1)I(\overline{P}_2)} - 1 \quad [51]$$

on Z_m : Impedància mesurada

P : vector de paràmetres que afecten el corrent aplicat

Llavors l'error realtiu entre l'increment relatiu de impedància i l'increment relatiu de impedància mesurat serà:

$$e = \left(1 + \frac{Z}{\Delta Z}\right) \left(\frac{I(\overline{P}_2) - I(\overline{P}_1)}{I(\overline{P}_2)}\right) \sim \left(1 + \frac{Z}{\Delta Z}\right) e_i \quad [52]$$

on e_i és l'error relatiu del corrent aplicat.

L'aproximació feta és vàlida si suposem que l'error en corrent no és extraordinàriament gran ($e_i < 20\%$). L'error relatiu en la variació relativa mesurada depèn, doncs, de la variació relativa real. Per variacions relatives del 10 %, l'error comés serà 10 vegades més gran que l'error en corrent. Per variacions relatives per sobre el 50 %, l'error comés serà de l'ordre de l'error en corrent. Com es propagarà aquest error en l'imatge final obtinguda no és fàcil de determinar.

Les causes que poden provocar error en el corrent aplicat són diverses, però es poden cancel·lar totes, excepte una, si realitzem la mesura a les dues freqüències d'interès de forma simultània. D'aquesta forma eliminem la dependència temporal, la dependència amb la temperatura, etc. L'única dependència que no eliminarem serà precisament amb la freqüència. Haurem d'exigir, doncs, que el comportament freqüencial de l'instrument que generi corrents tingui un error inferior al desitjat. L'efecte que provoca un error en corrent sobre l'increment relatiu de impedància mesurat es pot expressar com:

$$\frac{\Delta Z_m}{Z_m} = \frac{\Delta Z}{Z} + \left(\frac{\Delta Z}{Z} + 1\right)e_i \quad [53]$$

A la Figura 49 es pot veure de forma gràfica que l'efecte d'aquest error és una perda de sensibilitat en la variació relativa mesurada, sobre tot a quan aquesta variació és petita.

Els valors de variació relativa que podem esperar trobar són, en general grans, per sobre l'1%, i per tant un error en el corrent aplicat inferior a l'1% és suficient per poder realitzar mesures amb suficient sensibilitat.

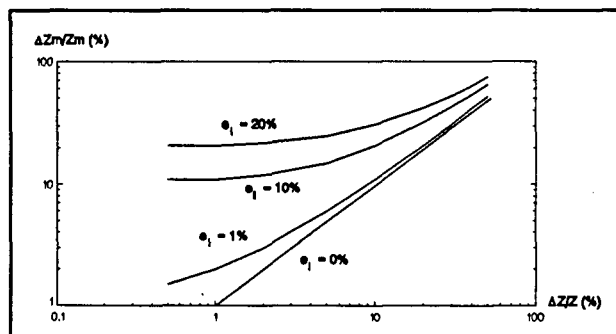


FIGURA 49 - Variació relativa de impedància que mesurariem, per un error donat, en funció de la variació real.

Una alternativa pot ser la de caracteritzar l'instrument que aplica corrents (calibratge) i aplicar després, per càlcul, les correccions necessàries. El calibratge es pot fer una única vegada, amb un instrument prou bo. Llavors haurem d'exigir de l'injector de corrent una estabilitat amb el temps, la temperatura, etc. igual de bona que l'exactitud que exigim abans. Si el calibratge es fa *in situ*, és a dir, cada cop que es vol fer una mesura, llavors haurem de construir un instrument capaç de mesurar corrent, en tota la banda d'interès, amb una exactitud igual a la exigida per l'injector.

Totes tres alternatives, doncs, exigiran una exactitud o estabilitat del mateix ordre de magnitud a algun instrument. A l'hora de fer el disseny caldrà decidir quina de les alternatives pot ser més fàcil de construir.

Això és vàlid per una única mesura, que ens donaria el valor de una variació relativa en una de les impedàncies que caracteritzen el nostre multiport. Per caracteritzar tot el multiport haurem de fer mesures en altres punts. Si usem el mateix instrument que injecta corrent per totes les mesures, llavors podem tenir una font d'error posicional. Aquest error no dependrà ja de la variació relativa de la impedància que estem caracteritzant i tindrà una

altra expressió. En general, però l'efecte serà el mateix i haurem d'exigir que aquest error estigui també per sota la cota imposada abans. Si usem instruments diferents (imposem les condicions de contorn del multiport totes alhora), haurem d'exigir que tots els instruments tinguin característiques iguals (aparellament).

4.1.2.2.- Errors en la tensió mesurada

Si suposem ara que el corrent és igual en totes les mesures, podem escriure:

$$e = \left(1 + \frac{Z}{\Delta Z}\right)(e_2 - e_1) \quad ; \quad \frac{\Delta Z_m}{Z_m} - \frac{\Delta Z}{Z} + \left(\frac{\Delta Z}{Z} + 1\right)(e_2 - e_1) \quad [54]$$

on e_1 : error relatiu comés en la mesura de V_1
 e_2 : error relatiu comés en la mesura de V_2

L'expressió es formalment igual que per als errors en corrent, però ara la dependència no és amb l'error de la mesura de tensió sinó amb la diferència dels errors de cada una de les mesures.

Igual que abans, doncs, si fem la mesura a les dues freqüències simultaneament, eliminarem totes les causes d'error excepte la dependència freqüencial. Exigirem que la diferència d'errors de cada parell de mesures sigui inferior l'1%. Això és equivalent a dir que la resposta en freqüència de l'instrument que mesura tensions ha d'ésser plana, amb una desviació màxima de l'1% en tota la banda de mesura, independentment que l'error a una freqüència determinada sigui gran o petit.

Si suposem que les mesures en cada punt del multiport es faran amb instruments diferents, aleshores si que hem d'exigir que, a més a més de que cada un dels instruments tingui una resposta plana en freqüència, la diferència d'errors per cadascun sigui també inferior al 1%. Una alternativa per aconseguir aquesta fita és exigir que cada instrument tingui un error inferior a la cota. D'aquesta manera la diferència també ho serà. Una altra alternativa és la realització d'un calibratge, ja sigui únic o *in situ*, per cada instrument per

corregir els errors en freqüència i de tots els instruments per corregir les diferències d'error entre ells.

4.1.3.- Resolució *versus* soroll

Amb les cotes d'error establertes a l'apartat anterior hem d'ésser capaços de distingir variacions relatives en la impedància (suposem que continuem treballant amb impedàncies i no amb admitàncies) de l'ordre del 0.5 %. Això vol dir que la diferència entre mesures de tensió pot ser tant petita com aquest 0.5 %. D'altra banda, la variació màxima que podem esperar és de l'ordre del 60 % en la part real (per una relació de freqüències de 5) i del 400 % en la part imaginària (per la mateixa relació de freqüències). Per mesures entre extrems de la banda d'interès que hem definit (10 kHz a 1 MHz) podem esperar variacions en la part real de l'ordre del 200 % i en la part imaginària de l'ordre del 10⁴%.

En el cas més extrem, doncs, coexistiran variacions d'entre 100 i 0.005. Això significa que la resolució del nostre sistema ha d'ésser de l'ordre de $5 \cdot 10^{-5}$. Traduint a nombre de bits que cal exigir al convertidor A/D utilitzat i als programes de càlcul i reconstrucció, són 15.

El fet de mesurar en un multiport, independentment que s'imposin les condicions de contorn totes alhora o per separat exigirà també una resolució mínima per poder determinar totes les impedàncies de la matriu. Aquesta resolució depèn de la relació entre la tensió màxima i mínima que es detecta en el multiport quan les condicions de contorn s'imposen per separat. Segons Rosell 1989, aquesta relació, anomenada marge dinàmic, depèn de com s'imposin les condicions (estratègia de mesura) però pot ser de l'ordre de 10^3 . Si hem de poder distingir les variacions relatives esmentades abans tant per la tensió més gran com per la més petita, la resolució del sistema haurà d'ésser de $5 \cdot 10^{-8}$, el que vol dir 24 bits.

Si a més a més pretenem fer les mesures amb una relació de senyal a soroll acceptable, el soroll haurà d'ésser inferior a la menor de les variacions relatives en la menor de les tensions detectades. Si suposem un factor de 10 de relació S/N per aquesta tensió, llavors la S/N per la més gran serà de 170 dB. En el cos humà, aplicant nivells de corrent

per sota els que la normativa internacional CEI 601.1 estableix com a perillosos (10 mA de corrent auxiliar de pacient, a freqüències altes), podem esperar tensions màximes de 1 V (Barber i Brown, 1984). Això vol dir que el nivell de soroll ha d'estar per sota 50 nV.

Si considerem només el soroll tèrmic d'una resistència de 100 Ω , un amplificador ideal de guany 10 i un ample de banda equivalent de soroll del sistema de 100 Hz ja estem per sobre aquest nivell mínim.

Una manera és limitar la relació màxima entre les freqüències aplicades o bé la variació mínima que es vol distingir simultaneament amb la màxima. Normalment, quant usem relacions grans de freqüències serà per poder distingir clarament entre teixits que d'altra manera no seria possible distingir, o bé per cercar paràmetres del cos que només es puguin trobar amb relacions tant grans. Pel cas que la relació entre freqüències sigui de 10, la variació relativa màxima en la part real de la impedància serà del 60 %. Per la part imaginària, com que és petita a baixes freqüències i difícil de mesurar, les relacions de freqüència que podrem emprar seran també menors.

Si suposem doncs, una variació màxima del 100 % amb una mínima del 0.5 %, en el supòsits anteriors, la resolució del sistema queda reduïda a $5 \cdot 10^{-6}$ (18 bits) i el soroll que pot tenir el sistema augmenta fins 5 μ V.

Una altra manera de reduir el número de bits és realitzar una amplificació variable del senyal en funció de la mesura concreta que realitzem. Si la relació entre la amplificació màxima i la mínima és de 50, llavors necessitem només 14 bits. La contrapartida és que amplifiquem també el soroll, i la relació S/N no millora.

4.2.- DISSENY DEL SISTEMA

Les especificacions vistes fins ara es poden resumir en:

- Marge freqüencial: 10 kHz a 1MHz
- Exactitud del injector de corrent 1 %
(o del "injector" de tensió)
- Exactitud en la mesura de tensió 1 %
(o en la mesura de corrent)
- Resolució : $5 \cdot 10^{-6}$ (18 bits)
- Soroll: $< 5 \mu\text{V}$

Evidentment existeixen al mercat instruments comercials que compleixen aquestes especificacions. Un dels objectius d'aquest treball és la construcció d'un sistema de tamany reduït i baix cost, que permeti l'aplicació de la tècnica en condicions clíniques normals. Construir el sistema a base d'instruments comercials, es faci com es faci, resultaria en un sistema gran en tamany i costós en preu. A més a més l'automatització de les mesures portaria a la necessitat de dissenyar parts del sistema, fent que l'ensamblatge total fos difícil.

Queda doncs justificada la necessitat de construir un sistema que permeti la realització de mesures de forma fàcil i còmoda.

4.2.1.- Concepció global del sistema

Podem dividir els tipus de sistemes capaços de fer mesures per obtenció d'imatges de tomografia d'impedància elèctrica en dos grans grups:

- sistemes que fixen les condicions de contorn en el cos (multiport) totes alhora.
- sistemes que fixen les condicions de contorn en el cos per separat i de forma seqüencial, aplicant després superposició per construir la matriu de impedàncies (o admitàncies) que caracteritza el multiport.

El primer tipus de sistema, conegut també amb el nom de sistema paral·lel (o

totalment paral·lel) té una representació com la que es pot veure a la Figura 50. Per cada un dels punts on es fa la mesura (elèctrode) existeix un instrument que injecta corrent (o aplica tensió) i un altra instrument que mesura tensió (o corrent). les especificacions que s'han definit en l'apartat anterior s'haurien de traduir a especificacions sobre el desaparellament màxim existent entre aquests instruments. El volum i la complexitat d'aquests sistemes és molt gran. En general només es podrà justificar la construcció d'un sistema d'aquesta mena quan es necessiti una gran velocitat en la mesura (Només cal una única mesura i es fa totalment en paral·lel), quan cal distribuir el sistema per altres motius, com posar els circuits electrònics prop o integrats en els elèctrodes (Morucci *et al*, 1991) o quan no n'hi ha prou amb la imposició d'una condició de contorn en un punt del multiport per altres motius, com en sistemes adaptatius (Newell *et al*, 1988).

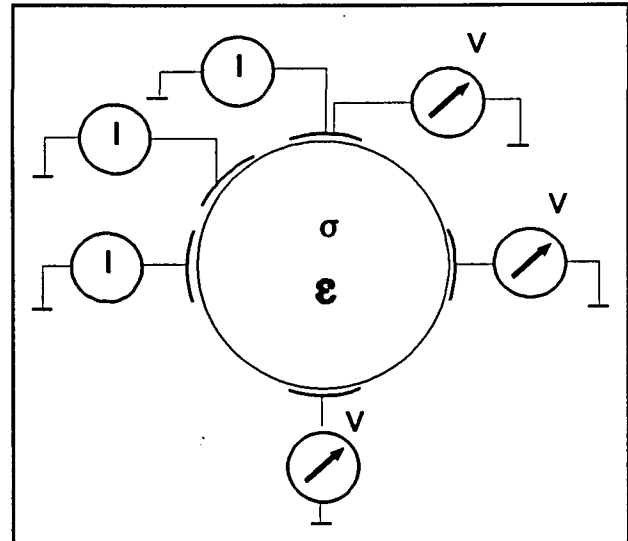


FIGURA 50 - Esquema d'un sistema de mesura totalment distribuït.

En el segon tipus de sistema (sistemes seqüencials) hi ha un únic instrument que fixa les condicions de contorn en els punts de mesura, a raó de una cada cop, i per cada condició de contorn fixada cal fer totes les mesures de la variable desitjada en el multiport. La velocitat de mesura, doncs, decreix (com a mínim) en un factor igual al número de punts de mesura existents. Donat que hi ha un únic instrument que fixa condicions de contorn, caldrà un element de commutació que permeti canviar els punts on es fixa la condició. Els requeriments vistos a l'apartat anterior per l'instrument que fixa condicions de contorn s'ampliaran aquí a l'instrument més l'element de commutació.

Aquest tipus de sistemes es pot subdividir en dues classes, depenent de com es fa la mesura de tensió (o corrent). A la Figura 51(a) es pot veure l'esquema d'un sistema pertanyent al grup anomenat semi-paral·lel (o paral·lel). En aquests sistemes hi ha un

instrument que mesura tensió (o corrent) per cada un dels punts de mesura, de forma que per cada condició de contorn fixada, la mesura de totes les variables es fa simultaneament en el temps. Caldrà doncs un aparellament entre instruments igual a l'exactitud definida abans.

En l'altra classe de sistemes, anomenats sistemes sèrie (Figura 51(b)) hi ha un únic instrument que mesura tensió (o corrent) i un element de commutació que permet fer seqüencialment la mesura de tots els punts del multiport, amb la qual cosa l'especificació d'exactitud haurà d'incloure també aquest element. En

aquest cas la velocitat en que es fa la mesura decreix en un factor N^2 , on N és el número de punts de mesura, respecte al cas del sistema totalment distribuit.

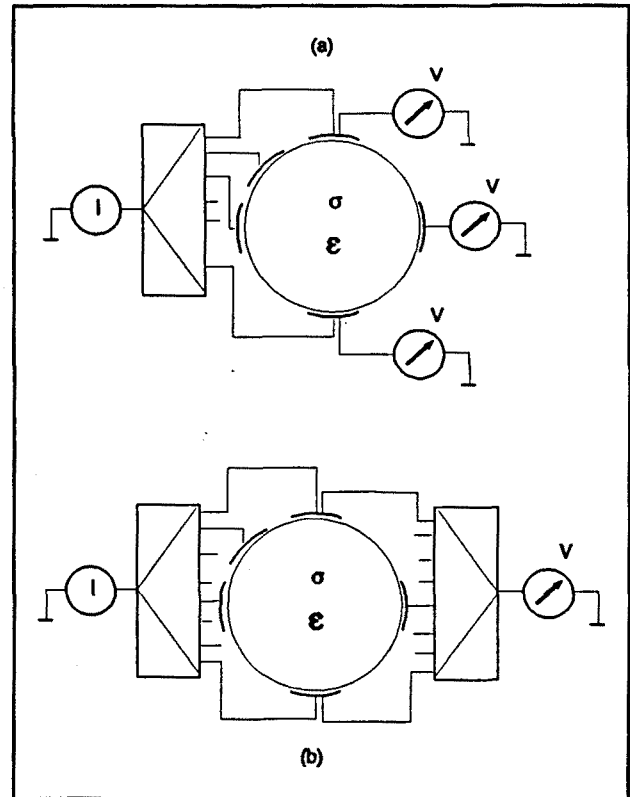


FIGURA 51 - Esquemes de sistemes semidistribuits. (a) amb molts instruments de mesura. (b) amb un únic instrument de mesura.

Tradicionalment s'han utilitzat sistemes semi-paral·lels en aplicacions on la velocitat d'adquisició de les mesures era un factor important, per exemple per aplicacions cardíaques (Rosell, 1989). En el cas de la tomografia multifreqüència, l'objectiu és la detecció d'estructures estàtiques, i per tant sense variació en el temps. És evident que en el cos humà no n'hi ha d'estructures totalment estàtiques, pel fet que és un organisme viu. Malgrat això, la majoria d'estructures tenen una variació temporal petita a curt termini. Són excepcions importants el cas del tòrax on la ventilació pulmonar pot provocar variacions del 1% en la impedància total extrem a extrem en períodes de 5 s - 10 s i els batecs cardíacs poden provocar variacions de l'ordre del 0.1 % en períodes de temps de 1 s (Lozano, 1990). Aquestes variacions temporals, si la velocitat d'adquisició del sistema és més lenta que la de variació, poden provocar distorsions a les imatges obtingudes. Cal recordar però que les

variacions freqüencials de impedància que podem trobar són més grans, en la majoria de cassos, que les esmentades.

La major simplicitat del sistema aconsella la construcció d'un sistema sèrie i l'avaluació a posteriori de la influència de la velocitat d'adquisició sobre les imatges en seccions del cos on hi hagi una variació de la impedància amb el temps prou gran.

Fins aquest punt hem mantingut la dualitat entre injecció de corrent - mesura de tensió i aplicació de tensió - mesura de corrent. De fet les dues alternatives han d'ésser totalment equivalents. A nivell pràctic, però, hi ha una major tradició en la literatura sobre la construcció d'instruments de mesura de tensió en aquest marge freqüencial. Aquells instruments que mesuren corrent solen constar d'un conversor corrent/tensió i fan després la mesura de tensió. Fent un element de mesura de tensió, doncs, podem reduir la complexitat del sistema.

Pel que fa a l'injecció de corrent, es disposa de dues alternatives: construir una font de corrent que compleixi les especificacions definides o bé aplicar tensió i mesurar el corrent que estem injectant al cos. Les normes de seguretat respecte a l'utilització de corrents elèctrics auxiliars en el cos humà (CEI 602.1) imposen límits al corrent injectat. Si es realitzés un generador de tensió, donat que la impedància del cos depèn de la freqüència i dels punt on es mesuri, el corrent podria, en algun cas sobrepassar els límits de seguretat llevat que el marge de seguretat imposat per disseny fos gran. Llavors, en a majoria de cassos aplicariem un corrent molt petit i la relació S/N baixaria. A més a més caldria fer un instrument de mesura de corrent i tenir en compte el valor mesurat en els càlculs per obtenir la imatge, introduint una nova font d'error. Es construirà una font de corrent, malgrat sembli més difícil, a priori, l'acompliment dels requeriments imposats.

Amb les decisions preses es pot fer un primer esquema de blocs genèric del sistema, que apareix a la Figura 52 i que no és més que el recull literal del que s'ha dit fins ara.

La connexió simbòlica, marcada com a "referència", entre el generador de senyal i l'instrument de mesura de tensió cal posar-li perquè ens interessarà, en principi, obtenir els

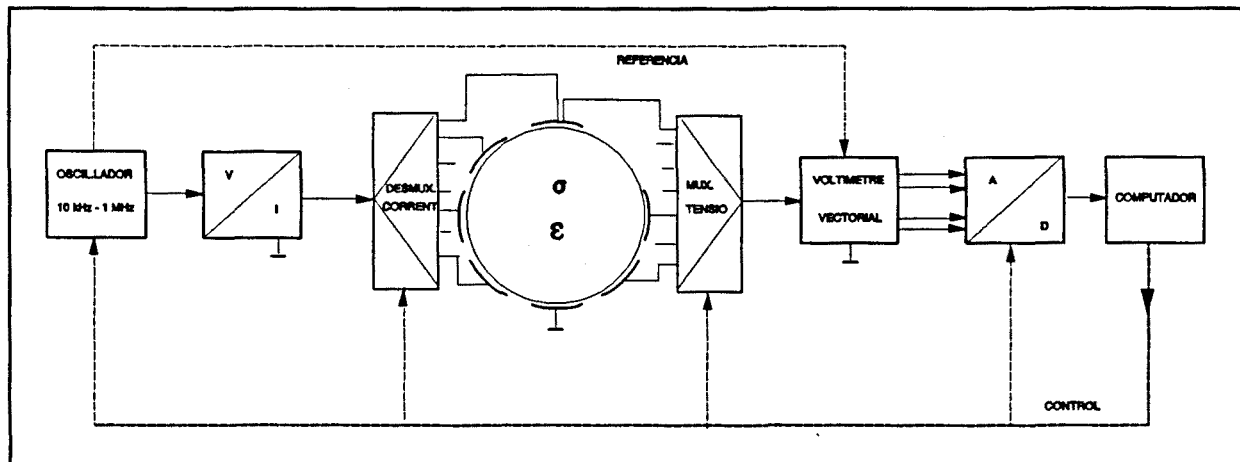


FIGURA 52 - Esquema de blocs d'un sistema de mesura sèrie amb injecció de corrent i mesura de tensió.

valors de la part real i la imaginària de la impedància i aquest instrument haurà d'ésser doncs un voltímetre vectorial. S'hi ha afegit també un sistema de conversió A/D, ja que la reconstrucció caldrà fer-la amb l'ajut d'un sistema informàtic, que a més a més controlarà la seqüència de mesures i els altres paràmetres del sistema, com les freqüències usades en cada mesura. Es pot observar que hi ha quatre sortides del voltímetre vectorial cap al convertidor A/D perquè fem simultàniament la mesura a les dues freqüències de treball i a més a més, de cadascuna volem la part real i la imaginària.

Per caracteritzar un multiport qualsevol n'hi ha prou amb conèixer les tensions als punts de mesura per unes condicions de contorn donades. Els valors que s'utilitzaran seran però les diferències de tensió entre punts de mesura. Tal i com està dissenyat el sistema presentat, el voltímetre vectorial mesura tensions absolutes respecte a una referència de tensió, col·locada en un dels elèctrodes. Obviament, per càlcul podrem després trobar les diferències de potencial. Aquesta diferència de potencial serà en general molt més petita que no pas la tensió detectada. Les especificacions de resolució definides a l'apartat anterior fan referència a les diferències de tensió necessàries per caracteritzar elements de la matriu de impedàncies del multiport. Si les hem de trobar per càlcul haurem necessitar una resolució encara més gran que la calculada abans.

Una solució alternativa és trobar aquestes tensions diferencials de forma analògica, posant un amplificador diferencial i dos multiplexors. Si els multiplexors estan dissenyats de

forma genèrica ens permetran trobar qualsevol diferència de potencial. De fet, sigui quina sigui la diferència de potencial obtinguda, sempre podrem, per càlcul, trobar les altres. Sobre aquest càlcul, però, hi ha els mateixos condicionants que sobre el càlcul de diferències a partir de tensions absolutes. Utilitzarem doncs, directament, les tensions diferencials obtingudes amb l'amplificador (Figura 53).

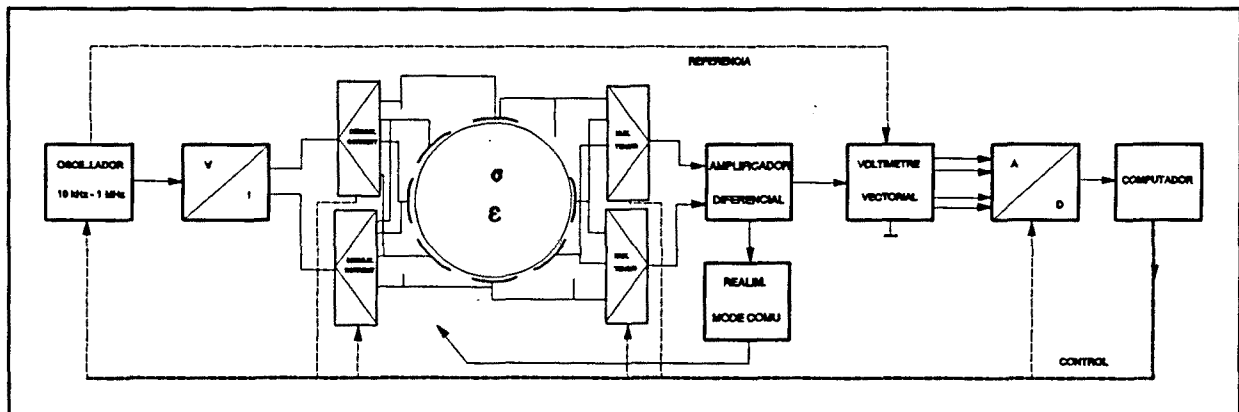


FIGURA 53 - Esquema d'un sistema amb font de corrent flotant, amplificació diferencial i realimentació de la tensió de mode comú.

Si posem aquest amplificador diferencial, les tensions absolutes que teniem se'ns convertiran en tensions de mode comú. Si suposem que la relació entre la tensió de mode comú i la tensió diferencial més petita que volem amplificar és de 10^4 (Barber, 1984), llavors la relació de rebuig del mode comú (CMRR) que ha de tenir el sistema, perquè l'error introduït només per aquesta causa sigui menor que un 1%, és de 120 dB. A baixa freqüència, i si només hi hagués l'amplificador es podria aconseguir aquest valor, però a freqüències majors de 100 kHz, i tenint en compte que en el CMRR global hi intervindran els elèctrodes, els multiplexors, etc, això, en genral, no serà possible.

Una alternativa per reduir l'especificació de CMRR necessari és construir una font de corrent flotant. Aquesta solució, representada a la Figura 53, implica posar dos multiplexors d'injecció de corrent. D'aquesta manera el corrent s'injecta al cos per un elèctrode i s'extreu per un altre. Si la font de corrent és idealment flotant, llavors la tensió de mode comú, per qualsevol mesura és zero. Fer una font de corrent totalment flotant vol dir tenir una alimentació aïllada per aquest element i tenir un aïllament perfecte entre el

generador de senyal i la font de corrent (o posar a tots dos la mateixa alimentació, el que vol dir una major potència). Si la font de corrent no és totalment flotant, llavors el valor de la tensió de mode comú dependrà de quin mesura diferencial estiguem realitzant, de quin parell d'elèctrodes utilitzem per aplicar i extreure el corrent i dels valors de la impedància d'aïllament i la impedància de mode comú de l'amplificador, segons (Figura 54):

$$\frac{V_{mc}}{V_d} = \frac{Z_{mc}}{2(Z_a + Z_{mc})} \frac{Z_3 - Z_1}{Z} \quad [55]$$

amb $Z = V/I$; $Z_3 = V_3/I$; $Z_1 = V_1/I$

Si ens posem en la situació de la Figura 54, podem esperar que la relació més gran entre tensió de mode comú i tensió diferencial sigui de 10^2 (Rosell, 1989). Llavors el CMRR del conjunt amplificador, més elèctrodes, multiplexors, etc. hauria d'ésser superior a 80 dB. Aquest valor continua éssent bastant gran per assolir-lo a freqüències majors de 100 kHz i amb els desequilibris per les impedàncies d'elèctrode que podem esperar segons s'ha vist a l'apartat 3.4.

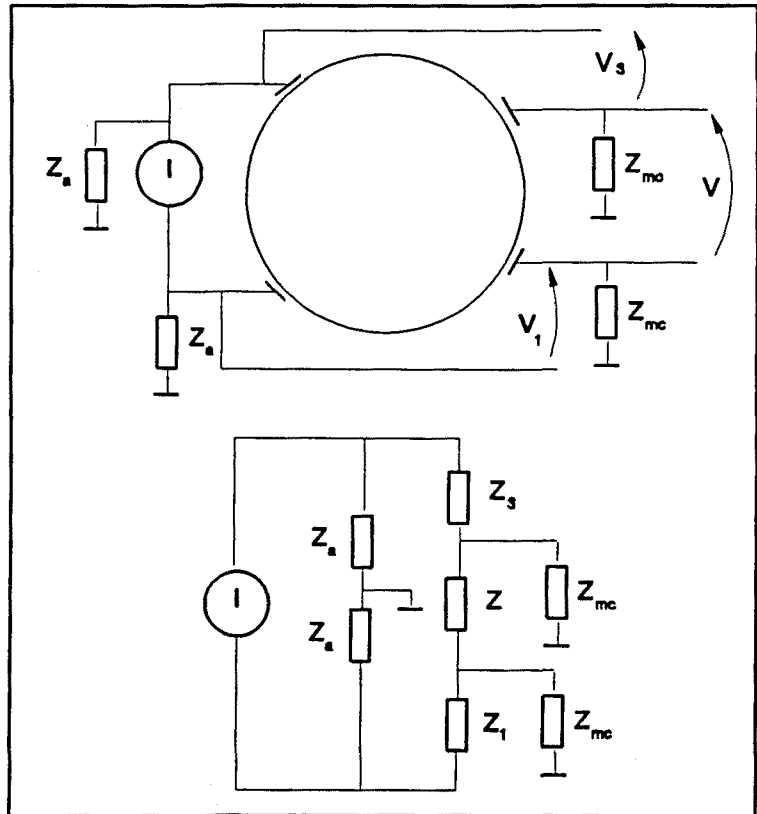


FIGURA 54 - Tensions de mode comú amb una font no idealment flotant.

Una solució alternativa es intentar abaixar la tensió de mode comú emprant tècniques de realimentació del mode comú usades en la mesura de biopotencials. L'aplicació a la mesura de impedàncies d'aquesta tècnica s'ha realitzat de diverses formes: aplicant la

tensió de mode comú, amplificada per un factor gran, sobre el cos amb un elèctrode addicional (Brown i Seagar, 1987) o bé sobre un punt de la font de corrent flotant (Rosell, 1989). A l'esquema de la Figura 53 no s'ha connectat a cap lloc, ja que l'estudi de la realimentació es farà en un apartat posterior.

L'esquema genèric del sistema de mesura serà, doncs, el de la Figura 53. Veurem a continuació les solucions particulars adoptades pel disseny de cadascuna de les parts que apareixen en aquest esquema.

4.2.2.- Interfície amb el cos humà

Constitueixen la interfície amb el cos tots aquells circuits directament en contacte amb els elèctrodes que injecten corrent i mesuren tensió sobre el cos. Així estudiarem aquí els efectes provocats pel multiplexor de corrent i, en principi, pel multiplexor de tensió més l'amplificador diferencial.

L'anàlisi clàssica dels errors en un canal independent de mesura (Brown, 1984 ; Rosell, 1988) indiquen la necessitat de aplicar tècniques de guarda activa per cancel·lar l'efecte de la capacitat dels cables apantallats que uneixen el cos amb l'electrònica, llevat que es col·loques aquesta electrònica sobre l'elèctrode. Aquesta capacitat, juntament amb la resistència de sortida de l'elèctrode té l'efecte d'un filtre pas-baix amb una freqüència de tall (-3 dB) de 1 MHz (aproximadament, depenent de la longitud i tipus dels cables i el tipus d'elèctrode). Això vol dir que provocarien un error superior al 1% a freqüències majors de 10 kHz. Els cables cal que siguin apantallats per reduir interferències externes i diafonia entre canals.

D'altra banda, la capacitat d'entrada dels multiplexors de tensió provocaria un efecte similar a la capacitat del cable. Per aquest motiu és convenient col·locar un amplificador, amb guany unitat (buffer) que separi el conjunt elèctrode més cable de la resta de circuits. A aquest amplificador li exigirem impedància de entrada alta, per no carregar la mesura, guany unitat, per poder governar la guarda activa, resposta en freqüència plana, amb un

error menor que el 1% i un desaparellament entre diferents canals també menor que el 1%. No es pot utilitzar un buffer integrat basat en un amplificador en configuració de col·lector comú perquè, malgrat tenir totes les característiques desitjades, el desaparellament de guany entre diferents buffers és major que el 1%.

4.2.2.1.- Disseny dels buffers d'entrada

S'ha utilitzat un disseny clàssic de amplificador no inversor de guany unitat basat en amplificador operacional, com es veu a la Figura 55. L'A.O. triat, AD843 de Analog Devices presenta un ample de banda a guany unitat de 34 MHz, un Slew Rate de 250 V/ μ s, un guany en llaç obert de 30 dB a 1 MHz, un CMRR de 40 dB a 1 MHz, un

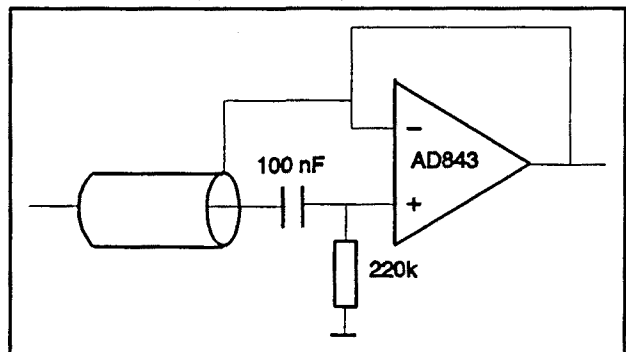


FIGURA 55 - Disseny del buffer d'entrada.

corrent de polarització de 0.6 nA (entrada FET) i una resistència de sortida a 1 MHz, amb guany unitat, inferior a 1 Ω . Amb aquestes característiques s'aconsegueixen les especificacions de error màxim en tota la banda i desaparellament entre canals. Pel que fa a l'error de fase, és inferior a 2 a tota la banda, però no es pot calcular el desaparellament perquè el fabricant no dóna especificacions respecte la tolerància de la fase.

La guarda activa es pot connectar directament a la sortida de l'amplificador perquè la resistència de sortida d'aquest és suficientment baixa. El condensador de desacoblament C_o serveix per eliminar les tensions de polarització dels elèctrodes, que podrien saturar les etapes posteriors. La resistència de polarització R_p ha d'ésser alta, ja que juntament amb la capacitat entre terminal no inversor i el de referència, serà la impedància d'entrada que es veurà des del cos.

Aquest disseny presenta l'inconvenient d'oscil·lar a una freqüència de uns 30 MHz per efecte de la ressonància provocada per la inductància del cable i la capacitat d'entrada

del terminal no inversor. Aquesta oscil·lació es manifesta al connectar l'extrem del cable a massa o bé al interconnectar dos o més amplificadors entre ells amb una resistència baixa (que seria l'equivalent a connectar-los sobre el cos). Aquesta oscil·lació es pot eliminar introduint una resistència de 1 k Ω en sèrie amb el terminal no inversor. El pol a uns 20 MHz que introduïx és suficient per evitar la oscil·lació.

Eliminada aquesta oscil·lació, n'apareix una altra, a freqüència més baixa (8 - 12 MHz), deguda principalment a la ressonància entre la inductància del cable, la de la malla i la capacitat entre la malla i el conductor intern. Aquesta oscil·lació es manifesta en condicions similars a les de l'anterior. En aquestes condicions la inductància del cable que cal considerar no és la que tindria com a línia de transmissió sinó la que resulta de considerar una espira circular de longitud igual a la del cable (en el cas de connectar el cable a massa) o de longitud doble en el cas de connectar dos amplificadors en paral·lel.

Per evitar aquesta oscil·lació s'han intentat diverses solucions, que es poden veure a la Figura 56. Aquestes solucions han estat estudiades mitjançant simulacions (SPICE+) i probades després experimentalment. La característica genèrica de totes elles és que introdueixen un pol en el circuit de atac de la malla, de forma similar a com abans s'ha introduït un pol en el circuit d'entrada. Aquesta vegada, però, al ser la oscil·lació a freqüència més baixa, el pol cal col·locar-lo a una freqüència de uns 5 MHz, i provoca que el funcionament del circuit en la banda de mesura no sigui l'esperat.

La solució més evident es col·locar una resistència, d'uns 400 Ω en sèrie en el circuit d'atac a la malla, com es veu a la Figura 56(a). En aquest cas el pol està format per la resistència en sèrie amb la capacitat de la malla del cable. L'efecte sobre les característiques del canal es l'augment de la diafonia entre canals (veure taula més avall), respecte al disseny bàsic, i una lleugera disminució de la impedància de entrada a alta freqüència.

Si s'intenta aïllar la malla del buffer, col·locant-hi un segon A.O., com a la Figura 56(b), l'efecte depèn de les característiques del A.O. Si és del mateix ample de banda que el buffer (AD843), la oscil·lació es manté. Si l'ample de banda d'aquest segon A.O. és menor (TL071), la oscil·lació desapareix (estem col·locant un pol en el circuit de la guarda

activa). En aquest cas la diafonia disminueix degut a que l'ample de banda és més limitat i a efectes no lineals perquè l'Slew Rate és més limitat i el senyal de malla (mode comú) pot tenir valors alts. D'altra banda la impedància de entrada disminueix en mòdul i canvia en fase, arribant a presentar valors negatius. Aquest fet es tradueix en un sobreimpuls en la resposta freqüencial del circuit, amb el punt màxim a freqüències al voltant de 3 MHz, però que introdueix un error gran en el marge de mesura.

L'efecte és el mateix al col·locar un circuit RC, com a la Figura 56(c), ja que el valor del producte RC ha d'ésser similar que pel cas anterior si volem que desaparegui la oscil·lació. L'únic avantatge és que desapareixen els efectes no lineals deguts a la limitació del Slew Rate del A.O.

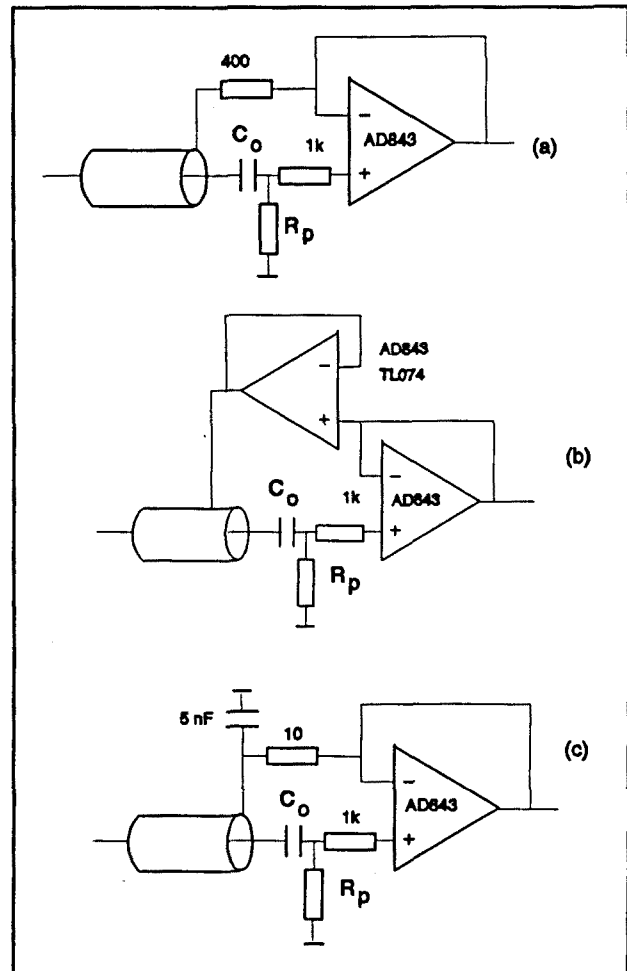


FIGURA 56 - Diverses solucions intentades per evitar la oscil·lació deguda a la guarda activa.

Si en la solució (a) movem la resistència del seu lloc original fins l'extrem del cable, l'efecte sobre la oscil·lació és el mateix (està en sèrie amb el circuit ressonant LC) però no empitjora la diafonia respecte al disseny bàsic. El que sí que provocaria és una disminució del CMRR efectiu de tot el sistema. Considerant, però, que els elèctrodes, en mesures sobre el cos, tenen una resistència de l'ordre de 200 Ω , a 1 MHz (en mitjana), i que la situació en el cas de mesures sobre el cos és sempre la interconnexió en paral·lel de varis canals, la resistència en sèrie amb el circuit de malla seria de 400 Ω , la qual cosa evitaria la oscil·lació.

Hi ha dos fets que qüestionen la validesa d'aquesta solució. D'una banda s'ha comprovat, mitjançant simulacions del sistema complert usant un simulador tipus SPICE+ i sobre el sistema físic usant com a objecte per mesurar una maqueta discreta on s'han introduït les impedàncies equivalents dels elèctrodes, que al augmentar el número de canals connectats sobre el cos i depenent de la capacitat d'acoblament entre les malles dels cables de connexió als elèctrodes (variant longitud, proximitat i distribució espacial) la oscil·lació pot tornar a aparèixer amb la qual cosa, en mesures sobre el cos humà podria aparèixer aquesta oscil·lació.

D'altra banda, el fet de no poder realitzar mesures sense la impedància de l'elèctrode limita bastant les probes que es poden fer per caracteritzar el sistema, més tenint en compte que dins la Acció Conertada Europea sobre Tomografia de Impedància Elèctrica (CAIT - COMAC BME) s'ha definit una maqueta discreta per realitzar comparacions entre diferents sistemes, malauradament sense elements que modelin la impedància d'elèctrode.

S'han intentat altres accions, com disminuir la longitud dels cables de mesura o mantenir-los més separats. La estabilitat del sistema augment, però no incondicionalment, i ni la longitud dels cables no es pot disminuir a voluntat ni la separació es pot augmentar arbitràriament.

A la següent taula hi ha els valors de diafonia teòrics i mesurats sobre el sistema per cadascuna de les solucions plantejades abans (Diafonia, en dB).

Diafonia (dB)

| Frec. | C. Básic Teòric | C. Básico Mesurat | Circ. (b) Teòric | Circ. (b) Mesurat | Circ. (a) Teòric | Circ. (a) Mesurat |
|---------|--------------------|----------------------|---------------------|----------------------|---------------------|----------------------|
| 10 kHz | -160 dB | | -150 dB | -90 dB | -90 dB | -60 dB |
| 100 kHz | -140 dB | | -110 dB | -66 dB | -60 dB | -40 dB |
| 500 kHz | -100 dB | | -80 dB | -52 dB | -40 dB | -34 dB |
| 1 MHz | -87 dB | | -66 dB | -46 dB | -35 dB | -26 dB |

Pel càlcul del valor teòric s'ha realitzat una simulació amb dos canals de mesura i amb una capacitat d'acoblament entre malles de 30 pF.

Les discrepàncies entre el valor teòric i el mesurat sobre el sistema són degudes a que les capacitats d'acoblament, en el sistema depenen molt de quin sigui el canal sobre el que es realitzen les mesures, i a més a més l'acoblament no es per parelles de canals sinó de tots amb tots. També poden haver-hi altres punts d'acoblament, diferents de la malla, no modelats en les simulacions.

Una solució definitiva al problema de les oscil·lacions pot ser, o bé treballar amb un sistema sintonitzat, la qual cosa presenta problemes de desajustament amb el temps, i limita les freqüències utilitzades a aquelles per les que el sistema s'ha dissenyat. Una altra solució pot ser la de reduir dràsticament la longitud dels cables acostant els circuits dels buffers cap al pacient o integrant l'electrònica sobre l'elèctrode. Aquesta última presenta problemes constructius i no és senzilla d'aplicar de forma immediata.

4.2.2.2.- Anàlisi dels errors en un canal de mesura

En l'apartat anterior no s'ha donat cap valor ni a la resistència de polarització del A.O. ni a la capacitat de desacoblament. El valor de la resistència el fixarem en funció de l'anàlisi d'errors pel canal de mesura, que ens donarà un valor mínim, i en funció de la tensió que hi provocarà el corrent de polarització del A.O., que ens donarà un valor màxim. La capacitat de desacoblament, suposat que tingui el pol a suficient baixa freqüència, no s'ha incorporat al model del canal i es dissenyarà amb altres criteris.

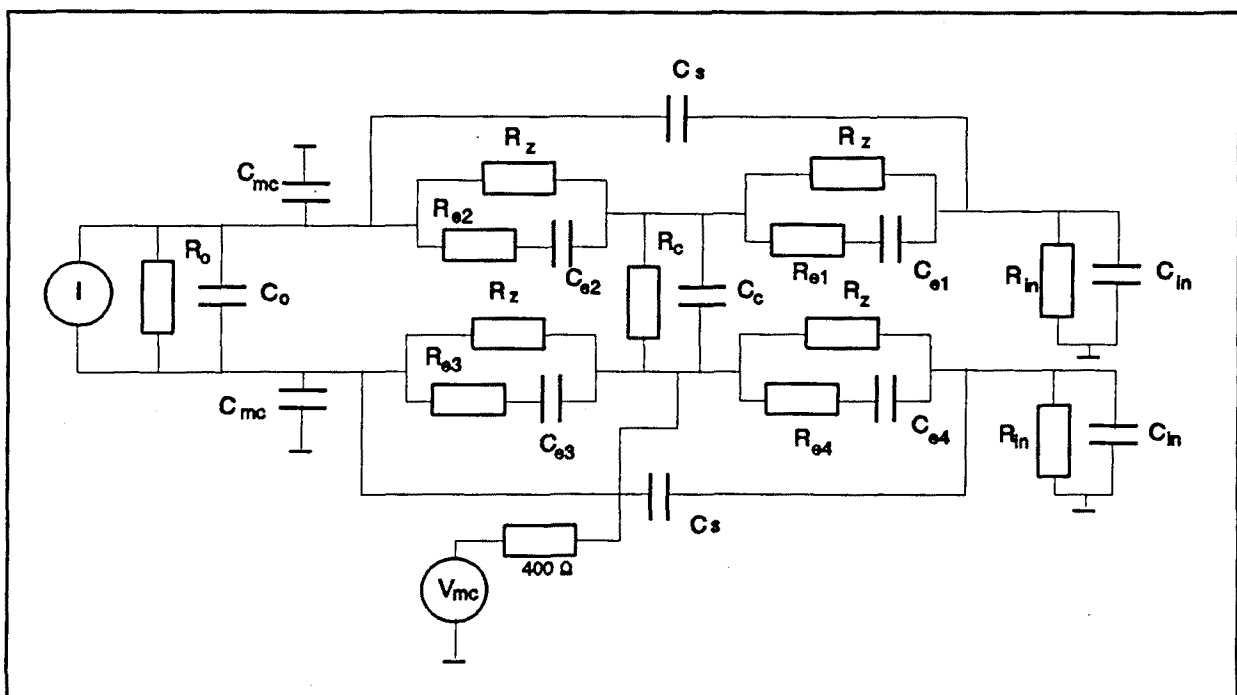


FIGURA 57 - Model d'un canal de mesura per l'estudi dels errors causats pels diferents paràmetres.

A la Figura 57 es pot veure el model de canal que s'utilitzarà per l'estudi d'errors. La font de corrent s'ha modelat com una font ideal, flotant, amb una certa impedància de sortida, caracteritzada per R_0 i C_0 , i una certa impedància d'aïllament, caracteritzada per C_{mc} . Aquesta capacitat inclou també la capacitat del multiplexor d'injecció, del qual només es modela aquesta característica, suposant que les altres no influeixen (Riu *et al*, 1989).

Els elèctrodes s'han modelat amb el circuit sèrie equivalent de l'apartat 3.4, afegint-hi una resistència en paral·lel que modela la resistència en continua i té el mateix valor per

tots ells. S'han suposat valors diferents per cadascun dels elèctrodes $C_{e1} \dots C_{e4}$ i $R_{e1} \dots R_{e4}$, per poder calcular els efectes del desaparellament.

La impedància del cos s'ha modelat amb una resistència en paral·lel amb un condensador. Malgrat que no és una bona aproximació, en tot el marge freqüencial, va millor alhora de cercar l'error comés en l'estimació de la part real i imaginària.

La impedància d'entrada dels buffers s'ha modelat per una resistència R_{in} en paral·lel amb una capacitat C_{in} . Aquesta capacitat serà, en definitiva, la d'entrada del A.O. utilitzat més la paràsit dels zòcols i pistes, i la remanent del cable de connexió i es pot acotar en un valor màxim d'uns 7 - 8 pF. No s'ha posat cap valor per poder-ne estudiar els efectes.

Les dues capacitats C_s que apareixen a dalt i baix del model representen l'acoblament directe, entre injecció i detecció, degut a la proximitat física dels components electrònics de les dues parts.

Finalment, el generador de tensió de mode comú vol modelar qualsevol de les possibles causes d'aparició de tensions de mode comú sobre el cos. S'ha suposat que la impedància de sortida d'aquest generador és una resistència de 400 Ω , que és de l'ordre de la resistència del tòrax, d'extrem a extrem, mesurada amb elèctrodes d'1 cm².

Com que són molts els paràmetres que intervenen en el càlcul dels errors, procedirem per separat, suposant que podem aplicar el principi de superposició. Al estudiar cada una de les fonts d'error suposarem que les altres són ideals (valors baixos de capacitats paràsites, desaparellament nul entre elèctrodes, etc.).

Si suposem que tot el sistema és ideal, llevat de la capacitat de mode comú de la font de corrent i la impedància dels elèctrodes d'injecció, llavors la part real de la admitància mesurada (definida com la relació entre el corrent de la font i la diferència de tensió entre els dos punts que simulen el cos), si considerem que no hi ha errors de fase al estimar aquesta part real, ve donada per:

$$Re(Y_c) = \frac{1}{R_c} \left(1 + \frac{C_{mc}}{C_e} - \omega^2 R_c C_c R_e C_{mc} \right) \quad [56]$$

podem veure que hi ha un terme d'error fix en freqüència, que podem despreciar si suposem que la capacitat d'elèctrode és de l'ordre de nF i la de mode comú de l'ordre de pF. L'altra terme d'error depèn quadràticament de la freqüència i depèn de la resistència i capacitat del cos, així com de la resistència de l'elèctrode i la capacitat de mode comú. Si donem valors raonables a tots els paràmetres : $R_c = 200 \Omega$, $R_e = 10 \Omega$ i $C_e = 10 \text{ nF}$, llavors hauria d'acomplir-se que $C_{mc} < 12 \text{ pF}$ per tenir un error degut a aquesta causa menor que el 1% a 1 MHz. Si considerem que aquest valor, en un cas real, inclou la capacitat de sortida de la font més la dels multiplexors més la d'aïllament, és una condició bastant restrictiva. D'altra banda, si per aquesta causa tenim ja un error de un 1%, no ens en podem permetre cap més. Aquest error pot ser especialment greu en sistemes de pletismografia segmental, on els valors de resistència i capacitat de cos mesurats són bastant més grans.

Considerant que una bona part d'aquesta capacitat de mode comú es deu als multiplexors de corrent s'ha pres la decisió de realitzar una solució, com la de la Figura 58. La principal diferència d'aquesta solució respecte les que s'havien presentat és que els multiplexors d'injecció de corrent (i de detecció de tensió) estan connectats a elèctrodes alternatius, i no els dos multiplexors a tots els elèctrodes. Amb aquesta solució limitem el número de combinacions diferents de ports on fixar condicions de contorn, en concret no es podrà injectar corrent per elèctrodes

diametralment oposats. La capacitat de mode comú, però, es redueix a la mitad respecte

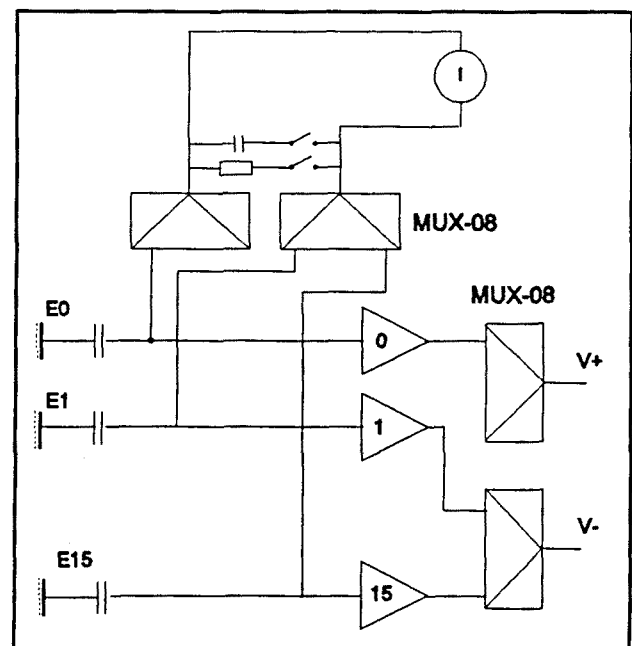


FIGURA 58 - Esquema de la connexió dels multiplexors d'injecció de corrent, buffers i multiplexors de tensió.

al cas d'usar multiplexors de més línies per permetre totes les combinacions. El multiplexor utilitzat és un MUX-08, que al estar realitzat en tecnologia FET presenta una capacitat ON menor que els basats en tecnologia MOS (12 pF). Això voldrà dir que al font de corrent ha de tenir capacitat de sortida nul·la, per no superar els límits d'error.

S'ha adoptat la mateixa solució pels multiplexors de tensió, no perquè la seva capacitat d'entrada afecti molt la mesura sinó perquè aquest disseny permetra una distribució de components a la placa de circuit imprès adient.

La condició sobre el valor de la impedància de entrada, al considerar que l'error introduït ha d'ésser menor que el 1%, quan tots els altres paràmetres són ideals, és:

$$Z_{in} > 100(Z_e + Z_b) \quad [57]$$

si considerem que la major de les impedàncies mesurades té un valor de 500 Ω i 1 nF en paral·lel, i pels valors de impedància d'elèctrode vistos a l'apartat 3.4 caldrà tenir $Z_{in} > 10$ k Ω a tota la banda de freqüències. Això permet una capacitat de entrada de fins a 6 pF (l'amplificador operacional usat té 6 pF de capacitat d'entrada) amb una resistència en paral·lel major que 100 k Ω . El corrent de polarització del AD843 és de 0.6 nA, i si volem que la tensió deguda a aquest corrent sigui inferior a 1 mV, llavors la resistència màxima de polarització pot ser de 1 M Ω . S'ha triat un valor de 220 k Ω com a compromís entre les dues condicions.

Per avaluar l'influència de la capacitat d'acoblament entre injecció i detecció s'ha realitzat una simulació del canal, amb els valors de capacitat de mode comú i impedància de entrada definits fins ara i amb una resistència de cos de 100 Ω (és un cas pitjor que en la simulació anterior).

La part real de la admitància que es mesuraria està representada a la Figura 59. Es pot veure que per una capacitat C_s de 1 pF, hi ha un error a tota la banda que és de l'ordre del 1%, augmentant a freqüències per sobre de 300 kHz fins a valors del 15% a 1 MHz. Aquesta capacitat és una capacitat paràsita i per tant l'única cosa que podem fer és intentar dissenyar la distribució de components en la placa de circuit imprès per mantenir-la

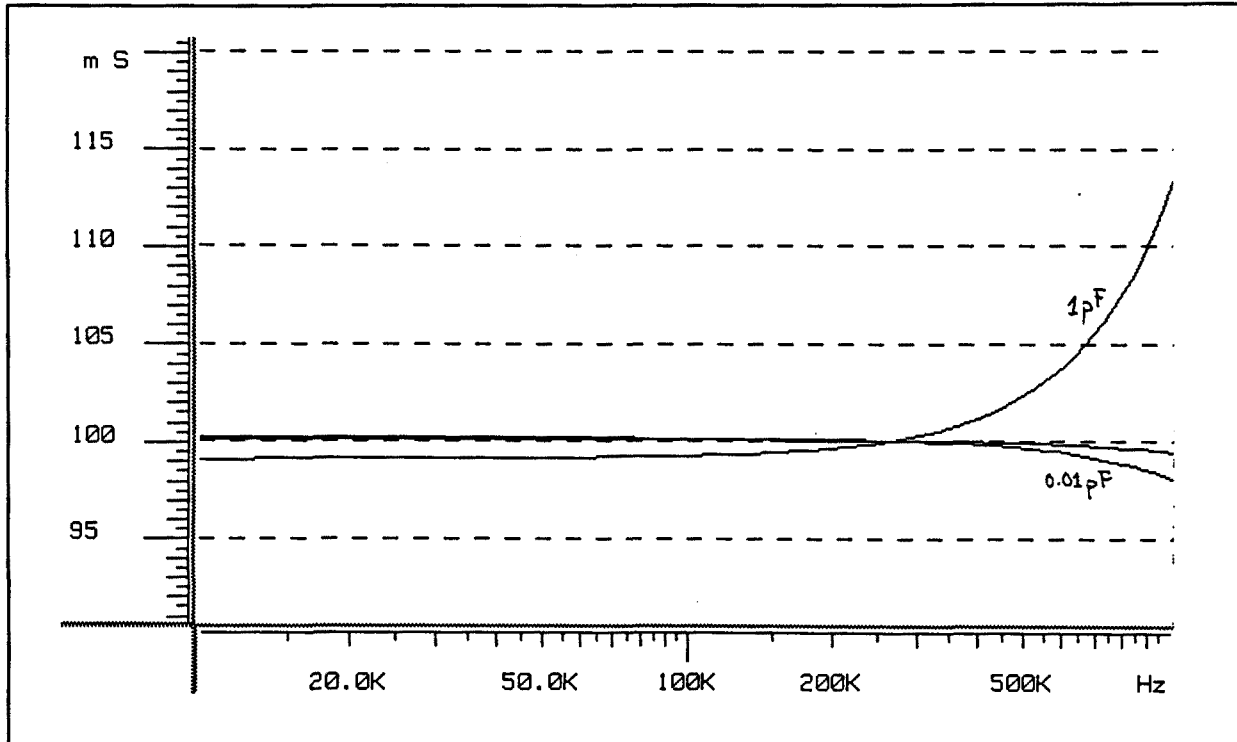


FIGURA 59 - Valor mesurat de admitància, en funció del valor de la capacitat d'acoblament entre injecció i detecció.

tant baixa com sigui possible. Assolir valors menors que 1 pF, però, és molt difícil. Aquest paràmetre és el que provoca un major error a altes freqüències, la qual cosa fa pensar en dissenys alternatius pel sistema en conjunt.

L'efecte de la tensió de mode comú, en el circuit de la Figura 57, només es manifestarà en el cas que tinguem algun desequilibri en les impedàncies dels elèctrodes, ja que l'amplificador diferencial no l'hem considerat en el model del canal. S'han simulat dues situacions possibles de mesura: provocar el desequilibri en un dels elèctrodes de injecció de corrent i en un dels elèctrodes de detecció de tensió.

Quant el desequilibri es troba en els elèctrodes d'injecció l'efecte de la tensió de mode comú és pràcticament despreciable. Quan es troba en un dels elèctrodes de detecció, llavors es provoca un error, que depèn de la tensió de mode comú, del desequilibri d'aquest elèctrode i del valor de la impedància del cos.

Les corbes de part real i imaginària de la admitància mesurada, per diferents valors de resistència i capacitat del cos, i en funció del valor de la capacitat de desequilibri (nF) quan totes les altres són de 10 nF, a 20 kHz i per un corrent injectat de 1 mA i una tensió de mode comú de 2 V, es poden veure a la Figura 60.

L'error, com es pot veure, depèn del valor de la admitància teòrica, (en línia de punts).

Com més gran es la resistència del cos més petit és l'error màxim. Considerant, però, que la tensió de mode comú tindrà valors similars per totes les mesures, podem esperar errors grans (25 %) per les mesures més petites si el desequilibri és gran.

Aquest error no és igual en totes les freqüències, éssent el cas presentat, baixa freqüència, un dels pitjors. A la Figura 61 es pot veure l'evolució de l'error en la freqüència, per diferents valors de la capacitat desequilibrada, en les mateixes condicions de la figura anterior, i per una resistència del cos de 100 Ω i una capacitat de 2 nF. S'observa que l'error és més gran a baixa freqüència, i que per la part imaginària hi ha un error important, a

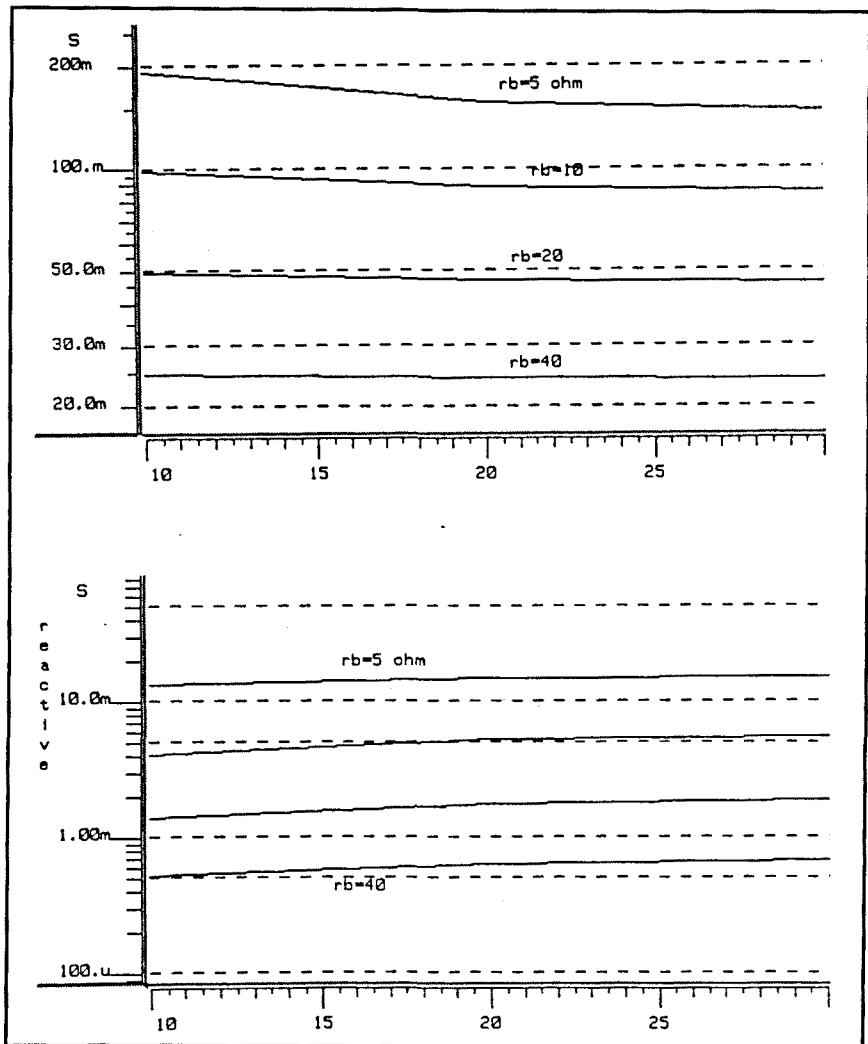


FIGURA 60 - Valor mesurat de part real (dalt) i part imaginària (baix) en funció del valor de l'electrode desequilibrat, a 20 kHz i per una tensió de mode comú de 2 V. (en línia de punts el valor teòric)

baixa freqüència encara que no hi hagi desequilibri. No és pot fer exesiu cas d'aquest error, perquè a baixes freqüències el valor de capacitat del cos és molt més gran que l'utilitzat.

De cara al disseny de les etapes posteriors, sobre tot l'amplificador diferencial, pot ser interessant veure quina és la relació de refús del mode comú que presenta el canal de mesura amb un desequilibri d'un elèctrode de mesura.

A la Figura 62 es pot veure el mòdul

i la fase del CMRR a 20 kHz i en funció del desequilibri de l'elèctrode detector. El valor més baix, corresponent a un desequilibri del 10% és de -75 dB. La fase és manté constant amb el desequilibri, però és diferent de zero, la qual cosa és coherent amb el fet que els errors vistos en les gràfiques anteriors afectaven tant a la part real com a la imaginària.

Una segona conseqüència d'aquest error, deguda al fet que es manifesta només quan l'elèctrode desequilibrat forma part del circuit de mesura i no del de injecció de corrent, i considerant que el desequilibri serà constant en el temps i està lligat a un elèctrode físic, és

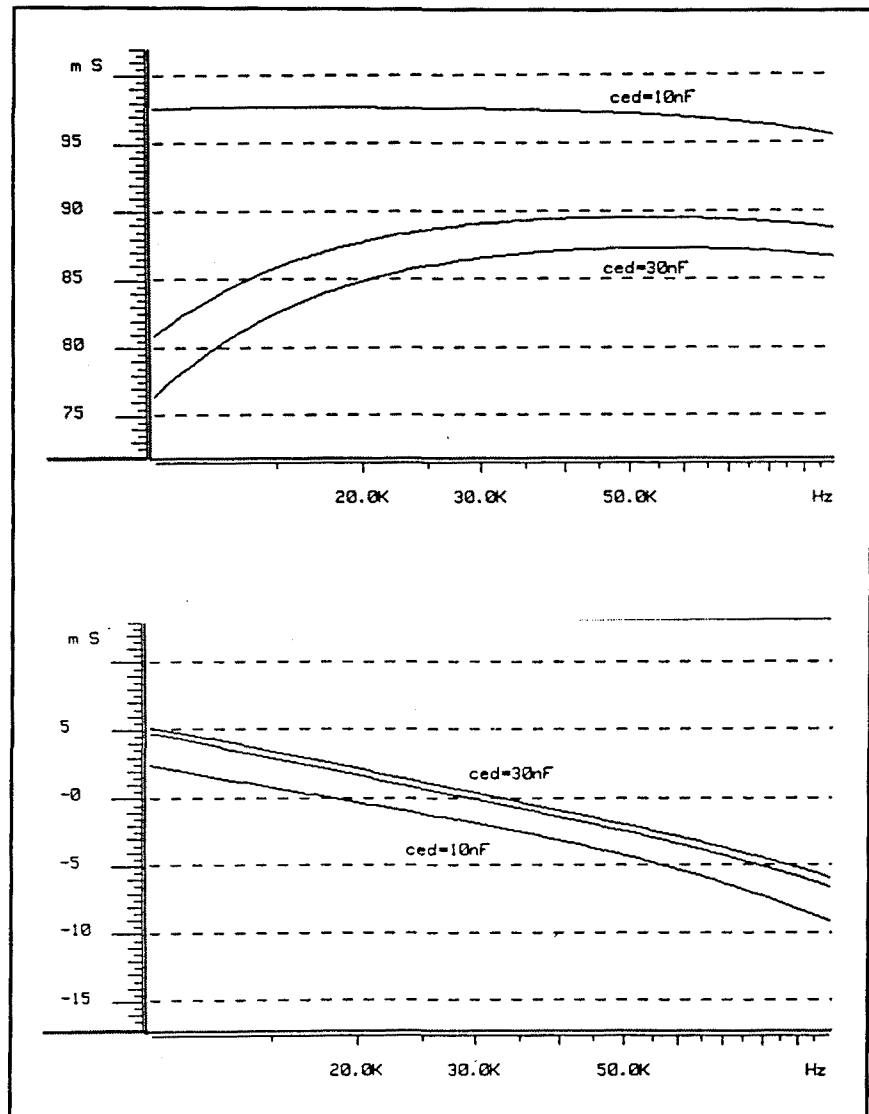


FIGURA 61 - Valor mesurat de la part real (dalt) i la imaginària (baix) de l'admitància del cos, en funció de la freqüència i per diferents valors de desequilibri de l'elèctrode detector.

que farà augmentar els errors de sistemàtics predictibles en el sistema.

L'error de reciprocitat és una mesura del comportament del sistema pel que fa a errors sistemàtics que depenen del propi sistema. Una xarxa passiva, i en aquest cas el cos es pot suposar que ho és (Balabanian *et al*, 1976), és recíproca : Donats 2 ports del multiport, el valor de tensió o corrent mesurat és el mateix sigui quin sigui el port usat per fixar les condicions de contorn. En aquest cas, quan en un dels dos ports hi ha un **e l è c t r o d e** desequilibrat, el resultat de la mesura no serà el mateix.

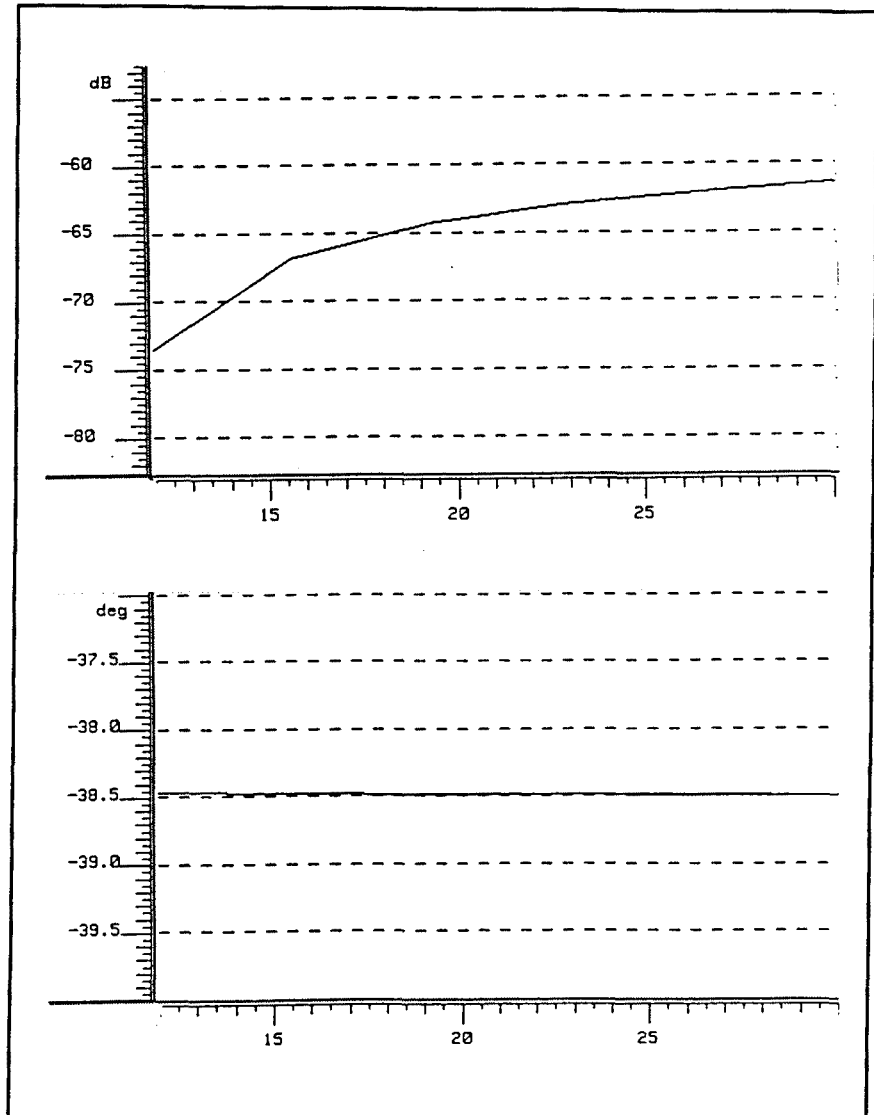


FIGURA 62 - Relació de rebuig del mode comú, a 20 kHz per diferents valors de desequilibri. Mòdul (dalt), fase (baix).

Rosell 1989 , usant un sistema de mesura semi-paral·lel va trobar que l'error de reciprocitat, entès com a error global per a tot el sistema, calculat segons l'expressió

següent:

$$e_r = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=0}^{15} \sum_{j=0}^{15} \left(\frac{V_{ij} - V_{ji}}{V_{ij}} \right)^2}$$

on N: número total de mesures

V_{ij} : tensió al aplicar condicions de contorn al port j i mesurar pel port i

V_{ji} : tensió al aplicar condicions de contorn al port i i mesurar pel j.

que tenia un valor del 2% quan es mesurava en una maqueta discreta sense elèctrodes o en una maqueta salina, amb elèctrodes de Ag/AgCl, però que tenien impedàncies, mesurades, molt similars; augmentava fins valors del 30% al fer mesures en el cos humà utilitzant elèctrodes del similars als NDM Silvon, caracteritzats al l'apartat 3.4. L'augment de l'error de reciprocitat no minvava la qualitat de les imatges obtingudes, ja que eren dinàmiques i els desequilibris d'elèctrodes tenen poca variació en els temps que el sistema usat triga en adquirir una trama de mesures.

En el cas d'imatges multifreqüència, i donat que l'error causat pels elèctrodes varia amb la freqüència, és d'esperar que les imatges estiguin afectades per aquest error. Caldrà usar un tipus d'elèctrode que presenti baixa dispersió de valors de impedància, si les condicions de mesura ho permeten.

Caldrà també rebaixar el valor de la tensió de mode comú per qualsevol dels procediments esmentats fins ara: augmentant l'aïllament en el cas d'una font flotant o usant realimentació del mode comú.

Per mantenir tant baixa com sigui possible la capacitat d'acoblament entre entrada i sortida s'ha realitzat una distribució de components sobre la placa de circuit imprès tal i com es pot veure a la Figura 63.

La principal característica d'aquest disseny és que les línies de injecció de corrent i les de detecció de tensió no es creuen en cap punt. S'ha imposat aquesta condició perquè

en una placa de circuit imprès de fibra de vidre i gruix normalitzat, les mesures realitzades de la capacitat entre dues línies de 8 cm de llarg i 0.2 mm d'amplada que es creuen ortogonalment pel punt mig quant cadascuna passa per una cara oposada de la placa donen valors de capacitat superiors a 0.4 pF.

Amb la distribució realitzada, la capacitat d'acoblament deguda només a les pistes es redueix a 0.2 pF. Per poder fer aquesta distribució ha calgut fer el disseny dels multiplexors de tensió tal i com apareix a la Figura 58.

Malgrat aquest disseny, les mesures a freqüències superiors als 200 kHz poden tenir un error gran degut a la capacitat d'acoblament entre entrada i sortida. Una solució, com ja s'ha dit, és realitzar un disseny de sistema distribuït augmentant la separació física entre la injecció de corrent i la mesura de tensió.

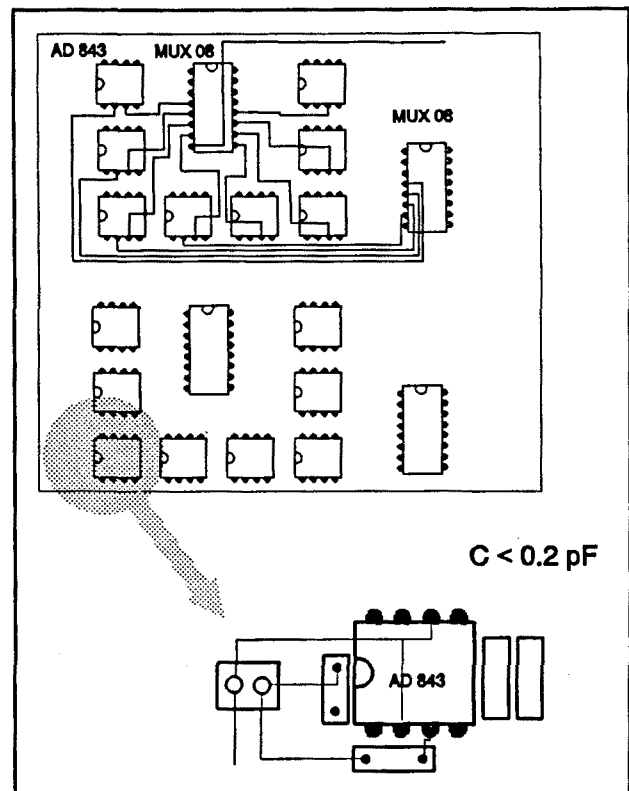


FIGURA 58 Distribució de component de la interfície de pacient a la placa de circuit imprès.

4.2.3.- Processat analògic

El processat analògic el formen totes aquelles parts entre el buffer i el conversor analògic/digital: l'amplificador diferencial, el voltímetre vectorial i l'acondicionament final del senyal per poder usar al màxim el marge dinàmic del conversor A/D.

Les principals característiques de l'amplificador diferencial són la seva relació de rebuig del mode comú i el guany diferencial. El disseny del guany s'ha fet tenint en compte el senyal màxim que es pot esperar per 1 mA de corrent aplicat sobre el cos, i el nivell màxim de senyal que ens podem permetre a l'entrada de l'etapa que el segueix. El disseny del voltímetre vectorial més una etapa de guany programable imposen que el nivell màxim de tensió a la sortida del amplificador diferencial sigui de $0.22 V_{\text{eff}}$. Si considerem que la màxima diferència de tensió, al mesurar amb elèctrodes adjacents i desestimant les mesures a 2 i 3 fils és de l'ordre de $20 mV_{\text{eff}}$, llavors el guany màxim pot ser de 11.

Per augmentar el CMRR del conjunt i abaixar el soroll interessa donar el màxim guany a aquesta etapa, i per tant es dissenyarà amb guany 11. Evidentment les mesures a 2 i 3 fils, al tenir major amplitud, saturaran el sistema. Aquestes mesures però no es poden tenir en compte perquè inclouen informació de la impedància dels elèctrodes.

Hem vist que el CMRR degut a desequilibris dels elèctrodes, en el millor cas, era de 75 dB. Haurem de dissenyar l'amplificador perquè no empitjori molt aquest valor.

El càlcul del CMRR efectiu de tota la cadena s'ha realitzat tenint en compte les impedàncies d'elèctrode, el guany dels buffers, el filtre pas alt a l'entrada dels buffers, les resistències dels multiplexors i el CMRR propi del amplificador diferencial, segons les expressions de Pallàs i Webster, 1991.

L'amplificador diferencial s'ha construït amb una arquitectura d'amplificador d'instrumentació amb 3 operacionals, tal i com es veu a la Figura 64, ja que els amplificadors d'instrumentació integrats existents al mercat presenten CMRR molt petits a freqüències per sobre de 100 kHz.

Amb els valors de resistències de la Figura 64, sense cap mena d'ajustaments i si el condensador de desacoblament de contínua dels buffers és major que 20 nF s'aconsegueix un CMRR de 60 dB. El valor finalment col·locat al circuit és de 100 nF. Si es realitza un ajustament del CMRR del amplificador, amb les dues resistències ajustables previstes per fer-ho (un ajust a baixa freqüència i un a alta freqüència), es poden assolir valors de CMRR més grans per l'amplificador (teòricament > 75 dB a tota la banda). Els valors mesurats sobre el circuit, un cop fet l'ajust són:

| | |
|---------|-------|
| 10 kHz | 69 dB |
| 100 kHz | 72 dB |
| 1 MHz | 70 dB |

Aquest valors són comparables als 75 dB deguts a un desequilibri del 5% en la impedància dels elèctrodes de mesura de tensió. Considerant que un 5% és un desequilibri molt petit, concluïm que l'amplificador no empitjorarà el CMRR de les etapes anteriors.

La resistència de guany de la primera etapa s'ha dividit en dues, per poder extreure del punt mig el valor de la tensió de mode comú que s'aplicarà a l'amplificador de realimentació del mode comú.

El voltímetre vectorial s'ha dissenyat utilitzant tècniques de demodulació coherent. La tècnica es basa en la multiplicació del senyal de mesura per un altre senyal, de referència, que té una fase coneguda respecte del corrent injectat. Els multiplicadors integrats comercials no tenen unes característiques d'exactitud suficients en el marge de freqüències utilitzat i per tant s'ha dissenyat un sistema de demodulació basat en un amplificador de guany commutable +G/-G, tal i com es veu a la Figura 65. A la sortida de l'amplificador tindrem un senyal rectificat en ona completa amb un valor mig proporcional

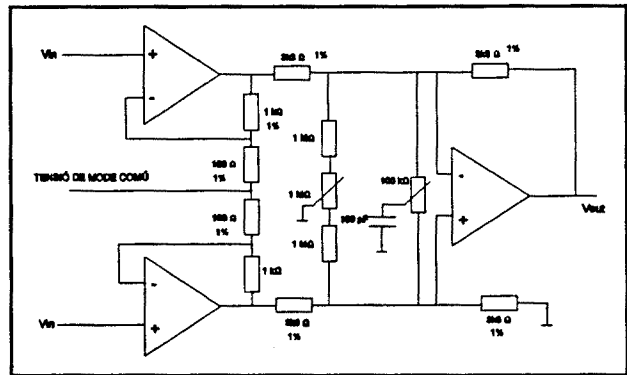


FIGURA 64 - Estructura i valors dels components de l'amplificador diferencial construït

a la amplitud del senyal d'entrada i al cosinus de la fase respecte al senyal de commutació. Aquest senyal rectificat és posteriorment filtrat amb un doble filtre RC, per extreure el valor mig. S'han construït 4 demoduladors d'aquest tipus, per poder obtenir simultaneament els senyals en fase i en quadratura corresponents a les dues freqüències utilitzades.

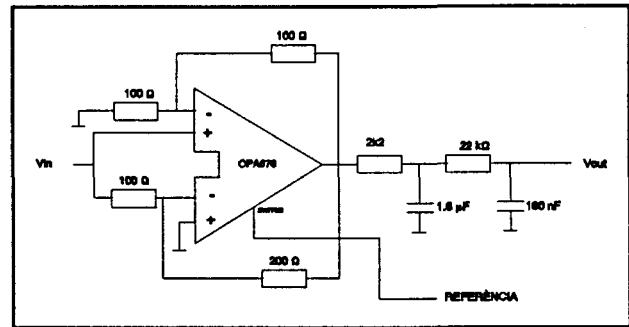


FIGURA 65 - Demodulador coherent dissenyat basat en un amplificador de guany commutat.

En principi per obtenir la component en fase i en quadratura del senyal, caldria fer la commutació dels amplificadors amb senyals de referència que estiguessin en fase i en quadratura amb el corrent injectat. D'aquesta manera, i a baixes freqüències sobre tot, on la component en quadratura de la impedància del cos és molt més petita que la component en fase, el senyal en fase s'obtindria bé, però el senyal en quadratura no. El motiu és que, a més a més que el senyal és petit, la majoria de interferències a la mateixa freqüència del senyal, degudes a diafonia entre canals i amb els injectors, estan en quadratura amb el senyal, ja que provenen d'acoblements capacitius, tot i que a altes freqüències aquestes interferències es provocaran sobre impedàncies capacitives, amb la qual cosa la fase ja no estaran en quadratura. Llavors el demodulador en quadratura dóna una sortida amb una relació S/N molt baixa, perquè el senyal també ho és. A més a més al demodular amb una fase de 90° , petits errors de fase entre la referència i el corrent injectat provoquen grans errors en la mesura perquè estem demodulant en el punt de màxima variació del senyal.

En aquest disseny s'han generat senyals de referència que estan desfasats aproximadament $\pm 45^\circ$. Posteriorment es farà una correcció per software de les dades. Amb això el que s'aconsegueix és que els petits errors de fase entre la referència i el corrent injectat afectin per igual els dos demoduladors, però no millorar la relació S/N en el senyal en quadratura per efectes d'acoblements capacitius.

La fase no s'ajusta exactament a $\pm 45^\circ$ i per tant no se suposa aquest valor en els

càlculs posteriors, sinó que es mesura usant una resistència ben coneguda. D'aquesta forma es poden corregir també desfassaments provocats pel propi sistema i errors entre la referència i el corrent injectat.

L'amplificador de guany commutable utilitzat és un OPA676 de Burr-Brown. No es tracta realment d'un amplificador de guany commutable sinó de dos amplificadors operacionals integrats juntament amb un interruptor que permet commutar un dels dos cap una sortida comuna. Aquest amplificador té un ample de banda de 300 MHz, un Slew-Rate de 300 V/ μ s i una tensió d'offset baixa. Per tenir un error inferior al 0.1% la freqüència màxima de commutació és de 30 MHz. Aquestes característiques el fan ideal per l'aplicació requerida. Els problemes que presenta aquest amplificador són que el nivell màxim de senyal de sortida és de $2.5 V_p$, i al no ser estables en guany unitat, cal fer el guany commutable de +2/-2. Per tant el nivell màxim de senyal a l'entrada pot ser de $1.25 V_p$ com a màxim.

Pel disseny dels filtres pas baix a la sortida dels amplificadors s'ha imposat que l'arrissament del senyal de freqüència més baixa per cadascun d'ells fos inferior a la resolució del conversor A/D utilitzat, que és de 16 bits. Amb aquest requeriment, el temps necessari perquè els filtres s'estableixin a un valor amb un error inferior a la resolució del conversor és de 60 ms. Amb aquest requeriment el temps necessari per a obtenir una trama és de 15 s. Aquest temps es pot abaixar si s'abaixa el temps d'establiment dels filtres (error major) o bé es canvia el filtre per un integrador sincronitzat amb la referència. Aquesta última solució és la millor pel que fa a velocitat però complica bastant l'electrònica necessària per a aconseguir-ho.

A la sortida dels filtres s'ha col·locat un amplificador de guany 5 per adaptar el nivell de senyal al la màxima excursió de tensió del conversor A/D, realitzant amb un A.O. de baix soroll (OP27).

Es conegut que les mesures de diferència de tensió entre elèctrodes contigus en el cos (o un objecte cilíndric) presenten una variació de prop de $2 \cdot 10^2$. Per aquest motiu pot ser interessant realitzar un amplificador de guany programable per col·locar-lo abans dels

demoduladors i treballar així amb una tensió el més alta possible a l'entrada del conversor, ja que el perfil de diferències de potencial és conegut a priori, com a mínim per un objecte cilíndric amb elèctrodes perfectament equiespaiats. D'aquesta forma es disminueixen les repercussions dels errors de quantificació del conversor A/D.

L'amplificador de guany programable s'ha realitzat en dues etapes, cadascuna amb un amplificador commutat OPA676, com es veu a la Figura 66. Els guanys aconseguits són de 4, 8, 16 i 32 controlables mitjançant programa. El problema d'aquesta estructura és que la capacitat de compensació, que és externa, depèn del guany. En aquest cas s'ha col·locat un valor que correspon al guany més petit, però el circuit arriba a oscil·lar si no es cuida molt el traçat de pistes i la posició dels condensadors de desacoblament de les tensions d'alimentació.

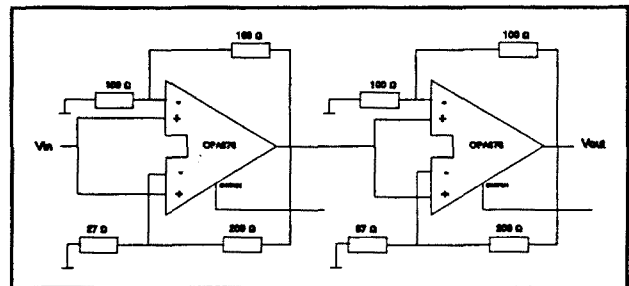


FIGURA 66 - Amplificador de guany programable de dues etapes.

4.2.4.- Font de corrent

La font de corrent dissenyada es basa en un generador de tensió i un convertidor tensió/corrent. El generador de tensió es capaç de produir senyals a 8 freqüències diferents. Aquestes freqüències estan agrupades en dues bandes: la banda baixa, que permet generar senyals de fins 100 kHz i la banda alta que permet generar senyals de 100 kHz a 1 MHz. Al conversor tensió/corrent s'hi aplica simultàniament un senyal de la banda alta i un de la banda baixa.

Els senyals de la banda baixa estan generats per síntesi digital, a partir de la lectura d'una senoide mostrejada que s'ha grabat en una memòria EPROM, i que és aplicada a un conversor digital/analògic. El número de mostres i la freqüència de lectura estan fixats per tenir una mínima distorsió harmònica (Lozano *et al*, 1990). Les 4 freqüències que es poden generar poden ser canviades tornant a reescriure la memòria, permetent fins i tot generar

combinacions de senyals. En el prototipus de recerca els valors fixats són: 8 kHz, 16 kHz, 32 kHz i 64 kHz.

Els senyals de la banda alta es generen per filtratge d'un senyal quadrat amb l'harmònic principal a la freqüència d'interès. Els filtres, commutables segons la freqüència desitjada, són dos filtres pas-baix de Chebichev en cascada, de 2on. ordre. En aquesta banda és més difícil canviar les 4 freqüències, ja que s'hauria de canviar les freqüències de tall dels filtres. En el prototipus s'han fixat a 125 kHz, 250 kHz, 500 kHz i 1 MHz.

Es pot seleccionar per software la freqüència del senyal que s'està enviant al convertidor V/I en cada moment.

L'amplitud dels senyals de la banda baixa es fixa mitjançant un regulador de tensió de precisió (LH0070) amb el que s'alimenta el convertidor D/A, i per tant es d'esperar que l'error d'amplitud sigui molt baix a tota la banda.

L'amplitud dels senyals d'alta freqüència es fixa a través de l'alimentació general del sistema depèn de la freqüència de tall dels filtres. Errors deguts a toleràncies dels components poden fer que cada senyal de freqüència diferent tingui amplitud diferent. Per la mateixa raó, l'amplitud dels senyals de la banda alta i la baixa pot ser diferent.

El generador entrega també els senyals de referència que seran usats en la demodulació, amb una fase ajustable mitjançant interruptors. Aquestes fases s'han fixat entre 20° i 50° per totes les freqüències excepte per la de 1 MHz, que s'ha fixat a 5°, ja que la part imaginària deguda a la impedància dels teixits fa que ja no estiguem en el punt de màxima variació el senyal.

Mitjançant multiplexors analògics col·locats a la sortida del generador es pot controlar l'amplitud de cada senyal, permetent 3 nivells (respecte al màxim): 1, 1/8, 0.

El convertidor corrent/tensió es basa en una font de corrent doble, amb el punt central

connectat a massa. S'ha preferit aquesta solució respecte a la d'una font flotant perquè ens estalvia haver de construir una font d'alimentació flotant, amb impedància d'aïllament alta, pel conjunt generador de tensió - convertidor V/I, ja que el generador té un consum molt elevat i seria difícil realitzar una font d'alimentació aïllada amb suficient impedància d'aïllament.

En el cas d'una font doble, els problemes de tensió de mode comú venen determinats per la diferència de corrents que entreguen les dues fonts. Aquest corrent genera una caiguda de tensió sobre les resistències de polarització dels buffers (una altra raó per posar-hi un valor baix). D'aquesta forma, un corrent de desequilibri per exemple de $50 \mu\text{A}$, sobre $220/16 \text{ k}\Omega$, provoca una tensió de mode comú de 0.5 V . Si el corrent nominal de la font és 1 mA vol dir que el desajustament entre les dues fonts ha d'ésser inferior al 5%.

De les múltiples alternatives existents per realitzar un convertidor tensió/corrent (Tomazou *et al*, 1990), s'ha triat la realització d'un mirall de corrent que copia el corrent de consum d'un amplificador operacional (Bragós, 1991).

El principal avantatge d'aquesta solució, respecte fonts de corrent basades només en amplificadors operacionals, és la independització de les característiques de sortida de la font (impedància de sortida), de aquelles pròpies del A.O. usat. D'altra banda, el corrent a copiar (consum del A.O.) és totalment independent de la càrrega.

Per la realització del mirall de corrent s'ha elegit un mirall de Wilson modificat, que és més robust que els altres tipus de mirall a variacions de la polarització en contínua dels transistors.

La resposta en freqüència de la font realitzada es plana amb un error màxim de un 2% en tota la banda d'interès, i l'error per càrrega menor que el 1% per càrregues entre 10Ω i $1 \text{ k}\Omega$. Els corrents mesurats en la resistència de calibratge de 10Ω que té el sistema (Figura 58), i desconnectant els cables de connexió amb el cos, són (en mA_{eff}):

| | | | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|-------|
| 8 kHz | 16 kHz | 32 kHz | 62 kHz | 125 kHz | 250 kHz | 500 kHz | 1 MHz |
| 0.9 | 0.9 | 0.97 | 0.92 | 0.78 | 0.8 | 0.73 | 0.77 |

La diferència entre la banda alta i la baixa és del 10%. Com s'ha vist a l'apartat 4.1.2, això voldrà dir que variacions dels teixits per sota un 10% seran difícils de distingir.

Al tenir dues fonts de corrent, s'aplica el senyal de la banda alta de freqüències a una de les fonts i el senyal de la banda baixa de freqüències a l'altra font, quedant l'esquema definitiu tal i com es pot veure a la Figura 67, on es representa un dels miralls, éssent l'altre totalment simètric. S'observa a la figura un segon amplificador operacional que s'usa per a controlar la polarització en continua dels dos miralls, ja que d'altra manera, un petit desequilibri en el consum de contínua de l'amplificador operacional en una de les alimentacions pot portar el mirall a la saturació.

Els dos condensadors i el commutador que apareixen a la sortida de la font s'han previst per aplicar la realimentació de mode comú al punt mig d'aquests condensadors o bé a una de les branques de la font de corrent, segons interressi.

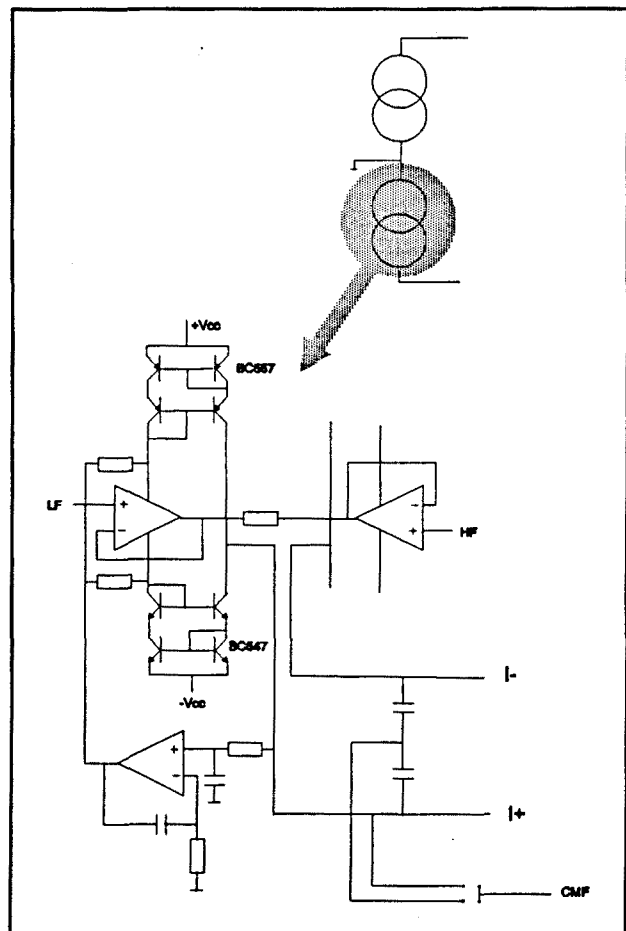


FIGURA 67 - Esquema del convertidor tensió corrent (una de les branques)

Les principals causes de desaparellament del corrent total entregat per cadascun dels miralls són la diferència de temperatura entre els dos transistors de polarització de cada

mirall i el desaparellament del paràmetre β entre els dos transistors que estan connectats a la càrrega (Bragós, 1991). En la construcció de la font de corrent s'han utilitzat transistors aparellats maualment usant un analitzador de semiconductors i s'ha realitzat un bon aparellament tèrmic mitjançant radiadors de calor dobles que uneixen els dos transistors més sensibles de cada mirall. El desequilibri mínim que s'ha aconseguit és del 2%. A més a més, el fet d'aparellar tèrmicament els transistors imposa un període d'escalfament de tot el sistema de l'ordre de 15 min fins que s'assoleix el desequilibri mínim.

Els nivells de tensió de mode comú, sense cap mena de realimentació, sobre una resistència de 15 k Ω i per un corrent injectat de 1 mA_{eff} són (V_{eff}):

| 8 kHz | 16 kHz | 32 kHz | 62 kHz | 125 kHz | 250 kHz | 500 kHz | 1 MHz |
|-------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|-------|
| 0.46 | 0.45 | 0.45 | 0.42 | 0.35 | 0.35 | 0.33 | 0.36 |

i corresponen a valors de desequilibri de miralls de corrent d'entre el 2.5% i el 4%.

Un altre efecte del desaparellament dels transistors (sobretot desaparellament en β) és l'aparició de distorsió del senyal. Els valors de distorsió mesurats, també sobre una resistència de 10 Ω , són el següents (dB d'atenuació respecte la freqüència fonamental):

| | 8 kHz | 16 kHz | 32 kHz | 64 kHz | 125 k | 250 k | 500 k | 1 M |
|----|-------|--------|--------|--------|-------|-------|-------|-------|
| 2f | -44 | -45 | -44.6 | -47 | -46.5 | -43 | -44 | -42 |
| 3f | ----- | -69 | -63 | -64 | -41 | -40 | -41 | -42 |
| 4f | ----- | -55 | -56 | -50 | -57 | -51 | -51 | ----- |

La distorsió harmònica és prou baixa. S'observa que el tercer harmònic és molt més gran pels senyals de la banda alta, degut a que estan generats a partir d'una ona quadrada, per filtratge, i la component en el senyal de tensió de tercer harmònic és gran per aquest motiu. El segon i quart harmònic són introduïts per la font de corrent, ja que la relació harmònica, pels senyals de la banda baixa, a la sortida del generador de corrent és millor que -60 dB.

4.2.5.- Realimentació activa

Les tensions de mode comú detectades són prou grans per què produeixen errors importants en les tensions diferencials més petites. Cal aplicar doncs una tècnica de realimentació per disminuir aquest mode comú. En tomografia a una única freqüència (Seagar i Brown, 1987) s'amplifica al màxim la tensió de mode comú present a l'amplificador diferencial i s'aplica sobre un punt del cos amb un elèctrode addicional. Una alternativa (Rosell, 1989) és aplicar aquesta tensió de realimentació sobre un dels terminals de la font de corrent (si és flotant). En cap dels cassos el guany no pot ser arbitràriament gran perquè provoca oscil·lacions en el sistema.

En el cas de tomografia multifreqüència, i amb un disseny de banda ampla com el realitzat, cal que la realimentació tingui un guany gran a tota la banda freqüencial de treball i cal a més a més assegurar l'estabilitat.

Amb els valors de tensió de mode comú obtinguts en el sistema i suposant que la tensió diferencial mínima sigui de 1 mV per injecció de corrent entre parells d'elèctrodes adjacents i detecció també entre parells d'elèctrodes adjacents, llavors els CMRR del sistema, per obtenir un error inferior al 1%, hauria d'ésser de 90 dB. El CMRR global del sistema, vist abans, serà de l'ordre de 60 dB. Ens cal doncs una millora de 30 dB que haurem d'obtenir mitjançant la realimentació activa.

La simulació de les dues alternatives plantejades mostra que el cas on s'aconsegueix una reducció més efectiva de tensió de mode comú és quant la realimentació s'aplica directament sobre el cos, essent la millora aproximadament igual al guany de l'amplificador de realimentació. L'inconvenient d'aquesta tècnica és que es poden modificar les línies de corrent, i per tant les superfícies equipotencials, en l'objecte (Rosell *et al*, 1988).

Aplicant la realimentació en un dels terminals de la font de corrent flotant (o doble amb el punt mig a massa, com en el nostre cas), la millora que s'aconsegueix, pel mateix guany de l'amplificador de realimentació, és menor, degut a que la realimentació s'aplica

de forma asimètrica sobre el cos. En aquest cas el guany no es pot augmentar arbitràriament per problemes d'estabilitat. Per aquest motiu s'ha suggerit una tercera alternativa (Rosell i Riu, 1991) consistent en aplicar la realimentació al punt mig (en senyal) de la font de corrent mitjançant dos condensadors (Figura 54). Amb aquesta solució es pot augmentar més el guany de l'amplificador i la cancel·lació del mode comú és millor. L'inconvenient principal d'aquesta solució és que els condensadors han d'ésser petits per no degradar les característiques de sortida de la font de corrent ($< 5 \text{ pF}$), i si la tensió de mode comú és molt gran, l'amplificador se satura.

L'estudi de l'estabilitat, mitjançant simulacions, pel cas en que es connecta la realimentació directament sobre el cos mostra que l'amplificador de realimentació ha de tenir una resposta pas-baix amb el pol dominant a una freqüència determinada principalment per l'impedància dels elèctrodes i la impedància d'entrada dels buffers amb guarda activa. Amb el disseny del buffer realitzat i suposant una impedància d'elèctrode formada per 200Ω en sèrie amb 10 nF , el pol dominant ha d'estar a 15 kHz (Rosell i Riu, 1991) per un marge de fase de 45° . L'angle de fase es redueix si se suposa una capacitat d'acoblament del cos a massa major de 100 pF .

Donat que la impedància d'elèctrode i la capacitat del cos a massa són factors difícils de controlar, cal realitzar el disseny amb un marge de seguretat gran.

Si es realitza l'anàlisi d'estabilitat per les altres alternatives, s'arriba a la conclusió que connectant la realimentació a un terminal de la font de corrent, el pol dominant de l'amplificador ha d'estar a freqüències similars que en el cas anterior. Connectant la realimentació al punt mig dels dos condensadors, i amb el mateix amplificador, l'ample de banda efectiu de realimentació és més gran degut a l'efecte de cancel·lació sobre el pol dominant que

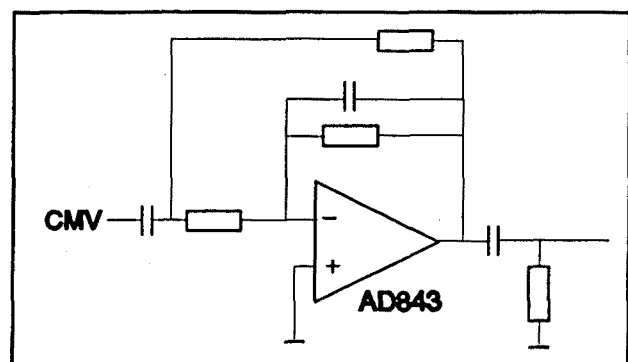


FIGURA 68 - Amplificador de realimentació del mode comú utilitzat

realitza el zero imposat pels condensadors. Aquesta solució només es pot emprar si la tensió de mode comú inicial és bona, i això depèn en gran part de les característiques d'acoblament dels miralls de la font de corrent.

L'amplificador de realimentació finalment dissenyat, a la Figura 68, presenta el pol dominant a 15 kHz i permet, mitjançant un commutador, variar el guany de 100 a 1000 per poder aplicar la realimentació sobre el cos o un terminal de la font de corrent ($G=100$) o bé al punt mig dels condensadors ($G=1000$). En cada situació de mesura s'elegirà el mètode que doni millors resultats.

4.2.6.- Fonts d'errors sistemàtics i calibratge del sistema

Amb el disseny realitzat, i pel fet que el sistema és un sistema sèrie, els elements que poden introduir errors sistemàtics eliminables per calibratge són mínims. Una font d'error serà el nivell de corrent injectat sobre el cos, que ja s'ha vist que és diferent entre la banda alta i la baixa de freqüències. De fet també ho és dintre una mateixa banda, però no es poden fer mesures simultànies amb dues freqüències de la mateixa banda, i la simultaneïtat era un requisit per eliminar altres errors. Una altra font d'errors sistemàtics és el offset que puguin tenir els demoduladors coherents. Se suposa que els valors d'offset són deguts només al propi del amplificador que realitza la demodulació, ja que la component contínua de les etapes anteriors serà rebutjada per aquest.

Hi ha una altra sèrie d'errors, que podem anomenar semi-sistemàtics, deguts a paràmetres difícils de controlar, com per exemple la posició dels cables que afectarà la diafonia del sistema, o el no equiespaiament dels elèctrodes sobre el cos, que pot fer disminuir molt l'amplitud en algunes mesures, incrementant l'error per aquestes. Aquests errors són sistemàtics en una mesura, però no depenen de la construcció del sistema i no es poden eliminar amb cap mena de calibració. Es d'esperar, que malgrat la calibració, l'error sistemàtic del sistema no sigui zero.

Finalment, la fase entre el corrent i la referència de demodulació no es coneguda a

priori, i caldrà determinar-la. Aquí no es tracta d'un error pròpiament dit, ja que el sistema s'ha dissenyat per funcionar així, però es susceptible de ser calibrat.

Per realitzar el calibratge es disposa d'una resistència coneguda de, 10Ω (1%) que es pot col·locar en paral·lel amb l'injector de corrent mitjançant la connexió d'un relé tipus reed, que presenta molt baixa impedància de contacte. Connectant aquesta resistència podem realitzar un triple calibratge: D'una banda coneixerem la fase amb que arriben els senyals de referència de demodulació, d'altra banda podrem corregir també els desfasatges introduïts pel convertidor V/I i pels circuits de processat analògic i finalment podrem conèixer el mòdul del corrent injectat.

Per realitzar aquest tipus de mesura serà necessari desconnectar els cables que uneixen el sistema amb el pacient, perquè si no es fa així, es crea un divisor de tensió entre les resistències ON dels multiplexors d'injecció i l'impedància del cos, provocant un error, més gran quant més petita sigui la impedància d'elèctrode.

Els offsets dels demoduladors es calibraran fent que el corrent injectat sigui zero, amb la resistència de 10Ω connectada, per eliminar soroll. Això es pot fer de forma automàtica.

Amb els valors d'offset i parts "reals" i "imaginàries" de la resistència de calibratge demodulada amb la referència de fase desconeguda, podrem fer la correcció de les mesures sobre l'objecte restant primer l'offset i corregint després la fase segons:

$$Re(V_m) = \frac{R(V_c)R(V_m) + I(V_c)I(V_m)}{\sqrt{R(V_c)^2 + I(V_c)^2}} \quad [59]$$

$$Im(V_m) = \frac{I(V_c)R(V_m) - R(V_c)I(V_m)}{\sqrt{R(V_c)^2 + I(V_c)^2}} \quad [60]$$

on V_m : tensió a corregir
 V_c : tensió amb la resistència de calibració
 $R(x)$: component "real" de la tensió x
 $I(x)$: component "imaginària" de la tensió x

Se suposa que l'eix "real" és l'eix de demodulació que té un angle de fase φ , amb $0^\circ < \varphi < 90^\circ$, i l'eix "imaginari" té una fase de 90° respecte el "real". Al estar dividides les tensions pel mòdul de la resistència de calibració, no es corregeixen els errors de corrent. Per corregir-los cal multiplicar per un factor k :

$$k = \frac{R(V_c f_1)^2 + I(V_c f_1)^2}{R(V_c f_2)^2 + I(V_c f_2)^2} \quad [61]$$

la mesura realitzada a la freqüència f_2 . Aquesta normalització corregeix els errors de corrent, i és conceptualment diferent de la que es pugui fer, en el procés de reconstrucció, per normalitzar els valors mitjans de les dues trames de freqüències diferents, perquè en aquest cas es normalitza també la possible variació global deguda a la variació de impedància del cos.

4.3.- CARACTERITZACIÓ DEL SISTEMA

En els apartats anterior s'han donat valors de cadascuna de les característiques dels sistema dissenyat, un cop mesurades en el prototipus realitzat. De les característiques particulars del sistema resta només per determinar el nivell de soroll present en el sistema, per veure la relació entre aquest i el nivell de quantificació del conversor A/D, que és de 16 bits. Això ens donarà idea de la necessitat de realitzar promitjats amb les mesures o la possibilitat de utilitzar un conversor amb major resolució deixant igual la resta del sistema.

El soroll en la cadena de detecció vindrà determinat per la primera etapa de l'amplificador diferencial, doncs té un guany prou gran. Les mesures realitzades a la sortida dels amplificadors de guany programable, per diferents valors de guany, donen una densitat espectral de soroll equivalent a l'entrada, de $20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, per una resistència de 300Ω col·locada entre cada entrada del amplificador diferencial i massa.

El soroll degut als buffers serà aproximadament de $20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a la seva sortida, mentre que el soroll generat per la font de corrent és de l'ordre de $300 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ sobre una resistència de 100Ω . La part d'aquest soroll que passarà a la mesura dependrà de quina mesura estiguem fent. Aquella que ens donarà major soroll serà de l'ordre de $30 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ per injecció de corrent entre elèctrodes adjacents i detecció de tensió entre elèctrodes adjacents.

En el supòsit que el soroll generat pel cos humà sigui equivalent al soroll tèrmic de una resistència de valor igual a la impedància del cos entre dos elèctrodes, llavors el nivell de soroll a l'entrada del amplificador diferencial que esperarem trobar serà aproximadament de $40 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, i a la sortida d'aquest amplificador de $400 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. La densitat espectral de soroll a l'entrada dels demoduladors variarà entre $1.6 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ i $12 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$, depenent del valor d'amplificació. L'ample de banda equivalent de soroll (-3 dB) serà el dels filtres que segueixen els amplificadors commutatats, que en el nostre cas és, filtre de segon ordre, de $(\sqrt{2}-1)f_0 = 40 \text{ Hz}$. El soroll esperat serà, doncs d'entre $20 \mu\text{V}_{\text{eff}}$ i $150 \mu\text{V}_{\text{eff}}$. La resolució d'un conversor de 16 bits és $1/2^{16} = 15 \mu\text{V}$. En el pitjor dels casos el soroll serà de l'ordre de 3 bits. La relació S/N per la pitjor de les mesures, es pot evaluar en 70 dB.

A més a més d'aquest soroll s'ha detectat un senyal interferent a 2 MHz, amb un nivell 20 dB per sobre del soroll. Aquest senyal pot ser degut a causes internes, ja que s'aconsegueix disminuir el seu valor col·locant un apantallament entre el generador de tensió i els demoduladors.

En mesures sobre el cos, i depenent de la orientació i les condicions de l'espai físic on es realitzin les mesures, cal esperar senyals interferents procedents de la banda comercial de radiodifusió de A.M. (550 kHz i 1.6 MHz).

Per caracteritzar el sistema com a conjunt global s'ha utilitzat una maqueta discreta, construïda amb resistències de precisió (1%) de montatge superficial, i uns protocols de mesura definits dintre de la Acció Concertada Europea de Tomografia de Impedància Elèctrica per a la comparació de sistemes de tomografia.

El protocol de mesures especifica dos tipus de mesura:

(a) mesures d'errors aleatoris, éssent l'índex de la bondat del sistema la variància (per cada un dels elements de la matriu de tensions mesurades normalitzada respecte a la mitjana de cada mesura:

$$NER = \frac{1}{N \langle V_m \rangle} \sqrt{\sum_{i=1}^N (V_{mi} - \langle V_m \rangle)^2} \quad [62]$$

on $\langle V_m \rangle$: estimació de la mitjana en N mesures

V_{mi} : valor de cada una de les N mesures

N : número de mesures. N suficientment gran.

es pot calcular el soroll normalitzat mitjà per una trama de mesures fent la mitjana dels NER (noise error ratio) de cada element.

(b) mesures d'errors sistemàtics, éssent l'índex de la bondat del sistema la mitjana quadràtica de les diferències entre els valors mesurats pel sistema i els calculats teòricament

per la maqueta per tots els valors d'una trama:

$$SER = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{(V_{mi} - V_{ci})^2}{V_{ci}^2}} \quad [63]$$

on V_{ci} : valor calculat per l'element i de la matriu
 V_{mi} : valor mesurat per l'element i de la matriu
 N : número d'elements de la matriu.

pel cas que es faci injecció entre elèctrodes adjacents i detecció entre elèctrodes adjacents, i despreciant les mesures a 2 i 3 fils, $N=104$. Es pot usar també l'error de reciprocitat, definit a 4.2.2.2 com a estimador dels errors sistemàtics.

S'han realitzat mesures de caracterització del sistema, usant aquesta maqueta, sense impedància d'elèctrode, ja que el protocol de mesures estableix que no se n'usin. El fet de no tenir impedància d'elèctrode ens força a utilitzar una de les solucions estudiades a l'apartat 4.2.2.1 per evitar oscil·lacions. S'ha triat la solució de col·locar un segon amplificador per atacar la malla, perquè és la que té una millor diafonia. Aquesta solució tenia l'inconvenient de que la impedància de entrada es feia negativa a altes freqüències, però com que en aquest cas no tenim impedància d'elèctrodes això no provocarà errors massa grans. Un problema que se'ns pot presentar, a altes freqüències són distorsions degudes a efectes no lineals de l'amplificador que ataca la malla del cable, perquè té un Slew Rate petit. Totes les mesures corresponen a la part real, ja que la imaginària és nul·la per definició, amb la maqueta utilitzada.

A continuació es presenten les matrius de mesures corresponents a 16 kHz, amb els guanyos programables fixats a 4 (valor mínim), ja que pel càlcul del SER no podem fer-los variar, i la realimentació de mode comú connectada a un terminal de la font de corrent:

La primera matriu correspon als valors de tensió mesurats, normalitzats perquè el valor mig sigui = 1.

16 kHz

G= 4

Normalized mean * 1000

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| 0 | 0 | 2116 | 622 | 427 | 522 | 391 | 229 | 214 | 370 | 425 | 329 | 426 | 1191 | 3461 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 2121 | 1193 | 1191 | 816 | 396 | 370 | 574 | 614 | 426 | 520 | 1190 | 2379 | 3476 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 3474 | 2376 | 1184 | 523 | 426 | 615 | 572 | 369 | 399 | 811 | 1186 | 1197 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 3469 | 1198 | 423 | 331 | 426 | 370 | 214 | 226 | 395 | 525 | 425 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2110 | 627 | 429 | 519 | 400 | 225 | 213 | 373 | 419 | 336 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2110 | 1195 | 1190 | 811 | 396 | 374 | 564 | 625 | 418 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 3469 | 2378 | 1184 | 526 | 416 | 626 | 556 | 383 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 3469 | 1193 | 423 | 336 | 417 | 381 | 206 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2121 | 622 | 428 | 523 | 394 | 230 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2118 | 1194 | 1190 | 817 | 397 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 3474 | 2372 | 1187 | 524 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 3459 | 1197 | 424 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2112 | 629 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2111 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Cada una de les files representa una injecció pel mateix parell d'electrodes, així la fila 1 representa les mesures realitzades aplicant corrent entre els elèctrodes 0 i 1. Cada una de les columnes representa les mesures de tensió pel mateix parell d'elèctrodes, així la primera columna representa les mesures realitzades entre els elèctrodes 0 i 1. Les mesures a 2 i 3 fils apareixen com a zero.

Els valors de la mitad inferior són zero. Aquests valors realment es mesuren, però no són mesures independents sinó que han de coincidir, per reciprocitat, amb els valors de la mitad superior. La discrepància entre uns i altres s'usa per calcular l'error de reciprocitat. En aquest cas s'ha fet un promig i només es dóna la mitad de les dades.

La següent matriu correspon a la diferència relativa entre els valors normalitzats mesurats i els calculats per la maqueta:

Relative static error: (mean-theoretical)*1000/theoretical

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|----|---|----|----|-----|-----|-----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 0 | 0 | -2 | 9 | -9 | 15 | -29 | 26 | -13 | 5 | -9 | -6 | -11 | 0 | -4 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | -4 | 11 | -17 | 5 | -3 | 8 | -9 | 11 | -5 | 15 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | -1 | 14 | -10 | 17 | -9 | 9 | -6 | 2 | -9 | 4 | -8 | 5 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -2 | 6 | -18 | 0 | -6 | 5 | -13 | 13 | -19 | 21 | -13 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -5 | 17 | -4 | 11 | -7 | 8 | -18 | 13 | -25 | 15 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -5 | 3 | -5 | 4 | -17 | 16 | -19 | 26 | -27 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -3 | 14 | -10 | 23 | -32 | 27 | -34 | 40 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -2 | 2 | -18 | 15 | -30 | 35 | -50 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 9 | -6 | 17 | -22 | 31 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -1 | 2 | -5 | 12 | -14 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -1 | 12 | -7 | 21 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -5 | 5 | -16 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -4 | 21 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -4 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Average systematic error = 1.58%

Reciprocity error = 0.9%

L'error sistemàtic és petit, major però que el límit imposat del 1%. L'error de reciprocitat és menor que l'error sistemàtic, però del mateix ordre. Això pot donar idea que hi ha algun error degut a posició dels cables que fa que per un elèctrode determinat els errors siguin més grans, però afecti per igual a la injecció que a la detecció amb la qual cosa l'error de reciprocitat no estaria afectat.

Es pot observar que la distribució dels errors no és uniforme en la matriu. Hi ha àrees on els errors són més grans. Si la comparem a la matriu anterior, veurem que les regions amb major error corresponen a les regions on les tensions mesurades són més petites.

La següent matriu correspon a la desviació estandard de 10 mesures dividida per la mitjana, per cada valor (NER):

(Standar deviation / mean) * 100 000

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 0 | 0 | 32 | 70 | 149 | 118 | 130 | 157 | 270 | 180 | 155 | 161 | 140 | 68 | 37 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 40 | 60 | 51 | 49 | 153 | 121 | 96 | 84 | 160 | 140 | 40 | 26 | 33 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 32 | 34 | 41 | 58 | 137 | 84 | 102 | 141 | 207 | 74 | 62 | 37 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 22 | 60 | 165 | 162 | 121 | 164 | 220 | 225 | 143 | 134 | 96 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 42 | 111 | 152 | 115 | 182 | 230 | 255 | 237 | 155 | 257 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 42 | 41 | 35 | 98 | 210 | 101 | 111 | 97 | 157 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 24 | 35 | 41 | 129 | 194 | 102 | 132 | 134 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 30 | 37 | 103 | 174 | 109 | 129 | 235 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 42 | 113 | 128 | 116 | 137 | 202 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 53 | 50 | 55 | 43 | 189 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 31 | 35 | 54 | 125 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 49 | 48 | 140 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 61 | 82 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 45 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Average noise error per cycle NER = 0.11%

La relació senyal a soroll corresponent seria de 60 dB. Més petita, per tant, que la que s'ha donat com a cota al començament de l'apartat. Es pot observar també una certa correlació entre les posicions de les mesures amb més soroll i les de menor valor, però menys evident que pels errors sistemàtics.

La següent matriu correspon a una freqüència de 62 kHz. No es donà ja la matriu de valors mitjans, sinó només les de errors sistemàtics i aleatoris.

62 kHz , G = 4

Relative static error: (mean-theoretical)*1000/theoretical

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|-----|----|-----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 0 | 0 | 2 | -27 | 25 | -23 | 7 | -58 | 69 | -40 | 32 | -48 | 27 | -10 | 2 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 5 | -8 | 9 | -6 | 27 | -46 | 26 | -29 | 32 | -33 | 7 | 0 | 6 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 5 | -2 | 2 | -31 | 37 | -29 | 26 | -48 | 34 | -14 | 4 | -5 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 4 | -2 | 20 | -48 | 32 | -46 | 64 | -67 | 19 | -17 | 18 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -22 | 34 | -31 | 34 | -76 | 59 | -29 | 9 | -24 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -8 | 8 | -16 | 24 | -29 | 8 | -4 | 11 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 4 | -1 | 3 | -21 | 6 | -4 | -10 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 5 | -10 | 23 | -36 | 13 | -10 | 27 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 6 | -34 | 34 | -31 | 19 | -53 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 4 | -9 | 8 | -7 | 24 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 6 | -4 | 5 | -25 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2 | -5 | 20 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -17 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Average systematic error = 2.71%

Reciprocity error = 1.1 %

(Standard deviation / mean) * 100 000

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 0 | 0 | 52 | 98 | 180 | 112 | 141 | 267 | 261 | 101 | 117 | 167 | 170 | 60 | 33 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 37 | 60 | 66 | 65 | 136 | 173 | 117 | 100 | 111 | 131 | 48 | 40 | 34 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 36 | 39 | 69 | 135 | 145 | 104 | 113 | 220 | 82 | 98 | 50 | 57 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 44 | 45 | 125 | 166 | 133 | 120 | 180 | 320 | 120 | 92 | 133 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 41 | 113 | 120 | 110 | 166 | 233 | 175 | 139 | 132 | 195 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 49 | 53 | 52 | 65 | 158 | 165 | 133 | 124 | 131 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 38 | 49 | 48 | 116 | 96 | 121 | 89 | 139 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 45 | 47 | 181 | 172 | 131 | 161 | 252 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 47 | 100 | 175 | 124 | 97 | 309 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 55 | 69 | 70 | 58 | 94 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 41 | 37 | 58 | 141 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 49 | 60 | 174 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 37 | 118 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 42 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Average noise error per cycle NER = 0.11%

Es pot observar que l'error sistemàtic ha augmentat respecte el cas de 16 kHz, mentre que l'error de reciprocitat ha augmentat molt menys. L'explicació d'aquest fenomen és que la realimentació de mode comú, al ser menys efectiva, fa que augmenti l'error: l'amplificador de realimentació té un guany de 40 dB i el pol dominant a 15 kHz, amb la qual cosa, a 62 kHz el guany serà uns 12 dB menor i l'error degut a la tensió de mode comú més gran.

A continuació es presenten les dades corresponents a una freqüència de 250 kHz. A partir d'aquesta freqüència la realimentació ja no es pot connectar a un terminal de la font de corrent, perquè el guany de l'amplificador és petit i el que s'aconsegueix és desequilibrar l'injector de corrent. Per aquestes mesures la realimentació s'ha col·locat sobre la maqueta amb els inconvenients que pot causar de distorsió de les línies equipotencials (Rosell 1988).

250 kHz

G=4

Relative static error: (mean-theoretical)*1000/theoretical

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|----|-----|----|-----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 0 | 0 | -1 | -45 | 23 | -42 | -2 | -76 | 110 | -32 | 58 | -21 | 44 | 8 | -2 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | -2 | 18 | 9 | 18 | 37 | -43 | 32 | -39 | 41 | -58 | 11 | -18 | 2 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 2 | -23 | 5 | -68 | 69 | -44 | 45 | -48 | 59 | -6 | 8 | 17 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 26 | 30 | -27 | 44 | -43 | 69 | -85 | 32 | -25 | 20 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -6 | -56 | 51 | -58 | 54 | -94 | 96 | -32 | 13 | 9 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 7 | 12 | -6 | 47 | -35 | 27 | -6 | 32 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2 | -20 | 6 | -40 | 23 | -11 | -17 | 21 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 3 | 8 | 37 | -30 | 46 | 8 | 59 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 5 | -69 | 58 | -70 | 24 | -89 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2 | 10 | 14 | 14 | 37 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 5 | -27 | 9 | -52 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 19 | 37 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -40 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Average systematic error = 4.1%

Reciprocity error = 7.5%

(Standard deviation / mean) * 100 000

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|-----|------|------|-----|-----|------|------|------|-----|------|------|------|------|------|
| 0 | 0 | 157 | 1003 | 1086 | 947 | 847 | 2315 | 1966 | 977 | 832 | 1118 | 1011 | 261 | 282 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 266 | 269 | 477 | 261 | 854 | 1290 | 702 | 794 | 894 | 894 | 368 | 280 | 258 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 226 | 303 | 274 | 898 | 1048 | 683 | 654 | 572 | 706 | 274 | 467 | 331 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 203 | 307 | 855 | 837 | 1039 | 799 | 1983 | 1437 | 1194 | 744 | 1061 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 215 | 1112 | 960 | 938 | 844 | 1997 | 1441 | 682 | 1029 | 695 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 217 | 349 | 387 | 269 | 1217 | 1351 | 722 | 693 | 706 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 302 | 271 | 417 | 856 | 1092 | 678 | 526 | 1125 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 262 | 288 | 883 | 1093 | 1217 | 858 | 1507 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 253 | 958 | 1287 | 666 | 1101 | 2443 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 229 | 232 | 401 | 458 | 906 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 270 | 277 | 470 | 1226 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 210 | 341 | 986 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 204 | 1095 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 306 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Average noise error per cycle NER = 0.56%

L'error estàtic ha augmentat, degut a que la realimentació es menys efectiva, i curiosament l'error de reciprocitat ha augmentat més que no l'error sistemàtic. Això pot

ésser degut a la cancel·lació d'errors que es fa al promitjar les dues parts de la matriu. El soroll ha augmentat també, fins un 0.5%, el que vol dir una S/N = 45 dB.

Finalment es poden veure els valors mesurats a 1 MHz:

1 MHz - G=4

Relative static error: (mean-theoretical)*1000/theoretical

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|-----|-----|------|-----|------|------|-----|------|-----|------|------|------|------|------|
| 0 | 0 | -90 | -60 | -153 | 95 | -290 | 76 | 41 | 62 | 86 | 141 | 41 | 95 | 5 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | -96 | 161 | -27 | 244 | -116 | 133 | -5 | 1 | 4 | -85 | -60 | -52 | -25 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | -8 | -42 | -112 | -33 | 32 | -1 | 43 | 67 | 32 | 123 | -71 | 228 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2 | 226 | -118 | 250 | -9 | 116 | -87 | 13 | -168 | 64 | -206 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -132 | -81 | -58 | -56 | -19 | 62 | 46 | 201 | -118 | 516 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -89 | 196 | -112 | 252 | -9 | 445 | -132 | 315 | -97 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -17 | 0 | -153 | 85 | -190 | 331 | -376 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -10 | 216 | -215 | 407 | -148 | 445 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -108 | -60 | -248 | 9 | -208 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -56 | 203 | -53 | 211 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -59 | -76 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -8 | 159 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -11 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Average systematic error = 17.37%

Reciprocity error = 30%

(Standar deviation / mean) * 100 000

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|-----|-----|-----|-----|-----|------|------|-----|-----|------|------|-----|------|------|
| 0 | 0 | 300 | 696 | 887 | 835 | 667 | 1548 | 1536 | 548 | 446 | 918 | 405 | 241 | 140 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 196 | 277 | 250 | 327 | 893 | 470 | 381 | 791 | 658 | 712 | 259 | 323 | 127 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 90 | 232 | 281 | 930 | 594 | 528 | 760 | 557 | 721 | 447 | 186 | 295 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 78 | 382 | 792 | 403 | 790 | 881 | 1752 | 1161 | 766 | 292 | 906 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 180 | 629 | 720 | 540 | 705 | 1133 | 1106 | 778 | 639 | 807 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 204 | 257 | 290 | 247 | 797 | 502 | 902 | 520 | 1385 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 85 | 256 | 285 | 200 | 875 | 315 | 864 | 555 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 73 | 187 | 1353 | 598 | 474 | 701 | 1892 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 225 | 529 | 954 | 450 | 1309 | 1508 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 139 | 198 | 221 | 327 | 892 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 79 | 219 | 309 | 700 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 134 | 341 | 931 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 154 | 735 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 131 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Average noise error per cycle NER = 0.58%

S'observa un augment molt gran de l'error estàtic i del de reciprocitat. A aquesta freqüència els efectes no lineals dels amplificadors que ataquen la malla i el seu limitat ample de banda fan que la diafonia augmenti molt. D'altra banda la realimentació de mode comú no actua, limitant-se a posar el punt a tensió zero. La relació S/N es manté igual que a 250 kHz.

Les mesures vistes fins ara s'han realitzat amb guanys fixes, però el sistema i el programa d'adquisició de dades estan preparats per treballar amb guanys automàtics, de forma que les tensions més petites s'amplifiquen més. La distribució de guanys està optimitzada pel perfil de diferències de potencial que es troba en un cilindre, per la qual cosa pot portar problemes en la maqueta, que no és contínua sinó discreta. S'ha fet només les mesures corresponents a relació senyal soroll, perquè al usar guanys variables, és molt difícil fer la normalització de les dades, doncs els valors exactes dels guanys no són coneguts i es podria cometre un error gran.

A continuació es veuen les matrius corresponents a 16 kHz, 250 kHz i 1 MHz amb guanys programables:

16 kHz

G= variable

(Standard deviation / mean) * 100 000

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|----|----|----|----|----|-----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| 0 | 0 | 42 | 53 | 60 | 37 | 26 | 102 | 71 | 37 | 27 | 59 | 47 | 24 | 27 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 27 | 33 | 42 | 22 | 44 | 51 | 29 | 31 | 49 | 47 | 31 | 22 | 19 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 28 | 29 | 24 | 30 | 29 | 25 | 34 | 38 | 41 | 22 | 21 | 24 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 24 | 29 | 63 | 58 | 37 | 47 | 75 | 67 | 27 | 44 | 64 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 33 | 57 | 54 | 26 | 47 | 40 | 71 | 41 | 46 | 52 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 43 | 35 | 35 | 35 | 26 | 43 | 41 | 39 | 44 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 32 | 34 | 21 | 43 | 48 | 35 | 21 | 34 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 21 | 35 | 78 | 60 | 36 | 48 | 55 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 24 | 34 | 72 | 28 | 81 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 26 | 33 | 39 | 51 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 23 | 22 | 34 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 26 | 80 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 39 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 41 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Average noise error per cycle NER = 0.04%

250 kHz

G= variable

(Standard deviation / mean) * 100 000

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------|-----|-----|------|
| 0 | 0 | 234 | 460 | 443 | 476 | 726 | 656 | 905 | 430 | 686 | 524 | 734 | 124 | 158 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 248 | 281 | 168 | 217 | 634 | 645 | 405 | 303 | 759 | 497 | 271 | 141 | 235 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 170 | 127 | 273 | 531 | 329 | 233 | 358 | 506 | 648 | 119 | 244 | 246 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 185 | 136 | 669 | 576 | 445 | 546 | 803 | 1034 | 592 | 323 | 446 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 230 | 645 | 551 | 508 | 413 | 741 | 1008 | 312 | 390 | 286 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 147 | 242 | 202 | 206 | 634 | 602 | 524 | 426 | 709 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 137 | 113 | 242 | 451 | 533 | 355 | 362 | 470 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 95 | 198 | 416 | 378 | 716 | 319 | 1008 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 134 | 529 | 1067 | 555 | 789 | 1214 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 288 | 199 | 343 | 230 | 665 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 120 | 138 | 367 | 567 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 191 | 183 | 686 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 194 | 509 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 266 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Average noise error per cycle NER = 0.43%

S'observa que els errors aleatoris han baixat a ambdues freqüències. A 16 kHz la relació S/N aconseguida és de 68 dB, 8 dB major que en el cas de guanys fixes. A 250 kHz la S/N aconseguida és de 47 dB, només 2 dB major que en el cas anterior.

S'han realitzat altres mesures, variant la posició de la realimentació, arribant a les següents conclusions:

- Per sota de 125 kHz l'error de reciprocitat i els errors sistemàtics són de l'ordre del 1% amb la realimentació connectada a la font de corrent. Al connectar la realimentació al punt central de la maqueta o desconnectant-la, aquests errors augmenten fins un 3%.
- Per sobre de 125 kHz no es pot connectar la realimentació a un terminal de la font. Connectant-la al mig de la maqueta els errors estàtics (de reciprocitat) tenen valors d'entre el 4.1% (7%) a 250 kHz i 15% (30%) a 1 MHz. Desconnectant la realimentació baixa l'error de reciprocitat però augmenta l'error sistemàtic (SER), tenint valors de 3.9% (4%) a 250 kHz i 22% (17%).
- Els guanys variables fan que baixi la relació S/N a totes les freqüències, notant-se més l'efecte a baixes freqüències. No es pot dir res dels errors sistemàtics, però l'error de

reciprocitat també baixa.

Les condicions de mesura amb que s'han fet les proves anteriors s'aparten bastant de les condicions reals de mesura: no hi ha impedància d'elèctrode i el perfil de diferències de potencial s'aparta bastant del d'un objecte cilíndric. Per fer una avaluació del sistema en unes condicions més reals de funcionament s'han realitzat mesures usant una maqueta de disseny propi (apartat 6.1.1) en la que s'ha incorporat les impedàncies d'elèctrode i s'ha cuidat millor l'arrodoniment "elèctric".

Les mesures s'han fet amb guany variables, a 16 kHz, 62 kHz, 125 kHz i 250 kHz. No es poden realitzar mesures a més alta freqüència perquè al haver-hi la impedància dels elèctrodes, la disminució de impedància d'entrada deguda a la presència del segon operacional en la guarda activa, fa que l'error augmenti molt. S'ha mantingut aquesta configuració, tot i que es pot prescindir d'aquest operacional, per poder comparar amb les mesures anteriors.

Els resultats, a les freqüències extremes és el següent (en comptes de les matrius d'error sistemàtic es donen les matrius d'error de reciprocitat) :

16 kHz

G = auto

Relative Reciprocity Error $(V_{ij}-V_{ji}/V_{ij}) \cdot 1000$

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|------|------|-----|------|------|-----|------|------|------|------|-----|------|-----|-----|------|------|
| 0 | 0 | 23 | -14 | 27 | 64 | -217 | 135 | -6 | -4 | -16 | 3 | -41 | 22 | -32 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | -25 | 11 | -65 | 102 | -170 | 21 | -9 | 7 | 5 | 18 | -10 | 28 | 6 |
| 23 | 0 | 0 | 0 | 19 | 8 | -54 | 72 | 9 | 2 | -2 | 11 | -35 | 43 | -87 | 33 |
| -14 | -25 | 0 | 0 | 0 | -22 | 55 | -134 | 7 | -20 | -3 | -8 | 26 | -54 | 100 | -34 |
| 27 | 11 | 19 | 0 | 0 | 0 | -6 | 34 | 29 | -3 | 23 | -4 | -19 | 65 | -189 | 77 |
| 64 | -65 | 8 | -22 | 0 | 0 | 0 | -26 | -17 | 10 | -51 | 56 | -66 | 15 | 37 | 15 |
| -217 | 102 | -54 | 55 | -6 | 0 | 0 | 0 | 39 | -39 | 98 | -131 | 195 | -82 | 70 | -99 |
| 135 | -170 | 72 | -134 | 34 | -26 | 0 | 0 | 0 | -1 | -44 | 50 | -99 | 23 | 8 | 69 |
| -6 | 21 | 9 | 7 | 29 | -17 | 39 | 0 | 0 | 0 | 28 | -17 | 29 | 43 | -125 | 102 |
| -4 | -9 | 2 | -20 | -3 | 10 | -39 | -1 | 0 | 0 | 0 | -17 | 10 | -51 | 73 | -116 |
| -16 | 7 | -2 | -3 | 23 | -51 | 98 | -44 | 28 | 0 | 0 | 0 | 17 | 7 | -35 | 57 |
| 3 | 5 | 11 | -8 | -4 | 56 | -131 | 50 | -17 | -17 | 0 | 0 | 0 | -22 | 45 | -104 |
| -41 | 18 | -35 | 26 | -19 | -66 | 195 | -99 | 29 | 10 | 17 | 0 | 0 | 0 | -1 | 25 |
| 22 | -10 | 43 | -54 | 65 | 15 | -82 | 23 | 43 | -51 | 7 | -22 | 0 | 0 | 0 | -24 |
| -32 | 28 | -87 | 100 | -189 | 37 | 70 | 8 | -125 | 73 | -35 | 45 | -1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 6 | 33 | -34 | 77 | 15 | -99 | 69 | 102 | -116 | 57 | -104 | 25 | -24 | 0 | 0 |

Average Reciprocity error = 6.39%

(Standard deviation / mean) * 100 000

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|----|----|----|----|----|----|-----|----|-----|----|----|-----|----|----|----|-----|
| 0 | 0 | 47 | 57 | 42 | 55 | 62 | 46 | 104 | 54 | 59 | 69 | 43 | 43 | 37 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 39 | 40 | 42 | 30 | 70 | 57 | 31 | 65 | 50 | 23 | 59 | 33 | 42 |
| 47 | 0 | 0 | 0 | 23 | 38 | 34 | 47 | 71 | 49 | 82 | 57 | 86 | 43 | 41 | 35 |
| 46 | 61 | 0 | 0 | 0 | 32 | 50 | 61 | 77 | 62 | 84 | 114 | 61 | 38 | 45 | 64 |
| 43 | 41 | 43 | 0 | 0 | 0 | 41 | 31 | 49 | 50 | 56 | 66 | 62 | 53 | 84 | 70 |
| 54 | 47 | 37 | 34 | 0 | 0 | 0 | 64 | 42 | 22 | 50 | 80 | 89 | 79 | 28 | 80 |
| 60 | 49 | 44 | 50 | 61 | 0 | 0 | 0 | 41 | 42 | 50 | 54 | 58 | 62 | 91 | 41 |
| 63 | 75 | 43 | 77 | 65 | 56 | 0 | 0 | 0 | 41 | 51 | 52 | 78 | 48 | 53 | 141 |
| 80 | 47 | 56 | 58 | 57 | 61 | 55 | 0 | 0 | 0 | 50 | 36 | 43 | 52 | 54 | 106 |
| 64 | 83 | 62 | 70 | 51 | 53 | 41 | 43 | 0 | 0 | 0 | 47 | 54 | 54 | 36 | 86 |
| 84 | 56 | 73 | 97 | 95 | 36 | 28 | 50 | 46 | 0 | 0 | 0 | 54 | 52 | 50 | 44 |
| 88 | 52 | 74 | 76 | 76 | 50 | 35 | 52 | 62 | 27 | 0 | 0 | 0 | 44 | 36 | 58 |
| 55 | 46 | 88 | 73 | 90 | 61 | 119 | 54 | 65 | 70 | 56 | 0 | 0 | 0 | 55 | 49 |
| 47 | 48 | 42 | 68 | 76 | 83 | 32 | 62 | 29 | 53 | 31 | 28 | 0 | 0 | 0 | 38 |
| 25 | 39 | 28 | 44 | 66 | 29 | 71 | 65 | 64 | 43 | 42 | 36 | 51 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 23 | 47 | 64 | 51 | 65 | 46 | 67 | 86 | 47 | 45 | 76 | 39 | 27 | 0 | 0 |

Average noise error per cycle NER = 0.06%

250 kHz

G=auto

Relative Reciprocity Error (Vij-Vji/Vij)*1000

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|------|------|------|------|------|-----|------|------|------|-----|------|------|------|------|------|------|
| 0 | 0 | -75 | -15 | -138 | 68 | -579 | 178 | -50 | 34 | 52 | 32 | 100 | 41 | 37 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 74 | -11 | 55 | 99 | -114 | 21 | -17 | 16 | -110 | 32 | -139 | 31 | -62 |
| -75 | 0 | 0 | 0 | -53 | 6 | -220 | 108 | -94 | 17 | -12 | 16 | 50 | 40 | 22 | 13 |
| -15 | 74 | 0 | 0 | 0 | 55 | 74 | 16 | 18 | 64 | 22 | -29 | 29 | -187 | 103 | -215 |
| -138 | -11 | -53 | 0 | 0 | 0 | -122 | 37 | -134 | -8 | -86 | 7 | -9 | 72 | -104 | 60 |
| 68 | 55 | 6 | 55 | 0 | 0 | 0 | 73 | -30 | 125 | -35 | 164 | -79 | 34 | 49 | -91 |
| -579 | 99 | -220 | 74 | -122 | 0 | 0 | 0 | -23 | -45 | 8 | -141 | 189 | -103 | 142 | -113 |
| 178 | -114 | 108 | 16 | 37 | 73 | 0 | 0 | 0 | 66 | -29 | 220 | -117 | 182 | -4 | 202 |
| -50 | 21 | -94 | 18 | -134 | -30 | -23 | 0 | 0 | 0 | -69 | -24 | -113 | 32 | -327 | 84 |
| 34 | -17 | 17 | 64 | -8 | 125 | -45 | 66 | 0 | 0 | 0 | 79 | -14 | 69 | 73 | 7 |
| 52 | 16 | -12 | 22 | -86 | -35 | 8 | -29 | -69 | 0 | 0 | 0 | -54 | 5 | -169 | 63 |
| 32 | -110 | 16 | -29 | 7 | 164 | -141 | 220 | -24 | 79 | 0 | 0 | 0 | 53 | 62 | 88 |
| 100 | 32 | 50 | 29 | -9 | -79 | 189 | -117 | -113 | -14 | -54 | 0 | 0 | 0 | -115 | 20 |
| 41 | -139 | 40 | -187 | 72 | 34 | -103 | 182 | 32 | 69 | 5 | 53 | 0 | 0 | 0 | 75 |
| 37 | 31 | 22 | 103 | -104 | 49 | 142 | -4 | -327 | 73 | -169 | 62 | -115 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | -62 | 13 | -215 | 60 | -91 | -113 | 202 | 84 | 7 | 63 | 88 | 20 | 75 | 0 | 0 |

Average Reciprocity error = 11.05%

(Standard deviation / mean) * 100 000

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|------|------|-----|------|------|------|------|------|------|------|-----|------|------|------|------|------|
| 0 | 0 | 372 | 536 | 966 | 523 | 1927 | 860 | 1236 | 792 | 940 | 898 | 926 | 555 | 442 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 470 | 614 | 638 | 650 | 1395 | 984 | 681 | 493 | 883 | 489 | 633 | 355 | 329 |
| 579 | 0 | 0 | 0 | 321 | 275 | 927 | 428 | 1125 | 431 | 879 | 862 | 850 | 504 | 737 | 625 |
| 668 | 431 | 0 | 0 | 0 | 548 | 685 | 1487 | 1165 | 934 | 712 | 1551 | 1057 | 733 | 761 | 1357 |
| 520 | 853 | 550 | 0 | 0 | 0 | 442 | 751 | 636 | 681 | 948 | 1251 | 1880 | 763 | 1691 | 926 |
| 380 | 537 | 307 | 359 | 0 | 0 | 0 | 517 | 892 | 573 | 679 | 1111 | 1089 | 1431 | 535 | 1293 |
| 895 | 621 | 963 | 634 | 581 | 0 | 0 | 0 | 336 | 359 | 811 | 563 | 1367 | 449 | 1261 | 645 |
| 1121 | 1127 | 567 | 1522 | 583 | 546 | 0 | 0 | 0 | 702 | 819 | 1245 | 565 | 1176 | 615 | 2918 |
| 1540 | 931 | 934 | 862 | 1339 | 711 | 657 | 0 | 0 | 0 | 429 | 829 | 985 | 357 | 1433 | 982 |
| 711 | 732 | 348 | 811 | 398 | 815 | 296 | 277 | 0 | 0 | 0 | 602 | 703 | 766 | 591 | 511 |
| 961 | 555 | 817 | 432 | 909 | 849 | 913 | 577 | 578 | 0 | 0 | 0 | 337 | 223 | 503 | 422 |
| 1168 | 1161 | 474 | 1318 | 845 | 1154 | 490 | 1236 | 606 | 656 | 0 | 0 | 0 | 750 | 805 | 1346 |
| 511 | 523 | 959 | 1044 | 1633 | 744 | 1143 | 589 | 1131 | 893 | 727 | 0 | 0 | 0 | 439 | 776 |
| 598 | 813 | 391 | 1185 | 809 | 690 | 517 | 945 | 525 | 665 | 309 | 256 | 0 | 0 | 0 | 458 |
| 185 | 319 | 527 | 441 | 1156 | 384 | 2140 | 454 | 957 | 661 | 600 | 746 | 485 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 528 | 785 | 875 | 945 | 1388 | 741 | 2993 | 891 | 1117 | 690 | 1000 | 526 | 716 | 0 | 0 |

Average noise error per cycle NER = 0.80%

S'observa que l'error de reciprocitat ha augmentat bastant, tant a baixa freqüència com a alta, mentre que el soroll es manté a nivells similars.

Pels valors intermitjos de freqüència, els valors globals són:

62 kHz

Average Reciprocity error = 5.91

Average noise error per cycle NER = 0.06%

125 kHz

Average Reciprocity error = 6.91

Average noise error per cycle NER = 0.70%

A aquests valors se'ls pot aplicar les mateixes conclusions que pels de les freqüències extremes de la banda.

Donat que les característiques de dispersió dels valors de les impedàncies dels elèctrodes és similar (tot i que menor) que les que es poden esperar per elèctrodes reals en el cos (tipus LecTec Tracets, 3M Littman, o similars), doncs a la maqueta les resistències tenen una tolerància del 5% i els condensadors el 10%, els valors dels errors de reciprocitat mesurats en la maqueta són similars als que podem trobar sobre el cos (per aquesta causa).

La conclusió és que el sistema és prou robust en front dels errors deguts a elèctrodes i a errors interns que afectin més un canal que no pas un altre, i per tant les mesures sobre el cos donaran resultats vàlids.

RESUM DEL CAPÍTOL 4

Un estudi dels errors genèrics que podem trobar en la mesura de impedàncies biològiques a dues freqüències per obtenir la variació relativa d'aquesta impedància ens duu a definir els requeriments d'exactitud del injector de corrent i el medidor de tensió genèrics que hi haurà en el sistema.

Després d'una descripció a nivell d'esquema de blocs de les diferents arquitectures emprades en l'adquisició de senyals d'impedància elèctrica, es pren la decisió de construir un sistema del tipus sèrie: Només hi ha una font de corrent i un medidor de tensió. Aquest elements es connecten als diferents punts de mesura utilitzant multiplexors. L'avantatge d'aquesta tria és que els errors per desajustament es redueixen al mínim. L'inconvenient és que la velocitat d'adquisició és més baixa. Això no ha d'ésser un factor restrictiu si es volen detectar estructures estàtiques, i en qualsevol cas caldrà avaluar a posteriori la influència de la velocitat quan es mesura a zones amb una gran variació temporal.

La interfície amb el cos humà, i en particular els efectes produïts pels elèctrodes, deguts a la gran impedància que presenten en comparació amb les que es volen mesurar i al desajustament d'aquesta impedància provocarà errors en la mesura. Aquests errors seran tant més grans quant major sigui la tensió de mode comú existent al cos. Per reduir aquesta tensió podem, en primer lloc, reduir al mínim la seva generació. Per fer-ho necessitarem una font de corrent flotant amb molt bon aïllament o, en el nostre cas, una font doble amb molt bon aparellament de les dues branques.

Els resultats obtinguts amb la realització d'aquesta font, pel que fa al desequilibri de les branques, fan que haguem de pensar en una altra alternativa per reduir encara més la tensió de mode comú: realimentar, amplificada per un factor gran, aquesta tensió. La realimentació es pot fer sobre l'objecte que es mesura o sobre una branca de l'injector de corrent. L'estudi de la estabilitat del llac de realimentació ens mostra que no podem tenir amplificacions grans a alta freqüència. Aquest fet provoca que en la banda freqüencial usada, hi haurà més mode comú, i per tant més errors, a alta freqüència que a baixa freqüència i això pot ser una causa del soroll que apareix a les imatges obtingudes per

mesura.

Al treballar en una banda gran de freqüències cal utilitzar A.O. amb producte GW superior als 20 MHz per assegurar un desequilibri entre canals menor que l'1% quan aquests A.O. realitzen la funció de buffer de cada canal. Això, juntament amb el fet d'usar tècniques de guarda activa per evitar interferències entre canals fa que aquests buffers siguin inestables. Les solucions per evitar la oscil·lació porten totes elles a restringir la banda freqüencial en que es pot usar el sistema.

La caracterització del sistema s'ha realitzat usant una maqueta discreta utilitzada en pels grups que formen part de la Acció Concertada Europea en Tomografia d'Impedància Elèctrica per fer comparacions de sistemes. Els paràmetres usats són el soroll de la mesura i l'error estàtic, com a diferència entre els valors mesurats i el que teòricament s'han de trobar en la maqueta. Les proves s'han realitzat en el marge de 8 kHz a 500 kHz, trobant uns errors estàtics (relatius) d'entre el 1.5% a baixa freqüència fins el 4% a 250 kHz. Per sobre d'aquestes freqüències l'error creix fins el 17% a 1 MHz. El valor de l'error estàtic depèn molt de la existència o no de realimentació activa i del punt on es connecta aquesta realimentació. El soroll trobat està per sota del 1% respecte del senyal en tota la banda.

Les proves realitzades amb una maqueta de disseny i construcció pròpies, que a diferència de l'anterior, modela la impedància dels elèctrodes, fan que els errors sistemàtics augmentin fins el 6% a baixa freqüència i el 10% a 250 kHz. El soroll es manté igual.

Quan s'usen els amplificadors de guany variable, en funció del perfil de diferències de potencial que s'espera sobre la maqueta, el soroll es redueix per sota del 0.8% a tota la banda, éssent del 0.06% a 16 kHz.

La conclusió es que el sistema podrà realitzar mesures amb una exactitud prou bona fins 250 kHz. Per poder mesurar per sobre d'aquí cal millorar encara el disseny.