
n de Vi5-1453 n de Vi5-1553

Diseño e Implementación de un Medidor de Energía Trifásica para Sistemas Eléctricos no Lineales.

German Andres Sanchez Motta
Kevin Fabian Carrillo Carrillo

Universidad Santo Tomas
Facultad de Ingeniería Electrónica
Bogotá, Colombia
2018

Diseño e Implementación de un Medidor de Energía Trifásica para Sistemas Eléctricos no Lineales.

German Andres Sanchez Motta

Kevin Fabian Carrillo Carrillo

Monografía de proyecto de grado para optar al título de:
Ingeniero Electrónico

Director:

Ing. Edwin Francisco Forero Garcia, M.Sc.

Universidad Santo Tomas
Facultad de Ingeniería Electrónica
Bogotá, Colombia
2018

Dedicatoria

Principalmente a Dios y después a nuestros padres, quienes fueron de gran ayuda y confianza incondicional en esta trayectoria de formación personal y profesional.

Agradecimientos

Este proyecto ha sido realizado bajo el acompañamiento y dirección de el ingeniero Edwin Francisco Forero Garcia, M.Sc, por habernos brindado su tiempo, conocimientos, paciencia, le expresamos nuestro más sincero agradecimiento por hacer posible la realización de este proyecto.

A nuestros padres por habernos forjado como las personas que somos en la actualidad; muchos de nuestros logros se los debemos a ustedes en los que se incluye este. Clara Ines Motta Almario, German Sanchez Pinto, Nelly Faviola Carrillo Carrillo, William Marquez Carrillo Rey.

A nuestras parejas, amigos y colegas, por ayudarnos en este proceso, por aportar algún comentario y crítica a nuestro proyecto, por darnos motivación para culminar este proceso y por los momentos compartidos en espacios académicos y sociales. Julieth Garzon, David Ortiz, Sergio Zambrano, Nicolas Ramirez y Mateo Rojas.

A nuestros docentes, quienes desde el primer día que empezamos este proceso nos brindaron sus conocimientos y tiempo para ayudarnos a crecer como personas y profesionales.

GRACIAS

Lista de Figuras

4-1. Circuito RL	5
4-2. Señal de corriente con distorsión (a) Fase de la corriente y su componente fundamental; (b) Componente de distorsión	6
4-3. Cuatro cuadrantes de las direcciones del flujo de potencia	11
4-4. Potencias aparentes aritméticas y vectoriales	22
4-5. Voltaje RMS	24
4-6. Clasificación, denominación y valores tensión nominal	25
4-7. Corriente RMS	27
4-8. Porcentaje de THD_V	28
4-9. Porcentaje de THD_I	28
4-10. Límites de distorsión de corriente para sistemas de distribución general	30
5-1. Arquitectura del proyecto	35
5-2. Tarjeta EVM430-F6779-3	37
5-3. Tarjeta EVAL-ADE7978	37
5-4. Tarjeta 78M6631-EVM-DSL	38
5-5. Esquema de conexión para una distribución en Y, 3 fases, 4 hilos.	39
5-6. ADE 7978 configurado con las resistencias Shunt	40
5-7. Esquema caracterización de las resistencias Shunt	41
5-8. Caracterización ShuntA	43
5-9. Caracterización ShuntB	45
5-10. Caracterización ShuntC	47
5-11. Divisor de voltaje ADC	49
5-12. Salida de voltaje del ADE 7978	49
5-13. Circuito de protección para los pines IP e IM	50
5-14. Nodos aplicados al circuito	50
5-15. Relacion ADC corriente	55
5-16. Conexión I2C	57
5-17. Protocolo de escritura I2C	58
5-18. Protocolo de lectura I2C	58
5-19. Descarga de Node JS	63
5-20. Creación de proyecto en Angular	64
5-21. Levantar servidor local en Angular	64
5-22. Creación de componentes en Angular	65

5-23. Componentes home y navbar	66
5-24. Componentes graphic y dashboard	66
6-1. Corriente Tarjeta vs Corriente Multímetro	68
6-2. Montaje de la primera prueba	69
6-3. AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	70
6-4. AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	71
6-5. AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	71
6-6. APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	71
6-7. AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	72
6-8. AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	72
6-9. ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	72
6-10. ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	73
6-11. ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	73
6-12. AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	73
6-13. AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	74
6-14. AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	74
6-15. AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY	74
6-16. AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RE-	
GULAR	75
6-17. AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	75
6-18. AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	75
6-19. APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	76
6-20. AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	76
6-21. AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	76
6-22. ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	77
6-23. ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	77
6-24. ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	77
6-25. AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	78
6-26. AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	78
6-27. AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	78
6-28. AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR	79
6-29. AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO SU-	
PER WASH	79
6-30. AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH	79
6-31. AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH	80
6-32. APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH	80
6-33. AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH	80

6-34. AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH	81
6-35. ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH . . .	81
6-36. ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH . . .	81
6-37. ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH . .	82
6-38. AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH	82
6-39. AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH .	82
6-40. AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH	83
6-41. AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH	83
6-42. AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO CEN- TRIFUGADO	83
6-43. AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO . . .	84
6-44. AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO . . .	84
6-45. APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO .	84
6-46. AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO	85
6-47. AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO	85
6-48. ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO	85
6-49. ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO	86
6-50. ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO	86
6-51. AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO . .	86
6-52. AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFU- GADO	87
6-53. AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO . .	87
6-54. AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO	87
6-55. AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	88
6-56. AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	88
6-57. AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	88
6-58. APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	89
6-59. AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	89
6-60. AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	89
6-61. ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	90
6-62. ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	90
6-63. ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	90
6-64. AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	91
6-65. AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO RINSE . . .	91
6-66. AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	91
6-67. AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO RINSE	92
6-68. AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO LLE- NADO	92

6-69. AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	92
6-70. AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	93
6-71. APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	93
6-72. AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	93
6-73. AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	94
6-74. ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	94
6-75. ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	94
6-76. ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	95
6-77. AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	95
6-78. AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO . . .	95
6-79. AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	96
6-80. AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO	96
6-81. LAVADORA Y CAMINADORA USADAS EN LA PRUEBA	97
6-82. CARGA DE LA FASE A	98
6-83. CORRIENTE RMS Y CORRIENTE FUNDAMENTAL	98
6-84. CORRIENTE ARMÓNICA Y DISTORSIÓN ARMÓNICA DE CORRIENTE	99
6-85. VOLTAJE RMS Y VOLTAJE FUNDAMENTAL	99
6-86. VOLTAJE ARMÓNICA Y DISTORSIÓN ARMÓNICA DE VOLTAJ . . .	99
6-87. FACTOR DE POTENCIA TOTAL Y FACTOR DE POTENCIA FUNDA- MENTAL	100
6-88. POTENCIA APARENTE TOTAL Y POTENCIA APARENTE FUNDAMEN- TAL	100
6-89. POTENCIA APARENTE ARMÓNICA Y ÁNGULO DE DESFASE ENTRE FASES	100
6-90. POTENCIA ACTIVA TOTAL Y POTENCIA ACTIVA ARMÓNICA . . .	101
6-91. DISTORSIÓN DE POTENCIA (VAR) EN CORRIENTE Y VOLTAJE . . .	101
6-92. CORRIENTE RMS EN NEUTRO Y POTENCIA (VAR) NO ACTIVA . . .	102

Lista de Tablas

4-1.	Datos de caracterización de frecuencia	24
4-2.	Tabla de rangos máximos y mínimos de VRMS	26
4-3.	Datos de caracterización de corriente	26
4-4.	Distorsión armónica en corriente y voltaje	27
4-5.	TDD de corrientes	30
5-1.	Corriente vs Voltaje en la resistencia shunt A	42
5-2.	Corriente vs Voltaje en la resistencia shunt B	44
5-3.	Corriente vs Voltaje en la resistencia shunt C	46
6-1.	Resultados de la prueba N° 1	67

Lista de Símbolos y Abreviaciones

V	Voltaje Rms total
V_1	Voltaje Rms de los componentes de frecuencia
V_H	Voltaje Rms término restante
I	Corriente Rms total
I_1	Corriente Rms de los componentes de frecuencia
I_H	Corriente Rms término restante
THD_V	Distorsión armónica total en voltaje
THD_I	Distorsión armónica total en corriente
I_E	Corriente eficiente
V_E	Voltaje eficiente
P	Potencia activa total
P_1	Potencia activa fundamental
P_H	Potencia armónica activa (Potencia activa no fundamental)
Q_1	Potencia reactiva fundamental
S	Potencia aparente total
S_1	Potencia aparente fundamental
S_H	Potencia armónica aparente (Potencia aparente no fundamental)
S_N	Potencia aparente no fundamental
D_I	Distorsión de potencia en corriente
D_V	Distorsión de potencia en voltaje
S_H	Potencia armónica aparente
D_H	Potencia de distorsión armónica
N	Potencia no activa
P_{F1}	Factor de potencia fundamental
PF	Factor de potencia

VA	Potencia aparente
WATT	Potencia activa
VAR	Potencia reactiva
WATTHR	Potencia activa hora
VARHR	Potencia reactiva hora
VAHR	Potencia aparente hora
CAL	Dato calculado
DV	Distorsión en voltaje
DI	Distorsión en corriente

Contenido

Dedicatoria	III
Agradecimientos	V
Lista de Figuras	VI
Lista de tablas	X
Lista de Símbolos y Abreviaciones	XI
1. Introducción	1
2. Justificación	3
3. Objetivos	4
3.1. Objetivo General	4
3.2. Objetivos Específicos	4
4. Marco teórico	5
4.1. Factor de potencia y distorsión de la onda.	5
4.2. Distorsión armónica total (THD) y valor RMS de la corriente distorsionada . .	6
4.3. Definiciones del STD IEEE 1459 para la medición de calidad energética bajo condiciones balanceadas y des balanceadas	8
4.3.1. Mono-fase	8
4.3.2. Mono-fase no sinusoidal	11
4.3.3. Ejemplo monofásico	15
4.3.4. Sistema trifásico sinusoidal balanceado	17
4.3.5. Sistema trifásico sinusoidal no balanceada	19
4.4. Ejercicio Práctico	23
4.4.1. Análisis de datos obtenidos de tres cargas no lineales	23
4.5. Desarrollo de Software	30
4.5.1. Programación Orientada a Objetos	31
4.5.2. Desarrollo Web	31
4.5.3. Frontend	31
4.5.4. Backend	31
4.5.5. REST	31

<i>Contenido</i>	<i>Contenido</i>
<hr/>	
4.6. Fourier	32
4.6.1. Transformada de Fourier	32
4.6.2. Teorema de muestreo de Nyquist-Shannon	32
4.6.3. Transformada rápida de Fourier (FFT)	32
4.7. Convertidores ADC	33
4.8. Internet de las cosas	33
4.8.1. Raspberry pi 4	33
 5. Desarrollo y ejecución del proyecto	 35
5.1. Arquitectura del proyecto	35
5.2. Fase de integración	36
5.2.1. EVM430-F6779-3 Phase Electronic Watt-Hour EVM	36
5.2.2. EVAL-ADE 7978	37
5.2.3. 78M6631 3-Phase PowerMeasurement IC	38
5.3. Desarrollo del Hardware	39
5.3.1. Configuración inicial	39
5.3.2. Caracterización de la resistencia Shunt	41
5.3.3. Conversión de voltaje	47
5.3.4. Conversión de corriente	49
5.4. Desarrollo de Software	57
5.4.1. Implementación del protocolo I2C entre la raspberry y el ADE7978	57
5.4.2. Backend Solución en c++	60
5.4.3. Backend Configuración del servidor	62
5.4.4. Backend Solución con Node.js	63
5.4.5. Frontend Solución en Angular	63
 6. Resultados del proyecto	 67
6.1. Primer Prueba	67
6.2. Segunda Prueba	69
6.2.1. Análisis en el ciclo heavy	70
6.2.2. Análisis en el ciclo regular	75
6.2.3. Análisis en el ciclo super wash	79
6.2.4. Análisis en el ciclo centrifugado	83
6.2.5. Análisis en el ciclo rinse	88
6.2.6. Análisis en el ciclo llenado	92
6.3. Tercer Prueba	96
6.3.1. Resultados de la prueba	98

7. Impacto social	103
8. Conclusiones	104
9. Trabajo Futuro	105
Bibliografía	106
A. Anexo: Nombrar el anexo A de acuerdo con su contenido	107
B. Anexo: Nombrar el anexo B de acuerdo con su contenido	108

1. Introducción

El presente proyecto se refiere al diseño e implementación de un medidor en energía trifásica para sistemas eléctricos no lineales, debido a que los medidores eléctricos actuales están diseñados en su hardware y software para leer el consumo eléctrico, con el problema que estos medidores no tienen en cuenta las perturbaciones que tiene la carga en voltaje y corriente, ya que la mayoría de dispositivos eléctricos que tenemos, no son lineales y la onda fundamental del consumo de estos, no es ideal, es decir que existen perturbaciones en la onda, pero los medidores no las tienen en cuenta.

La característica principal de este tipo de medidores, es que al no realizar la lectura correcta de la potencia consumida, las empresas de energía no están realizando un tarificación correcta del KW/h por mes a los hogares, residencias, industrias, etc... Por lo tanto se queda en incertidumbre si la factura que se paga mensual, es mayor o menor de lo que se debería cancelar.

Para analizar la problemática es necesario mencionar sus causas. Una de ellas es la evolución de la tecnología. Últimamente la tecnología ha avanzado en gran magnitud y esto permite que muchos errores humanos son fácilmente corregidos y perfeccionados por la tecnología, debido a este avance, ya se es posible diseñar un medidor que lea las distorsiones armónicas presentes en la onda, con el fin de que entregue el valor exacto de su consumo.

La investigación a esta problemática en el ámbito social y económico, nos permite dar una posible solución al decrecimiento en la economía que ha tenido Colombia en los últimos años, ya que si se logra realizar un medidor para cargas no lineales y si se demuestra que el consumo en dinero es menor, sería un ahorro que los colombianos podrían tener y solventar en una escala mediana la crisis económica que se está viviendo Colombia en distintos sectores de la economía.

Profundizar desde el interés académico en hacer el uso de nuevas tecnologías y con ayuda de investigación, lograr descomponer la onda por los coeficientes Fourier y así poder analizar la onda con sus distorsiones. Así mismo, nos interesamos por aportar nuevos descubrimientos o conclusiones a la academia que puedan servir de ayuda para otros proyectos.

En el marco de la instrumentación industrial, este proyecto se realiza seleccionando el tipo de tarjeta de desarrollo a utilizar para la medida de señales trifásicas, después de tener los instrumentos necesarios, implementar el sistema de medición, en donde a partir de sus coeficientes de Fourier de voltaje y corriente, se aplica el std IEEE 1459 del 2010, que se basa en

la medición de energía en sistemas monofásicos y trifásicos con cargas desbalanceadas con sus respectivas fórmulas. Una vez obtenidos los resultados, se realizará un cuadro de comparación con otros medidores para determinar un porcentaje de error y garantizar los resultados obtenidos. Finalmente corroborados los datos, por medio de un display se visualiza el valor exacto de consumo mensual a las empresas de energía.

2. Justificación

La economía en Colombia es un factor que mueve a todo el país y se busca el ahorro o el mejoramiento de este. Por medio del medidor de energía que se plantea en este proyecto, se busca obtener el valor total de la energía consumida por la población y dar un valor exacto en la factura de consumo, esto debido a que el consumo que se registra, se realiza con medidores lineales a sistemas de cargas no lineales, por lo tanto, las pérdidas a la red no se contemplan y hace que en ocasiones el consumidor tenga que pagar por energía que no ha consumido o no pague toda la energía que consumió.

Con la norma IEEE STD 1459 del 2010, se obtienen valores más cercanos al consumo exacto y al suministro de potencia de los hogares y en la industria, con esto es posible implementar estudios para mejorar el consumo de energía de todos los componentes de potencia creando un impacto ambiental mejor, aprovechando en su totalidad la generación de energía de todas las centrales importantes en el país.

Al tener valores más exactos sobre el consumo de energía eléctrica en los hogares y en la industria, se puede generar una cultura social con buenos hábitos de consumo eléctrico, creando conciencia de la cantidad de energía que se está desperdiciando en labores cotidianas.

Actualmente en los sectores comerciales no existen medidores que consideren los armónicos presentes en la señales de energía, por esta razón, es viable implementar un medidor que los considere en su medición, ya que éste tendría una alta demanda en el mercado.

Para que el medidor trate y analice señales con ondas no sinusoidales y cargas desbalanceadas, se requiere fortalecer los conceptos de potencias energéticas y adquirir nuevos conocimientos acerca de educación energética, para que después se puedan implementar herramientas como smart grids o redes inteligentes donde la energía se pueda generar de otras fuentes y la medición siga siendo precisa y exacta.

3.Objetivos

3.1. Objetivo General

Implementar un medidor de energía trifásica para sistemas eléctricos no lineales basados en la norma IEEE STD 1459 del 2010 para el manejo de cargas desbalanceadas y ondas no sinusoidales.

3.2. Objetivos Específicos

- Determinar los parámetros matemáticos y electrónicos a considerar para el diseño propuesto de acuerdo con el estándar IEEE 1459-2010.
- Diseñar el sistema electrónico y digital para el sistema de medida propuesto, junto con un software que realice el tratamiento digital de las señales requeridas.
- Implementar el medidor diseñado con la arquitectura y software desarrollado.
- Desarrollar un banco y conjunto de pruebas para comparar los resultados del CIRCUITOR y el AEMC 45b y verificar la trazabilidad del sistema implementado.

4. Marco teórico

4.1. Factor de potencia y distorsión de la onda.

Las distorsiones presentes en la onda se interpreta como un ruido eléctrico. Estas distorsiones es la sobre posición de señales en múltiplos de la frecuencia fundamental. Los armónicos se encuentran en equipos principales generadores de armónicos que efectúan circuitos de rectificación como por ejemplo computadores, televisores, microondas; etc. [1]
Como un caso base, se considera una carga lineal R-L mostrado en 4-1 alimentado por medio de una fuente sinusoidal en estado estable. Usando valores rms para las magnitudes de voltaje y corriente, la potencia suministrada por la fuente es:[2]

$$P = V_s I_s \cos\phi \quad (4-1)$$

El factor de potencia (FP), se conoce como la analogía entre la potencia real media P y el producto de la tensión y corriente rms:

$$PF = \frac{P}{V_s I_s} = \cos\phi \quad (\text{Usando 4-1}) \quad (4-2)$$

Y por lo tanto, la corriente rms es:

$$I = \frac{P}{V_s PF} \quad (\text{Usando 4-2}) \quad (4-3)$$

Esto demuestra que el PF y la corriente I_s son inversamente proporcional.

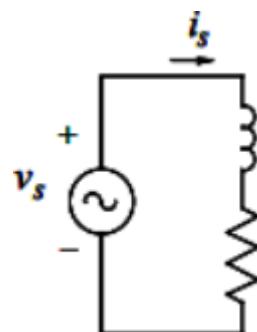


Figura 4-1.: Circuito RL

4.2. Distorsión armónica total (THD) y valor RMS de la corriente distorsionada

Una señal de corriente sinusoidal para una carga lineal como en 4-1, no tiene distorsión, sin embargo, hay señales de corrientes que su forma de onda es distorsionada, esto se debe a los equipos generadores de armónicos mencionados en el primer índice. [2] Un ejemplo de una señal con distorsión se puede ver en 4-2 en donde i_s es la señal de corriente distorsionada y $V_s(t)$ es sinusoidal. El análisis se aplica a la utilidad de suministros ya sean en monofásico o trifásico, en donde el estudio se realiza por fases.

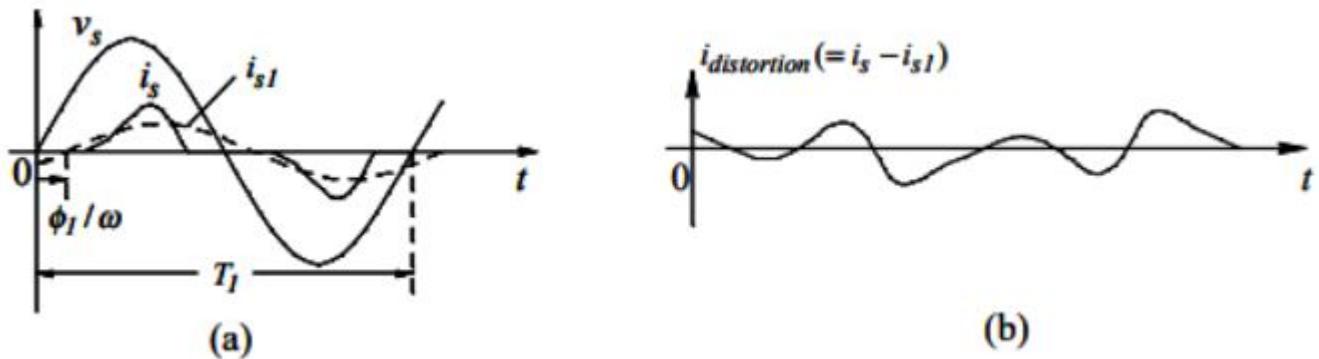


Figura 4-2.: Señal de corriente con distorsión (a) Fase de la corriente y su componente fundamental; (b) Componente de distorsión

[2]

La onda periódica de la corriente $i_s(t)$, se puede expresar en componentes de Fourier:

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h=2}^{\infty} i_{sh}(t) \quad (4-4)$$

Donde:

$$\sum_{h=2}^{\infty} i_{sh}(t) = i_{distortion}(t)$$

El componente dc se asume como cero e i_s es la componente fundamental mostrada en 4-2(a). Partiendo de la ecuación 4-4 la componente de distorsión en la corriente es la diferencia entre $i_s(t)$ y su componente de frecuencia fundamental:[2]

$$i_{distortion}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) \quad (4-5)$$

En una forma de onda con su frecuencia de línea f_1 y su tiempo de periodo $T_1 (= \frac{1}{f_1})$, los componentes en la expresión de 4-5 son en los múltiplos de h en la frecuencia fundamental, como por ejemplo, el 3^{er} armónico ($h = 3$) está en 180Hz con un sistema de 60Hz.[2]

Un concepto básico que se usa es que en una forma de onda repetitiva, la integral de el producto de dos componentes armónicos (incluyendo la fundamental) en frecuencias desiguales sobre repeticiones del tiempo de periodo es igual a cero: [2]

$$\int_{T_1} f_{h1}(t) \cdot g_{h2}(t) \cdot dt = 0 \quad (4-6)$$

Donde:

$$h1 \neq h2$$

Con el fin de obtener el valor rms de $i_s(t)$ en 4-2(a), se aplica el concepto básico de rms:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_{T_1} (i_s)^2(t) \cdot dt} \quad (4-7)$$

Donde, de 4-4

$$i_s^2 = (i_{s1} + (\sum_{h=2}^{\infty} i_{sh})^2 = i_{sh}^2 + \sum_{h=2}^{\infty} i_{sh(t)}^2 + \text{productos en términos de frecuencia de cruce} \quad (4-8)$$

Sustituyendo 4-8 en 4-7, con el concepto visto en la 4-6, cada integral de las frecuencias cruzadas es igual a cero,

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_{T_1} i_{s1}^2(t) \cdot dt + \sum_{h=2}^{\infty} \frac{1}{T_1} \int_{T_1} i_{sh}^2(t) \cdot dt} \quad (4-9)$$

Donde:

$$\frac{1}{T_1} \int_{T_1} i_{s1}^2(t) \cdot dt = I_{s1}^2$$

$$\sum_{h=2}^{\infty} \frac{1}{T_1} \int_{T_1} i_{sh}^2(t) \cdot dt = I_{distortion}^2$$

Por lo tanto,

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + I_{distortion}^2} \quad (4-10)$$

Donde los valores rms del componente de la frecuencia fundamental y los componentes de distorsión son los siguientes:

$$I_{s1} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{T_1} i_{s1}^2(t) \cdot dt} \quad (4-11)$$

y

$$I_{distortion} = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{1}{T_1} \int_{T_1} i_{sh}^2(t) \cdot dt \right)} = \sqrt{\sum_{h=2} I_{sh}^2} \quad (4-12)$$

La ecuación descrita anteriormente, presenta que el valor rms de la componente de distorsión en 4-2 puede ser obtenido de los valores de las componentes individual de los armónicos.[2]

Tomando como referencia los valores rms de los componentes de la distorsión y la fundamental en la corriente $i_s(t)$, un índice de distorsión llamado Distorsión Armónica Total (THD) es definida en porcentaje y este mismo puede ser presentado en distintas formas bajo las siguientes ecuaciones:

$$\%THD = 100 * \frac{I_{distortion}}{I_{s1}} = 100 * \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = 100 * \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{sh}^2}}{I_{s1}} \quad (4-13)$$

4.3. Definiciones del STD IEEE 1459 para la medición de calidad energética bajo condiciones balanceadas y des balanceadas

4.3.1. Mono-fase

Mono-fase sinusoidal

Se parte de una entrada de tipo sinusoidal:

$$v = \sqrt{2}V \sin(\omega t) \quad (4-14)$$

Y si a esta, se le conecta una carga lineal, se producirá una corriente sinusoidal de tipo:

$$i\sqrt{2}I \sin(\omega t - \theta) \quad (4-15)$$

Donde:

V es el valor rms de el voltaje (V)

- I es el valor rms de el voltaje (I)
- ω es la frecuencia angular $2\pi f$ (rad/s)
- f es la frecuencia del sistema (Hz)
- θ es el ángulo de fase entre el voltaje y la corriente (rad)
- t es el tiempo (s)

Potencia activa(W)

La potencia activa P o también conocida como potencia real, es la medición del flujo de energía durante in intervalo de tiempo τ a $\tau + KT$. [3]

$$P = \frac{1}{KT} \int_{\tau}^{\tau+KT} pdt = \frac{1}{KT} \int_{\tau}^{\tau+KT} p_a dt \quad (4-16)$$

Donde:

- $T = 1/f$ es el ciclo de tiempo (s)
- k es un número entero positivo (s)
- τ es el momento cuando empieza la medición (s)
- $P = VI\cos\theta$

Potencia Reactiva (var)

La magnitud de la potencia reactiva Q iguala la amplitud de la potencia reactiva instantánea P_q .[3]

$$Q = VI\sin\theta \quad (4-17)$$

$$Q = \frac{\omega}{KT} \int_{\tau}^{\tau+KT} i \left[\int v dt \right] dt \quad (4-18)$$

Sí la carga es inductiva, entonces $Q > 0$. Sí la carga es capacitiva, entonces $Q < 0$. Por lo tanto, cuando la corriente atrasa el voltaje $\theta > 0$ y viceversa.

Potencia Aparente (VA)

La potencia aparente S es el producto del voltaje rms y corriente rms.[3]

$$S = VI \quad (4-19)$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

La potencia aparente de una carga monofásica se puede interpretar como la potencia activa total que se puede transmitir a través de la misma línea mientras se mantiene el voltaje rms constante de la carga y a línea de alimentación de pérdida de potencia constante.[3]

Factor de potencia

$$PF = \frac{P}{S} \quad (4-20)$$

El factor de potencia se puede interpretar como el radio entre la energía transmitida a la carga sobre la energía máxima que podría transmitirse, siempre y cuando las pérdidas de línea se mantengan iguales.[3]

Para un S y V dados, la utilización máxima de la línea es obtenida cuando $P = S$, por lo tanto, el radio P/S es un indicador de factor de utilización.[3]

Potencia Compleja (VA)

La potencia compleja es una cantidad la cual la potencia activa es la parte real y la potencia reactiva es la parte imaginaria.[3]

$$S = P + jQ = VI^* \quad (4-21)$$

Esta expresión proviene del triángulo de potencias S, P Y Q . En la figura 4-3 se observa un resumen de las direcciones del flujo de potencia. El ángulo θ es el ángulo de fase de la impedancia equivalente compleja $Z/\theta = V/I$.[3]

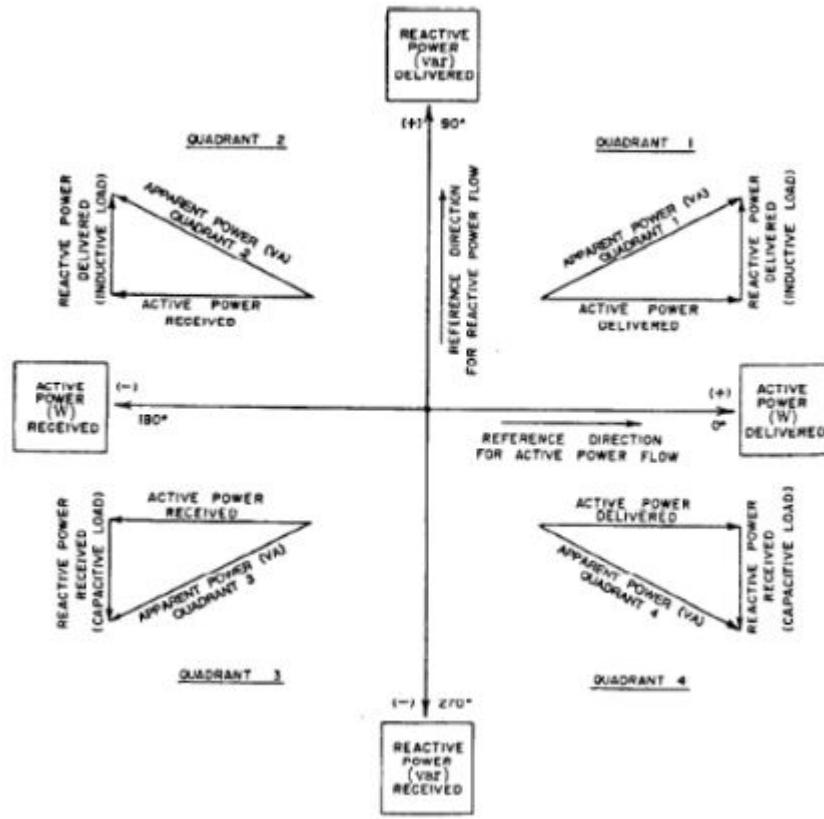


Figura 4-3.: Cuatro cuadrantes de las direcciones del flujo de potencia [3]

4.3.2. Mono-fase no sinusoidal

Para condiciones estables, una señal de corriente o voltaje no sinusoidal periódica, tiene dos componentes distintos: Los componentes del sistema de frecuencia V_1 e i_1 y el término restante v_H e i_H .[3]

$$v = v_1 + v_H \quad (4-22)$$

e

$$i = i_1 + i_H$$

Donde:

$$v_1 = \sqrt{2V_1} \sin(\omega t - \alpha_1)$$

$$i_1 = \sqrt{2I_1} \sin(\omega t - \beta_1)$$

$$v_H = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin(h\omega t - \alpha_h)$$

$$i_H = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t - \beta_h)$$

Los valores valores rms al cuadrado son los siguientes:

$$\begin{aligned} V^2 &= V_1^2 + V_H^2 \\ I^2 &= I_1^2 + I_H^2 \end{aligned} \tag{4-23}$$

Las formas de ondas distorsionadas de a menudo contienen componentes de frecuencias llamadas armónicos. Un grupo especial de inter-armónicos es caracterizado por $h < 1$. Estos armónicos tienen periodos más largos que el periodo T de la frecuencia fundamental.[3]

Si la onda de corriente o voltaje distorsionada está compuesta únicamente, la medición en intervalos de tiempo kT , no permitirá una medición correcta de rms y valores de potencia. [3]

Si al menos uno de los inter-armónicos de orden h es irracional, la onda observada no es periódica. En tal caso las mediciones deberían ser infinitas con el fin de tener una medición correcta del rms y las potencias.[3]

Distorsión Total Armónica (THD)

La desviación en general de una onda distorsionada, se puede estimar con la ayuda de la distorsión armónica total. La distorsión armónica total del voltaje es el siguiente:

$$THD_v = \frac{V_H}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{V}{V_1}\right)^2 - 1} \tag{4-24}$$

La distorsión armónica total de corriente es el siguiente:

$$THD_I = \frac{I_H}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \tag{4-25}$$

Potencia Activa (W)

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} pdt = \int_{\tau}^{\tau+kT} p_a dt \quad (4-26)$$

$$P = P_1 + P_H$$

Potencia activa fundamental (W)

$$P_1 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v_1 i_1 dt = V_i I_1 \cos \theta_1 \quad (4-27)$$

Potencia Aparente (VA)

$$S = VI \quad (4-28)$$

La potencia aparente es la cantidad de potencia activa que pueden ser suministradas a la carga en condiciones ideales.[3]

Potencia aparente fundamental (VA)

La potencia fundamental S_1 y sus componentes P_1 y Q_1 son las cantidades actuales que ayudan a definir el tipo de flujo del campo magnético asociado con el voltaje y la corriente fundamental.[3]

$$S_1 = V_1 I_1 \quad (4-29)$$

Potencia Aparente no fundamental

$$S_N = \sqrt{S^2 - S_1^2} \quad (4-30)$$

También se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$S_N^2 = D_I^2 + D_V^2 + S_H^2 \quad (4-31)$$

Potencia de la Distorsión de Corriente (var)

$$D_1 = V_1 I_H = S_1 (THD_I) \quad (4-32)$$

Potencia de la Distorsión de Volatje (var)

$$D_v = V_H I_1 = S_1 (THD_V) \quad (4-33)$$

Potencia de la Armónica Aparente (VA)

$$S_H = V_H I_H = S_1 (THD_I) (THD_V) \quad (4-34)$$

Potencia de distorsión armónica (var)

$$D_H = \sqrt{S_H^2 - P^2} \quad (4-35)$$

Potencia no activa (var)

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (4-36)$$

Esta potencia agrupa componentes no activas fundamentales y no fundamentales.[3]

Factor de potencia fundamental

$$PF_1 = \cos\theta_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (4-37)$$

Este radio, facilita la evaluación de las condiciones del flujo energía.[3]

Factor de potencia

$$PF = \frac{P}{S} \quad (4-38)$$

Dados un S y un V , la máxima utilización de la línea es obtenido cuando $P = S$, por lo tanto, el radio P/S es un indicador de factor de utilización.[3]

Cuando el $THD_v < 5\%$ y $THD_i > 40\%$, es conveniente usar la siguiente ecuación:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_I^2}} PF_1 \quad (4-39)$$

4.3.3. Ejemplo monofásico

En un circuito de alimentación monofásico se tienen las siguientes medidas tomadas por un analizador de redes eléctricas: $V_{Total} = 120V$; $THD_i = 45\%$; $THD_v = 4\%$; $S_1 = 200 + j40VA$.

Estimar de acuerdo a los criterios de la norma IEEE 1459 las magnitudes de los siguientes parámetros: $V_1, I_1, P_1, Q_1, S_T, P_T, V_h, I_h, D_V, D_i, S_h$.

Según la ecuación 4-19:

$$S_1 = \sqrt{P^2 + Q^2}; \quad S_1 = \sqrt{200^2 + 40^2}$$

$$* S_1 = 203,9608VA$$

Según la ecuación 4-24:

$$THD_v = \sqrt{\left(\frac{V}{V_1}\right)^2 - 1}; \quad THD_v^2 = \left(\frac{V}{V_1}\right)^2 - 1; \quad THD_{v1}^2 = \frac{V^2 - V_1^2}{V_1^2}$$

$$THD_{v1}^2 * V_1^2 = V^2 - V_1^2; \quad THD_{v1}^2 * V_1^2 + V_1^2 = V^2; \quad V_1^2(THD_{v1}^2 + 1) = V^2;$$

$$V_1^2 = \frac{V^2}{THD_{v1}^2 + 1}; \quad V_1 = \sqrt{\frac{V^2}{THD_{v1}^2 + 1}}; \quad V_1 = \sqrt{\frac{120V^2}{0,04^2 + 1}}$$

$$* V_1 = 119,9041V$$

$$V_H = THD_v * V_1; \quad V_H = 0,04 * 119,9041V$$

$$* V_H = 4,7962V$$

Según la ecuación 4-29:

$$S_1 = V_1 * I_1; \quad I_1 = \frac{S_1}{V_1}; \quad I_1 = \frac{203,9608VA}{119,9041V}$$

$$* I_1 = 1,7010A$$

$$I_H = THD_I * I_1; \quad I_H = 0,45 * 1,7010A$$

$$* I_H = 0,7654A$$

Según la ecuación 4-23:

$$I^2 = I_1^2 + I_H^2; \quad I = \sqrt{I_1^2 + I_H^2}; \quad I = \sqrt{1,7010A^2 + 0,7654A^2}$$

$$* I = 1,8653A$$

Según la ecuación 4-29:

$$S = V * I; \quad S = 119,9041V * 1,8653A$$

$$* S = 223,836VA$$

$$S_H = V_H * I_H; \quad * S_H = 4,7962V * 0,7654A = 3,6710VA$$

Según la ecuación 4-30:

$$S_N = \sqrt{S^2 - S_1^2}; \quad S_N = \sqrt{223,836VA^2 - 203,9608VA^2}$$

$$* S_N = 92,2094VA$$

Según la ecuación 4-32:

$$* D_1 = V_1 * I_H = 119,9041V * 0,7654A = 91,7745VA$$

$$* D_v = V_H * I_1 = 4,7962V * 1,7010A = 8,1583VA$$

Según la ecuación 4-27:

$$P_1 = V_1 * I_1 * \cos\theta_1; \quad \theta_1 = \cos^{-1}\left(\frac{P_1}{V_1 * I_1}\right); \quad \theta_1 = \cos^{-1}\left(\frac{200VA}{119,9041V * 1,7010A}\right)$$

$$* \theta_1 = 11,3044$$

Según la ecuación 4-38:

$$PF_1 = \frac{P_1}{S_1}; \quad PF_1 = \frac{203,9608VA}{200VA};$$

* $PF_1 = 0,9805$

Según la ecuación refEQ34:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_I^2}} PF_1; \quad PF = \frac{1}{\sqrt{1+0,45^2}} 0,9805$$

* $PF = 0,8941$

Según la ecuación 4-38:

$$PF = \frac{P}{S}; \quad P = PF * S; \quad P = 0,8941 * 223,836VA$$

* $P = 200,1317VA$

Según la ecuación 4-36:

$$N = \sqrt{S^2 - P^2}; \quad \sqrt{223,836VA^2 - 200,1317VA^2}$$

* $N = 100,2489VAR$

Según la ecuación 4-26:

$$P_H = P - P_1; \quad P_H = 200,1317VA - 200VA$$

* $P_H = 0,1317VA$

Según la ecuación 4-35:

$$D_H = \sqrt{S_H^2 - P^2_H}; \quad D_H = \sqrt{3,6710VA^2 - 0,1317VA^2}$$

* $D_H = 3,6686VAR$

4.3.4. Sistema trifásico sinusoidal balanceado

Para este caso se asume un sistema de secuencia positiva rotativa en sentido anti-horario, a, b, c, lo voltaje linea a neutro son los siguientes:

$$v_a = \sqrt{2}V \sin(\omega t) \tag{4-40}$$

$$v_b = \sqrt{2}V \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$v_c = \sqrt{2}V \sin(\omega t + 120^\circ)$$

Las líneas de corriente tienen ecuaciones similares, las cuales son:

$$i_a = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \theta) \quad (4-41)$$

$$i_b = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \theta - 120^\circ)$$

$$i_c = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \theta + 120^\circ)$$

En sistemas trifásicos balanceados y perfectamente sinusoidal, los sistemas de bajo voltaje no son comunes, solo bajo condiciones de laboratorio en donde se usan amplificadores de potencia de baja distorsión.[3]

En el caso de un sistemas de tres líneas, con voltajes línea a neutro son definidas asumiendo un nodo neutral artificial, el cual se obtienen con ayuda de tres resistencias idénticas conectadas en Y.

Potencia activa (w)

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} pdt \quad (4-42)$$

$$P = 3VI \cos \theta = \sqrt{3}V_{\ell\ell}I \cos \theta$$

Donde

V es el voltaje rms de línea a neutro

$V_{\ell\ell}$ es el voltaje rms línea a línea

Potencia reactiva

$$Q = 3VI \sin \theta = \sqrt{3}V_{\ell\ell}I \sin \theta \quad (4-43)$$

$$|Q| = \sqrt{S^2 - P^2}$$

Potencia aparente

$$S = 3VI = \sqrt{3}V_{\ell\ell}I \quad (4-44)$$

Factor de potencia

$$PF = \frac{P}{S} \quad (4-45)$$

4.3.5. Sistema trifásico sinusoidal no balanceada

En este caso, los tres hilos de corriente I_a, I_b y I_c , no tienen las mismas magnitudes y no están desplazadas exactamente 120° con respecto una a la otra. Las cargas no balanceadas conlleva a corrientes asimétricas que a su vez causan asimetría de voltaje. En algunas ocasiones sucede que los tres fasores de voltaje no son simétricos. Esto conduce a corrientes asimétricas incluso cuando la carga está perfectamente balanceada.[3]

Las ecuaciones de voltaje línea a neutro son los siguientes:

$$v_a = \sqrt{2}V_a \sin(\omega t + \alpha_a) \quad (4-46)$$

$$v_b = \sqrt{2}V_b \sin(\omega t + \alpha_b - 120^\circ)$$

$$v_c = \sqrt{2}V_c \sin(\omega t + \alpha_c + 120^\circ)$$

Donde por lo menos una de las tres amplitudes linea a neutro $\sqrt{2}V_a, \sqrt{2}V_b$, o $\sqrt{2}V_c$ tiene un valor diferente que al de las otras dos amplitudes. Lo mismo debe aplicar a los ángulos de las fases α_a, α_b , y α_c . Si un ángulo de fase tiene un valor distinto que los otros dos, el sistema está perdiendo simetría y no es balanceado.[3]

Las ecuaciones de corriente línea a neutro son los siguientes:

$$i_a = \sqrt{2}I_a \sin(\omega t + \beta_a) \quad (4-47)$$

$$i_b = \sqrt{2}I_b \sin(\omega t + \beta_b - 120^\circ)$$

$$i_c = \sqrt{2}I_c \sin(\omega t + \beta_c + 120^\circ)$$

Potencia Activa

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} pdt \quad (4-48)$$

$$P = P_a + P_b + P_c$$

Donde P_a, P_b y P_c son potencias de fases activas:

$$P_a = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v_a i_a dt = V_a I_a \cos \theta_a; \quad \theta_a = \alpha_a - \beta_a \quad (4-49)$$

$$P_b = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v_b i_b dt = V_b I_b \cos \theta_b; \quad \theta_b = \alpha_b - \beta_b$$

$$P_c = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v_c i_c dt = V_c I_c \cos \theta_c; \quad \theta_c = \alpha_c - \beta_c$$

Potencias activa en secuencias positivas, negativas y cero (w)

En sistemas de cuatro hilos, hay situaciones cuando el uso componentes simétricos pueden ser de ayuda. Los componentes simétricos de voltaje V^+, V^- y V_0 y las componentes de corriente I^+, I^- e I_0 con sus respectivos ángulos θ^+, θ^- y θ^0 producen los siguientes tres componentes de potencia activa:[3]

La potencia de secuencia positiva:

$$P^+ = 3V^+I^+ \cos \theta^+ \quad (4-50)$$

La potencia de secuencia negativa:

$$P^- = 3V^-I^- \cos \theta^- \quad (4-51)$$

La potencia de secuencia cero:

$$P^0 = 3V^0I^0 \cos \theta^0 \quad (4-52)$$

La potencia activa total es:

$$P = P^+ + P^- + P^0 \quad (4-53)$$

Potencia reactiva (var)

Las potencias reactivas por fase son definidas con la ayuda de las siguientes ecuaciones:

$$Q_a = \frac{\omega}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i_a \left[\int v_a dt \right] dt = V_a I_a \sin \theta_a \quad (4-54)$$

$$Q_b = \frac{\omega}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i_b [\int v_b dt] dt = V_b I_b \sin \theta_b$$

$$Q_c = \frac{\omega}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i_c [\int v_c dt] dt = V_c I_c \sin \theta_c$$

La potencia reactiva total es:

$$Q = Q_a + Q_b + Q_c \quad (4-55)$$

Potencias aparentes en fase

$$S_a = V_a I_a; \quad S_b = V_b I_b; \quad S_c = V_c I_c \quad (4-56)$$

$$S_a^2 = P_a^2 Q_a^2; \quad S_b^2 = P_b^2 Q_b^2; \quad S_c^2 = P_c^2 Q_c^2$$

Potencia aparente aritmética

$$S_A = S_a + S_b + S_c \quad (4-57)$$

$$S_A \neq \sqrt{P^2 + Q^2}$$

Potencia aparente del vector

$$S_V = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (4-58)$$

En la Fig 4-4, se muestra un interpretación de S_V y S_A .

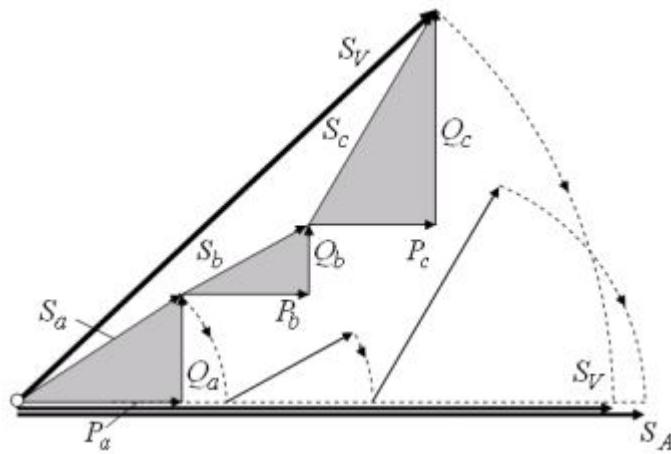


Figura 4-4.: Potencias aparentes aritméticas y vectoriales

Factor de potencia aritmético y del vector

$$PF_V = \frac{P}{S_V} \quad (4-59)$$

$$PF_A = \frac{P}{S_A}$$

Una línea trifásica que abastece a uno o más clientes debería ser vista como un solo camino, una entidad que transmite la energía eléctrica a lugares donde es convertida en otras forma de energía. Esta mal ver cada fase como una ruta de energía independiente.[3]

Potencia aparente efectiva

Este concepto asume un circuito balanceado virtual que tiene exactamente las mismas líneas de perdidas como el circuito des balanceado actual. Para un sistema de 4 líneas, el balance de la perdida de potencia es expresado en la siguiente ecuación:[3]

$$r(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + \rho I_n^2) = 3rI_e^2 \quad (4-60)$$

Donde:

r es la resistencia

I_n es la corriente actual (rms)

r_n Es el cable neutro de la resistencia

De las ecuaciones anteriores, la corriente equivalente de un sistema de 4 líneas es el siguiente:

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + \rho I_n^2}{3}} = \sqrt{(I^+)^2 + (I^-)^2 + (1 + 3\rho)(I^0)^2} \quad (4-61)$$

Y para un sistema de tres hilos donde $I^0 = 0$

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}{3}} = \sqrt{(I^+)^2 + (I^-)^2} \quad (4-62)$$

Factor de potencia efectiva

$$PF_e = \frac{P}{S_e} \quad (4-63)$$

4.4. Ejercicio Práctico

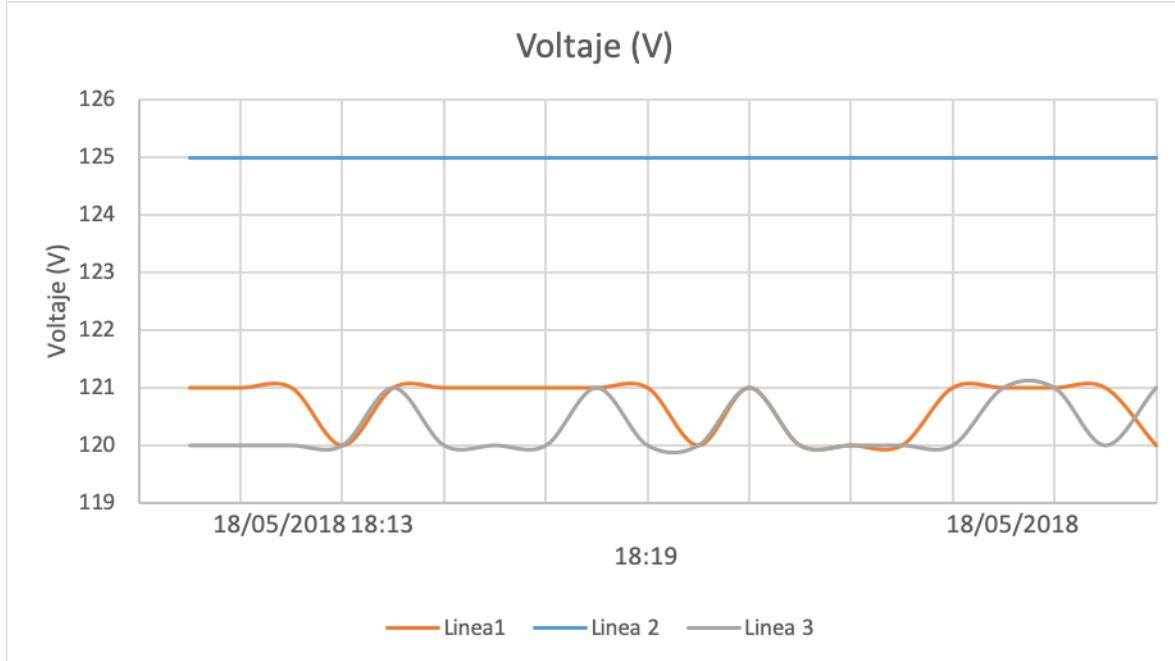
4.4.1. Análisis de datos obtenidos de tres cargas no lineales

A continuación, se muestra el análisis de los datos obtenidos por el circutor de tres computadores de los etm de la Universidad Santo Tomás en la sede central, siguiendo las normas establecidas para cada caso a nivel nacional.

El circutor no posee una memoria que almacene los datos medidos, por tal razón, los datos obtenidos se transmiten en tiempo real por comunicación serial a un computador por medio de un programa realizado en Visual Studio, donde se pueden adquirir las medidas de potencia, tensiones, voltajes, THDi, THDv, en una hoja de cálculo.

Las medidas tomadas y el análisis de estas, se realizaron tomando como referencia la norma NTC 1340 (tercera actualización) y el IEEE 1159, el cual establece el tiempo de muestreo para el monitoreo de calidad de energía eléctrica que es mayor a un minuto para sistemas de larga duración en variaciones de rms.

Nombre	Fecha	Hora	Prom	Min	Max	Muestras	Duración	Unidades
Frecuencia	18/05/2018	18:13	60	60	60	30	6:00	min:s

Tabla 4-1.: Datos de caracterización de frecuencia**Figura 4-5.:** Voltaje RMS

Según la norma NTC 1340 (Tercera actualización) expresa que el 100 % de los valores medidos en el rango establecido del IEEE 1159, deben estar dentro del intervalo definido en la figura 4-6

Clasificación	Nivel	Tensión Nominal (V)		Tensión máxima (% de la nominal)	Tensión mínima (% de la nominal)
		Sistemas Trifásico de 3 ó 4 conductores	Sistemas Monofásico de 3 ó 4 conductores		
Baja Tensión $V_n < 1 \text{ kV}$	Nivel 1 $V_n < 1 \text{ kV}$	-	120	+5	-10
		120/208	-		
		-	120/240		
		127/220	-		
		220	-		
		277/480	-		
		480	-		
Media Tensión $1 \text{ kV} \leq V_n < 57,5 \text{ kV}$	Nivel 2 $1 \text{ kV} \leq V_n < 30 \text{ kV}$	4 160	-	+5	-10
		-	7 620		
		11 400	-		
		13 200	-		
	Nivel 3 $30 \text{ kV} \leq V_n < 57,5 \text{ kV}$	13 800	-		
		34 500	-		
		44 000	-		
Alta Tensión $57,5 \text{ kV} \leq V_n \leq 230 \text{ kV}$	Nivel 4 $57,5 \text{ kV} \leq V_n < 220 \text{ kV}$	57 500	-	+5	-5
		66 000	-		
		115 000	-		
		-	230 000		
Extra Alta Tensión $230 \text{ kV} < V_n$		500 000	-		

Figura 4-6.: Clasificación, denominación y valores tensión nominal

Con los valores de la figura 4-5 se evidencia que los valores máximos y mínimos de VRMS, cumplen con los porcentajes establecidos.

$$X1 = \frac{V_{maxl1}}{120} = \frac{121}{120} = 1,008; \textbf{0,8\%VRMS}$$

$$X2 = \frac{V_{maxl2}}{120} = \frac{125}{120} = 1,041; \textbf{4,1\%VRMS}$$

$$X3 = \frac{V_{maxl3}}{120} = \frac{121}{120} = 1,008; \textbf{0,8\%VRMS}$$

Porcentaje máximos de volatjes

VRMS	MÁXIMO	MÍNIMO
L1V	0.8 %	0 %
L2V	4,1 %	4,1 %
L3V	0.8 %	0 %

Tabla 4-2.: Tabla de rangos máximos y mínimos de VRMS

$$y1 = \frac{Vminl1}{120} = \frac{120}{120} = 1,00; \textbf{0 \%VRMS}$$

$$y2 = \frac{Vminl2}{120} = \frac{125}{120} = 1,041; \textbf{4,1 \%VRMS}$$

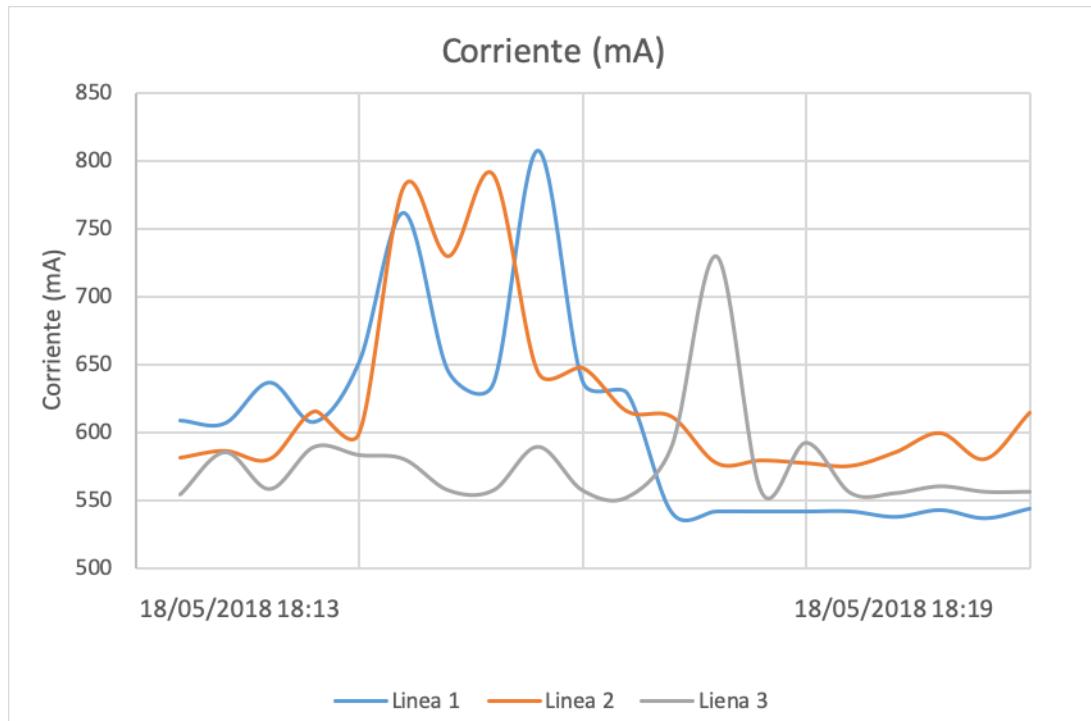
$$y3 = \frac{Vminl3}{120} = \frac{120}{120} = 1,00; \textbf{0 \%VRMS}$$

Porcentaje mínimos de volatjes

Al comparar los datos de la tabla en la figura 4-6 con la tabla 4-2, se afirma que la tensión nominal de las cargas cumple con los intervalos establecidos en la norma NTC 1340.

Nombre	Fecha	Hora	RMS	Min	Max	Unidades	Duración	Unidades
L1 Irms	18/05/2018	18:13	605,1	537	808	mA	6:00	min:s
L2 Irms	18/05/2018	18:13	624,1	576	790	mA	6:00	min:s
L3 Irms	18/05/2018	18:13	576,5	553	730	mA	6:00	min:s

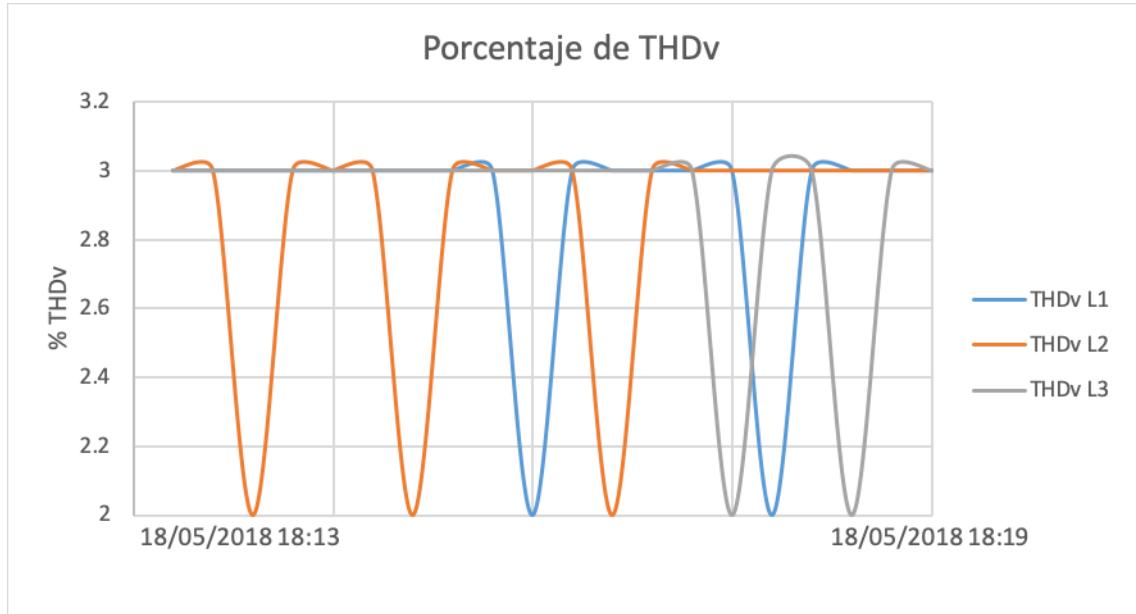
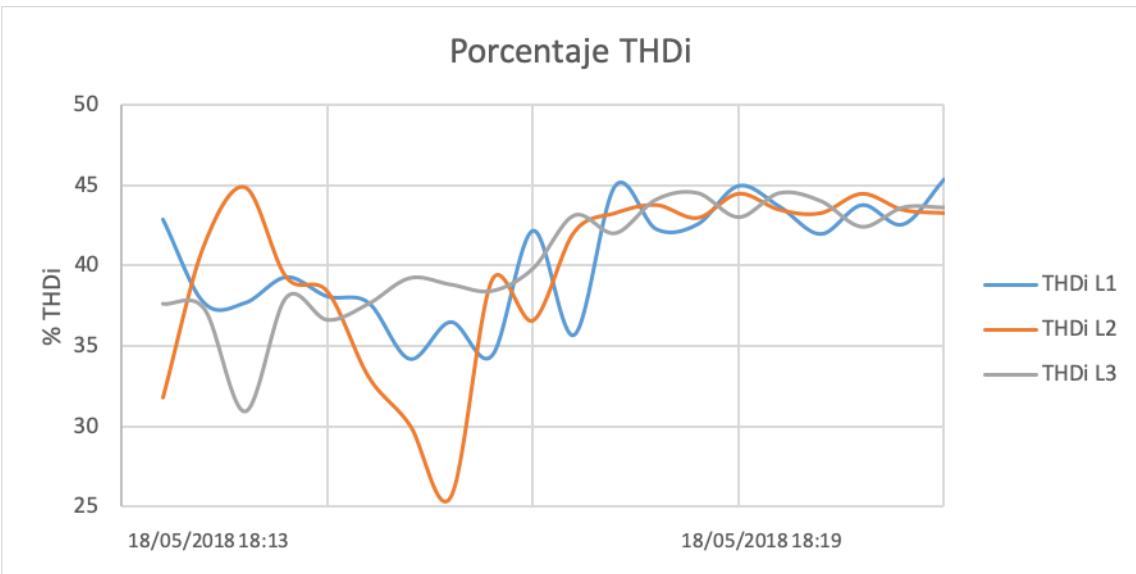
Tabla 4-3.: Datos de caracterización de corriente

**Figura 4-7.: Corriente RMS**

La figura 4-7 corresponde a la corriente consumida dentro del intervalo ya establecido, se observa que los valores cambian en un rango de 300 mA, debido al uso que le aplican al computador.

Nombre	Fecha	Hora	RMS	Min	Max	Unidades	Duración	Unidades
L1 THDv	18/05/2018	18:13	2,9	2	3	%	6:00	min:s
L2 THDv	18/05/2018	18:13	2,85	2	3	%	6:00	min:s
L3 THDv	18/05/2018	18:13	2,9	2	3	%	6:00	min:s
L1 THDi	18/05/2018	18:13	40,44	34,2	45,4	%	6:00	min:s
L2 THDi	18/05/2018	18:13	39,75	25,6	44,9	%	6:00	min:s
L3 THDi	18/05/2018	18:13	40,45	30,9	44,5	%	6:00	min:s

Tabla 4-4.: Distorsión armónica en corriente y voltaje

**Figura 4-8.**: Porcentaje de THD_V **Figura 4-9.**: Porcentaje de THD_I

Los datos de distorsión armónica reflejados en la tabla 4-4 y las figuras 4-8, 4-9 dan a entender como esta afectando las cargas no lineales en el sistema. Según el estándar IEEE 519 en el capítulo 11.1 indica el límite máximo que debe tener el THD en tensión (5%), de acuerdo

en la figura 4-8, los THD de tensión no exceden el valor indicado anteriormente, por lo tanto, la red está cumpliendo la normatividad internacional.

En los THD de corriente, para su análisis es necesario hallar la distorsión de la demanda total con la siguiente ecuación:

$$TDD = \frac{I1 * THD}{IL} \quad (4-64)$$

Ecuación 4-64. Distorsión de demanda total.

La corriente de carga (IL1) se toma el promedio de la tabla de datos que se obtiene por medio del CIRCUTOR de la siguiente manera:

$$IL1 = L1I_{rms\ RMS} = 605,1$$

$$I_{1a1} = IL1 - (IL1 * 0,4044) = 0,605 - (0,605 * 0,4044) = 0,3603$$

Aplicando la ecuación 4-64

$$TDD_1 = \frac{I_{1a1} * THD_1}{IL1} = \frac{0,3603 * 0,4044}{0,605} = 0,2408 = 24,08\%$$

La corriente de carga (IL2) se toma el promedio de la tabla de datos que se obtiene por medio del CIRCUTOR de la siguiente manera:

$$IL2 = L2I_{rms\ RMS} = 624,1$$

$$I_{1a2} = IL2 - (IL2 * 0,3975) = 0,624 - (0,624 * 0,3975) = 0,3760$$

Aplicando la ecuación 4-64

$$TDD_2 = \frac{I_{1a2} * THD_2}{IL2} = \frac{0,3760 * 0,3975}{0,624} = 0,2395 = 23,95\%$$

La corriente de carga (IL3) se toma el promedio de la tabla de datos que se obtiene por medio del CIRCUTOR de la siguiente manera:

$$IL3 = L3I_{rms\ RMS} = 576,5$$

$$I_{1a3} = IL3 - (IL3 * 0,4045) = 0,576 - (0,576 * 0,4045) = 0,2330$$

Aplicando la ecuación 4-64

$$TDD_3 = \frac{I_{1a3} * THD_3}{IL3} = \frac{0,2330 * 0,4045}{0,576} = 0,1636 = 16,36\%$$

Corrientes	TDD
AL1	24.08 %
AL2	23.95 %
AL3	16.63 %

Tabla 4-5.: TDD de corrientes

Tomando como referencia la figura 4-10, la cual está en el estándar IEEE 519 y la tabla 4-5, se observa que los resultados de TDD obtenidos en las ecuaciones anteriores están dentro del rango aceptado en el estándar, comprobando que el sistema está trabajando en un estado estable.

Table 10.3
Current Distortion Limits for General Distribution Systems
(120 V Through 69 000 V)

I_{sc}/I_L	Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L					TDD
	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.
 Current distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.

*All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual I_{sc}/I_L .

where

I_{sc} = maximum short-circuit current at PCC.
 I_L = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.

Figura 4-10.: Límites de distorsión de corriente para sistemas de distribución general

4.5. Desarrollo de Software

El desarrollo de software es un campo de la ciencia computacional dedicado a la creación, diseño, implementación y soporte de software.

El software se compone de una serie de instrucciones o programas que le dicen al computador qué debe hacer. Es independiente del hardware y hace a los computadores programables. [4]

4.5.1. Programación Orientada a Objetos

La programación orientada a objetos (OOP) es un paradigma de programación basado en convertir objetos que puedan ser tangibles o intangibles a objetos digitales los cuales tienen métodos y propiedades. Esto genera ventajas en modularidad y reusabilidad en código. Los objetos que usualmente son instancias de clases, son utilizados para interactuar uno con otro para diseñar aplicaciones y programas de computadores. [5]

4.5.2. Desarrollo Web

El desarrollo web es una área del desarrollo de software la cual construye, crea y mantiene sitios web. Dentro de su funcionamiento incluye el diseño web, publicación web y administración de base de datos. [6]

4.5.3. Frontend

Frontend se entiende como la parte de un programa en la cual se crea una interfaz de usuario para que el programa interactúe con las personas. Los lenguajes principales desarrollo del frontend son Html5, Javascript y Css 3; aunque hay muchos frameworks facilitan la creación de frontend, cómo lo son: React, Angular2+, Vuejs y Bootstrap entre otros.

4.5.4. Backend

En la capa de arquitectura de un proyecto de software, el backend es el encargado de ejecutar todas las funciones y la lógica del sistema, administra y guarda y envía información a la base de datos.

4.5.5. REST

REST se compone de una serie de principios de comunicación web en la cual se diseñan servicios web orientados a recursos de sistemas, incluyendo como los estados de los recursos son ubicados y transferidos a través del protocolo HTTP por un gran rango de clientes que usan distintos lenguajes de programación. [7]

4.6. Fourier

4.6.1. Transformada de Fourier

La transformada de Fourier transforma una señal que depende del tiempo en una señal que depende de la frecuencia (tiempo continuo a tiempo discreto).

$$F(g(t)) = G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-i2\pi ft} dt \quad (4-65)$$

Se define como la transformada de Fourier. [8]

$$F^{-1}(G(f)) = g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{i2\pi ft} df \quad (4-66)$$

Se define como la inversa de Fourier. [8]

4.6.2. Teorema de muestreo de Nyquist-Shannon

Sea una señal de $x(t)$ de finita y de banda limitada a B , entonces:

$$x(t) = \frac{1}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{2B}\right) \frac{\sin(\pi(2Bt - n))}{2Bt - n} \quad [9]$$

para reconstruir una señal limitada entre la banda B es necesario tener una señal de muestreo de $2B$, esta frecuencia se denomina frecuencia de Nyquist.

$$F_{min} > 2f \quad (4-67)$$

Donde:

F_{min} = Frecuencia mínima de muestreo.

f = Frecuencia fundamental de la señal.

4.6.3. Transformada rápida de Fourier (FFT)

Todas las señales periódicas pueden ser representadas en sumatorias de Fourier, de esta sumatoria de Fourier se puede sacar la transformada de Fourier discreta calculando un tiempo finito, esta transformada se define como:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{kn}; \quad k = 0, 1, 2, 3 \dots N-1 \quad (4-68)$$

$$\text{donde } W_N = e^{-j \frac{2\pi}{N}}$$

La FFT surge en dividir el tiempo, es decir en la descomposición en transformadas de Fourier

Discretas mas simples, para esto se asume que la N es potencia de 2, descomponiendo la como:

$$X[k] = \sum_{r=0}^{N/2-1} x[2r](W_{N/2})^r k + W_N^K \sum_{r=0}^{N/2-1} x[2r+1](W_{N/2})^r k \quad (4-69)$$

donde $W_{N/2} = e^{-j\frac{2\pi}{N/2}}$, N siendo el número de muestras. [10]

Esta manera es la que usan la mayoría de conversores análogos digitales y procesadores.

4.7. Convertidores ADC

El convertido análogo digital (ADC) fue creado para representar en una palabra digital el nivel de voltaje existente en una en una entrada análoga, transformándola en una señal binaria de un número de muestras (N), en la electrónica la resolución de la señal de entrada la da la cantidad de bits disponibles para la conversión, entre mas grande sea la cantidad de bits, mayor es la resolución de la señal y mas confiable es esta.

4.8. Internet de las cosas

El concepto de internet de las cosas o por su sigla en inglés (IoT) - internet of things, tiene como objetivo conectar lo desconectado, esto significa que algún dispositivo que no tenga comunicación con la red lo pueda tener y así puedan interactuar con las personas y otros objetos. IoT es una tecnología de transición en donde los dispositivos permitirán sentir y controlar el mundo físico haciendo los objetos inteligentes y conectándolos a través de una red inteligente. Esta transición de volver un dispositivo intelectual se puede realizar de distintas formas pero la más común para empezar es la Raspberry. [11]

4.8.1. Raspberry pi 4

Las Raspberry Pi 4 es la nueva generación de computadores soportando más memoria RAM y un mejor rendimiento en CPU, GPU y puertos de entrada y salida. Esta tarjeta cuenta con conectividad Bluetooth 2.0, USB, Red y Wifi, también tiene el protocolo de comunicación I2C el cual permite comunicarse con sistemas digitales electrónicos con el fin de recibir y transmitir información y por medio de la conectividad Wifi, se puede hacer conectividad a la red dispositivos que no tienen conectividad. El mayor beneficio de esta funcionalidad de

la Raspberry hace posible el concepto de IoT y así puede haber una interacción entre las personas y los dispositivos. [12]

5. Desarrollo y ejecución del proyecto

5.1. Arquitectura del proyecto

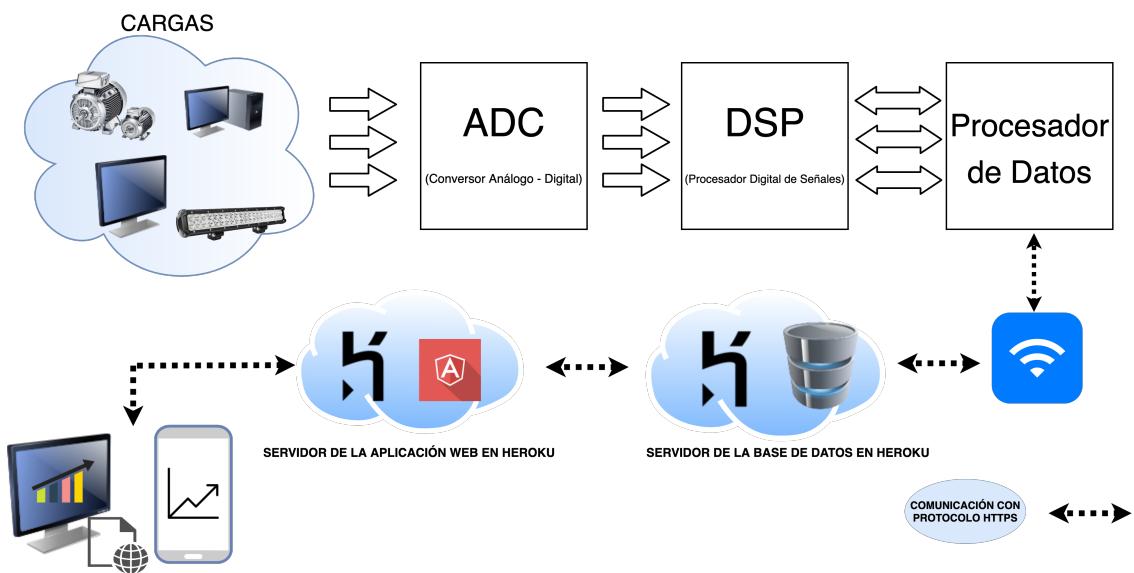


Figura 5-1.: Arquitectura del proyecto

En primera medida se planteó el diseño electrónico del medidor, iniciando por las cargas donde se conectan a un convertidor de señal análoga a digital, estas señales se pasan a un procesador digital de señales, dónde se aplica los parámetros matemáticos establecidos en el estándar IEEE 1459 del 2010, el cual da la medición de la potencia eléctrica en cualquier tipo de condición.

Dicho esto, la información se envía a un procesador de datos, este se encarga de administrar el manejo que se le da a los datos como lo es su lectura, escritura y filtración de los datos. El procesador debe contar con conexión a internet ya sea por wifi o ethernet con el fin de guardar la información en una base datos que está alojada en un servidor en la nube, la comunicación que tiene el procesador de datos con el servidor es por protocolo HTTPS.

Por lo tanto, el servidor en la nube que se planteó es Heroku ya que tiene la opción de una cuenta gratuita y así hostear la base de datos y la aplicación web sin ningún costo. Por ende las restricciones que tiene este plan, es que no se puede escoger el dominio de la página y

hay un límite de espacio de 512MB pero es más que suficiente para el peso que tiene la base de datos de 21.5MB y la aplicación web de 65.2MB.

Una vez configurado el servidor, se escogió el framework javascript Angular 7 para el desarrollo de la aplicación web, ya que por medio del lenguaje de programación Typescript, el cual es un lenguaje tipado y robusto, nos permite tener mayor manipulación y consistencia en los datos; la aplicación utiliza una arquitectura RESTful y este permite, realizar peticiones HTTPS a la base de datos.

Finalmente, la información se visualiza de forma gráfica y numérica en una página web, en donde se pueden ver los valores de voltaje (V), corriente (A), potencia activa(W), potencia aparente (VA), potencia reactiva(VAR) y porcentaje de distorsión armónica en corriente y voltaje en cada fase.

5.2. Fase de integración

Considerando las fases y la magnitud del proyecto se decidió investigar e integrar un dispositivo que hiciera el análisis de las señales aplicando las ecuaciones del STD IEEE 1459 del 2010. Durante la búsqueda se encontró que los dispositivos más cercanos son los siguientes:

1. EVM430-F6779-3 Phase Electronic Watt-Hour EVM
2. EVAL-ADE 7978
3. 78M6631 3-Phase PowerMeasurement IC

A continuación se detalla las tarjetas mencionadas:

5.2.1. EVM430-F6779-3 Phase Electronic Watt-Hour EVM

- Es posible ejecutar aplicaciones de medición en tiempo real.
- Viene con software de medición.
- Se puede conectar a cualquier sistema de prueba o voltaje AC.
- Fuentes de alimentación capacitivas y aisladas presentes
- Fácil visualización de resultados y calibración a través de RS-232



Figura 5-2.: Tarjeta EVM430-F6779-3

- Pantalla LCD de 160 segmentos
- Conectores RF para soporte AMR / AMI
- Soporte RTC de 32 kHz (cabecera disponible para calibración RTC)
- Encabezados para alimentación MSP430 o solo RTC a través de fuentes de alimentación auxiliares

5.2.2. EVAL-ADE 7978



Figura 5-3.: Tarjeta EVAL-ADE7978

- Permite sensores Shunt en medidores de energía polifásica.
- Inmune a la manipulación magnética.
- Alta precisión; admite EN 50470-1, EN 50470-3, IEC 62053-21, IEC 62053-22, IEC 62053-23, ANSI C12.20, y la estándar IEEE 1459.
- Compatible con 3 fases, 3 o 4 líneas (Delta o estrella).
- Calcula la energía Activa, Pasiva y Aparente en cada fase y en el sistema general.
- Menos del 0.2 % de error en energía activa y reactiva en un rango dinámico de 2000 a 1 a TA = 25°C
- Menos del 0.1 % de error en voltaje rms en un rango dinámico de 500 a 1 a TA = 25°C.

- Menos del 0.25 % de error en corriente rms en un rango dinámico de 500 a 1 a TA = 25°C.
- Mediciones de calidad de , incluida la distorsión armónica total (THD).
- Suministro de 3.3 V.
- Temperatura de funcionamiento: -40°C a +85°C.
- Interfaces seriales flexibles I2C, SPI y HSDC.

5.2.3. 78M6631 3-Phase PowerMeasurement IC



Figura 5-4.: Tarjeta 78M6631-EVM-DSL

- 0.5 % de precisión de vatios sobre 2000 : 1 corriente Rango y temperatura exclusiva
- Excede los estándares IEC 62053 / ANSI C12.20.
- Referencia de voltaje <40 ppm/ °C.
- Seis entradas analógicas que admiten entradas de medición de corriente y voltaje trifásico.
- Configuración delta o estrella.
- ADC Delta-Sigma de 22 bits con motor de cómputo (CE) independiente de 32 bits.
- MPU de 8 bits (80515), un ciclo de reloj por instrucción con 4 KB MPU XRAM.
- 128 KB Flash con seguridad.
- Base de tiempo de 32 kHz con temporizador de vigilancia de hardware
- Opciones de interfaz de host UART, I2C y High-Speed Slave SPI.
- 17 pines I/O tolerante a 5V de uso general.

Teniendo en cuenta las características encontradas en las tres tarjetas, se decidió escoger el dispositivo ADE 7978 ya que cumple con la norma IEEE 1459 y tiene una medición precisa, ademas de esto la resolución del dispositivo es mucho mejor que el de los otros (24 bits).

5.3. Desarrollo del Hardware

5.3.1. Configuración inicial

La conexión que se realizó, fue una configuración de 3 fases, 4 hilos, distribución estrella. El diagrama de conexión se ve en la figura 5-5

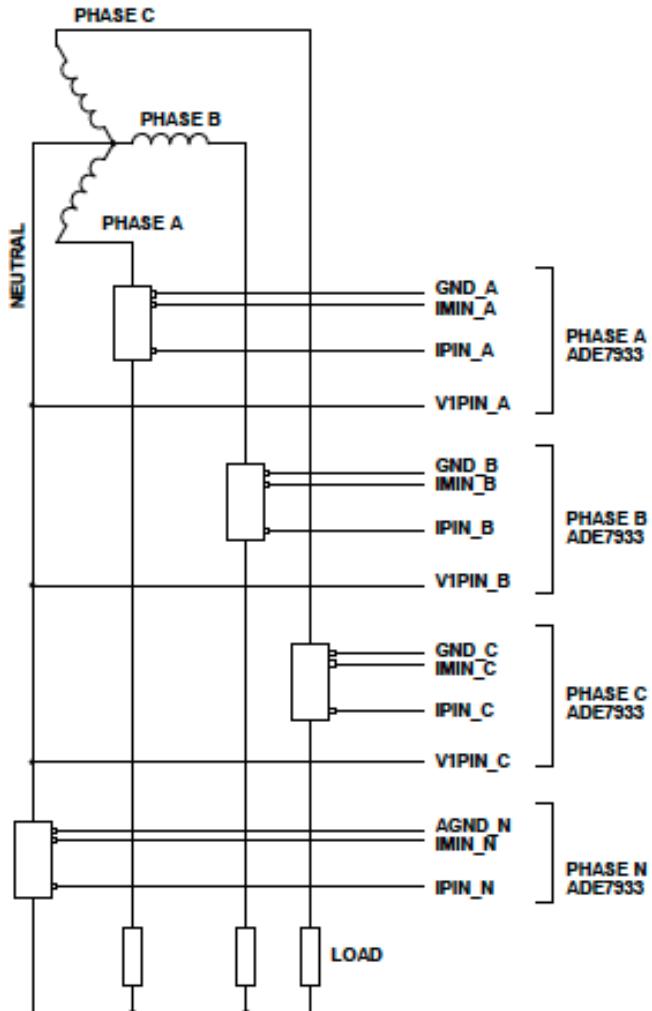


Figura 5-5.: Esquema de conexión para una distribución en Y, 3 fases, 4 hilos.

Materiales

- 4 resistencias Shunt.

- 1m de cable 7 hilos 22 AWG azul - V1PIN.
- 1m de cable 7 hilos 22 AWG café - GND.
- 1m de cable 7 hilos 22 AWG amarillo - IMIN.
- 1m de cable 7 hilos 22 AWG rojo - IPIN.
- 2m de cable duplex 2x10 AWG blanco
- 10 TYP UK2.50.
- Carril de aluminio.
- lamina de acetato.
- 20 terminales.
- 4 postes Met 10mm.

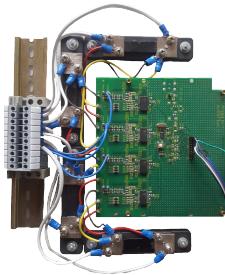


Figura 5-6.: ADE 7978 configurado con las resistencias Shunt

Para configurar la tarjeta fue necesario encontrar una resistencia Shunt que se ajustará a las especificaciones del circuito a implementar, sin embargo este trabajo fue mas complicado, ya que las resistencias Shunt disponibles en el mercado son costosas y la mayoría de ellas vienen con resistencias bajas, elevando el voltaje de salida y ampliando el rango de medición del medidor ($\frac{I}{R} = V$), se decidió comprar 4 resistencias Shunt caseras las cuales tenían un costo de tan solo \$4.000 COP muy bajo comparado con las importadas o fabricadas industrialmente, en las que su valor esta entre \$50.000 COP - \$ 200.000 COP.

Teniendo todos los materiales, se realiza la conexión de la figura 5-5, utilizando el cable azul para el pin V1PIN, el cable café para el pin GND, el cable amarillo para el pin IMIN, el cable rojo para el pin IPIN y el cable blanco para conectar las shunt con el bloque de terminales, todo el montaje puesto sobre una lamina de acetato elevando la tarjeta con los 4 postes Met como se muestra en la figura 5-6

5.3.2. Caracterización de la resistencia Shunt

Ya que las resistencias que se compraron son caseras o no tienen una procedencia muy confiable, se realizó la caracterización con los siguientes materiales

Materiales

- Fuente AC fija.
- Resistencia lineal variable.
- Shunt.
- Osciloscopio.
- Sonda atenuada de tensión.
- Sonda de corriente.

Con estos materiales se crea un circuito para variar la corriente que pasa por la resistencia Shunt, cambiando la resistencia lineal variable, de esta manera se mide la corriente y el voltaje que cae sobre la resistencia figura: 5-7.

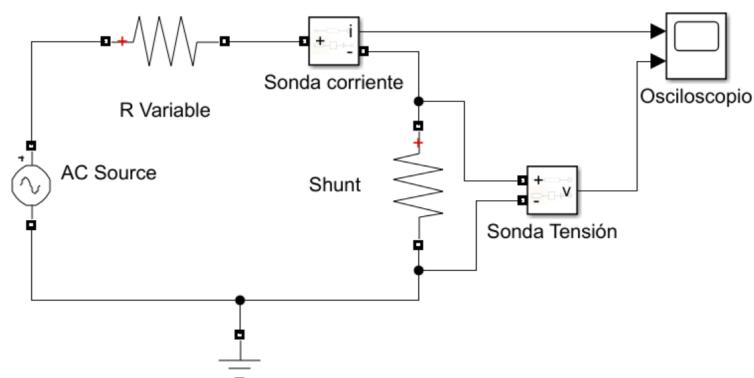


Figura 5-7.: Esquema caracterización de las resistencias Shunt

Shunt A

Corriente (A)	0.552	0.558	0.565	0.566	0.575	0.583	0.586	0.597
Voltaje (V)	0.00105	0.00105	0.00107	0.00107	0.00107	0.00108	0.00109	0.00109
Corriente (A)	0.609	0.621	0.639	0.651	0.68	0.7	0.73	0.757
Voltaje (V)	0.00111	0.00113	0.00115	0.00117	0.0012	0.00122	0.00125	0.0013
Corriente (A)	0.784	0.813	0.85	0.888	0.935	1.02	1.06	1.12
Voltaje (V)	0.00134	0.00136	0.00143	0.00148	0.00153	0.00162	0.0017	0.00179
Corriente (A)	1.21	1.28	1.38	1.45	1.59	1.63	1.75	1.8
Voltaje (V)	0.0019	0.002	0.0022	0.00226	0.00246	0.00254	0.0027	0.00277
Corriente (A)	1.75	1.67	1.5	1.42	1.35	1.24	1.18	1.1
Voltaje (V)	0.00269	0.00257	0.00233	0.00222	0.00211	0.00196	0.00187	0.00176
Corriente (A)	1.06	1.01	0.97	0.92	0.879	0.84	0.816	0.777
Voltaje (V)	0.00169	0.00163	0.00158	0.00151	0.00145	0.0014	0.00137	0.00131
Corriente (A)	0.753	0.734	0.71	0.693	0.67	0.652	0.629	0.616
Voltaje (V)	0.00127	0.00125	0.00122	0.00119	0.00116	0.00115	0.00112	0.00111
Corriente (A)	0.605	0.591	0.575	0.562	0.555			
Voltaje (V)	0.0011	0.00108	0.00107	0.00105	0.00104			

Tabla 5-1.: Corriente vs Voltaje en la resistencia shunt A

```

x = [0.552 0.558 0.565 0.566 0.575 0.583 0.586 0.597 0.609 0.621
     0.639 0.651 0.68 0.7 0.73 0.757 0.784 0.813 0.85 0.888 0.935
     1.02 1.06 1.12 1.21 1.28 1.38 1.45 1.59 1.63 1.75 1.8 1.75
     1.67 1.5 1.42 1.35 1.24 1.18 1.1 1.06 1.01 0.97 0.92 0.879
     0.84 0.816 0.777 0.753 0.734 0.71 0.693 0.67 0.652 0.629
     0.616 0.605 0.591 0.575 0.555 0.562]
y = [0.00105 0.00105 0.00107 0.00107 0.00107 0.00108 0.00109
     0.00109 0.00111 0.00113 0.00115 0.00117 0.0012 0.00122
     0.00125 0.0013 0.00134 0.00136 0.00143 0.00148 0.00153
     0.00162 0.0017 0.00179 0.0019 0.002 0.0022 0.00226 0.00246
     0.00254 0.0027 0.00277 0.00269 0.00257 0.00233 0.00222
     0.00211 0.00196 0.00187 0.00176 0.00169 0.00163 0.00158
     0.00151 0.00145 0.0014 0.00137 0.00131 0.00127 0.00125
     0.00122 0.00119 0.00116 0.00115 0.00112 0.00111 0.0011
     0.00108 0.00107 0.00105 0.00104]

```

```

plot( x, y, 'ob', 'markersize', 4, 'markerfacecolor', 'b' ),
grid,xlabel( 'Corriente ( A )'), ylabel( 'Voltaje (V)'), title(
'Caracterización de la resistencia Shunt A' )

```

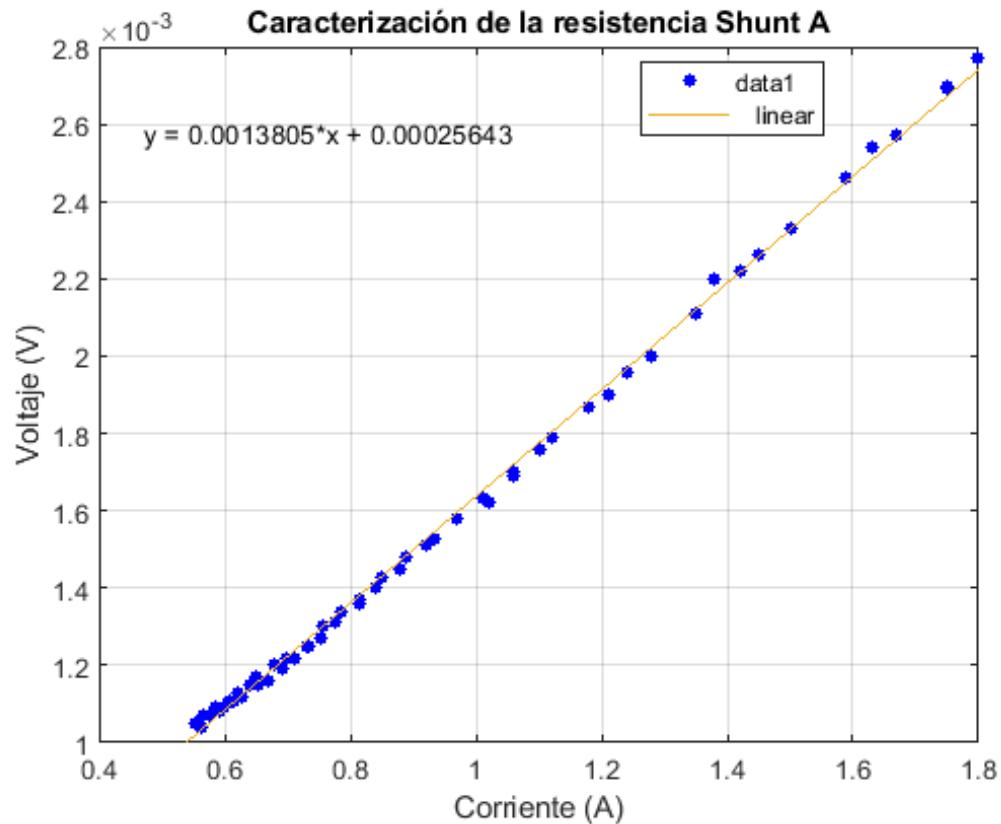


Figura 5-8.: Caracterización ShuntA

Con ayuda de matlab se optine la ecuación de la recta que mas se ajusta a los datos donde V_{out} = Voltaje de salida de la Shunt, I = Corriente de entrada a la Shunt

$$V_{out} = 0,0013805 * I + 0,00025643 \quad (5-1)$$

Shunt B

Corriente (A)	0.549	0.574	0.606	0.633	0.67	0.698	0.744	0.77
Voltaje (V)	0.00107	0.00111	0.00112	0.00115	0.00119	0.00125	0.0013	0.00133
Corriente (A)	0.823	0.867	0.922	0.99	1.05	1.15	1.23	1.36
Voltaje (V)	0.0014	0.00145	0.00152	0.0016	0.0017	0.00186	0.00196	0.00213
Corriente (A)	1.48	1.69	1.8	1.7	1.48	1.35	1.22	1.15
Voltaje (V)	0.0023	0.0026	0.00278	0.00262	0.0023	0.00214	0.00194	0.00182
Corriente (A)	1.05	0.977	0.913	0.85	0.811	0.76	0.728	0.685
Voltaje (V)	0.0017	0.00162	0.00151	0.00143	0.00139	0.00132	0.00127	0.0012
Corriente (A)	0.662	0.635	0.611	0.599	0.58	0.557		
Voltaje (V)	0.00119	0.00116	0.00113	0.0011	0.00109	0.00108		

Tabla 5-2.: Corriente vs Voltaje en la resistencia shunt B

```

x = [ 0.549 0.574 0.606 0.633 0.67 0.698 0.744 0.77 0.823 0.867
      0.922 0.99 1.05 1.15 1.23 1.36 1.48 1.69 1.8 1.7 1.48 1.35
      1.22 1.15 1.05 0.977 0.913 0.85 0.811 0.76 0.728 0.685 0.662
      0.635 0.611 0.599 0.58 0.557 ]
y = [ 0.00107 0.00111 0.00112 0.00115 0.00119 0.00125 0.0013
      0.00133 0.0014 0.00145 0.00152 0.0016 0.0017 0.00186 0.00196
      0.00213 0.0023 0.0026 0.00278 0.00262 0.0023 0.00214 0.00194
      0.00182 0.0017 0.00162 0.00151 0.00143 0.00139 0.00132
      0.00127 0.0012 0.00119 0.00116 0.00113 0.0011 0.00109
      0.00108 ]
plot(x,y,'ob','markersize',4,'markerfacecolor','b'),
grid,xlabel('Corriente (A)'),ylabel('Voltaje (V)'),
title('Caracterización de la resistencia Shunt B')

```

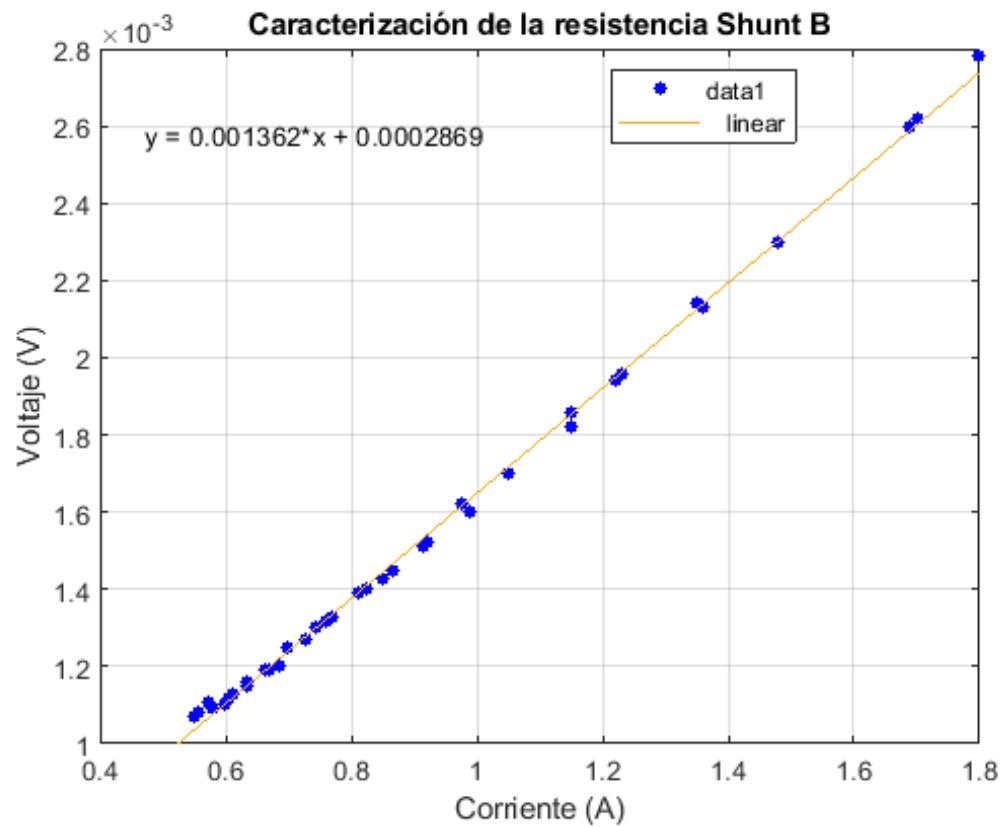


Figura 5-9.: Caracterización ShuntB

Con ayuda de matlab se optine la ecuacion de la recta que mas se ajusta a los datos donde V_{out} = Voltaje de salida de la Shunt, I = Corriente de entrada a la Shunt

$$V_{out} = 0,001362 * I + 0,0002869 \quad (5-2)$$

Shunt C

Corriente (A)	0.557	0.573	0.593	0.631	0.654	0.69	0.717	0.752
Voltaje (V)	0.00106	0.00108	0.0011	0.00115	0.00117	0.00122	0.00126	0.00131
Corriente (A)	0.8	0.838	0.896	0.95	1.03	1.09	1.19	1.29
Voltaje (V)	0.00137	0.00141	0.00149	0.00155	0.00166	0.00175	0.00189	0.00205
Corriente (A)	1.47	1.59	1.8	1.63	1.52	1.37	1.27	1.15
Voltaje (V)	0.0023	0.00246	0.00276	0.00251	0.00237	0.00215	0.00199	0.00183
Corriente (A)	1.07	0.98	0.925	0.86	0.816	0.766	0.737	0.697
Voltaje (V)	0.00172	0.0016	0.00153	0.00144	0.00138	0.00131	0.0013	0.00121
Corriente (A)	0.661	0.633	0.616	0.599	0.558			
Voltaje (V)	0.00119	0.00115	0.00113	0.00111	0.00107			

Tabla 5-3.: Corriente vs Voltaje en la resistencia shunt C

```

x = [ 0.557 0.573 0.593 0.631 0.654 0.69 0.717 0.752 0.8 0.838
      0.896 0.95 1.03 1.09 1.19 1.29 1.47 1.59 1.8 1.63 1.52 1.37
      1.27 1.15 1.07 0.98 0.925 0.86 0.816 0.766 0.737 0.697 0.661
      0.633 0.616 0.599 0.558 ]

y = [ 0.00106 0.00108 0.0011 0.00115 0.00117 0.00122 0.00126
      0.00131 0.00137 0.00141 0.00149 0.00155 0.00166 0.00175
      0.00189 0.00205 0.0023 0.00246 0.00276 0.00251 0.00237
      0.00215 0.00199 0.00183 0.00172 0.0016 0.00153 0.00144
      0.00138 0.00131 0.0013 0.00121 0.00119 0.00115 0.00113
      0.00111 0.00107 ]

plot(x,y,'ob','markersize',4,'markerfacecolor','b'),
grid,xlabel('Corriente (A)'),ylabel('Voltaje (V)'),
title('Caracterización de la resistencia Shunt C')

```

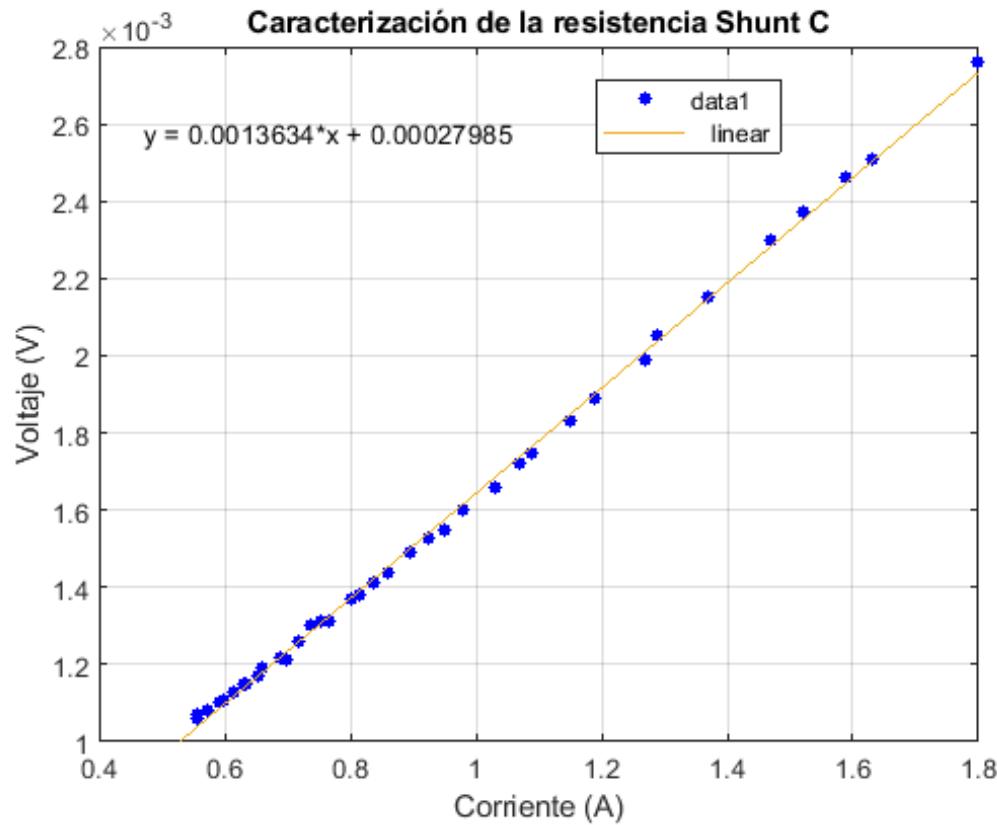


Figura 5-10.: Caracterización ShuntC

Con ayuda de matlab se optine la ecuación de la recta que mas se ajusta a los datos donde V_{out} = Voltaje de salida de la Shunt, I = Corriente de entrada a la Shunt

$$V_{out} = 0,0013634 * I + 0,00027985 \quad (5-3)$$

5.3.3. Conversión de voltaje

Para obtener el voltaje de entrada del ADE7978, se realizaron los siguientes pasos:

La carga se conecta a la fase siguiendo el diagrama de conexión 5-5. Los pines V1PIN y GND_A, pasan por un divisor de voltaje donde su salida es el pin V1P y VM como se ve en la figura 5-11. El divisor se modela bajo la siguiente ecuación:

$$V1P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_{in} \quad (5-4)$$

Donde $R1 = 990150\Omega$, $R2 = 1K\Omega$.

$$V1P = 0,00100893 * V_{in} \quad (5-5)$$

El divisor de voltaje es necesario ya que el conversor ADE7933 solo debe recibir valores en un rango de $\pm 0,5V$.

El voltaje VA es la diferencia de voltaje que hay entre V1P y VM, esta es la señal que el conversor transforma a digital. La salida digital que entrega el conversor tiene un rango de $\pm 5,320,000$ como se ve en la figura 5-12. Esta señal entra al ADE7978 y de ahí en adelante, todos los procesos que se ejecutan, son basados en la conversión anteriormente descrita.

La relación de entrada y salida del conversor ADE7933, consiste en un voltaje pico de entrada de $0,5V$, genera una señal de salida de $5,320,000$.

La siguiente ecuación relaciona la señal de salida del conversor con la señal de entrada al medidor:

$$0,5V \rightarrow 5,320,000.$$

$$V1P \rightarrow DRV$$

Donde $DRV =$ Dato del rango de voltaje del conversor

$$V1P = \frac{DRV * 0,5}{5,320,000} \quad (5-6)$$

$$V1P = DRV * 9,39845 * 10^{-8} \quad (5-7)$$

Reemplazando la ecuación del divisor de voltaje 5-5 en 5-7

$$0,00100893 * V_{in} = DRV * 9,39845 * 10^{-8}$$

$$V_{in} = DRV * 0,00009315311 \quad (5-8)$$

La ecuación 5-8 modela la relación del voltaje de entrada al circuito al rango de voltaje del conversor.

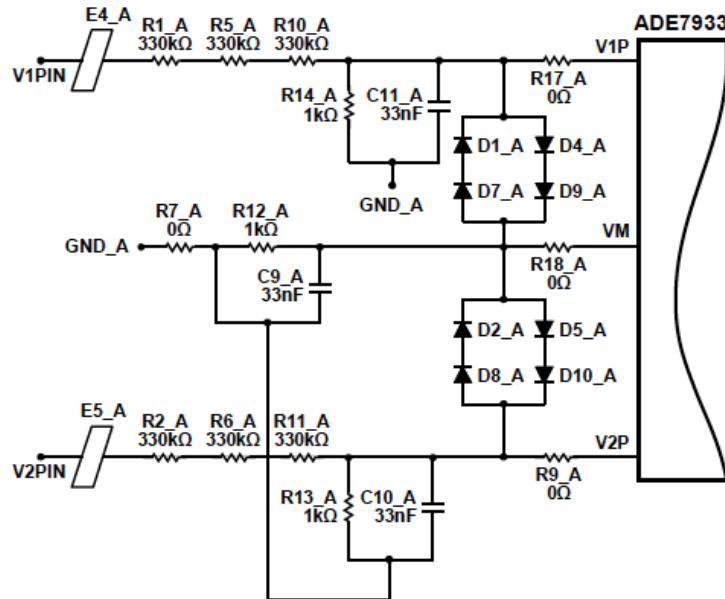


Figura 5-11.: Divisor de voltaje ADC

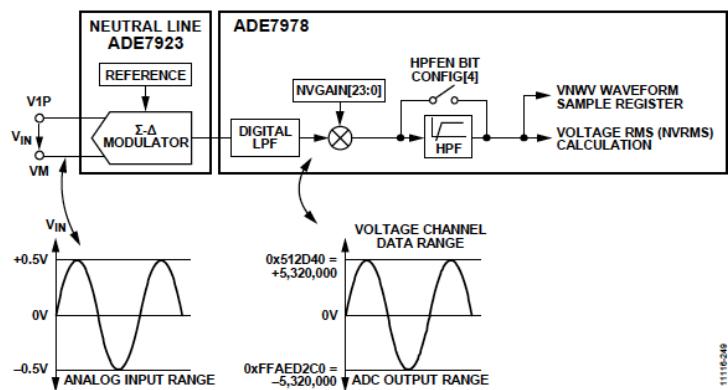


Figura 5-12.: Salida de voltaje del ADE 7978

5.3.4. Conversión de corriente

Para encontrar la relación que hay entre la entrada de corriente y el convertidor ADC fue necesario utilizar la ecuación de la recta arrojada por las muestras de la caracterización de las shunt y también fue necesario hallar la relación de voltaje entre el pin IP e IM que son los usados por el ADC para convertir la señal figura 5-13

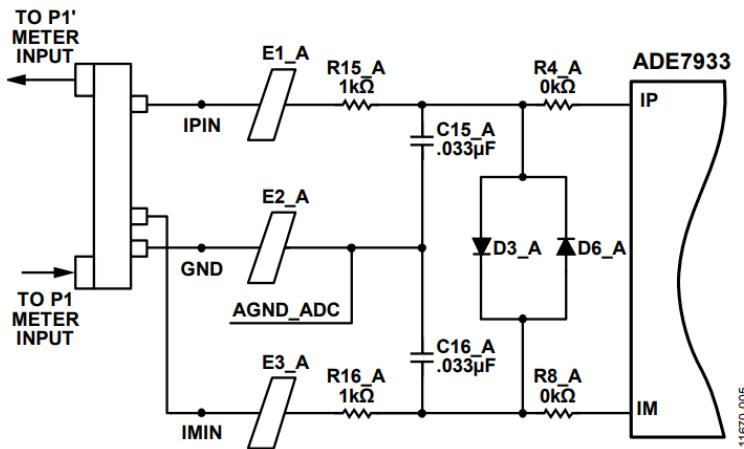


Figura 5-13.: Circuito de protección para los pines IP e IM

Como ya se tiene la relación entre la corriente de entrada y el voltaje de salida en la Shunt se procede hallar el voltaje entre el pin IP e IM resolviendo el circuito por medio del teorema de nodos como se muestra en la figura 5-14, los diodos de protección se eliminan ya que la tarjeta viene sin ellos de fabrica.

Para simplificar el circuito electrónico se remplaza el filtro de ferrita con la resistencia de 1k por R1, como el valor de los condensadores es el mismo, ambos condensadores se simbolizan con la letra C 5-14.

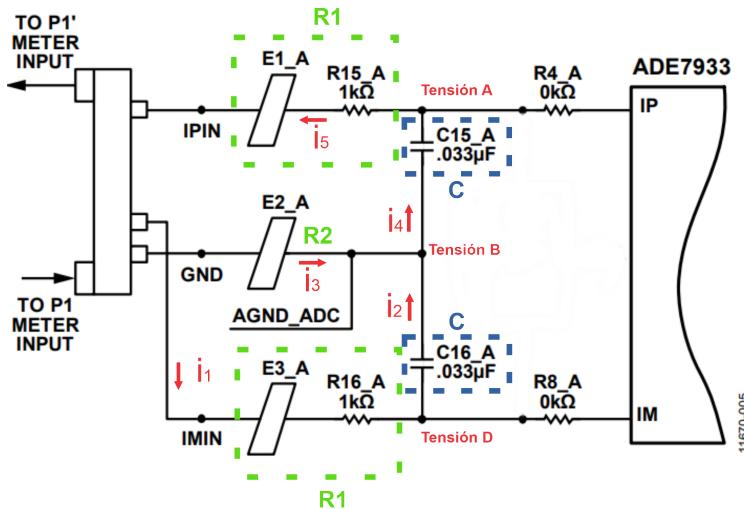


Figura 5-14.: Nodos aplicados al circuito

Se asume que el circuito se alimenta con una fuente de voltaje AC con terminal + en GND e IMIN y terminal – en IPIN resolviendolo de la siguiente manera :

■ **Tensión D**

$$\mathbf{i}_1 = \mathbf{i}_2$$

$$\frac{V_i}{R_1} - \frac{D}{R_1} = \frac{D}{ZC} - \frac{B}{ZC}$$

$$\frac{B}{ZC} = \frac{D}{ZC} - \frac{V_i}{R_1} + \frac{D}{R_1}$$

$$\frac{B}{ZC} = D\left(\frac{1}{ZC} + \frac{1}{R_1}\right) - \frac{V_i}{R_1}$$

$$\frac{B}{ZC} = D\frac{R_1 + ZC}{R_1 ZC} - \frac{V_i}{R_1}$$

$$B = D\frac{R_1 + ZC}{R_1} - V_i\frac{ZC}{R_1} \quad (5-9)$$

■ **Tensión B**

$$\mathbf{i}_2 + \mathbf{i}_3 = \mathbf{i}_4$$

$$\frac{D}{ZC} - \frac{B}{ZC} + \frac{V_i}{R_2} - \frac{B}{R_2} = \frac{B}{ZC} - \frac{A}{ZC}$$

$$\frac{D}{ZC} + \frac{V_i}{R_2} + \frac{A}{ZC} = B\frac{2}{ZC} + \frac{B}{R_2}$$

$$\frac{D}{ZC} + \frac{V_i}{R_2} + \frac{A}{ZC} = B\left(\frac{2}{ZC} + \frac{1}{R_2}\right)$$

$$\frac{D}{ZC} + \frac{V_i}{R_2} + \frac{A}{ZC} = B\frac{2R_2 + ZC}{R_2 ZC}$$

$$D\frac{R_2}{2R_2 + ZC} + V_i\frac{ZC}{2R_2 + ZC} + A\frac{R_2}{2R_2 + ZC} = B \quad (5-10)$$

■ Tensión A

$$\mathbf{i}_4 = \mathbf{i}_5$$

$$\frac{B}{ZC} - \frac{A}{ZC} = \frac{A}{R_1}$$

$$\frac{B}{ZC} = \frac{A}{R_1} + \frac{A}{ZC}$$

$$\frac{B}{ZC} = A\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{ZC}\right)$$

$$\frac{B}{ZC} = A \frac{R_1 + ZC}{R_1 ZC}$$

$$B = A \frac{R_1 + ZC}{R_1} \quad (5-11)$$

Remplazando la ecuación de Tensión D 5-9 en la ecuación de tensión B 5-10

$$D \frac{R_1 + ZC}{R_1} - V_i \frac{ZC}{R_1} = D \frac{R_2}{2R_2 + ZC} + V_i \frac{ZC}{2R_2 + ZC} + A \frac{R_2}{2R_2 + ZC}$$

$$A \frac{R_2}{2R_2 + ZC} = D \frac{R_1 + ZC}{R_1} - V_i \frac{ZC}{R_1} - D \frac{R_2}{2R_2 + ZC} - V_i \frac{ZC}{2R_2 + ZC}$$

$$A \frac{R_2}{2R_2 + ZC} = D \left(\frac{R_1 + ZC}{R_1} - \frac{R_2}{2R_2 + ZC} \right) - V_i \left(\frac{ZC}{R_1} + \frac{ZC}{2R_2 + ZC} \right)$$

$$A \frac{R_2}{2R_2 + ZC} = D \frac{(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - R_1 R_2}{R_1 (2R_2 + ZC)} - V_i \frac{ZC(2R_2 + ZC) + R_1 ZC}{R_1 (2R_2 + ZC)}$$

$$A = D \frac{(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - R_1 R_2}{R_1 R_2} - V_i \frac{ZC(2R_2 + ZC) + R_1 ZC}{R_1 R_2} \quad (5-12)$$

Remplazando la ecuación de tensión D 5-9 en la ecuación de tensión A 5-11

$$D \frac{R_1 + ZC}{R_1} - V_i \frac{ZC}{R_1} = A \frac{R_1 + ZC}{R_1}$$

$$A = D - V_i \frac{ZC}{R_1 + ZC} \quad (5-13)$$

Remplazando la ecuación 5-12 en la ecuación 5-13 para dejar D en términos de V_i

$$\begin{aligned} D \frac{(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - R_1 R_2}{R_1 R_2} - V_i \frac{ZC(2R_2 + ZC) + R_1 ZC}{R_1 R_2} &= D - V_i \frac{ZC}{R_1 + ZC} \\ D \frac{(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - R_1 R_2}{R_1 R_2} - D &= V_i \frac{ZC(2R_2 + ZC) + R_1 ZC}{R_1 R_2} - V_i \frac{ZC}{R_1 + ZC} \\ D \left(\frac{(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - R_1 R_2}{R_1 R_2} - 1 \right) &= V_i \left(\frac{ZC(2R_2 + ZC) + R_1 ZC}{R_1 R_2} - \frac{ZC}{R_1 + ZC} \right) \\ D \left(\frac{(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - 2R_1 R_2}{R_1 R_2} \right) &= V_i \frac{[ZC(2R_2 + ZC) + R_1 ZC][R_1 + ZC] - R_1 R_2 ZC}{R_1 R_2 (R_1 + ZC)} \end{aligned}$$

$$D = V_i \frac{[ZC(2R_2 + ZC) + R_1 ZC][R_1 + ZC] - R_1 R_2 ZC}{[(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - 2R_1 R_2][R_1 + ZC]} \quad (5-14)$$

Remplazando ?? en la ecuación 5-13 para obtener A en términos de V_i

$$A = V_i \frac{[ZC(2R_2 + ZC) + R_1 ZC][R_1 + ZC] - R_1 R_2 ZC}{[(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - 2R_1 R_2][R_1 + ZC]} - V_i \frac{ZC}{R_1 + ZC}$$

$$A = V_i \left(\frac{[ZC(2R_2 + ZC) + R_1 ZC][R_1 + ZC] - R_1 R_2 ZC}{[(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - 2R_1 R_2][R_1 + ZC]} - \frac{ZC}{R_1 + ZC} \right)$$

$$A = V_i *$$

$$\frac{([ZC(2R_2 + ZC) + R_1 ZC][R_1 + ZC] - R_1 R_2 ZC)(R_1 + ZC) - ZC[(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - 2R_1 R_2][R_1 + ZC]}{[(R_1 + ZC)(2R_2 + ZC) - 2R_1 R_2][R_1 + ZC][R_1 + ZC]} \quad (5-15)$$

Con ayuda del software Matlab se remplazan los valores y se resuelve la ecuación D y A

```

R1 = 1150;
R2 = 150;
f = 60;
W = 2*pi*f;           C = 33*10^(-9);
ZC = -j/(W*C);

NumD = ( ZC*(2*R2+ZC) + R1*ZC )*(R1+ZC)-R1*R2*ZC
DenD = ((R1+ZC)*(2*R2+ZC)-2*R1*R2)*(R1+ZC)
D= NumD/DenD

NumA = ((ZC*(2*R2+ZC)+R1*ZC)*(R1+ZC)-R1*R2*ZC)*(R1+ZC)-ZC *
((R1+ZC)*(2*R2+ZC)-2*R1*R2)*(R1+ZC)
DenA = ((R1+ZC)*(2*R2+ZC)-2*R1*R2)*(R1+ZC)*(R1+ZC)
A= NumA/DenA

```

$$D = V_i(1,0000 - 0,0000j) \quad (5-16)$$

$$A = V_i(0,0002 + 0,0143j) \quad (5-17)$$

El voltaje que le entra a la tarjeta es la diferencia entre la tensión D y la tensión A

$$VIMIP = D-A$$

$$V_{IM-IP} = V_i(0,9998 - 0,0143j) \quad (5-18)$$

Usando la relación entre corriente y voltaje de las Shunt ecuaciones (5-1,5-2, 5-3) se remplaza para despejar la ecuación entérminos de corriente y voltaje entre IM-IP

■ Shunt A

$$V_{IM-IP} = (0,0013805 * I + 0,00025643)(0,9998 - 0,0143j) \quad (5-19)$$

■ Shunt B

$$V_{IM-IP} = (0,001362 * I + 0,0002869)(0,9998 - 0,0143j) \quad (5-20)$$

■ Shunt C

$$V_{IM-IP} = (0,0013634 * I + 0,00027985)(0,9998 - 0,0143j) \quad (5-21)$$

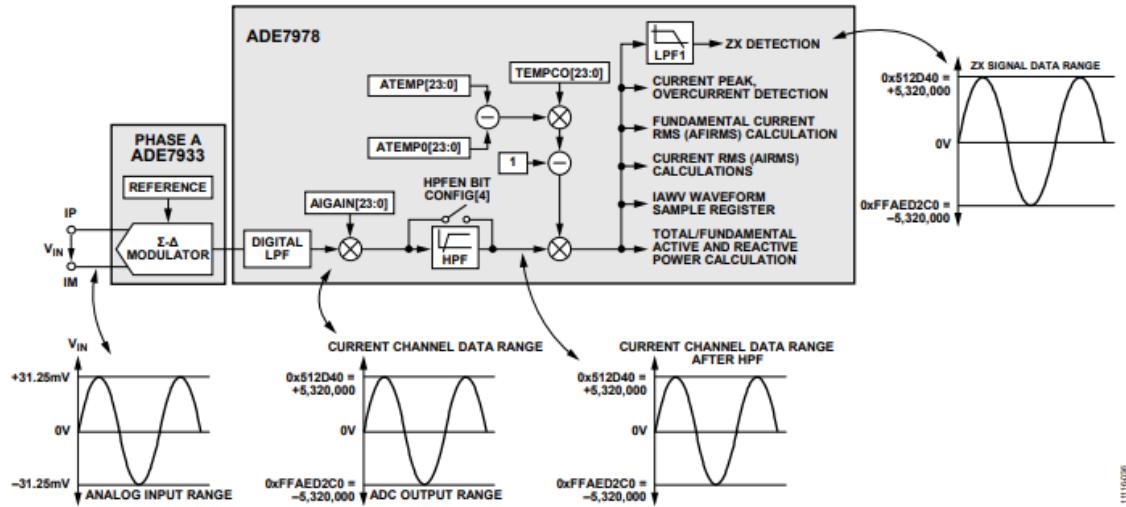


Figura 5-15.: Relacion ADC corriente

Teniendo en cuenta la conversion de salida del ADC figura 5-15 se halla la relacion entre corriente y salida del conversor con la ecuacion

$$31,25mV \rightarrow 5,320,000.$$

$$V_{IM-IP} \rightarrow DRI$$

Donde $DRI =$ Dato del rango de corriente del conversor

$$V_{IM-IP} = \frac{DRI * 0,03125}{5,320,000} \quad (5-22)$$

■ Shunt A

$$\frac{DRI * 0,03125}{5,320,000} = (0,0013805 * I + 0,00025643)(0,9998 - 0,0143j) \quad (5-23)$$

■ Shunt B

$$\frac{DRI * 0,03125}{5,320,000} = (0,001362 * I + 0,0002869)(0,9998 - 0,0143j) \quad (5-24)$$

■ Shunt C

$$\frac{DRI * 0,03125}{5,320,000} = (0,0013634 * I + 0,00027985)(0,9998 - 0,0143j) \quad (5-25)$$

Con ayuda de Matlab se resuelve la ecuación dejándola en términos de $I = f(ADCI)$.

■ Shunt A

```
eqn=(0.0013805*I + 0.00025643 )*VIPIM ==
      ADCI*0.03125/5320000
solveI=solve(eqn,I)
```

$$I = ADCI * (4,2550e^{-6} + 6,0876e^{-8}j) - 1,8575e^{-1}$$

Esta expresión es la que se iba a usar para convertir la salida del ADCI en términos de corriente, pero como la Raspberry Pi no acepta números imaginarios, es necesario tener una constante de multiplicación para la conversión.

Para resolver esto, se decidió despreciar la parte imaginaria ya que tiene un valor muy pequeño comparado con la parte real

$$I = 4,2550e^{-6} * ADCI - 1,8575e^{-1} \quad (5-26)$$

■ Shunt B

```
eqn=(0.001362*I+0.0002869 )*VIPIM == ADCI*0.03125/5320000
solveI=solve(eqn,I)
```

$$I = ADCI(4,3128e^{-6} + 6,1703e^{-8}i) - 2,1065e^{-1}$$

En la Shunt B también se cumple la misma condición de la Shunt A.

$$I = 4,3128e^{-6} * ADCI - 2,1065e^{-1} \quad (5-27)$$

■ Shunt C

```
eqn=(0.0013634*I + 0.00027985 )*VIPIM ==
      ADCI*0.03125/5320000
solveI=solve(eqn,I)
```

$$I = ADCI * (4,3084e^{-6} + 6,1639e^{-8}i) - 2,0526e^{-1}$$

En la Shunt C también se cumple la misma condición de la Shunt A.

$$I = 4,3084e^{-6} * ADCI - 2,0526e^{-1} \quad (5-28)$$

5.4. Desarrollo de Software

5.4.1. Implementación del protocolo I2C entre la raspberry y el ADE7978

El protocolo I2C es un estandar internacional para la comunicacion entre dispositivos, siguiendo la teoria de comunicacion I2C se conecto GPIO de la raspberry con el puerto de comunicacion del ADE7978 como se muestra en la figura 5-16

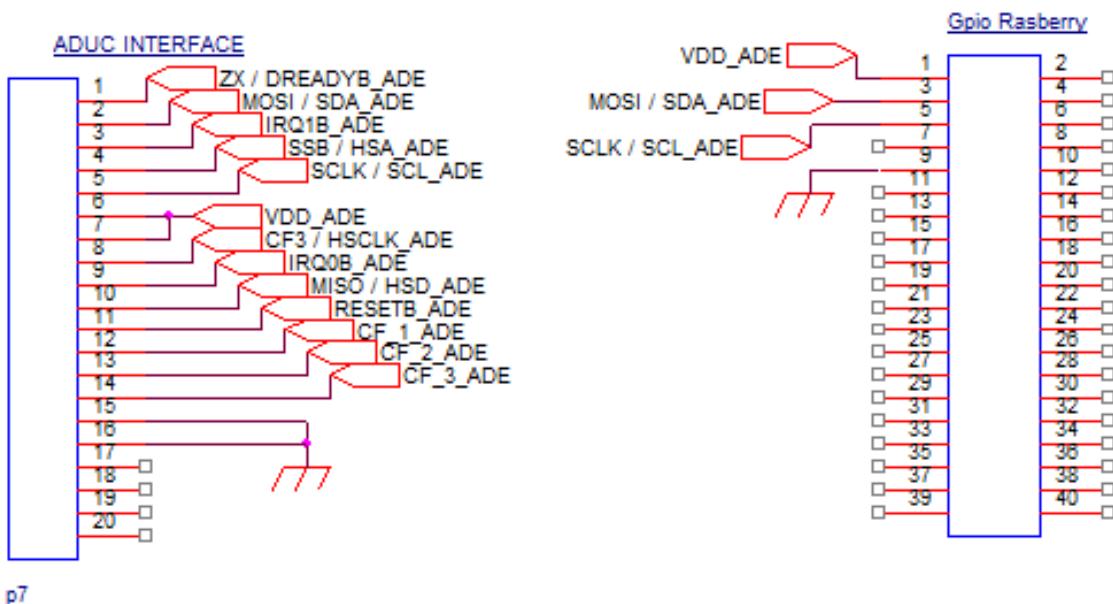


Figura 5-16.: Conexión I2C

El puerto de comunicacion del ADE7978 funciona 100 % como un esclavo a un clock maximo de 400kHz; en la operaciónde escritura se envia un bit en 0 para indicar que la operaciónva a iniciar, seguido de la direccion del dispositivo que es de 8 bits, seguido de la direccion del registro que se quiere escribir y por ultimo la informacion que se quiere escribir en el registro fig: 5-17; para la operaciónde lectura se debe envia un 0 para indicar que la operaciónva a iniciar, seguido de la direccion del dispositivo y la direccion del registro que se quiere leer, seguido de otro bit en 0 y la dirección del dispositivo nuevamente, en ese moeto se empieza a recibir la informacion que esta alojada en ese registro fig: 5-18.

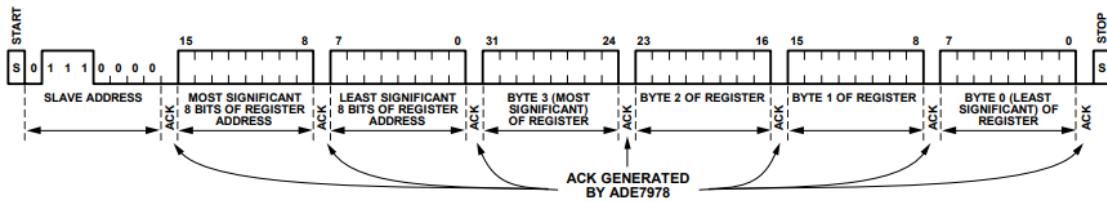


Figura 5-17.: Protocolo de escritura I2C

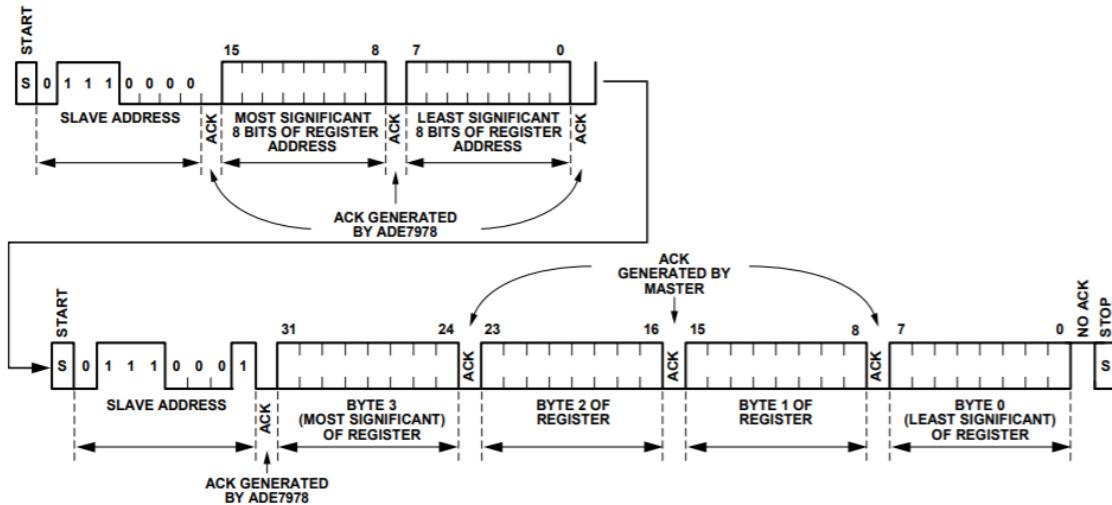


Figura 5-18.: Protocolo de lectura I2C

Con la teoría obtenida del datasheet, se realizó la programación de esta comunicación por medio del lenguaje c++, usando la librería BCM2835 [13], a esta librería fue necesario realizarle un cambio en la función de lectura del puerto I2C, ya que esta librería está desarrollada para enviar direcciones de registro de solo 8 bits y en el caso del ADE 7978 cada dirección de registro es de 16 bits, esta modificación se realizó en el método **bcm2835_i2c read register rs** agregandole un segundo carácter al la operación de envío de la siguiente manera :

```

/* Clear FIFO */
bcm2835_peri_set_bits(control, BCM2835_BSC_C_CLEAR_1 ,
    BCM2835_BSC_C_CLEAR_1 );
/* Clear Status */
bcm2835_peri_write(status, BCM2835_BSC_S_CLKT | BCM2835_BSC_S_ERR |
    BCM2835_BSC_S_DONE);

```

```

/* Set Data Length */
bcm2835_peri_write(dlen, 1);
/* Enable device and start transfer */           bcm2835_peri_write(control,
BCM2835_BSC_C_I2CEN);
bcm2835_peri_write(fifo, regaddr[1]);
bcm2835_peri_write(fifo, regaddr[0]);
bcm2835_peri_write(control, BCM2835_BSC_C_I2CEN | BCM2835_BSC_C_ST);

```

Teniendo el código editado, se instaló la librería como lo recomienda el fabricante, una vez instalada la librería se desarrolló la primera parte de la comunicación en C++ tomando como ejemplo la comunicación que realiza el mismo fabricante

- Importar la librería bcm2835.h
- Iniciar el puerto pines de la raspberry
- Iniciar el puerto de comunicación I2C
- Cargar la dirección del dispositivo esclavo
- Cargar la frecuencia del clock
- Llamar el método de lectura pasandole la dirección del registro, bus de datos y la longitud del mismo
- Terminar la comunicación del puerto I2C y del puerto de la raspberry

Con estos pasos ya se obtiene el dato en el bus, el código de los pasos es el siguiente:

```

//iniciar puerto raspberry
//bcm2835_init();
init = I2C_BEGIN;
if (!bcm2835_init())
{
    printf("Falló bcm2835_init, corra el programa con permisos de
administrador\n"); //("bcm2835_init failed. Are you running
as root??\n");
}
// I2C begin if specified
if (init == I2C_BEGIN)
{
    if (!bcm2835_i2c_begin())
    {

```

```

        printf("Falló bcm2835_begin, corra el programa con permisos
               de administrador\n"); //("bcm2835_i2c_begin failed. Are
               you running as root??\n");
    }
}

//Cargar dirección del esclavo
bcm2835_i2c_setSlaveAddress(slave_address);
//Cargar la frecuencia del clock
bcm2835_i2c_setClockDivider(clk_div);

//Cargar variable buf con el Value
bcm2835_i2c_read_register_rs(dir, buf, Len_dato);
//termina la comunicación para no sobresaturar el puerto
bcm2835_i2c_end();
bcm2835_close();

```

5.4.2. Backend Solución en c++

Con la prueba exitosa se comenzó a desarrollar toda la logica del programa para tomar todos los registros de la DSP

- Se cre una clase que contenga todas las propiedades y metodos que describan el funcionamiento de los registros
- Crear un objeto de la clase creada por cada registro de la DSP
- Crear funciones dentro del programa que permitan la manipulacion y el analisis de dichos registros
- Mantener el programa principal en un bucle infinito para que siempre se ejecute.

Se creó una clase con el nombre Registro conteniendo las siguientes propiedades y metodos

Propiedades

- Address: direccion en exadecimal del la posición en memoria del registro.
- Len dato: tamaño en bytes de la informacion contenida en el registro.
- Name: Nombre del registro dado por el datasheet.
- Value: Valor actual de la ultima lectura o escritura realizada al registro.

- ConValue: Valor convertido.

Metodos

- Constructores: se crean dos constructores al primero se le pasa el nombre la dirección y la longitud del registro, el segundo constructor se crea sin parámetros para inicializar los registros y después configurarlos.
- GetName: Método para obtener el nombre que tiene el registro.
- GetValue: Método para obtener el valor cargado o leído en el registro.
- GetConValue: Método para obtener el valor convertido cargado en el registro.
- Read: Método para activar el puerto I2C y leer el registro cargando el valor leído en Value.
- Write: Método para activar el puerto I2C, escribir y actualizar el contenido de un registro.
- SetValue: Método para cargar en el registro el valor que se quiere escribir en el ADE
- SetConValue: Método para cargar el valor convertido en el registro.
- Config_Obj: Método para pasarle la configuración de los registros, en este método resuelve el nombre del registro, la dirección de memoria y el tamaño del dato.

Teniendo las propiedades métodos de la clase declarados en el programa, se realizó la lógica del programa para analizar los datos obtenidos y enviarlos al front, para realizar esto se crearon varios métodos que posteriormente se llamarán en el programa principal, los métodos creados son los siguientes

- Read_all_registers : Método para leer todos los registros configurados.
- Config_registers : Método para crear todos los registros como un objeto de la clase Registro, pasándole a cada uno su nombre, dirección y longitud del dato que guarda en bytes.
- Burst_mode: Método para leer los registros de una sola vez al mismo tiempo.
- Run_DSP: Método para escribir en el registro de inicio de la DSP y ponerla en marcha.
- Stop_DSP: Método para escribir en el registro de inicio de la DSP y apagarla.

- Initializing_the_chipset: Metodo para configurar los registros de la DSP segun el datasheet.
- Read_registers: Metodo para leer los registros deseados.
- SetJsonCurrent: Metodo que convierte los datos de corriente leidos del ADE a formato Json
- SetJsonVoltaje: Metodo que convierte los datos de voltaje leidos del ADE a formato Json

Para mas información de como esta diseñado el programa, visitar el repositorio publico github [14]

5.4.3. Backend Configuración del servidor

Se realizó una investigación de servidores en la nube y optamos por usar Heroku ya que tiene una opción gratuita que permite hostear hasta 5 aplicaciones con un límite de peso de 512MB.

Configuración de la base de datos

Para realizar la configuración de la base de datos en Heroku, se hizo atravez del gestor de paquetes de javascript Node Js. En las instruccions del package.json se ejecuta el comando npm run start el cual ejecuta un archivo javascript con el siguiente código:

De esta manera, Node levanta un servidor local en el puerto 3000 y heroku lo expone publicamente atravez de la URL <https://json-ade-metering.herokuapp.com/>.

Para configurar el archivo .json con la información, se creó un archivo llamado 'db.json' con una estructura básica inicial para almacenar datos. La estrutura básica se muestra a continuación:

De esta manera se habilita la consulta de los registros por medio una peteción GET a la URL <https://json-ade-metering.herokuapp.com/registers>. Si se desea insertar (POST), actualizar (PUT) o eliminar (DELETE) información, se apunta al mismo endpoint pero con su repectivo método.

Configuración de la aplicación en Angular 7

La configuración del proyecto en Angular es muy similar a la de la base da datos. Se hace atravez del gestor de paquetes de javascript Node Js. De igual manera en el archivo package.json se ejecuta el comando npm run start y acciona el siguiente script:

La aplicación en Angular se habilita en el puerto 8080 y heroku lo expone publicamente por medio de la URL <https://ieee-1459-usta.herokuapp.com/home>.

5.4.4. Backend Solución con Node.js

Se requirió realizar un programa en javascript, que cumpla la función de enviar el archivo db.json que genera el programa en C++, a la base de datos en Heroku. Para la comunicación se usó el paquete "xmlhttprequest", para relajar las peticiones HTTPS a la base de datos. El código que se desarrolló, es el siguiente:

El código anteriormente descrito, se ejecuta cada 50 milisegundos a través de una función de javascript llamada "setInterval(callback,timer)", esa función dispara la función init, la cual lee el archivo db.json y hace una petición PUT al servidor para actualizar los registros.

5.4.5. Frontend Solución en Angular

Para la creación de la página web, se usó el framework javascript Angular 7, ya que implementa el lenguaje de programación 'TypeScript' y permite tipar las variables de javascript y tener un mayor control del proyecto. De igual manera es necesario saber de HTML5, CSS3 y javascript para la creación de la página.

Para instalar Angular es necesario tener node instalado en el computador. Para instalar node, por medio de la URL <https://nodejs.org/es/>, se descargó y se siguió el paso a paso del instalador. Figura 5-19

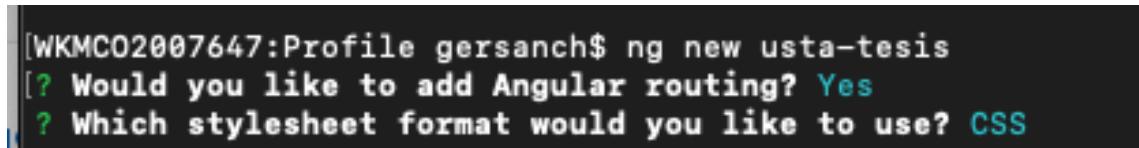


Figura 5-19.: Descarga de Node JS

Una vez instalado Node, se abrió una consola de comandos y se ejecutó el comando 'npm

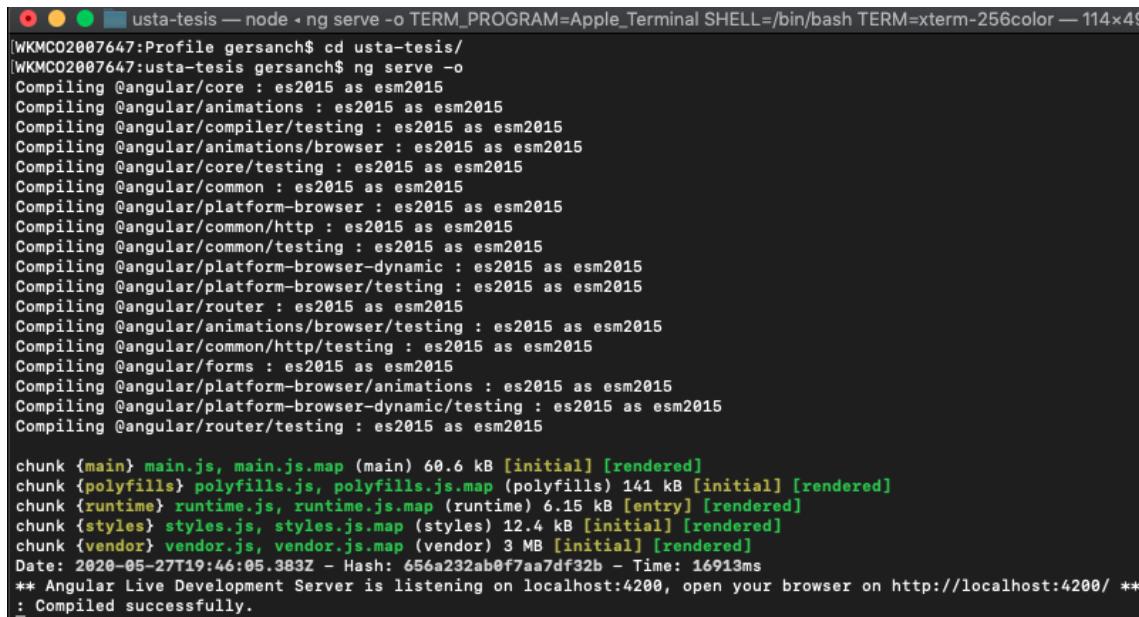
install -g @angular/cli' y de esta manera se instaló angular de forma global en el computador.

Para crear el proyecto en Angular se utilizó el comando 'ng new usta-tesis' y de esta forma, Angular generó todos los archivos y dependencias necesarias para generar la aplicación. Una vez hecha la configuración, se dirigió a la raíz de proyecto ejecutando el comando 'cd usta-tesis', después se ejecutó el comando 'ng serve -o' y este comando levanta un servidor local que por defecto es en la dirección http://localhost:4200 y la aplicación ya queda visible para empezar a trabajar en el proyecto. Figura 5-20, 5-21



```
[WKMCO2007647:Profile gersanch$ ng new usta-tesis
[?] Would you like to add Angular routing? Yes
[?] Which stylesheet format would you like to use? CSS
```

Figura 5-20.: Creación de proyecto en Angular



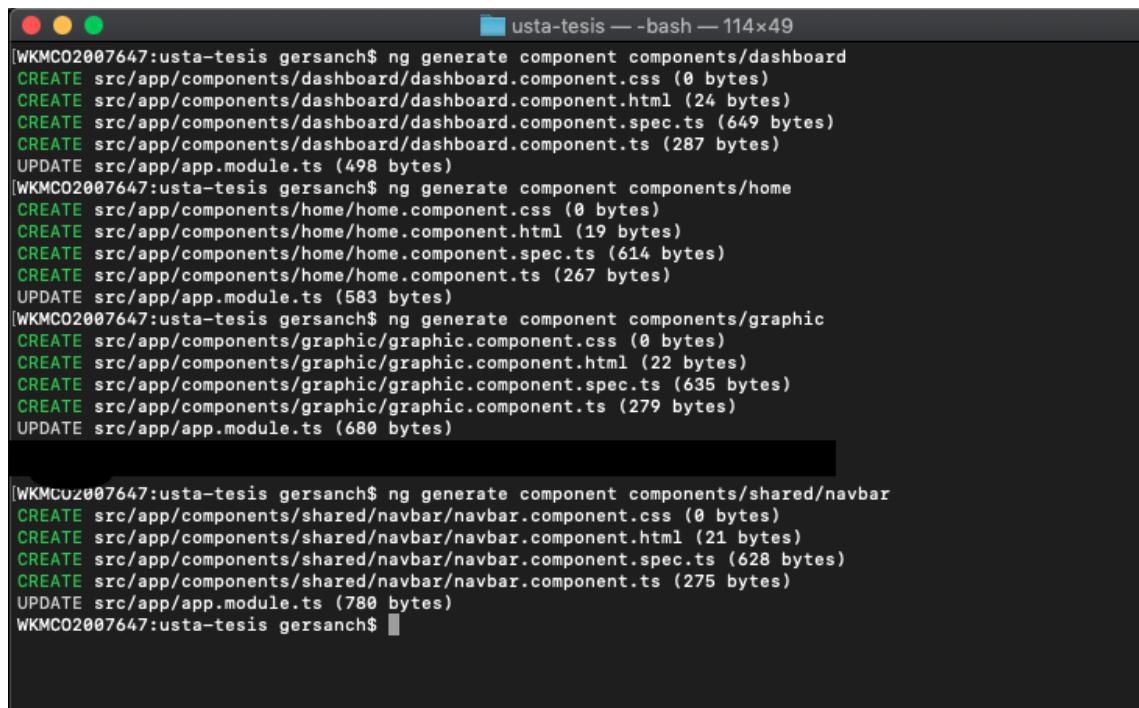
```
usta-tesis — node -o TERM_PROGRAM=Apple_Terminal SHELL=/bin/bash TERM=xterm-256color — 114x49
[WKMCO2007647:Profile gersanch$ cd usta-tesis/
[WKMCO2007647:usta-tesis gersanch$ ng serve -o
Compiling @angular/core : es2015 as esm2015
Compiling @angular/animations : es2015 as esm2015
Compiling @angular/compiler/testing : es2015 as esm2015
Compiling @angular/animations/browser : es2015 as esm2015
Compiling @angular/core/testing : es2015 as esm2015
Compiling @angular/common : es2015 as esm2015
Compiling @angular/platform-browser : es2015 as esm2015
Compiling @angular/common/http : es2015 as esm2015
Compiling @angular/common/testing : es2015 as esm2015
Compiling @angular/platform-browser-dynamic : es2015 as esm2015
Compiling @angular/platform-browser/testing : es2015 as esm2015
Compiling @angular/router : es2015 as esm2015
Compiling @angular/animations/browser/testing : es2015 as esm2015
Compiling @angular/common/http/testing : es2015 as esm2015
Compiling @angular/forms : es2015 as esm2015
Compiling @angular/platform-browser/animations : es2015 as esm2015
Compiling @angular/platform-browser-dynamic/testing : es2015 as esm2015
Compiling @angular/router/testing : es2015 as esm2015

chunk {main} main.js, main.js.map (main) 60.6 kB [initial] [rendered]
chunk {polyfills} polyfills.js, polyfills.js.map (polyfills) 141 kB [initial] [rendered]
chunk {runtime} runtime.js, runtime.js.map (runtime) 6.15 kB [entry] [rendered]
chunk {styles} styles.js, styles.js.map (styles) 12.4 kB [initial] [rendered]
chunk {vendor} vendor.js, vendor.js.map (vendor) 3 MB [initial] [rendered]
Date: 2020-05-27T19:46:05.383Z - Hash: 656a232ab0f7aa7df32b - Time: 16913ms
** Angular Live Development Server is listening on localhost:4200, open your browser on http://localhost:4200/ **
: Compiled successfully.
```

Figura 5-21.: Levantar servidor local en Angular

En Angular, un componente hace referencia a una sección visual de la página y estos componentes se crean a través del comando 'ng generate component componentName'. Cada componente cuenta con un archivo .html , .ts y .css. Para el proyecto creamos 4 componentes con

los comandos de la figura 5-22.



```
ustat-tesis — bash — 114x49
[WKMC02007647:usta-tesis gersanch$ ng generate component components/dashboard
CREATE src/app/components/dashboard/dashboard.component.css (0 bytes)
CREATE src/app/components/dashboard/dashboard.component.html (24 bytes)
CREATE src/app/components/dashboard/dashboard.component.spec.ts (649 bytes)
CREATE src/app/components/dashboard/dashboard.component.ts (287 bytes)
UPDATE src/app/app.module.ts (498 bytes)
[WKMC02007647:usta-tesis gersanch$ ng generate component components/home
CREATE src/app/components/home/home.component.css (0 bytes)
CREATE src/app/components/home/home.component.html (19 bytes)
CREATE src/app/components/home/home.component.spec.ts (614 bytes)
CREATE src/app/components/home/home.component.ts (267 bytes)
UPDATE src/app/app.module.ts (583 bytes)
[WKMC02007647:usta-tesis gersanch$ ng generate component components/graphic
CREATE src/app/components/graphic/graphic.component.css (0 bytes)
CREATE src/app/components/graphic/graphic.component.html (22 bytes)
CREATE src/app/components/graphic/graphic.component.spec.ts (635 bytes)
CREATE src/app/components/graphic/graphic.component.ts (279 bytes)
UPDATE src/app/app.module.ts (680 bytes)

[WKMC02007647:usta-tesis gersanch$ ng generate component components/shared/navbar
CREATE src/app/components/shared/navbar/navbar.component.css (0 bytes)
CREATE src/app/components/shared/navbar/navbar.component.html (21 bytes)
CREATE src/app/components/shared/navbar/navbar.component.spec.ts (628 bytes)
CREATE src/app/components/shared/navbar/navbar.component.ts (275 bytes)
UPDATE src/app/app.module.ts (780 bytes)
WKMCO2007647:usta-tesis gersanch$ ]
```

Figura 5-22.: Creación de componentes en Angular

Con los componentes creados, se empezó a implementar el código necesario para crear la vista, los estilos y la funcionalidad.

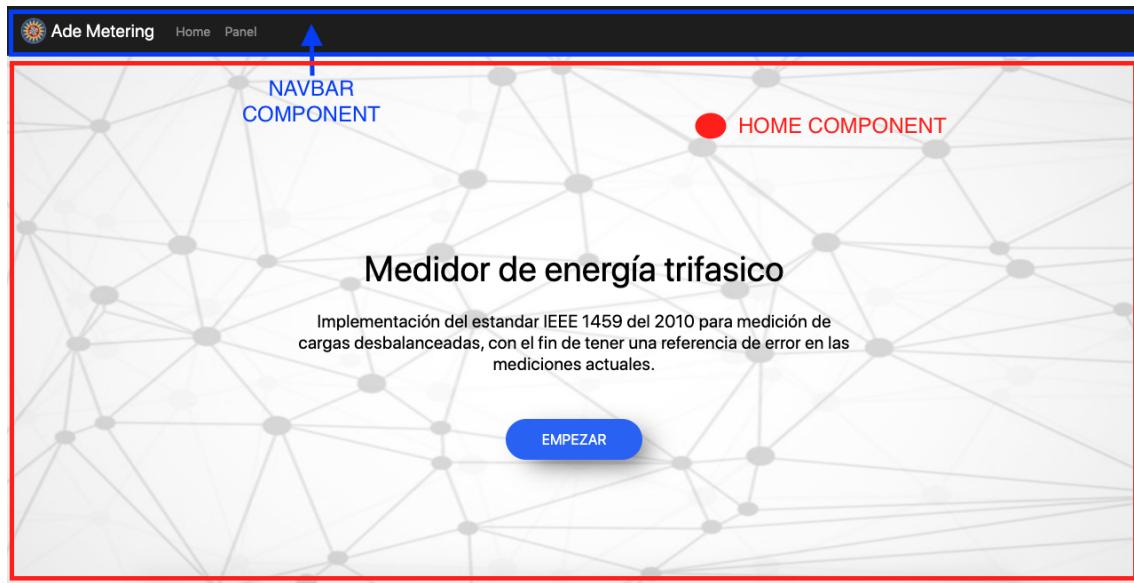


Figura 5-23.: Componentes home y navbar

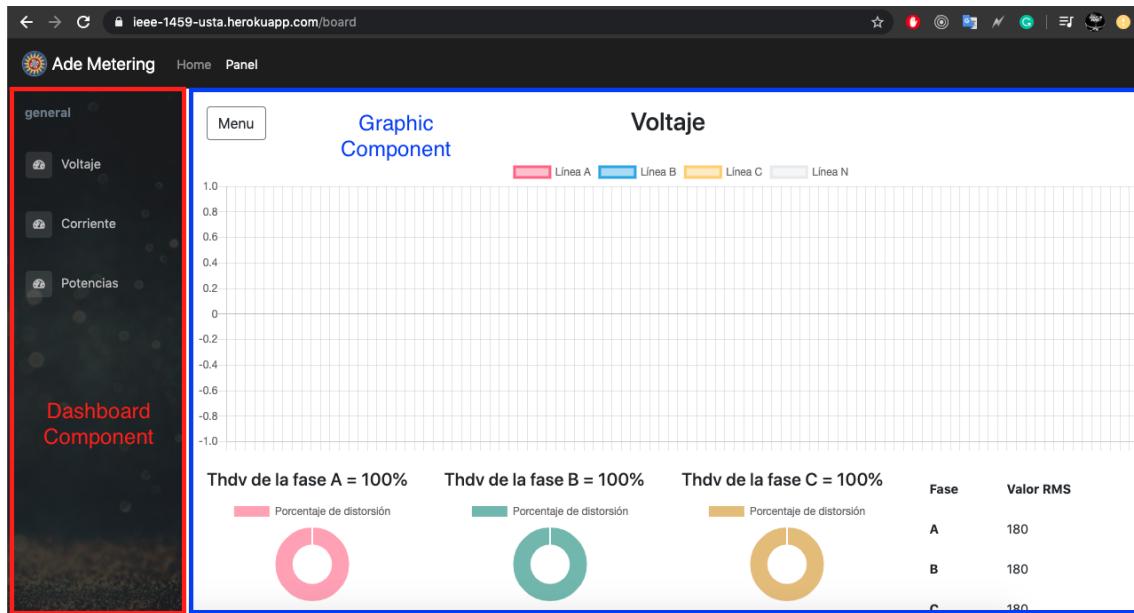


Figura 5-24.: Componentes graphic y dashboard

6.Resultados del proyecto

6.1. Primer Prueba

Se procedió a realizar la primer prueba con nuestro medidor y debido que en ese momento el mundo se encontraba en la pandemia del COVID-19, tocó realizar pruebas con cargas domésticas las cuales fueron las siguientes:

- Bombillo de 9 W.
- Portatil dell.
- Osciloscopio.
- Raspberry.
- TV de 111 W.
- Play Station 3,
- Parlantes.
- Licuadora.
- Licuadora Nutribullet.
- Plancha de 1000 W.

Tabla 6-1.: Resultados de la prueba N° 1

CARGA	MULTÍMETRO		TARJETA	
	Corriente	Voltaje	Corriente	Voltaje
Bombillo led de 9WT	0,0772	122	0,841756	
Portatil, osciloscopio, Raspberry, TV(111W), Play 3, Parlantes	1,4	122	2,484538	
Licuadora	2,11	122	3,107830	
Licuadora pequeña	1,46	122	2,329137	
Licuadora + licuadora pequeña	3,87	121	5,067270	
Plancha de 1000W	9,2	118	10,72483	
Licuadora + licuadora pequeña + plancha	12,55	116	14,67853	

OSCILOSCOPIO	Diferencias de corriente (A)		Diferencia de voltaje(V)		
	Voltaje	Error Absoluto	Error relativo	Error Absoluto	Error relativo
119,93	0,764556821	990 %		2,07	2 %
119,53	1,084538555	77 %		2,47	2 %
119,63	0,997830763	47 %		2,37	2 %
119,87	0,869137564	60 %		2,13	2 %
118,56	1,197270279	31 %		2,44	2 %
120	1,524831581	17 %		-2	2 %
114,5	2,128533554	17 %		1,5	1 %
**Promedio de diferencia =	1,22381416	177 %	1,568571429	2 %	

**El valor de referencia es el osciloscopio o multímetro y el experimental es el valor de la tarjeta

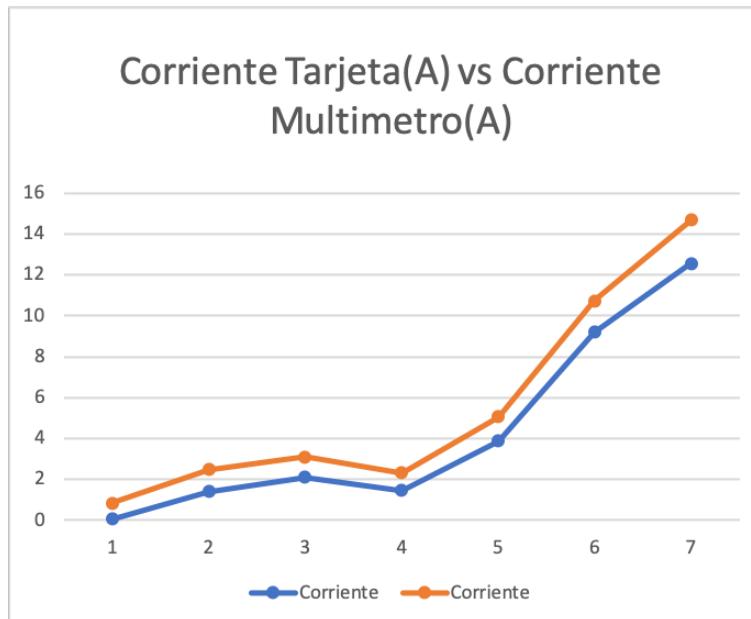


Figura 6-1.: Corriente Tarjeta vs Corriente Multímetro

En esta prueba, solo se comparó los registros de corriente rms y voltaje rms que entrega el

software con un amperímetro y un osciloscopio midiendo voltaje. De igual manera, se calculó un error absoluto y relativo para después ajustar los datos.

En la figura **6-1**, la corriente de la tarjeta, tiene presición en su medición más hace falta ajustar su exactitud tomando como referencia otro instrumento de medición que se encuentre calibrado.

Según la tabla **6-1**, el promedio de error de voltaje es de un 2 %, **AVERIGUAR PORCENTAJE DE ERROR EN VOLATJE ADMITIDO**. El error de corriente es de 177 %, sin embargo ese valor tan alto es debido a que la medicón de una carga que consume baja energía cómo lo es el bombillo, no está dentro de la tolerancia de energía que admite la tarjeta. En la medición del bombillo hay un error relativo del 990 % con respecto a la corriente del amperímetro; por lo tanto, se procede a realizar pruebas con cargas que consuman más energía.



Figura 6-2.: Montaje de la primera prueba

6.2. Segunda Prueba

En esta prueba se decidió medir todo el ciclo de lavado de una lavadora, con el fin de obtener datos en distintos escenarios los cuales sería llenado, lavado y centrifugado y tener una medición más estable.

Carga:

- Lavadora whirlpool de 9.8 A.

Ciclos de lavado:

- Heavy
- Regular
- Super wash
- Centrifugado
- Rinse
- Llenado

El análisis se realizó con respecto a los ciclos de lavado y en los todos los ciclos los siguientes datos fueron comunes:

- Volatje RMS total con un valor promedio de 121 V en todos los ciclos.
- Volatje RMS Fundamental con un valor promedio de 120,97 V en todos los ciclos.

6.2.1. Análisis en el ciclo heavy

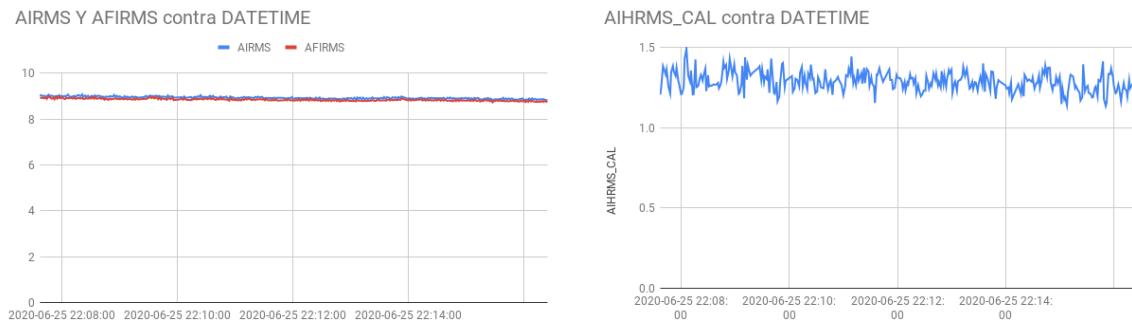


Figura 6-3.: AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY

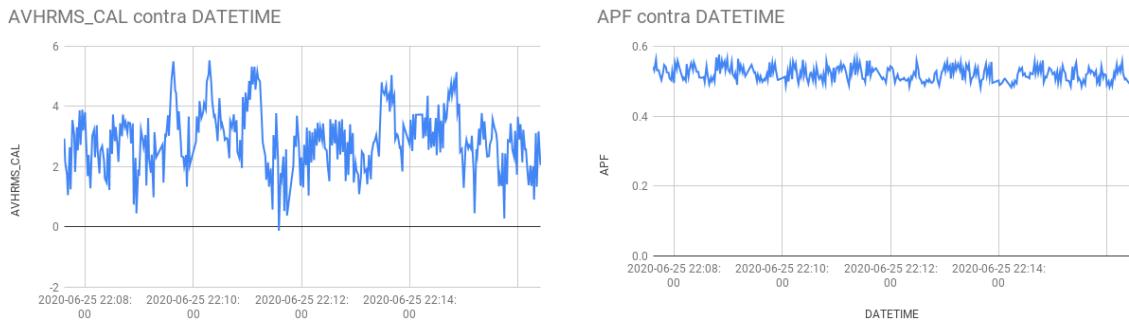


Figura 6-4.: AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY

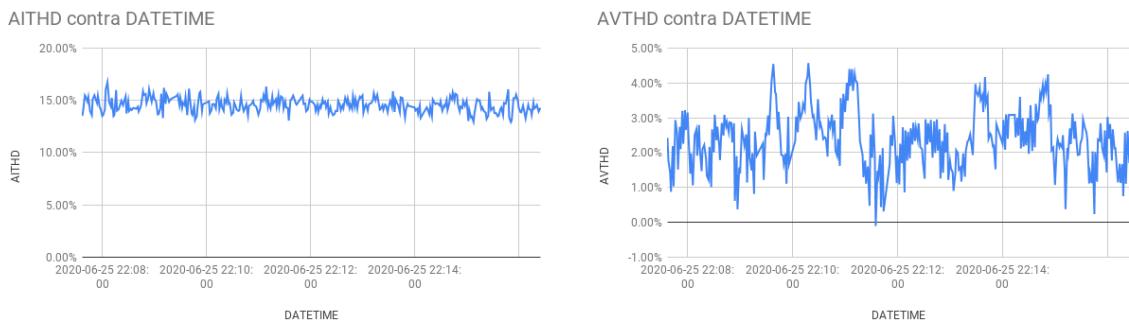


Figura 6-5.: AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY

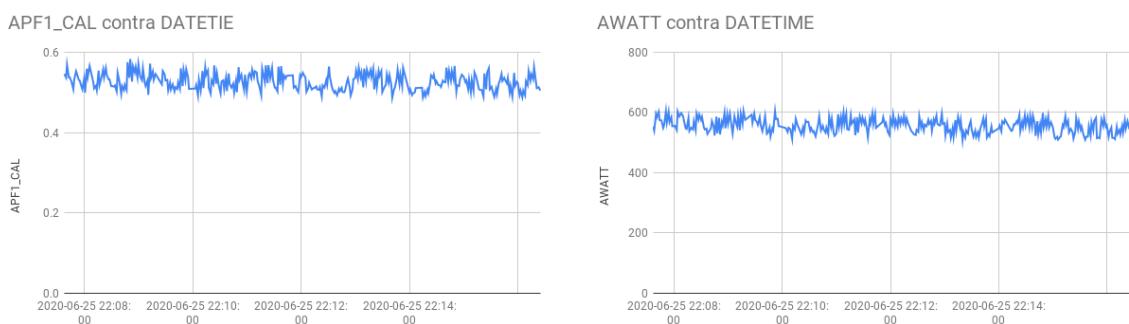
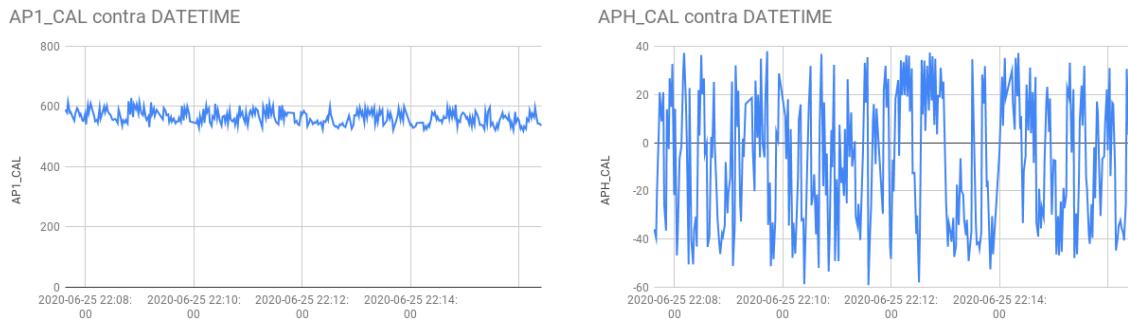
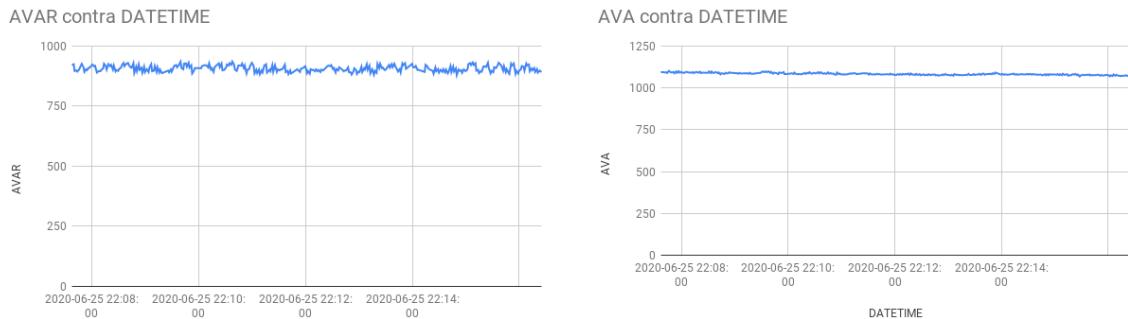
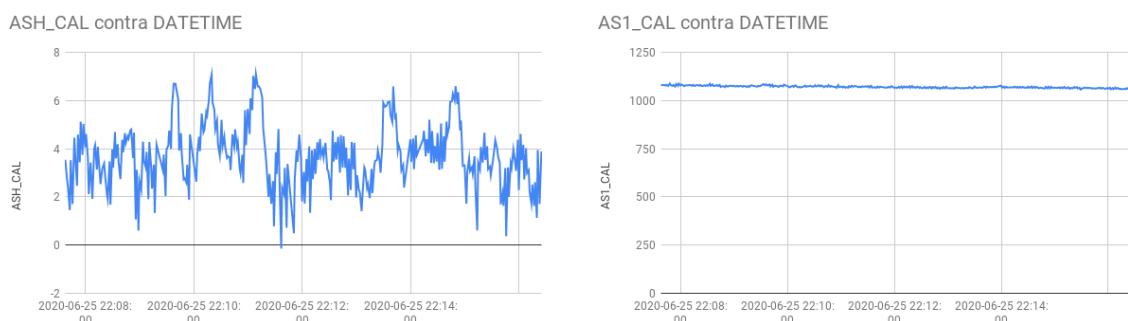


Figura 6-6.: APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY

**Figura 6-7.: AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY****Figura 6-8.: AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY****Figura 6-9.: ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY**

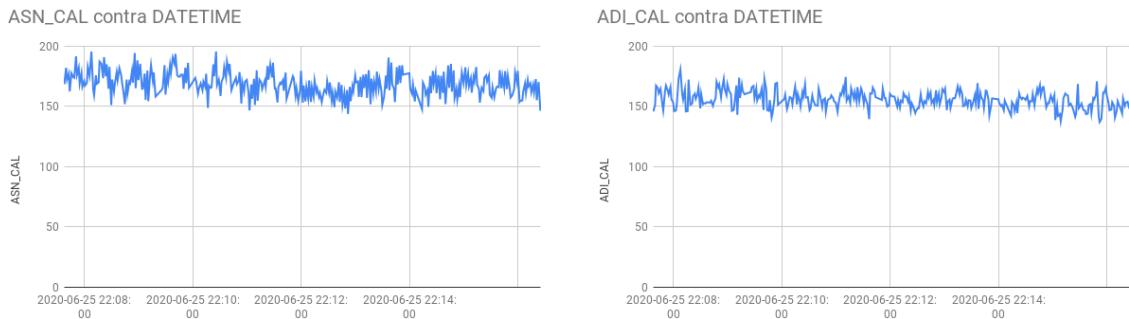


Figura 6-10.: ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY

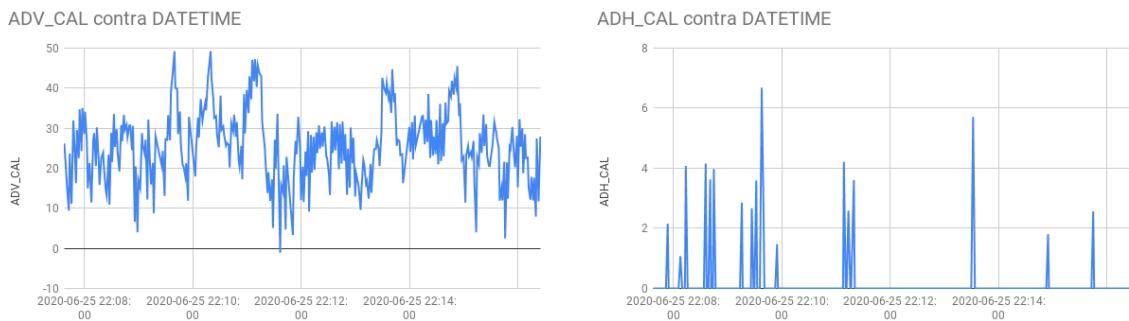


Figura 6-11.: ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY

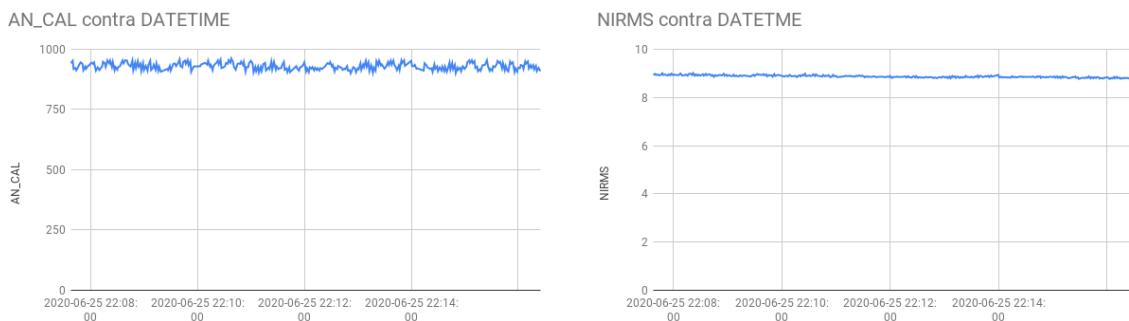


Figura 6-12.: AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY

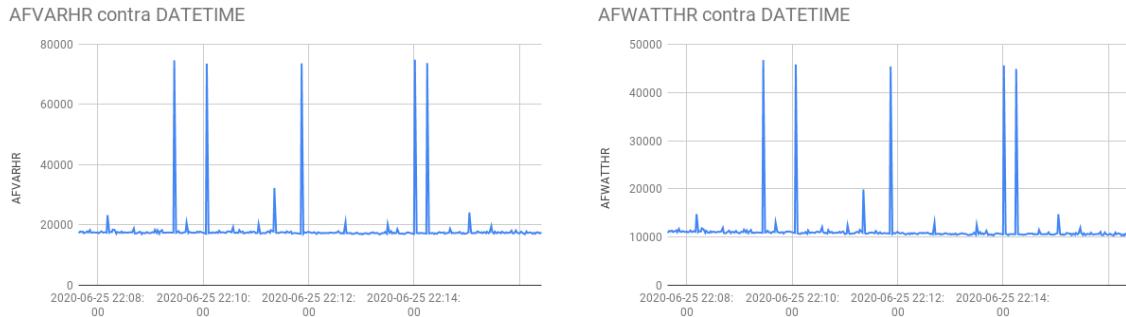


Figura 6-13.: AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY

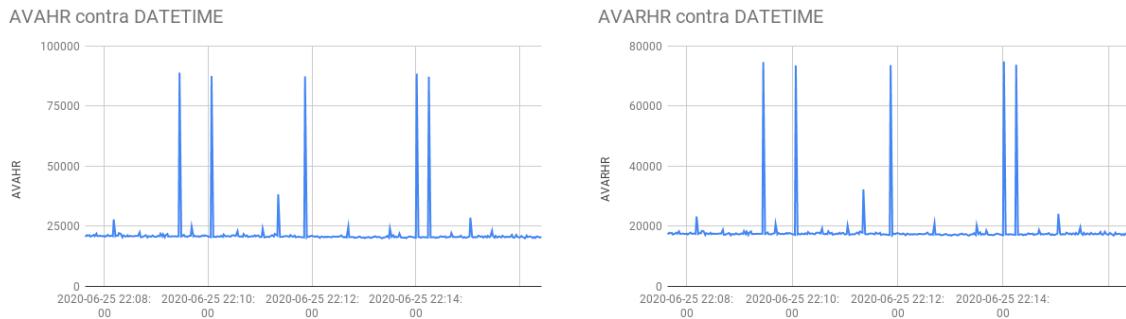


Figura 6-14.: AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY

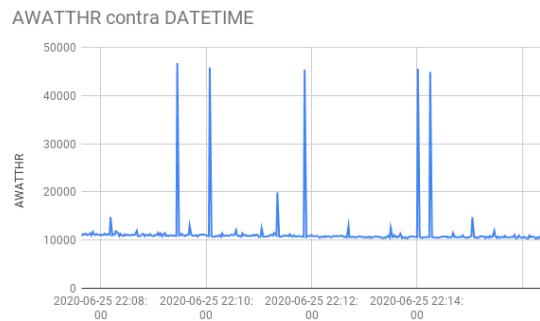


Figura 6-15.: AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO HEAVY

6.2.2. Análisis en el ciclo regular

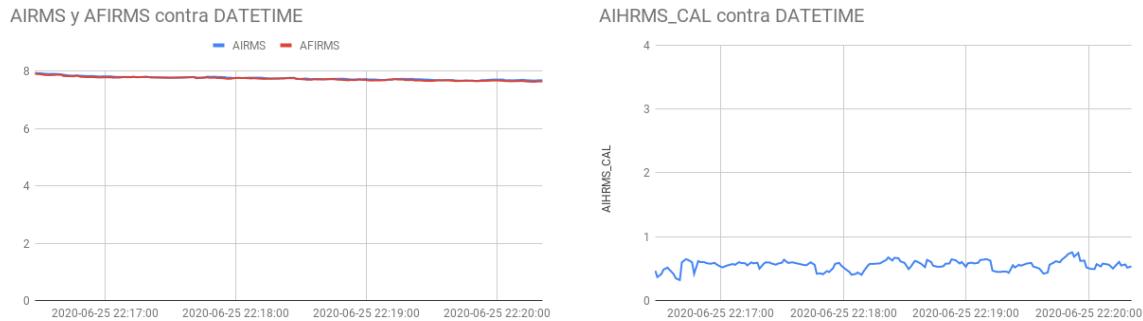


Figura 6-16.: AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR

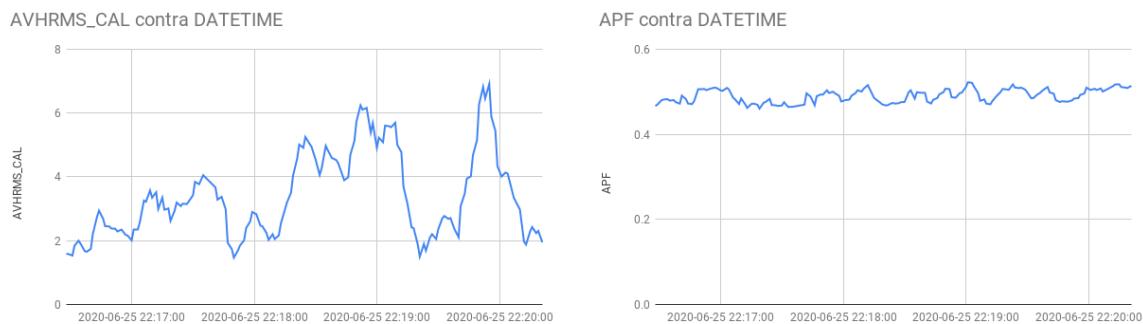


Figura 6-17.: AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR

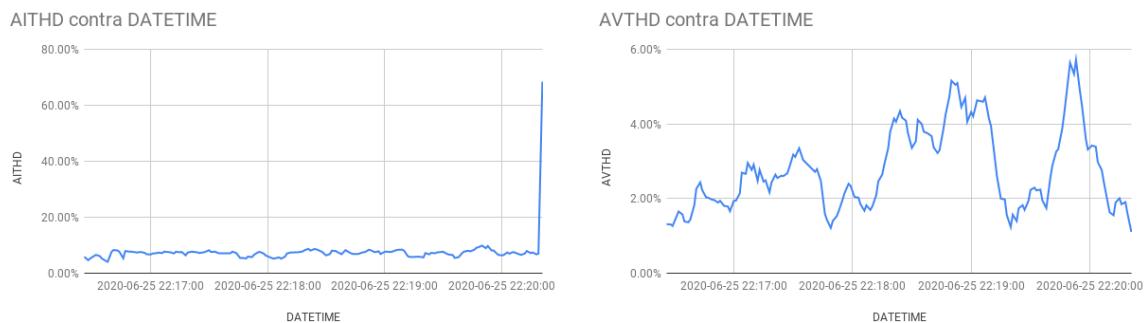
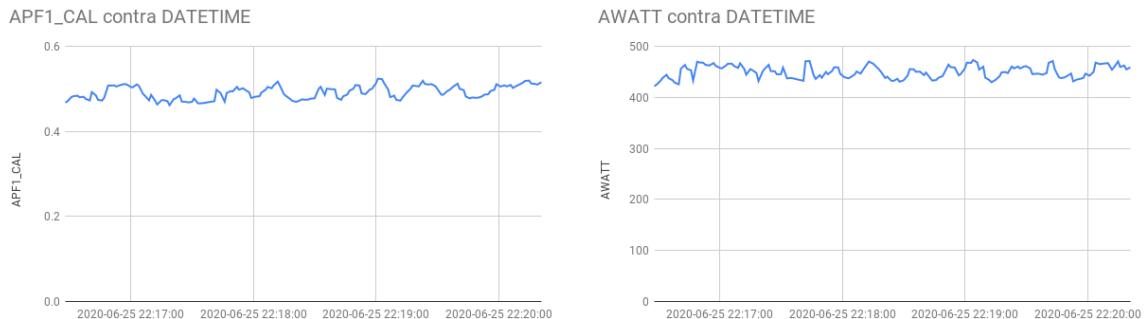
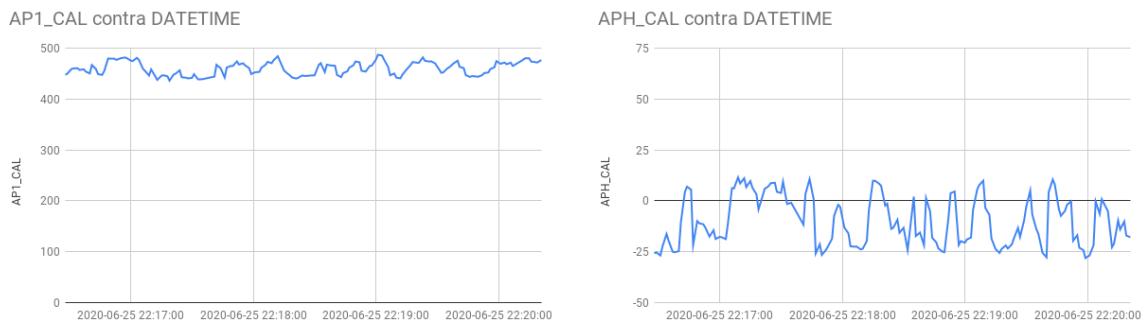
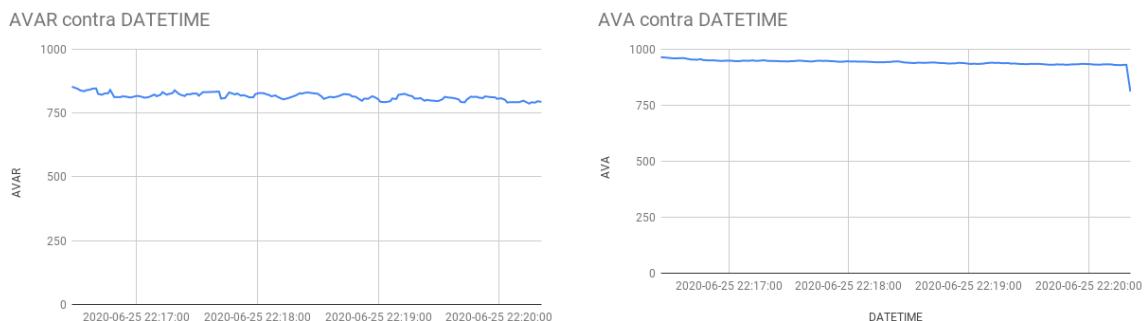


Figura 6-18.: AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR

**Figura 6-19.: APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR****Figura 6-20.: AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR****Figura 6-21.: AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR**

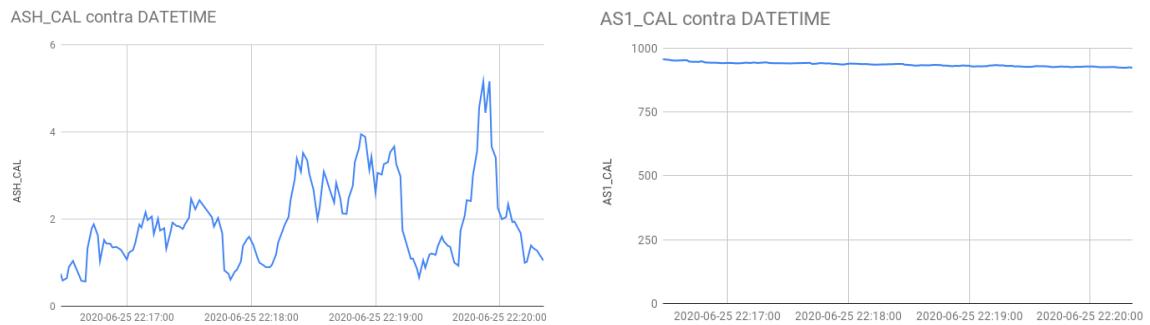


Figura 6-22.: ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR

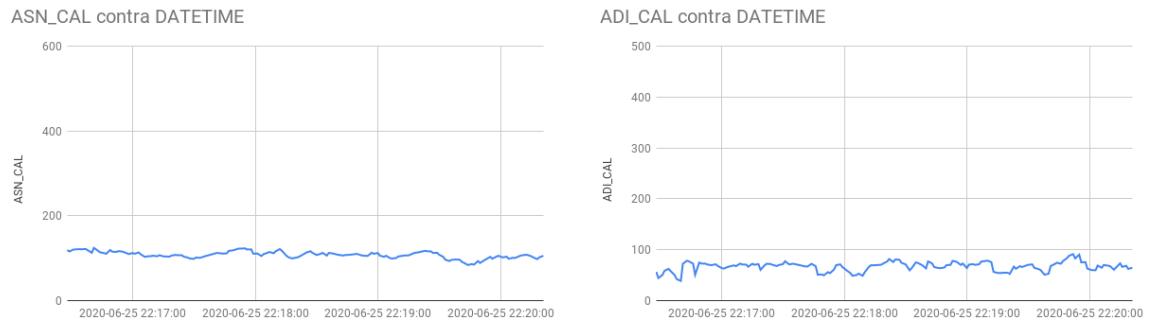


Figura 6-23.: ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR

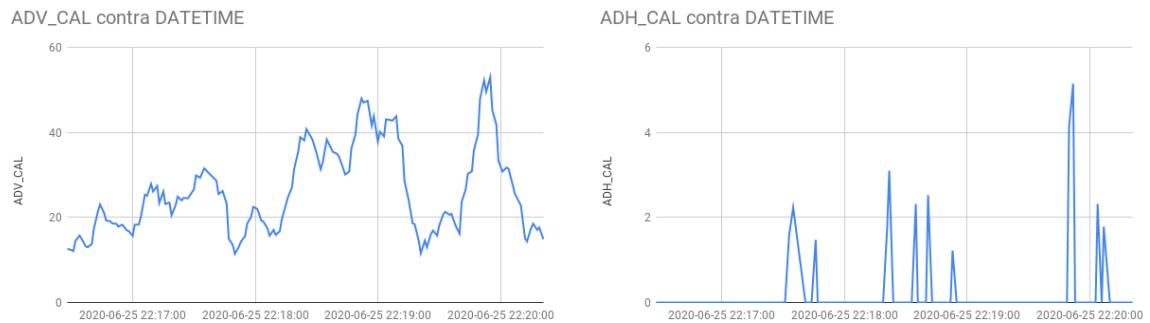
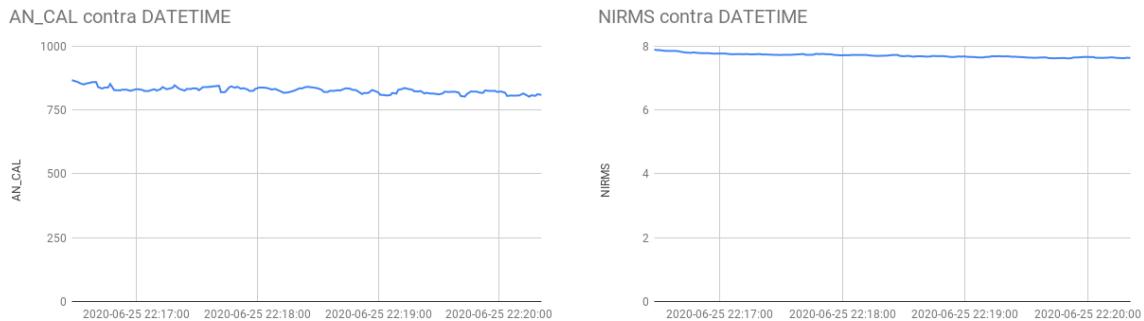
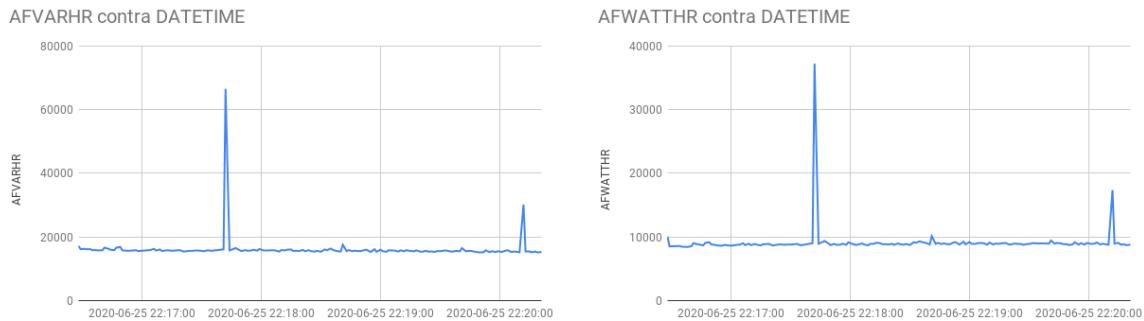
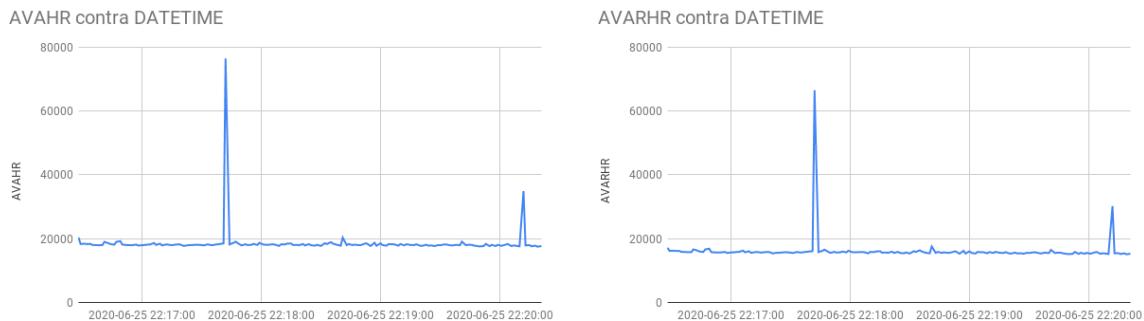


Figura 6-24.: ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR

**Figura 6-25.: AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR****Figura 6-26.: AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR****Figura 6-27.: AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR**

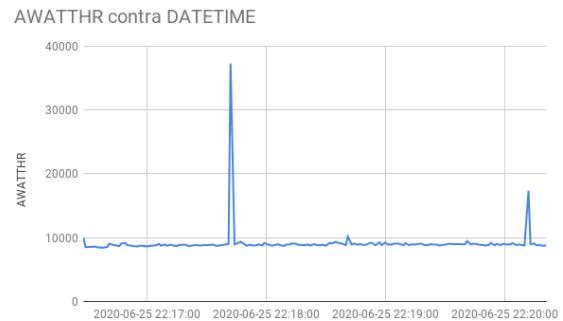


Figura 6-28.: AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO REGULAR

6.2.3. Análisis en el ciclo super wash

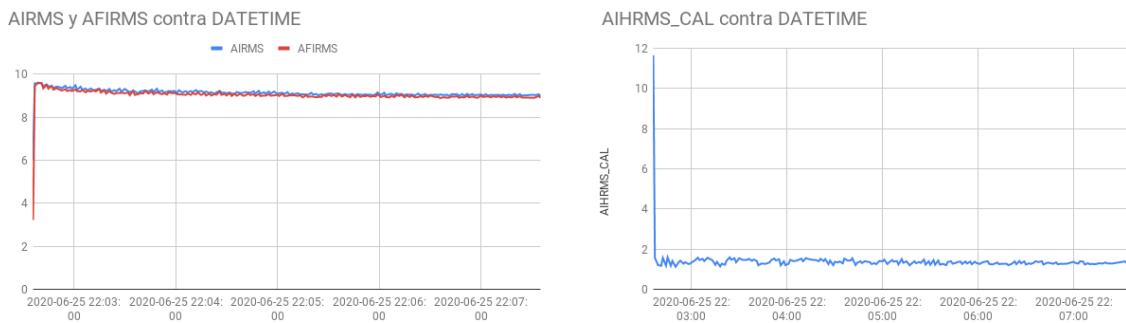


Figura 6-29.: AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

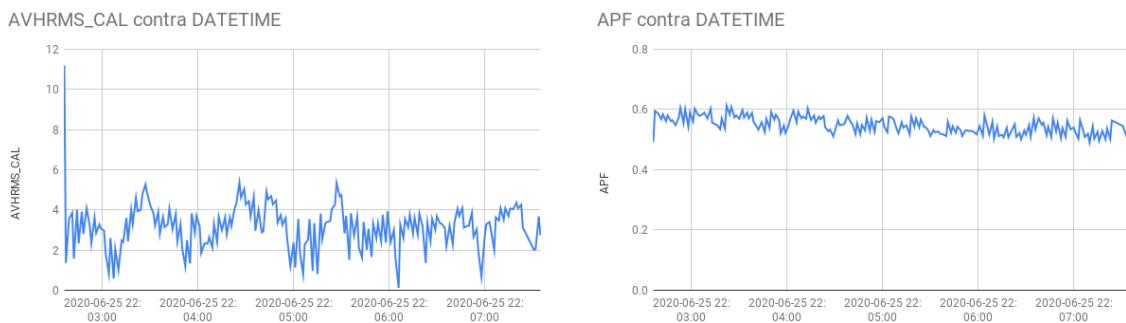


Figura 6-30.: AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

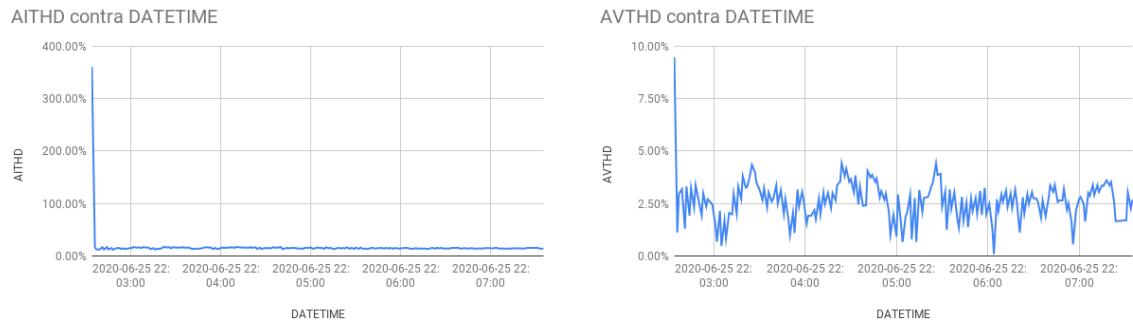


Figura 6-31.: AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

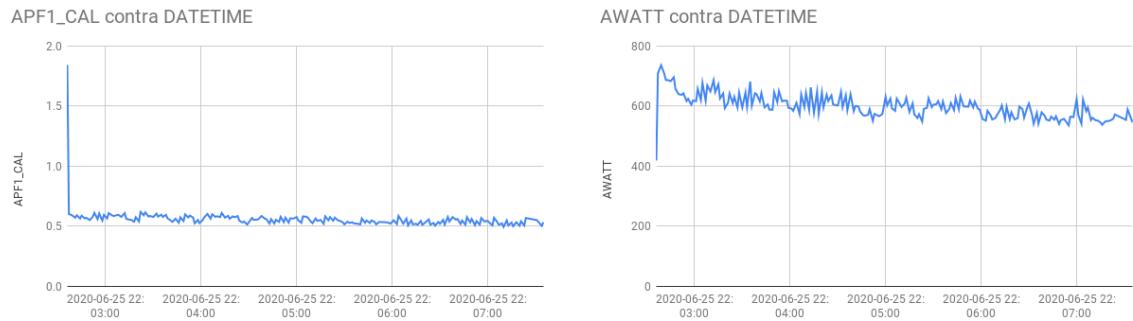


Figura 6-32.: APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

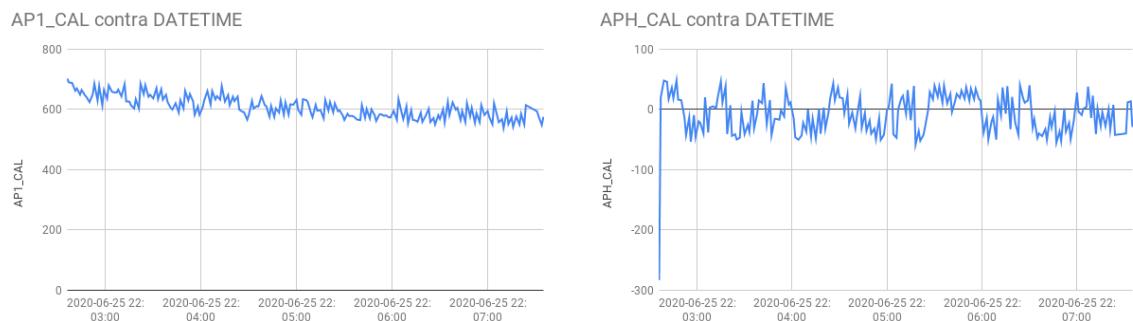


Figura 6-33.: AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

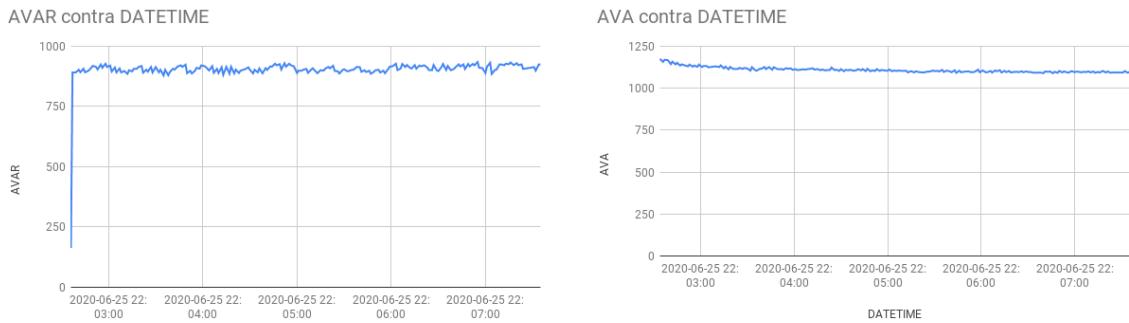


Figura 6-34.: AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

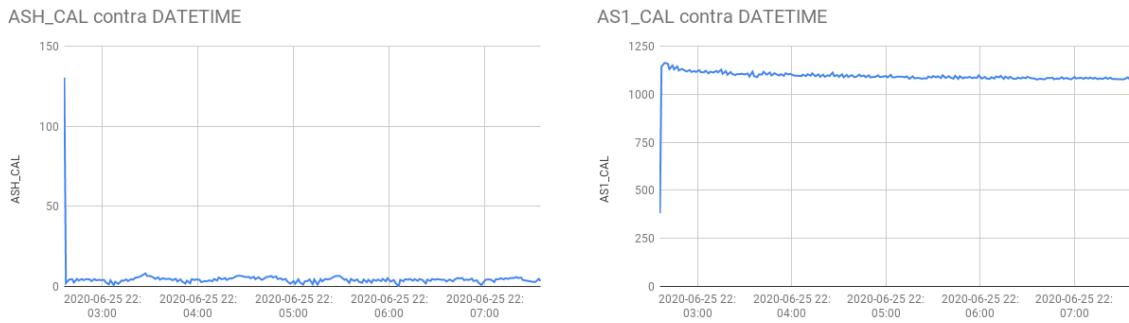


Figura 6-35.: ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

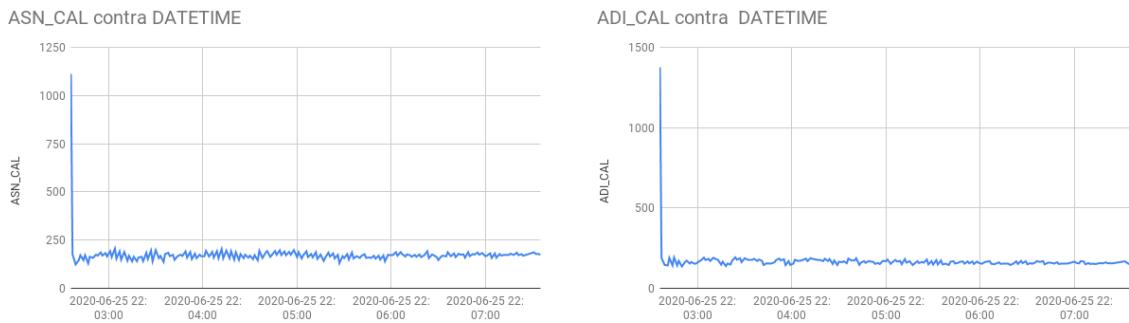


Figura 6-36.: ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

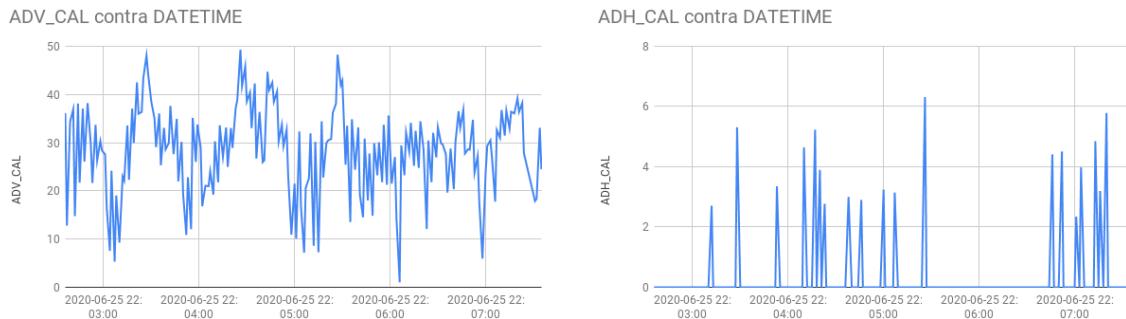


Figura 6-37.: ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

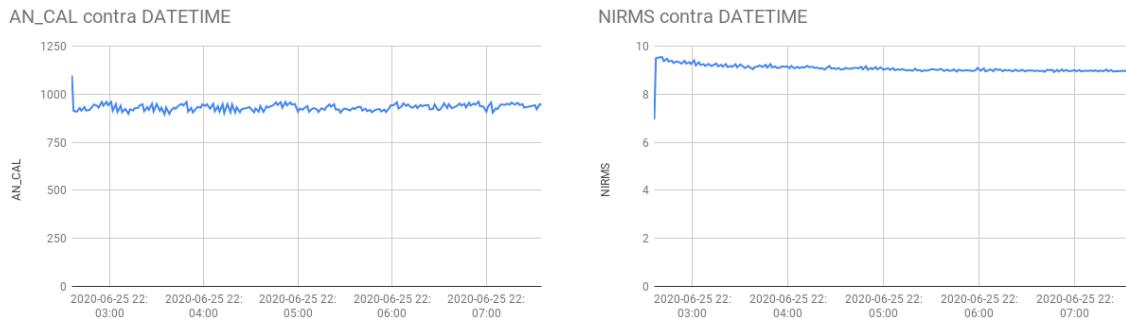


Figura 6-38.: AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

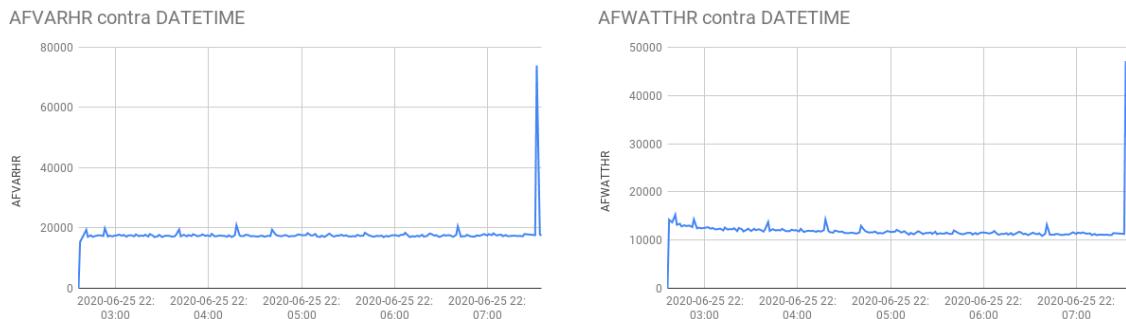


Figura 6-39.: AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

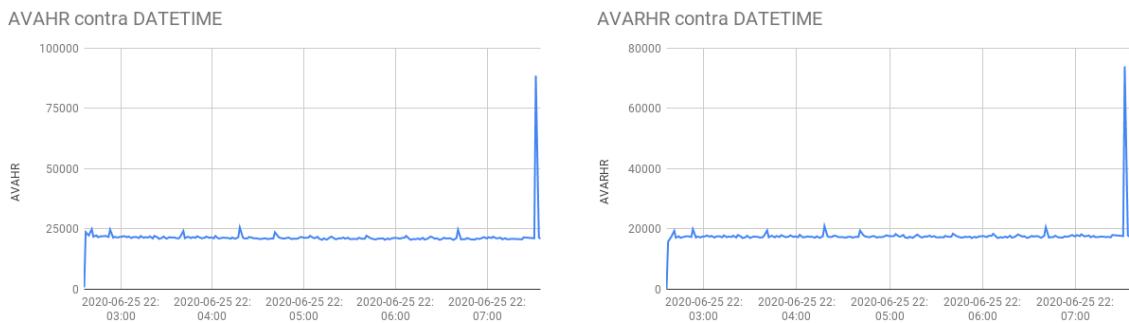


Figura 6-40.: AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

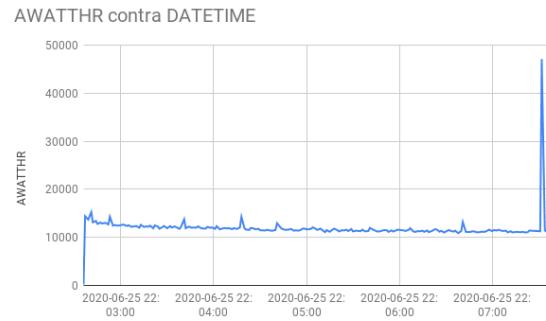


Figura 6-41.: AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO SUPER WASH

6.2.4. Análisis en el ciclo centrifugado

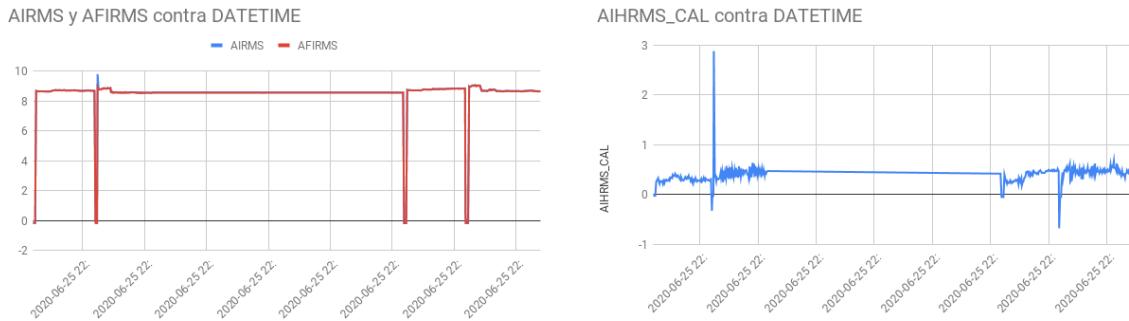


Figura 6-42.: AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

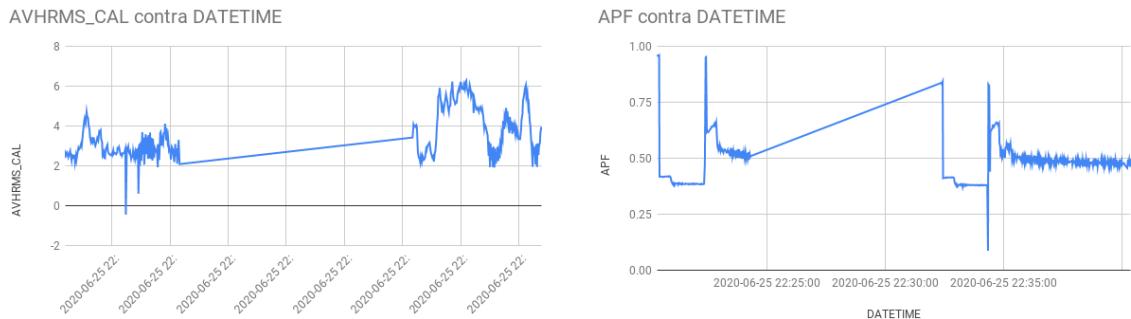


Figura 6-43.: AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

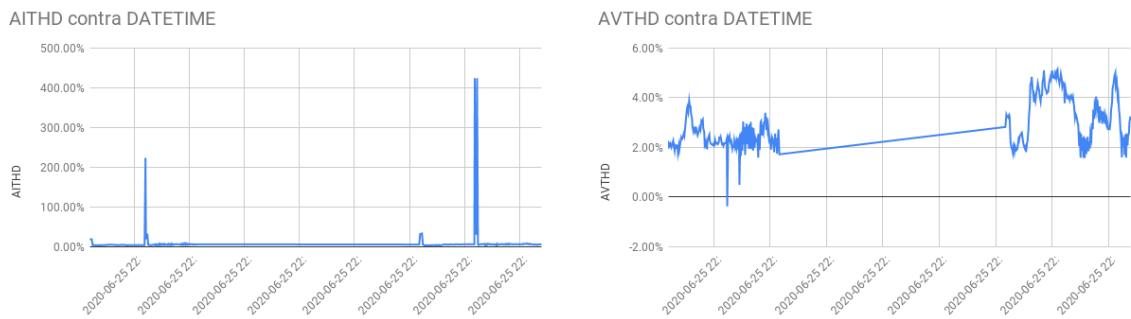


Figura 6-44.: AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

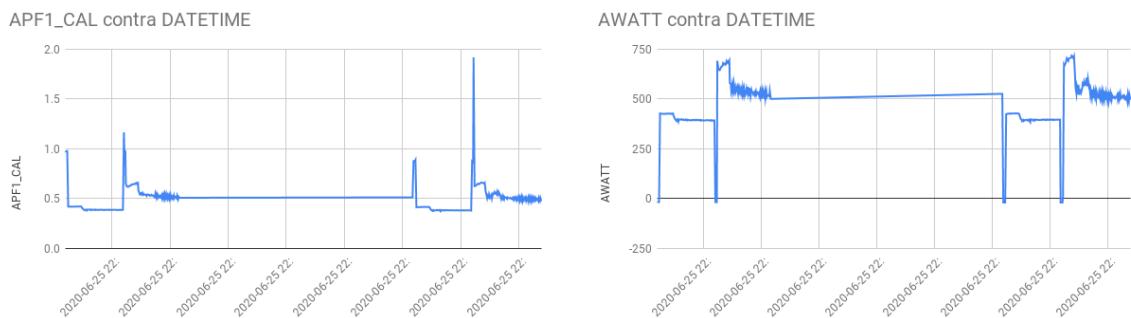


Figura 6-45.: APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

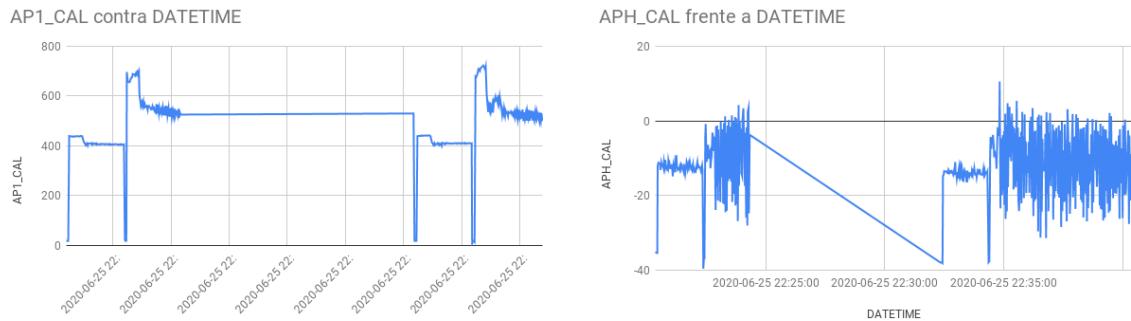


Figura 6-46.: AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

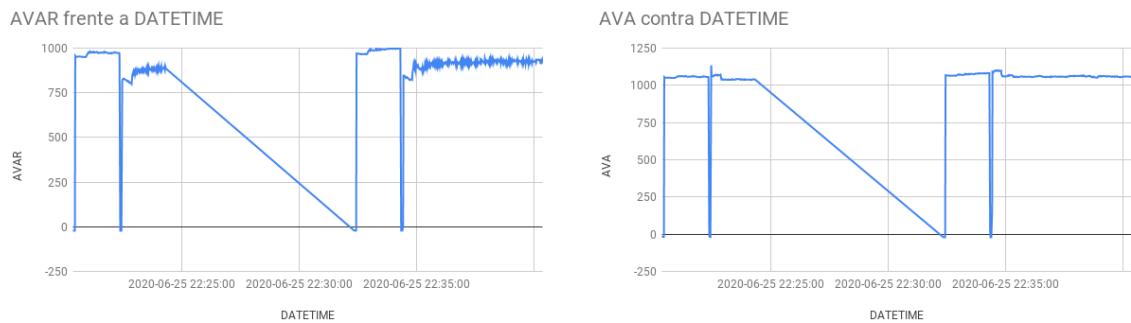


Figura 6-47.: AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

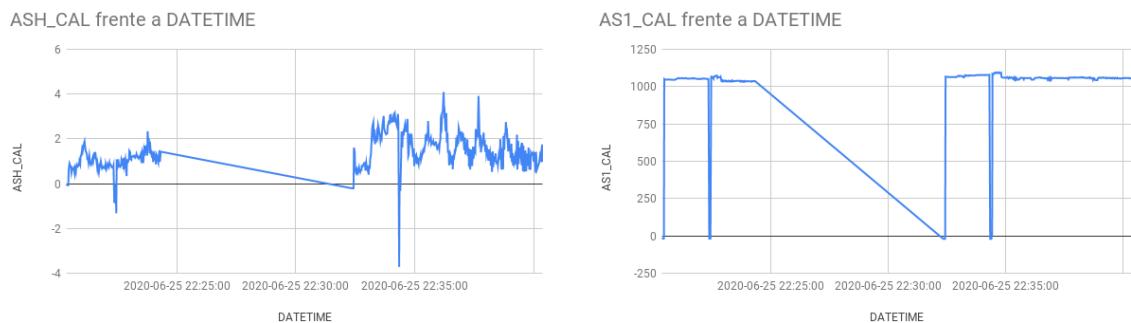


Figura 6-48.: ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

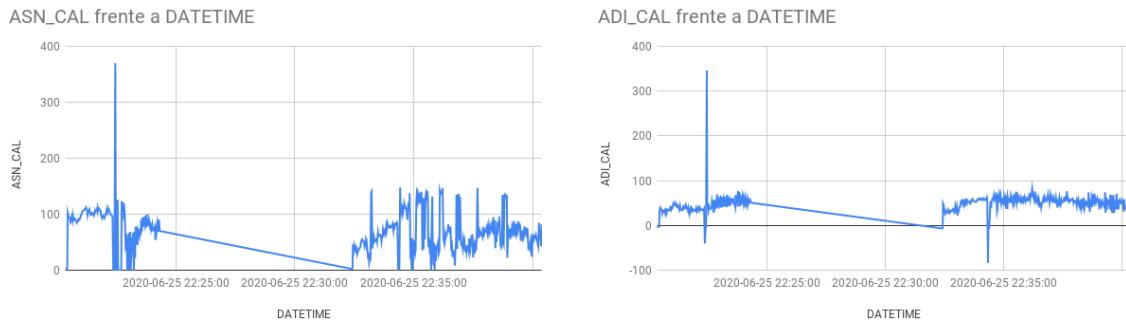


Figura 6-49.: ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

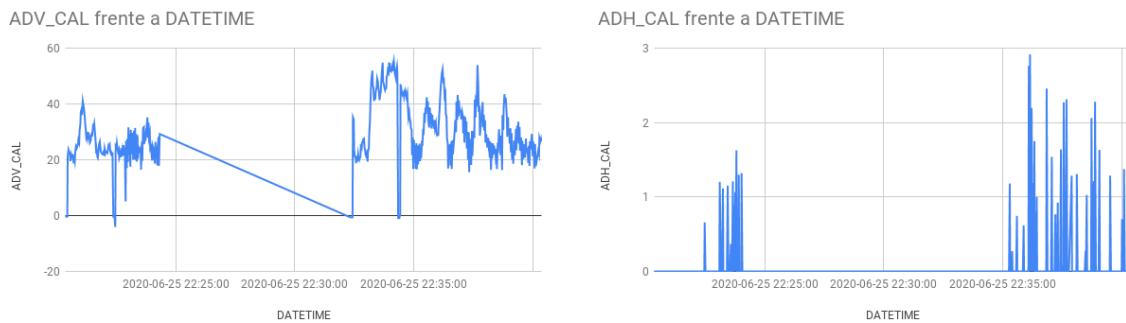


Figura 6-50.: ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

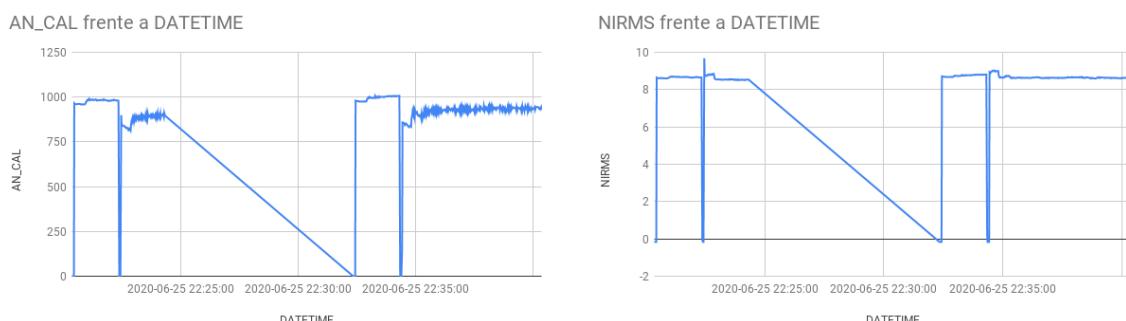


Figura 6-51.: AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

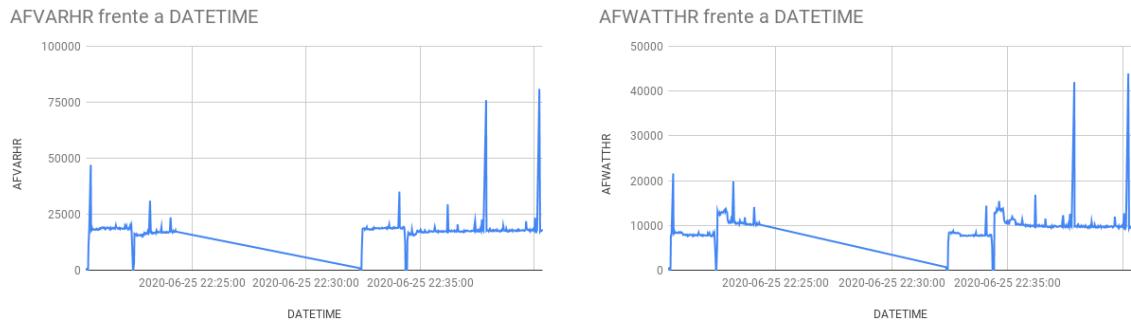


Figura 6-52.: AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

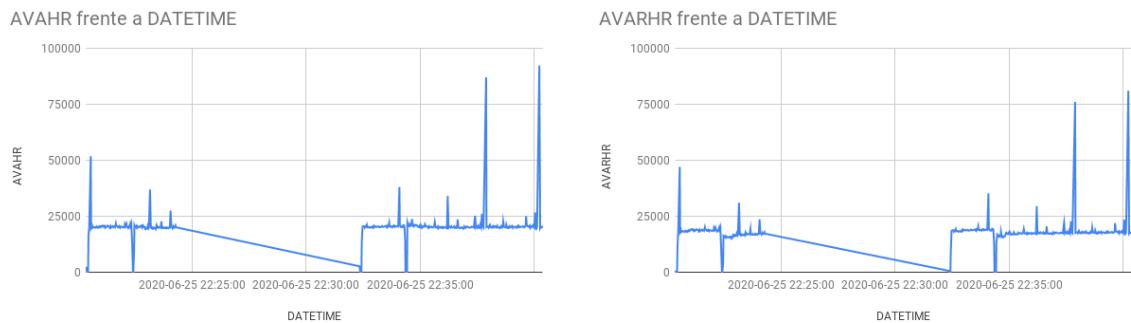


Figura 6-53.: AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

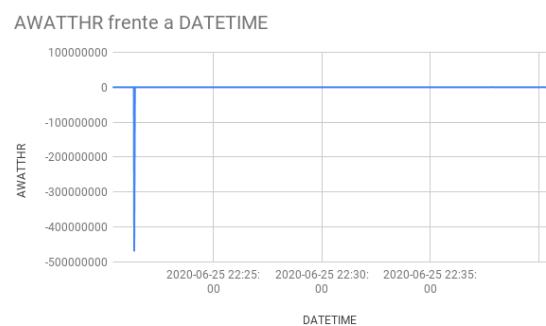


Figura 6-54.: AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO CENTRIFUGADO

6.2.5. Análisis en el ciclo rinse

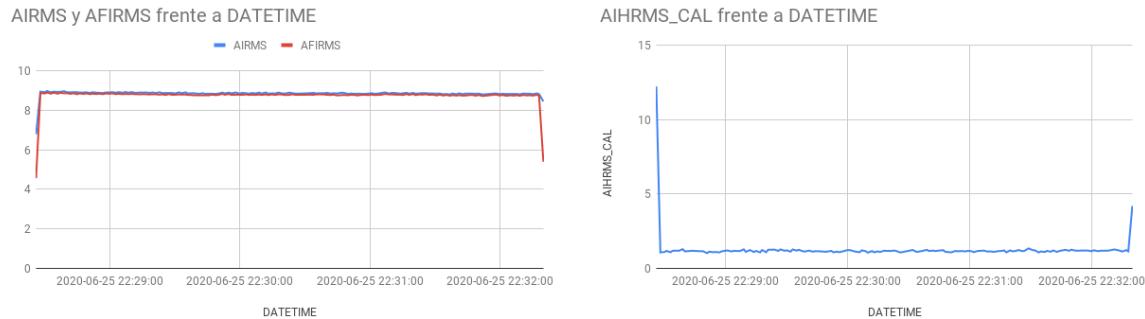


Figura 6-55.: AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

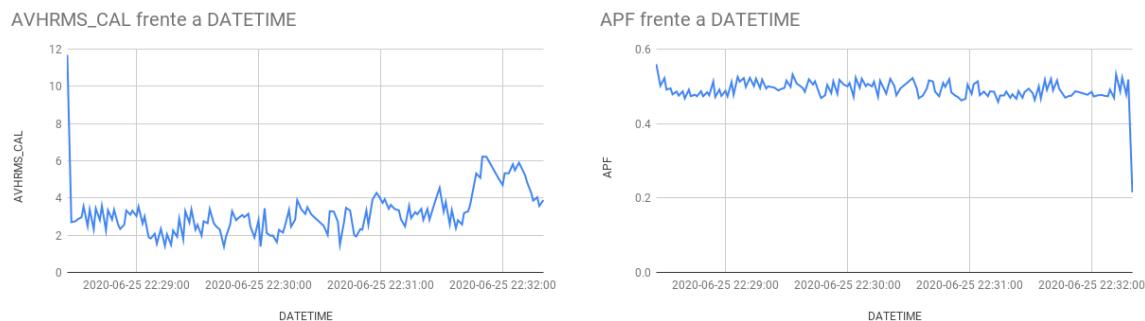


Figura 6-56.: AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

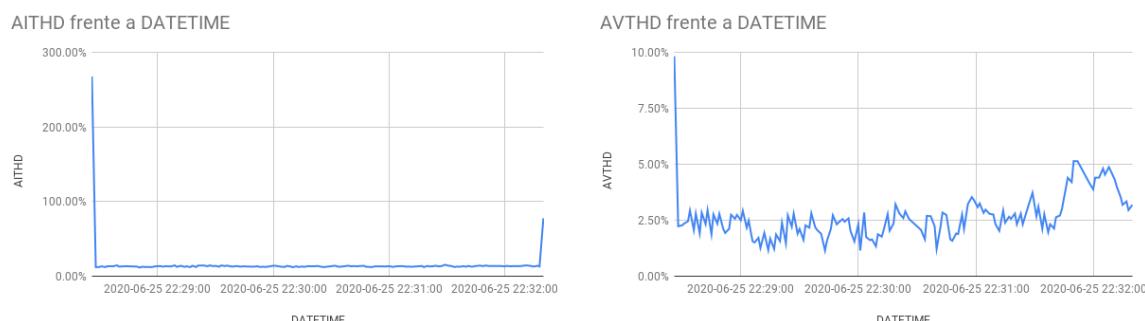


Figura 6-57.: AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

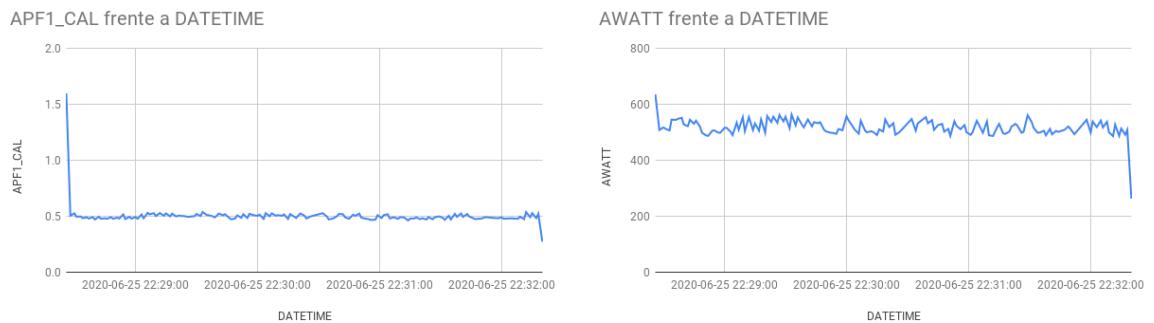


Figura 6-58.: APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

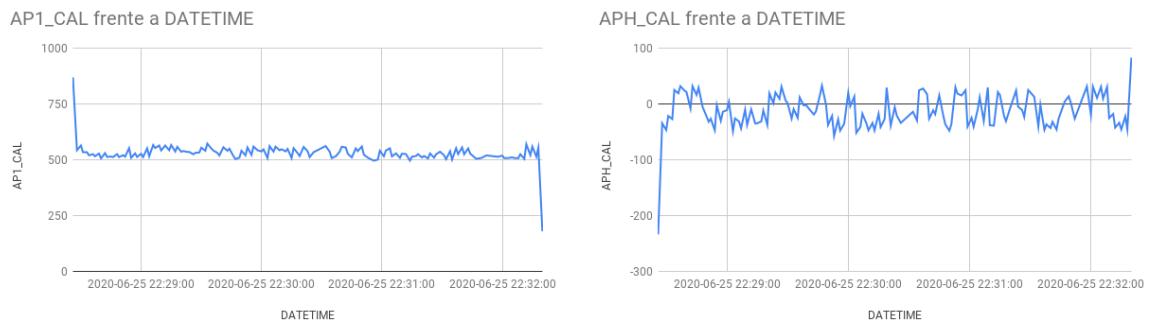


Figura 6-59.: AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

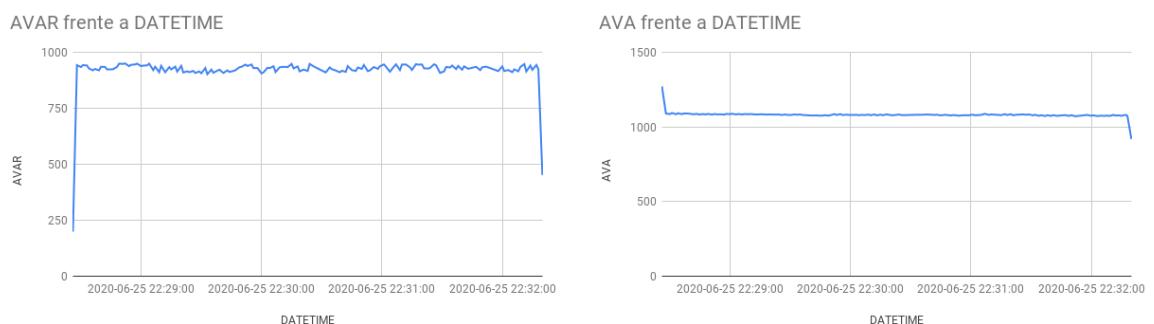


Figura 6-60.: AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

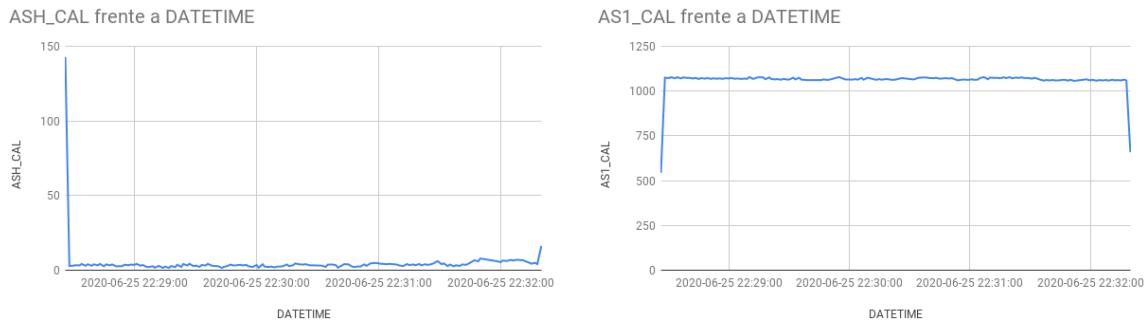


Figura 6-61.: ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

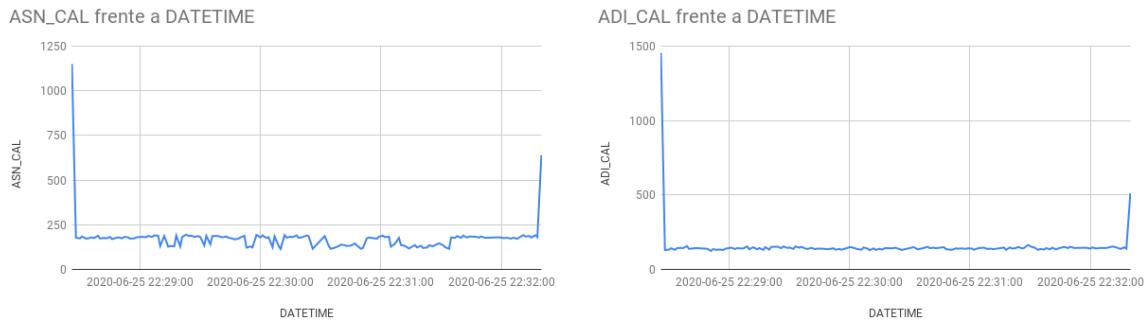


Figura 6-62.: ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

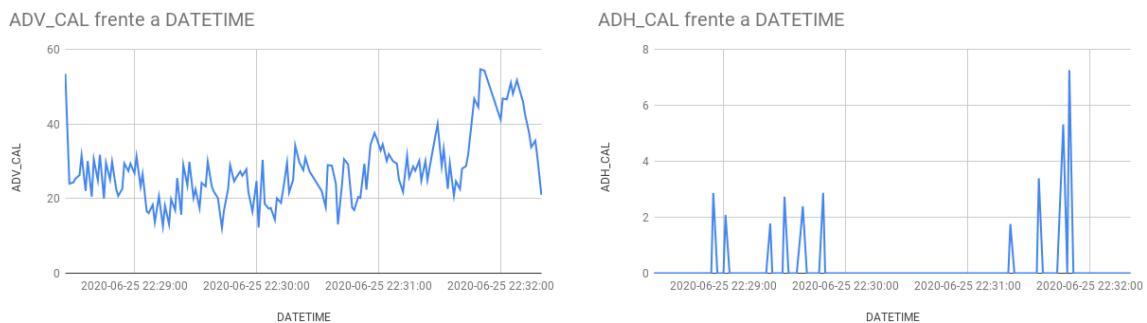


Figura 6-63.: ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

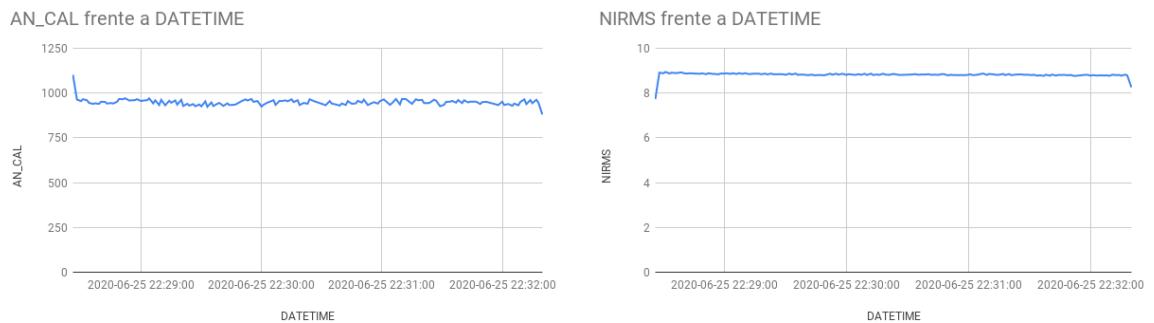


Figura 6-64.: AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

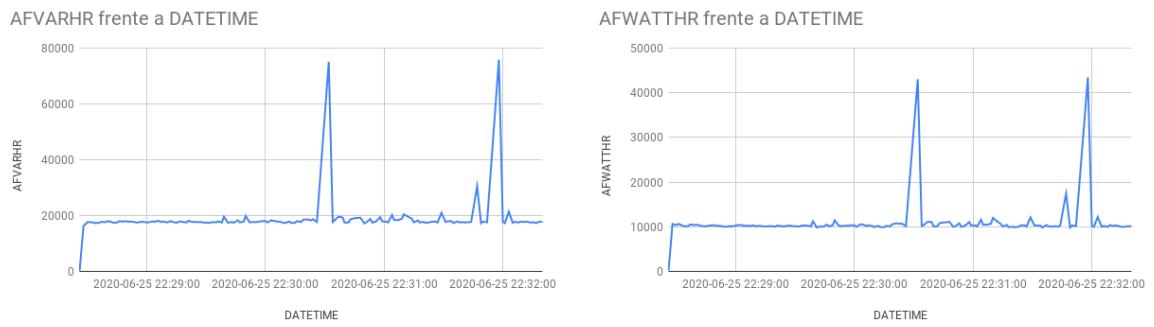


Figura 6-65.: AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

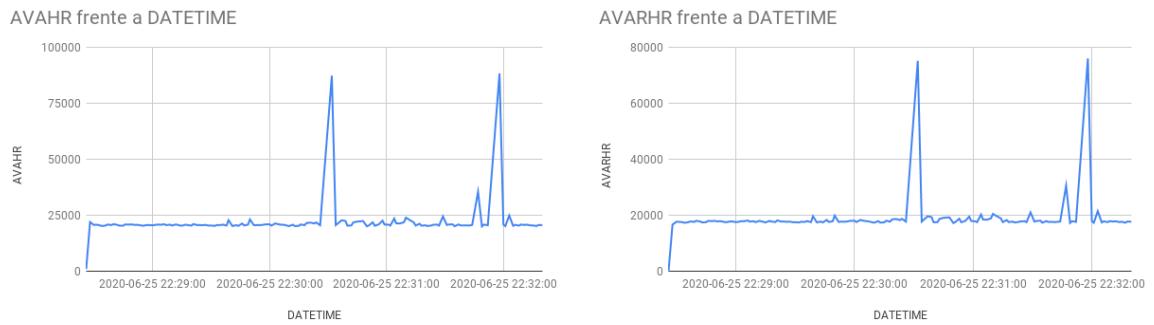


Figura 6-66.: AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

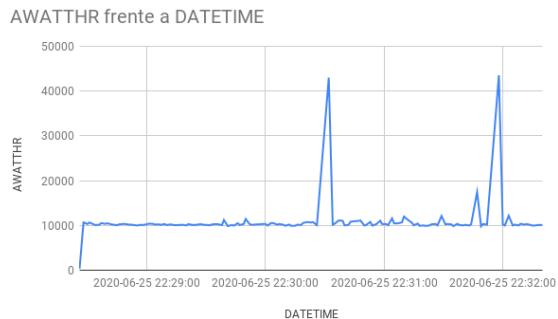


Figura 6-67.: AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO RINSE

6.2.6. Análisis en el ciclo llenado

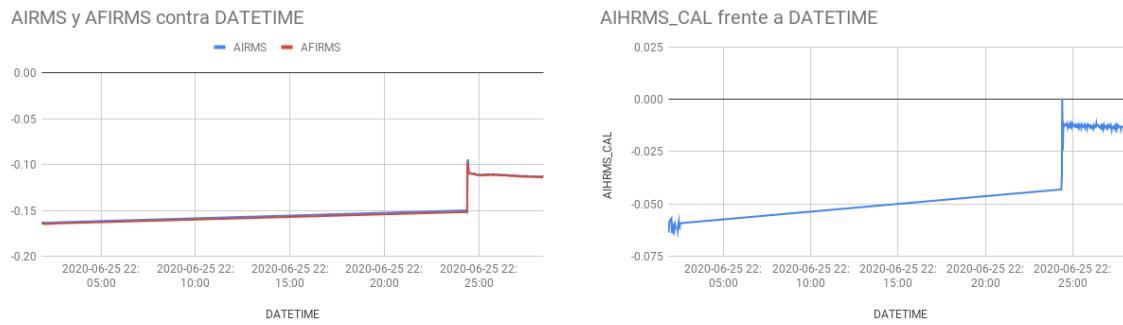


Figura 6-68.: AIRMS, AFIRMS Y AIHRMS-CAL VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO

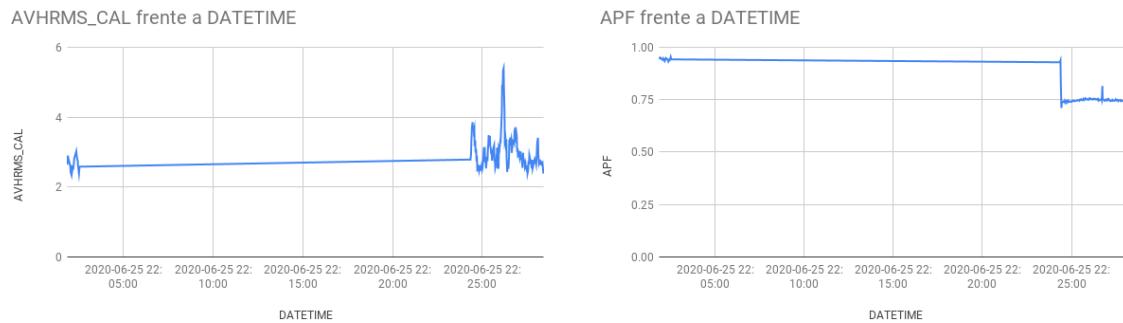


Figura 6-69.: AVHRMS Y APF VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO

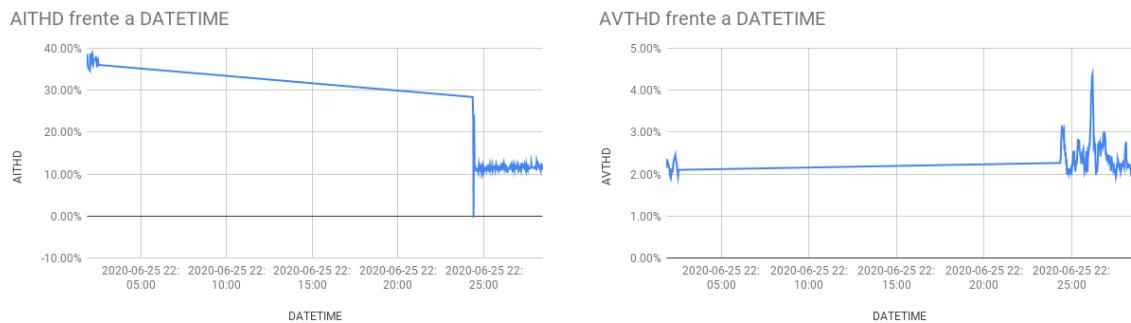


Figura 6-70.: AITHD Y AVTHD VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO

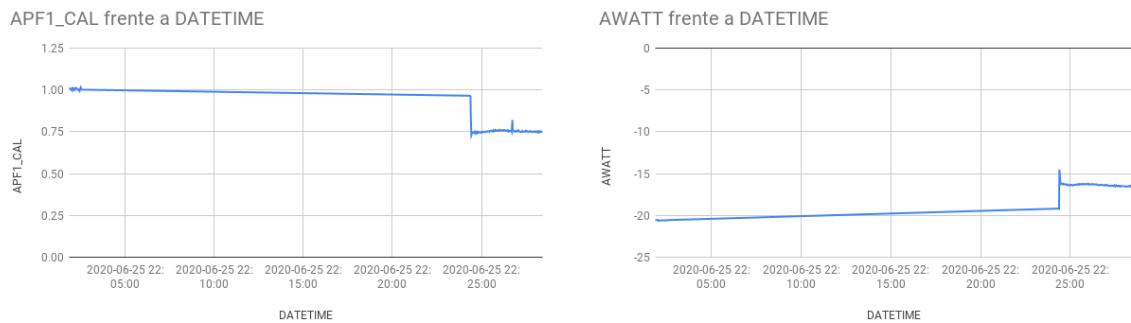


Figura 6-71.: APF1-CAL Y AWATT VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO

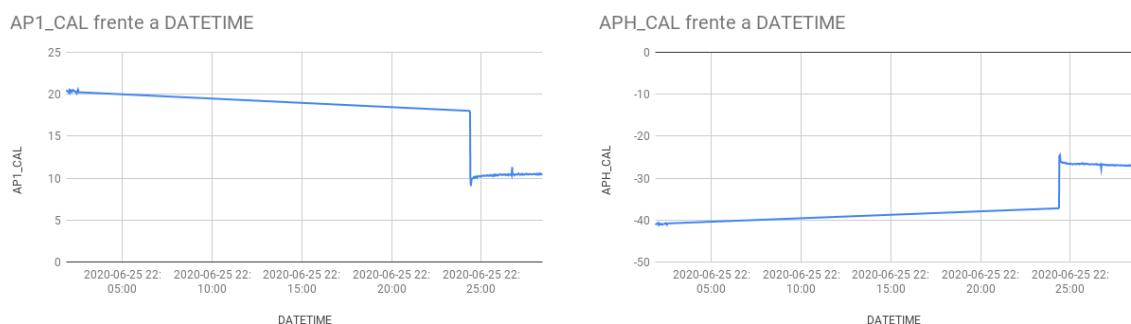
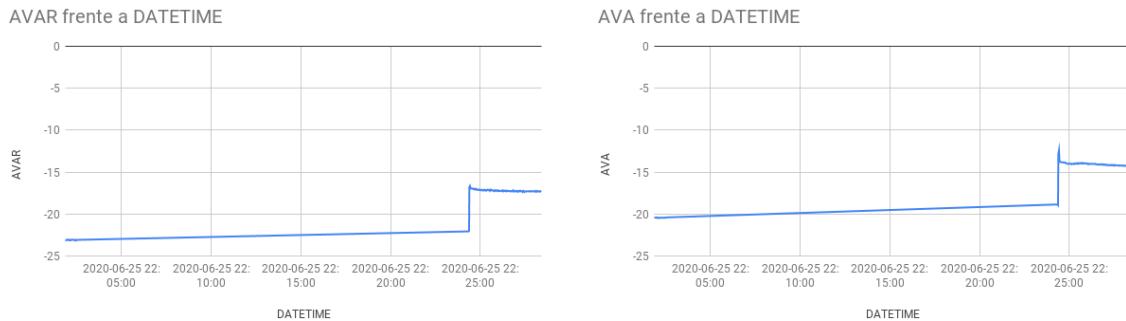
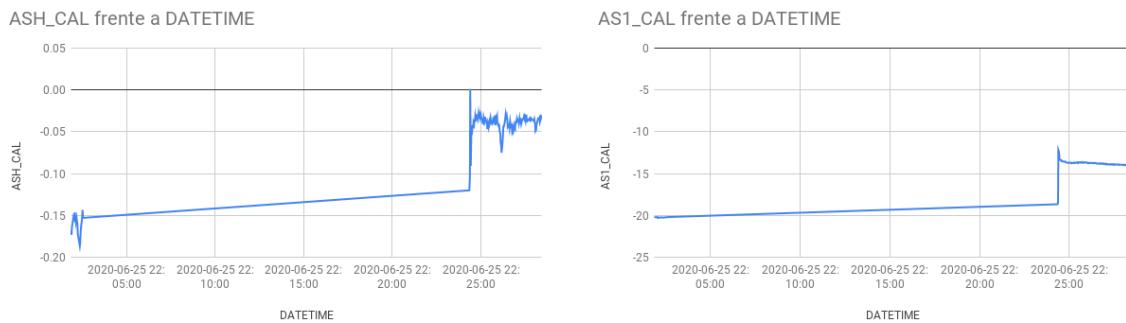
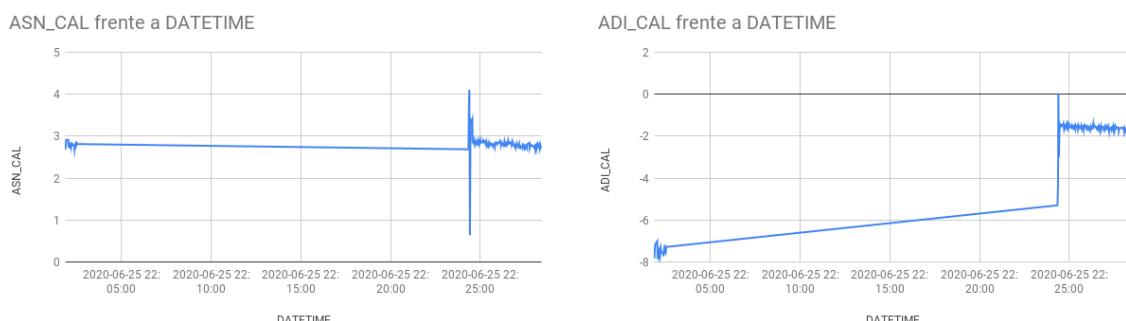


Figura 6-72.: AP1-CAL Y APH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO

**Figura 6-73.: AVAR Y AVA VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO****Figura 6-74.: ASH-CAL Y AS1-CAL VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO****Figura 6-75.: ASN-CAL Y ADI-CAL VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO**

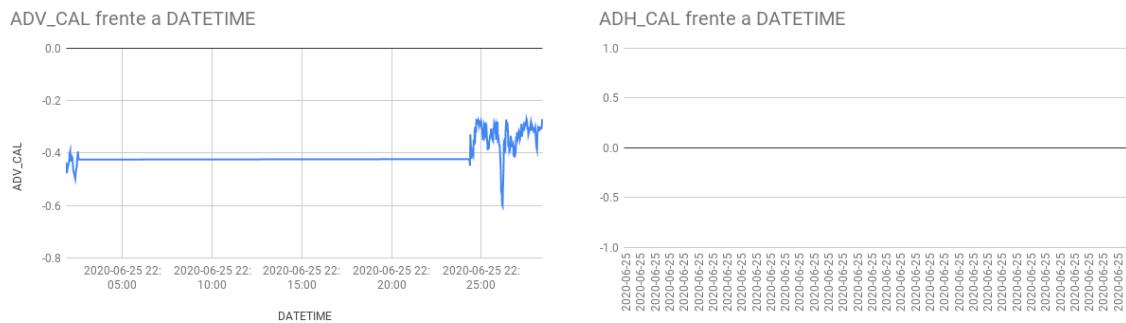


Figura 6-76.: ADV-CAL Y ADH-CAL VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO

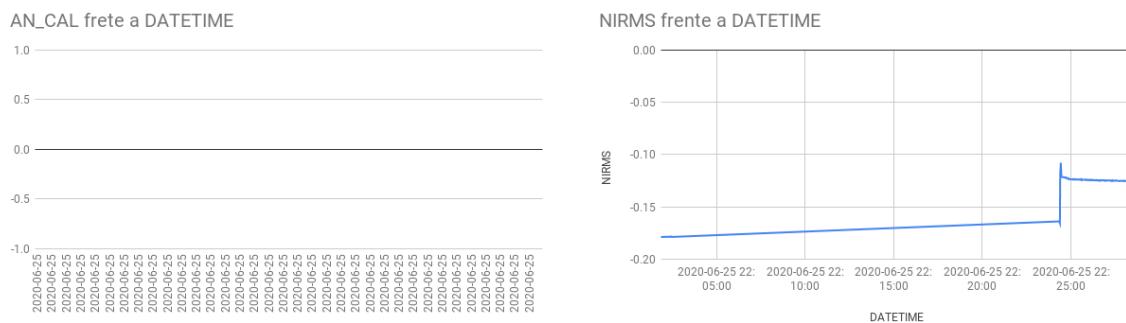


Figura 6-77.: AN-CAL Y NIRMS VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO

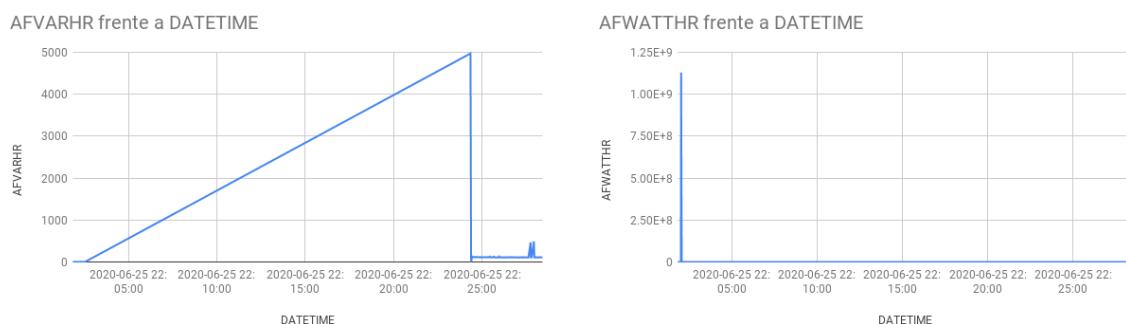


Figura 6-78.: AFVARHR Y AFWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO

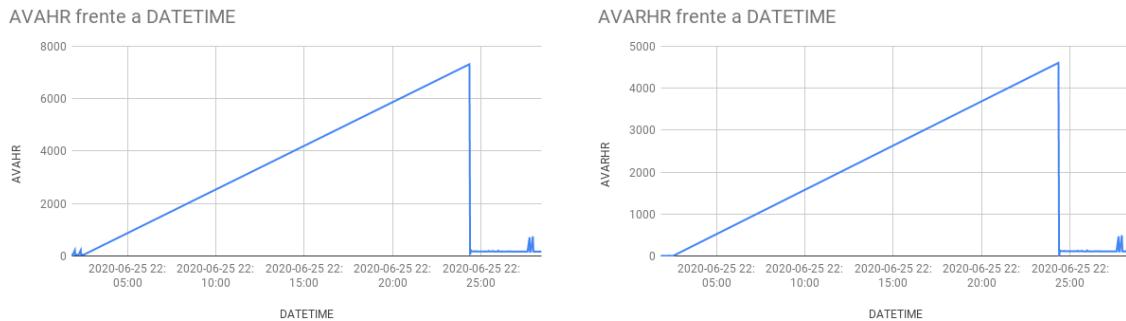


Figura 6-79.: AVAHR Y AVARHR VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO

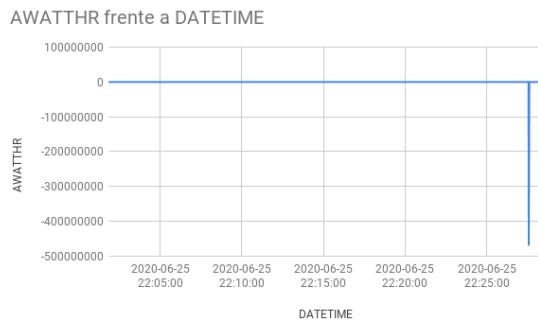


Figura 6-80.: AWATTHR VS DATETIME EN EL CICLO LLENADO

Con esta prueba, se obtuvo una caracterización más del medidor, la cuál para un funcionamiento estable y preciso de la tarjeta, es necesario que las cargas consuman como mínimo 1 Amperio, sin embargo, debido a la alta frecuencia con la que el ADE7978 hace la medición, hay ocasiones en que los datos presentan un valor fuera del rango.

Completada la prueba monofásica, se procedió a realizar la prueba trifásica desbalanceada con el fin de tener cubierto todos los casos de medición que se planteó en este proyecto.

6.3. Tercer Prueba

Para esta prueba se utilizó una red trifásica doméstica y a cada fase se conectó a una carga. las tres cargas son tienen un consumo distinto para así probar y medir el caso trifásico desbalanceado.

A continuación se describe las cargas que se usaron:

- FASE A - 2 pantallas, 1 cpu, 2 portatiles y una Raspberry.
- FASE B - Caminadora eléctrica.
- FASE C - Lavadora samsung.



Figura 6-81.: LAVADORA Y CAMINADORA USADAS EN LA PRUEBA



Figura 6-82.: CARGA DE LA FASE A

6.3.1. Resultados de la prueba

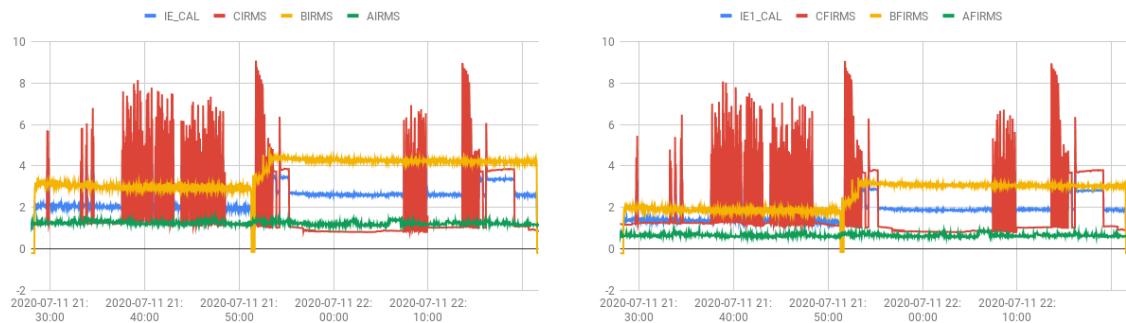


Figura 6-83.: CORRIENTE RMS Y CORRIENTE FUNDAMENTAL

Las variaciones que se ven en la señal CIRMS es debido a los distintos ciclos que tiene la lavadora mientras realizaba su ciclo de lavado.

La caminadora se le hizo una variación en la velocidad por lo cual se ve una subida en la gráfica de corriente BIRMS.

La carga en la fase A no tuvo ninguna variación durante la medición por lo cual la señal AIRMS es estable.

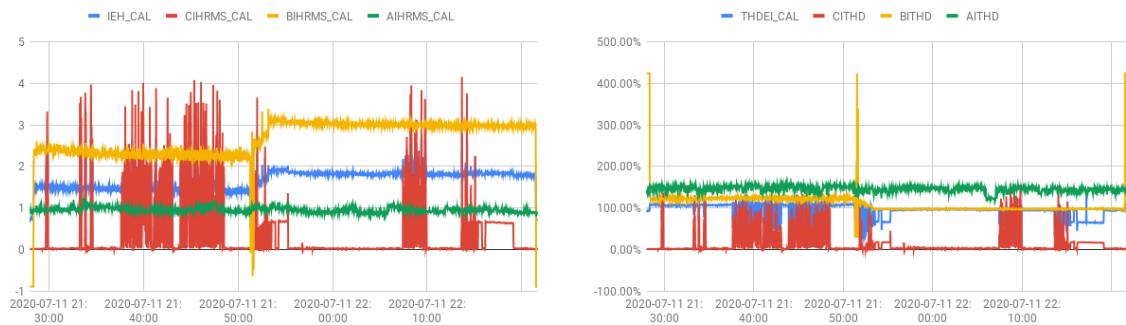


Figura 6-84.: CORRIENTE ARMÓNICA Y DISTORSIÓN ARMÓNICA DE CORRIENTE

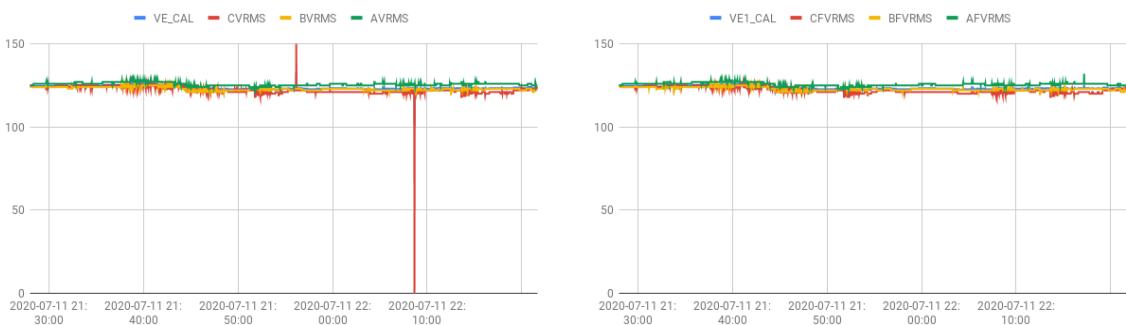


Figura 6-85.: VOLTAJE RMS Y VOLTAJE FUNDAMENTAL

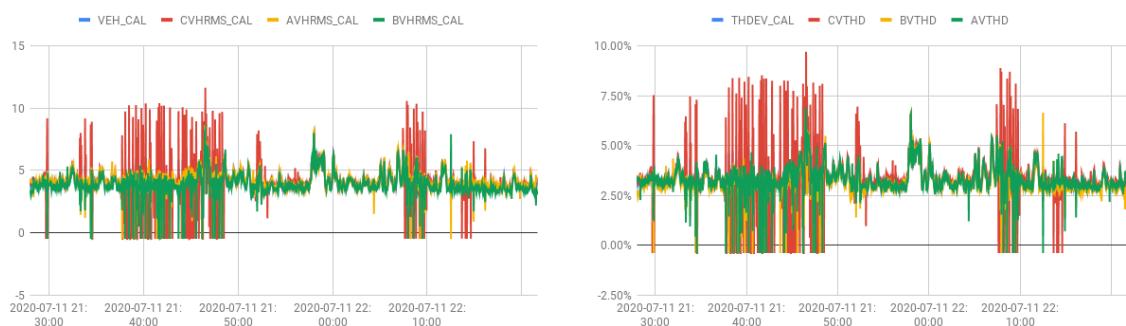


Figura 6-86.: VOLTAJE ARMÓNICA Y DISTORSIÓN ARMÓNICA DE VOLTAJE

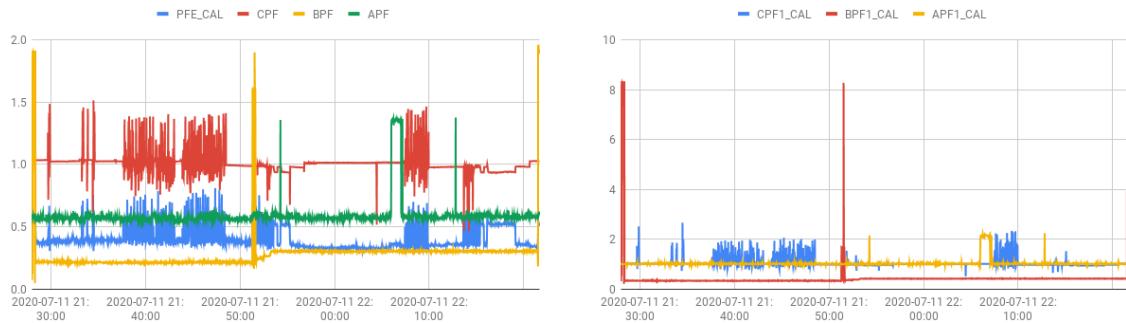


Figura 6-87.: FACTOR DE POTENCIA TOTAL Y FACTOR DE POTENCIA FUNDAMENTAL

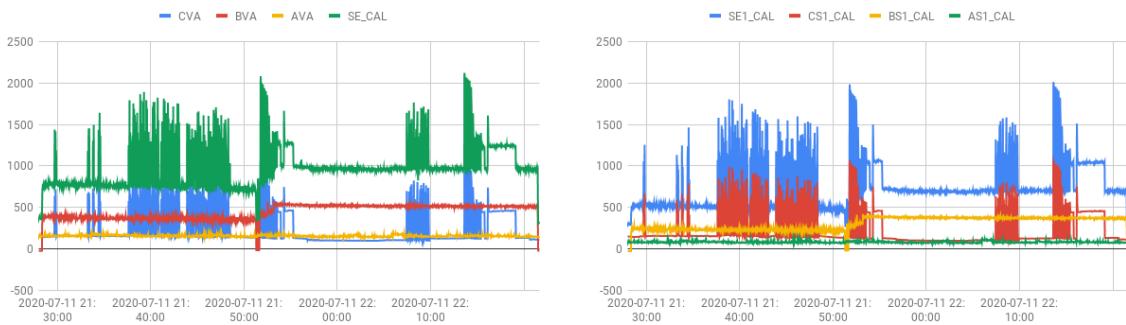


Figura 6-88.: POTENCIA APARENTE TOTAL Y POTENCIA APARENTE FUNDAMENTAL

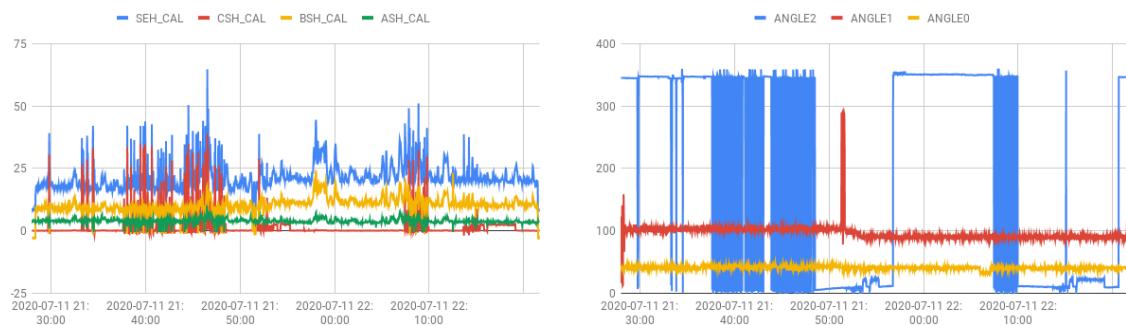


Figura 6-89.: POTENCIA APARENTE ARMÓNICA Y ÁNGULO DE DESFASE ENTRE FASES

En la gráfica de los ángulos de desfase, las etiquetas se interpretan de la siguiente manera:

- ANGLE 0 - ángulo de desfase entre la fase A y B.
- ANGLE 1 - ángulo de desfase entre la fase B y C.
- ANGLE 2 - ángulo de desfase entre la fase C y A.

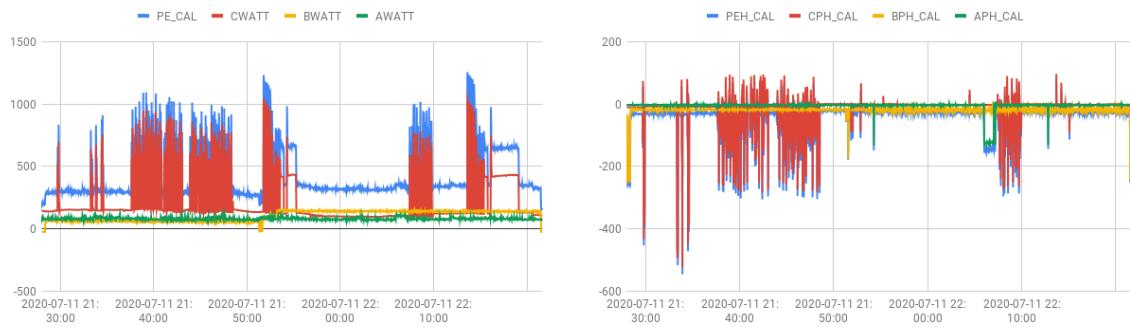


Figura 6-90.: POTENCIA ACTIVA TOTAL Y POTENCIA ACTIVA ARMÓNICA

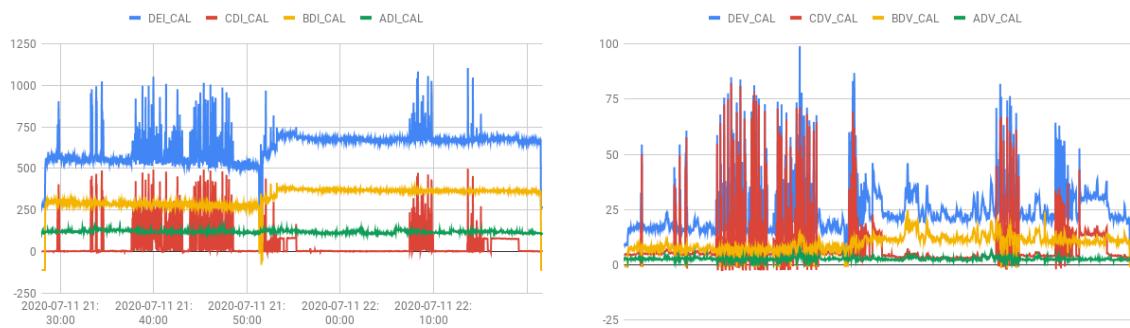


Figura 6-91.: DISTORSIÓN DE POTENCIA (VAR) EN CORRIENTE Y VOLTAJE

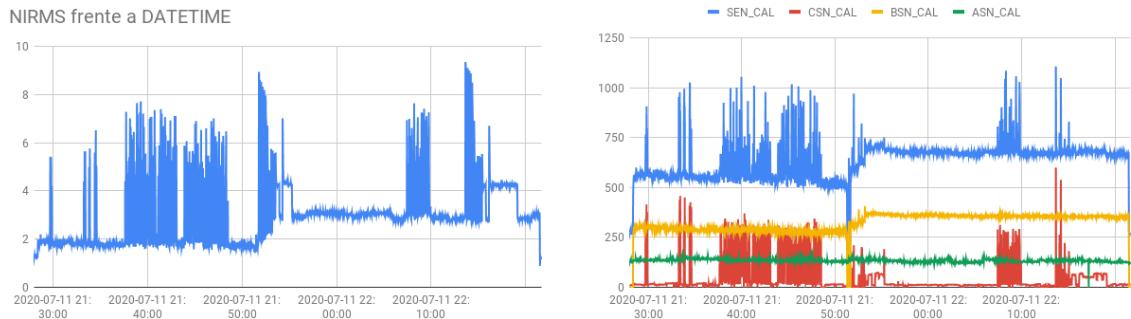


Figura 6-92.: CORRIENTE RMS EN NEUTRO Y POTENCIA (VAR) NO ACTIVA

7.Impacto social

Se deben incluir tantos capítulos como se requieran; sin embargo, se recomienda que la tesis o trabajo de investigación tenga un mínimo 3 capítulos y máximo de 6 capítulos (incluyendo las conclusiones).

8. Conclusiones

Las conclusiones constituyen un capítulo independiente y presentan, en forma lógica, los resultados de la tesis o trabajo de investigación. Las conclusiones deben ser la respuesta a los objetivos o propósitos planteados. Se deben titular con la palabra conclusiones en el mismo formato de los títulos de los capítulos anteriores (Títulos primer nivel), precedida por el numeral correspondiente (según la presente plantilla).

9.Trabajo Futuro

Se presentan como una serie de aspectos que se podrían realizar en un futuro para emprender investigaciones similares o fortalecer la investigación realizada. Deben contemplar las perspectivas de la investigación, las cuales son sugerencias, proyecciones o alternativas que se presentan para modificar, cambiar o incidir sobre una situación específica o una problemática encontrada. Pueden presentarse como un texto con características argumentativas, resultado de una reflexión acerca de la tesis o trabajo de investigación.

Bibliografía

- [1] V Vera. Eolicat. url<https://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/1875/4/03>, 2012.
- [2] Ned Mohan. *Electric drives*. MNPERE, 2003.
- [3] IEEE Power. Ieee standard definition for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions. *IEEE*, 2010.
- [4] IBM Research. Software development. url <https://www.ibm.com/topics/software-development>, 2019.
- [5] Margaret Rouse. object-oriented programming (oop). url <https://searchapparchitecture.techtarget.com/definition/object-oriented-programming-OOP>, 2020.
- [6] P. Christensson. Web development. url <https://techterms.com>, 2013.
- [7] Alex Rodriguez. Restful wev services: The basics. *IBM developeWorks*, 2008.
- [8] pjbevel@gmail.com. the fourier trabsform. <http://www.thefouriertransform.com>, 2010.
- [9] José García Fernández. El teorema de muestreo y sus aplicaciones. *UNIVERSIDAD DE SEVILLA*, 2010.
- [10] Ana Lucía Schmidt. Fft: Transformada rápida de fourier. *Universidad Nacional del Sur, Avda. Alem 1253, Argentina*, 2013.
- [11] Gonzalo Salgueiro David Hanes. *IoT Fundamentals: NEtworking Technologies, Protocols, and Use Cases for he Internet of Things*. CISCO, 2017.
- [12] Raspberry Pi. Datasheet raspberry pi 4 model b. *Raspberry Pi*, 2019.
- [13] Mike McCauley. C library for broadcom bcm 2835 as used in raspberry pi. <https://www.airspayce.com/mikem/bcm2835/>, 2020.
- [14] German Sanchez Kevin Carrillo. Rasberry pi con ade 7978. <https://github.com/kevinfcc26/C-ADE7978>, 2020.

A.Anexo: Nombrar el anexo A de acuerdo con su contenido

A final del documento es opcional incluir índices o glosarios. Éstos son listas detalladas y especializadas de los términos, nombres, autores, temas, etc., que aparecen en el mismo. Sirven para facilitar su localización en el texto. Los índices pueden ser alfabéticos, cronológicos, numéricos, analíticos, entre otros. Luego de cada palabra, término, etc., se pone coma y el número de la página donde aparece esta información.

B.Anexo: Nombrar el anexo B de acuerdo con su contenido

MANEJO DE LA BIBLIOGRAFÍA: la bibliografía es la relación de las fuentes documentales consultadas por el investigador para sustentar sus trabajos. Su inclusión es obligatoria en todo trabajo de investigación. Cada referencia bibliográfica se inicia contra el margen izquierdo.

La NTC 5613 establece los requisitos para la presentación de referencias bibliográficas citas y notas de pie de página. Sin embargo, se tiene la libertad de usar cualquier norma bibliográfica de acuerdo con lo acostumbrado por cada disciplina del conocimiento. En esta medida es necesario que la norma seleccionada se aplique con rigurosidad.

Es necesario tener en cuenta que la norma ISO 690:1987 (en España, UNE 50-104-94) es el marco internacional que da las pautas mínimas para las citas bibliográficas de documentos impresos y publicados. A continuación se lista algunas instituciones que brindan parámetros para el manejo de las referencias bibliográficas:

Institución	Disciplina de aplicación
Modern Language Association (MLA)	Literatura, artes y humanidades
American Psychological Association (APA)	Ambito de la salud (psicología, medicina) y en general en todas las ciencias sociales
Universidad de Chicago/Turabian	Periodismo, historia y humanidades.
AMA (Asociación Médica de los Estados Unidos)	Ambito de la salud (psicología, medicina)
Vancouver	Todas las disciplinas
Council of Science Editors (CSE)	En la actualidad abarca diversas ciencias
National Library of Medicine (NLM) (Biblioteca Nacional de Medicina)	En el ámbito médico y, por extensión, en ciencias.
Harvard System of Referencing Guide	Todas las disciplinas
JabRef y KBibTeX	Todas las disciplinas

Para incluir las referencias dentro del texto y realizar lista de la bibliografía en la respectiva sección, puede utilizar las herramientas que Latex suministra o, revisar el instructivo desarro-

B Anexo: Nombrar el anexo B de acuerdo con su contenido

llado por el Sistema de Bibliotecas de la Universidad Nacional de Colombia¹, disponible en la sección "Servicios", opción "Trámites" enlace .Entrega de tesis".

¹Ver: www.sinab.unal.edu.co