

UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
Facultad de Ingeniería

Proyecto de fin de carrera

NARF

NEURONA ARTIFICIAL RECEPTORA FRÍA

Raúl Hermida
Martín Patrone
Martín Pijuán

Tutores: Pablo Monzón, Julián Oreggioni

Montevideo - Uruguay
Diciembre 2011

Agradecimientos

Los integrantes del grupo queremos agradecer a las siguientes personas que colaboraran de un modo u otro en el éxito de este proyecto.

Al Dr. Hans Braun, creador del modelo, que estuvo a disposición ante las inquietudes del grupo y sobre todo por el aporte de material bibliográfico esencial.

A la Dra. Eleonora Catsigeras, quién fue el vínculo inicial con el modelo de Huber-Braun y colaboró constantemente al entendimiento del comportamiento del modelo.

A Matías Bakalian, Juan Pablo Garella y Stephanie Pose, integrantes del proyecto PI, quienes además de acompañarnos a lo largo del proyecto, colaboraron especialmente en la etapa de construcción.

A Federico Davoine por ayudar a introducirnos en el ambiente biológico del modelo.

Y especialmente queremos agradecer a nuestros tutores, Pablo Monzón y Julián Oreggioni, quienes nos guiaron y acompañaron a lo largo de este trayecto.

Resumen

Se diseñó y construyó el prototipo de un dispositivo electrónico que, con componentes analógicos, implementa el modelo matemático de Hubber-Braun de una neurona receptora fría. Dicho modelo, que describe el comportamiento eléctrico de cierto receptor al interactuar con su entorno, fue propuesto por el Dr. Hans Braun y el Dr. Martin Huber del Departamento de Neurodinámica de la Universidad de Marburg en Alemania y se trata de un sistema de ecuaciones diferenciales que fue resuelto únicamente mediante simulaciones numéricas. En éstas, se ve un comportamiento de tipo caótico, por lo cual es de interés contar con este dispositivo con el objetivo de profundizar en el estudio y validación del modelo, y en particular entender las influencias que ciertos parámetros tienen sobre el comportamiento dinámico del mismo.

El dispositivo se fabricó en una placa de $17\text{cm} \times 12,5\text{cm}$ la cual cuenta con 14 pines de medida y permite variar los dos parámetros de interés en los rangos deseados. Se lograron observar todas las variables relevantes involucradas y gran parte del comportamiento esperado, así como realizar un procesamiento de los datos extraídos con el osciloscopio.

Estructura de la documentación

A continuación describimos el contenido de la presente documentación:

- **Capítulo 1 - Introducción.** Contiene la motivación, los antecedentes y requerimientos del proyecto.
- **Capítulo 2 - Modelo Huber-Braun.** Describe el modelo a construir.
- **Capítulo 3 - Simulaciones.** Describe las simulaciones numéricas del modelo.
- **Capítulo 4 - Circuito Análogo.** Plantea la estrategia utilizada para el diseño del circuito análogo.
- **Capítulo 5 - Diseño Circuito.** Detalla el proceso de diseño del circuito.
- **Capítulo 6 - Validación Bloques.** Presenta los resultados de los distintos bloques implementados.
- **Capítulo 7 - Neurona Artificial.** Presenta los resultados del dispositivo completo.
- **Capítulo 8 - Conclusiones.** Resume los conceptos y resultados obtenidos a lo largo del proyecto.
- **Apéndice A - Evaluación del Plan de Proyecto.** Presenta el Plan de Proyecto y una evaluación del mismo.
- **Apéndice B - Sistema con ruido.** Analiza el comportamiento del modelo al agregar componentes estocásticos.
- **Apéndice C - Esquemáticos y PCBs de las placas diseñadas.** Muestra los esquemáticos y PCBs más relevantes.
- **Apéndice D - Calibración y Toma de Medidas.** Guía para la calibración del dispositivo y la toma de medidas.
- **Apéndice E - Contenido del CD.** Detalla el contenido del CD adjunto.

Índice general

1. Introducción	16
1.1. Motivación	16
1.2. Antecedentes	16
1.3. Requerimientos	17
1.4. Estructura de la documentación	17
2. Modelo Huber-Braun	20
2.1. Orígenes	20
2.1.1. Modelo Hodgkin-Huxley (HH)	22
2.2. Descripción	22
2.2.1. Sistema de ecuaciones	23
2.3. Comportamiento	26
2.3.1. ¿Oscilador?	26
2.3.2. Bifurcaciones	27
2.4. Osciladores acoplados	28
2.4.1. Oscilador rápido	28
2.4.2. Oscilador lento	29
3. Simulaciones	31
3.1. Simulaciones del modelo completo	31
3.1.1. Simulaciones variando el parámetro temperatura T	31
3.1.2. Simulaciones variando el parámetro corriente externa I_{ext}	38
3.1.3. Respuesta variando ambos parámetros (T e I_{ext})	39
3.1.4. Comparación de resultados.	40
3.2. Oscilador rápido	41
3.3. Oscilador lento	44
4. Circuito análogo	46
4.1. ¿Analogico?	46
4.2. Criterio de diseño	48
4.3. Diagrama bloques	49
4.3.1. Generación de los parámetros ρ y ϕ	50
4.3.2. Generación de las corrientes de ionización	50
4.3.3. Generación del potencial de membrana	52
4.4. Caracterización de las señales	54
4.5. Diagrama general	57
5. Diseño del circuito	59
5.1. Alimentación y referencias de tensión	59
5.1.1. Alimentación	60
5.1.2. Referencias de tensión	60

5.2.	Parámetros	60
5.2.1.	Parámetro - I_{ext}	60
5.2.2.	Parámetro - ρ	61
5.3.	Bloques Básicos	61
5.3.1.	Sumador-restador	61
5.3.2.	Integrador	62
5.3.3.	Multiplicador	63
5.4.	Bloques	64
5.4.1.	Potencial - x^a (Parámetro ϕ y temperatura T)	64
5.4.2.	Sigmoide	70
5.4.3.	Variables de activación	74
5.4.4.	Corrientes	75
5.4.5.	Potencial de membrana	77
5.5.	Consideraciones generales de diseño	78
6.	Validación de los bloques	81
6.1.	Potencial - x^a	82
6.2.	Sigmoide	83
6.3.	Variables de activación	85
6.4.	Corrientes	88
6.5.	Potencial de membrana V	91
7.	Resultados	96
7.1.	Construcción de la placa final	96
7.2.	Ajuste de la placa	97
7.3.	Resultados	98
7.3.1.	Variando el parámetro Temperatura T	98
7.3.2.	Variando el parámetro corriente externa I_{ext}	102
7.4.	Análisis de las diferencias	103
7.5.	Resumen resultados	106
8.	Conclusiones	108
8.1.	Conclusiones generales	108
8.2.	Sobre las simulaciones numéricas	108
8.3.	Sobre el dispositivo	108
8.4.	Sobre los resultados obtenidos	109
8.5.	Sobre el procesado de las señales	109
8.6.	Sobre el desarrollo del proyecto	110
8.7.	Trabajo a futuro	110
A.	Evaluación del plan de proyecto	113
A.1.	Plan de proyecto	113
A.1.1.	Descripción del proyecto	113
A.1.2.	Objetivos generales	114
A.1.3.	Criterios de éxito	114
A.1.4.	Actores, Supuestos, Restricciones	115
A.1.5.	Especificaciones funcionales	116
A.1.6.	Alcance del proyecto	116
A.1.7.	WBS	118
A.1.8.	Análisis de riesgos	119
A.1.9.	Cronograma detallado del proyecto	120
A.1.10.	Gestión de costos	122

A.2. Evaluación del plan de proyecto	123
A.2.1. Análisis de tiempos	123
A.2.2. Análisis de riesgo	123
A.2.3. Análisis de costos	123
A.2.4. Respecto a los objetivos generales y criterios de éxito	124
B. Análisis del sistema con ruido	126
B.1. Ruido en las corrientes	126
B.2. Ruido en las conductancias	128
C. Fuente de alimentación y referencias de tensión	132
C.1. Alimentación	132
C.2. Referencias de tensión	133
D. Esquemáticos y PCBs de las placas diseñadas	136
D.1. Alimentación	136
D.2. Bloque potencial	137
D.3. Sigmoides	138
D.4. Corrientes	139
D.5. Potencial de membrana	140
D.6. Placa final	141
E. Manual de usuario	144
E.1. Alimentación	144
E.2. Toma de medidas	144
E.3. Ajuste del valor de los parámetros	146
E.4. Calibración	146
E.4.1. Ajuste del potencial x^a	147
E.4.2. Ajuste de temperatura T	147
E.4.3. Ajuste sigmoides	148
E.4.4. Ajuste de polos	148
E.5. Oscilador lento y oscilador rápido	149
F. Contenido del CD	152

Índice de figuras

2.1. Neurona con un microelectrodo midiendo el potencial de membrana. Imagen extraída de [11]	20
2.2. Spikes. Imagen (a) extraída de [12] y (b) extraída de [13]	21
2.3. Canales iónicos. Imagen extraída de [14]	21
2.4. Modelo general HH.	22
2.5. En la figura se pueden ver diferente tipos de receptores. Se simula que está siendo estimulado el de frío en donde las señales amarillas simulan los spikes. Imagen extraída de [14]	23
2.6. Posibles comportamiento del potencial de membrana	27
3.1. Zonas de comportamiento variando el parámetro temperatura.	32
3.2. Simulaciones a $T=6^{\circ}\text{C}$ una vez alcanzado el estado estacionario.	32
3.3. Simulaciones a $T=7^{\circ}\text{C}$ una vez alcanzado el estado estacionario.	33
3.4. Diagrama de bifurcaciones para la zona de duplicación de período.	33
3.5. Esquema de bifurcación tipo duplicación de período.	34
3.6. Simulaciones a $T=36^{\circ}\text{C}$ una vez alcanzado el estado estacionario.	35
3.7. Simulaciones a $T=30^{\circ}\text{C}$ una vez alcanzado el estado estacionario.	35
3.8. Simulaciones a $T=20^{\circ}\text{C}$ una vez alcanzado el estado estacionario.	36
3.9. Diagrama de bifurcaciones para la zona de adición de ISI.	36
3.10. Esquema de bifurcación tipo adición de ISI.	37
3.11. Simulaciones a $T=12^{\circ}\text{C}$	38
3.12. Diagrama de bifurcaciones para la zona caótica.	38
3.13. Zonas de comportamiento variando el parámetro corriente externa.	39
3.14. Diagrama de bifurcaciones variando la corriente externa.	39
3.15. Diagrama indicando el comportamiento del sistema al variar ambos parámetros. La temperatura está representada a través de la conductancia de la corriente I_{sr} , $g_{K,Ca} = \rho g_{sr}$. Los números en las regiones amarillas indican la cantidad de disparos por período. Gráfica sacada de [4]	40
3.16. Comparación de resultados de simulaciones numéricas del potencial de membrana. En la izquierda se encuentran los resultados obtenidos por la Universidad de Marburg [6] y en la derecha las obtenidas a través de <i>Matlab</i>	41
3.17. Comparación de resultados de simulaciones numéricas de los diagramas de bifurcaciones. En la izquierda se encuentran los resultados obtenidos por la Universidad de Marburg [5] y en la derecha las obtenidas a través de <i>Matlab</i>	41
3.18. (a) Potencial de membrana para 2 valores distintos de I_{ext} , en rojo el que converge a un punto fijo (valor constante) y en azul el que termina en un ciclo límite (comportamiento oscilatorio). (b) Máximos y mínimos del potencial de membrana para distintos valores de I_{ext} observándose la bifurcación de punto fijo a ciclo límite en $I_{ext} = 1,2\mu\text{A}/\text{cm}^2$ aproximadamente.	42
3.19. Diagrama de fases del oscilador rápido variando la corriente externa.	43
3.20. Potencial de membrana y diagrama de fase al variar T para $I_{ext} = 1,5\mu\text{A}/\text{cm}^2$	43

3.21. Potencial de membrana en función del tiempo del oscilador lento para distintos valores de los parámetros temperatura y corriente externa.	44
4.1. Figura extraída de [2]. En la misma se puede ver un simulador analógico del oscilador armónico forzado. Ambos sistemas representan la misma ecuación diferencial.	47
4.2. Circuito eléctrico equivalente al modelo <i>Huber-Braun</i>	48
4.3. Diagrama de bloques general.	49
4.4. Función sigmoide. Se pueden ver en el gráfico cómo influyen las constantes V_0 que marca el valor para el que se da el disparo (en rojo) y s que fija la rapidez del disparo (en verde).	51
4.5. Diagrama de las variables de activación	52
4.6. Diagrama de las corrientes	52
4.7. Generación del potencial de membrana V	53
4.8. Espectro del potencial de membrana a diferentes temperaturas.	55
4.9. Diagrama de bloques general con rango de voltajes, representados por máx/mín.	57
5.1. Parámetros I_{ext} y ρ	61
5.2. Sumador-Restador	62
5.3. Integrador	62
5.4. Esquemático Multiplicador	63
5.5. Diagrama de bloques del sistema.	64
5.6. Circuito Potencial extraído de [10].	65
5.7. Etapa de Amplificación	68
5.8. Circuito Parámetro T	69
5.9. Circuito Sigmoide	71
5.10. Configuraciones de par diferencial con espejo de corriente	71
5.11. Etapa de entrada de las ecuaciones del tipo sigmoide. Determina la velocidad y el centrado.	73
5.12. Etapa final del circuito tipo sigmoide. Se ajusta la amplitud y se la centra entre 0 y 1	74
5.13. Diagrama de Bloque-Circuito \hat{a}_{sr}	75
5.14. Diagrama de Bloque-Circuito I_d	76
5.15. Diagrama de Bloque-Circuito V	77
5.16. Resistencias vistas desde las patas de los operacionales. Si las mismas son similares se compensa los efectos de las corrientes de polarización.	78
5.17. Circuito que presenta problemas de offset si se toma valores grande de R	79
6.1. Fotos de las placas construidas para cada uno de los bloques.	82
6.2. Transferencia del bloque generador de ϕ relevada (cruces), contra la simulada en <i>Spice</i> (círculos) y la esperada (línea continua).	83
6.3. Diagrama del circuito implementado para la función sigmoide.	84
6.4. Transferencia de los bloques sigmoides relevada (cruces), contra la simulada en <i>Spice</i> (círculos) y la esperada (línea continua).	85
6.5. Diagrama de bloques de las variables de activación.	86
6.6. Diagramas de Bode (en módulo) de la transferencia del bloque a_r relevada (cruces), contra la simulada en <i>Spice</i> (círculos) y la esperada (línea continua).	87
6.7. Diagramas de Bode (en módulo) de las transferencias de los bloques correspondientes a las variables de activación. En línea continua se pueden ver las curvas teóricas esperadas y con puntos las simulaciones de circuito.	88
6.8. Diagrama del bloque Corrientes.	89
6.9. Transferencia del bloque I_d respecto a una de las entradas, dejando fija las otras dos.	89
6.10. Diagrama del bloque Potencial de membrana.	91

6.11. Diagramas de Bode (en módulo) de la transferencia del bloque V relevada (cruces), contra la simulada en <i>Spice</i> (círculos) y la esperada (línea continua).	92
6.12. Respuestas del bloque correspondiente al potencial de membrana. En azul se puede ver la teórica y en rojo (puntos) la obtenida mediante simulaciones del circuito diseñado	93
7.1. Foto de la placa construida.	96
7.2. Potencial de membrana para $T = 6^{\circ}C$. Arriba los datos relevados del circuito y abajo los simulados con <i>Matlab</i> . En la derecha se puede ver un zoom de la señal.	98
7.3. Potencial de membrana para $T = 12^{\circ}C$. Arriba los datos relevados del circuito y abajo los simulados con <i>Matlab</i> . En la derecha se puede ver un zoom de la señal.	99
7.4. Potencial de membrana para $T = 25^{\circ}C$. Arriba los datos relevados del circuito y abajo los simulados con <i>Matlab</i> . En la derecha se puede ver un zoom de la señal.	100
7.5. Diagramas de bifurcaciones variando T . Arriba el relevado del circuito. Abajo el obtenido por simulaciones numéricas.	101
7.6. Diagramas de bifurcaciones variando I_{ext} . Arriba el relevado del circuito. Abajo el obtenido por simulaciones numéricas.	102
7.7. Potencial de membrana en zona caótica del parámetro I_{ext}	102
7.8. Potencial de membrana para distintos valores de I_{ext} donde se puede ver el cambio en la cantidad de spikes por período.	103
7.9. Curvas $\rho - \phi$, $T - \rho$ y $T - \phi$ relevadas (asteriscos) y obtenidas por simulaciones numéricas (línea continua).	104
7.10. Diagramas de bifurcaciones variando T . Arriba el relevado del circuito. Abajo el obtenido por simulaciones numéricas introduciendo directamente los valores de ρ y ϕ relevados del circuito.	105
7.11. Las cuatro corrientes de ionización relevadas (izquierda) y simuladas (derecha) para $T = 6^{\circ}C$ e $I_{ext} = 0\mu A/cm^2$	105
7.12. Oscilador lento y rápido por separado, contrastando lo relevado con lo simulado.	106
A.1. Diagrama del sistema.	114
A.2. Intervalos entre spikes en función de los parámetros según simulaciones numéricas. Imagen extraída de "A computational study of the interdependencies between neuronal impulse pattern, noise effects and synchronization", Journal of Physiology, Paris 2010.	115
B.1. Potencial de membrana en el tiempo para distintas temperaturas para el sistema determinístico y el sistema con ruido. El parámetro d es un indicador de la intensidad del ruido que se introduce al sistema. Esta figura se extrajo de [6].	127
B.2. Diagrama de bifurcaciones variando el parámetro temperatura para el sistema determinístico (arriba) y el sistema con ruido blanco en las corrientes (abajo). Esta figura se extrajo de [7].	127
B.3. Diagrama de bifurcaciones variando el parámetro temperatura para el sistema determinístico y el sistema con ruido blanco en la variable de activación a_{sd} . Esta figura se extrajo de [7].	128
B.4. Diagrama de bifurcaciones variando el parámetro temperatura, para el sistema con ruido blanco en la variable de activación a_{sd} (arriba) y con ruido pasa bajos en las corrientes (abajo). Esta figura se extrajo de [5].	130
B.5. Simulaciones realizadas en Simulink comparando los resultados del sistema sin ruido (arriba) con ruido en corriente (medio) y ruido en la conductancia de I_{sd} (abajo), para $5^{\circ}C$ y $35^{\circ}C$. Se indican también las varianzas del ruido utilizadas.	130
C.1. Fuente de Alimentación	133

C.2. En la figura (b) se puede ver una cota para el Ripple de la onda rectificada. La recta roja representa la descarga del condensador a corriente constante I^{max} . La recta azul se utiliza para acotar el corte con la onda.	134
C.3. Circuito Referencia.	134
D.1. Esquemático de la circuito de la fuente de alimentación.	136
D.2. Layout de la circuito de la fuente de alimentación.	137
D.3. Esquemático de la circuito correspondiente al bloque Potencial.	137
D.4. Layout de la circuito correspondiente al bloque Potencial.	138
D.5. Esquemático de la circuito correspondiente al bloque Sigmoide.	138
D.6. Layout de la circuito correspondiente al bloque Sigmoide.	139
D.7. Esquemático de la circuito correspondiente al bloque I_r	139
D.8. Layout de la circuito correspondiente al bloque I_r	140
D.9. Esquemático de la circuito correspondiente al bloque V.	140
D.10. Layout de la circuito correspondiente al bloque V.	141
D.11. Layout de la placa final.	142
E.1. Alimentación.	144
E.2. Pines de salida.	145
E.3. Potenciómetro para variar los parámetros del sistema.	146
E.4. Potenciómetro de ajuste del potencial.	147
E.5. Potenciómetro de ajuste de la temperatura.	147
E.6. Potenciómetros de ajuste de las sigmoides.	148
E.7. Potenciómetros de ajuste de los polos de las variables de activación.	149
E.8. Jumpers para lograr el oscilador lento y el oscilador rápido.	150

Índice de tablas

4.1. Máximos y mínimos de las señales a diferentes temperaturas.	54
4.2. Escala de las señales.	55
4.3. Ancho de banda de las señales.	56
6.1. Tabla de errores para el bloque generador de ϕ	83
6.2. Tabla de errores para los bloques sigmoides	85
6.3. Tabla de los valores de las constantes para las distintas variables de activación.	86
6.4. Tabla de errores para a_r	87
6.5. Tabla de errores para las distintas variables de activación.	88
6.6. Tabla de errores para el bloque I_d respecto a las simulaciones del circuito	90
6.7. Tabla de errores para el bloque I_d respecto a los datos relevados del circuito	90
6.8. Tabla de errores para V	92
6.9. Equivalencias dimensionales.	92
6.10. Tabla de errores para V escalado en el tiempo.	93
7.1. Características del potencial de membrana, comparando la señal relevada del circuito y la obtenida por simulaciones numéricas para $T = 6^\circ C$	98
7.2. Características del potencial de membrana, comparando la señal relevada del circuito y la obtenida por simulaciones numéricas para $T = 12^\circ C$	99
7.3. Características del potencial de membrana, comparando la señal relevada del circuito y la obtenida por simulaciones numéricas para $T = 25^\circ C$	100
E.1. Tabla de los valores de las resistencias y los capacitores de los polos del circuito.	149

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

La motivación del proyecto es originalmente matemática. Se llega a través de la Dra. Eleonora Catsigeras (Prof. Agregado Grado 4 del Instituto de Matemática y Estadística Prof. Ing. Rafael Laguardia de la Facultad de Ingeniería de la UdelaR) al modelo de *Huber-Braun*. Este modelo matemático es un sistema de ecuaciones diferenciales que representa los fenómenos eléctricos que ocurren en cierta neurona receptora fría al interactuar con su entorno.

Además del interés que provoca el modelo por la naturaleza de lo que intenta describir surge que, desde el punto de vista matemático, es muy rico en varios aspectos. Es un problema complejo que no está resuelto formalmente, es decir, no se ha demostrado cuál es el comportamiento cualitativo aún (parte de la complejidad radica en la dimensión elevada del sistema; \mathbb{R}^4). Solo mediante simulaciones numéricas y contrastes experimentales se conocen características del comportamiento.

El sistema de ecuaciones posee ciertos parámetros que al variarlos provocan bifurcaciones en el sistema; la idea es caracterizar al sistema para cada uno de los valores de los parámetros dentro de los rangos de interés. Lo interesante es que hay ciertos indicios de que el comportamiento para ciertos valores del parámetros es del tipo caótico.

Por todo lo anterior es de interés para Hans Braun (Director del departamento de Neurodinámica de la Universidad de Marburg, Alemania; creador del modelo) y para Eleonora Catsigeras contar con un simulador analógico del modelo [2], de manera de tener otra herramienta de la cual se pueda extraer información. A las motivaciones ya mencionadas se le suma entonces una en el área de la investigación.

El objetivo general planteado para este proyecto es diseñar y construir un circuito analógico que represente el modelo de *Huber-Braun* y por tanto tener un simulador analógico del comportamiento eléctrico de la neurona modelada.

¿Por qué analógico? Debido al comportamiento del tipo caótico para algunos valores de parámetros, es de dudar la información que brindan las simulaciones numéricas, ya que no se puede visualizar al caos.

Desde el punto del vista del grupo resulta interesante la implementación analógica por el mero hecho de realizar un circuito completamente analógico. Esto en general ya no es común debido a las facilidades que brindan los circuitos digitales.

1.2. Antecedentes

Existe una disciplina, cada vez menos común, que intenta simular ciertos sistemas reales mediante simuladores analógicos electro-mecánicos. A este tipo de simuladores se los conoce como computadores analógicos. La idea es representar las variables reales del sistema original por alguna

variable del simulado estableciendo una analogía y mediante la evolución del simulador poder predecir el comportamiento del sistema original. Este tipo de simuladores eran frecuentes antes del advenimiento de las computadoras digitales ya que era una forma sencilla de simular el sistema original (y más económica que implementar el sistema).

En general la mayoría de los modelos que describen los fenómenos eléctricos en las neuronas se plantean a través de equivalentes en circuito, en donde cada componente tiene su representante biológico. La disciplina que estudia estos modelos y sus comportamientos se le denomina *Neurodinámica*.

Una manera natural de tratar estos modelos sería implementar estos circuitos equivalentes. Esto en general es difícil de realizar y los circuitos solo sirven para describir el problema de manera teórica.

En cuanto al modelo de *Huber-Braun* no hay antecedentes de ningún simulador analógico realizado hasta el momento. Además, desde el punto de vista matemático, es un problema abierto dado que se encuentra estudiado únicamente mediante simulaciones numéricas y mediante el contraste de las simulaciones con los datos experimentales extraídos de mediciones directas en los receptores de este tipo.

1.3. Requerimientos

La neurona modelada se trata de un receptor frío, cuya principal función es “responder” a las bajas temperaturas. La *temperatura* es introducida en las ecuaciones del modelo como un parámetro. Desde el punto de vista fisiológico, es de interés observar los cambios de comportamiento que surgen al variar este parámetro. Esta información se presenta en los *diagramas de bifurcaciones*.

Existe otro parámetro de interés que se desea variar que representa la influencia del entorno sobre la neurona, la llamada *corriente externa*.

Para poder reconocer los cambios en el comportamiento es necesario observar ciertas variables presentes en el sistema, en particular algunas de estas variables son el potencial de membrana y las corrientes de ionización (ver Capítulo 2). Se pueden distinguir algunas zonas de los parámetros en donde es claro cómo es el comportamiento, sin embargo, hay algunas en donde se supone estar en presencia de caos.

Se fijaron los siguientes requerimientos con el cliente:

- Deben presentarse como señales de salida las variables de interés: potencial de membrana y corrientes de ionización.
- Se debe poder variar los parámetros en todo el rango deseado: temperatura entre 0 y 36°C, corriente externa entre 0,1 y 1,4μA/cm².
- Se debe poder reconstruir los diagrama de bifurcaciones obtenidos por simulaciones numéricas del modelo, para valores de los parámetros por fuera de la zona caótica.

1.4. Estructura de la documentación

La presente documentación está diagramada de forma que pretende seguir la secuencia temporal en que se sucedieron las distintas etapas del proyecto.

En el capítulo dos se presenta el modelo utilizado y un estudio del mismo, describiendo las distintas variables involucradas y su significado, así como el comportamiento a grandes rasgos. Luego en el capítulo tres se hace énfasis en la dinámica del sistema, especialmente al variar los parámetros de interés, mediante la realización de simulaciones numéricas.

En el capítulo cuatro comienza el diseño del circuito eléctrico análogo del modelo Huber-Braun, planteándose la estrategia utilizada y desglosando el sistema en bloques más sencillos. Aquí

también se realiza una caracterización de las señales involucradas. En el capítulo cinco se plantea el diseño electrónico de los distintos bloques que conforman el sistema completo.

En esta etapa del proyecto se construyeron placas para cada bloque identificado y diseñado. La validación de las mismas se muestra en el capítulo seis junto con el análisis de estos resultados parciales y las mejoras necesarias para la siguiente etapa. Luego de esta etapa se construyó una placa que contiene todos los bloques interconectados obteniendo así el simulador analógico completo. En el capítulo siete se presentan los detalles de construcción de esta placa final así como los resultados obtenidos tras relevar la misma y analizar estos datos.

Finalmente se presenta en el capítulo ocho las conclusiones del proyecto, destacándose los objetivos cumplidos, los resultados obtenidos y el trabajo a futuro necesario para mejorar el prototipo construido.

Capítulo 2

Modelo Huber-Braun

En esta sección se hará una descripción general del modelo de *Huber-Braun* de la neurona receptora fría. Se verán los orígenes del mismo, qué representa fisiológicamente cada parte que lo compone, qué entidad matemática es junto con sus características y por último cuál es el comportamiento esperado. Además se definirán y explicarán todos los conceptos relevantes del modelo tanto desde el punto de vista fisiológico como matemático que serán utilizados a lo largo del texto; siendo los más importantes: *spike*, *threshold level*, *ISI*, *bifurcación*, *adición de ISI*, *duplicación de periodo*, *diagrama de bifurcaciones*, *tonic firing* y *burst*.

2.1. Orígenes

Si uno tuviera que nombrar cuál es el concepto más importante y fundamental en neurociencia, sin duda respondería que es el de neurona. Es entre ellas que se relacionan y comunican para formar estructuras más complejas que componen el sistema nervioso. Es por esto que es fundamental tratar de entender como se comporta esta unidad básica de manera independiente para luego poder avanzar hacia las estructuras más complejas.

La neurona es una célula del sistema nervioso cuya principal característica es permitir el paso de impulsos eléctricos a través de su membrana plasmática para poder comunicarse entre si o con otras células del organismo. En cuanto a su morfología las mismas constan del cuerpo celular común a todas las células y de algunas prolongaciones cortas llamadas dendritas y una larga llamada axón por las cuales transmiten estos impulsos. La membrana plasmática es la estructura que define sus límites y mantiene el equilibrio entre el interior y exterior de la misma, permitiendo y regulando el pasaje de sustancias.

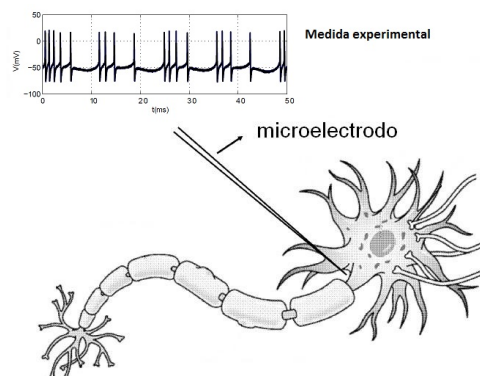
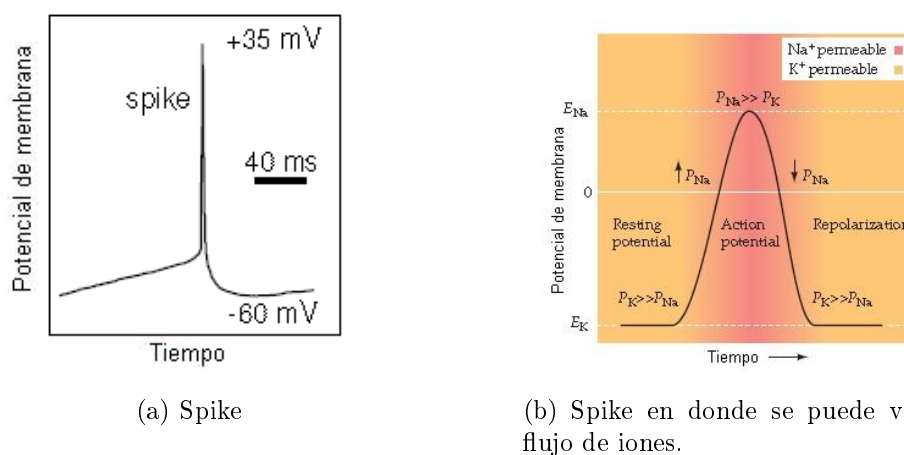


Figura 2.1: Neurona con un microelectrodo midiendo el potencial de membrana. Imagen extraída de [11]

Como se dijo anteriormente las neuronas producen señales eléctricas para transmitir información. Dichas señales se generan a través del paso de iones por su membrana plasmática. El potencial de membrana $V_{mem} = V_{int} - V_{ext}$ (diferencia de potencial entre el interior y exterior de la neurona) en reposo es negativo. La excitación de la neurona implica una pérdida de la polarización de la membrana, pudiendo llegar a ser positivo el potencial, lo que se conoce como *spike* o *potencial de acción*, representados en la figura 2.2. Este es el mecanismo utilizado para transmitir información de un lugar a otro.



(a) Spike

(b) Spike en donde se puede ver el flujo de iones.

Figura 2.2: Spikes. Imagen (a) extraída de [12] y (b) extraída de [13]

El potencial de acción es logrado por la existencia de los llamados canales iónicos en la membrana, como se muestra en la figura 2.3. Estos canales son proteínas que conectan el interior con el exterior de la célula y permiten el paso selectivo de iones a través de la membrana. La diferencia de concentración de los distintos iones a ambos lados es lo que genera la diferencia de potencial.

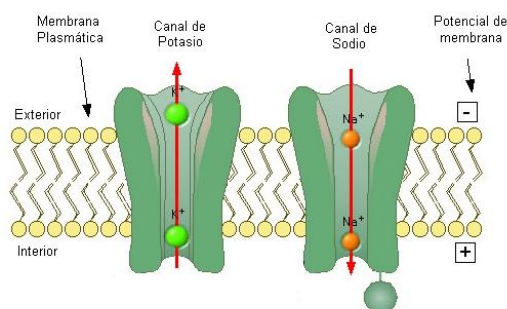


Figura 2.3: Canales iónicos. Imagen extraída de [14]

Los canales más relevantes en el proceso de activación del potencial de membrana son los de potasio K^+ y sodio Na^+ . Cuando la neurona se encuentra inactiva, su membrana es mayoritariamente permeable frente a los iones de K^+ , por lo tanto, el potencial de membrana tiende al potencial de equilibrio de potasio E_K (potencial al cual no hay flujo neto de estos iones), el cual es negativo. Frente a ciertos estímulos se abren los canales de sodio permitiendo el paso de los iones Na^+ . Así la membrana se vuelve predominantemente permeable al sodio, por lo cual el potencial de membrana tiende al potencial de reposo del sodio E_{Na} que es positivo. Este aumento en la permeabilidad del sodio es momentáneo por lo que la membrana vuelve a un potencial negativo.

Los primeros estudios en cuanto al modelado del comportamiento eléctrico de la membrana los realizaron Alan Hodgkin y Andrew Huxley, y es el llamado modelo *HH*.

2.1.1. Modelo Hodgkin-Huxley (HH)

Es un modelo matemático realizado por Alan Hodgkin y Andrew Huxley en 1952 [1] que trata de explicar cómo se genera y propaga el potencial de acción en la neurona. Concretamente formularon un sistema de ecuaciones diferenciales no-lineal que describe el comportamiento eléctrico de este fenómeno. Por este trabajo recibieron el premio Nobel en fisiología-medicina en 1963.

Experimentando con el axón gigante de un calamar, el cual era adecuado debido a sus características (especialmente el tamaño), lograron mostrar que los canales de sodio y potasio son los principales responsables de la variación del potencial de membrana y de la generación del potencial de acción. A su vez, mostraron que la permeabilidad de los mismos son dependientes de la diferencia de tensión a la cual se encuentran sometidos. El hecho de que la permeabilidad que genera el cambio de potencial sea a su vez sensible a dicho potencial presentó dificultades al momento de estudiar el comportamiento. Un modelo *HH* de circuito en general se ve como en la figura 2.4.

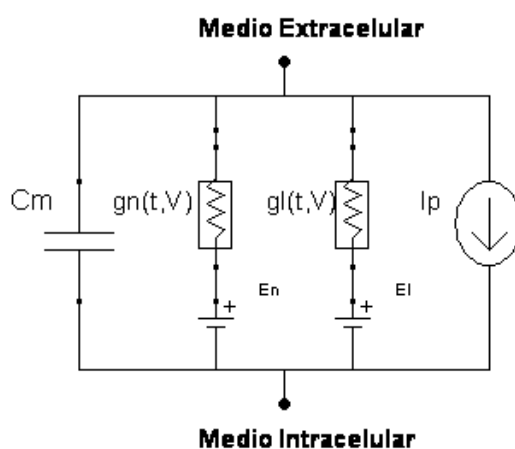


Figura 2.4: Modelo general HH.

Como se puede ver cada componente del circuito tiene su análogo biológico. El capacitor C_m representa la capacitancia de la membrana, las baterías E_i representan los potenciales de equilibrio de cada ion, las conductancias de cada canal mediante g_i y una corriente I_p la cual representa el *ion pumps* (transportador de iones), el cual es el encargado de transportar los iones del exterior de la membrana hacia cada canal, lo que genera una corriente. La ecuación principal del modelo es:

$$\dot{V}_m = -\frac{1}{C_m} \left(\sum_i I_i \right) \quad (2.1)$$

donde cada corriente de ionización se escribe en función de la llamada conductancia de membrana y el potencial de reposo de cada ion:

$$I_{ion} = g_{ion}(V_m - E_{ion}) \quad (2.2)$$

Las conductancias de membrana son variables y representan las distintas permeabilidades.

Este modelo es la base de la mayoría de los diferentes modelos de neuronas. El modelo de Huber-Braun no es la excepción y se describe a continuación.

2.2. Descripción

El modelo de Huber-Braun es un modelo del tipo *HH* de las terminaciones nerviosas de la capa superficial de la piel. Fue desarrollado de manera experimental por H.A. Braun y M.T. Huber, miembros del Instituto de Fisiología de la Universidad de Marburg, Alemania. Representa

los fenómenos eléctricos del terminal nervioso de la piel al interactuar con su entorno. En este caso es un receptor térmico frío y por lo tanto se ve influenciado por las “bajas” temperaturas. El tipo de comportamiento que describe el modelo es en general válido para mamíferos que poseen control de temperatura.

Las ecuaciones que componen el sistema se describen a continuación.

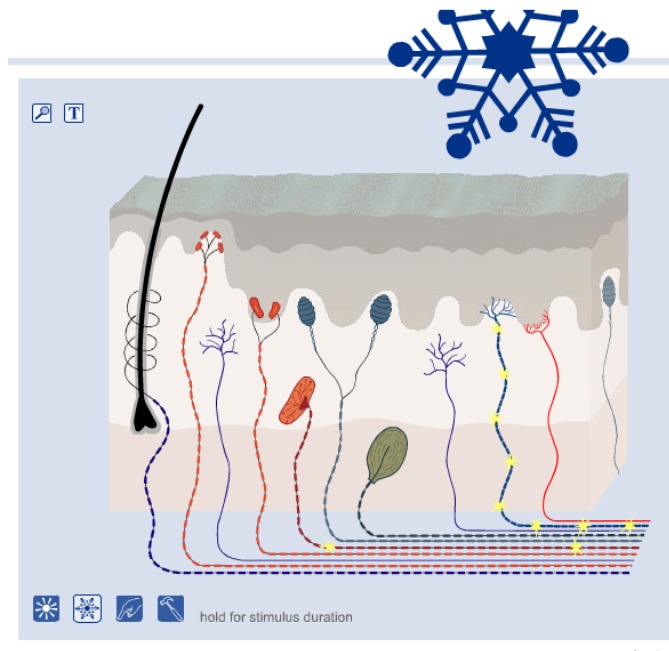


Figura 2.5: En la figura se pueden ver diferente tipos de receptores. Se simula que está siendo estimulado el de frío en donde las señales amarillas simulan los spikes. Imagen extraída de [14]

2.2.1. Sistema de ecuaciones

Dado que es un modelo tipo HH formalmente es un sistema de ecuaciones diferenciales cuya ecuación principal es de la forma 2.1. Las ecuaciones completas de Huber-Braun son las siguientes:

- **Potencial de Membrana**

$$C_M \dot{V} = -g(V - V_1) - I_d - I_r - I_{sd} - I_{sr} - I_{ext}$$

- **Corrientes de ionización rápidas**

$$\begin{aligned} I_d &= \rho g_d a_d (V - V_d); & a_d &= a_{d\infty} \\ a_{d\infty} &= \frac{1}{1 + e^{-s_d(V - V_{0d})}} \\ I_r &= \rho g_r a_r (V - V_r); & \dot{a}_r &= \phi \frac{a_{r\infty} - a_r}{\tau_r} \\ a_{r\infty} &= \frac{1}{1 + e^{-s_r(V - V_{0r})}} \end{aligned}$$

■ **Corrientes de ionización lentas**

$$\begin{aligned} I_{sd} &= \rho g_{sd} a_{sd} (V - V_{sd}); & \dot{a}_{sd} &= \phi \frac{a_{sd\infty} - a_{sd}}{\tau_{sd}} \\ & & a_{sd\infty} &= \frac{1}{1 + e^{-s_{sd}(V - V_{0sd})}} \\ I_{sr} &= \rho g_{sr} a_{sr} (V - V_{sr}); & \dot{a}_{sr} &= \phi \frac{-\eta I_{sd} - k a_{sd}}{\tau_{sd}} \end{aligned}$$

■ **Dependencia con la temperatura**

$$\rho = 1,3^{(T-T_0)/10^\circ C}; \quad \phi = 3,0^{(T-T_0)/10^\circ C}$$

Es un sistema autónomo ya que ninguna de las relaciones depende del tiempo. Parece ser un sistema de gran dimensión por la cantidad de variables, sin embargo se lo puede reducir a 4 variables de estado (dimensión 4) ya que muchas de las relaciones son algebraicas. Una manera de ver esto es que hay sólo 4 relaciones diferenciales. Además posee dos parámetros, la corriente externa I_{ext} y la temperatura T . Para cada valor fijo de estos parámetros se obtiene una ecuación diferencial diferente. La idea es estudiar como varía el comportamiento del sistema cuando se varían estos parámetros.

Ahora se pasará a identificar cada uno de los elementos que componen las ecuaciones y ver qué representan físicamente en el modelo [3].

Ecuación referente al potencial de membrana En esta ecuación se puede observar la capacitancia de la membrana C_M , las corrientes de ionización I_i y un miembro asociado a pérdidas por el traspaso de iones (en el modelo *HH* se representa mediante I_p , figura 2.4). Ahí se observa una conductancia g y el potencial de equilibrio V_1 .

$$\dot{V} = \dot{V}(V, I_i) \quad (2.3)$$

Corrientes de ionización Son cuatro las corrientes de ionización. Las corrientes de des-ionización son I_d e I_{sd} , rápida y lenta respectivamente y las corrientes de re-ionización son I_r e I_{sr} , rápida y lenta respectivamente (el prefijo “s” deriva de slow). Todas producen cambios en la velocidad de V , como se ve en 2.3, pero las I_d van en sentido opuesto a las I_r .

Todas tienen la forma

$$I_i = I_i(\rho, g_i, a_i, V_i) \quad (2.4)$$

Si se observa, la conductancia del canal de la ecuación 2.2 viene representada en estas corrientes por ρ , g_i y a_i . ρ es un parámetro a través del cual se marca la dependencia de la conductancia por la temperatura T , g_i es una conductancia fija del canal y a_i son las variables de activación que se describen a continuación. V_i son los potenciales de equilibrio de los respectivos canales de ionización.

Variables de activación Las variables a_i son las llamadas variables de activación de cada canal. Las mismas son las que determinan la dinámica de apertura y cierre de los canales para el pasaje de iones. Depende del propio potencial de membrana V (a través de $a_{i\infty}$ que se define luego), de la temperatura (a través de ϕ) y de las llamadas constantes de tiempo de activación τ_i .

$$a_i = a_i(a_{i\infty}, \tau_i, \phi) \quad (2.5)$$

Observar que en una de estas ecuaciones (para \dot{a}_{sr}) la dinámica depende de la otra corriente lenta, es decir hay un acoplamiento entre ambas. Por esto aparecen dos constantes más; η y k . La primera determina el acoplamiento entre las corrientes lentas y la segunda el tiempo de relajación de la corriente de re-ionización lenta.

Variables de activación asintótica Determinan la apertura o cierre del canal en función del potencial de membrana V (si es mayor o menor al potencial de equilibrio medio V_{0i}). Es una manera continua de modelar un proceso que tiene dos estados posibles (ON-OFF, en este caso, canal abierto o cerrado). A este tipo de funciones se las llama *sigmoides*, ver sección 4.3.2. Además la velocidad con que se realiza esta transición entre los estados es importante, esto viene determinado por s_i .

$$a_{i\infty} = a_{i\infty}(V, V_{0i}, s_i) \quad (2.6)$$

Parámetros dependientes de temperatura Los parámetros ρ y ϕ son auxiliares y se definen por comodidad. Ellos determinan la dependencia de la conductancia y la dinámica de apertura del canal con la temperatura. Ambas relaciones son exponenciales como se puede ver en las ecuaciones del sistema.

A continuación se puede ver un resumen de todas las variables, constantes y parámetros que aparecen en las ecuaciones junto con sus valores y rangos de interés.

Variables de estado

Son todas funciones del tiempo y forman parte del vector solución del sistema. Se pueden distinguir 11 diferentes:

$$V, I_d, I_r, I_{sd}, I_{sr}, a_d, a_r, a_{sd}, a_{sr}, a_{r\infty}, a_{sd\infty}$$

Recordar que muchas de las relaciones entre ellas son algebraicas y se puede reducir el sistema a 4 (V, a_r, a_{sd} y a_{sr}). De todas maneras dependiendo del caso se utilizarán unas u otras para contrastar resultados.

Constantes

- Potenciales de equilibrio, en milivoltios (mV):

$$V_{sd} = V_d = 50, \quad V_{sr} = V_r = -90, \quad V_1 = -60$$

- Conductancias iónicas por unidad de superficie de la membrana, en milisiemens por centímetro cuadrado ($\frac{mS}{cm^2}$):

$$g = 0,1, \quad g_d = 1,5, \quad g_r = 2,0, \quad g_{sd} = 0,25, \quad g_{sr} = 0,4$$

- Capacitancia de la membrana por unidad de superficie:

$$C_M = 1 \frac{\mu F}{cm^2}$$

- Constantes de tiempo de activación, en milisegundos (ms):

$$\tau_r = 2, \quad \tau_{sd} = 10, \quad \tau_{sr} = 20$$

- Pendientes o velocidad de las variables de activación asintótica, en uno sobre milivoltios ($\frac{1}{mV}$):

$$s_d = s_r = 0,25 \quad s_{sd} = 0,09$$

- Potenciales de activación medios, en milivoltios (mV):

$$V_{0d} = V_{0r} = -25 \quad V_{0sd} = -40$$

- Constante de acoplamiento para la corriente superficial de ionización lenta, en centímetros cuadrado por micro amperes ($\frac{cm^2}{\mu A}$):

$$\eta = 0,012$$

- Constante de relajación para la corriente superficial de re-ionización lenta (adimensionada):

$$k = 0,17$$

Parámetros Son los que provocan los cambios de comportamiento en el sistema. La idea es variarlos en ciertos rangos de interés y estudiar cómo influyen. Para cada valor fijo del rango se obtiene un sistema diferente.

- Temperatura T . Es la temperatura en grados Celsius a la que se expone la superficie de la piel. Rango de interés:

$$0 \leq T \leq 36$$

- Corriente externa I_{ext} en micro amperes por centímetro cuadrado ($\frac{\mu A}{cm^2}$). Representa los diferentes estímulos eléctricos que llegan al terminal nervioso. Rango de interés:

$$-0,1 \leq I_{ext} \leq 1,4$$

2.3. Comportamiento

En esta sección se describirá cuáles son las características generales del comportamiento del sistema pero principalmente se definirán los conceptos importantes a nivel fisiológico que interesan estudiar. La dinámica y el comportamiento de las soluciones para los diferentes valores de los parámetros se estudian en el capítulo 3.

2.3.1. ¿Oscilador?

El sistema de ecuaciones diferenciales sólo se encuentra estudiado hasta el momento mediante simulaciones numéricas y experimentación física; fue la manera a través de la cual se desarrolló el modelo. Por estos medios se conoce que el comportamiento es el de un oscilador; es decir, para la mayor parte de los valores de los parámetros, dentro del rango de interés, hay una órbita periódica atractora para condiciones iniciales cercanas. Esto es, formalmente, un ciclo límite asintóticamente estable con una cuenca de atracción (conjunto de órbitas que convergen al ciclo límite).

Lo interesante es que para cierto rango de valores de parámetros el comportamiento parece ser del tipo *caótico*. Un sistema se podría definir como caótico si, para condiciones iniciales arbitrariamente cercanas, a partir de un tiempo finito, las soluciones tienden a separarse. Hay ciertas características que posee el sistema que dan a pensar teóricamente este comportamiento. Dado que no es posible visualizar experimentalmente o numéricamente al caos, sería importante poder justificar teóricamente la dinámica. La dificultad del estudio teórico del problema radica en la dimensión del sistema de ecuaciones (\mathbb{R}^4).

Vale aclarar que en este modelo determinístico se encuentran todos los comportamientos que se visualizan experimentalmente en un receptor de este tipo. Cuando se lo estudia estocásticamente (agregando ruido) es que coinciden ambos comportamientos, es decir, el modelo más ruido coincide con los datos experimentales (ver apéndice B).

La idea es ver qué ocurre con las soluciones (en particular con las oscilaciones) a medida que varían los parámetros. Cuando se varía el valor de un parámetro en una ecuación diferencial y se

llega a un valor que provoca cambios importantes en el comportamiento cualitativo de las soluciones se dice que se ha encontrado un punto de *bifurcación*. Se verá por tanto qué tipo de bifurcaciones aparecen en este sistema, describiendo los cambios que se perciben al variar los parámetros.

2.3.2. Bifurcaciones

Como se vio al inicio del capítulo, la manera que tiene la neurona de transmitir información es a través del *spike*. Estos son impulsos que se producen cuando el potencial de membrana supera cierto nivel fijo llamado *threshold level* ($-45mV$). Cuando el potencial lo supera se produce el *spike*.

Una magnitud que interesa medir es el tiempo que hay entre uno y otro *spike*, llamada *ISI* (Inter Spike Interval). Las bifurcaciones se verán reflejadas sobre esta magnitud, es decir, se estudiarán como cambian los *ISI* a medida que varían los parámetros. A un diagrama de este tipo se le llama *diagrama de bifurcaciones*. Se pondrá en un eje vertical los *ISI* y en el horizontal la temperatura T o la corriente I_{ext} .

Antes de mostrar los diferentes tipos de bifurcaciones que aparecen en el sistema se introducirán algunas definiciones, ya que la neurona puede presentar diferentes estados (figura 2.6), donde la cantidad de *spikes* por periodo varía.

Steady State En este estado el potencial de membrana tiende a un valor constante y por lo tanto no hay oscilaciones.

Sub-threshold Estado en donde el potencial de membrana se encuentra oscilando por debajo del *threshold level* sin producir *spikes*.

Tonic firing En este estado el potencial de membrana presenta un sólo *spike* por periodo.

Burst discharges Son ráfagas de *spikes* que se producen en un mismo periodo. La cantidad de impulsos puede variar según la zona del parámetro.

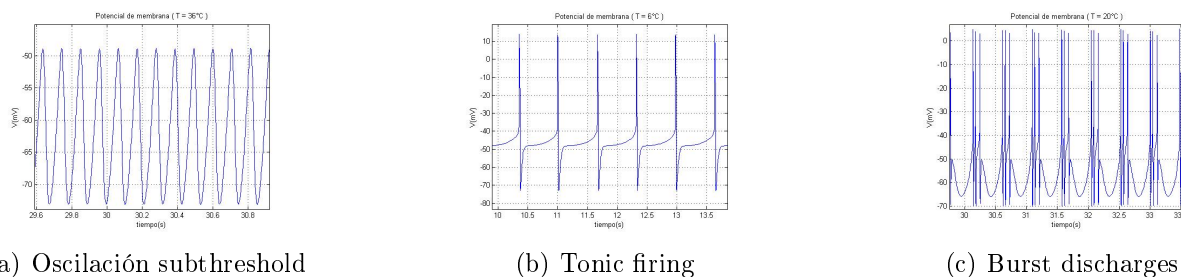


Figura 2.6: Posibles comportamiento del potencial de membrana

Son dos los tipos de bifurcaciones relevantes que aparecen en el sistema, *adición de ISI* y *duplicación de periodo* (pasar de *tonic firing* a *steady state* es claramente una bifurcación pero no necesita análisis alguno).

Adición de *ISI*

En este tipo de bifurcaciones aparece un *spike* más por periodo. Como el periodo varía de forma continua con el parámetro, la suma de los *ISI* previos y posteriores a la bifurcación se mantiene constante (ver sección 3.1.1).

A la zona de los parámetros donde se producen este tipo de bifurcaciones se la llamará **zona de adición de ISI**.

Duplicación de periodo

En este caso la órbita pasa a recorrer el doble de distancia a la misma velocidad, duplicándose así el período de las señales. Esto ocurre dado que el ciclo límite luego de la bifurcación aparenta dar dos vueltas cerca del ciclo límite anterior antes de cerrarse. Por lo tanto, se duplica también el número de spikes por período, manteniéndose de esta forma el valor de los ISI. Esto se explica con mayor detalle en la sección 3.1.1.

Este proceso se da en forma de cascada, fenómeno que se aprecia de forma más clara en un diagrama de bifurcaciones (el cual se presentará en la sección 3.1.1).

Es esta una de las causas por las cuales se presume que el sistema es del tipo *caótico* para algunos valores del parámetro. Una de las maneras de llegar al *caos* es a través de estas cascadas, una bibliografía de esto se puede ver en [16].

A la zona de los parámetros donde se producen este tipo de bifurcaciones se la llamará **zona de duplicación de periodo**.

A la zona de los parámetros en donde no se puede distinguir bien el tipo de bifurcaciones, y donde se presume que están los valores de los parámetros donde el sistema es *caótico*, se la llama **zona crítica** o **zona caótica**.

2.4. Osciladores acoplados

El sistema se puede pensar que está compuesto por dos sub-sistemas más pequeños, un oscilador rápido y uno lento. Los mismos surgen de considerar en un caso solo las corrientes rápidas y en el otro solo las corrientes lentas. Cuando se “acoplan” estos dos osciladores en un sentido que no está claramente definido surge el sistema original.

Estos osciladores son más simples que el modelo completo pero no son tan ricos en la variedad de comportamientos, en particular el tipo de bifurcaciones. Lo importante de poder ver el sistema como “unión” de estos dos sub-sistemas es que, si se puede determinar la forma de “acoplamiento” tal vez se puede sacar información relevante del sistema completo a través de los anteriores que son más simples.

A continuación se describe cada uno de ellos y cuales son la características más relevantes.

2.4.1. Oscilador rápido

Solo considerando las corrientes rápidas se obtiene:

$$\begin{array}{l}
 \boxed{C_M \dot{V} = -g(V - V_1) - I_d - I_r - I_{ext}} \\
 \begin{array}{l}
 I_d = \rho g_d a_d (V - V_d); \quad a_d = a_{d\infty} \\
 \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad a_{d\infty} = \frac{1}{1 + e^{-s_d(V - V_{0d})}} \\
 I_r = \rho g_r a_r (V - V_r); \quad \dot{a}_r = \phi \frac{a_{r\infty} - a_r}{\tau_r} \\
 \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad a_{r\infty} = \frac{1}{1 + e^{-s_r(V - V_{0r})}}
 \end{array}
 \end{array}$$

Hay solo dos relaciones diferenciales por lo que es un sistema de dimensión 2. Esto lo hace bastante simple, en particular se puede mostrar formalmente cual es la respuesta¹. Es un

¹Se puede demostrar matemáticamente que presenta una órbita periódica atractora con un punto de equilibrio en su interior para la mayoría de los valores del parámetro. Esto es por el teorema de Poincaré-Bendixon [15].

oscilador del tipo *tonic firing* para la mayoría de valores de los parámetros, es decir, las oscilaciones presentan un *spike* por periodo. Al variar los parámetros lo que ocurre es que cambia el periodo de la oscilaciones pero mantienen la misma estructura (ver sección 3.2).

2.4.2. Oscilador lento

Considerando en este caso las corrientes lentas el sub-sistema queda de la forma:

$$C_M \dot{V} = -g(V - V_1) - I_{sd} - I_{sr} - I_{ext}$$

$$I_{sd} = \rho g_{sd} a_{sd}(V - V_{sd}); \quad \dot{a}_{sd} = \phi \frac{a_{sd\infty} - a_{sd}}{\tau_{sd}}$$

$$a_{sd\infty} = \frac{1}{1 + e^{-s_{sd}(V - V_{0sd})}}$$

$$I_{sr} = \rho g_{sr} a_{sr}(V - V_{sr}); \quad \dot{a}_{sr} = \phi \frac{-\eta I_{sd} - k a_{sd}}{\tau_{sd}}$$

Es de dimensión 3, por lo tanto no es tan simple como el *oscilador rápido*. Para la mayoría de los valores de los parámetros es un oscilador del tipo *subthreshold*, es decir, no presenta ningún *spike* por periodo y las oscilaciones son suaves (ver sección 3.3). Como en el oscilador rápido lo que ocurre al variar los parámetros es un cambio en el periodo de las oscilaciones pero manteniendo la forma.

Capítulo 3

Simulaciones

Con el objetivo de estudiar el comportamiento del modelo y contar con una referencia por fuera de la zona crítica, se realizaron simulaciones numéricas con la herramienta Simulink del programa *Matlab*[18]. Las gráficas presentadas en esta sección corresponden a estas simulaciones.

El método (o *solver*) establecido para la resolución fue uno de paso variable que trae el Simulink por defecto, *ode45* (Dormand-Prince). Se probaron otros solvers pero la gran mayoría presentaban problemas de convergencia, y con el *ode45* se obtuvieron buenos resultados.

Para poder estudiar mejor el sistema, se realizaron también simulaciones del oscilador rápido y el oscilador lento por separado. Esto fue de gran utilidad para validar cada una de las mitades por separado. Por lo tanto se presentará primero los resultados para el sistema entero, y luego para cada uno de los osciladores.

Tanto para el sistema entero, como para el oscilador rápido y el lento, para la zona de valores de interés de los parámetros, se puede ver que el sistema tiende rápidamente a un estado estacionario en el cual las señales a estudiar (potencial de membrana y corrientes de polarización) son periódicas. El período y la cantidad de spikes por período del potencial de membrana varía según los parámetros, y son en general éstas las 2 propiedades de interés para describir el comportamiento cualitativo del sistema para un valor determinado de los parámetros. Se estudiaron los efectos de los dos parámetros (temperatura y corriente externa) por separado.

En este capítulo se presentan únicamente simulaciones del sistema determinístico. Para ver un análisis del comportamiento del sistema al agregar ruido ir al Apéndice B.

3.1. Simulaciones del modelo completo

3.1.1. Simulaciones variando el parámetro temperatura T

Para el estudio del sistema variando el parámetro temperatura se dejó fijo el otro parámetro $I_{ext} = 0\mu A/cm^2$. Se pueden diferenciar tres zonas distintas en comportamiento al variar la temperatura: zona de duplicación de período, zona caótica y zona de adición de ISI.

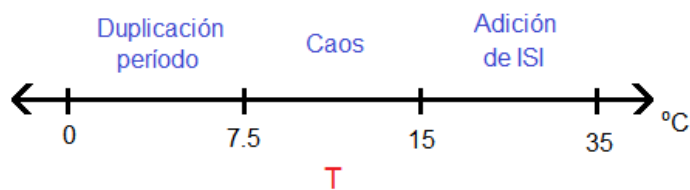
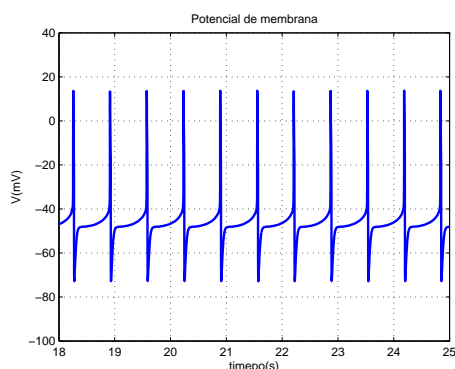


Figura 3.1: Zonas de comportamiento variando el parámetro temperatura.

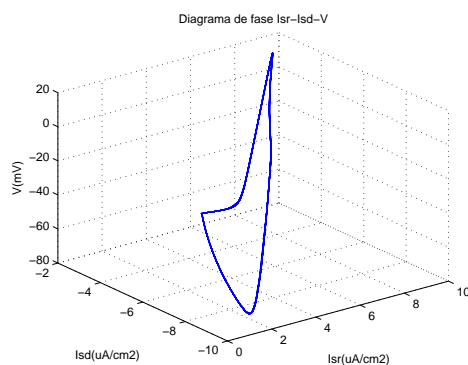
Zona de duplicación de período

Para la zona de temperaturas bajas (entre $0^{\circ}C$ y $7,5^{\circ}C$ aproximadamente) se observan en el potencial de membrana spikes individuales, es decir, el tiempo entre un spike y otro es considerable y no se visualizan trenes de impulsos. Al ir aumentando la temperatura se observa el fenómeno conocido como duplicación de período.

Entre $0^{\circ}C$ y $6,8^{\circ}C$ (aproximadamente) el potencial de membrana presenta un régimen regular de un solo spike por período o *tonic firing*, como se puede ver en la figura 3.2. En dicha figura se muestra el potencial de membrana en función del tiempo y el diagrama de fases del potencial con las dos corrientes lentas.



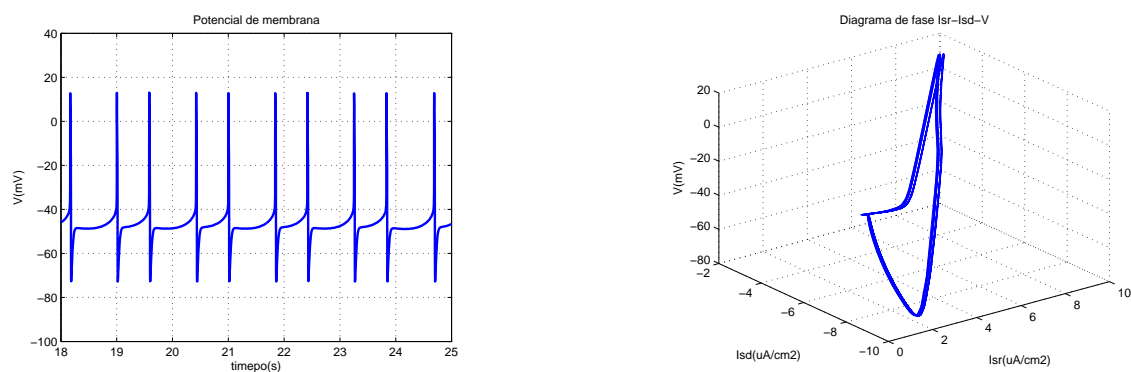
(a) Potencial de membrana.



(b) Diagrama de fase (Potencial y corrientes lentas).

Figura 3.2: Simulaciones a $T=6^{\circ}C$ una vez alcanzado el estado estacionario.

Al aumentar la temperatura se puede ver que, debido a la duplicación de período, aparecen más spikes por período inicialmente con el mismo tiempo de separación entre ellos. Luego este tiempo (ISI) se diferencia para los distintos spikes dentro de un mismo período. En la figura 3.3 se puede ver que con $T = 7^{\circ}C$ el potencial ya presenta dos spikes por período, pero el tiempo de separación entre éstos (ISI) no se diferencia mucho del período del potencial a $T = 6^{\circ}C$ presentado en la figura 3.2.



(a) Potencial de membrana.

(b) Diagrama de fase (Potencial y corrientes lentas).

Figura 3.3: Simulaciones a $T=7^\circ C$ una vez alcanzado el estado estacionario.

Observando con más detalle las figuras 3.2 y 3.3 se puede entender mejor este tipo de bifurcación. Comparando los diagramas de fase para ambas temperaturas se puede ver que la órbita para $T = 7^\circ C$ es similar a recorrer dos veces la órbita para $T = 6^\circ C$. Por otro lado, los tiempos entre spikes no cambian considerablemente. Esto indica que la órbita está recorriendo el doble de distancia a la misma velocidad, duplicándose así el período.

Este comportamiento se puede observar mejor graficando el tiempo entre spikes (una vez alcanzado el régimen) en función de la temperatura. Este es el llamado *diagrama de bifurcaciones* definido en 2.3.2. En la figura 3.4 se puede ver este diagrama con la forma característica de un sistema con bifurcaciones del tipo duplicación de período [16].

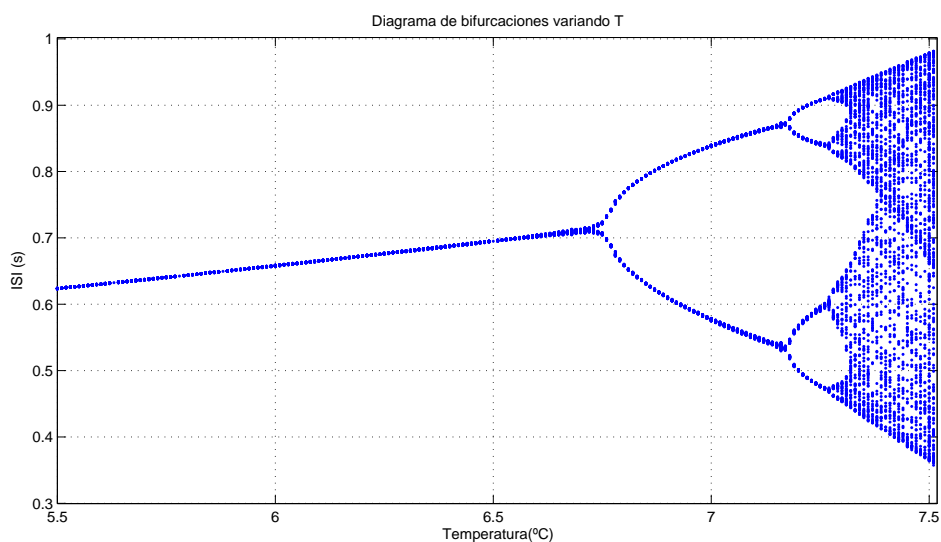


Figura 3.4: Diagrama de bifurcaciones para la zona de duplicación de período.

El diagrama de bifurcaciones se obtuvo simulando el potencial de membrana para el rango de temperaturas deseado, variando la misma con un paso pequeño. Luego se calculan los ISI para cada señal (una vez que se alcanza el régimen), detectando los momentos en que se dan los spikes.

Como se dijo anteriormente, la suma de los distintos valores de ISI para un determinado valor del parámetro es igual al período de las señales para dicho valor. Por lo tanto, en el diagrama de la figura 3.4 se puede ver que al darse una bifurcación (por ejemplo en aproximadamente $6,7^\circ C$) se

pasa de un único valor de ISI a dos, inicialmente iguales al anterior, por lo que el período se duplica. Esto implica que al darse la bifurcación, si solo se observa V respecto al tiempo, no se encuentra ningún cambio notorio sino todo lo contrario, es imposible distinguir 2 períodos anteriores de un período del doble de valor luego de la bifurcación. Todo esto se puede ver en el esquema de la figura 3.5, donde se muestra la ubicación del potencial de membrana en función del tiempo en el diagrama de bifurcaciones, indicando los distintos períodos y cuándo se da la duplicación de período.

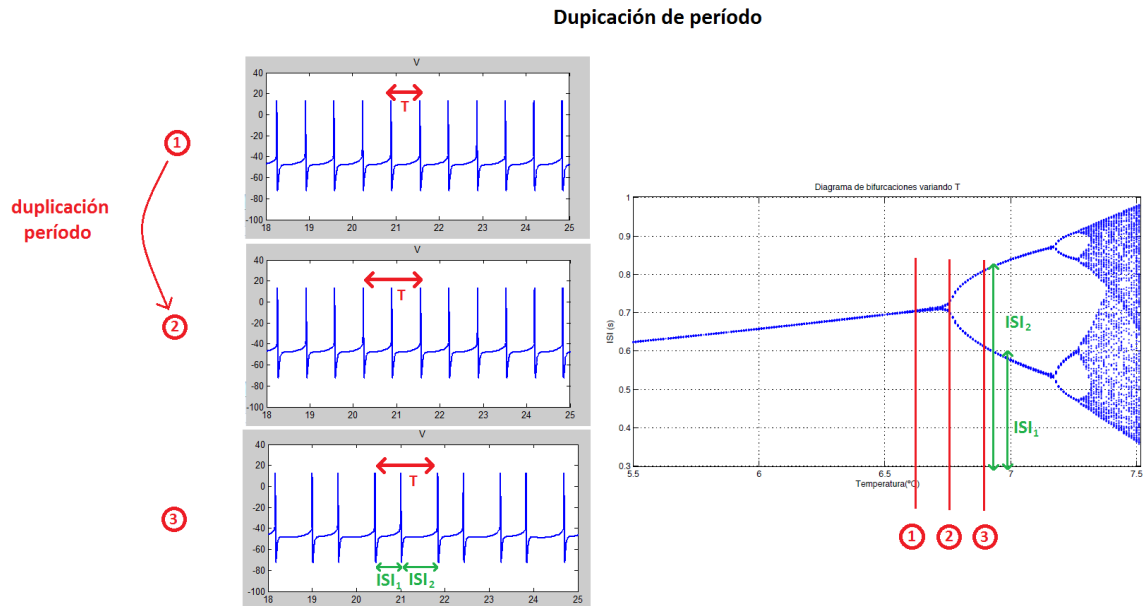
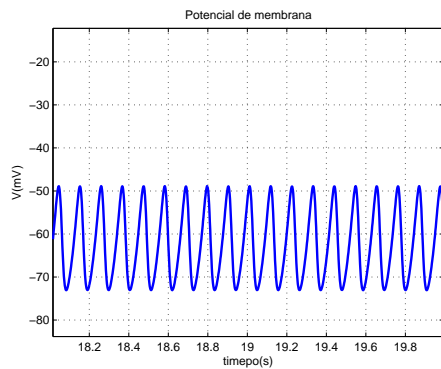


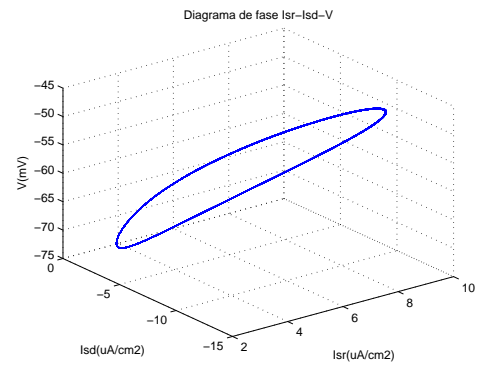
Figura 3.5: Esquema de bifurcación tipo duplicación de período.

Zona de adición de ISI

En el otro extremo de la zona de temperaturas de interés se observa un fenómeno distinto. Para las temperaturas mayores a $35^{\circ}C$ el disparo cesa y no llegan a formarse spikes. Esto está asociado al hecho de que se trata de un receptor *frío*. Se puede inducir a partir de la figura 3.6 que no se forman los spikes debido a que la amplitud de la órbita periódica en el espacio de fases no alcanza un nivel mínimo (de aproximadamente $-45mV$ para el potencial de membrana). Este umbral de disparo, llamado en inglés *threshold level*, se alcanza en el momento en que aumenta bruscamente la velocidad y se producen los spikes como se aprecia en las figuras 3.2 y 3.3.



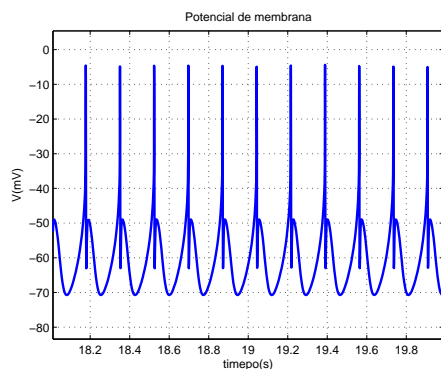
(a) Potencial de membrana.



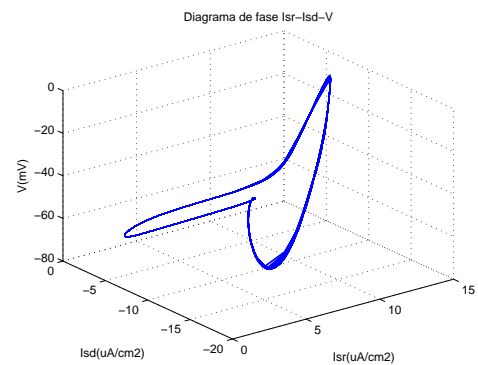
(b) Diagrama de fase (Potencial y corrientes lentas).

Figura 3.6: Simulaciones a $T=36^{\circ}\text{C}$ una vez alcanzado el estado estacionario.

Entre 28°C y 35°C las oscilaciones solo logran disparar un spike por período ("Tonic firing"), como se puede ver en la figura 3.7. Por debajo de los 28°C y hasta los 15°C aproximadamente, el modelo genera trenes de impulsos ("Burst discharges"). Esto se puede ver por la existencia de intervalos cortos entre impulsos e intervalos más largos entre grupos o pausas en las descargas (ver figura 3.8). Estas descargas se generan cuando la oscilación 'subthreshold' se mantiene en la zona de activación de las corrientes generadoras de spikes el tiempo suficiente como para inducir varios disparos [5]. Al disminuir la temperatura va aumentando el número de spikes por ráfaga.

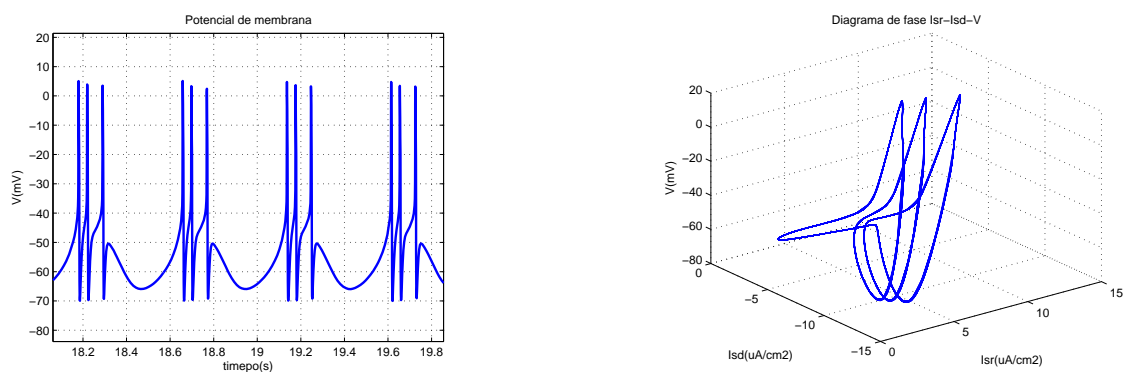


(a) Potencial de membrana.



(b) Diagrama de fase (Potencial y corrientes lentas).

Figura 3.7: Simulaciones a $T=30^{\circ}\text{C}$ una vez alcanzado el estado estacionario.



(a) Potencial de membrana.

(b) Diagrama de fase (Potencial y corrientes lentas).

Figura 3.8: Simulaciones a $T=20^{\circ}\text{C}$ una vez alcanzado el estado estacionario.

Así aparece el fenómeno conocido como adición de ISI. Este nombre se debe a que, al aparecer un nuevo spike, como el período de la señal varía de forma continua, la suma de los intervalos entre los spikes se mantiene constante (e igual al período). Para observar mejor esto, es útil realizar el diagrama de bifurcaciones para esta zona del parámetro, el cual se puede ver en la figura 3.9.

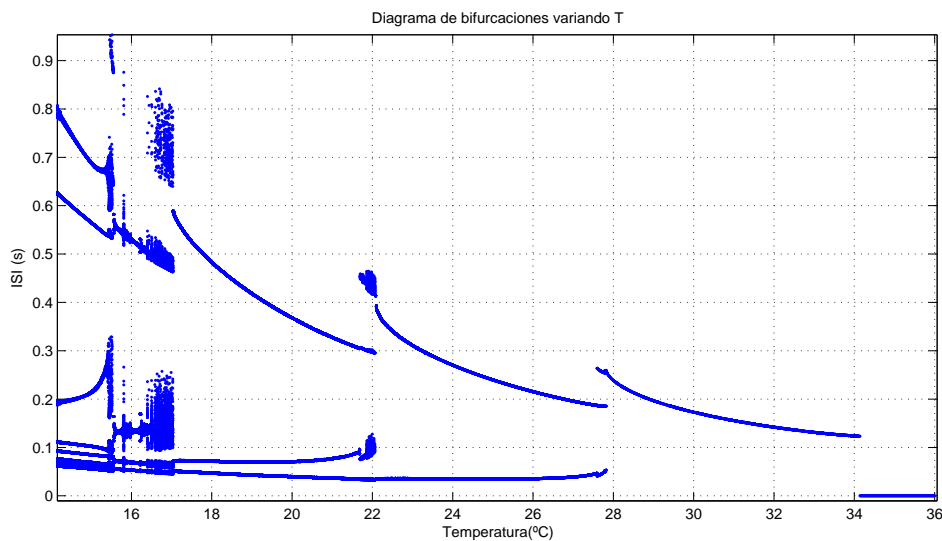


Figura 3.9: Diagrama de bifurcaciones para la zona de adición de ISI.

En el esquema de la figura 3.10 se resume lo anterior, mostrando la ubicación de las señales simuladas del potencial de membrana en el diagrama de bifurcaciones, marcando los períodos y los tiempos entre spikes. Allí se puede ver gráficamente que la suma de los ISI antes y después de la bifurcación se mantiene constante ($ISI_1 + ISI_2 = ISI_0$) y de ahí el nombre de este tipo de bifurcaciones.

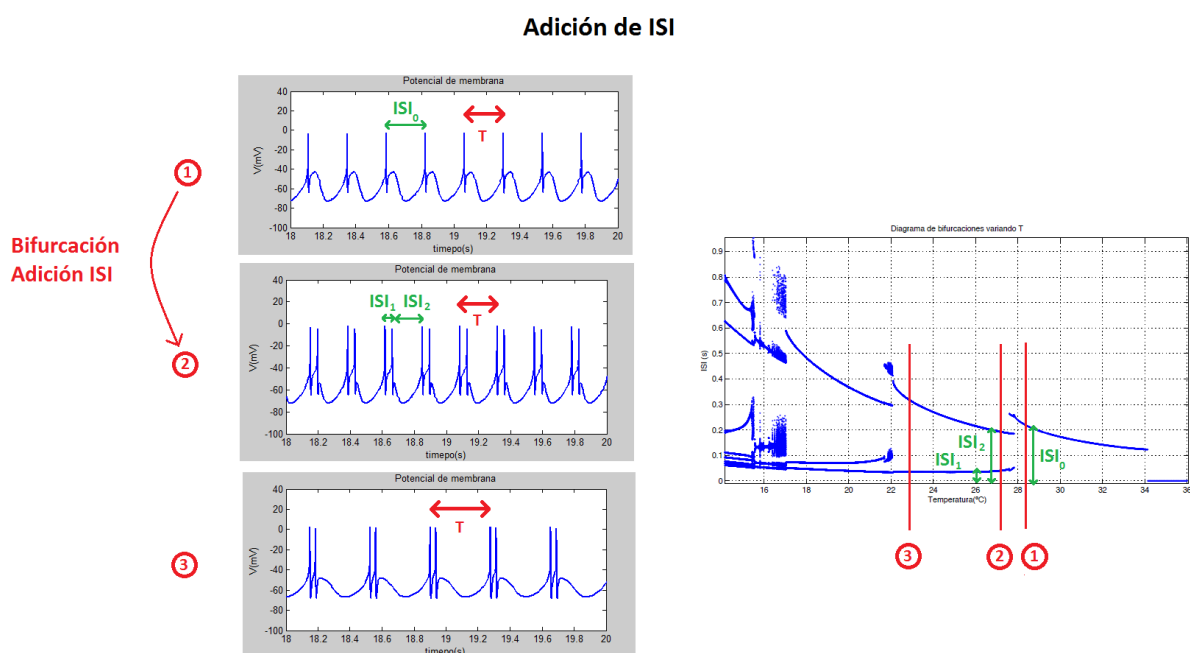


Figura 3.10: Esquema de bifurcación tipo adición de ISI.

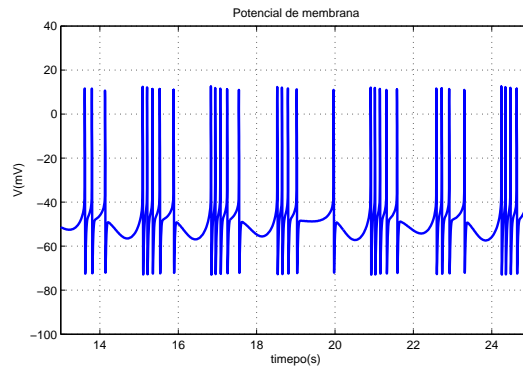
Zona caótica

Entre las dos zonas nombradas, entre $7,5^{\circ}C$ y $15^{\circ}C$ aproximadamente, se observa un comportamiento caótico. Esto significa que a pequeñas variaciones del parámetro (en este caso temperatura T) se producen variaciones muy perceptibles en el comportamiento cualitativo dinámico del sistema, observado mediante el ISI. En las otras regiones, las no caóticas, las bifurcaciones se producen en valores discretos del parámetro, separados por intervalos apreciables y bien definidos. Por el contrario, en la zona caótica las bifurcaciones aparentan formar un continuo en el eje del parámetro que se varía (ver figura 3.12).

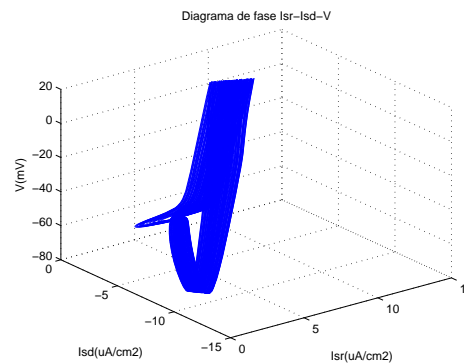
Otra característica del caos es que el sistema, aunque no diverge, no llega a un régimen periódico. Esto se puede ver tanto en la figura 3.11 donde el potencial de membrana es aperiódico y aparecen ráfagas con distinto número de spikes, como en el diagrama de bifurcaciones de la figura 3.12 donde los ISI toman infinitos valores (únicamente limitados por el tiempo de simulación).

En el diagrama de bifurcaciones se puede ver cómo se llega al caos desde la duplicación de período por izquierda y desde la adición de ISI por derecha. Se dice que la neurona logra la transición de un estado de disparos en ráfagas a uno de *tonic firing* a través del caos [8].

Por otro lado, se puede apreciar en el diagrama que, al acercarse por la zona de duplicación de período, aparecen bandas blancas sin puntos en medio del caos. Estas bandas son llamadas *ventanas periódicas* y aparecen debido a que el sistema, al variar el parámetro, se vuelve repentinamente periódico, por lo que los puntos del diagrama se concentran en ciertos valores. Luego de una ventana periódica aparece una nueva cascada de duplicación de período, llegando rápidamente al caos nuevamente. Este fenómeno es característico del camino al caos a través de la cascada de duplicación de período [16].



(a) Potencial de membrana.



(b) Diagrama de fase (Potencial y corrientes lentas).

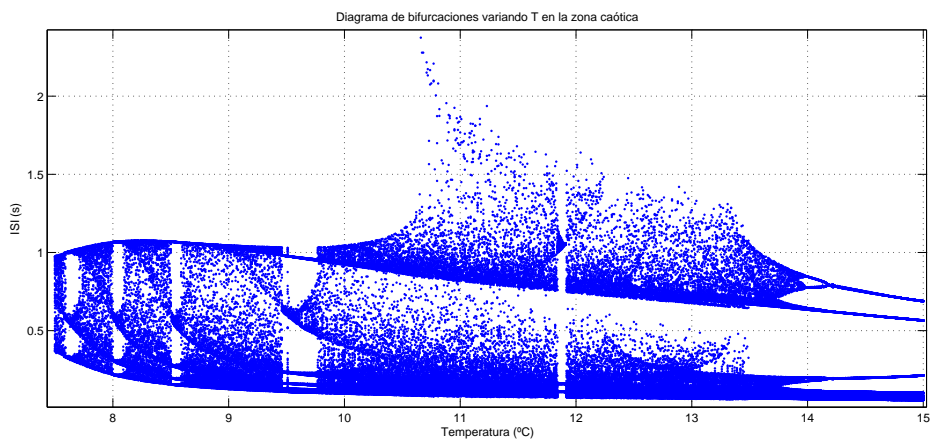
Figura 3.11: Simulaciones a $T=12^{\circ}\text{C}$.

Figura 3.12: Diagrama de bifurcaciones para la zona caótica.

3.1.2. Simulaciones variando el parámetro corriente externa I_{ext}

Para estudiar el comportamiento del sistema al variar el parámetro I_{ext} se fijó la Temperatura en 6°C . De esta forma el potencial de membrana se encuentra en *tonic firing* para $I_{ext} = 0$ y fuera de la zona caótica encontrada para algunos valores de temperatura.

Al variar la corriente I_{ext} dejando la temperatura fija aparecen los mismos fenómenos

encontrados al variar la temperatura: bifurcaciones de duplicación de período, zona caótica y bifurcaciones de adición de ISI. Estos fenómenos se pueden ver en el diagrama de bifurcaciones de la figura 3.14.

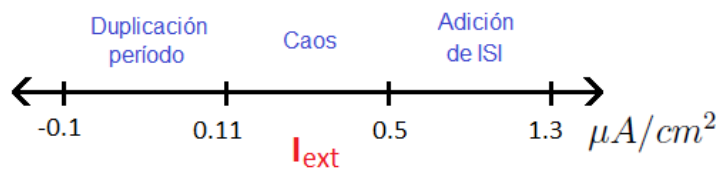


Figura 3.13: Zonas de comportamiento variando el parámetro corriente externa.

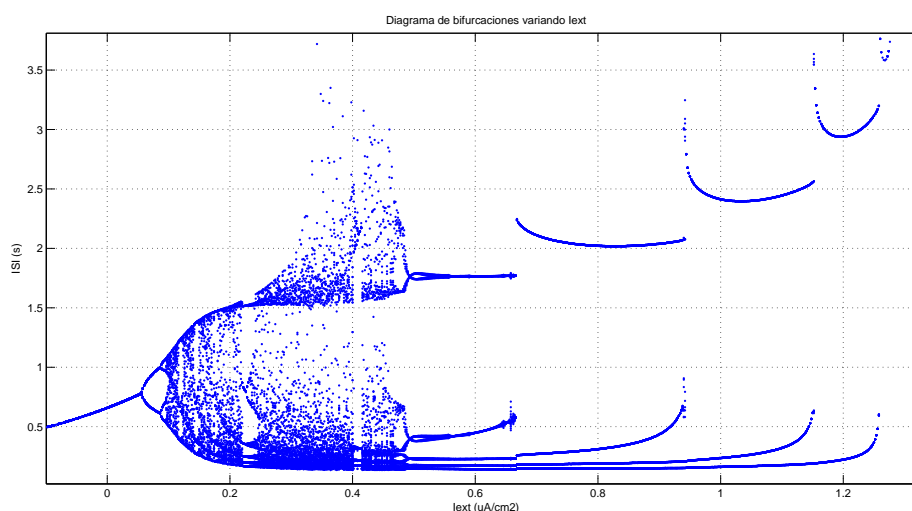


Figura 3.14: Diagrama de bifurcaciones variando la corriente externa.

3.1.3. Respuesta variando ambos parámetros (T e I_{ext})

En las secciones anteriores se estudió el comportamiento del sistema dejando fijo uno de los parámetros y variando el otro. La pregunta que surge es qué sucede en otras zonas de los parámetros. Como resumen de esto se presenta la figura 3.15 extraída de [4]. En la misma se puede ver que existen 2 zonas de disparo regular con un disparo por período, o *tonic firing* (celeste), con zonas caóticas (rosado) y zonas de trenes de disparos o *burst discharges* (amarillo) entre medio. En el borde aparecen zonas de oscilaciones debajo del umbral de disparo o *subthreshold* (rosado claro) y zonas muertas donde el potencial de membrana llega a un valor constante en régimen llamado *steady state* (blanco).

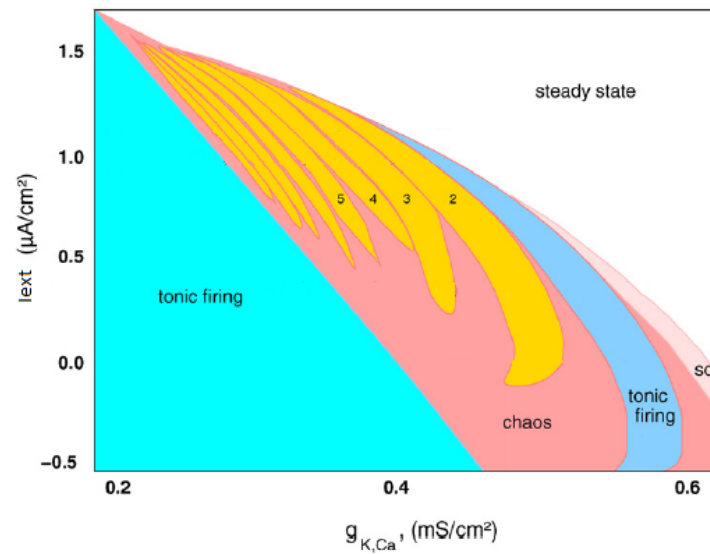


Figura 3.15: Diagrama indicando el comportamiento del sistema al variar ambos parámetros. La temperatura está representada a través de la conductancia de la corriente I_{sr} , $g_{K,Ca} = \rho g_{sr}$. Los números en las regiones amarillas indican la cantidad de disparos por período. Gráfica sacada de [4]

3.1.4. Comparación de resultados.

Con el objetivo de validar las simulaciones realizadas se compararon los resultados con los obtenidos por los creadores del modelo en la Universidad de Marburg en Alemania [6][5].

Se puede concluir que tomando un paso de simulación lo suficientemente chico se obtienen prácticamente los mismos resultados que en las simulaciones realizadas en Marburg. A modo de ejemplo se presenta en la figura 3.16 una comparación de los resultados para el potencial de membrana en las diferentes zonas de temperatura, y en la figura 3.17 los diagramas de bifurcaciones obtenidos por ambas partes tanto para la temperatura como para la corriente externa de polarización.

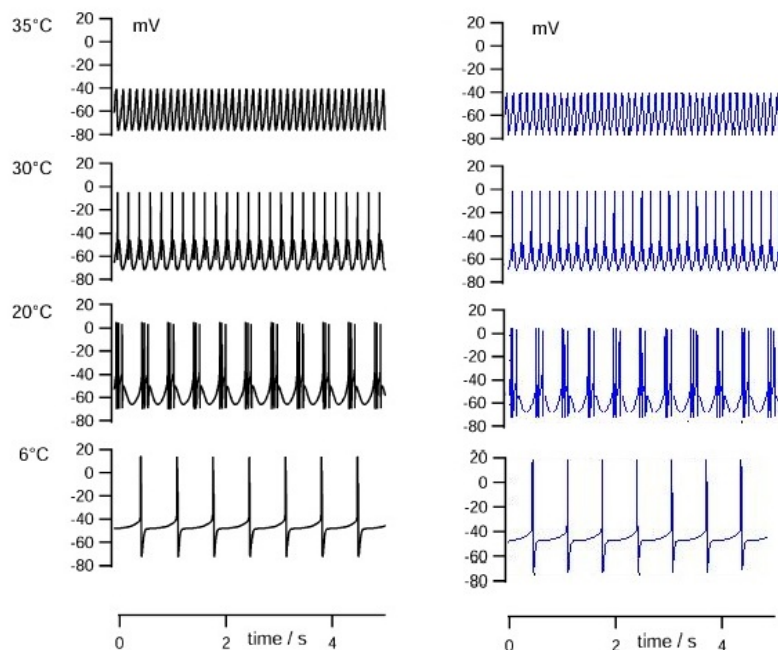


Figura 3.16: Comparación de resultados de simulaciones numéricas del potencial de membrana. En la izquierda se encuentran los resultados obtenidos por la Universidad de Marburg [6] y en la derecha las obtenidas a través de *Matlab*.

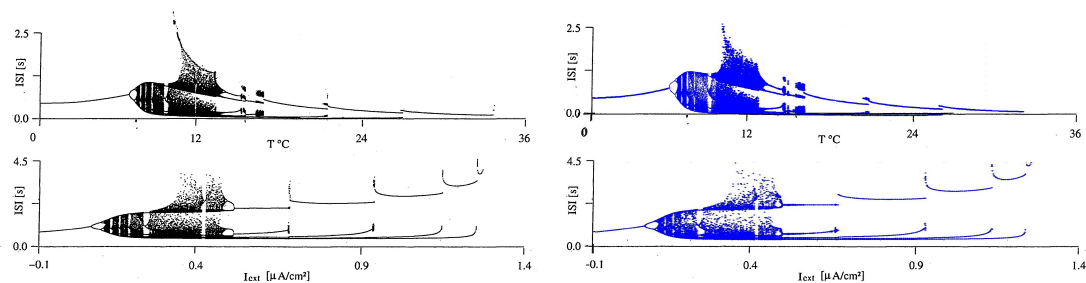


Figura 3.17: Comparación de resultados de simulaciones numéricas de los diagramas de bifurcaciones. En la izquierda se encuentran los resultados obtenidos por la Universidad de Marburg [5] y en la derecha las obtenidas a través de *Matlab*.

3.2. Oscilador rápido

Luego de simular el modelo completo y estudiar su comportamiento, se dividió el mismo en dos subsistemas más simples: un oscilador rápido y un oscilador lento. Estos dos subsistemas surgen de ‘apagar’ dos de las cuatro corrientes de ionización; en el caso del oscilador lento se apagan las dos corrientes rápidas y en el caso del oscilador rápido se apagan las dos lentas.

Por lo tanto, para estudiar el oscilador rápido, el sistema es el siguiente:

$$C_M \dot{V} = -g(V - V_1) - I_d - I_r - I_{ext}$$

$$\begin{aligned}
 I_d &= \rho g_d a_d (V - V_d); & a_d &= \frac{1}{1 + e^{-s_d(V - V_{0d})}} \\
 & & a_d &= a_{d\infty} \\
 I_r &= \rho g_r a_r (V - V_r); & \dot{a}_r &= \phi \frac{a_{r\infty} - a_r}{\tau_r} \\
 & & a_{r\infty} &= \frac{1}{1 + e^{-s_r(V - V_{0r})}}
 \end{aligned}$$

Este sistema se puede reducir a dos variables de estado dado que hay solo dos relaciones diferenciales. Esto implica un diagrama de fases completo de dimensión 2 (representable en el plano), lo que facilita el análisis del sistema.

En primera instancia, para estudiar el comportamiento respecto a I_{ext} , se dejó fija la temperatura en $T = 25^\circ C$ (temperatura de trabajo “normal” para la neurona) y se varió el valor de I_{ext} . Se observó que el sistema presenta un punto de equilibrio para corrientes menores a $1,2\mu A/cm^2$ aproximadamente y un ciclo límite para valores superiores. Esto implica que el potencial de membrana en régimen termina en un valor constante para una zona y tiene un comportamiento oscilatorio en la otra (ver figuras 3.18 y 3.19).

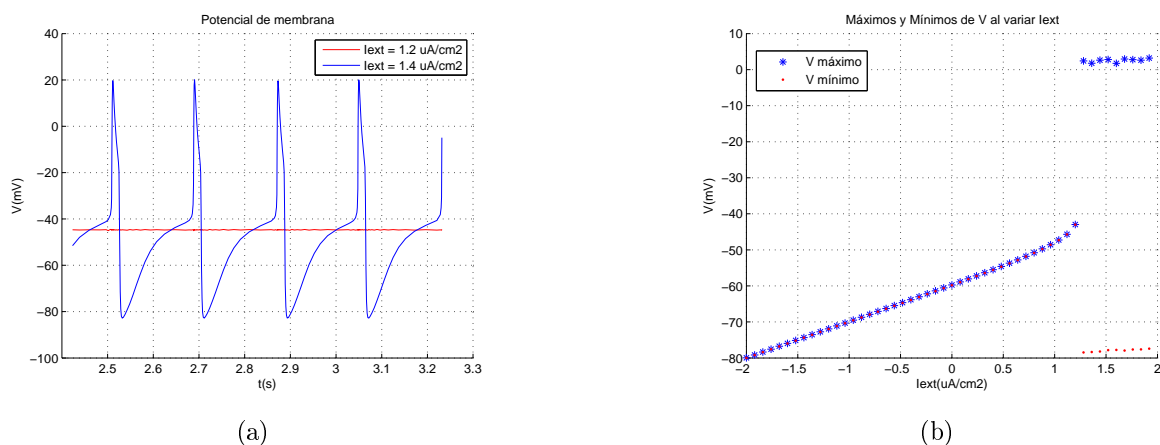


Figura 3.18: (a) Potencial de membrana para 2 valores distintos de I_{ext} , en rojo el que converge a un punto fijo (valor constante) y en azul el que termina en un ciclo límite (comportamiento oscilatorio). (b) Máximos y mínimos del potencial de membrana para distintos valores de I_{ext} observándose la bifurcación de punto fijo a ciclo límite en $I_{ext} = 1,2\mu A/cm^2$ aproximadamente.

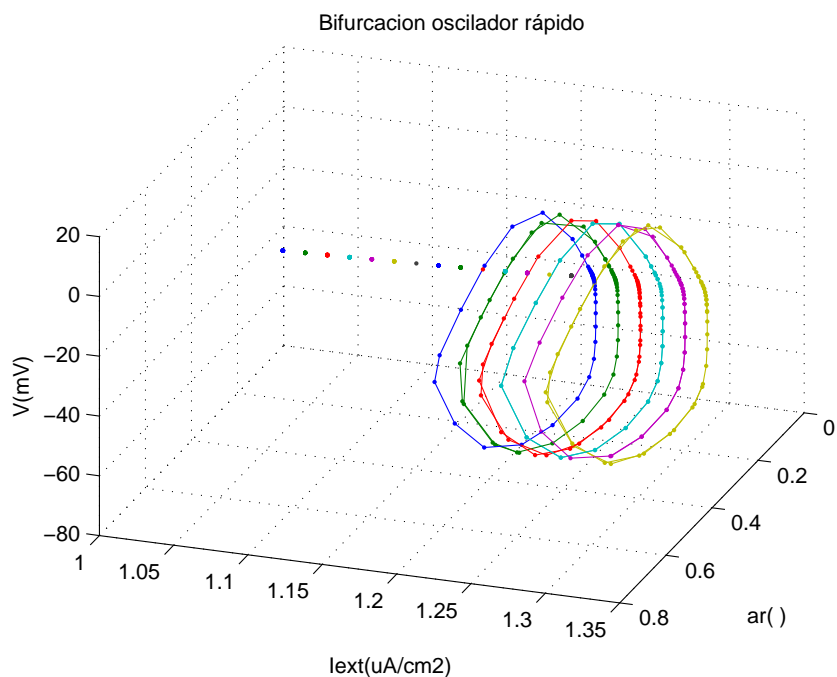


Figura 3.19: Diagrama de fases del oscilador rápido variando la corriente externa.

Luego se varió la temperatura y se observó que la misma tiene un papel notorio en la velocidad de las oscilaciones (en las zonas donde existe un ciclo límite) y no en el cambio del comportamiento cualitativo, es decir, se sigue encontrando un punto fijo para valores de I_{ext} por debajo de $1,2\mu A/cm^2$ y un ciclo límite para valores por encima. En la figura 3.20 se puede observar el cambio en la frecuencia de las oscilaciones al variar la temperatura para un valor fijo de la corriente externa.

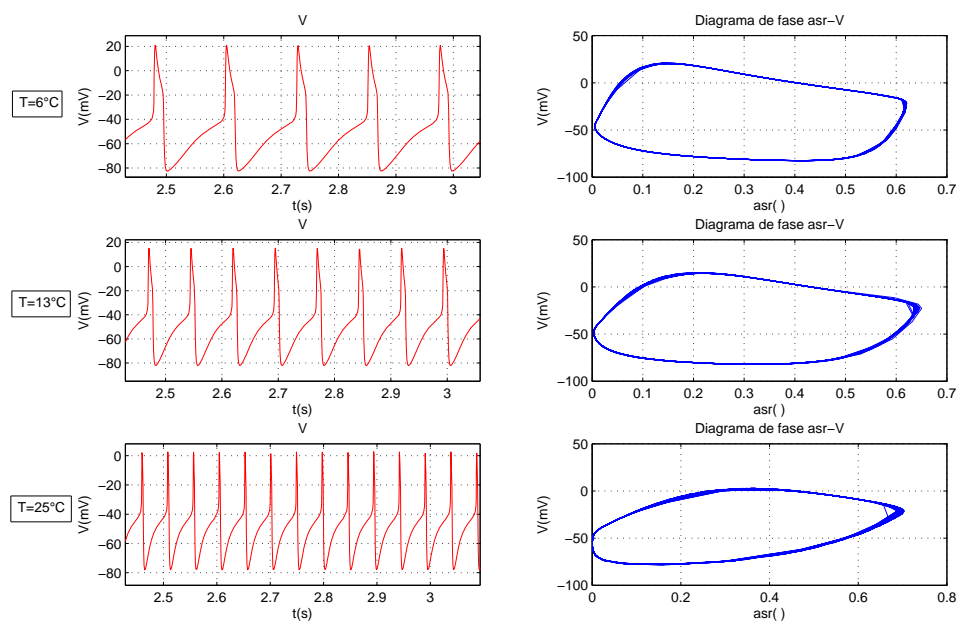


Figura 3.20: Potencial de membrana y diagrama de fase al variar T para $I_{ext} = 1,5\mu A/cm^2$.

Se nota que los cambios en la dinámica al mover los parámetros no son tan variados como en el modelo completo. En particular no hay presencia de caos debido a que este subsistema cuenta con solo 2 variables de estado reales y no puede haber caos en el plano [16].

3.3. Oscilador lento

Para analizar el oscilador lento se apagan las corrientes I_d e I_r , quedando así un sistema con 3 variables de estado.

$$C_M \dot{V} = -g(V - V_1) - I_{sd} - I_{sr} - I_{ext}$$

$$I_{sd} = \rho g_{sd} a_{sd} (V - V_{sd}); \quad \dot{a}_{sd} = \phi \frac{a_{sd\infty} - a_{sd}}{\tau_{sd}}$$

$$a_{sd\infty} = \frac{1}{1 + e^{-s_{sd}(V - V_{0sd})}}$$

$$I_{sr} = \rho g_{sr} a_{sr} (V - V_{sr}); \quad \dot{a}_{sr} = \phi \frac{-\eta I_{sd} - k a_{sd}}{\tau_{sd}}$$

El comportamiento de este sistema es similar al del oscilador rápido desde el punto de vista de cómo varía la dinámica del sistema con los parámetros: el sistema termina en un punto fijo o en un ciclo límite con comportamiento oscilatorio. La mayor diferencia está en la amplitud y la frecuencia de esas oscilaciones, siendo ambas menores que las del oscilador rápido (ver figura 3.21).

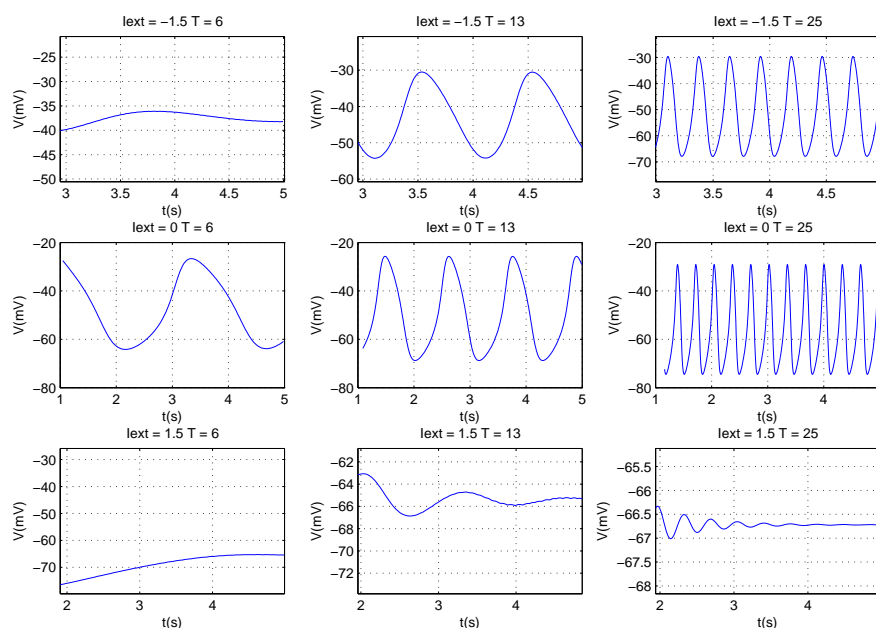


Figura 3.21: Potencial de membrana en función del tiempo del oscilador lento para distintos valores de los parámetros temperatura y corriente externa.

En la figura 3.21 se observa como, para un mismo valor de I_{ext} , aumenta la frecuencia de las oscilaciones al aumentar la temperatura. Además, para ciertos valores de I_{ext} (ver $I_{ext} = 1,5 \mu A/cm^2$ en la figura) el sistema converge a un valor fijo aún variando la temperatura.

Capítulo 4

Circuito análogo

En este capítulo se describirán los pasos previos necesarios para el diseño del circuito. En primer lugar se establecerá cómo será la analogía entre el sistema y el circuito a diseñar. Hay muchas variables en el modelo que deben ser representadas mediante señales eléctricas, la idea es determinar cómo será esta analogía. Se verá en la sección 4.2 que surge una manera natural, en este caso, de establecerla. Debido a dificultades de implementación a través de este camino se descompondrá el sistema en sub-sistemas más pequeños y simples, y se obtendrá un diagrama de bloques general en donde se reconocerán algunos bloques.

Para implementar estos bloques a través de un circuito se caracterizarán las señales relevantes mediante las simulaciones numéricas realizadas en el capítulo anterior. De esta manera se tendrán las características más importantes de frecuencia y amplitud.

Al final del capítulo se tendrán todos los bloques caracterizados según sus requerimientos. En el diseño del circuito (capítulo 5) se verá como implementar cada uno de estos bloques.

4.1. ¿Analógico?

Existe una rama en la ingeniería eléctrica, cada vez menos común, la cual se encarga de simular sistemas reales mediante sistemas electro-mecánicos. La idea es representar las variables del sistema real mediante algunas variables del *sistema análogo* y de esta manera poder predecir la evolución del sistema original a través de la medición de señales eléctricas en el sistema análogo. A este tipo de simuladores se los conoce como computadores analógicos. A pesar de que la implementación no resulta sencilla como en los simuladores digitales se utilizaban los computadores analógicos ya que era la manera que se tenía de predecir el comportamiento del sistema antes de su construcción.

Este tipo de simuladores surgen luego de la segunda guerra mundial y su consolidación es justificada a través de la aparición del amplificador operacional. Fueron frecuentes hasta el advenimiento de las computadoras digitales. A partir de la era digital no es común encontrar líneas de investigación en esta dirección aunque hay algunos grupos que todavía estudian este tipo de simuladores.

En la figura 4.1 se puede ver un simulador analógico del oscilador forzado.

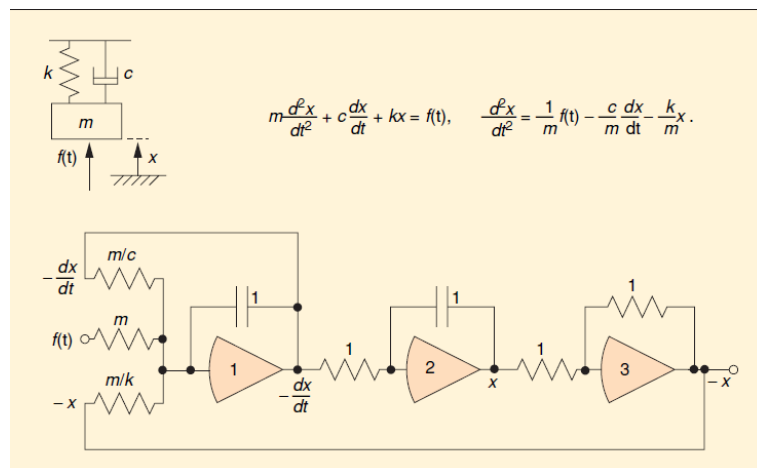


Figura 4.1: Figura extraída de [2]. En la misma se puede ver un simulador analógico del oscilador armónico forzado. Ambos sistemas representan la misma ecuación diferencial.

El circuito representa la misma ecuación diferencial que el oscilador y por lo tanto tendrán la misma dinámica. Se debe identificar qué variables y parámetros del simulador representan las variables y parámetros de interés en el sistema original. Por ejemplo, la masa en el sistema físico está relacionado con algunas de las resistencias del circuito, mientras que los condensadores se relacionan con la constante del resorte.

En general este tipo de simuladores se basan en la utilización del amplificador operacional para implementar las operaciones básicas de *suma*, *resta*, *integración*, *amplificación*, etc. Además se pueden utilizar sistemas mecánicos o físicos vinculados con el circuito eléctrico para implementar algunas relaciones que surgen de manera natural en estos sistemas; como pueden ser la multiplicación de variables o integración (como ejemplo se podría vincular un servo-motor, ver [2]).

Además es de interés poder simular el comportamiento del sistema para diferentes valores de los parámetros. Esto se debe implementar de manera sencilla en el simulador; en general se realiza mediante el uso de potenciómetros. Volviendo al ejemplo de la figura 4.1, si en vez resistencias se consideran potenciómetros, se podría variar fácilmente el valor de las resistencias lo que equivale en el sistema original a variar algunas de las relaciones de masa o constante de resorte.

En general se tienen libertades a la hora de elegir qué variables en el simulador representan variables del sistema original, y por lo tanto también en la elección de unidades. Esto permite re-escalar el sistema original lo cual es importante ya que una de las limitantes que poseen estos simuladores es el rango dinámico que pueden tomar las señales. En la figura 4.1 se podría decir que la distancia x medida en metros es representada mediante la tensión en el nodo de salida del operacional 2 medida en mV .

Además también se puede manejar la evolución del tiempo en el sistema simulado en relación al sistema original. Esto depende en que unidades se mida la variable temporal en cada uno de ellos. Esto permite por ejemplo en periodos cortos de tiempo del simulador predecir evoluciones largas del sistema.

Por último se enumeran las principales características que presentan este tipo de simuladores.

1. Si los sistemas a simular son complejos, el computador analógico no es de sencilla implementación y son bastantes más caros que los simuladores digitales (basta tener un PC).
2. Poco rango dinámico de señales y presencia de ruido.
3. Ambos sistemas tienen la capacidad de escalar el tiempo, pudiendo simular a mayor velocidad que el sistema original, donde la limitación de los analógicos se encuentra en el ancho de banda de los componentes mientras que en los digitales en la velocidad del procesador.

4. Teóricamente los computadores analógicos podrían resolver problemas que para los computadores digitales serían indescifrables.

4.2. Criterio de diseño

En esta sección se establecerán cuáles fueron los criterios elegidos para el diseño del circuito.

Como se vio en la sección 2.1.1 el modelo *HH* teórico es representado mediante un circuito equivalente en donde todas las variables son señales eléctricas. Se podría hacer lo mismo con el modelo de *Huber-Braun* y llegar al circuito de la figura 4.2, en donde $\bar{g}_i = \rho g_i a_i$ con $i = \{d, r, sd, sr\}$.

Surge, por lo tanto, de manera natural, tratar de implementar este circuito y obtener así un circuito eléctrico análogo al modelo *Huber-Braun*. La complejidad de esta implementación se encuentra en las conductancias de cada canal \bar{g}_i . Si se observan estos términos, los mismos son complejos y dependen del propio potencial de membrana V de manera no lineal.

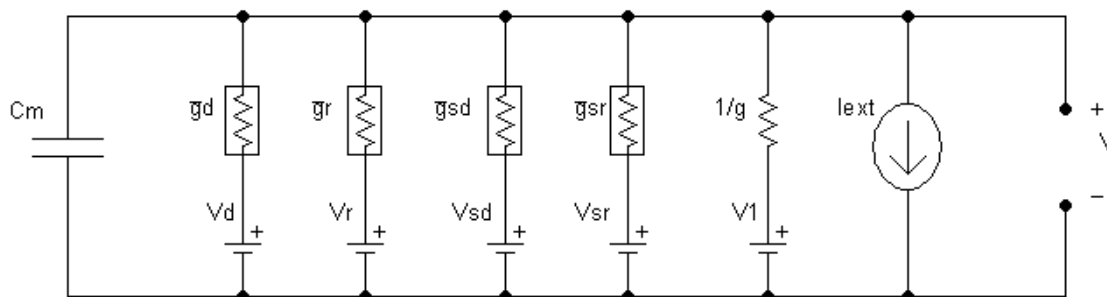


Figura 4.2: Circuito eléctrico equivalente al modelo *Huber-Braun*

Por esta razón se decidió descomponer el sistema en sub-sistemas más simples mediante un diagrama de bloques. En primer lugar, se decidió representar todas las variables del sistema como tensiones en el sistema análogo (inclusive parámetros y referencias constantes). Se realizó esta elección debido a que en general se tienden a pensar los sistemas *entrada-salida* entre relaciones de tensiones y se conocen de antemano transferencias útiles a la hora de la implementación de bloques¹. Además a la hora de relevar el circuito lo más sencillo es medir voltajes.

Estas elecciones pueden traer confusiones ya que se está representando un sistema físico en donde todas sus variables son eléctricas, a través de otro sistema (circuito) cuyas variables también son eléctricas; en este caso todas tensiones. Con esta analogía se podría tener, por ejemplo, que la corriente I_d en $\frac{\mu A}{cm^2}$ es representada por una tensión en algún nodo del circuito análogo. El escalado completo del circuito se verá en la sección 4.4.

En base a estas consideraciones en la siguiente sección se realizará el diagrama de bloques del sistema.

¹Por ejemplo: sumador, restador, integrador.

4.3. Diagrama bloques

En esta sección se mostrará el análisis realizado para pasar de las ecuaciones del sistema a un diagrama de bloques general. De las relaciones del sistema (se pueden ver en la sección 2.2.1) se puede obtener el diagrama de bloques de la figura 4.3.

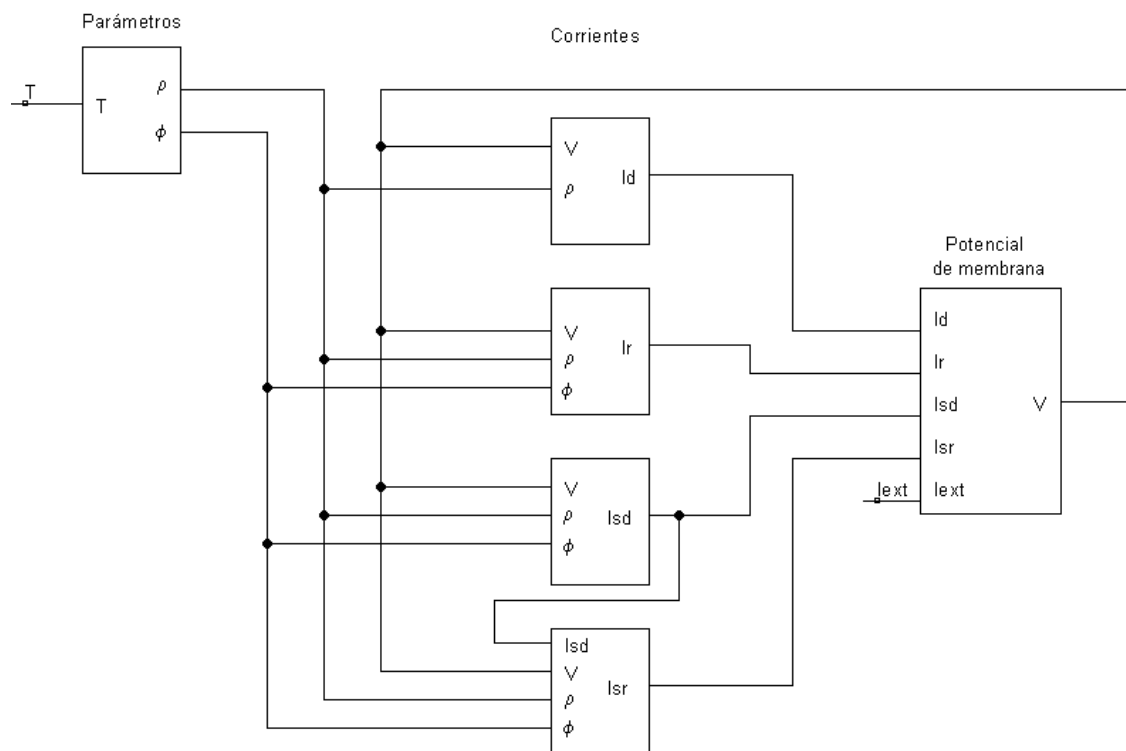


Figura 4.3: Diagrama de bloques general.

Observar que las únicas entradas al sistema son los parámetros temperatura T y corriente externa I_{ext} . Además se pueden ver las relaciones más generales entre las variables, en particular se observa que el potencial de membrana V se realimenta e influye en todo el sistema.

Se pueden distinguir tres etapas:

- **Generación de los parámetros ρ y ϕ .** La temperatura influye en el resto del sistema a través de estos parámetros. Las ecuaciones involucradas son:

$$\rho = 1,3^{(T-T_0)/10^\circ C}$$

$$\phi = 3,0^{(T-T_0)/10^\circ C}$$

- **Generación de las corrientes de Ionización I_d , I_r , I_{sd} e I_{sr} .** Aquí es donde radica la mayor complejidad del sistema ya que cada corriente es dependiente tanto de los parámetros ρ y ϕ como del propio potencial de membrana y en el caso de I_{sr} también hay una dependencia directa con la corriente I_{sd} . Las ecuaciones involucradas en este caso son:

$$I_d = \rho g_d a_d (V - V_d) \quad \text{donde} \quad a_d = \frac{1}{1 + e^{-s_d(V-V_{0d})}}$$

$$I_r = \rho g_r a_r (V - V_r) \quad \text{donde} \quad \dot{a}_r = \phi \frac{a_{r\infty} - a_r}{\tau_r} \quad \text{y} \quad a_{r\infty} = \frac{1}{1 + e^{-s_r(V-V_{0r})}}$$

$$I_{sd} = \rho g_{sd} a_{sd} (V - V_{sd}) \quad \text{donde} \quad \dot{a}_{sd} = \phi \frac{a_{sd\infty} - a_{sd}}{\tau_{sd}} \quad \text{y} \quad a_{sd\infty} = \frac{1}{1 + e^{-s_{sd}(V-V_{0sd})}}$$

$$I_{sr} = \rho g_{sr} a_{sr} (V - V_{sr}) \quad \text{donde} \quad \dot{a}_{sr} = \phi \frac{-\eta I_{sd} - k a_{sd}}{\tau_{sd}}$$

- **Generación del potencial de membrana V .** A partir de las corrientes de ionización y el parámetro corriente externa I_{ext} se genera el potencial de membrana que realimenta a dichas corrientes.

$$C\dot{V} = -g(V - V_1) - I_d - I_r - I_{sd} - I_{sr} - I_{ext}$$

Se pasará ahora a *entrar* dentro de cada uno de estos bloques hasta llegar a algunos bloques mínimos en donde se identifiquen relaciones conocidas.

4.3.1. Generación de los parámetros ρ y ϕ

El parámetro Temperatura incide en el funcionamiento del circuito únicamente a través de ρ y ϕ , es decir, éstos son los que intervienen en el resto de las ecuaciones del sistema y no la temperatura explícitamente. Por lo tanto se resolvió para la implementación en el circuito no generar ρ y ϕ a partir de T , sino generar ϕ a partir de ρ . El valor de ρ se ajustará externamente de acuerdo al valor deseado de T . Para esto es importante conocer la relación $\phi - \rho$, la cual se puede deducir eliminando la temperatura:

$$\left. \begin{array}{l} \rho = 1,3^{(T-T_0)/10^\circ C} \\ \phi = 3,0^{(T-T_0)/10^\circ C} \end{array} \right\} \Rightarrow \log_{1,3} \rho = \log_{3,0} \phi \Rightarrow \boxed{\phi = \rho^{\log_{1,3} 3,0}}$$

Como se puede ver, una vez que se tiene el valor de ρ basta con realizar la potencia $\log_{1,3} 3,0$ (= 4,187) de éste para obtener el valor de ϕ .

En la sección 5.4.1 se explicará el circuito utilizado para implementar esta función.

4.3.2. Generación de las corrientes de ionización

Para la generación de las distintas corrientes de ionización se utilizan tanto los parámetros ρ y ϕ como el potencial de membrana V . En el caso particular de I_{sr} también la corriente I_{sd} . Igualmente se pueden distinguir varios sub-bloques correspondientes a las ecuaciones planteadas anteriormente:

- Generación de las variables de activación asintótica (a_d , $a_{r\infty}$ y $a_{sd\infty}$).
- Generación de las variables de activación (a_r , a_{sd} y a_{sr}).
- Generación de las corrientes a partir de las señales anteriores y ρ y ϕ .

Variables de activación asintótica (Sigmoides)

Las señales a_d , $a_{r\infty}$ y $a_{sd\infty}$ dependen únicamente del potencial de membrana y tienen la misma forma cualitativa donde lo que cambia son los valores de las constantes involucradas (V_0 y s). Dicha forma es la de una función sigmoide que se puede ver en la figura 4.4.

$$y(V) = \frac{1}{1 + e^{-s(V-V_0)}} \quad (4.1)$$

Esta función sirve de llave para activar o desactivar las corrientes de ionización dependiendo si el potencial de membrana se encuentra encima o debajo de V_0 . La otra constante involucrada es s que fija la velocidad de transición de un estado a otro. En el caso de $a_{r\infty}$ y $a_{sd\infty}$, no son estas señales las que actúan directamente sobre la corriente sino que lo hacen a través de las señales a_r y a_{sd} que introducen además una dependencia temporal. Precisamente, $a_{r\infty}$ y $a_{sd\infty}$ son llamadas *variables de activación asintótica* y a_d , a_r , a_{sd} y a_{sr} son las *variables de activación*.

En la sección 5.4.2 se discutirá sobre la implementación de un circuito que tenga como respuesta una función sigmoide.

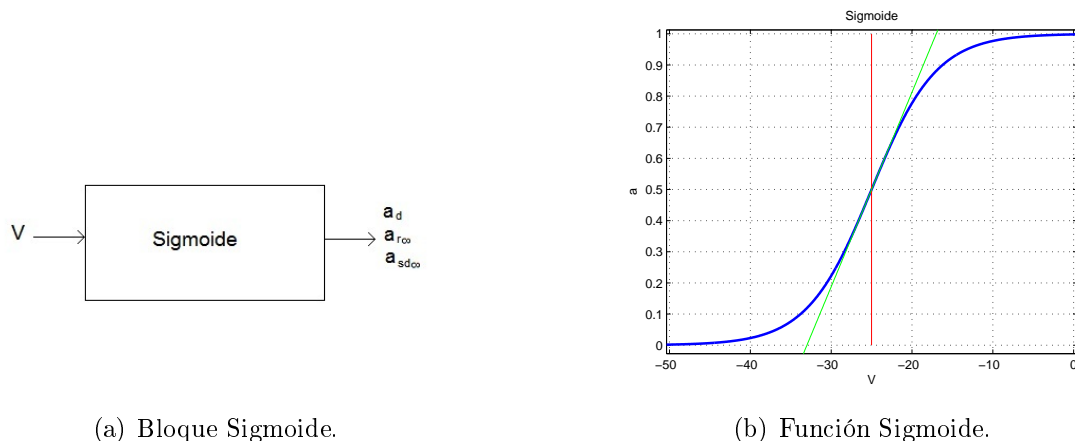


Figura 4.4: Función sigmoide. Se pueden ver en el gráfico cómo influyen las constantes V_0 que marca el valor para el que se da el disparo (en rojo) y s que fija la rapidez del disparo (en verde).

Variables de activación

Las *variables de activación* a_r , a_{sd} y a_{sr} introducen una dependencia temporal respondiendo a ecuaciones diferenciales del sistema. Las mismas tienen la siguiente forma:

$$\frac{dy}{dt} = \Phi \frac{C_1 x - C_2 y}{\tau}$$

y	x	C_1	C_2	τ
a_r	$a_{r\infty}$	1	1	τ_r
a_{sd}	$a_{sd\infty}$	1	1	τ_{sd}
a_{sr}	I_{sd}	$-\eta$	k	τ_{sr}

Estas ecuaciones son lineales para valores fijos del parámetro Φ , donde la señal de entrada son las correspondientes variables de activación asintótica para a_r y a_{sd} , y la corriente I_{sd} para a_{sr} . El diagrama de bloques correspondiente a estas ecuaciones se puede ver en la figura 4.5.

Es necesario entonces contar con integradores, multiplicadores, amplificadores y sumadores para construir estos bloques.

En el caso particular de la corriente de des-ionización rápida I_d , la variable de activación a_d no depende del tiempo sino del valor instantáneo del potencial de membrana. En otras palabras, el tiempo de respuesta es mucho menor que el de las variables de activación del resto de las corrientes por lo que el modelo toma directamente el valor asintótico.

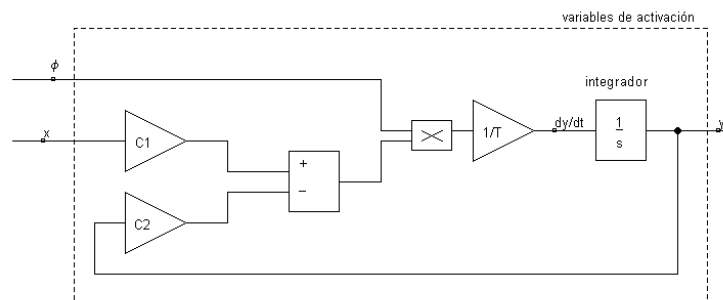


Figura 4.5: Diagrama de las variables de activación

Corrientes

Una vez generadas las variables de activación, basta con realizar el producto entre ciertas señales para obtener las distintas corrientes. Esto es:

$$I_i = g_i \rho a_i (V - V_i)$$

El diagrama de bloques se puede ver en la figura 4.6.

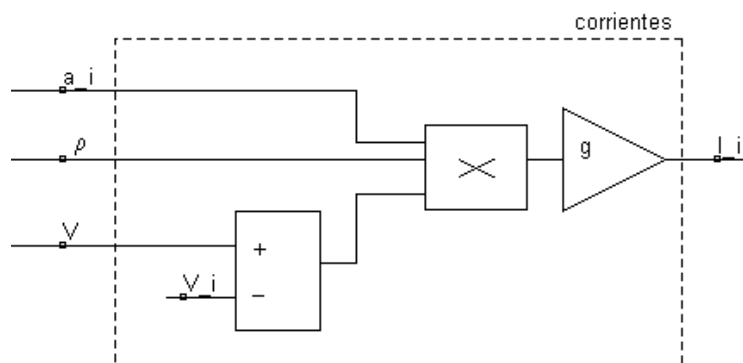


Figura 4.6: Diagrama de las corrientes

4.3.3. Generación del potencial de membrana

Una vez generadas las corrientes de polarización se puede obtener el potencial de membrana V utilizando un integrador. Aquí entra en juego como un sumando más el parámetro I_{ext} , fijado externamente. Se puede ver el diagrama de bloques de la ecuación involucrada en la figure 4.7. Se observa que ésta, al igual que las ecuaciones de las variables de activación, es una ecuación diferencial lineal, con las distintas corrientes como entradas.

$$C\dot{V} = -g(V - V_1) - I_d - I_r - I_{sd} - I_{sr} - I_{ext}$$

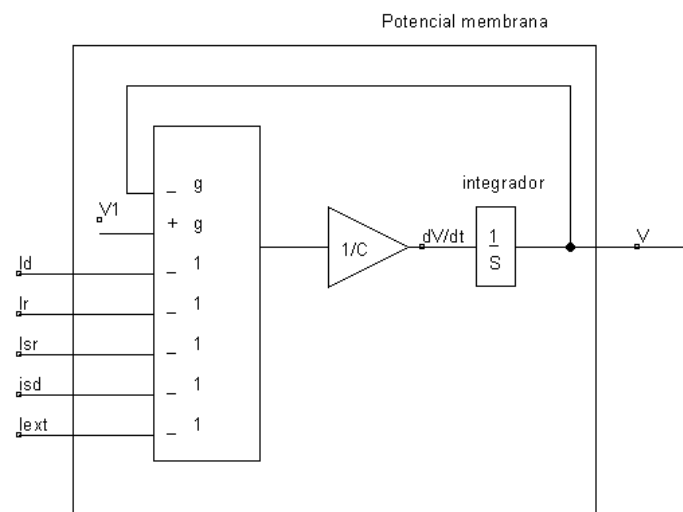


Figura 4.7: Generación del potencial de membrana V .

Se deberá contar entonces con bloques electrónicos que realicen las siguientes funciones básicas:

- Potencial
- Sigmoide
- Sumador/Restador
- Amplificador
- Integrador
- Multiplicador

En la siguiente sección se hará un estudio de las señales involucradas de forma de obtener el rango (tanto en amplitud como en frecuencia) en los que deben funcionar estos bloques.

4.4. Caracterización de las señales

Con el objetivo de reconocer las restricciones que deben de tenerse a la hora del diseño eléctrico del circuito, se caracterizaron las señales involucradas mediante las simulaciones. Las características importantes a relevar son las que pueden influir en el comportamiento de los bloques, debido a sus no-idealidades, siendo las más importantes el rango de amplitud de señal y el rango de frecuencias. Para relevar la rapidez y visualizar la frecuencia de las componentes más importantes, se estudió el espectro de las señales obtenidas mediante las simulaciones numéricas realizando la transformada discreta de Fourier. Debido a que la frecuencia de muestreo limita el ancho de banda a visualizar en la transformada discreta, se utilizó un paso de simulación lo suficientemente pequeño para abarcar todo el espectro de la señal.

Las señales a estudiar son:

- El potencial de membrana (V) y su derivada (\dot{V})
- Las corrientes de ionización (I_d , I_r , I_{sd} , I_{sr})
- Las variables de activación (a_d , a_r , a_{sd} , a_{sr}) y sus derivadas (\dot{a}_r , \dot{a}_{sd} , \dot{a}_{sr}).
- Las variables de activación asintóticas ($a_{r\infty}$, $a_{sd\infty}$)

En la tabla 4.1 se muestra los valores máximos y mínimos que toman las señales de interés al variar el parámetro temperatura.

T=	6°C		15°C		25°C		30°C		35°C	
señal	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max
$V(mV)$	-72,86	13,71	-72,00	9,14	-68,43	0,46	-70,76	-4,59	-76,39	-40,39
$\dot{V}(V/s)$	-33,90	43,55	-44,39	54,49	-59,22	64,01	-66,65	64,60	-1,89	0,77
$I_d(\mu A/cm^2)$	-54,81	0,00	-69,36	0,00	-90,24	0,00	-102,9	0,00	-3,68	0,00
$I_r(\mu A/cm^2)$	0,15	51,18	0,00	69,39	0,00	97,73	0,01	115,64	-0,07	2,67
$I_{sd}(\mu A/cm^2)$	-9,48	-2,48	-12,28	-2,31	-15,28	-2,16	-16,89	-2,06	-14,16	-1,53
$I_{sr}(\mu A/cm^2)$	1,50	9,25	1,62	12,31	2,87	14,03	2,96	13,67	2,85	13,70
a_d	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	0,99	0,00	0,02
a_r	0,00	0,59	0,00	0,63	0,00	0,69	0,00	0,71	0,00	0,02
a_{sd}	0,32	0,53	0,11	0,56	0,07	0,57	0,06	0,57	0,04	0,48
a_{sr}	0,36	0,37	0,28	0,43	0,27	0,44	0,26	0,46	0,25	0,62
$a_{r\infty}$	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00	0,99	0,00	0,02
$a_{sd\infty}$	0,05	0,99	0,05	0,99	0,07	0,97	0,06	0,96	0,04	0,49
$\dot{a}_r(s^{-1})$	-35,12	57,66	-98,07	149,0	-296,2	403,9	-503,9	633,6	-2,91	1,88
$\dot{a}_{sd}(s^{-1})$	-5,68	6,75	-15,63	20,11	-43,48	53,64	-69,33	81,82	-26,56	13,88
$\dot{a}_{sr}(s^{-1})$	-0,20	0,32	-0,52	1,31	-1,75	5,86	-3,32	12,18	-9,53	12,07

Tabla 4.1: Máximos y mínimos de las señales a diferentes temperaturas.

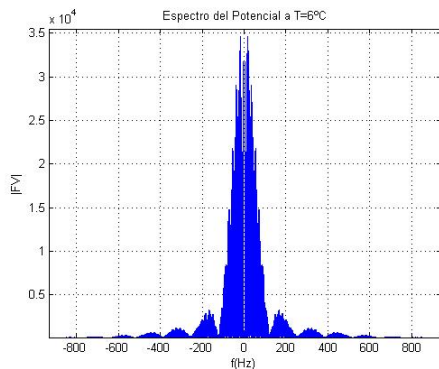
Para hallar el rango de amplitudes se simuló el circuito para varias temperaturas calculando el máximo y el mínimo de cada señal. El modelo debe ser capaz de representar el mayor máximo y el menor mínimo de cada una de las señales.

Una vez decidido que estas señales serán representadas por voltajes y que la alimentación será de $\pm 15V$ (ver sección C.1), se decidió escalar las señales de forma que puedan ser representadas entre estos niveles de tensión. De esta forma, $1V$ del circuito analógico representa el valor indicado en la tabla 4.2 para las distintas señales.

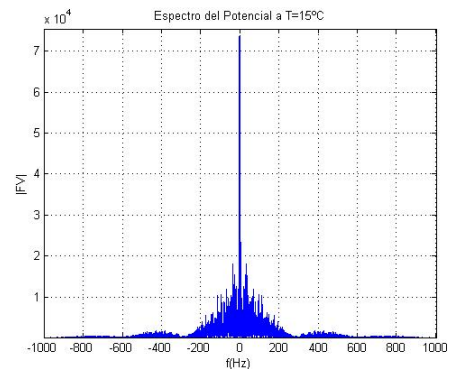
Señal	Escala
V	$10mV/cm^2$
I_d	$10\mu A/cm^2$
I_r	$10\mu A/cm^2$
I_{sd}	$10\mu A/cm^2$
I_{sr}	$10\mu A/cm^2$
a_d	1
a_r	1
a_{sd}	1
a_{sr}	1
$a_{r\infty}$	1
$a_{sd\infty}$	1

Tabla 4.2: Escala de las señales.

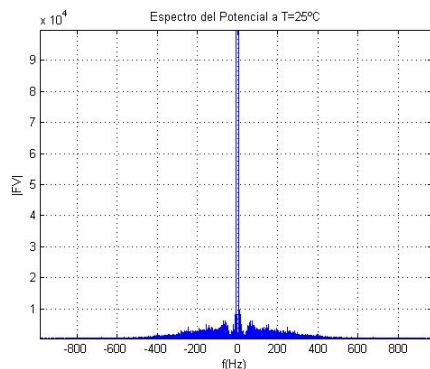
Tanto las derivadas de las variables de activación como la derivada del potencial de membrana no son representadas en el circuito, sino que aparece una señal proporcional a éstas en la entrada a un bloque integrador. Esta relación es la constante de tiempo (RC) del integrador, la cual toma valores muy pequeños. Mediante las muestras correspondientes a las simulaciones de la señal V para diferentes valores del parámetro Temperatura se realizaron las respectivas FFT, obteniendo los siguientes espectros.



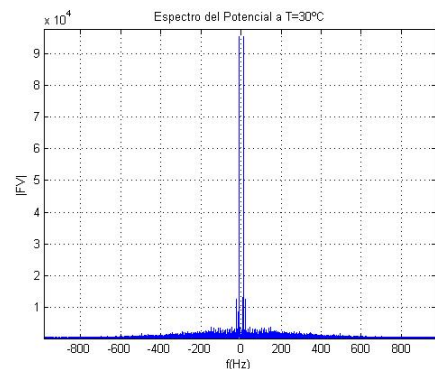
(a) Espectro del potencial de membrana a 6°C.



(b) Espectro del potencial de membrana a 15°C.



(c) Espectro del potencial de membrana a 25°C.



(d) Espectro del potencial de membrana a 30°C.

Figura 4.8: Espectro del potencial de membrana a diferentes temperaturas.

Como se puede observar en la figura 4.8, se puede afirmar que el ancho de banda del potencial de membrana está por debajo de $1kHz$. Realizando este mismo procedimiento para las demás señales se obtuvieron los resultados que se muestran en la tabla 4.3.

Señal	Ancho de Banda (kHz)
V	1,00
\tilde{V}	1,00
I_d	1,00
I_r	1,00
I_{sd}	0,20
I_{sr}	0,20
a_d	1,00
a_r	0,50
a_{sd}	0,10
a_{sr}	0,10
$a_{r\infty}$	1,00
$a_{sd\infty}$	0,30
\dot{a}_r	1,00
\dot{a}_{sd}	0,50
\dot{a}_{sr}	0,30

Tabla 4.3: Ancho de banda de las señales.

Se puede apreciar que el ancho de banda de las señales no supera $1kHz$. Esto es un valor bajo para los componentes con los que se trabaja normalmente, por lo que se podría decir que es un sistema que no trabaja a alta frecuencia.

4.5. Diagrama general

Una vez que se tienen los rangos de todas las señales de interés se realizó un diagrama con todos los bloques a realizar con los rangos correspondientes a las señales de entrada y salida de cada uno de ellos.

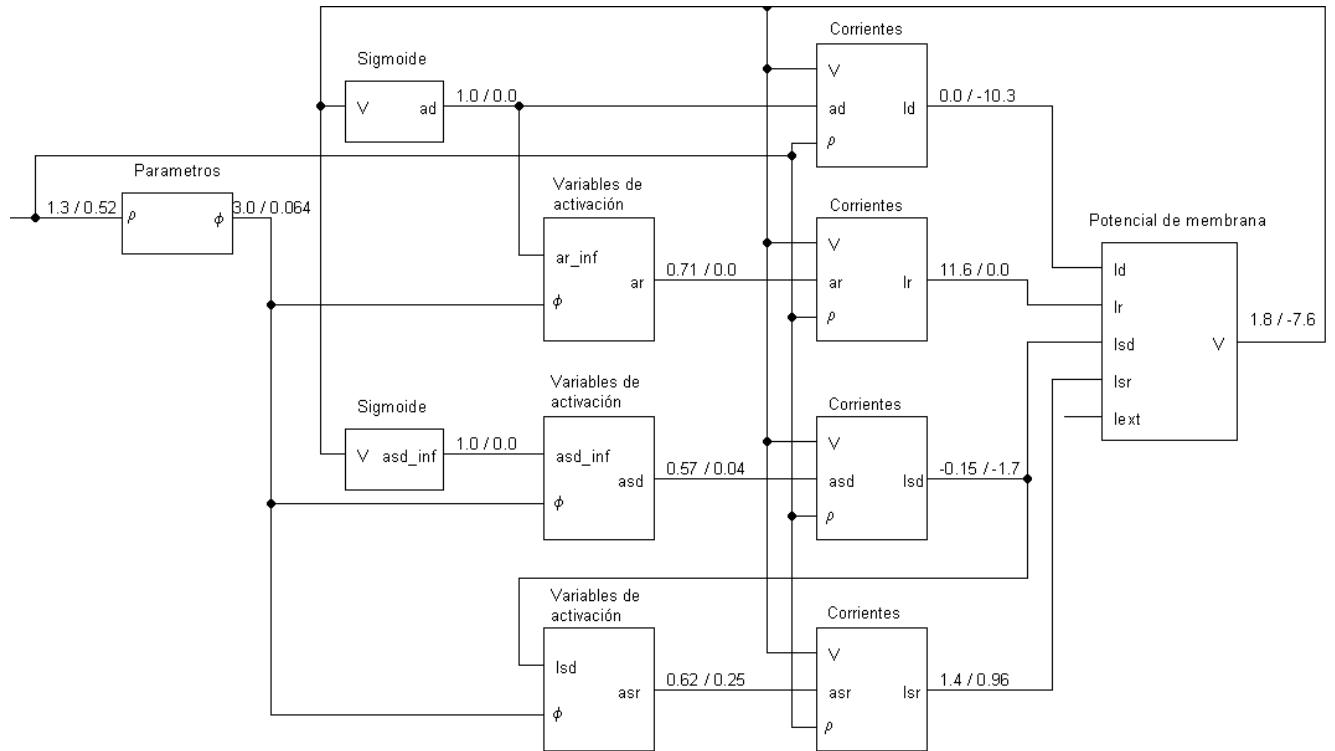


Figura 4.9: Diagrama de bloques general con rango de voltajes, representados por máx/mín.

Capítulo 5

Diseño del circuito

Una vez que se tiene el diagrama de bloques del sistema y se poseen los requerimientos *entrada-salida* de cada bloque se pasará al diseño del circuito. Para el diseño de cada bloque se debe tener en cuenta:

Relación entrada-salida Es la respuesta esperada por el circuito.

Rangos dinámicos de las señales involucradas Los rangos de amplitudes de las señales son importantes debido a que pueden estar limitados. Los valores de alimentación del circuito o los rangos de entrada de algunos componentes son ejemplos de factores que limitan los rangos dinámicos de señales. En algunos casos puede ser necesario pre-amplificar las señales por este motivo.

Limitaciones en frecuencia y rango de frecuencia de trabajo Se debe conocer en que porción del espectro se encuentran las señales para manejar los factores que influyen en este sentido. Por ejemplo los polos que poseen los operacionales en alta frecuencia.

Restricciones que poseen las componentes a utilizar Los rangos de señales, offsets, banda de frecuencia, etc. En algunos casos puede ser que el diseño del circuito imponga condiciones a los componentes a utilizar. Un ejemplo de esto es la condición para los operacionales de soportar rango completo a la entrada o salida (*rail to rail*).

Antes de presentar el procedimiento de diseño se harán algunas aclaraciones respecto a la notación y nomenclatura a utilizar a lo largo del texto. Para diferenciar los tipos de señales, es decir, *gran señal*, *pequeña señal* y *continua* se utilizará el siguiente criterio: minúscula-mayúscula, minúscula-minúscula y mayúscula-mayúscula respectivamente para señal-subíndice. Por ejemplo, la corriente por la base de un transistor podría ser i_B , i_b y I_B según fuera en *gran señal*, *pequeña señal* o *continua*. Además se reservarán los subíndices b , e y c para las bases, emisores y colectores de los transistores. Cuando no haya dualidad también se utilizará el nombre de la componente para representar las señales que involucran a las misma, por ejemplo i_{R_4} será la corriente por la resistencia R_4 ; en caso de aparecer otras referencias específicas se marcará en el circuito la respectiva señal.

5.1. Alimentación y referencias de tensión

En esta sección se presentará los criterios diseño y requerimientos de la fuente de alimentación del circuito y las referencias de tensión. Los detalles se encuentran en el anexo C.

5.1.1. Alimentación

En este caso el circuito es un oscilador que no presenta entradas. Por lo tanto debe de funcionar correctamente solo con la fuente de alimentación (se podría pensar que los parámetros son entradas aunque ellos también son generados a través de la alimentación). Por lo tanto la fuente de alimentación juega un rol importante por varias razones:

- Debe de poder soportar el máximo consumo esperado para el circuito.
- Marca el máximo rango dinámico de las señales involucradas lo cual es importante predecir para no obtener saturaciones inesperadas.
- Debe ser lo más estable e invariante en el tiempo posible ya que a través de ella se fijan algunas referencias de tensión o parámetros que son constantes en las ecuaciones.
- Puede ser una fuente importante de ruido ya que llega a la mayoría de los nodos del circuito.

Se decidió alimentar el circuito con $V_{CC} = \pm 15V$ debido a que son valores standard que permiten tener gran variedad de componentes y un rango dinámico adecuado para el rango de señales involucradas¹.

Se implementó mediante un rectificador de onda completo clásico seguido de un 7815 y un 7915, por más detalles ver anexo C.1.

5.1.2. Referencias de tensión

En las ecuaciones del sistema aparecen muchas constantes las cuales se traducirán en el circuito en ciertas referencias de tensión. Para generar estas referencias se decidió implementarlas mediante dos referencias generales (una positiva y otra negativa, $\pm V_{ref} = \pm 11V$) y luego amplificarlas para obtener los valores deseados. Es importante que estas referencias sean lo más estables e invariantes en el tiempo posible por lo que se decidió generarlas a partir de un diodo zener. Como contrapartida se obtiene un consumo mucho mayor. Por detalles en la construcción ver anexo C.2.

5.2. Parámetros

5.2.1. Parámetro - I_{ext}

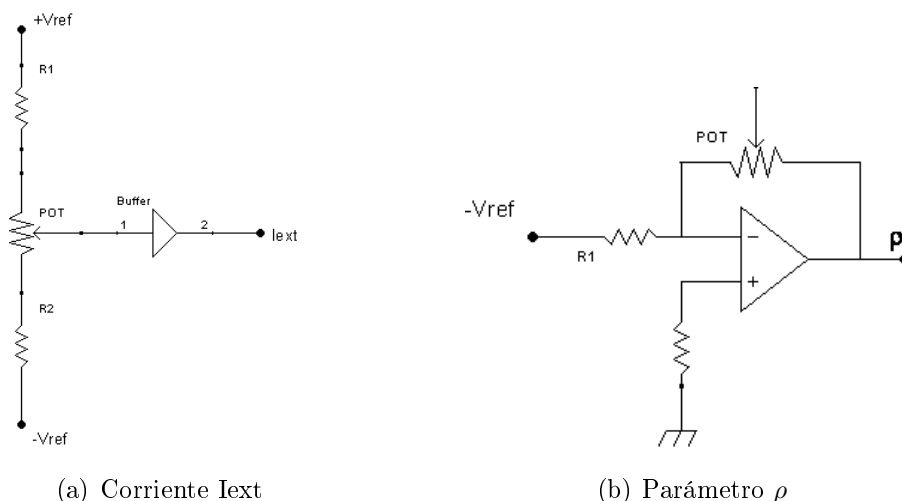
Uno de los parámetros de las ecuaciones es la corriente externa I_{ext} la cual provoca parte de las bifurcaciones del sistema. El rango de interés de este parámetro es,

$$-0,1V \leq I_{ext} \leq 1,4V$$

Se debe de poder fijar una señal constante en este rango que represente esta corriente. Esto se implementó mediante un divisor resistivo variable entre $\pm V_{ref}$ y un buffer. El circuito es el de la figura 5.1a. Se fijó,

$$\begin{array}{|l} R_{pot} = 10k\Omega \\ R_1 = 12k\Omega \\ R_2 = 12k\Omega \end{array} \Rightarrow -3,24V \leq I_{ext} \leq 3,24V$$

¹Recordar que las ecuaciones se re-escalaron para que todas las señales quedaran en este rango.

Figura 5.1: Parámetros I_{ext} y ρ

5.2.2. Parámetro - ρ

Ahora se pasará al diseño del circuito que genera el parámetro ρ . Es análogo que para la corriente I_{ext} pero con un rango de:

$$0,52V \leq \rho \leq 1,3V$$

Se puede ver que no toma valores negativos por lo que se hará una variante al caso anterior. Se utilizará un amplificador inversor de ganancia variable (Circuito figura 5.1b). Esta configuración permite variar desde 0 hasta el valor $V_{out} = -V_{ref} \frac{R_{pot}^{max}}{R_1}$.

Debido a que los rangos dinámicos de las señales ρ y ϕ son pequeños, lo que provoca tener poca resolución a la hora de fijar los mismos, en vez de trabajar con la señal ρ se decidió trabajar con la señal $1,3\rho$ que posee un rango más amplio. Por lo tanto se deberá generar $1,3\rho$ cuyo rango es,

$$0,67V \leq 1,3\rho \leq 1,69V$$

¿Qué cambia a la hora del diseño del circuito? Básicamente nada, solo se debe tener en cuenta que en vez de tener la señal ρ distribuida por el circuito se tiene $1,3\rho$, y ver como se propaga esta diferencia en cada bloque. Además esto cambia la señal ϕ a 3ϕ y por lo tanto su rango (ver sección 6.1).

Con estas consideraciones se fijaron los valores:

$R_1 = 56k\Omega$ $R_{pot} = 10k\Omega$

5.3. Bloques Básicos

5.3.1. Sumador-restador

Para sumar o restar las señales se utilizaron las configuraciones de la figura 5.2.

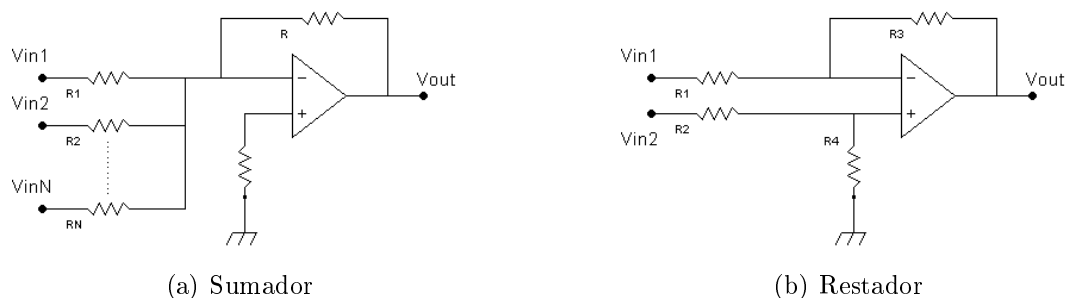


Figura 5.2: Sumador-Restador

La respuesta de la primera configuración, en donde se considera que el circuito tiene N entradas, es

$$v_{out} = - \left(\frac{R}{R_1} v_1 + \dots + \frac{R}{R_N} v_N \right)$$

Observar que según el valor de R_i se puede ponderar la suma a realizar lo que será utilizado a la hora de ajustar los parámetros de las ecuaciones.

Para la segunda configuración se tiene la respuesta,

$$v_{out} = \frac{R_1 + R_4}{R_2 + R_3} \frac{R_3}{R_1} v_{in2} - \frac{R_3}{R_1} v_{in1}$$

si se verifica $R_1 = R_2$ y $R_3 = R_4$, la respuesta se transforma en,

$$v_{out} = \frac{R_3}{R_1} (v_{in2} - v_{in1})$$

una resta de señales amplificadas por el factor $\frac{R_3}{R_1}$. Aquí se ve que se necesita un apareamiento mayor entre componentes por lo que en la mayoría de los casos para sumar las señales se utiliza la primera configuración.

5.3.2. Integrador

Otros de los bloques a implementar es el integrador. En todos los casos en donde aparece este bloque se utilizó el circuito de la figura 5.3 para implementarlo.

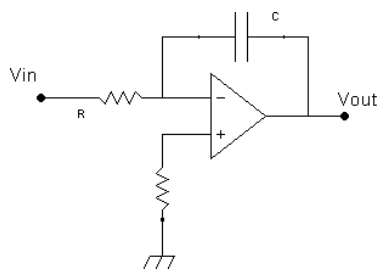


Figura 5.3: Integrador

La transferencia de este circuito es

$$H(s) = \frac{1}{RCs}$$

cuya respuesta temporal es

$$v_{out} = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_{in}(s) ds$$

Observar que no se realimenta con una resistencia en paralelo al capacitor ya que siempre se utilizará realimentado (habrá algún lazo de realimentación que lo estabilice). Se utiliza en el integrador la realimentación con resistencia cuando se trabaja con él en lazo-abierto ya que en continua el capacitor es un circuito abierto, provocando que el operacional no esté realimentado y, con un mínimos offset, la saturación del mismo.

5.3.3. Multiplicador

Otra de las operaciones que aparecen en las ecuaciones es la multiplicación entre variables y parámetros. Por lo tanto se debe implementar un circuito que realiza la multiplicación de dos señales. En primer lugar se evaluó la opción de diseñar un circuito con esta respuesta. Algunos circuitos que resuelven esto pueden ser el multiplicador de cuatro cuadrantes de Hilbert o algunos que utilizan la misma propiedad utilizada en el circuito *Potencial*, es decir, a través del logaritmo de las señales. En todas estas implementaciones surgen problemas del signo que pueden tomar las señales (esto lo soluciona el multiplicador de Gilbert) o de los rango dinámicos de las señales involucradas, que están limitados. Dado que esta operación aparece en varias oportunidades en las ecuaciones y es difícil evaluar de antemano con cuánta precisión se iba a poder implementar se decidió buscar un integrado que realice esta operación con precisión.

Por lo tanto se buscó un integrado que realice la multiplicación de dos señales con las siguientes condiciones:

- Buen rango dinámico tanto a la entrada como a la salida
- Cuatro cuadrantes
- Buena precisión

Se utilizó el integrado *AD633* (Analog Multiplier) de *Analog Devices*. Un esquemático del integrado se puede ver en la figura 5.4 y la respuesta en la ecuación 5.1.

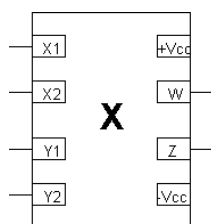


Figura 5.4: Esquemático Multiplicador

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z \quad (5.1)$$

Las características más relevantes que posee son: rango dinámico de $\pm 10V$ para cada par de entradas y de $\pm 11V$ a la salida, alimentación de $\pm 15V$, banda de frecuencia de $1MHz$ y una precisión del entorno del 1%.

5.4. Bloques

5.4.1. Potencial - x^a (Parámetro ϕ y temperatura T)

En la sección anterior se observó que uno se puede independizar de la temperatura ya que la misma influye únicamente a través de los parámetros ρ y ϕ . La relación entre estas dos señales es de la forma,

$$\phi(\rho) = \rho^{4,187} \quad (5.2)$$

Dado que la señal ρ se fijará mediante el circuito de la figura 5.1a, se debe diseñar un circuito cuya respuesta sea como la ecuación 5.2 para obtener la señal ϕ . El diseño del circuito se extrajo de [10] en donde se presenta una solución para este problema. La solución se basa en la propiedad,

$$k \log(a) = \log(a^k)$$

y se puede ver como se utiliza en la figura 5.4.1.

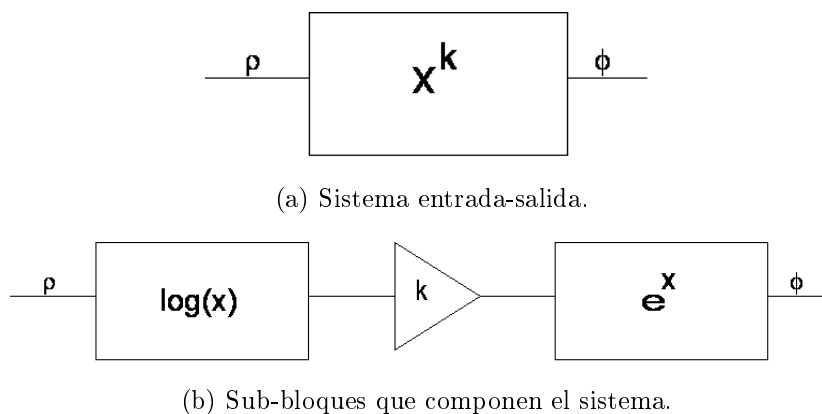


Figura 5.5: Diagrama de bloques del sistema.

Se pueden distinguir 3 etapas diferentes. La etapa de amplificación es la que determina el exponente (k). El circuito es el de la figura 5.6, en donde se delimitaron cada uno de los sub-bloques. Los nodos de entrada-salida de cada sub-bloque son los $\rho - V'_O$, $V'_O - V$ y $V - \phi$ respectivamente, para el logaritmo, amplificador y exponencial.

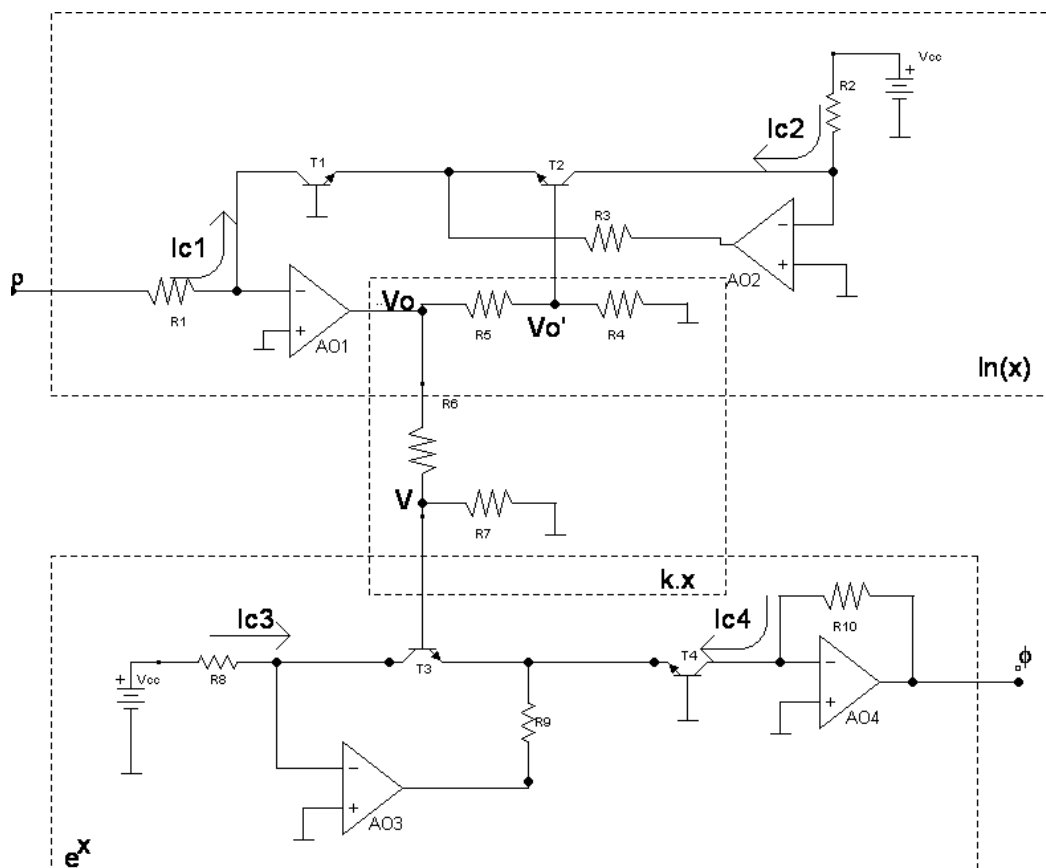


Figura 5.6: Circuito Potencial extraído de [10].

Suponiendo que todos los transistores se encuentran en zona activa se tiene,

$$\left. \begin{aligned} i_{C1} &= I_{C1} = \frac{v_p}{R_1} \\ i_{C1} &= I_{S1} e^{\frac{v_{be1}}{V_{T1}}} \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_{be1} = V_{T1} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{C2} &= I_{C2} = \frac{V_{CC}}{R_2} \\ i_{C2} &= I_{S2} e^{\frac{v_{be2}}{V_{T2}}} \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_{be2} = V_{T2} \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right)$$

Además se tiene la malla,

$$V_{O'} = v_{be2} - v_{be1}$$

por lo tanto,

$$V_{O'} = V_{T2} \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) - V_{T1} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right)$$

Si se cumple $V_{T1} = V_{T2}$ entonces,

$$V_{O'} = V_{T1,2} \ln \left(\frac{V_{CC} R_1 I_{S1}}{R_2 v_p I_{S2}} \right)$$

además si $i_{b2} \ll i_{R_{4,5}}$ se cumple que $V_{O'}$ es un divisor resistivo de V_O y por lo tanto,

$$V_O = \frac{R_4 + R_5}{R_4} V_{O'} \Rightarrow$$

$$V_O = \frac{R_4 + R_5}{R_4} V_{T_{1,2}} \ln \left(\frac{V_{CC} R_1 I_{S_1}}{R_2 v_\rho I_{S_2}} \right) \quad (5.3)$$

Lo mismo ocurre con V_O y V si la corriente que toma el transistor T_3 es despreciable, lo que es equivalente a que las etapas son independientes y el valor de V no influye en el comportamiento del último bloque. Se tiene por tanto la relación $V = V(v_\rho)$,

$$V = \frac{R_7}{R_6 + R_7} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4} \cdot V_{T_{1,2}} \ln \left(\frac{V_{CC} R_1 I_{S_1}}{R_2 v_\rho I_{S_2}} \right) \quad (5.4)$$

Ahora resta ver cual es la relación entre v_ϕ y V , en donde el análisis de esta etapa es básicamente igual al anterior.

$$V - v_{be_3} + v_{be_4} = 0$$

$$V = V_{T_3} \ln \left(\frac{I_{C_3}}{I_{S_3}} \right) - V_{T_4} \ln \left(\frac{I_{C_4}}{I_{S_4}} \right)$$

y asumiendo como en el caso anterior $V_{T_3} = V_{T_4}$,

$$\begin{aligned} V = V_{T_{3,4}} \ln \left(\frac{V_{CC} R_{10} I_{S_4}}{R_8 v_\phi I_{S_3}} \right) &= -V_{T_{3,4}} \ln \left(\frac{R_8 v_\phi I_{S_3}}{V_{CC} R_{10} I_{S_4}} \right) \Rightarrow \\ v_\phi &= \frac{V_{CC} R_{10} I_{S_4}}{R_8 I_{S_3}} e^{-\frac{V}{V_{T_{3,4}}}} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Uniendo las ecuaciones 5.4 y 5.5 se obtiene la relación final entrada-salida entre ρ y ϕ ,

$$\begin{aligned} v_\phi &= \frac{V_{CC} R_{10} I_{S_4}}{R_8 I_{S_3}} e^{-\frac{R_7}{R_6 + R_7} \frac{R_4 + R_5}{R_4} \frac{V_{T_{1,2}}}{V_{T_{3,4}}} \ln \left(\frac{V_{CC} R_1 I_{S_1}}{R_2 v_\rho I_{S_2}} \right)} \\ &= \frac{V_{CC} R_{10} I_{S_4}}{R_8 I_{S_3}} e^{\ln \left(\left(\frac{R_2 v_\rho I_{S_2}}{V_{CC} R_1 I_{S_1}} \right)^{\frac{R_7}{R_6 + R_7} \frac{R_4 + R_5}{R_4} \frac{V_{T_{1,2}}}{V_{T_{3,4}}}} \right)} \\ &= \frac{V_{CC} R_{10} I_{S_4}}{R_8 I_{S_3}} \left(\frac{R_2 I_{S_2}}{V_{CC} R_1 I_{S_1}} v_\rho \right)^{\frac{R_7}{R_6 + R_7} \frac{R_4 + R_5}{R_4} \frac{V_{T_{1,2}}}{V_{T_{3,4}}}} \\ v_\phi &= \frac{V_{CC} R_{10} I_{S_4}}{R_8 I_{S_3}} \left(\frac{R_2 I_{S_2}}{V_{CC} R_1 I_{S_1}} v_\rho \right)^{\frac{R_7}{R_6 + R_7} \frac{R_4 + R_5}{R_4} \frac{V_{T_{1,2}}}{V_{T_{3,4}}}} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Como se puede ver en la ecuación 5.6, hay una dependencia de los parámetros V_T e I_S de los transistores en la relación *entrada-salida*. Esto no es deseado ya que los mismos son sensibles a las condiciones en que se encuentra inmerso el sistema; fundamentalmente la temperatura. Para lograr independencia de estos parámetros basta observar que se encuentran de a parejas en la ecuación, más precisamente se pueden identificar las relaciones $\frac{I_{S_4}}{I_{S_3}}$, $\frac{I_{S_2}}{I_{S_1}}$ y $\frac{V_{T_{1,2}}}{V_{T_{3,4}}}$ que se desean simplificar. De esta manera se debe cumplir,

$$\boxed{\begin{array}{l} I_{S_1} = I_{S_2} \\ I_{S_3} = I_{S_4} \end{array}}$$

$$V_{T_{1,2}} = V_{T_{3,4}} \quad \Rightarrow \quad \boxed{V_{T_1} = V_{T_2} = V_{T_3} = V_{T_4}}$$

Para lograr la igualdad entre estos parámetros se utilizó el integrado *MMPQ3904* que posee 4 transistores iguales construidos sobre la misma porción de silicio. Esto garantiza tener las mismas

características de materiales y estar en contacto térmico, y en consecuencia los mismos parámetros. Bajo estas condiciones la ecuación 5.6 se transforma en,

$$v_\phi = \frac{V_{CC}R_{10}}{R_8} \left(\frac{R_2}{V_{CC}R_1} v_\rho \right)^{\frac{R_7}{R_6+R_7} \frac{R_4+R_5}{R_4}}$$

Por lo tanto para llegar a la relación 5.2 se debe verificar,

$$\frac{V_{CC}R_{10}}{R_8} = 1 \quad (5.7)$$

$$\frac{R_2}{V_{CC}R_1} = 1 \quad (5.8)$$

en donde,

$$k = \frac{R_7}{R_6 + R_7} \frac{R_4 + R_5}{R_4} \quad (5.9)$$

De las relaciones 5.7 y 5.8 y utilizando que $V_{CC} = 15V$ se escogió,

$$\boxed{\begin{array}{ll} R_1 = 100k\Omega & R_2 = 1,5M\Omega \\ R_8 = 1,5M\Omega & R_{10} = 100k\Omega \end{array}} \quad (5.10)$$

Para la relación 5.9 se eligió,

$$\boxed{\begin{array}{ll} R_4 = 1k\Omega & R_5 = 8,2k\Omega \\ R_6 = 1,2k\Omega & R_7 = 1k\Omega \end{array}} \quad (5.11)$$

Una vez establecido los valores de las componentes se deben verificar las hipótesis asumidas en el diseño. Las dos más importantes fueron que las corrientes por las bases de T_2 y T_3 son despreciables.

$$i_{b2} \ll i_{R4,5} \quad (5.12)$$

$$i_{b3} \ll i_{R6,7} \quad (5.13)$$

En primer lugar observar que las corrientes por las bases de T_2 y T_3 son constantes (independientes del valor de entrada v_ρ). Esto se debe a que $i_b \simeq i_C/\beta$, ya que ambos transistores se encuentran en activa, y a que las corrientes de colector I_{C2} e I_{C3} son constantes. Considerando un peor caso se obtiene que,

$$i_b^{max} = \frac{i_C}{\beta^{min}}$$

en donde $\beta^{min} = 40$ para estos transistores. Por lo tanto,

$$i_{b2,3} = \frac{V_{CC}}{R_{2,8}\beta^{min}} = 250nA$$

Observar qué sucede si se estiman las corrientes $i_{R4,5}$ e $i_{R6,7}$. El rango de entrada es,

$$0,67V \leq v_\rho \leq 1,69V$$

Si se evalúa cual es el valor del nodo $V_{O'}$ para los extremos se obtiene,

$$V_{O'} |_{v_\rho=0,67V} = 10,0mV$$

$$V_{O'} |_{v_\rho=1,69V} = -13,1mV$$

Se observa que hay un cambio de signo de la tensión $V_{O'}$ y por lo tanto de la corriente i_{R_4} (ya que las corrientes por las bases eran constantes), lo cual implica que la misma es nula para algún valor de entrada; para $v_p = 1$ se tiene $V_{O'} = 0$ e $i_{R_4} = 0$. Por lo tanto la relación 5.12 no se verifica, sin embargo se verá de todos modos con un poco más de análisis que la respuesta del circuito es la deseada.

Se estudiará cuál es la relación en la etapa de amplificación, es decir, entre los nodos $V_{O'}$ y V sin despreciar las corrientes por las bases de T_2 y T_3 . Esto se reduce a estudiar el circuito de la figura 5.7. Al aplicar nudos en los nodos $V_{O'}$ y V se obtienen las relaciones,

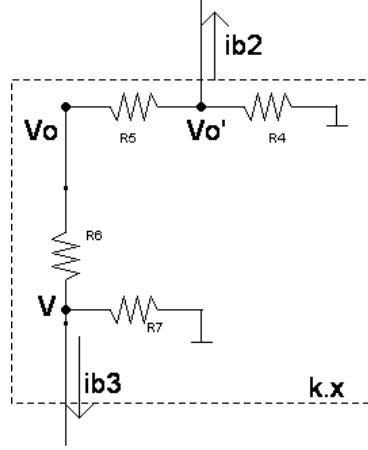


Figura 5.7: Etapa de Amplificación

$$\frac{(V_O - V_{O'})}{R_5} = \frac{V_{O'}}{R_4} + i_{b_2} \quad (5.14)$$

$$\frac{(V_O - V)}{R_6} = \frac{V}{R_7} + i_{b_3} \quad (5.15)$$

despejando y sustituyendo se llega a la relación buscada,

$$V = V_O \left(\frac{R_7}{R_6 + R_7} \frac{R_4 + R_5}{R_4} \right) + \frac{R_7}{R_6 + R_7} (R_5 i_{b_2} - R_6 i_{b_3}) \quad (5.16)$$

La misma es de la forma,

$$V = kV_O + \frac{R_7}{R_6 + R_7} (R_5 i_{b_2} - R_6 i_{b_3})$$

en donde se puede identificar la relación,

$$V = kV_O$$

que se busca, más el término,

$$\varepsilon = \frac{R_7}{R_6 + R_7} (R_5 i_{b_2} - R_6 i_{b_3}) \quad (5.17)$$

Ahora se debe verificar que dicho factor es despreciable. Esto se cumple si las resistencias R_5 y R_6 son iguales; en nuestro diseño,

$$\left. \begin{array}{l} R_5 = 8,2k\Omega \\ R_6 = 1,2k\Omega \\ \frac{R_7}{R_6 + R_7} = 0,455 \end{array} \right\} \Rightarrow \varepsilon_{max} \approx \frac{7}{2} k\Omega i_b = \frac{7}{2} k\Omega 250nA = 1mV \Rightarrow \varepsilon^{max} \approx 1mV$$

Se verá cómo influye esta diferencia a la salida. Recordar que la etapa final realiza la exponencial del nodo V a menos del factor V_T , es decir,

$$v_\phi = e^{\frac{-V}{V_T}} = e^{\frac{-(kV_O + \varepsilon)}{V_T}} = e^{\frac{-kV_O}{V_T}} \cdot e^{\frac{-\varepsilon}{V_T}}$$

Considerando el mayor error ε^{max} que se estimó,

$$v_\phi \approx e^{\frac{-kV_O}{V_T}} \cdot e^{\frac{-1mV}{25mV}} = e^{\frac{-kV_O}{V_T}} \cdot e^{-0,04} \approx e^{\frac{-kV_O}{V_T}}$$

la cual es igual a la ecuación 5.5.

Lo que ocurre en el circuito es una compensación entre las corrientes de base; como ambas son del mismo orden y van en sentidos opuestos, esto provoca que la etapa de amplificación responda de manera adecuada.

Temperatura T

A pesar de que uno puede independizarse del parámetro temperatura T es deseable poder medir en qué valor se encuentra el mismo para los diferentes valores de ρ . Esto se debe a que la mayoría de los análisis que se realizan son en función de la temperatura T (en particular los diagrama de bifurcaciones). Además como las relaciones entre T y $\rho - \phi$ son del tipo exponencial se debe tener cuidado en la propagación de errores entre estas variables; conocer el valor de T es una manera de cuantificar estos errores.

Para obtener el valor de la temperatura T se utilizará el nodo V_O del circuito potencial (figura 5.6). Recordando que la primera etapa realiza el logaritmo de la señal ρ (ecuación 5.3) y la relación $\rho(T)$ se tiene,

$$\left. \begin{aligned} V_O &= \frac{R_4 + R_5}{R_4} V_T \ln \left(\frac{1}{v_\rho} \right) \\ \rho &= 1,3 \frac{T - T_0}{10^\circ C} \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_O = -0,063 \ln \left(1 + \frac{T - T_0}{10^\circ C} \right) \quad (5.18)$$

en donde se utilizaron los valores de los componentes elegidos y que $T_0 = 25^\circ C$. Se puede ver que la relación es lineal con la temperatura T . Por lo tanto con una amplificación y una referencia se puede ajustar la salida. Se utilizó el circuito de la figura 5.8.

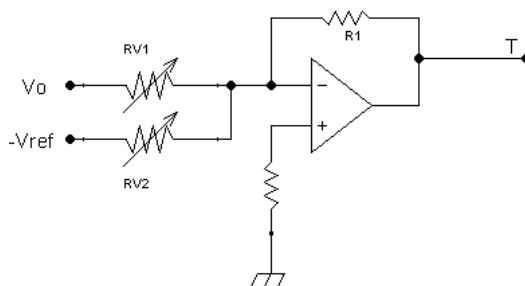


Figura 5.8: Circuito Parámetro T

De la ecuación 5.18 y de la respuesta del circuito se tiene,

$$\left. \begin{aligned} T &= 1,5 - 15,9V_O \\ T &= -\left(\frac{R_3}{R_1} V_O + \frac{R_3}{R_2} (-V_{ref}) \right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} R_1^{pot} = 1k\Omega \\ R_2^{pot} = 100k\Omega \\ R_3 = 5k\Omega \end{array}$$

5.4.2. Sigmoide

Como se vio en la sección 4.3.2 en varias de las ecuaciones del problema aparecen relaciones entre las variables de la forma:

$$y = s(x) = \frac{1}{1 + e^{-kx}} \quad (5.19)$$

Esta función, llamada *sigmoide*, (a partir de ahora se denotará como $s(x)$) representa la apertura y cierre de los canales de ionización y aparece en las llamadas *variable de activación asintóticas* (ver sección 2.2.1) y son las siguientes:

$$\boxed{\begin{array}{l} a_d = \frac{1}{1 + e^{-s_d(V - V_d)}} \quad a_{r\infty} = \frac{1}{1 + e^{-s_r(V - V_r)}} \\ a_{sd\infty} = \frac{1}{1 + e^{-s_{sd}(V - V_{sd})}} \end{array}} \quad \text{Sigmoides} \quad (5.20)$$

Se debe diseñar un circuito con una relación entrada-salida como 5.19. Dado que no se conoce de antemano un circuito con esta respuesta, primero se trató de aproximar la misma por una respuesta similar que tuviera una sencilla implementación. En primer lugar surge la idea de una función del tipo saturación, la cual es fácilmente implementable mediante un operacional saturado. Para validar dicha aproximación se apeló a las simulaciones numéricas del circuito cambiando las correspondientes sigmoides por saturaciones. Las mismas parten de cero, tienen una pendiente constante igual al valor de la derivada de la sigmoide en el punto medio, es decir, cuando la misma vale 1/2 y terminan en uno (ver figura 4.4). Lo que se obtuvo fue un comportamiento diferente al del sistema original, no logrando en ninguna de las oportunidades que oscile. Por lo tanto se consideró como no válida esta aproximación.

Para evaluar qué tan sensible es el sistema ante estas perturbaciones y ver cuán buena debe de ser la aproximación a realizar, se simuló las ecuaciones considerando las sigmoides originales, pero con otras velocidades de transición (k).

El resultado obtenido fue que el sistema es considerablemente sensible a estos cambios de velocidad en la apertura y cierre de los respectivos canales y que, por lo tanto, se debe de tener cuidado en el diseño de esta etapa. Las pruebas que se realizaron fueron cambiar dichos valores hasta perder la oscilación del sistema, produciéndose esto para valores considerablemente cercanos.

Se realizaron algunas otras pruebas con funciones de forma similar a la sigmoide, como el seno en el intervalo $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$, lográndose en este caso alguna oscilación pero de manera muy inestable y solo para algunos valores de los parámetros.

Antes de pasar al diseño de esta etapa se aclarará que se pudo implementar un circuito cuya respuesta es exactamente igual a 5.19. Para obtener este resultado basta observar la relación que hay entre la función tangente hiperbólica (con un par diferencial se puede generar esta relación) y esta sigmoide. Observar que la función tangente hiperbólica también es un tipo de sigmoide. Recordando que,

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$

y realizando cuentas se obtiene que,

$$s(x) = \frac{\tanh(x/2) + 1}{2} \quad (5.21)$$

Para implementar esta ecuación se debe recordar cuál es la relación entre el par diferencial y la tangente hiperbólica, y luego ajustar los demás factores mediante amplificadores y referencias de tensión. Si se observan las relaciones de 5.21, la relación que se desea implementar es,

$$s(-s_i(V - V_{Oi})) = \frac{1}{1 + e^{-s_i(V - V_{Oi})}} = \frac{\tanh(\frac{-s_i(V - V_{Oi})}{2}) + 1}{2} \quad (5.22)$$

En 5.22 se pueden distinguir tres etapas diferentes. Una etapa de pre-distorsión que determina la velocidad, la tangente hiperbólica y una de ajuste de amplificación y referencia. El circuito completo se puede ver en la figura 5.9 donde se delimitaron las etapas nombradas.

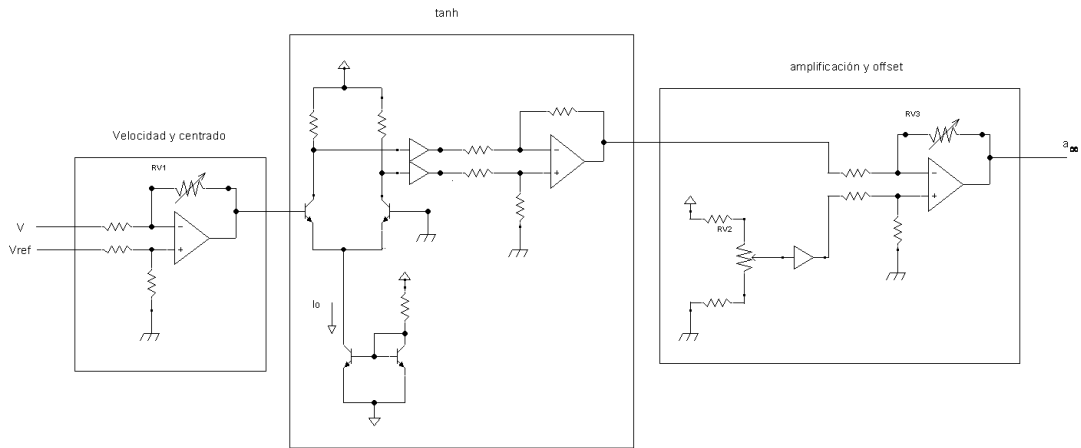
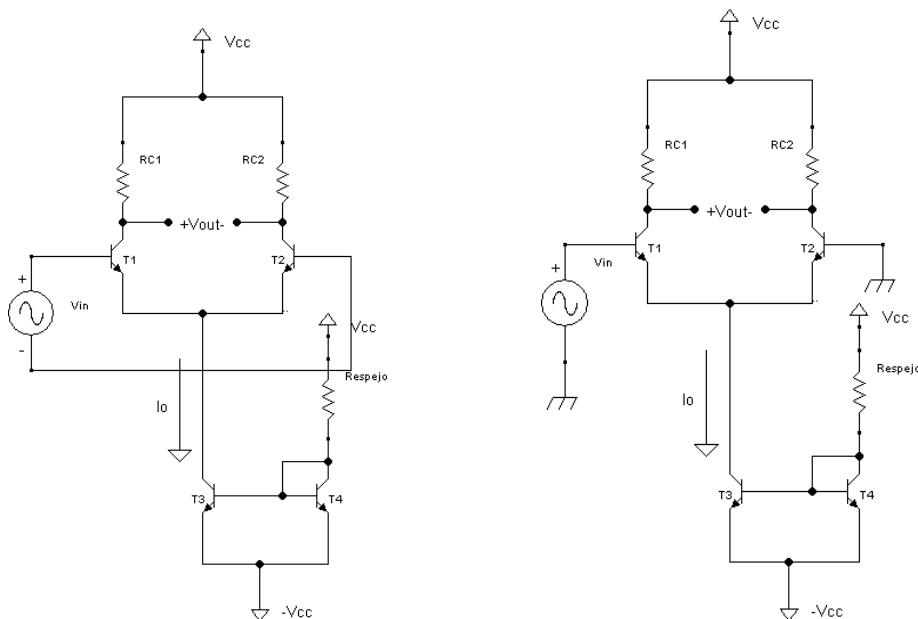


Figura 5.9: Circuito Sigmoide

Se estudiará cada etapa por separado. La más interesante a la hora de diseño es la tangente hiperbólica.

Par diferencial- $\tanh(x)$

La configuración básica del par diferencial con espejo de corriente se puede ver en la figura 5.10.



(a) Par diferencial con entrada diferencial

(b) Par diferencial con entrada single-ended

Figura 5.10: Configuraciones de par diferencial con espejo de corriente

La ecuación que rige al par es,

$$v_{out} = R_c I_O \tanh\left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right)$$

en donde I_O es la corriente por el espejo, R_c son las resistencias de colector y v_{in} , v_{out} son la entrada y salida diferencial respectivamente. Las hipótesis que se asumen para llegar a este resultado son que los transistores se encuentran en zona activa y que el circuito es completamente simétrico. Esto último se garantiza si:

- Los transistores están apareados y por lo tanto poseen los mismos parámetros.
- Resistencias de colector idénticas.
- Entrada diferencial.

Observar que no se utiliza la configuración de par diferencial con resistencia de emisor ya que la respuesta deja de ser la deseada; no es exactamente una tangente hiperbólica aunque cualitativamente son similares. Lo que provoca agregar estas resistencias es ampliar el rango lineal mediante la disminución de las pendientes cerca del pasaje por cero (ver [9]).

Debido a que las señales en el circuito son en su mayoría single-ended (referenciadas a tierra), es conveniente considerar la entrada al par de esta manera (figura 5.10b). El comportamiento de ambas configuraciones es el mismo si la salida con entrada en modo común es nula o lo que es lo mismo, el $CMRR$ del par es infinito. Debido a la simetría del par se tiene $CMRR = \infty$ si la fuente de corriente es ideal, ambos transistores del par se encuentran apareados y las resistencias de colector son iguales. Por lo tanto se elegirán $R_{C1} = R_{C2}$ y $T_1 = T_2$; para resolver esto último se utilizará un integrado con dos transistores apareados. Por lo tanto ahora se tiene la configuración de la figura 5.10b.

Para el diseño primero se fijó I_O en un valor “razonable”. Este valor queda determinado por la resistencia R_{espejo} a través de la ecuación,

$$i_{R_{espejo}} = \frac{V_{CC} - (V_{be} - V_{CC})}{R_{espejo}}$$

Se escogió,

$$I_O = 0,5mA \Rightarrow \boxed{R_{espejo} = 56k\Omega}$$

Dado que la salida del par, es diferencial, se la debe transformar a *single-ended* nuevamente. Para realizar esto se deben poner buffers en cada salida single-ended (de los colectores de los transistores del par), de manera de lograr la independencia de las etapas, y luego restarlas. Como cada una de estas salidas toma el valor de la fuente en algún instante (cuando toda la corriente pasa por solo uno de los transistores del par), los buffers deben de soportar todo el rango dinámico a la entrada, es decir, ser *rail to rail*. Para evitar esto se alimentará el par con 12V en vez de 15V, dejando de esta manera un margen y no teniendo que imponer esta condición para los seguidores. Observar que esta modificación no provoca ningún cambio en la respuesta del circuito; solo se debe de tener en cuenta para los posibles rango de valores de las señales involucradas.

Resta determinar el valor de R_C . En principio la misma influye en el rango dinámico de la salida que queda determinado por $R_C I_O$. También influye en la tensión de colector v_C de los transistores la cual, como se verá, no puede disminuir más de cierto valor ya que de lo contrario los transistores dejarán de estar en zona activa. El menor valor que toman estas tensiones ocurre cuando toda la corriente pasa por un lado.

$$v_C^{min} = V_{CC} - I_O R_C$$

La condición que se debe verificar para que los transistores se encuentren en zona activa es,

$$v_{CB} > -0,4V \quad (5.23)$$

Para ver esto debemos de estudiar las ecuaciones de *Ebers-Moll* del transistor *npn*. Lo importante es observar como es la ecuación de la corriente de colector del transistor.

$$i_C = I_S(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1) - \left(\frac{I_S}{\alpha_R}\right)(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1) \quad (5.24)$$

Cuando el transistor se encuentra en zona activa el segundo miembro de la ecuación es despreciable y se obtiene la expresión conocida de la corriente de colector en función del voltaje *base-emisor*. Esto se verifica justamente cuando se cumple la condición 5.23. Una buena referencia de esto se puede encontrar en [9]. Por lo tanto para verificar la condición 5.23 se debe conocer cuál es el rango dinámico de v_B para ambos transistores. La base de T_2 siempre se encuentra a tierra, por lo tanto se debe ver cuál es el máximo valor que toma la base de T_1 y considerar el caso mas restrictivo para determinar el valor de R_C .

Para obtener el rango de entrada al par diferencial se debe recurrir a la ecuación 5.22. Por lo tanto la señal a introducir al par es,

$$v_{in} = -s_i V_T (V - V_{O_i})$$

en donde s_i y V_{O_i} dependen de cual sigmoide sea. De las ecuaciones, de esta expresión y de la del par se obtiene,

$$\left. \begin{array}{l} \tanh\left(\frac{x}{2V_T}\right) \\ \tanh\left(\frac{-s_i(V - V_{O_i})}{2}\right) \end{array} \right\} \Rightarrow x = -s_i V_T (V - V_{O_i})$$

Considerando todo el rango posible para V se obtiene que, el peor caso según los posibles valores de s_i y V_{O_i} , es $v_B = 0,78V$. Observar que es más restrictivo que para la base de T_2 (0 V). Se fijó,

$$v_C^{min} = 1V \Rightarrow v_{CB} \geq 0,22V > -0,4V \Rightarrow \boxed{R_C = 22k\Omega}$$

La etapa tangente hiperbólica es igual para todas las ecuaciones del tipo sigmoide. Sin embargo las restantes etapas varían según la ecuación que se elija (varían según los parámetros). Para fijar los valores de componentes se eligió, a modo de ejemplo, la sigmoide correspondiente a a_d .

$$a_d = \frac{1}{1 + e^{-s_d(V - V_{Od})}} \text{ con } s_d = 0,025 \frac{1}{mV} \text{ y } V_{Od} = -25mV$$

Velocidad y centrado

El circuito correspondiente a esta etapa se puede ver en la figura 5.11.

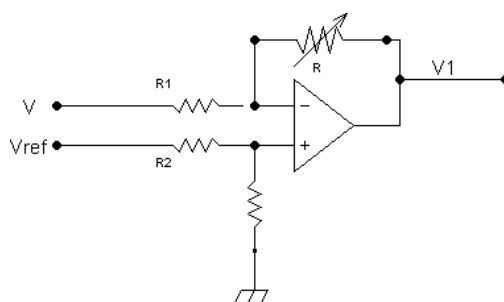


Figura 5.11: Etapa de entrada de las ecuaciones del tipo sigmoide. Determina la velocidad y el centrado.

A la salida se desea obtener $V_1 = -s_d(V - V_{Od})$. Si se tiene en cuenta la respuesta del circuito se tiene,

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= -v_{Ts_d}(V - V_d) = -v_{Ts_d}V + v_{Ts_d}V_d \\ V_1 &= -\frac{R}{R_1} \frac{V}{10} - \frac{R}{R_2} V_{ref} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left. \begin{aligned} -\frac{R}{R_1} &= 10v_{Ts_d} \\ -\frac{R}{R_2} V_{ref} &= v_{Ts_d}V_d \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} R_1 = 2,7k\Omega \\ R_2 = 12k\Omega \\ R_{pot} = 1k\Omega \end{cases}$$

Amplificación y referencia

Es esta última etapa la que ajusta la tangente hiperbólica para transformarla en la sigmoide deseada. Básicamente se realiza una amplificación y se le suma una referencia de tensión. El circuito es el de la figura 5.12.

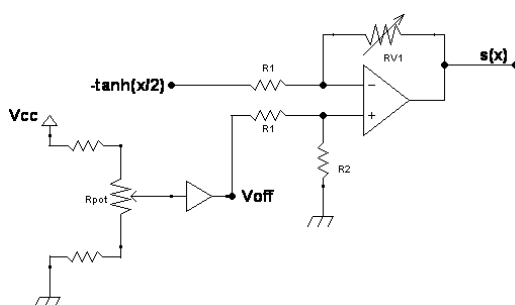


Figura 5.12: Etapa final del circuito tipo sigmoide. Se ajusta la amplitud y se la centra entre 0 y 1

A la salida se desea tener la relación 5.19. Uniendo esto con la salida del circuito se tiene,

$$\left. \begin{aligned} s(x) &= \frac{\tanh(\frac{x}{2})+1}{2} \\ s(x) &= -\frac{R_{V1}}{R_1} (-\tanh \frac{x}{2}) + \frac{R_2}{R_1} V_{off} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left. \begin{aligned} \frac{R_{V1}}{R_1} &= \frac{1}{2} \\ \frac{R_2}{R_1} V_{off} &= \frac{1}{2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} R_1 = 20k\Omega \\ R_2 = 10k\Omega \\ R_{V1} = 20k\Omega \end{cases}$$

en donde se consideró que las resistencias se encuentran apareadas de manera que se comporte como un restador. Esto no será del todo cierto pero mediante los potenciómetros se podrá ajustar.

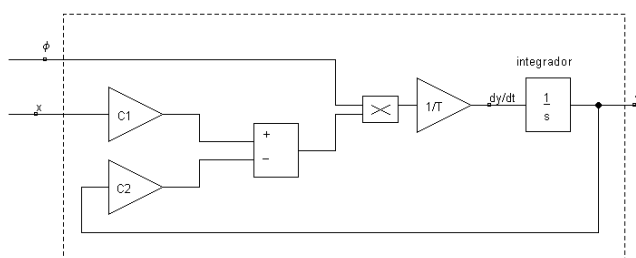
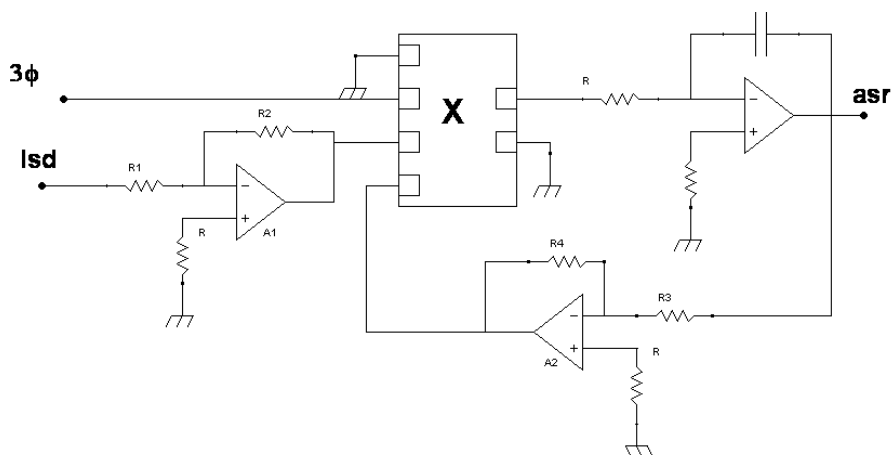
5.4.3. Variables de activación

Las variables de activación (sección 2.2.1) son las que determinan la dinámica de apertura y cerrado de los canales a través de las variables de activación asintótica (sigmoides). Corresponden a las ecuaciones 5.25.

$$\left. \begin{aligned} \dot{a}_r &= \phi \frac{a_{r\infty} - a_r}{\tau_r} & \dot{a}_{sd} &= \phi \frac{a_{sd\infty} - a_{sd}}{\tau_{sd}} \\ \dot{a}_{sr} &= \phi \frac{-\eta I_{sd} - k a_{sd}}{\tau_{sd}} \end{aligned} \right\} \text{Variables de activación} \quad (5.25)$$

En este grupo surge que una de ellas (la correspondiente a \dot{a}_{sr}) no es igual a las otras ya que posee dos parámetros más. La diferencia entre los circuitos no son sustanciales, y para fijar los valores de los componentes se debe seguir la misma línea que para las otras dos ecuaciones. Se tomará esta ecuación como ejemplo ya que las otras son más sencillas y son un caso particular de esta. El diagrama de bloques de la ecuación y su correspondiente implementación en circuito se puede ver en la figura 5.13. Por tanto se tiene,

$$\dot{a}_{sr} = \phi \frac{-\eta I_{sd} - k a_{sd}}{\tau_{sd}} \text{ con } \eta = 0,012cm^2/uA, \quad k = 0,17 \text{ y } \tau_{sd} = 20m$$

(a) Diagrama de bloque ecuación \dot{a}_{sr} (b) Circuito ecuación \dot{a}_{sr} Figura 5.13: Diagrama de Bloque-Circuito \dot{a}_{sr}

Si se denota G_1 y G_2 las ganancias de los amplificadores inversores A_1 y A_2 respectivamente, se tiene que,

$$\left. \begin{aligned} \dot{a}_{sr} &= \phi \frac{-\eta I_{sd} - k a_{sr}}{\tau_{sd}} \\ \dot{a}_{sr} &= \frac{3\phi}{10RC} (-G_1 I_{sd} + G_2 a_{sr}) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left. \begin{aligned} G_1 &= 100\eta = 1,2 \\ G_2 &= 10k = 1,7 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{array}{|l} R_1 = 100k\Omega \quad R_2 = 120k\Omega \\ R_3 = 330k\Omega \quad R_4 = 560k\Omega \end{array}$$

en donde se amplificó para tener mayor rango y para compensar el factor de $1/10$ del multiplicador. Luego resta fijar RC en el integrador para obtener la ecuación deseada. Por lo tanto,

$$\frac{3\phi}{RC} = \frac{\phi}{\tau_{sd}} \Rightarrow RC = 20 \times 10^{-6} \Rightarrow \begin{array}{|l} R_{pot} = 1k\Omega \\ C = 220nF \end{array}$$

5.4.4. Corrientes

Las 4 corrientes de ionización, tanto las rápidas como las lentas, se pueden ver en las ecuaciones 5.26. Las cuatro tienen la misma estructura por lo que su implementación en circuito son análogas. Se tomo como ejemplo la ecuación correspondiente a I_d (figura 5.14).

$$I_d = \rho g_d a_d (V - V_d), \quad \text{con } g = 1,5 \frac{mS}{cm^2} \text{ y } V_d = 50mV$$

$$\begin{array}{|l} I_d = \rho g_d a_d (V - V_d) \quad I_r = \rho g_r a_r (V - V_r) \\ I_{sd} = \rho g_{sd} a_{sd} (V - V_{sd}) \quad I_{sr} = \rho g_{sr} a_{sr} (V - V_{sr}) \end{array} \quad \text{Corrientes} \quad (5.26)$$

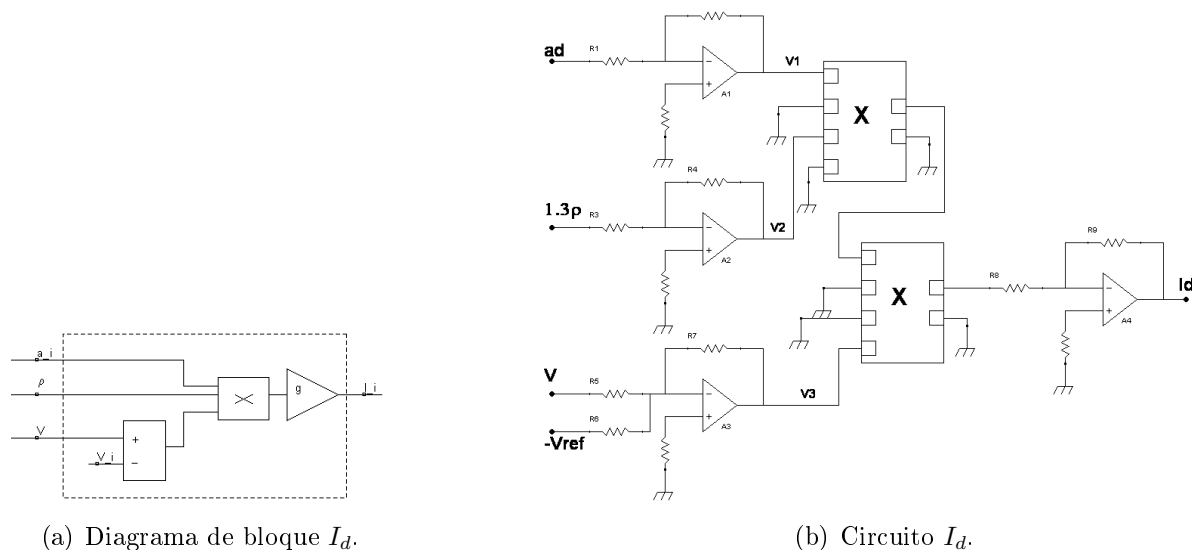


Figura 5.14: Diagrama de Bloque-Circuito I_d

En general hay amplificadores en el diseño que se podrían omitir a la hora de implementar las ecuaciones. Sin embargo la mayoría aparecen para manejar los rangos de las señales o para evitar una gran amplificación en un solo punto del circuito que pueda traer problemas de offset o ruido.

En este caso la cascada de multiplicadores divide las señales de entrada por un factor de 100 ($\div 10$ en cada multiplicador). Para evitar una gran amplificación en el final (A_4) tanto A_1 como A_2 amplifican las señales. Se elige la ganancia de tal manera de estar sobre el límite del rango aceptado a la entrada del multiplicador ($\pm 10V$). Si se define G_1 , G_2 , G_3 y G_4 las ganancias respectivas de cada uno de los amplificadores inversores, con este criterio se tiene $G_1^{max} = 10$ ($a_d^{max} = 1V$) y $G_2^{max} = 5,9$ ($1,3\rho^{max} = 1,69$). Dejando cierto margen se fijó,

$$G_1 = 8,2 \Rightarrow \begin{cases} R_1 = 100k\Omega \\ R_2 = 820k\Omega \end{cases} \quad G_2 = 4,7 \Rightarrow \begin{cases} R_3 = 100k\Omega \\ R_4 = 470k\Omega \end{cases}$$

Con respecto a G_3 se tiene la ecuación,

$$V_3 = -\frac{R_7}{R_5}V + \frac{R_7}{R_6}V_{ref}$$

Si se observan los rangos de las señales involucradas se tiene que están en el límite del rango del multiplicador así que este amplificador se fijó con una ganancia menor a uno. Por lo tanto,

$$\left. \begin{aligned} G_3 &= \frac{2}{3} \\ V_3 &= -\frac{R_7}{R_5}V + \frac{R_7}{R_6}V_{ref} \\ V_3 &= -\frac{2}{3}(V - 5) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left. \begin{aligned} \frac{R_7}{R_5} &= \frac{2}{3} \\ \frac{R_7}{R_6}V_{ref} &= \frac{2}{3}5 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} R_5 = 150k\Omega \\ R_6 = 330k\Omega \\ R_7 = 100k\Omega \end{cases}$$

Por último mediante G_4 se debe compensar todo para obtener I_d a la salida.

$$I_d = \frac{-G_1(-G_2)(-G_3)(-G_4)}{100} a_d 1,3\rho(V - 5) \left. \right\} \Rightarrow \frac{1,3G_1G_2G_3G_4}{100} = 1,5 \Rightarrow G_4 = 4,49 \Rightarrow$$

$$\begin{cases} R_8 = 27k\Omega \\ R_9 = 120k\Omega \end{cases}$$

5.4.5. Potencial de membrana

La ecuación del potencial de membrana es la ecuación general a donde “van a parar” todas las demás variables y luego se realimentan a través de la señal V al resto del sistema. Por lo tanto, ahora se tiene la ecuación 5.27,

$$\boxed{C\dot{V} = -g(V - V_1) - I_d - I_r - I_{sd} - I_{sr} - I_{ext}} \quad \text{Potencial de membrana} \quad (5.27)$$

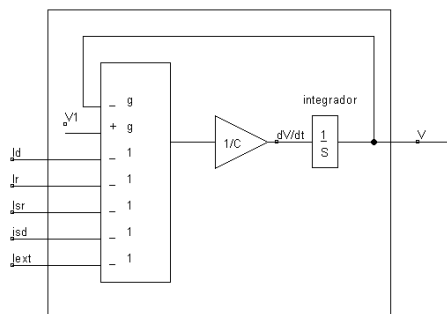
con $V_1 = -60mV$, $g = 0,1m\frac{1}{\Omega cm^2}$ y $C = 1mF/cm^2$ y el circuito de la figura 5.15 con su diagrama de bloques correspondiente. De la respuesta del circuito se obtiene,

$$-V_1 = \frac{R_8}{R_1} I_d + \frac{R_8}{R_2} I_r + \frac{R_8}{R_3} I_{sd} + \frac{R_8}{R_4} I_{sr} + \frac{R_8}{R_5} I_{ext} + \frac{R_8}{R_6} V_{ref} + \frac{R_8}{R_7} V \Rightarrow$$

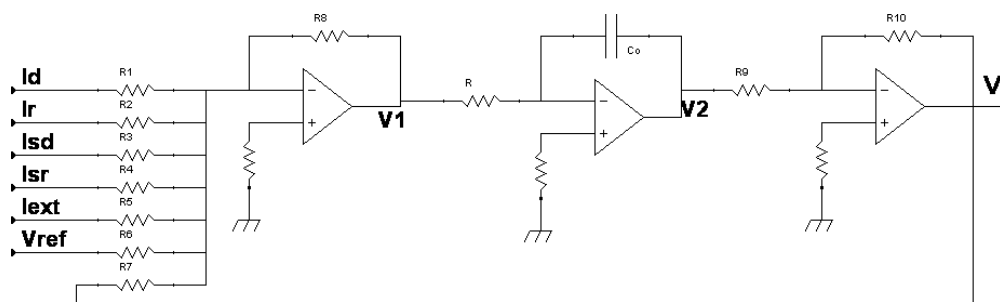
$$\left. \begin{aligned} V_{ref} \frac{R_8}{R_6} &= -\frac{V_1}{10} \\ \frac{R_8}{R_1} = \frac{R_8}{R_2} = \frac{R_8}{R_3} = \frac{R_8}{R_4} \\ \frac{R_8}{R_5} = \frac{R_8}{R_7} = \frac{1}{10} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \boxed{\begin{aligned} R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_8 &= 8,2k\Omega \\ R_5 = R_7 &= 82k\Omega \\ R_6 &= 150k\Omega \end{aligned}}$$

Luego las relaciones restantes del circuito son,

$$\left. \begin{aligned} V_2 &= -\frac{1}{RC_0} \int V_1 \\ V_3 &= -\frac{R_{10}}{R_9} V_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{R_9 RC_0}{R_{10}} = C \Rightarrow \boxed{\begin{aligned} R_9 = R_{10} &= 10k\Omega \\ C_0 &= 220nF \\ R_{pot} &= 10k\Omega \end{aligned}}$$



(a) Diagrama de bloque ecuación V



(b) Circuito ecuación V

Figura 5.15: Diagrama de Bloque-Circuito V

5.5. Consideraciones generales de diseño

En esta sección se nombrarán algunas consideraciones generales que se tuvieron a la hora de implementar los diseños del circuito que, en general, no se tienen en cuenta en un primer análisis, pero que luego juegan un papel importante para el correcto funcionamiento del circuito. Estas consideraciones surgen básicamente de las no idealidades que tienen los componentes utilizados y de la presencia de ruido intrínseco en el circuito. Algunas de las más importantes son:

- Tensiones $V_{offsets}$ y corrientes I_{bias} de los componentes
- Ruido
- Limitaciones de frecuencia
- Dispersión de los valores en resistencias y condensadores

Operacionales

La elección de los amplificadores operacionales es una parte importante del diseño del circuito dado que hay una gran cantidad de ellos (46 operacionales en total). Estos en general se suponen ideales (resistencia de entrada infinita, resistencia de salida nula, ganancia infinita, etc.) a la hora del análisis y diseño, y es difícil de analizar como influyen sus no idealidades en el comportamiento del circuito. Por esto es deseable que sean lo más ideales y precisos posibles. Se buscaron, por tanto, operacionales con las siguientes características:

- Bajo V_{offset} e I_{bias}
- Todo el rango de señales posibles a la salida (rail to rail a la salida)
- Bajo ruido equivalente a la entrada

Como se puede ver no se les pide ninguna restricción en frecuencia. De todas maneras se verificó que todas las señales quedan dentro de las bandas de frecuencia.

Se utilizaron dos operacionales diferentes; el *LT6013* (Linear Technology) y el *RC4558* (Texas Instruments). El primero es de precisión con muy bajo ruido y offset (a expensas de que su precio es bastante más elevado). En la mayoría de los casos se utilizó el primero salvo cuando no se requería demasiada precisión.

Tensiones $V_{offsets}$ y corrientes I_{bias} de los componentes

Para minimizar los efectos de las tensiones de offsets y las corrientes de bias de los operacionales se adoptó en general el criterio de que las resistencias vistas por las patas más y menos fueran similares (ver figura 5.16) [9].

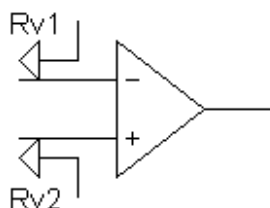


Figura 5.16: Resistencias vistas desde las patas de los operacionales. Si las mismas son similares se compensa los efectos de las corrientes de polarización.

En algunos casos en donde surgieron problemas por estos factores se los estudió de manera independiente. Por ejemplo, en la configuración de la figura 5.17 (es una porción de circuito correspondiente a las variables de activación) se tienen problemas con una caída de tensión excesiva en la resistencia R . Esto se debe a que, en continua el capacitor es un circuito abierto, y por lo tanto toda la corriente I_{bias} de la pata menos del operacional circula por ella. Por lo tanto no se deben tomar valores de R muy elevados.

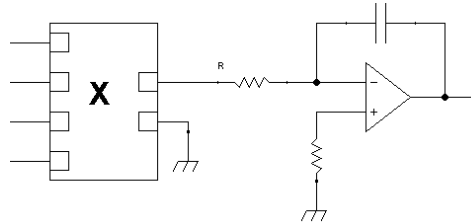


Figura 5.17: Circuito que presenta problemas de offset si se toma valores grande de R

Ruido

Con respecto a minimizar el ruido en el circuito se realizaron algunas consideraciones usuales en la práctica; se colocaron condensadores para el filtrado de alta frecuencia en los valores constantes (inclusive $\pm V_{CC}$) o referencias de tensión. No hubo ningún criterio específico, se distribuyeron condensadores cerámicos por zonas.

Limitaciones de frecuencia

El sistema no presenta mayores limitaciones en frecuencia (al caracterizar las señales se observó que la mayor frecuencia es de $1kHz$, ver sección 4.4) por lo que no se tuvo en cuenta esta limitante en ninguno de los diseños de los bloques; todos los modelos utilizados fueron de baja frecuencia (operacionales, transistores, etc.).

Dispersión de los valores en resistencias y condensadores

En la mayoría de los casos los valores de los componentes fueron fijados por ciertos valores de constantes de las ecuaciones. Por lo tanto es necesario que se verifiquen ciertas relaciones de valores de componentes para que el sistema responda de manera correcta.

Las resistencias se tomaron al 1% o en el caso de que fueran al 5% se midieron sus valores antes de utilizarlas en el circuito. En algunos casos si se encontraban relacionadas con algún potenciómetro que puede ajustar las relaciones se dejaron al 5%.

Los condensadores dado que son, en general, al 20% siempre se los relacionó con potenciómetros de manera de poder ajustar bien los valores. En la mayoría de los casos fijan algunos polos del sistema.

Capítulo 6

Validación de los bloques

Para poder validar el diseño realizado se construyeron por separado los distintos bloques que componen el sistema. De esta forma se pudo relevar las respuestas de cada uno de éstos y contrastar los datos con la respuesta esperada. Se tomaron 2 curvas como referencia para realizar la validación:

- **Respuesta del circuito simulado**

Por un lado se contrastaron los datos relevados con simulaciones del circuito realizadas con la herramienta *Spice* [19]. Esta herramienta tienen en cuenta en cierta medida las no idealidades de los componentes. La mayor diferencia entre el circuito real y el simulado es principalmente la presencia de ruido en el primero.

- **Respuesta de la ecuación que representa el bloque**

También se comparó la respuesta relevada con la respuesta de la ecuación que representa (obtenida con *Matlab*). Esto es muy importante porque indica cuanto se aparta la respuesta real de la ideal, permitiendo además observar si el comportamiento es el deseado.

En esta sección se presentan estos resultados para los distintos bloques diseñados en la sección anterior: *Potencial*, *Sigmoide*, *Variables de activación*, *Corrientes* y *Potencial de membrana*.

En la figura 6.1 se pueden ver fotos de las distintas placas construidas.

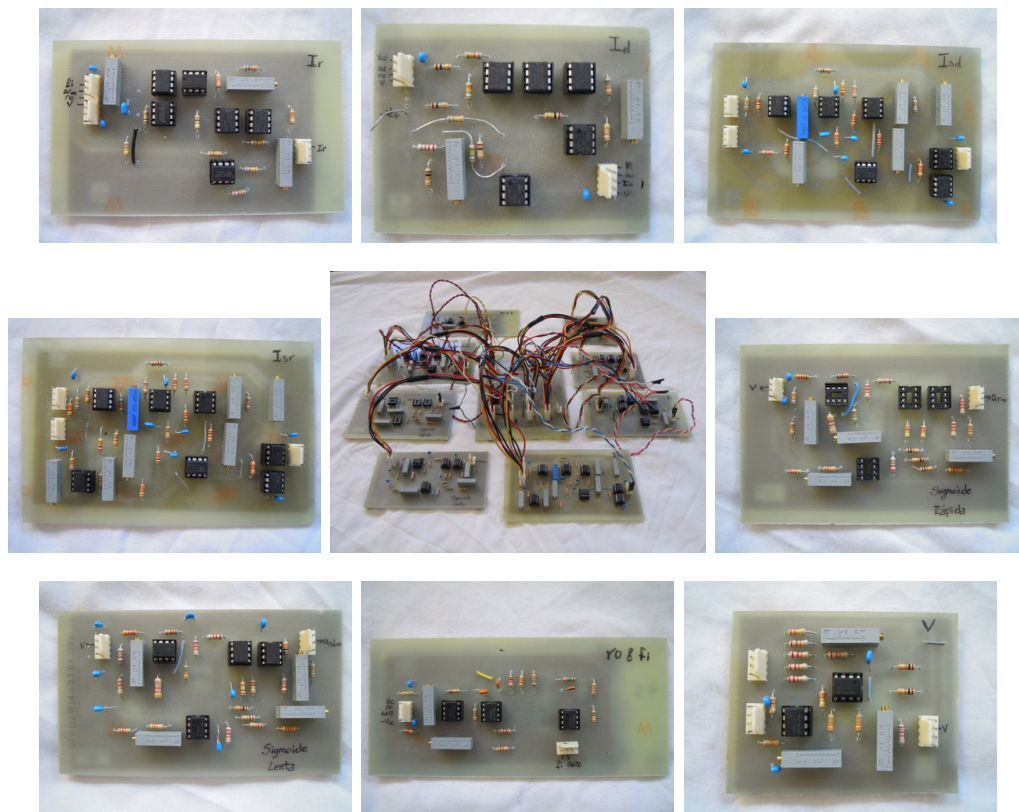


Figura 6.1: Fotos de las placas construidas para cada uno de los bloques.

6.1. Potencial - x^a

El primer bloque a analizar es el encargado de generar el parámetro ϕ a partir de ρ (ver sección 5.4.1), que debe elevar ρ a la 4,187.

$$\phi = \rho^{4,187}$$

En la figura 6.2 se muestra la respuesta relevada del circuito diseñado contrastada con la obtenida mediante simulaciones y con la respuesta teórica esperada.

Se observa que el circuito sigue la forma de la curva esperada hasta un valor de saturación, el cuál es mayor en el circuito real que en las simulaciones (14V contra 13V). Como ϕ toma valores pequeños se buscó trabajar con esta señal amplificada; debido a que la misma entra directo a diversos multiplicadores debe ser menor a 10V. Se eligió entonces trabajar con 3ϕ que toma un valor máximo de 9V. Para esto se introduce $1,3\rho$ al circuito diseñado.

$$v_{out} = v_{in}^{4,187} = (1,3\rho)^{4,187} = 1,3^{4,187} \rho^{4,187} = 3\phi$$

Por lo tanto la saturación queda por encima de la excursión deseada.

Por otro lado los datos relevados tienen una gran dispersión que no se observa en los puntos simulados. Esto se puede ver mejor en la tabla 6.1. Donde

$e = a_{\infty} \text{ ecuacion} - a_{\infty} \text{ circuito}$: error

\bar{e} : media del error

$e_{RMS} = \sqrt{\sum e^2}$: valor RMS del error (igual a la desviación estándar)

e_{MAX} : valor máximo alcanzado

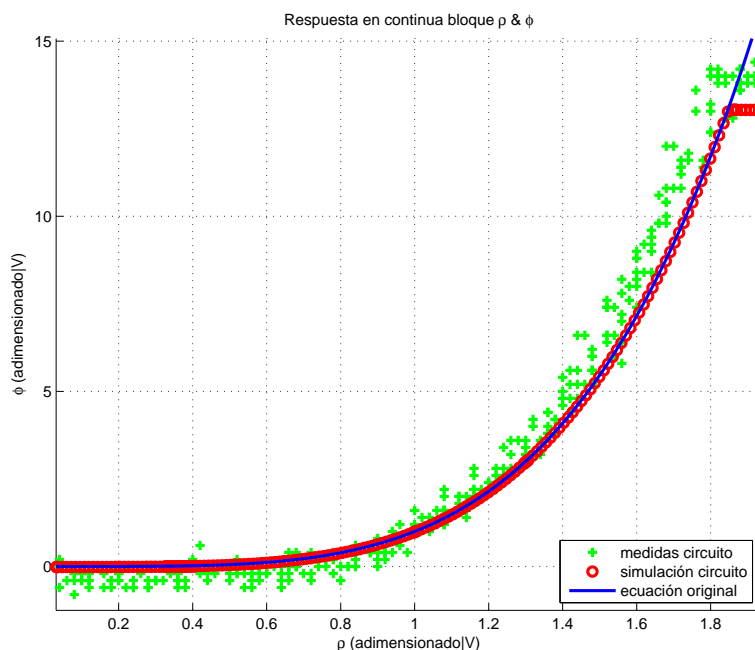


Figura 6.2: Transferencia del bloque generador de ϕ relevada (cruces), contra la simulada en *Spice* (círculos) y la esperada (línea continua).

	<i>Spice</i>	Circuito
\bar{e}	0.015	-0.081
e_{RMS}	0.003	0.335
e_{MAX}	0.024	0.968

Tabla 6.1: Tabla de errores para el bloque generador de ϕ

Estas señales (y el resto de las que se analizarán) están representadas por voltajes en el circuito, por lo que las diferencias respecto a lo esperado equivalen a $15mV$ en media y $3mV$ en valor RMS para los datos simulados, y $81mV$ en media y $335mV$ en valor RMS para los datos relevados. La diferencia entre lo simulado y lo relevado se debe principalmente a la presencia de ruido en el circuito, aunque también se nota un desvío ya que los puntos relevados arrancan por debajo de las curvas esperadas y terminan por encima (ver figura 6.2). Para poder mejorar estos resultados, en la placa final se aumentaron los valores de los capacitores presentes en este bloque, cuyo objetivo es precisamente la reducción del ruido (ver sección 5.5).

6.2. Sigmoide

El primer paso para la generación de las distintas corrientes consiste en implementar la función Sigmoide. El circuito completo cuenta con 2 instancias de este bloque donde cambian los valores de ciertas constantes. Este bloque se puede ver en la sección 5.4.2. Las ecuaciones involucradas son:

$$a_{r\infty} = a_d = \frac{1}{1 + e^{-s_d(V-V_{0d})}}$$

$$a_{sd\infty} = \frac{1}{1 + e^{-s_{sd}(V-V_{0sd})}}$$

Donde $a_{r\infty}$ es igual a a_d dado que $V_{0r} = V_{0d}$ y $s_r = s_d$. La única señal de entrada es el potencial de membrana V .

Debido a la sensibilidad del sistema respecto a estas funciones (desde el punto de vista de los cambios en la dinámica), se dejó en el circuito ciertos potenciómetros para realizar un ajuste más fino y lograr la respuesta deseada con mayor precisión.

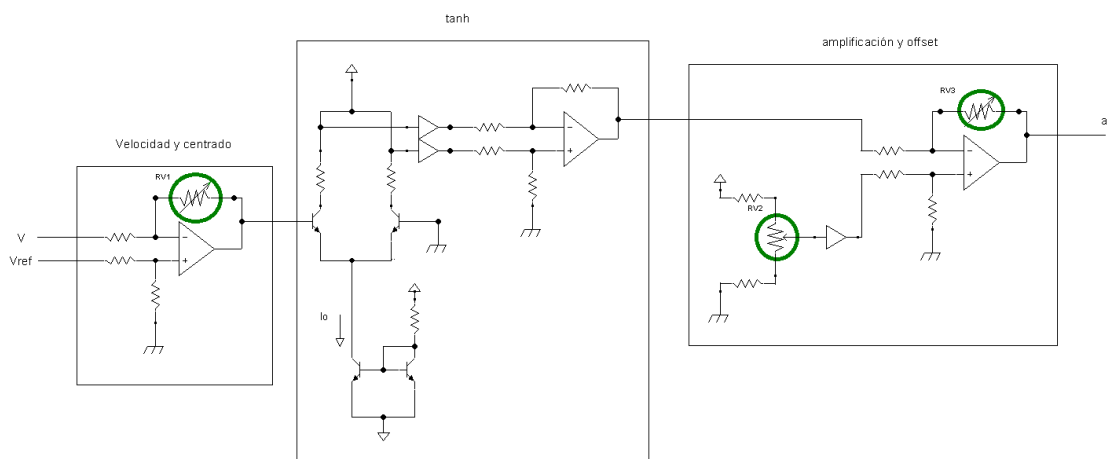


Figura 6.3: Diagrama del circuito implementado para la función sigmoide.

Mediante un potenciómetro en el amplificador de la entrada es posible regular la velocidad de la sigmoide (ver R_{V1} en figura 6.3), mientras que con potenciómetros luego del par diferencial es posible asegurarse que la función se mueva entre 0 y 1 (mediante R_{V2} y R_{V3}).

En la figura 6.4 se puede ver, para ambas sigmoides, la respuesta del bloque relevada directamente del circuito, la obtenida mediante simulaciones del circuito y la esperada por análisis directo de las ecuaciones. Para todas las simulaciones se inyectó una señal V sinusoidal de frecuencia 10Hz y con offset y amplitud tal que alcance los valores de las simulaciones numéricas generales.

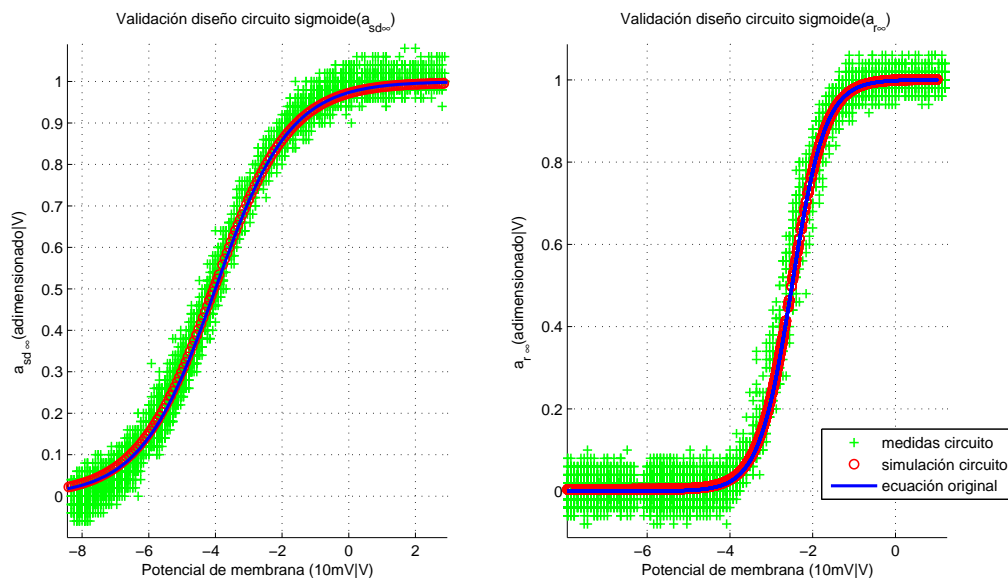


Figura 6.4: Transferencia de los bloques sigmoides relevada (cruces), contra la simulada en *Spice* (círculos) y la esperada (línea continua).

Nuevamente se observa que la curva obtenida mediante simulaciones del circuito prácticamente se superpone con la esperada. Por otro lado la respuesta relevada presenta una dispersión alrededor de la curva esperada debido al ruido. Las diferencias entre las curvas se pueden observar en la tabla 6.2.

	a_d <i>Spice</i>	a_d <i>circuito</i>	$a_{sd\infty}$ <i>Spice</i>	$a_{sd\infty}$ <i>circuito</i>
\bar{e}	0.004	0.003	0.004	0.008
e_{RMS}	0.002	0.030	0.005	0.029
e_{MAX}	0.008	0.169	0.013	0.236

Tabla 6.2: Tabla de errores para los bloques sigmoides

Se observa que los errores de las curvas simuladas y el error en media de la relevada son despreciables. Los errores RMS de las curvas relevadas son más notorios (ver figura 6.4), principalmente por los bajos valores de las señales (menores a $1V$). Aún así estos errores no superan los $30mV$.

6.3. Variables de activación

El segundo paso en la generación de las distintas corrientes consiste en generar las variables de activación a_r , a_{sd} y a_{sr} . Las ecuaciones involucradas aquí son de la forma:

$$\dot{v}_{out} = \phi \frac{C_1 v_{in} - C_2 v_{out}}{\tau}$$

El diagrama de bloques de las variables de activación se puede ver en la figura 6.5.

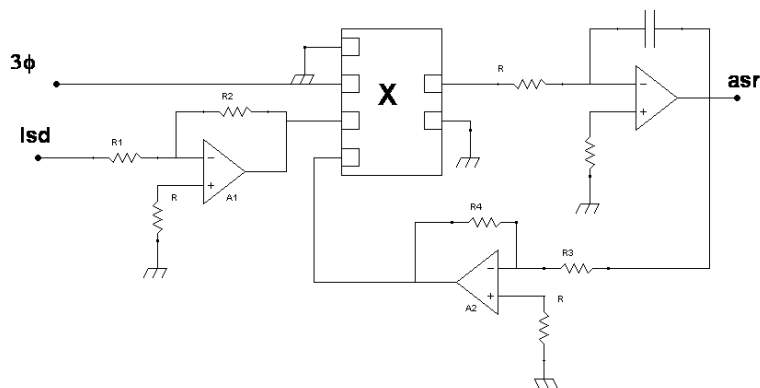


Figura 6.5: Diagrama de bloques de las variables de activación.

Como se puede apreciar, para un valor fijo de ϕ , el bloque es lineal, por lo que podemos analizar su transferencia mediante la transformada de Laplace.

$$V_{out}(s) \left(s + \frac{\phi}{\tau} C_2 \right) = \frac{\phi}{\tau} C_1 V_{in}(s)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{\phi}{\tau} C_1}{\left(s + \frac{\phi}{\tau} C_2 \right)}$$

Es un sistema de primer orden con polo en $w_{polo} = \frac{\phi}{\tau} C_2$ y ganancia en continua $G = \frac{C_1}{C_2}$. La realimentación a través del multiplicador provoca que el sistema sea estable y para bajas frecuencias el sistema se comporta como un amplificador.

Por otro lado, la frecuencia del polo es directamente proporcional al parámetro ϕ , el cual a su vez varía de forma exponencial con la temperatura. Efectivamente ϕ se define para indicar la dependencia de las constantes temporales de las conductancias con la temperatura (la rapidez de respuesta de los canales).

En la tabla 6.3 se muestran los valores de las diferentes constantes para cada una de las señales que responden a esta ecuación.

v_{out}	v_{in}	C_1	C_2	$\tau(ms)$	$f_{polo}(Hz)(para \phi = 1)$	G
a_r	$a_{r\infty}$	1	1	2	79.62	1
a_{sd}	$a_{sd\infty}$	1	1	10	15.92	1
a_{sr}	I_{sd}	-0,012	1,7	20	1.35	-0.71

Tabla 6.3: Tabla de los valores de las constantes para las distintas variables de activación.

En la figura 6.6 se muestra la respuesta en frecuencia del bloque a_r relevada, simulada y esperada. Los errores correspondientes a estos datos se presentan en la tabla 6.4.

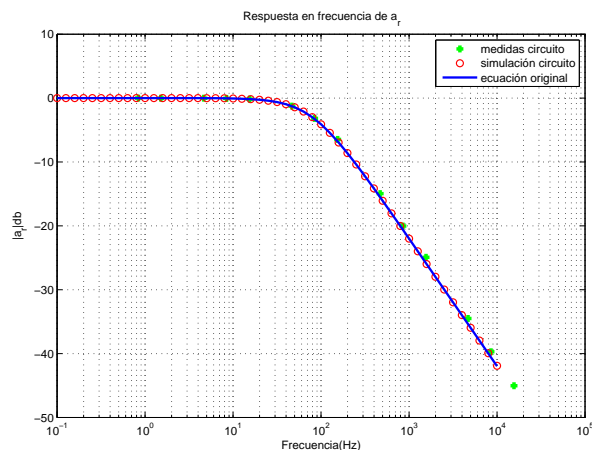


Figura 6.6: Diagramas de Bode (en módulo) de la transferencia del bloque a_r relevada (cruces), contra la simulada en *Spice* (círculos) y la esperada (línea continua).

	a_r <i>Spice</i>	a_r <i>circuito</i>
\bar{e}	$4,4 \times 10^{-6}$	0.003
e_{RMS}	$13,9 \times 10^{-6}$	0.005
e_{MAX}	$55,3 \times 10^{-6}$	0.016

Tabla 6.4: Tabla de errores para a_r

Se observa que los errores son despreciables (menores al milivoltio) lo que indica que tanto la ganancia como el polo tienen los valores deseados. Para el relevamiento del circuito se inyectó una señal sinusoidal de cierta frecuencia y se registró la señal de salida. Luego con la herramienta *Matlab* se estimó la frecuencia y la ganancia de las señales. Así, al realizar el cociente entre las amplitudes se obtiene el módulo de la transferencia a esa frecuencia y variando la frecuencia se obtienen varios puntos del diagrama. Por lo tanto, en este diagrama no se observa la dispersión generada por el ruido que se veía en los casos anteriores.

Por otro lado, se puede ver que los polos se encuentran a frecuencias bajas (debajo de los $100Hz$). Por esto se decidió realizar un escalado del tiempo para la placa final. Es decir, si realizamos una equivalencia $t_{circuito} = K.t_{ecuación}$ obtendremos en 1 segundo K segundos del sistema original. El tiempo en las ecuaciones originales aparece en las tres constantes τ y el capacitor C de la ecuación del potencial.

Notar que realizar el escalado en el tiempo es equivalente a reducir los tiempos de respuesta τ y la capacitancia C , K veces (luego se verá con más detalle el caso de la capacitancia). El cambio en los τ se traduce, en el circuito, en ajustar el producto RC de los integradores con el mismo factor, como se puede ver en la sección 6.3.

Se tomó un factor $K = 100$, por lo que los nuevos polos de a_r , a_{sd} y a_{sr} serán $7,96kHz$, $1,59kHz$ y $135Hz$ respectivamente. Con este factor los nuevos requerimientos de frecuencia se siguen cumpliendo con los mismos componentes (ver secciones 4.4 y 5.5).

En la figura 6.7 se muestran los diagramas de Bode en módulo de las transferencias de los bloques de a_r , a_{sd} y a_{sr} obtenidas por simulaciones del circuito en *Spice* contrastadas con las curvas esperadas.

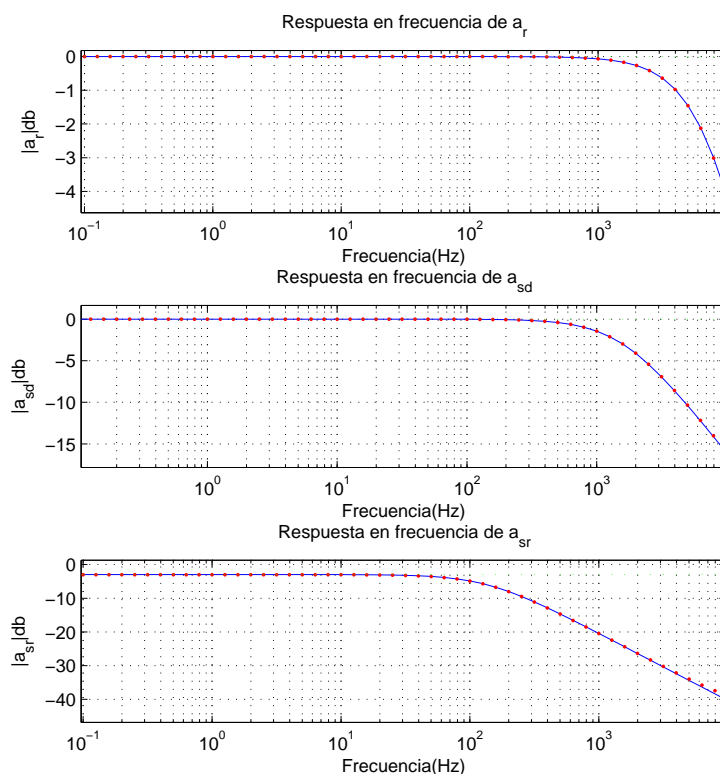


Figura 6.7: Diagramas de Bode (en módulo) de las transferencias de los bloques correspondientes a las variables de activación. En línea continua se pueden ver las curvas teóricas esperadas y con puntos las simulaciones de circuito.

Se puede ver que los resultados son muy satisfactorios y tanto la ganancia como los polos quedan en los valores buscados. Aún así, especialmente por la incertidumbre en el valor del capacitor, las resistencias del integrador quedaron como potenciómetros para poder ajustar el producto RC en el valor deseado.

Los errores en los diagramas de la figura 6.7 se presentan en la tabla 6.5.

	a_r	a_{sd}	a_{sr}
$\bar{e}(\times 10^{-3})$	-0.099	0.256	-1.70
$e_{RMS}(\times 10^{-3})$	0.218	0.634	1.50
$e_{MAX}(\times 10^{-3})$	0.823	3.00	2.90

Tabla 6.5: Tabla de errores para las distintas variables de activación.

Estas señales también se representan con voltajes en el circuito, por lo que los errores no superan los $10mV$.

6.4. Corrientes

El último paso en la generación de las corrientes corresponde a los bloques con el mismo nombre que responden a ecuaciones de la forma:

$$I_i = \rho a_i g_i (V - V_i)$$

Donde ρ , a_i , y V_i son las entradas al bloque e I_i la salida. El subíndice i indica cada una de las corrientes, $i = d, r, sd, sr$. El diagrama para estas ecuaciones se muestra en la figura 6.8.

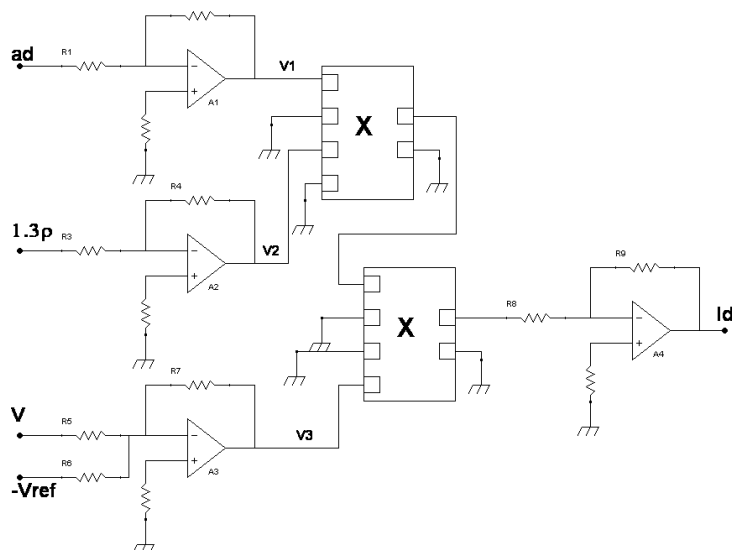


Figura 6.8: Diagrama del bloque Corrientes.

Para poder caracterizar cada bloque se decidió dejar 2 de las 3 entradas fijas, variar la tercera y observar la transferencia respecto a ésta. Al hacer esto dicha transferencia es básicamente una recta fuera de las zonas de saturación. El sistema satura cuando alguna señal de entrada a uno de los multiplicadores pasa los 10V, dado que éste es el componente más limitante en este aspecto. A modo de ejemplo se muestra en la figura 6.9 las transferencias de I_d respecto de V y a_d para ciertos valores de las demás entradas.

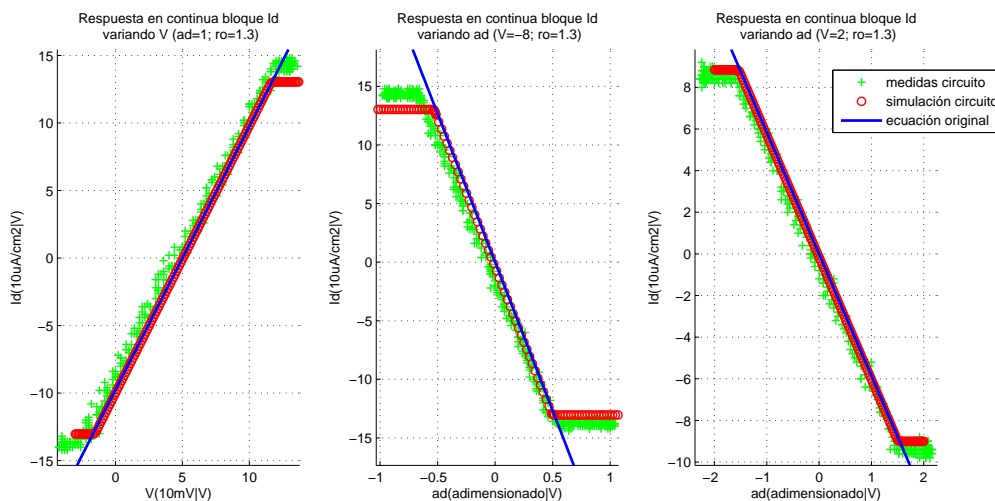


Figura 6.9: Transferencia del bloque I_d respecto a una de las entradas, dejando fija las otras dos.

Para verificar que se cumplan los rangos de operación necesarios, las señales que se dejaron

	I_d/V ($\rho = 1,3; a = 1$)	I_d/a_d ($V = -8; \rho = 1,3$)	I_d/a_d ($V = 2; \rho = 1,3$)
\bar{e}	-0.090	-0.449	-0.162
e_{RMS}	0.095	0.0071	0.014
e_{MAX}	0.254	0.4609	0.185

Tabla 6.6: Tabla de errores para el bloque I_d respecto a las simulaciones del circuito

	I_d/V ($\rho = 1,3; a = 1$)	I_d/a_d ($V = -8; \rho = 1,3$)	I_d/a_d ($V = 2; \rho = 1,3$)
\bar{e}	0.833	-1.629	-0.600
e_{RMS}	0.650	0.696	0.401
e_{MAX}	2.530	3.214	1.612

Tabla 6.7: Tabla de errores para el bloque I_d respecto a los datos relevados del circuito

constantes se fijaron en valores extremos. Por lo tanto, los valores para las simulaciones fueron:

- $V = -8V$ y $V = 2V$
- $\rho = 1,3$
- $a = 1$

Los resultados obtenidos fueron similares para todas las corrientes desde el punto de vista de los errores y los rangos de operación. Notar que este bloque consta básicamente de 2 multiplicadores, amplificadores varios y un sumador-amplificador. La única diferencia entre los bloques de las distintas corrientes son las ganancias de los distintos amplificadores y éstas son todas del mismo orden.

Los errores obtenidos para las transferencias ejemplificadas en la figura 6.9 fueron los que se muestran en la tabla 6.6 para las simulaciones del circuito, y en la tabla 6.7 para los datos relevados.

Se puede ver que las diferencias más notorias entre las curvas son en media (\bar{e}), lo que indica la presencia de offsets. Además, la presencia de ruido en el circuito provoca que los errores alcancen valores del orden del voltio. Como se dijo al comienzo del presente capítulo, estos resultados fueron obtenidos al relevar los bloques construidos por separado para obtener una primera versión del circuito. Para la placa final se realizaron ciertos ajustes con el objetivo de reducir estos errores. Dichos ajustes fueron:

- **Resistencias en la entrada positiva de los operacionales**

Las placas construidas y analizadas en esta sección no contaban con resistencias en las entradas positivas de los operacionales. Como se analizó en la sección 5.5, estas resistencias ayudan a disminuir el offset introducido en las etapas de amplificación y se tuvieron en cuenta en el diseño de la placa final.

- **Minimizar amplificación final**

Para la placa final se buscó minimizar la ganancia del último amplificador de forma de no amplificar el offset introducido por el multiplicador. Este offset es muy pequeño ($\pm 5mV$ típicos) pero de tener una ganancia grande el último amplificador, se puede volver significativo. Al construir los bloques por separado no se tuvo esta precaución y algunos bloques contaban con una ganancia final de $24V/V$.

Igualmente, se puede ver que cualquier offset introducido en estas ecuaciones es equivalente a trabajar en otro valor de I_{ext} , dado que aparece como un término más en la suma de la ecuación del potencial de membrana.

$$\begin{aligned} C\dot{V} &= -g(V - V_1) - (I_d + I_{offset1}) - (I_r + I_{offset2}) - (I_{sd} + I_{offset3}) - (I_{sr} + I_{offset4}) - I_{ext} \\ &= -g(V - V_1) - I_d - I_r - I_{sd} - I_{sr} - (I_{ext} + I_{offset}) \end{aligned}$$

Por lo tanto, no se alteraría la dinámica del circuito.

6.5. Potencial de membrana V

El último bloque a validar corresponde a la ecuación del potencial de membrana V . Este tiene como entradas las distintas corrientes y es muy similar al de las variables de activación dado que es básicamente un integrador. La diferencia con aquellas son los términos de continua introducidos por V_1 e I_{ext} .

$$C\dot{V} = -gV - I_d - I_r - I_{sd} - I_{sr} - I_{ext} + gV_1 \quad (6.1)$$

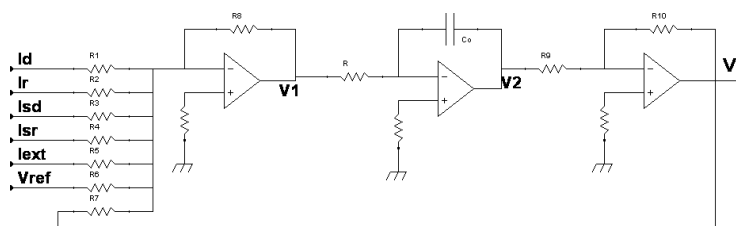


Figura 6.10: Diagrama del bloque Potencial de membrana.

En la figura 6.10 se muestra el diagrama del circuito de este bloque. El circuito es simétrico respecto a las distintas entradas (I_d , I_r , I_{sd} y I_{sr}). Además se puede estudiar la transferencia respecto a una de ellas apagando las otras, además de apagar V_1 e I_{ext} que solo afectan el funcionamiento en continua.

$$\begin{aligned} C\dot{V} &= -gV - I_i \\ \Downarrow \text{Laplace} \\ V(s)C(s + g/C) &= -I_i(s) \\ \frac{V}{I_i(s)} &= \frac{-1/C}{(s + g/C)} \end{aligned}$$

Esta transferencia es la de un pasabajos con ganancia en continua de $G = 1/g$ y un polo en $w_{polo} = g/C$. Esto implica un polo en las ecuaciones originales en $15,9Hz$. Mirando más detenidamente este cálculo, se tiene:

$$\left. \begin{aligned} g &= 0,1 \text{ mS/cm}^2 \\ C &= 1 \text{ }\mu\text{F/cm}^2 \\ f_{polo} &= \frac{1}{2\pi} \frac{g}{C} \end{aligned} \right\} f_{polo} = \frac{1}{2\pi} \frac{0,1 \text{ }\mu\text{A/mV.cm}^2}{1 \times 10^{-3} \text{ }\mu\text{A.s/mV.cm}^2} = \frac{1}{2\pi} \frac{0,1}{1 \times 10^{-3} \text{ s}} = 15,9Hz$$

La respuesta de este bloque incluyendo la respuesta relevada y simulada se puede ver en la figura 6.11, y los errores asociados a estas en la tabla 6.8.

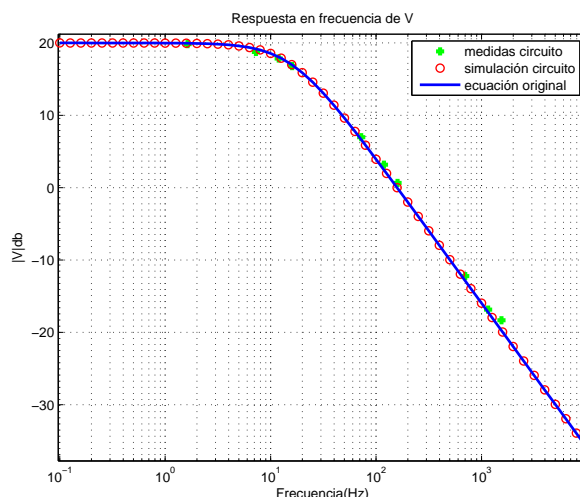


Figura 6.11: Diagramas de Bode (en módulo) de la transferencia del bloque V relevada (cruces), contra la simulada en *Spice* (círculos) y la esperada (línea continua).

	V <i>Spice</i>	V <i>circuito</i>
\bar{e}	$6,6 \times 10^{-5}$	0.059
e_{RMS}	$18,4 \times 10^{-5}$	0.170
e_{MAX}	$31,1 \times 10^{-5}$	0.435

Tabla 6.8: Tabla de errores para V

Se puede ver que los errores asociados a las simulaciones son despreciables, pero no así los asociados a los datos relevados. Esto se estima se debe principalmente a un ajuste impreciso de la resistencia del integrador (realizado mediante un potenciómetro).

Por otro lado se recuerda que para el diseño de la placa final se realizó un escalado en el tiempo con un factor de 100, lo que implica que el polo se encuentre en $1,59kHz$. A continuación se verá con más detalle como se traduce esto en el circuito.

Primero se señala que en la ecuación del potencial de membrana (6.1) la dependencia del tiempo se introduce únicamente a través de la constante C ; por lo tanto es necesario ver qué elementos del circuito implementado dependen de esta constante. De la sección 5.4.5 se concluye que los únicos elementos que lo hacen son la resistencia y el capacitor del integrador (R y C_0):

$$RC_0 = C$$

Para ver cómo se alteran los valores de R y C_0 , se debe realizar la conversión de unidades según la equivalencia entre ecuaciones y circuito, las cuales se indican en la tabla 6.9.

	ecuaciones	circuito sin escalar	circuito escalado
$[V]$ (Potencial membrana)	mV	$0,1V$	$0,1V$
$[I]$ (Corrientes ionización)	$\mu A/cm^2$	$0,1V$	$0,1V$
$[t]$ (Tiempo)	s	s	$0,01s$

Tabla 6.9: Equivalencias dimensionales.

Por lo tanto se tiene:

■ **Circuito sin escalar**

$$C = 1 \frac{\mu F}{cm^2} = 1 \times 10^{-3} \frac{\mu A \cdot s}{mV \cdot cm^2} = 1 \times 10^{-5} \frac{\mu A \cdot s}{mV \cdot cm^2} \stackrel{C.U.}{=} 1 \times 10^{-3} \frac{0,1Vs}{0,1V} = 1 \times 10^{-3} s$$

$$\Rightarrow RC_0 = 1 \times 10^{-3} s$$

■ **Circuito escalado**

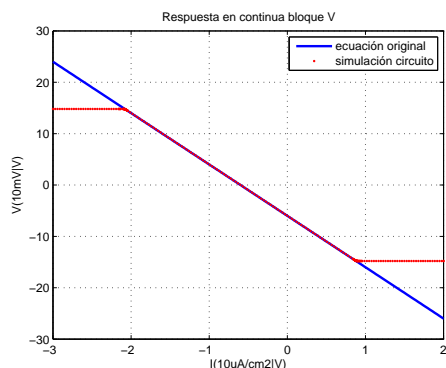
$$C = 1 \frac{\mu F}{cm^2} = 1 \times 10^{-3} \frac{\mu A \cdot s}{mV \cdot cm^2} = 1 \times 10^{-5} \frac{\mu A \cdot (100s)}{mV \cdot cm^2} \stackrel{C.U.}{=} 1 \times 10^{-5} \frac{0,1Vs}{0,1V} = 1 \times 10^{-5} s$$

$$\Rightarrow RC_0 = 1 \times 10^{-5} s$$

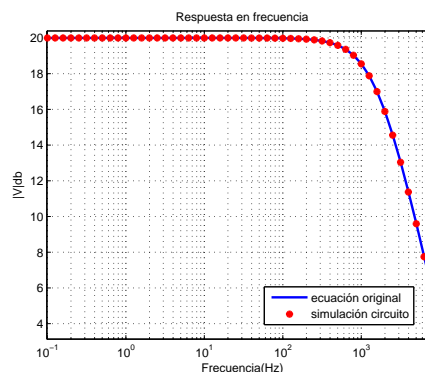
Donde se marcó con *C.U.* el paso en el que se realiza el cambio de unidades.

Se concluye que para realizar el escalado temporal básicamente se debe disminuir el producto RC_0 dos órdenes. Esto es razonable ya que es equivalente a lo que se hizo para el escalado en las variables de activación.

Con el escalado realizado se realizaron simulaciones del circuito y se las contrastó con la respuesta de la ecuación original. Debido a que es simétrico respecto a las entradas (las distintas corrientes) se presentan los resultados variando una de ellas, con las otras en 0. En la figura 6.12 se pueden ver la respuesta en frecuencia (mediante el diagram de Bode) y la respuesta en continua para $I_{ext} = 0$. En esta última se puede ver la contribución de V_1 como término independiente de la recta. La pendiente de la misma coincide con la ganancia en baja frecuencia del diagrama de Bode.



(a) Respuesta en continua.



(b) Respuesta en frecuencia.

Figura 6.12: Respuestas del bloque correspondiente al potencial de membrana. En azul se puede ver la teórica y en rojo (puntos) la obtenida mediante simulaciones del circuito diseñado

Las diferencias de las curvas (fuera de la zona e saturación) se pueden ver en la siguiente tabla.

	<i>respuestaAC</i>	<i>respuestaDC</i>
\bar{e}	-0.0024	0.0203
e_{RMS}	0.0032	0.0003
e_{MAX}	0.0101	0.0209

Tabla 6.10: Tabla de errores para V escalado en el tiempo.

Esto confirma que los resultados son buenos, como se observaba gráficamente en la figura 6.12. Recordar que el potencial de membrana en el circuito se representará mediante un voltaje, por lo que se obtendrían errores RMS del orden de los $3mV$.

Capítulo 7

Resultados

En el presente capítulo se muestra el diseño de una placa única que representa el modelo de Huber-Braun completo, obteniendo así el simulador analógico. También se presentan los resultados obtenidos al relevar la misma. El motivo por el cual se decidió diseñar y construir una placa única que incluya todos los bloques ya validados (ver sección 6) interconectados fue principalmente la reducción de ruido. Además se incluyeron las mejoras planteadas luego de construir cada bloque por separado.

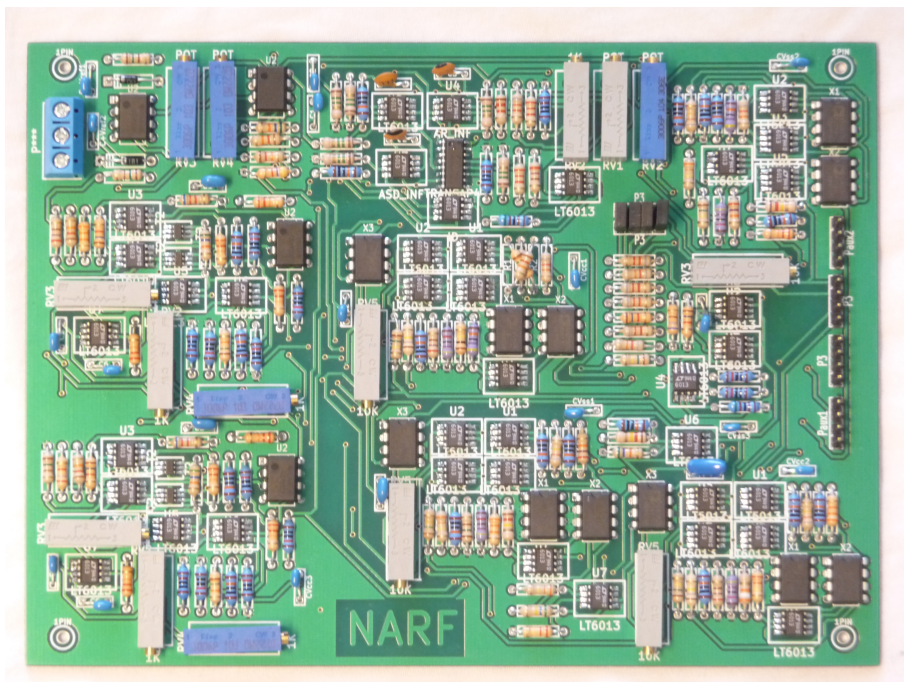


Figura 7.1: Foto de la placa construida.

7.1. Construcción de la placa final

La herramienta elegida para el ruteo de la placa final fue *KiCad*[17]. Para el diseño de esta placa se tuvieron en cuenta los siguientes criterios:

- Ancho de pista: 0.5mm.
- Distancia mínima entre pistas: 0.5mm.

- Se utilizaron dos capas para el ruteo de las pistas.
- Todos los componentes, tanto SMD como through-hole, se colocaron en la misma capa.
- Se pusieron valles de tierra en las capas.

Primero se diseñaron cada uno de los bloques, ya validados en el capítulo 6, por separado para luego juntarlos en una sola placa que fue enviada a construir en MYROPCB, una empresa canadiense que realiza los PCB en China. Los criterios de diseño fueron elegidos de forma de cumplir con las requerimientos del fabricante.

Todos los componentes de la placa fueron soldados por los integrantes del grupo.

La placa cuenta con:

- 123 Resistencias.
- 15 Potenciómetros.
- 38 LT6013 (amplificadores operacionales, SMD).
- 4 RC4558 (amplificadores operacionales dobles, through-hole).
- 11 AD633 (multiplicadores, through-hole)
- 4 DMMT5551 (2 transistores NPN apareados, SMD).
- 1 MMPQ3904 (4 transistores NPN apareados, SMD).
- 22 Capacitores.
- 2 Diodos zener.
- 3 pines de alimentación.
- 14 pines para medir señales.

Con la construcción de una placa única se evitaron soldaduras, conectores y cables, necesarios para interconectar las placas de cada bloque, logrando reducir el ruido considerablemente. Además, la construcción de la placa en el exterior permitió un ruteo de doble capa (logrando así un tamaño razonable), reducción de errores de construcción y contar con soldaduras más robustas gracias a las vías metalizadas.

7.2. Ajuste de la placa

La placa cuenta con quince potenciómetros, dos para la generación de los parámetros y trece para el ajuste de la placa.

- Cuatro de éstos son para el fijar el valor de los polos de los bloques integradores, debido a la gran incertidumbre en los capacitores. En el diseño de la placa faltó la forma de separar los bloques para poder calcular la transferencia de cada uno de ellos por separado, por lo que se procedió a medir el valor del capacitor y calibrar los potenciómetros para lograr las constantes de tiempo necesarias en los integradores.
- Cada sigmoide posee tres potenciómetros, uno para ajustar la velocidad, uno para la amplitud y el otro para el offset, de esta manera se puede amoldar la salida para que varíe entre cero y uno.
- Un potenciómetro aparece en el bloque potencial, para ajustar la potencia al valor buscado.
- Los dos potenciómetros restantes son para generar el valor de la Temperatura a partir del logaritmo del parámetro ρ .

7.3. Resultados

Luego de los ajustes, se relevó el comportamiento de la placa. Para ello se varió el valor de los parámetros T e I_{ext} y se extrajeron las distintas señales (potencial de membrana, corrientes de ionización, variables de activación, sigmoides, ρ y ϕ) mediante un osciloscopio digital. Luego se procesaron dichas señales con *Matlab* para obtener las distintas características de las mismas y poder realizar un diagrama de bifurcaciones. De esta forma se pudo observar la dinámica completa del sistema y contrastar lo relevado con lo obtenido por simulaciones numéricas.

7.3.1. Variando el parámetro Temperatura T

En primera instancia se dejó fijo I_{ext} en 0 y se varió el parámetro Temperatura. De esta forma es fácil contrastar con los resultados de las simulaciones numéricas de forma de tener una referencia.

$T = 6^\circ C$

Para observar el comportamiento del circuito a temperaturas bajas, se fijó $T = 6^\circ C$ de forma de encontrarse por debajo de la zona caótica y buscando además un comportamiento del tipo tonic firing. Los resultados obtenidos se pueden observar en la figura 7.2.

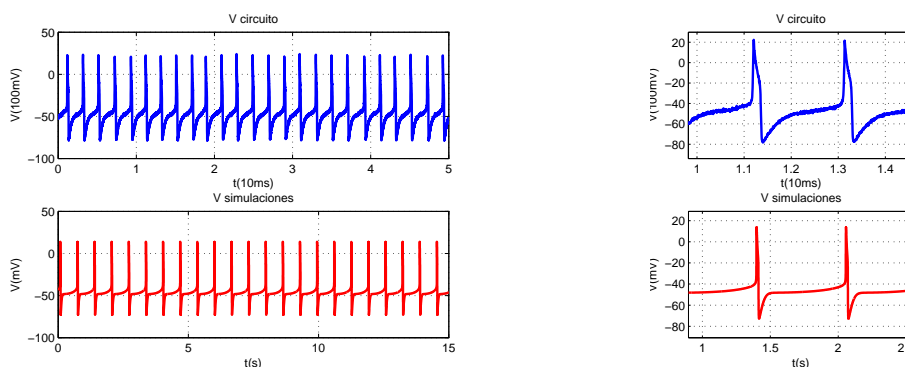


Figura 7.2: Potencial de membrana para $T = 6^\circ C$. Arriba los datos relevados del circuito y abajo los simulados con *Matlab*. En la derecha se puede ver un zoom de la señal.

	<i>Ciruito</i>	<i>Simulaciones</i>
<i>max</i>	24,0(100mV)	13,7(mV)
<i>min</i>	-78,4(100mV)	-72,8(mV)
<i>ISI</i>	0,20(10ms)	0,68(s)

Tabla 7.1: Características del potencial de membrana, comparando la señal relevada del circuito y la obtenida por simulaciones numéricas para $T = 6^\circ C$.

Lo primero que se observa es que el sistema se encuentra en el régimen esperado: tonic firing. Además, la forma de las ondas son similares.

Respecto a los tiempos involucrados, se observa como el escalado realizado permite que los tiempos en el circuito sean 2 órdenes menores que los del sistema original, pudiendo así observar en 10ms, 1s del sistema original. Sin embargo, se puede notar que la frecuencia de la señal relevada

es aproximadamente 3 veces más rápida de lo esperado. Además el rango de las señales es apenas diferente, siendo el de la relevada un poco mayor.

En la tabla 7.1 se pueden ver las diferencias nombradas.

$T = 12^{\circ}C$

Luego se fijó la temperatura en $12^{\circ}C$ de forma de encontrarse en la zona caótica, al menos para las simulaciones numéricas. Los resultados se pueden ver en la figura 7.3, donde se contrastan con las simulaciones a la misma T .

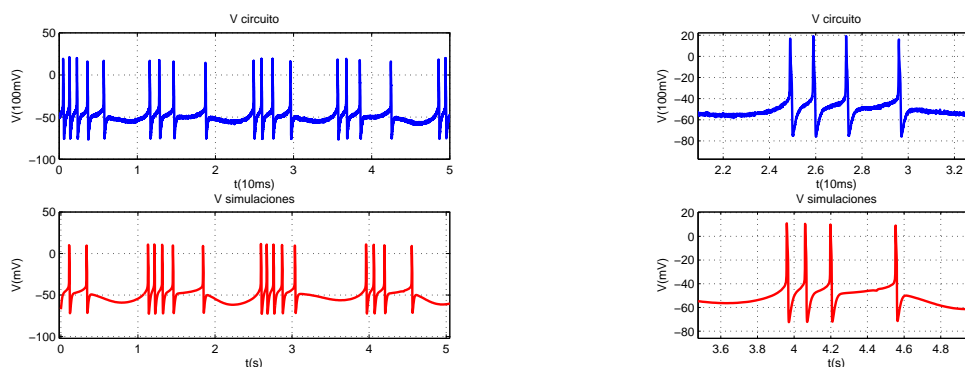


Figura 7.3: Potencial de membrana para $T = 12^{\circ}C$. Arriba los datos relevados del circuito y abajo los simulados con *Matlab*. En la derecha se puede ver un zoom de la señal.

	<i>Ciruito</i>	<i>Simulaciones</i>
<i>max</i>	20,8(100mV)	11,5(mV)
<i>min</i>	-76,8(100mV)	-72,7(mV)

Tabla 7.2: Características del potencial de membrana, comparando la señal relevada del circuito y la obtenida por simulaciones numéricas para $T = 12^{\circ}C$.

Se puede ver que nuevamente el comportamiento cualitativo es el esperado, caótico, sin mostrar ninguna regularidad en los disparos. Además, los tiempos aparentan tener mayor coincidencia, aunque esto es difícil de cuantificar debido a dicha irregularidad. La diferencia entre las amplitudes de las señales se puede ver en la tabla 7.2.

$T = 25^{\circ}C$

Finalmente se fijó la temperatura en $25^{\circ}C$ de forma de estar en la zona de adición de ISI y poder visualizar un régimen de trenes de disparos regular. Las dos señales (relevada y simulada) para dicha temperatura se pueden ver en la figura 7.4 y los rangos de las señales junto con los tiempos entre spikes en la tabla 7.3.

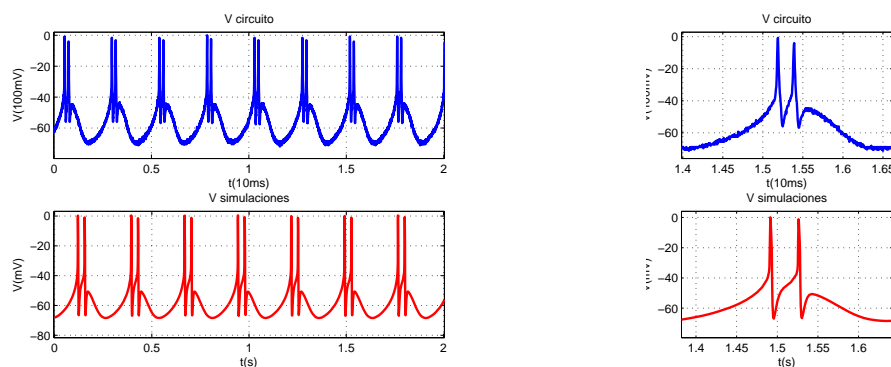


Figura 7.4: Potencial de membrana para $T = 25^{\circ}C$. Arriba los datos relevados del circuito y abajo los simulados con *Matlab*. En la derecha se puede ver un zoom de la señal.

	<i>Ciruito</i>	<i>Simulaciones</i>
<i>max</i>	0,0(100mV)	0,5(mV)
<i>min</i>	-72,0(100mV)	-68,4(mV)
<i>ISI</i> menor	0,035(10ms)	0,020(s)
<i>ISI</i> mayor	0,257(10ms)	0,222(s)

Tabla 7.3: Características del potencial de membrana, comparando la señal relevada del circuito y la obtenida por simulaciones numéricas para $T = 25^{\circ}C$.

Lo primero que se observa es el régimen de 2 disparos por período con gran regularidad. Además, tanto la forma de onda como los rangos y las frecuencias involucradas son muy similares. La mayor diferencia se da en el tiempo entre los dos spikes más cercanos, siendo de $35ms$ para la señal relevada, cuando el valor esperado (por las simulaciones) era de $20ms$. Aún así, esta diferencia corresponde a un $6,7\%$ del período de la señal.

Diagrama de bifurcaciones variando T

Una vez verificado que el sistema presenta los distintos comportamientos buscados (tonic firing, caos y burst discharges), se buscó construir el diagrama de bifurcaciones que éste presenta. De esta forma se puede visualizar mejor el comportamiento del sistema para todo el rango del parámetro (en este caso T) y poder contrastar con las simulaciones numéricas.

Para ello se tomaron datos cada $1^{\circ}C$ ($0,1V$) con un osciloscopio digital y luego se procesaron los datos con *Matlab*. En particular, se realizó una detección de los picos para el cálculo de los ISI. El diagrama obtenido, junto al extraído de las simulaciones, se puede ver en la figura 7.5.

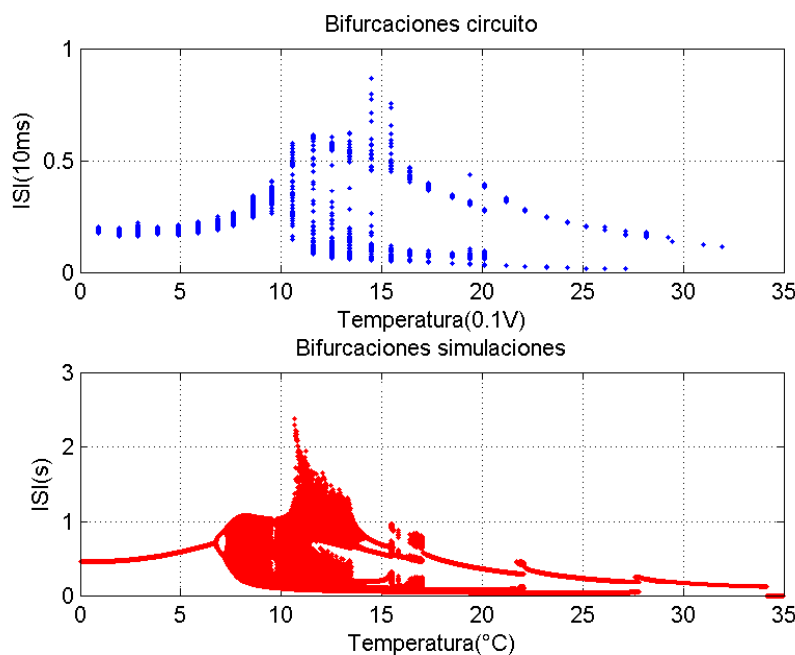


Figura 7.5: Diagramas de bifurcaciones variando T . Arriba el relevado del circuito. Abajo el obtenido por simulaciones numéricas.

Lo primero que se observa es que se reconstruye la estructura de las bifurcaciones, reconociéndose los distintos comportamientos para temperaturas bajas, medias y altas.

Para las zonas bajas se aprecia el régimen de tonic firing donde los puntos en el diagrama de bifurcación se concentran entorno a un solo valor, con cierta dispersión debido a la presencia de ruido. Esta dispersión y la rapidez (respecto a la variación de parámetro) con que se da la cascada de duplicación de período impiden ver con claridad estas bifurcaciones.

El hecho de que no se pierda el régimen de tonic firing en las temperaturas bajas parece indicar que el ruido presente en las variables de activación es de intensidad lo suficientemente baja como para que no se llegue a propagar hasta el potencial de membrana (ver apéndice B).

Al aumentar la temperatura el sistema entra en la zona caótica en la que los disparos no parecen presentar ninguna regularidad, como se podía ver la figura 7.3. Esto se traduce en el diagrama de bifurcaciones en puntos dispersos, observándose ISI de un amplio rango de valores.

Por encima de la zona caótica se puede ver que el potencial de membrana recupera cierta regularidad y los puntos del diagrama de bifurcaciones se concentran en ciertos valores. Dado que el potencial de membrana presenta trenes de disparos, se distinguen claramente ISI de menor valor, correspondientes a los tiempos entre los disparos de un mismo tren, e ISI de mayor valor, correspondientes a los tiempos entre dos trenes. Además se pueden observar las bifurcaciones del tipo *adición de ISI* donde cambia la cantidad de disparos por período.

Finalmente, se observa que a partir de cierto valor de temperaturas los disparos, tanto en el sistema simulado como en el implementado, cesan. Esto también es una indicación de bajo ruido en el sistema. A estas temperaturas, cuando el sistema determinístico ya no dispara, igual presenta una oscilación cercana al nivel de disparo llamada *subthreshold*, por lo que al añadir ruido el sistema logra alcanzar en algunas ocasiones el nivel suficiente como para que se produzca el disparo (ver apéndice B). En el sistema implementado se puede observar esta oscilación *subthreshold*, pero el ruido no es suficiente como para producir un disparo en el tiempo observado.

Como contrapartida a lo comentado anteriormente, se observa que tanto los valores de ISI como los de Temperatura de los dos diagramas, simulado y relevado, son notoriamente diferentes. En la sección 7.4 se analizará esto.

7.3.2. Variando el parámetro corriente externa I_{ext}

Para obtener el comportamiento del circuito al variar el parámetro I_{ext} se fijó la temperatura en 6°C ($0,6\text{V}$) de forma de poder contrastar con los resultados de las simulaciones numéricas. Los diagramas de bifurcaciones obtenidos se pueden ver en la figura 7.6.

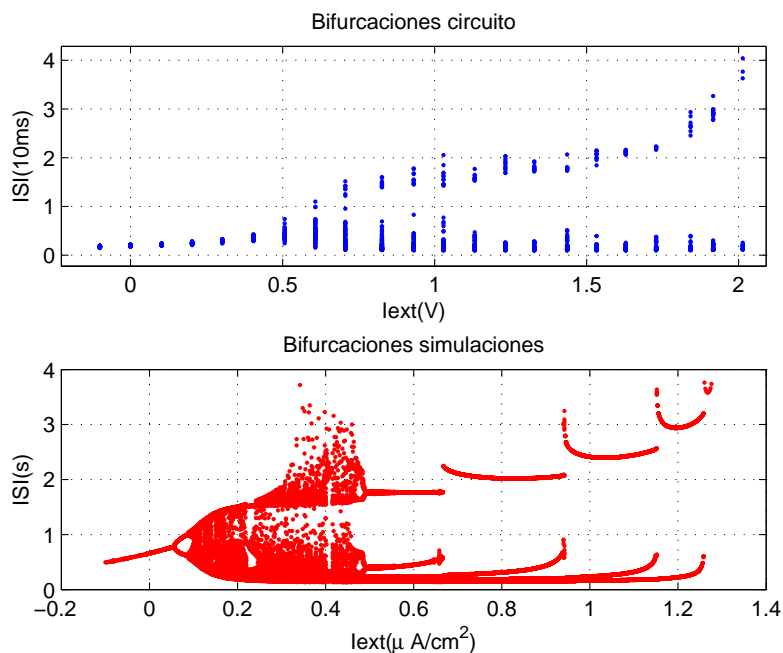


Figura 7.6: Diagramas de bifurcaciones variando I_{ext} . Arriba el relevado del circuito. Abajo el obtenido por simulaciones numéricas.

Las observaciones son similares a las realizadas para el diagrama obtenido al variar la temperatura: la estructura del diagrama es la esperada, pero los valores del parámetro se desvían de los resultados obtenidos por simulaciones numéricas. Incluso se llevó el parámetro a valores por encima del rango de trabajo para poder observar toda la dinámica deseada (ver figura 7.6).

En el diagrama de bifurcaciones no se aprecia con claridad la zona caótica, por lo que se presenta en la figura 7.7 el potencial de membrana relevado para un valor de I_{ext} en dicha zona, donde se ve claramente la irregularidad de los disparos.

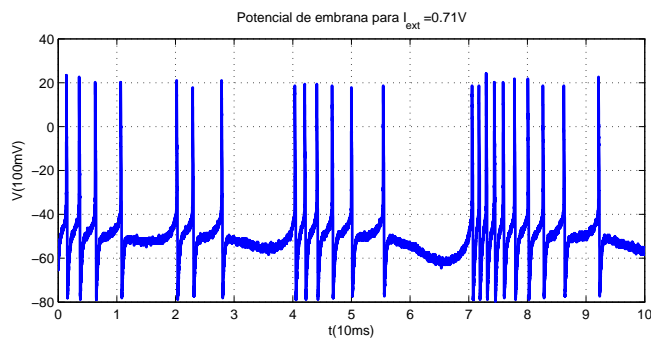


Figura 7.7: Potencial de membrana en zona caótica del parámetro I_{ext} .

Tampoco se puede apreciar con claridad en el diagrama relevado el comportamiento para corrientes externas altas donde varía el número de disparos por período debido a bifurcaciones del tipo adición de ISI. En la figura 7.8 se puede ver el potencial de membrana relevado para 3 valores de I_{ext} en esta zona, donde se visualiza el cambio en número de spikes por período.

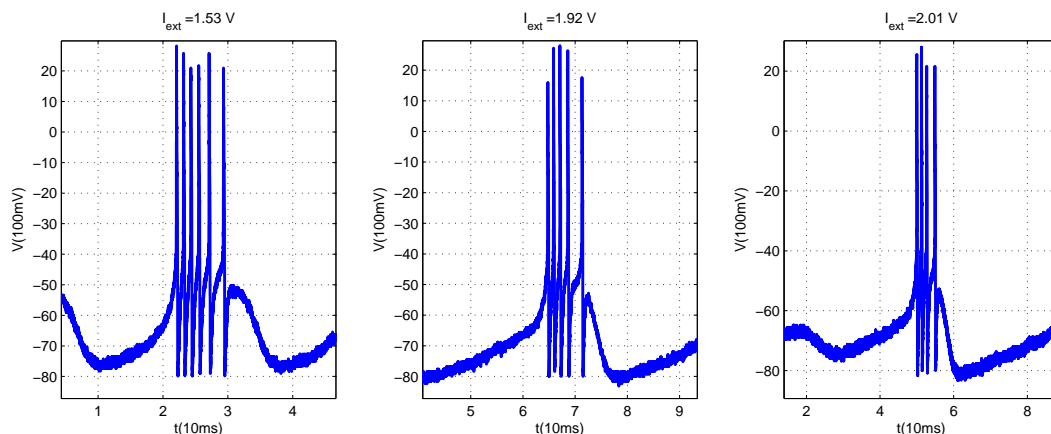


Figura 7.8: Potencial de membrana para distintos valores de I_{ext} donde se puede ver el cambio en la cantidad de spikes por período.

En el sistema determinístico, al aumentar el valor de I_{ext} y darse una bifurcación del tipo adición de ISI, el potencial de membrana pasa a presentar un spike menos por período, hasta cesar el disparo. En el sistema relevado sucede algo similar, aunque no se logra ver el potencial de membrana con menos de 4 spikes por período. Es decir, el sistema pasa rápidamente de 4 spikes por período a no disparar, por lo que no fue posible relevar puntos entre medio.

7.4. Análisis de las diferencias

En las secciones anteriores se observó que los resultados obtenidos desde el punto de vista de la estructura del diagrama de bifurcaciones y la dinámica del sistema son muy satisfactorios. Sin embargo, hay dos aspectos en los que los resultados difieren notoriamente de lo esperado:

- **Ubicación del diagrama de bifurcaciones en el espacio de los parámetros.**
Una de las diferencias notadas en las secciones anteriores fue que tanto al variar T como al variar I_{ext} el diagrama de bifurcaciones obtenido aparentaba estar “corrido” respecto al valor de éstos.
- **Tiempos entre spikes.**
La segunda diferencia notoria entre los diagramas es el valor de los ISI, observándose que el sistema implementado es más rápido de lo esperado.

A continuación, se buscan explicaciones para estas diferencias.

Ubicación del diagrama de bifurcaciones en el espacio de los parámetros

Como se dijo anteriormente, según los datos relevados del circuito, la estructura del diagrama de bifurcaciones es la esperada, pero se encuentra en valores distintos de los parámetros respecto al sistema simulado numéricamente. Esto lleva a pensar que el valor efectivo de los parámetros para el circuito implementado no es el generado.

En el caso de la temperatura T , ésta se introduce al sistema a través de ρ y ϕ . Además, la relación entre estos parámetros es de la forma potencial. Por lo tanto, pequeños errores en la generación de ρ y ϕ pueden provocar que el sistema se comporte de forma equivalente a encontrarse en otro valor de temperatura.

Para analizar si aquí se introduce una fuente de error, en primera instancia se relevaron las curvas $\rho - \phi$, $T - \rho$ y $T - \phi$. Los resultados se pueden ver en la figura 7.9, donde se puede apreciar un desvío de los puntos relevados respecto a la curva esperada.

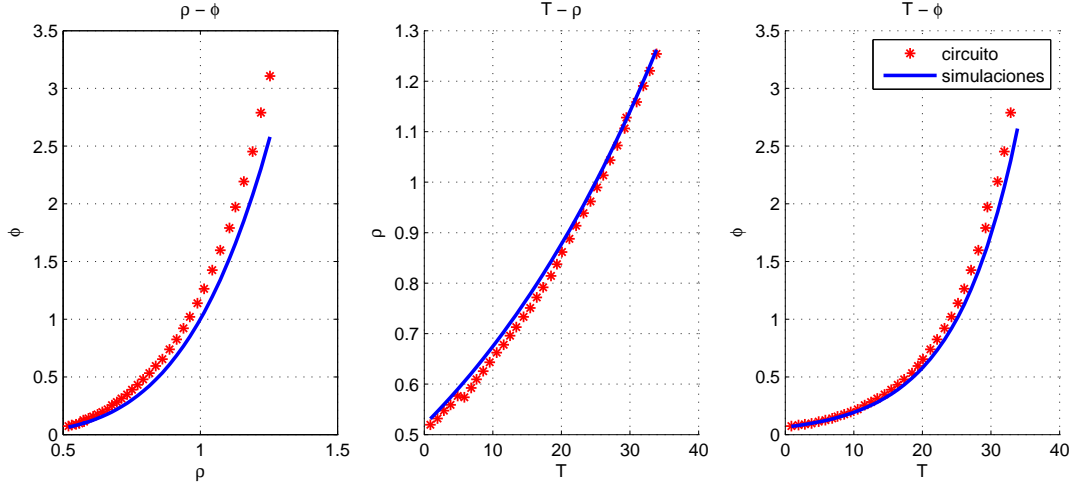


Figura 7.9: Curvas $\rho - \phi$, $T - \rho$ y $T - \phi$ relevadas (asteriscos) y obtenidas por simulaciones numéricas (línea continua).

Luego, con el objetivo de ver cuanto influye este desvío en el diagrama de bifurcaciones, se simuló el sistema con un cambio: en lugar de introducir el valor de la temperatura y calcular los valores de ρ y ϕ correspondientes, se introdujeron directamente los valores de ρ y ϕ relevados del circuito. El resultado de esto, comparado nuevamente con el diagrama relevado, se puede ver en la figura 7.10.

Como se puede apreciar, la ubicación respecto a la temperatura de los dos diagramas de la figura 7.10 es prácticamente la misma, concluyendo que el bloque $\rho - \phi$ es quien afectó en este aspecto.

En el caso de la corriente externa, no se encontró un factor en particular tan determinante que explique el corrimiento del diagrama de bifurcaciones respecto al valor del parámetro. Aún así, se estima que lo que está afectando mayoritariamente en este caso (además del desvío entre ρ y ϕ) es la presencia de offsets en las corrientes. Como se vio en la sección 6.4, la presencia de estos offsets sería equivalente a trabajar en otro valor de I_{ext} , como se puede ver en la ecuación 7.1.

$$\begin{aligned} C\dot{V} &= -g(V - V_1) - (I_d + I_{offset1}) - (I_r + I_{offset2}) - (I_{sd} + I_{offset3}) - (I_{sr} + I_{offset4}) - I_{ext} \\ &= -g(V - V_1) - I_d - I_r - I_{sd} - I_{sr} - (I_{ext} + I_{offset}) \end{aligned} \quad (7.1)$$

Sin embargo, se debe recordar que la corriente I_{sd} realimenta directamente a I_{sr} , por lo que la equivalencia no es del todo correcta y la presencia de offset también afectaría al sistema a través de esta realimentación. En la figura 7.11 se pueden ver las distintas corrientes para el sistema implementado y el simulado para cierto valor de los parámetros. Allí se puede apreciar que la única corriente que aparenta presentar un cierto offset es I_{sd}

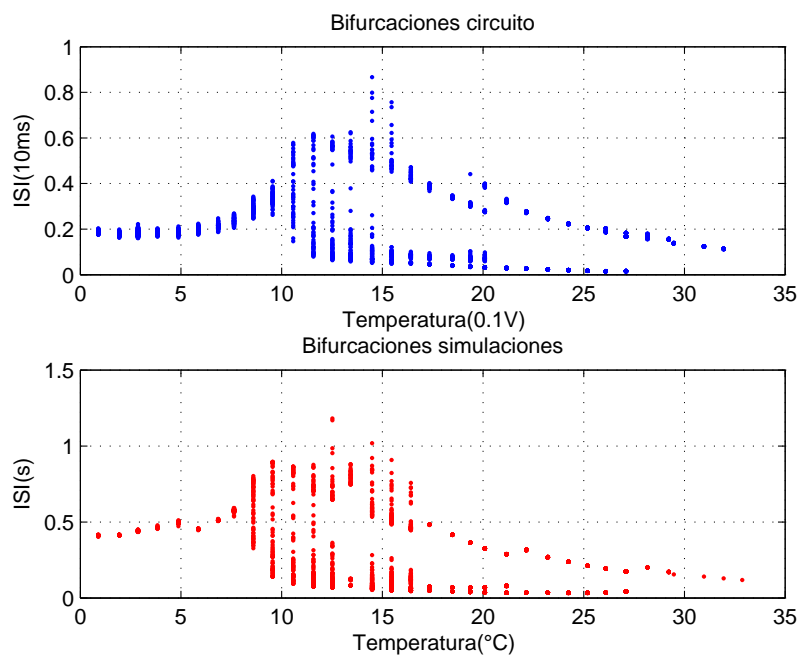


Figura 7.10: Diagramas de bifurcaciones variando T . Arriba el relevado del circuito. Abajo el obtenido por simulaciones numéricas introduciendo directamente los valores de ρ y ϕ relevados del circuito.

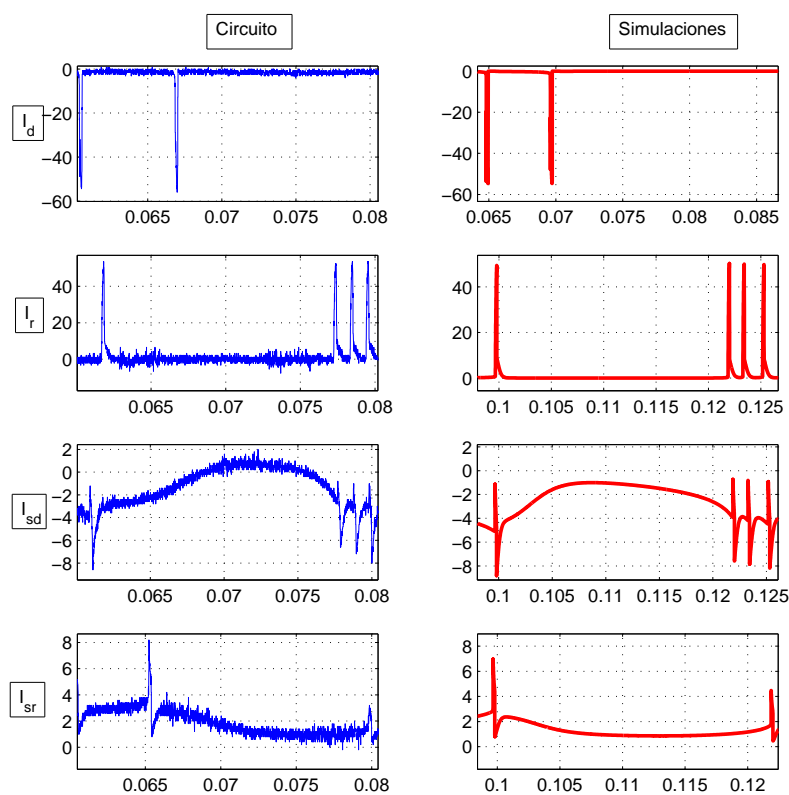


Figura 7.11: Las cuatro corrientes de ionización relevadas (izquierda) y simuladas (derecha) para $T = 6^\circ C$ e $I_{ext} = 0 \mu A/cm^2$.

Tiempos entre spikes

Según lo relevado, el sistema implementado aparenta ser más rápido que lo esperado por las simulaciones numéricas del sistema. Naturalmente surge la sospecha de que esto se debe a un incorrecto ajuste de los polos de las variables de activación y del bloque potencial de membrana. Allí es donde se introduce directamente la dependencia temporal en las ecuaciones, y fueron los valores que se ajustaron para realizar el escalado temporal. Para contar con mayor información, se relevaron los osciladores lento y rápido por separado; los resultados para $T = 12^\circ C$ e $I_{ext} = -1,5\mu A/cm^2$ se pueden ver en la figura 7.12. Las diferencias de la frecuencia del oscilador rápido son más notorias que las del oscilador lento (aproximadamente 16 % contra 3 %) pero se nota una mayor diferencia en la amplitud de las oscilaciones del oscilador lento.

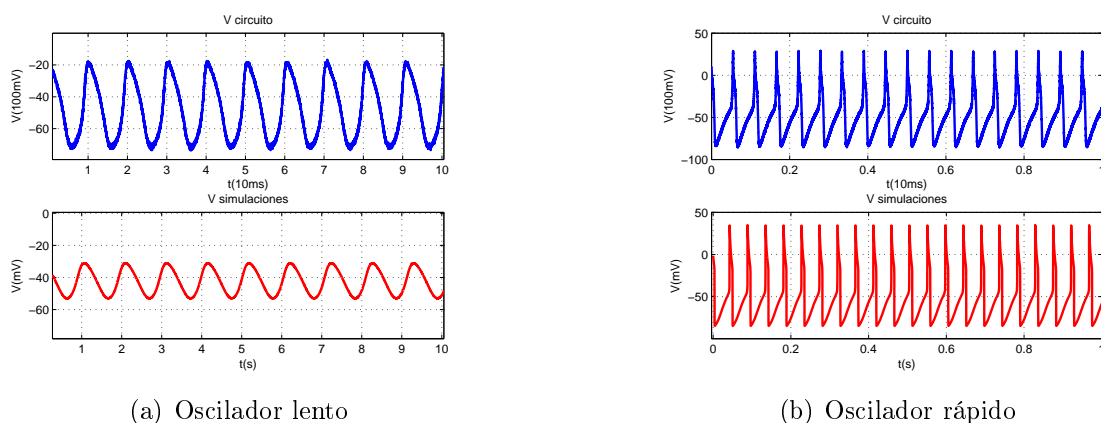


Figura 7.12: Oscilador lento y rápido por separado, contrastando lo relevado con lo simulado.

Se estima que la diferencia de tiempos del sistema completo se debe tanto al valor de los polos del sistema y como a la diferencia en amplitud del oscilador lento, que puede provocar que se alcance antes el umbral de disparo.

7.5. Resumen resultados

Se destaca en primera instancia un gran aumento de precisión respecto a las placas construidas previamente, especialmente por reducción de ruido y offsets.

En cuanto al comportamiento del circuito se pudo observar cómo varía la dinámica del sistema con los parámetros, distinguiéndose los distintos estados de la neurona (*tonic firing*, *caótico*, *burst discharge*, *subthreshold*, *steady state*).

Respecto a las bifurcaciones, sólo se pudieron observar con claridad las de tipo *adición de ISI*. Debido al ruido, no se llega a distinguir la primera duplicación de período antes de que se de la cascada y se llegue al caos.

Se pudo ver que las mayores diferencias encontradas entre lo relevado de la placa y lo simulado numéricamente se debe a desvíos en las relaciones $T - \rho$ y $T - \phi$.

Capítulo 8

Conclusiones

8.1. Conclusiones generales

Se logró diseñar y construir exitosamente un prototipo electrónico analógico para el modelo matemático de Huber-Braun de una neurona receptora fría. El mismo permite la observación de las señales correspondientes al potencial de membrana, las 4 corrientes de ionización, las variables de activación, las variables de activación asintóticas (sigmoides), ρ y ϕ , además del valor de los parámetros T e I_{ext} . Todas estas señales se presentan como voltajes en pines de salidas. Además, es posible variar los 2 parámetros en todo el rango especificado (entre 0 y $36^{\circ}C$ para T y entre $-0,1$ y $1,4\mu A/cm^2$ para I_{ext}), e incluso por fuera de éstos. Las distintas señales fueron observadas y extraídas con un osciloscopio, y procesadas a posteriori con la herramienta *Matlab*.

Por todo esto, se cumplió con el objetivo general del proyecto, aportando un dispositivo para la investigación del modelo Huber-Braun, en especial desde el punto de vista matemático.

8.2. Sobre las simulaciones numéricas

Se logró reconstruir el modelo con la herramienta Simulink a partir de las ecuaciones del mismo y de esta forma realizar simulaciones numéricas. Los resultados obtenidos fueron muy similares a los publicados por los creadores del modelo en la Universidad de Marburg. Esto fue muy importante a la hora de entender el comportamiento del sistema y poder contar con una referencia contra la cual contrastar el resto de los resultados.

A pesar de que las simulaciones numéricas era algo que se encontraba realizado y era posible encontrar bibliografía al respecto, contar con una herramienta de simulación propia permitió contar con resultados para todos los valores deseados e incluso realizar modificaciones al sistema para ciertos análisis.

8.3. Sobre el dispositivo

Respecto a la placa diseñada y construida se destacan los siguientes comentarios:

- Gracias a que la placa se mandó a construir al exterior fue posible realizar un ruteo de doble capa, logrando así un tamaño razonable ($17 \times 12,5\text{cm}$). Además, esto ayudó a reducir errores de construcción y contar con soldaduras más robustas gracias a las vías metalizadas. Como consecuencia directa de lo anterior y de los componentes elegidos, el ruido presente en el sistema es bajo y dentro de lo esperado.
- Presenta pines de salida en voltaje para las señales establecidas en la formulación del proyecto (V, I_d, I_r, I_{sd} e I_{sr}), y además están accesibles otras señales que resultaron ser de gran interés al adquirir mayor conocimiento sobre el modelo ($a_{r\infty}, a_{sd\infty}, a_d, a_r, a_{sd}, a_{sr}, \rho$ y ϕ).
- Cuenta con potenciómetros de calibración que permiten realizar un ajuste más fino de las relaciones frente a las cuales el sistema es más sensible. Esto genera además la posibilidad de estudiar el sistema al cambiar los valores de otras constantes además de T e I_{ext} .
- Es posible analizar el oscilador lento y el rápido por separados.

8.4. Sobre los resultados obtenidos

Al relevar el comportamiento de la placa y contrastarlo con las simulaciones numéricas del modelo se obtuvieron las siguientes conclusiones:

- Se reconstruye la estructura de los diagramas de bifurcaciones tanto para T como para I_{ext} .
- A través del potencial de membrana se logra observar los distintos estados de la neurona: *tonic firing, burst discharge, caótico, sub-threshold y steady state*.
- Se pudieron observar las bifurcaciones de tipo *adición de ISI* tanto variando la temperatura como la corriente externa.
- No se logró visualizar la cascada de duplicación de período.
- La principal fuente de error encontrada fue el desvío en los parámetros ρ y ϕ . Esto se debe principalmente a la relación exponencial de los mismos con el valor de la temperatura T .

8.5. Sobre el procesado de las señales

Se procesaron las señales relevadas del circuito mediante *Matlab*, pudiendo así reconstruir las distintas señales, realizar diagramas de fase, cálculos de ISI y diagramas de bifurcaciones para todo el rango de los parámetros.

A pesar de que se logró realizar todo el procesamiento deseado mediante software, no se implementó un programa para entregar al cliente.

8.6. Sobre el desarrollo del proyecto

Gran parte del atractivo de este proyecto estaba dado por lo que representa el modelo (el comportamiento de una neurona) y por el hecho de tratarse de un problema no resuelto del cual no es fácil encontrar bibliografía. Por lo tanto, hubo una componente importante en horas de dedicación a entender el modelo y estudiar su comportamiento.

Por otro lado, la gestión del proyecto fue llevada a cabo por el grupo, aprendiendo cosas importantes en este aspecto. En especial se destaca no subestimar los tiempos de ciertas actividades (en este caso la aproximación al problema y la construcción de las placas).

Además de la componente de diseño electrónico de Hardware, el proyecto presentó la necesidad de utilizar distintas herramientas de Software. Particularmente fue imprescindible el manejo de los programas *Matlab* y *Spice* para contar con referencias tanto del comportamiento general del sistema como de ciertos bloques de menor tamaño, de forma de poder validar el diseño por etapas.

Finalmente, se destaca que cuando se trata de llevar a la práctica los diseños electrónicos teóricos, en particular los de electrónica analógica, es común que se realicen varias iteraciones antes de llegar a un producto que se comporte como lo esperado de forma robusta. En el caso del proyecto NARF, a pesar de las dimensiones del circuito y la placa diseñada, se logró contar con una única placa de buena calidad que implementa de forma completa el sistema deseado.

8.7. Trabajo a futuro

Hay dos aspectos en los que se cree hacen falta mejoras importantes:

- Interfaz de usuario

Para que el prototipo construido permita extraer medidas e información de manera más fácil y práctica es necesario implementar una interfaz de usuario que lo permita. Un primer paso a esto sería crear un programa que se encargue de todo el procesamiento deseado tomando como entrada los datos relevados. Como segunda etapa se podría incorporar un adquisidor que se encargue de muestrear todas las señales y pasarlas al programa en la PC. Para esto sería necesario la utilización de un microprocesador y la implementación de la comunicación con la PC (USB). Finalmente, lo ideal sería utilizar resistencias digitales que, junto al microprocesador, permitan un ajuste sencillo de ciertos valores, especialmente el de los parámetros.

- Cascada duplicación de período

Uno de los comportamientos que se deseaba observar pero no se logró es la cascada de duplicación de período. Se propone como trabajo futuro para intentar observar estas bifurcaciones en primera instancia realizar un análisis más detallado de las señales extraídas. El mismo puede consistir en extracción de ruido y la utilización de un estimador para el período de la señal en lugar de calcular los ISI directamente. Aún así, se estima que el problema no radica en el ruido presente en la señal extraída, sino en el ruido presente en el circuito que provoca disparos en el potencial de membrana a destiempo. Por lo tanto, la segunda estrategia propuesta es realizar cambios en el circuito. Uno de los cambios es filtrar las señales a la entrada de los distintos bloques. Esto puede ayudar a reducir los efectos del ruido mediante simples filtros RC. Por último, puede ser importante mejorar la precisión del circuito potencial (encargado de generar ϕ) dado que la cascada entera se da en una zona muy

estrecha del parámetro. Para esto se pueden utilizar integrados precisos para las relaciones logarítmicas y exponenciales.

Apéndice A

Evaluación del plan de proyecto

A continuación se presenta el Plan de Proyecto como fue realizado al comienzo y luego un análisis del mismo.

A.1. Plan de proyecto

A.1.1. Descripción del proyecto

Se busca diseñar y construir un prototipo electrónico analógico para cierto modelo matemático de una neurona receptora con finalidades de investigación.

El modelo, llamado Hubber-Braun, fue realizado de manera experimental por el Departamento de Neurodinámica de la Universidad de Marburg en Alemania dirigido por el Dr. Hans Braun. Dicho modelo es un sistema de ecuaciones diferenciales el cual fue resuelto únicamente de manera numérica. En las simulaciones numéricas se ve cierto comportamiento del tipo caótico, por lo cual es de interés contar con un modelo analógico preciso con el objetivo de obtener alguna información extra del sistema.

El estudio cualitativo del sistema de ecuaciones no se ha realizado hasta el momento dado la complejidad del mismo. Esta es otra razón por la cual se desea contar con otra herramienta, además de las simulaciones, para el análisis del sistema.

El propósito del dispositivo electrónico es poder tener un equipo de laboratorio para experimentación, en la investigación del problema abierto, aparentemente muy difícil desde el punto de vista matemático.

El comportamiento del sistema es básicamente el de un oscilador, es decir, en el diagrama de fases se visualiza para ciertas variables de estado, en particular para el potencial de membrana V , un ciclo límite.

Las ecuaciones presentan 11 variables de estado asociadas a ciertos fenómenos eléctricos de la neurona. De estas solo algunas son de interés que sean variables de observación del estado del sistema, en función de dos parámetros, la temperatura T y la corriente externa I_{ext} . Otro fenómeno que desea observarse son los Spikes, picos del potencial de membrana que ocurren cuando el mismo supera cierto nivel. Por motivos de interés biológico, se quiere analizar los períodos de las señales, los tiempos entre los Spikes (ISI, Inter Spike Intervals) y los diagramas de fase, todo en función de los parámetros.



Figura A.1: Diagrama del sistema.

A.1.2. Objetivos generales

El objetivo es diseñar y construir un prototipo electrónico analógico para el modelo matemático de Hubber-Braun de una neurona receptora fría (Cold Receptor Model of a Physiological Neuron). El mismo debe presentar como variables de observación el potencial de membrana y corrientes de ionización, para valores del parámetro temperatura entre 0 y $36^{\circ}C$ y corriente exterior de ionización entre $-0,1$ y $1,4\mu A/cm^2$. Estas variables deben visualizarse en un osciloscopio y graficarse en una computadora.

La finalidad del proyecto es aportar un dispositivo de laboratorio con propósitos de investigación tanto matemática como fisiológica.

A.1.3. Criterios de éxito

El comportamiento que presenta el sistema es muy diverso, presentado diferentes bifurcaciones (cambios importantes en el comportamiento dinámico cualitativo) y en algunas zonas del parámetro es lo que se desea estudiar. Por lo tanto, para evaluar el éxito del proyecto es muy importante definir una zona crítica para los parámetros del sistema. De esta forma se buscará que el mismo se comporte como lo predicho en las simulaciones para valores fuera de la zona crítica, y que sirva como herramienta de investigación para valores críticos de los parámetros.

Las zonas críticas están determinadas en base a simulaciones realizadas por matemáticos de la Universidad de Marburg. Para el parámetro temperatura se define entre $8^{\circ}C$ y $15^{\circ}C$, y para la corriente externa I_{ext} entre $0,1\mu A/cm^2$ y $0.6\mu A/cm^2$.

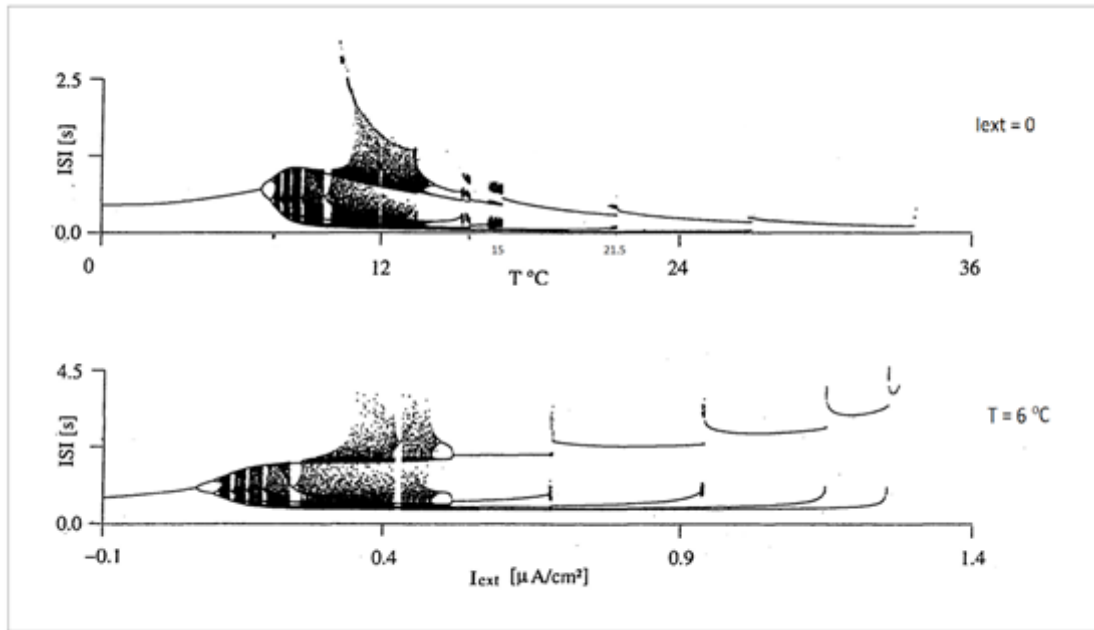


Figura A.2: Intervalos entre spikes en función de los parámetros según simulaciones numéricas. Imagen extraída de "A computational study of the interdependencies between neuronal impulse pattern, noise effects and synchronization", Journal of Physiology, Paris 2010.

Una vez definido esto se pasa a enumerar los criterios de éxito:

1. Para valores de los parámetros fuera de la zona crítica (variando un parámetro dejando el otro fijo) debe poder visualizarse:
 - comienzo de una cascada de duplicación de período, con tres o más bifurcaciones, para valores del parámetro menores a los de la zona crítica;
 - que aparezca una cascada de adición de ISI, sin bifurcación de período, con tres o más bifurcaciones, para valores del parámetro mayores a los de la zona crítica.
2. Obtener gráficas en el espacio 11-dimensional de las órbitas periódicas, es decir que sean periódicas, con spikes que definan ISI aproximadamente iguales a los que aparecen en el diagrama de bifurcaciones adjunto (siempre en la zona no crítica).
3. Dentro de la zona crítica, se debe poder medir las variables, hacer gráficas de las proyecciones de las órbitas en espacios dos dimensionales, o tres dimensionales y medir los ISI.

A.1.4. Actores, Supuestos, Restricciones

Actores

- Integrantes del grupo
- Tutores
- Cliente
- Investigadores de la Universidad de Marburg

Supuestos

- Las simulaciones realizadas por investigadores en la Universidad de Marburg son correctas para valores no críticos de los parámetros.
- Ninguno de los integrantes del equipo abandonará el proyecto o se irá de viaje por más de un mes.
- Las compras a realizar en el exterior no llevarán más tiempo de lo estipulado.

Restricciones

- Se cuenta con un tiempo limitado de 1 año para finalizar el proyecto.
- Se tiene un tope de 1000 dólares de financiación proveniente de fondos para investigación.

A.1.5. Especificaciones funcionales

Al finalizar el proyecto se contará con un dispositivo electrónico que se comportará según las ecuaciones del modelo de Hubber-Braun. El mismo contará con salidas para ciertas variables de interés (potencial de membrana y corrientes de ionización), las cuales podrán ser observadas con un osciloscopio. Además tendrá como entradas ciertos parámetros regulables (temperatura y corriente externa).

Se contará con un software para el procesamiento de datos adquiridos del dispositivo, siendo capaz de graficar señales y diagramas de fase.

A.1.6. Alcance del proyecto

Objetivos específicos

1. Simulaciones realizadas.

Descripción: se simulará numéricamente el modelo matemático y se comparará con las simulaciones realizadas.

Entregable: informe con evaluación de los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas, comparando las mismas con las realizadas por la Universidad de Marburg.

2. Modelo diseñado.

Descripción: establecer cuáles son las variables a representar y cual será la estructura general de circuito representado en sub-bloques

Entregable: diagrama del modelo a implementar incluyendo bloques y variables representativas.

3. Circuito diseñado.

Descripción: se estudiará como implementar cada sub-bloque, especificando las componentes a utilizar y realizando las simulaciones correspondientes para verificar el correcto funcionamiento.

Entregable: simulaciones del circuito, lista de componentes a utilizar y layout del PCB diseñado.

4. Circuito construido.

Descripción: Dependiendo de la complejidad del circuito a construir y la precisión que se requiera, se lo construirá o se lo mandará a construir.

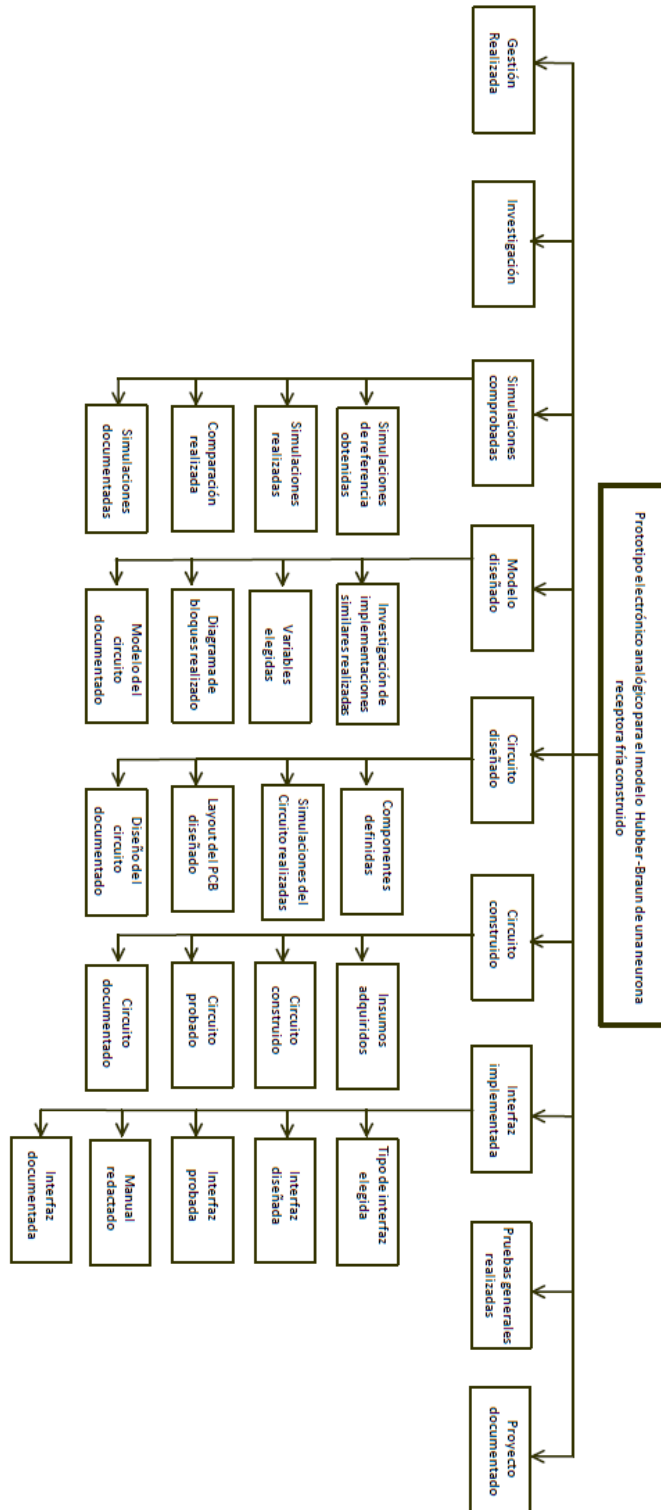
Entregable: circuito implementado e informe de las pruebas realizadas.

5. Interfaz implementada.

Descripción: se definirá cual será la interfaz y cual es la información relevante a mostrar a través de la misma para interacción con el usuario.

Entregable: programa de interacción con el usuario y manual de uso.

A.1.7. WBS



A.1.8. Análisis de riesgos

Identificación de riesgos

- Riesgo 1: Deber de mandar a construir la placa al exterior.
- Riesgo 2: Costo de los componentes a adquirir significativamente superiores a los estimados.
- Riesgo 3: Abandono del proyecto de un integrante.
- Riesgo 4: Reducción del presupuesto disponible.

Cuantificación

Riesgos	Prob de ocurrencia	Impacto
Riesgo1	Moderado	Medio
Riesgo2	Moderado	Alto
Riesgo3	Poco Probable	Alto
Riesgo4	Poco Probable	Alto

		Probabilidad de Ocurrencia		
		Poco Probable	Moderado	Muy Probable
Nivel de impacto	Ninguno			
	Bajo			
	Medio		Riesgo1	
	Alto	Riesgo3,Riesgo4	Riesgo 2	
	Extremo			

Plan de respuestas

Los Riesgos 2 y 4 están asociados a una eventual falta de presupuesto. Por lo tanto, de ocurrir y no obtener nuevas fuentes de financiación, impediría la adquisición de los componentes necesarios para el proyecto. Sin embargo, dado la cantidad del monto, y el margen para imprevistos existente, sería posible aportar parte de la financiación necesaria por parte de los integrantes del equipo, llevando el impacto a un nivel bajo.

En cuanto al riesgo 1 (deber de mandar a construir la placa al exterior) tiene consecuencias financieras y temporales. Las primeras se pueden afrontar de la misma forma que los explicados anteriormente. Por otro lado, para mitigar las consecuencias en la planificación se podrá avanzar con otras tareas previstas para ser realizadas posteriormente. Sin embargo, debido a la importancia de la tarea postergada (el armado del circuito), puede que dicha medida no sea suficiente y se deba correr la fecha de finalización del proyecto. Es por ello que se mantiene el impacto de este riesgo como medio.

El riesgo asociado al abandono del proyecto por parte de un integrante lo asumiremos dada la baja probabilidad de ocurrencia.

Estimación y evaluación final de riesgos

Teniendo en cuenta el plan de respuesta para los distintos riesgos se tiene una nueva evaluación de los mismos.

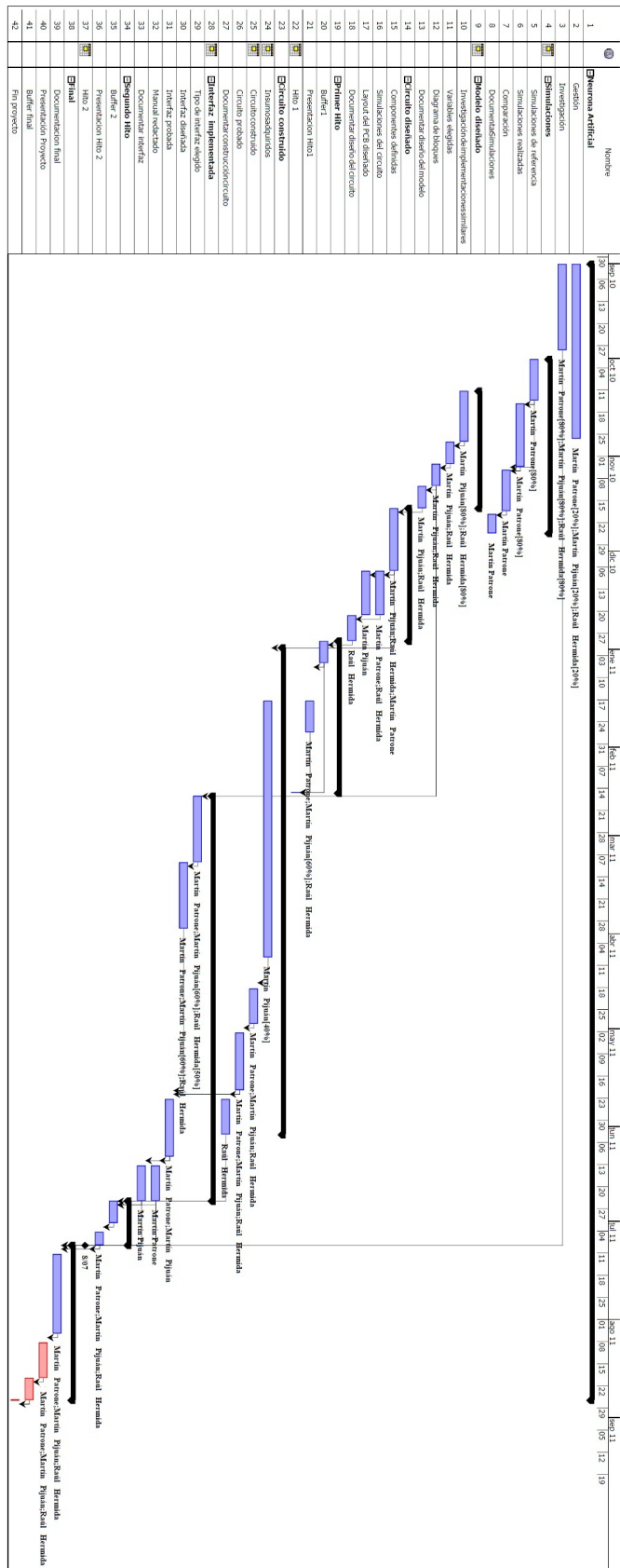
		Probabilidad de Ocurrencia		
		Poco Probable	Moderado	Muy Probable
Nivel de impacto	Ninguno			
	Bajo	Riesgo4	Riesgo 2	
	Medio		Riesgo1	
	Alto	Riesgo3		
	Extremo			

A.1.9. Cronograma detallado del proyecto

Planificación de tareas

ID	Nombre	Duración	Inicio	Terminado	Predecesores	Nombres del Recurso
1	Neurona Artificial	486 days?	1/09/10 8:00	5/08/11 17:00		
2	Gestión	79 days?	1/09/10 8:00	26/10/10 12:00		Martín Patrone[20%];Martín Pijuán[20%];Raúl Hermida[20%]
3	Investigación	39 days	1/09/10 8:00	28/09/10 12:00		Martín Patrone[80%];Martín Pijuán[80%];Raúl Hermida[80%]
4	Simulaciones	79 days?	1/10/10 8:00	25/11/10 12:00		
5	Simulaciones de referencia	10 days?	1/10/10 8:00	14/10/10 12:00		Martín Patrone[80%]
6	Simulaciones realizadas	15 days?	14/10/10 13:00	4/11/10 12:00	5	Martín Patrone[80%]
7	Comparación	10 days?	4/11/10 13:00	18/11/10 12:00	5;6	Martín Patrone
8	Documentar Simulaciones	5 days?	18/11/10 13:00	25/11/10 12:00	7	Martín Patrone
9	Modelo diseñado	54,5 days?	11/10/10 8:00	17/11/10 10:00		
10	Investigación de implementaciones similares	24,5 days?	11/10/10 8:00	27/10/10 10:00		Martín Pijuán[80%];Raúl Hermida[80%]
11	Variables elegidas	10 days?	27/10/10 10:00	3/11/10 10:00	10	Martín Pijuán;Raúl Hermida
12	Diagrama de bloques	10 days?	3/11/10 10:00	10/11/10 10:00	11	Martín Pijuán;Raúl Hermida
13	Documentar diseño del modelo	10 days?	10/11/10 10:00	17/11/10 10:00	12	Martín Pijuán;Raúl Hermida
14	Circuito diseñado	60 days?	17/11/10 10:00	29/12/10 10:00		
15	Componentes definidas	28 days?	17/11/10 10:00	7/12/10 10:00	13	Martín Pijuán;Raúl Hermida;Martín Patrone
16	Simulaciones del circuito	20 days?	7/12/10 10:00	21/12/10 10:00	15	Martín Patrone;Raúl Hermida
17	Layout del PCB diseñado	10 days?	7/12/10 10:00	21/12/10 10:00	15	Martín Pijuán
18	Documentar diseño del circuito	5 days?	21/12/10 10:00	29/12/10 10:00	16	Raúl Hermida
19	Primer Hito	68,833 days...	29/12/10 10:00	15/02/11 14:20		
20	Buffer 1	10 days	29/12/10 10:00	5/01/11 10:00	18	
21	Presentación Hito 1	31,833 days?	5/01/11 10:00	27/01/11 9:20	20	Martín Patrone;Martín Pijuán[60%];Raúl Hermida
22	Hito 1	1 day	15/02/11 9:20	15/02/11 14:20	20;21	
23	Circuito construido	210 days?	31/12/10 13:00	27/05/11 12:00		
24	Insumos adquiridos	60 days	31/12/10 13:00	8/04/11 12:00	15	Martín Pijuán[40%]
25	Circuito construido	20 days	8/04/11 13:00	22/04/11 12:00	24	Martín Patrone;Martín Pijuán;Raúl Hermida
26	Circuito probado	30 days?	22/04/11 13:00	13/05/11 12:00	25	Martín Patrone[50%];Martín Pijuán[50%];Raúl Hermida
27	Documentar construcción circuito	10 days?	13/05/11 13:00	27/05/11 12:00	26	Raúl Hermida
28	Interfaz implementada	144,5 days?	16/02/11 10:00	27/05/11 12:00		
29	Tipo de interfaz elegido	20 days?	16/02/11 10:00	2/03/11 10:00	12	Martín Patrone;Martín Pijuán[60%];Raúl Hermida[50%]
30	Interfaz diseñada	30 days?	2/03/11 10:00	23/03/11 10:00	29	Martín Patrone;Martín Pijuán[60%];Raúl Hermida
31	Interfaz probada	20 days?	22/04/11 13:00	6/05/11 12:00	25;30	Martín Patrone[50%];Martín Pijuán[50%]
32	Manual redactado	10 days?	13/05/11 13:00	27/05/11 12:00	26;31	Martín Patrone
33	Documentar interfaz	10 days?	13/05/11 13:00	27/05/11 12:00	26;31	Martín Pijuán
34	Pruebas generales	10 days?	27/05/11 13:00	3/06/11 12:00	26;27;31...	Martín Patrone;Martín Pijuán;Raúl Hermida
35	Segundo Hito	21 days?	3/06/11 13:00	17/06/11 17:00		
36	Buffer 2	10 days?	3/06/11 13:00	10/06/11 13:00	27;32;33;34	
37	Presentación Hito 2	10 days?	10/06/11 13:00	17/06/11 12:00	36	Martín Patrone;Martín Pijuán;Raúl Hermida
38	Hito 2	1 day	17/06/11 13:00	17/06/11 17:00	37	
39	Final	71 days?	17/06/11 13:00	5/08/11 17:00		
40	Documentación final	40 days?	17/06/11 13:00	15/07/11 12:00	3;32;33;37	Martín Patrone;Martín Pijuán;Raúl Hermida
41	Presentación Proyecto	20 days?	15/07/11 13:00	29/07/11 12:00	40	Martín Patrone;Martín Pijuán;Raúl Hermida
42	Buffer final	10 days?	29/07/11 13:00	5/08/11 13:00	41	
43	Fin proyecto	1 day	5/08/11 13:00	5/08/11 17:00	42	

Diagrama de Gant



A.1.10. Gestión de costos

Se cuenta con un tope de U\$\$ 1000 para el proyecto. Estimamos que las dos tareas que requerirán dinero son la construcción de la placa y la implementación de la interfaz.

Implementación de la placa

- PCB: U\$\$ 50
- Caja: U\$\$ 50
- Componentes U\$\$ 100
- Transformador: U\$\$ 20
- Cables: U\$\$ 30
- Otros: U\$\$ 50

SUBTOTAL: U\$\$ 300

TOTAL PLACA: U\$\$ 600 (Subtotal x2, tomando en cuenta que puede ser necesario construir dos placas)

Para la estimación de los costos de la placa a implementar se trabajó bajo la hipótesis de que puede ser necesario importar componente pero no será necesario mandar a hacer la placa al exterior.

Implementación de la interfaz

La estimación del costo de la interfaz con el usuario es más imprecisa dado que todavía no está bien definida la misma.

Como primer aproximación se estima que serán necesarios unos U\$\$200.

Con las estimaciones realizadas queda un margen de U\$\$200 para imprevistos sin salir del presupuesto. Esto parece razonable debido a la gran incertidumbre en la implementación de la interfaz.

A.2. Evaluación del plan de proyecto

A continuación se realiza una evaluación de los puntos relevantes del plan proyecto presentado en la sección anterior de acuerdo a lo ocurrido durante el desarrollo del proyecto.

A.2.1. Análisis de tiempos

Lo primero que se destaca en cuanto a la planificación de tiempos es la importancia de la misma. En un proyecto de mediana o larga duración es necesario distribuir los esfuerzos a lo largo de todo el período abarcado para poder concluir a tiempo. Para esto es importante realizar una buena estimación de lo dedicación necesaria para las distintas actividades que componen el proyecto. En nuestro caso, esto no se logró, principalmente por las siguientes razones:

- Subestimación del tiempo necesario para el acercamiento al problema desde el punto de vista de aprender sobre el significado fisiológico del modelo, su comportamiento matemático y la existencia de implementaciones electrónicas similares
- Intento sin éxito de diseñar el circuito a partir de diseños similares.
- Subestimación del tiempo de fabricación de las distintas placas, debiendo realizar en algunos casos varias iteraciones. En particular adquirir las buenas prácticas de diseño tanto, a nivel de software como de construcción, excedió el tiempo estipulado.
- El cambio en la situación laboral de uno de los integrantes del grupo con respecto al inicio del proyecto, se ha reflejado en una disminución del tiempo disponible de dedicación para el proyecto.

Por esto se recurrió a solicitar una prórroga a la Comisión de Carrera de Ingeniería Eléctrica con la siguiente replanificación:

- Setiembre - Se finalizará el prototipo funcional.
- Octubre - Se construirá la placa final.
- Noviembre - Corrección de errores, análisis y contraste de resultados y culminación de la documentación.

A.2.2. Análisis de riesgo

En cuanto a los riesgos planteados al comienzo del proyecto, uno de ellos se hizo realidad: *Deber de mandar a construir la placa al exterior*. Las consecuencias financieras pudieron ser afrontadas sin mayores inconvenientes. En cuanto a las consecuencias en la planificación, se pudieron mitigar de acuerdo a lo planteado en el plan de contingencia adelantando todas las tareas faltantes posibles. Aún así esto llevó a que no se contó con el tiempo deseado para pruebas y análisis de resultados de la placa final

A.2.3. Análisis de costos

Se contaba con un límite de u\$s 1000 para el proyecto. A pesar de que muchos de los gastos sobre la placa fueron mayores a los estimados, gracias al margen dejado desde un principio y a que

no se implementó la interfaz con el usuario (para la cual se iban a dedicar u\$s 200 de presupuesto), no hubo inconvenientes con los gastos realizados.

En total se gastaron u\$s 682

A.2.4. Respecto a los objetivos generales y criterios de éxito

Se cumplió con los objetivos generales planteados al comienzo del proyecto dado que se cuenta con un prototipo electrónico analógico del modelo matemático de Huber-Braun de una neurona receptora fría, con las señales de observación requeridas, para los rangos de los parámetros deseados.

Se relevó todo el comportamiento del dispositivo, extrayendo datos para todas las zonas de los parámetros y analizando los mismos mediante *Matlab*, pudiendo reconstruir el diagrama de bifurcaciones. De esta forma se cumplió con 2 de los 3 criterios de éxito planteados. Respecto al tercero, éste se cumplió a medias dado que fue posible visualizar bifurcaciones del tipo *adición de ISI* pero no las de tipo *duplicación de período*. Esto fue debido a la presencia de ruido y la rapidez respecto al valor del parámetro, con que se da la cascada de duplicación de período. Este criterio de éxito se cree fue planteado de forma demasiado ambiciosa ya que con ruidos muy pequeños en el sistema ya no se distingue la zona de la cascada.

Apéndice B

Análisis del sistema con ruido

A lo largo de esta documentación se trabajó con el sistema de ecuaciones del modelo de Huber-Braun de forma determinística. Sin embargo, en el circuito construido hay, inevitablemente, presencia de ruido. Por lo tanto para contar con una mejor referencia desde el análisis numérico, se estudiaron los resultados obtenidos en la Universidad de Marburg al introducir distintos tipos de ruido aditivo en diferentes zonas del sistema [6][7][8]. Finalmente se realizaron simulaciones en Simulink agregando ruido al sistema utilizado en la sección 3.

Se aclara que el ruido presente en el circuito electrónico será probablemente de características distintas al ruido estudiado en esta sección, y ambos distintos al presente en la neurona biológica. Aún así, el ruido utilizado en las simulaciones (de características simples) es útil para indicar cómo se altera el sistema determinístico frente a perturbaciones estocásticas, en especial los cambios en la dinámica y en la estructura de los diagramas de bifurcaciones.

Se observa el comportamiento del potencial de membrana para el análisis dado que es la señal utilizada en la construcción de los diagramas de bifurcaciones.

B.1. Ruido en las corrientes

El ruido en las corrientes (*current noise*) se introduce directamente en la ecuación del potencial de membrana como un término más. Existen 5 corrientes distintas (incluyendo la de fuga), pero todas se suman para el cálculo del potencial, por lo que se puede representar el ruido neto como un término más de esta suma (I_{ruido}).

$$C\dot{V} = -g(V - V_1) - I_d - I_r - I_{sd} - I_{sr} - I_{ext} + I_{ruido}$$

Se introduce ruido *blanco Gaussiano*, de media nula. A pesar de que el ruido se introduce únicamente en una variable, V , dado que el sistema es un conjunto de ecuaciones con realimentación, el ruido aparecerá en las demás variables y alguna componente llegará nuevamente al potencial de membrana.

En la figura B.1 de [6] se puede ver cómo varía el potencial de membrana para distintas temperaturas frente a la presencia de ruido y en la figura B.2 de [7] se presenta cómo se altera el diagrama de bifurcaciones.

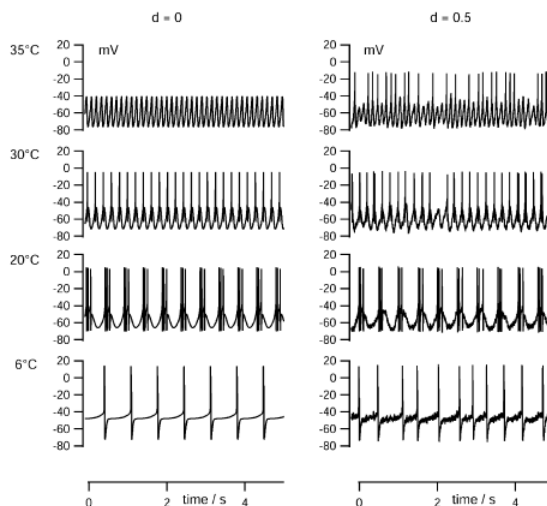


Figura B.1: Potencial de membrana en el tiempo para distintas temperaturas para el sistema determinístico y el sistema con ruido. El parámetro d es un indicador de la intensidad del ruido que se introduce al sistema. Esta figura se extrajo de [6].

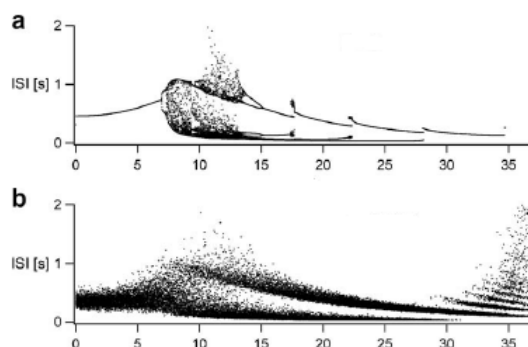


Figura B.2: Diagrama de bifurcaciones variando el parámetro temperatura para el sistema determinístico (arriba) y el sistema con ruido blanco en las corrientes (abajo). Esta figura se extrajo de [7].

El primer cambio notorio en el comportamiento al agregar ruido aparece para temperaturas altas. En el sistema determinístico, para estas temperaturas no se alcanza el nivel de disparo por lo que los spikes cesan. Sin embargo, con ruido el sistema dispara.

Estos disparos se ven en el diagrama de bifurcaciones como puntos en las temperaturas altas que no aparecen en el diagrama determinístico. Además, los puntos aparecen distribuidos en franjas, lo cual indica que el tiempo entre intervalos solo puede tomar determinados valores. Se puede determinar que estos valores son múltiplos del período de las oscilaciones determinísticas para estas temperaturas [7]. Esto indica que el sistema determinístico se encuentra oscilando cerca del umbral de disparo por debajo y debido a la presencia de ruido alcanza a pasarlo. En cada período que no se da el disparo se demora al menos un período más en alcanzar el siguiente disparo, aumentando el ISI un período. En resumen, el oscilador determinístico (*subthreshold*) marca el ritmo de los impulsos pero depende del ruido si el spike se llega a generar o no [5].

Para temperaturas más bajas, cercanas a las de funcionamiento “normal” (25°C) se puede observar que se mantiene esencialmente la dinámica, presentándose trenes de impulsos regulares

bien diferenciados, con ciertas variaciones estocásticas alrededor de las dos franjas del diagrama de bifurcaciones.

Al acercarse a la zona caótica, se pierde rápidamente la estructura de bifurcaciones. Es decir, cuando el sistema se encuentra todavía en zonas de adición de ISI o duplicación de período, pero cerca de la zona caótica, los puntos en el diagrama de bifurcaciones parecen distribuirse aleatoriamente. Además, para el sistema determinístico, en medio de la zona caótica aparecían intervalos en los que el sistema recuperaba cierta regularidad y se volvía periódico. Esto se pierde incluso con ruido de poca potencia [5].

Finalmente, para la zona de temperaturas bajas, debajo de la zona caótica, el sistema retorna a un estado de *tonic firing* (disparo regular) donde los puntos en el diagrama de bifurcaciones se concentran (con cierta dispersión) alrededor del diagrama determinístico. El ritmo de los disparos en esta zona en el sistema determinístico está marcado por el oscilador lento, el cual no se ve afectado en gran medida por el ruido blanco, logrando mantener así disparos con cierta regularidad en el sistema ruidoso.

B.2. Ruido en las conductancias

El llamado ruido en las conductancias se introduce de forma aditiva a las variables de activación a que son las que indican si un canal está abierto o cerrado, de la siguiente manera:

$$\dot{a} = \phi \frac{a_{\infty} - a}{\tau} + \xi$$

Donde ξ es la componente de ruido.

Para facilitar el análisis, se introduce este ruido únicamente en la variable de activación de depolarización lenta (a_{sd}). El introducir ruido en a_{sr} , la otra activación lenta, presenta resultados similares y por otro lado, el efecto del ruido de la misma intensidad en las conductancias rápidas aparenta ser despreciable frente al de las lentas [7].

Los resultados con ruido de conductancias obtenidos en Marburg mediante simulaciones numéricas se pueden ver en el diagrama de bifurcaciones de la figura B.3.

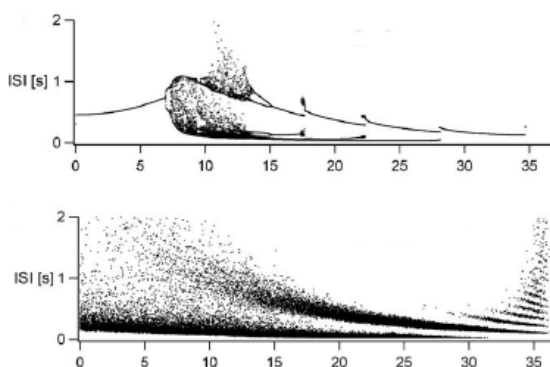


Figura B.3: Diagrama de bifurcaciones variando el parámetro temperatura para el sistema determinístico y el sistema con ruido blanco en la variable de activación a_{sd} . Esta figura se extrajo de [7].

La respuesta del sistema para temperaturas medias y altas es muy similar a la obtenida con

ruido en las corrientes, pero se obtiene con una intensidad de ruido menor. Cabe aquí la aclaración que a priori esta diferencia no tiene mayores implicancias debido a que los ruidos se aplican en distintos espacios, en un caso a una corriente ($\mu A/cm^2$) y en el otro a una variable de activación adimensionada que equivale a cambios en la conductancia ($\mu A/V.cm^2$). Sin embargo esto puede cobrar mayor importancia en el circuito implementado dado que todas estas variables se representan con la misma magnitud eléctrica, específicamente como voltajes (ver secciones 4.2).

Por otro lado para temperaturas bajas, se encuentran diferencias notorias. Mientras que con ruido blanco en las corrientes por debajo de la zona caótica se recuperaba en cierta medida un disparo regular, con ruido en las conductancias esto no sucede y la zona caótica parece extenderse hacia las temperaturas bajas (ver figura B.3).

Esta diferencia se puede explicar por la propagación del ruido a través de diferentes filtros pasa-bajos. Tanto la ecuación del potencial de membrana como las de las variables de activación corresponden a filtros pasabajos frente a la entrada de ruido. Esto se puede ver en las ecuaciones B.1 tanto donde se calculan las transferencias mediante la transformada de Laplace, para un ϕ fijo.

$$\begin{array}{l|l}
 a_{sd} \dot{=} \phi \frac{a_{sd\infty} - a_{sd}}{\tau} + \xi & C\dot{V} = -g(V - V_1) - \sum I + I_{ruido} \\
 \downarrow \text{Laplace} & \downarrow \text{Laplace} \\
 a_{sd}(s + \phi/\tau) = \frac{\phi}{\tau} a_{sd\infty} + \xi & CV(s + g/C) = gV_1 - \sum I + I_{ruido} \\
 \hline
 \boxed{a_{sd} = \frac{\phi/\tau}{s + \phi/\tau} a_{sd\infty} + \frac{1}{s + \phi/\tau} \xi} & \boxed{V = \frac{g/C}{s + g/C} V_1 - \frac{1/C}{s + g/C} \sum I + \frac{1/C}{s + g/C} I_{ruido}}
 \end{array} \tag{B.1}$$

Por lo tanto, el ruido blanco se transforma en coloreado al alcanzar el potencial de membrana. Esto implica una correlación temporal en el ruido, cuya constante de tiempo aumenta al bajar el polo del filtro pasa-bajos; es decir, cuanto más angosto sea el filtro, más estrecho el espectro del ruido resultante, impidiendo así cambios rápidos temporales (constante de tiempo de la correlación mayor). Además, el polo del filtro correspondiente a la ecuación de a_{sd} depende de la temperatura de forma exponencial a través de ϕ , disminuyendo éste al disminuir la temperatura.

Por lo tanto para temperaturas bajas se tiene ruido con alta correlación lo que provoca que el ritmo de los disparos ya no esté marcado por el oscilador lento sino por las fluctuaciones del ruido pasabajos [5].

Efectivamente, se realizaron simulaciones introduciendo ruido pasabajos en las corrientes y los resultados fueron similares a los obtenidos con ruido blanco en las conductancias [5](ver figura B.4). La frecuencia de corte elegida para el ruido pasa bajos fue $1Hz$, similar al polo de a_{sd} a $6^\circ C$.

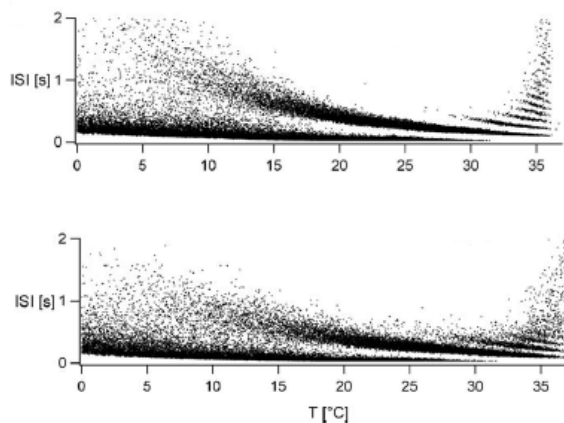


Figura B.4: Diagrama de bifurcaciones variando el parámetro temperatura, para el sistema con ruido blanco en la variable de activación a_{sd} (arriba) y con ruido pasa bajos en las corrientes (abajo). Esta figura se extrajo de [5].

En resumen, la zona de temperaturas bajas que antes se comportaba de forma regular con un disparo por período (*tonic firing*), presenta trenes de disparos (*bursts*) de forma irregular.

Finalmente, se realizaron simulaciones en Simulink agregando ruido blanco Gaussiano tanto de corrientes como de conductancia para distintas temperaturas. En la figura B.5 se presentan los resultados para $5^{\circ}C$ y $35^{\circ}C$. Se puede ver como el potencial de membrana, al agregar ruido, llega a disparar para temperaturas altas cuando en el sistema determinístico no lo hacía. También se puede observar los distintos comportamientos para temperaturas bajas según el ruido introducido como se describió anteriormente.

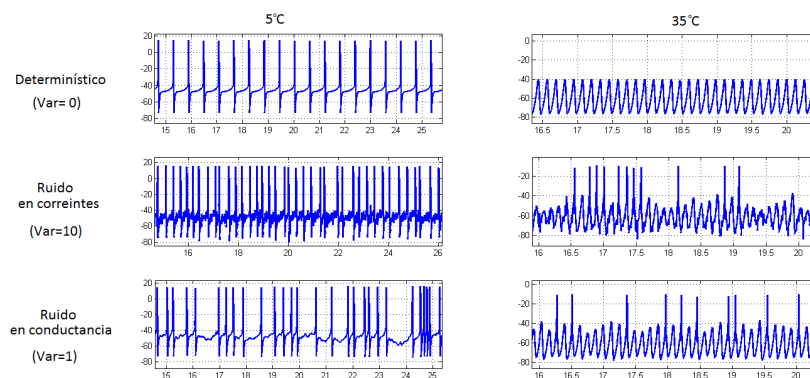


Figura B.5: Simulaciones realizadas en Simulink comparando los resultados del sistema sin ruido (arriba) con ruido en corriente (medio) y ruido en la conductancia de I_{sd} (abajo), para $5^{\circ}C$ y $35^{\circ}C$. Se indican también las varianzas del ruido utilizadas.

Apéndice C

Fuente de alimentación y referencias de tensión

En este anexo se detallan el diseño de la fuente de alimentación y de las referencias de tensión utilizadas en el circuito.

C.1. Alimentación

En primer lugar se estimó el consumo del circuito mediante simulaciones en *Spice*, utilizando el modelo de las propias componentes utilizadas, y por otro lado se calculó cual sería el consumo total teniendo en cuenta todas las componentes involucradas y las máximas potencias que soportan. Este último valor es muy superior al obtenido en las simulaciones. Se tomó como referencia las simulaciones de *Spice* que parecen ser una referencia más empírica. Los valores que se obtienen por simulaciones y por *consumo máximo* fueron:

$$I_{componentes}^{max} \simeq 1,6A \quad e \quad I_{simulaciones} \simeq 0,2A$$

Se dejó un margen de más del %100 del segundo valor. Por tanto las características de la fuente son:

$\begin{aligned} \pm V_{CC} &= \pm 15V \\ I_{max} &= 0,5A \quad o \quad P_{max} = 12W \end{aligned}$
--

Requerimientos fuente de alimentación

Para implementar la fuente se utilizó un rectificador de onda completa con regulador. Un esquema del circuito se puede ver en la figura (C.1).

En el circuito se debe determinar, básicamente, las características del transformador y los condensadores C . Las componentes que le siguen al regulador son condensadores electrolíticos para ayudar a la regulación, condensadores cerámicos para el filtrado de alta frecuencia, diodos de seguridad y leds para marcar el encendido de la fuente. El transformador debe soportar la máxima corriente necesaria, y la relación de transformación debe ser tal que permita el buen funcionamiento del regulador. Los condensadores C son los que determinan, en parte, el ripple de la fuente.

Las series 78/9XX soportan hasta 1A de carga lo cual satisface los requerimientos. Los 79XX son para las referencias negativas. Para que regulen de buena manera se les debe entregar algunos volts más de la referencia deseada, en este caso el 7815 pide más de "2V". Por lo tanto a la entrada de los reguladores debe de haber más de 17V, se pidió 18V para tener un margen de seguridad. Por lo tanto,

$$\left. \begin{aligned} V_p^{rectificada} &= 18V \\ 2V_D &\simeq 1V \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_p^{secundario} = 19V \Rightarrow V_{rms}^{secundario} = 13,4V$$

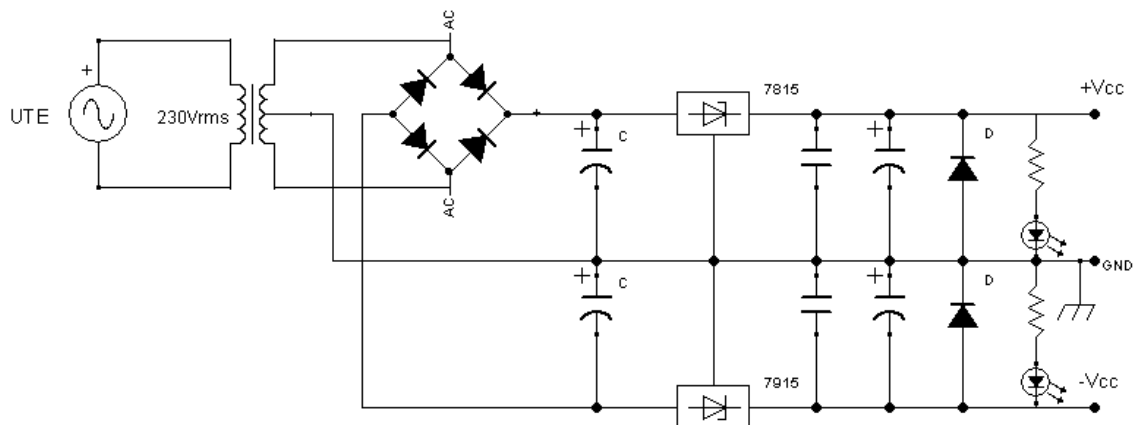


Figura C.1: Fuente de Alimentación

en donde se tuvo en cuenta las caídas de tensión en los dos diodos del puente y que $V_p = \sqrt{2}V_{rms}$. Observar que lo anterior es referenciado al punto medio del secundario y se debe considerar el doble. Entonces el transformador debe verificar:

$$\boxed{230/28V_{rms} \text{ con punto medio en el secundario}} \\ \boxed{P = 15W}$$

Por último se debe determinar el valor de los condensadores C . Estos fijan el ripple de la señal rectificada y cual es el mínimo valor que toma la misma. Lo que se tiene es una descarga de los condensadores C (figura C.2a), desde que cortan los diodos hasta la tensión de la fuente supera nuevamente la del condensador, en donde la velocidad de descarga depende de la corriente demandada. Si se supone que la corriente demandada es constante e igual a la máxima y se calcula el corte de la descarga con la recta que une el cero de la media senoide con su valor máximo (figura C.2b) se obtiene una cota para el ripple,

$$V_{Ripple}^{cota} (\%) = 100 \frac{2CV_p^{rectificada} + \frac{I^{max}}{2f}}{2CV_p^{rectificada} - \frac{I^{max}}{2f}}$$

en donde $f = 50Hz$ es la frecuencia de las sinusoidales antes del rectificador, $I^{max} = 0,5A$ es la máxima corriente demandada por el circuito y $V_p = 19,8V$ es el voltaje de pico de la señal rectificada.

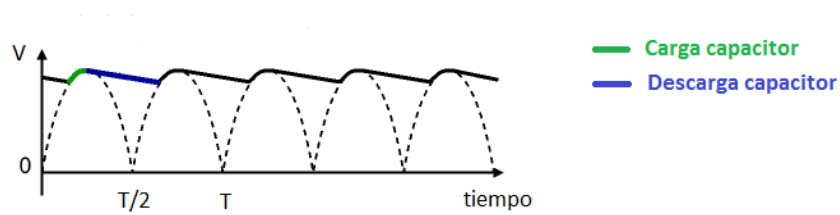
$$Si \boxed{C = 4,7\mu F} \Rightarrow V_{Ripple}^{cota} (\%) = 4\% \Rightarrow V_{min}^{rectificada} \geq 18V$$

Este valor de C , además de cumplir la condición de tener más de $18V$ a la entrada del regulador, verifica tener un bajo ripple a la salida del regulador ya que, de la hoja de datos del 7815, se puede obtener la relación entre los ripple *entrada-salida*. Lo define como el *Ripple Rejection*,

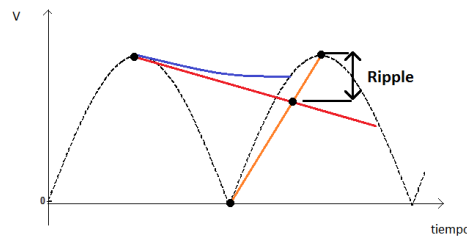
$$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}} = 70dB$$

C.2. Referencias de tensión

El circuito de referencias que se diseñó es el de la figura C.3, en donde se utilizó un zener con un $V_Z = 11V$. Para obtener la salida deseada ($\pm V_{ref} = \pm V_Z$) se debe mantener la corriente por los diodos por encima del valor mínimo para estar en la zona de ruptura. La potencia máxima es $P_Z^{max} = 0,5W$ lo que determina la máxima corriente de ruptura $I_Z^{max} = 45mA$. Por otro lado se



(a) Onda rectificada.



(b) Cota para el Ripple.

Figura C.2: En la figura (b) se puede ver una cota para el Ripple de la onda rectificada. La recta roja representa la descarga del condensador a corriente constante I^{max} . La recta azul se utiliza para acotar el corte con la onda.

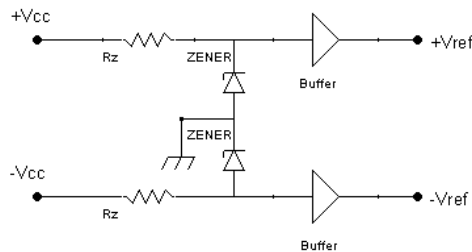


Figura C.3: Circuito Referencia.

tiene que la corriente mínima para encontrarse en la *zona de ruptura* es $I_{ZT} = 20mA$, por lo que se debe cumplir,

$$20mA \leq I_Z \leq 45mA$$

Se fijó $R_Z = 150\Omega$ lo que determina $I_Z = 27mA$ un valor en la *zona de ruptura* y que no genera consumo en exceso. Las potencias consumidas en las resistencias R_Z y en los zener son $P_{R_Z} = 0,107W$ y $P_Z = 0,3W$ las cuales se encuentran en valores permitidos.

Apéndice D

Esquemáticos y PCBs de las placas diseñadas

En este apéndice se muestran los esquemáticos y PCB de los bloques construidos individualmente y el PCB de la placa final. Todos los circuitos fueron diseñados con el programa *KiCad*[17].

D.1. Alimentación

El circuito construido para la fuente de alimentación es parte del dispositivo y se encarga de proporcionar $\pm 15V$ y tierra a la placa final (ver sección D.6). En la figura D.1 se puede ver el esquemático y en la D.2 el layout.

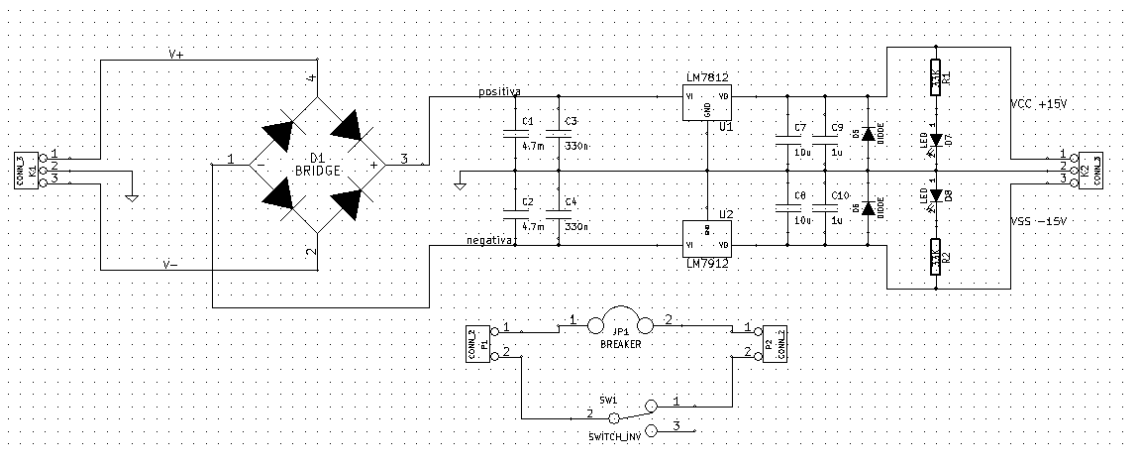


Figura D.1: Esquemático de la circuito de la fuente de alimentación.

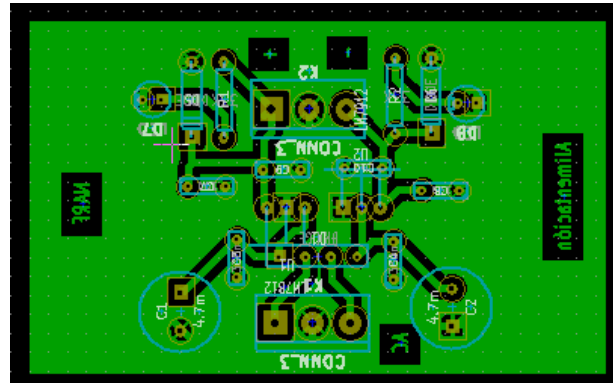


Figura D.2: Layout de la circuito de la fuente de alimentación.

D.2. Bloque potencial

En la figura D.3 se muestra el esquemático de este circuito y en la D.4 el PCB diseñado para la prueba individual de este bloque.

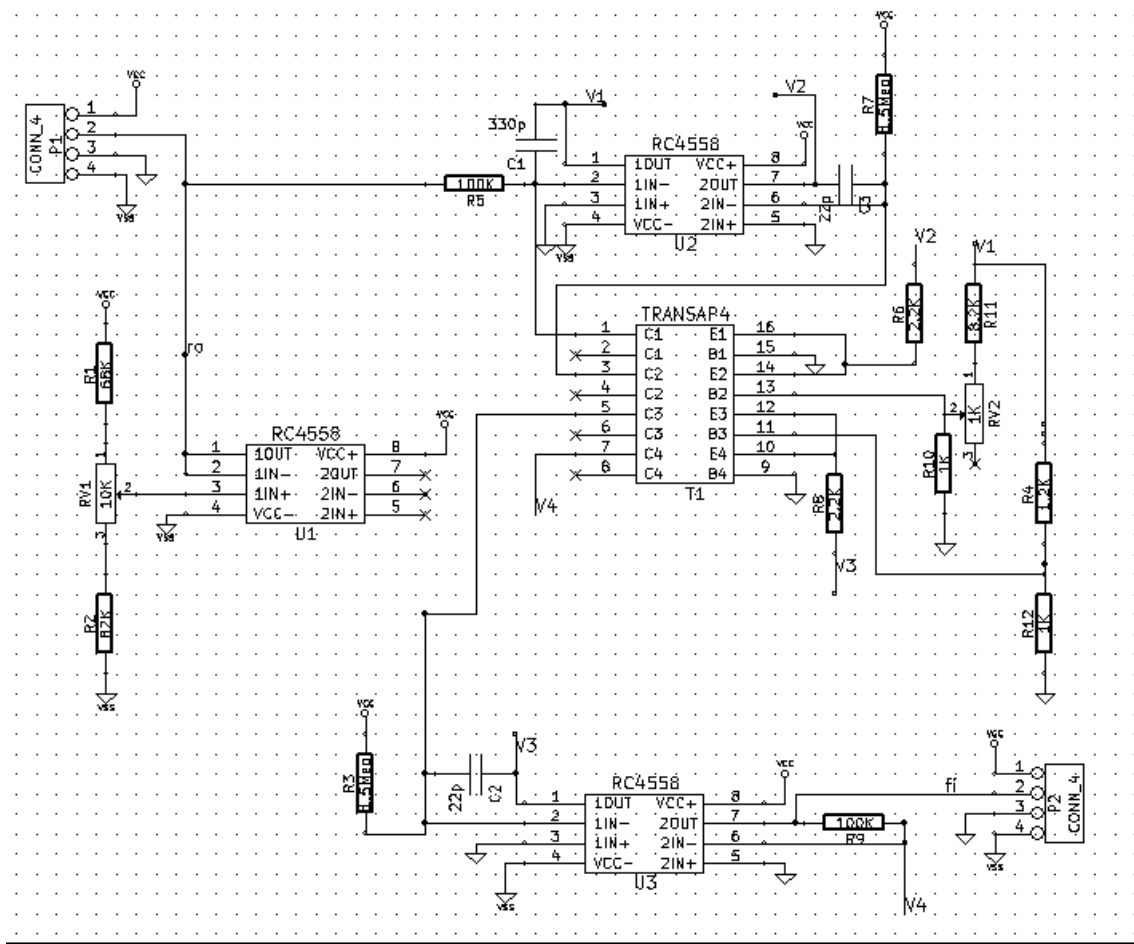


Figura D.3: Esquemático de la circuito correspondiente al bloque Potencial.

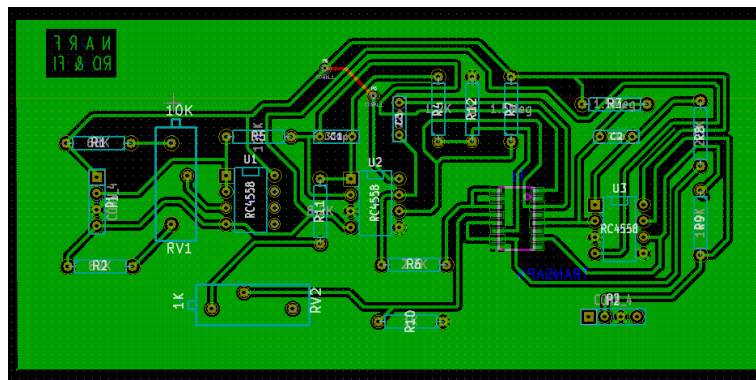


Figura D.4: Layout de la circuito correspondiente al bloque Potencial.

D.3. Sigmoide

Otro bloque construido de forma separa para el analizar la transferencia del mismo fue el correspondiente a la función sigmoide. El esquemático y PCB correspondiente se pueden ver en las figuras D.5 y D.6 respectivamente.

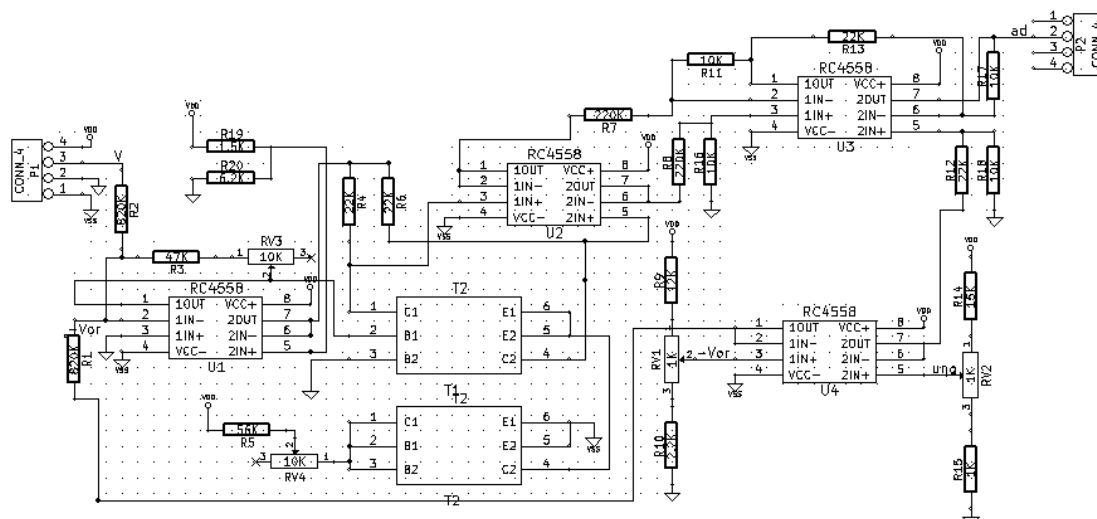


Figura D.5: Esquemático de la circuito correspondiente al bloque Sigmoide.

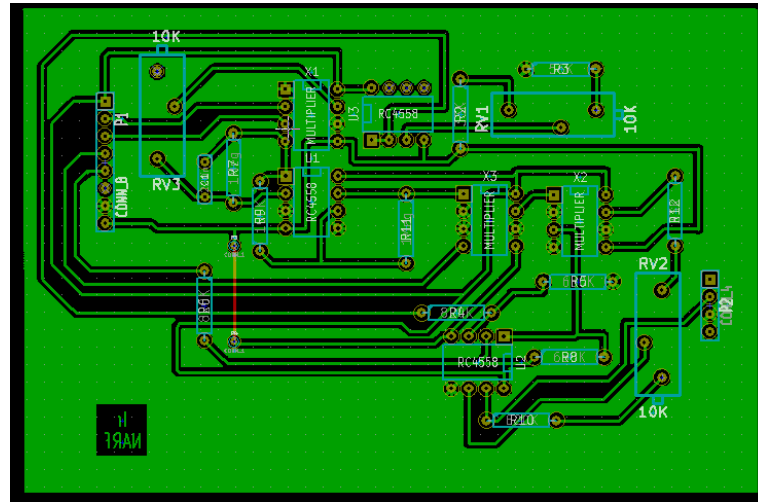


Figura D.8: Layout de la circuito correspondiente al bloque I_7 .

D.5. Potencial de membrana

El último bloque construido por separado fue el correspondiente a la ecuación 5.27 que tiene como entradas as distintas corrientes de ionización y como salida el potencial de membrana V . Esta señal luego realimenta a todo el circuito. El esquemático y PCB diseñados se pueden ver en la figura D.9 y D.10.

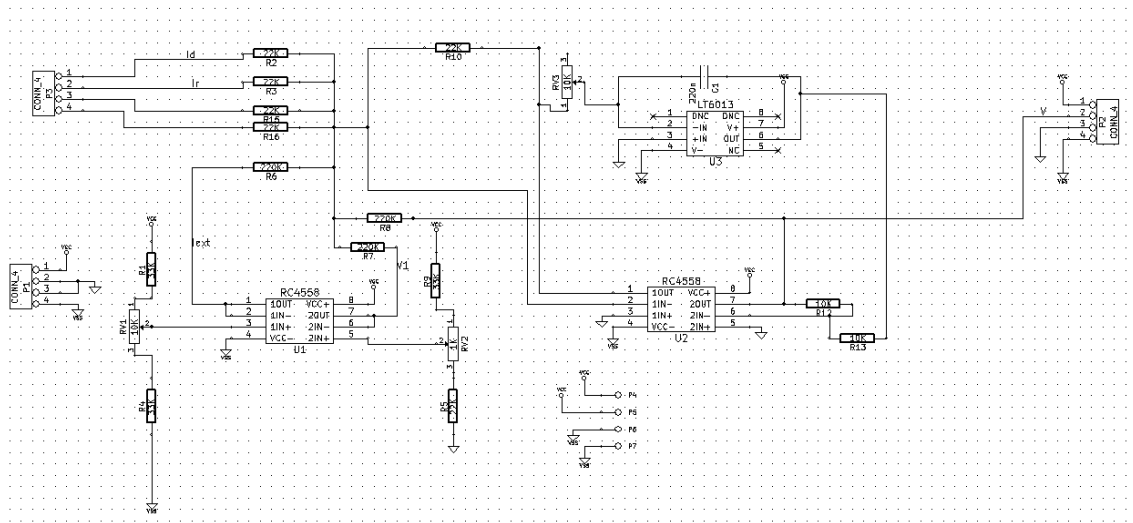


Figura D.9: Esquemático de la circuito correspondiente al bloque V.

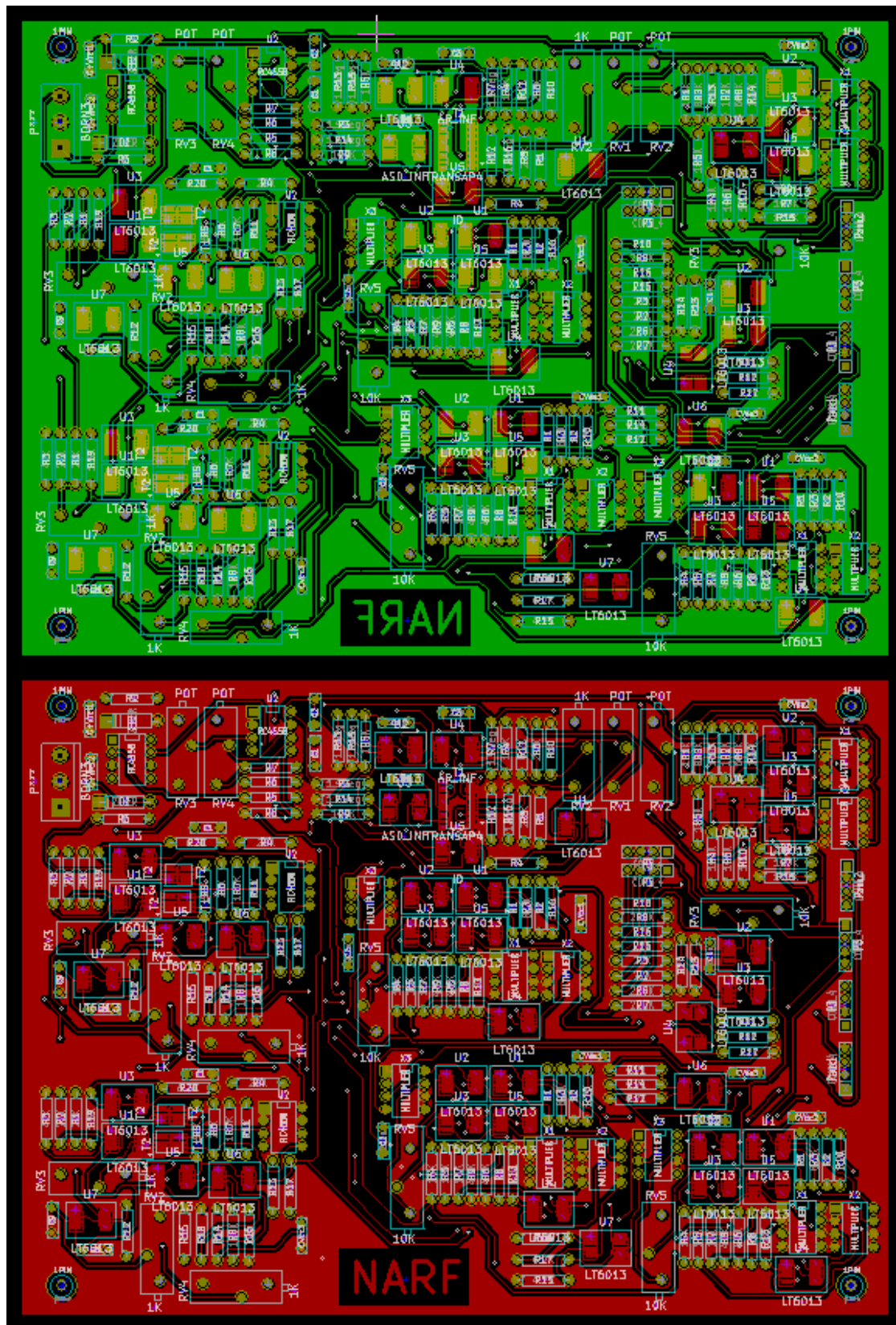


Figura D.11: Layout de la placa final.

Apéndice E

Manual de usuario

E.1. Alimentación

El circuito se alimenta con $\pm 15V$ de continua, para esto se provee una fuente que se conecta a la red de UTE y transforma $220V$ AC en $\pm 15V$ DC, que debe colocarse como se muestra en la figura E.1.

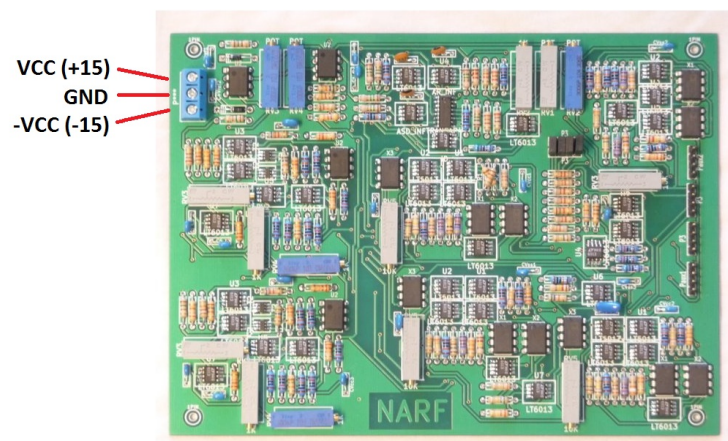


Figura E.1: Alimentación.

E.2. Toma de medidas

En esta sección se describe la configuración de los pines de salida de la placa que permiten realizar, de manera simple, las medidas de todas las señales de interés presentes en el modelo.

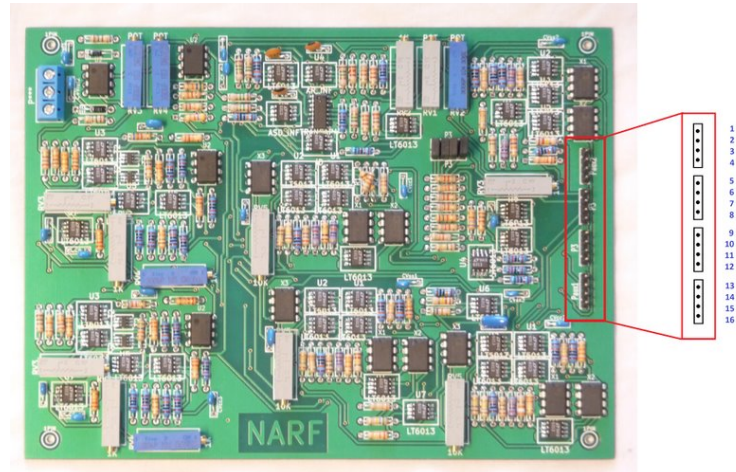


Figura E.2: Pines de salida.

Existen catorce pines de medida en la placa como se describen de la siguiente manera:

- **Pin 1** : T en $10^{\circ}C/V$.
- **Pin 2** : ρ en $1,3/V$.
- **Pin 3** : ϕ en $3,0/V$.
- **Pin 4** : I_{ext} en $1 \frac{\mu A}{cm^2}/V$.
- **Pin 5** : I_d en $10 \frac{\mu A}{cm^2}/V$.
- **Pin 6** : I_r en $55 \frac{\mu A}{cm^2}/V^1$.
- **Pin 7** : I_{sd} en $10 \frac{\mu A}{cm^2}/V$.
- **Pin 8** : I_{sr} en $10 \frac{\mu A}{cm^2}/V$.
- **Pin 9** : V en $10mV/V$.
- **Pin 10** : a_r en $1/V$.
- **Pin 11** : a_{sd} en $1/V$.
- **Pin 12** : a_{sr} en $1/V$.
- **Pin 13** : $a_{r\infty}$ en $1/V$.
- **Pin 14** : $a_{sd\infty}$ en $1/V$.
- **Pin 15** : No conectado
- **Pin 16** : No conectado

¹Este valor es distinto al diseñado por solucionar un error en la placa.

E.3. Ajuste del valor de los parámetros

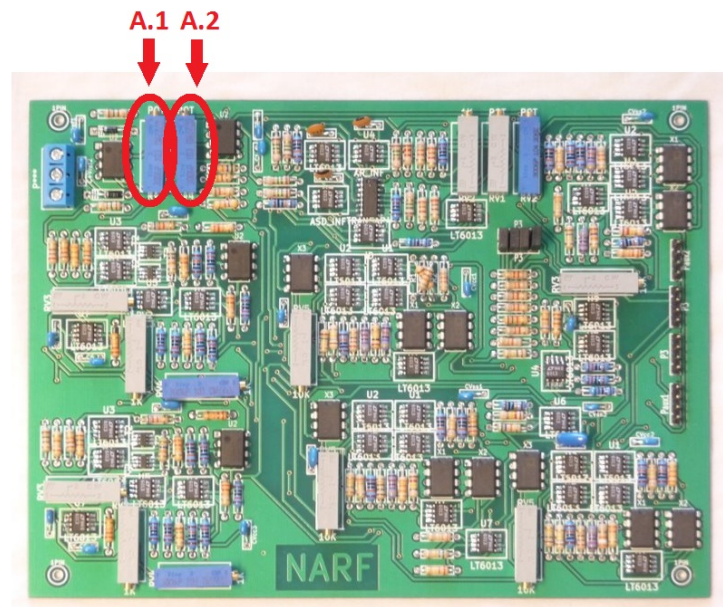


Figura E.3: Potenciómetro para variar los parámetros del sistema.

- A.1: I_{ext} . Mediante este potenciómetro es posible fijar el valor del parámetro I_{ext}
- A.2: ρ . Al variar este potenciómetro se fija el valor de ρ , lo que fija el parámetro T, ergo ϕ .

E.4. Calibración

La placa cuenta con trece potenciómetros de ajustes.

E.4.1. Ajuste del potencial x^a

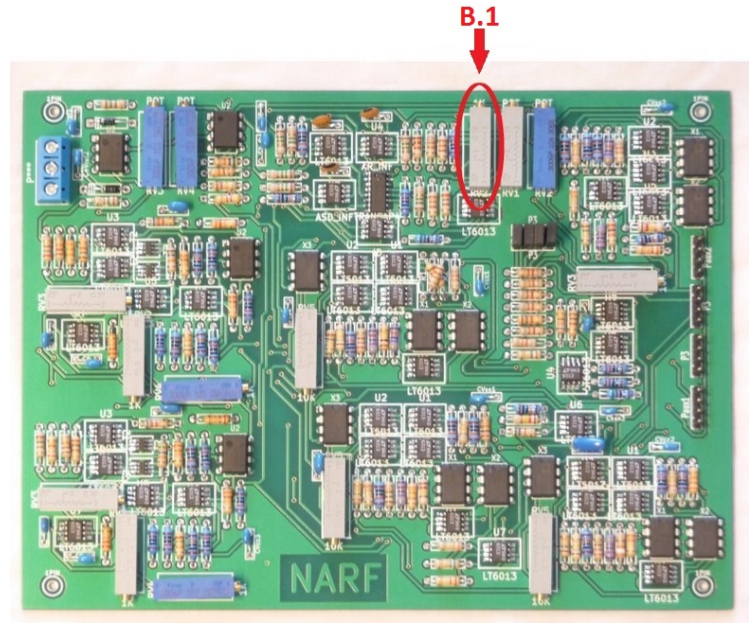


Figura E.4: Potenciómetro de ajuste del potencial.

Este potenciómetro permite ajustar el valor de la potencia a la que se eleva ρ , que debe ser $\log_{1,3} 3,0 = 4,187$. Para lograrlo, se fija $\rho = 1,3$ y se regula hasta medir $\phi = 3,0$

E.4.2. Ajuste de temperatura T

La placa cuenta con dos potenciómetros para ajustar la recta que relaciona T con ρ .

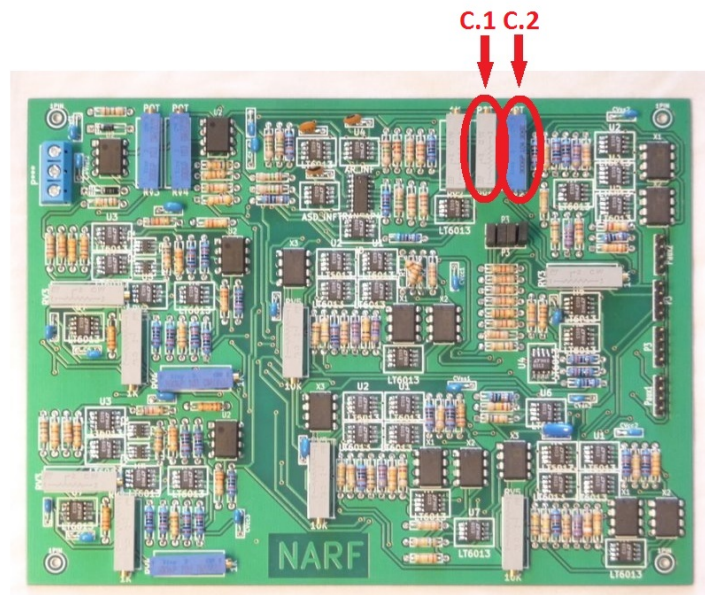


Figura E.5: Potenciómetro de ajuste de la temperatura.

Para calibrar la temperatura se fija $\rho = 1/1,3$, lo que se corresponde con $T = 15^{\circ}C$ y se ajusta el potenciómetro C.2 hasta alcanzar este valor midiendo T. Luego se toma otro valor de ρ , por ejemplo $\rho = 1$ que corresponde a $T = 25^{\circ}C$ y se ajusta C.1 para lograr el valor deseado en T.

E.4.3. Ajuste sigmoides

Cada una de las sigmoides cuenta con tres potenciómetros para su ajuste.

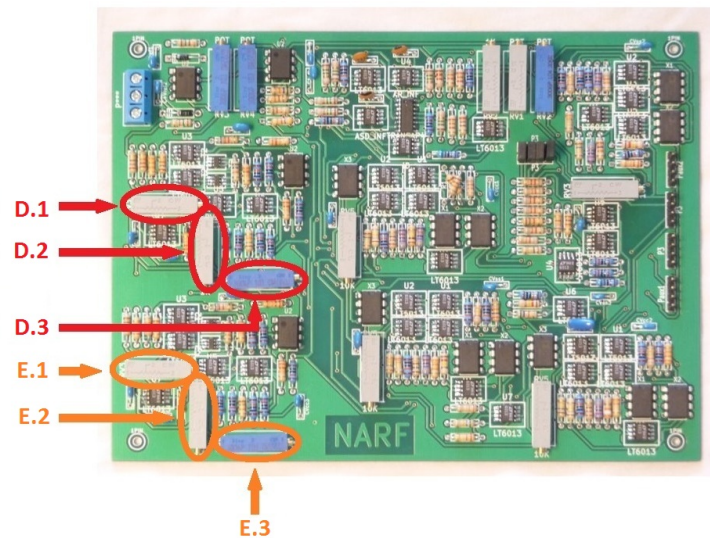


Figura E.6: Potenciómetros de ajuste de las sigmoides.

Los primeros (D.1 y E.1) son para fijar la velocidad de cada una, E.1 caracteriza a $a_{r\infty}$ y debe fijarse en 169Ω , mientras que D.1 caracteriza a $a_{sd\infty}$ y debe fijarse en 270Ω , entre las patas 1 y 2 del potenciómetro. Una vez establecidas las velocidades debe ajustarse la salida para que varíe entre 0 y 1. Esto se controla mediante D.2 y E.2 que fijan la excursión en 1V y D.3 y E.3 que fijan el offset.

E.4.4. Ajuste de polos

Como se vio en la sección 6.3 es posible escalar el tiempo acomodando correctamente los polos de las variables de activación y del potencial de membrana, por esto es que se colocaron potenciómetros para ajustar los polos.

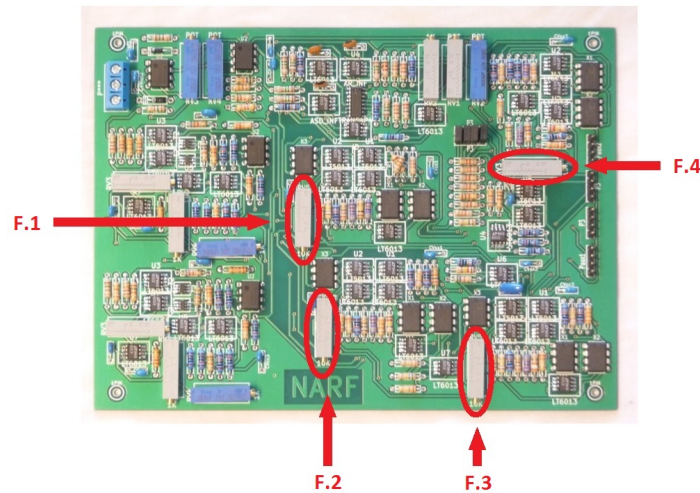


Figura E.7: Potenciómetros de ajuste de los polos de las variables de activación.

Para ajustar los polos se midieron los capacitores, para luego regular los potenciómetros de forma de obtener los polos en los valores necesarios mediante la ecuación:

$$f_{polo} = \frac{1}{2\pi RC}$$

En la tabla E.1 se muestra el valor del capacitor, el valor en el que se debe regular cada potenciometro y entre que patas de este. Con estos valores se logra un tiempo cien veces más rápido que el sistema original.

F_i	$C_i(nF)$	$f_{polo}(KHz)(para \phi = 1)$	$R_i(\Omega)$	Entre patas
1	23	7.962	261	2 y 3
2	234	1.592	128	2 y 3
3	2250	0.135	267	2 y 3
4	22	1.592	454	1 y 2

Tabla E.1: Tabla de los valores de las resistencias y los capacitores de los polos del circuito.

E.5. Oscilador lento y oscilador rápido

En esta sección se describe como lograr los subsistemas a partir del circuito completo.

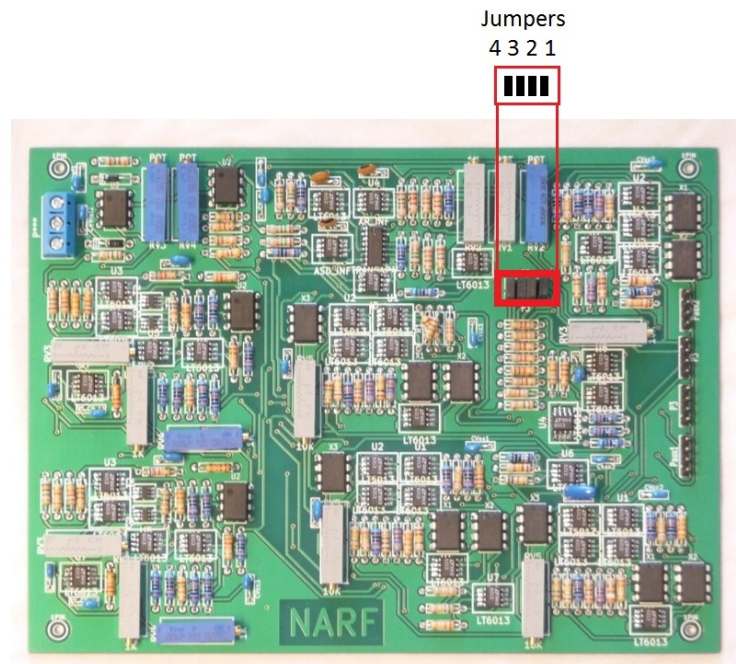


Figura E.8: Jumpers para lograr el oscilador lento y el oscilador rápido.

Como se muestra en la figura E.8, la placa cuenta con cuatro jumpers que activan o desactivan las corrientes. El primero activa I_d , el segundo I_r , el tercero I_{sd} y el cuarto I_{sr} . Por lo tanto, para lograr el oscilador rápido es necesario desactivar los jumpers 3 y 4. Por el contrario, para lograr el lentos se deben desactivar los jumpers 1 y 2.

Apéndice F

Contenido del CD

Aquí se describe brevemente el contenido del CD.

En primer lugar se encuentra la documentación en formato PDF en el directorio raíz. Luego hay cinco directorios que su contenido se describe a continuación:

Simulaciones numéricas (*Matlab*). En este directorio se encuentra el software mediante el cual se realizaron las simulaciones numéricas. En particular los modelos Simulink, los archivos “.m” que utilizan estos modelos para simular y el software para procesamiento de datos (por ejemplo el que construye los diagramas de bifurcaciones).

Simulaciones circuito (*Spice*). Aquí están los archivos de simulaciones de los diferentes circuitos diseñados.

Esquemáticos y PCB's de la placa (*Kicad*). Todos los esquemáticos y PCB's diseñados en *Kicad* para la construcción de los bloques y de la placa final.

Software para extraer datos del osciloscopio. Archivos “.m” de *Matlab* para el procesamiento de los datos extraídos del osciloscopio.

Hoja de datos de componentes utilizadas.

Bibliografía

- [1] A.L. Hodgkin and A.F. Huxley, *A quantitative description of membrane current and its application to conduction and excitation in nerve* The Journal of physiology, vol. 117, 1952, p. 500.
- [2] Howe, R. M. (2005). *Fundamentals of the analog computer: circuits, technology, and simulation*. IEEE Control Systems Magazine, 25(3), 29-36. doi: 10.1109/MCS.2005.1432596.
- [3] Catsigeras, E.(2009) *Huber-Braun Equations for the Cold Receptor Model of a Physiological Neuron*.
- [4] Postnova, S., Wollweber, B., Voigt, K., & Braun, H. (2007). *Impulse pattern in bi-directionally coupled model neurons of different dynamics*. Bio Systems, 89(1-3), 135-42. doi: 10.1016/j.biosystems. 2006.06.011.
- [5] Postnova, S., Finke, C., Jin, W., Schneider, H., & Braun, H. a. (n.d.). *A computational study of the interdependencies between neuronal impulse pattern, noise effects and synchronization*. Journal of physiology, Paris, 104(3-4), 176-89. doi: 10.1016/j.jphysparis.2009.11.022.
- [6] Braun, H., Voigt, K., & Huber, M. (2003). *Oscillations, resonances and noise: basis of flexible neuronal pattern generation*. Biosystems, 71(1-2), 39-50. doi: 10.1016/S0303-2647(03)00108-4.
- [7] Finke, C., Vollmer, J., Postnova, S., & Braun, H. A. (2008). *Propagation effects of current and conductance noise in a model neuron with subthreshold oscillations*. Mathematical biosciences, 214(1-2), 109-21. doi: 10.1016/j.mbs.2008.03.007.
- [8] Braun, H. A., Schäfer, K., Voigt, K., & Huber, M. T. (2003). *Temperature encoding in peripheral cold receptors: Oscillations, resonances, chaos and noise*. Nova Acta Leopoldina, 88(332), 1-22.
- [9] Sedra, A. S., & Smith, K. C. (1998). *Microelectronic circuits*. New York (Vol. 1). Oxford University Press, USA.
- [10] Semiconductor, N., & Note, A. (1995). AN-30, (November 1969), 1-4.
- [11] <http://www.biausa.org/mild-brain-injury.htm>
- [12] IZHIKEVICH, E. (2007). *Dynamical Systems in Neuroscience: The Geometry of Excitability and Bursting*. London, England: The MIT Press
- [13] PURVES, D. et al. (2004). *Neuroscience third edition*. Sunderland, Massachusetts U.S.A.: Sinauer Associates, Inc.
- [14] <http://www.clabs.de>
- [15] Khalil, H. K. (1992). *Nonlinear systems*. Upper Saddle River. New Jersey U.S.A.:Prentice Hall, Inc.
- [16] Perko, Lawrence.(2006) *Differential Equations and Dynamical Systems*. New York: Springer.

- [17] Jean Pierre Charras. *KICAD GPL PCB Suite*. http://www.lis.inpg.fr/realise_au_lis/kicad/
- [18] MathWorks. *Matlab*. <http://www.mathworks.com/products/matlab/>
- [19] Linear Technology. *LTspice*. <http://http://www.linear.com/designtools/software/>

