

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

SIMULACIÓN DE UN GENERADOR DE IMPULSO PARA LABORATORIOS DE ALTA TENSIÓN

Presentado ante la Ilustre
Universidad Central de
Venezuela para optar al Título
de Especialista en Sistemas Eléctricos de Potencia
Por el Ing. Henry José Arias de León

Caracas, Abril 2007

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

**SIMULACIÓN DE UN GENERADOR DE IMPULSO
PARA LABORATORIOS DE ALTA TENSIÓN**

Tutor Académico: Prof. Julio C. Molina

Presentado ante la Ilustre
Universidad Central de
Venezuela para optar al Título
de Especialista en Sistemas Eléctricos de Potencia
Por el Ing. Henry José Arias de León

Caracas, Abril 2007

DEDICATORIA

A mis abuelas, que murieron antes de la culminación de este trabajo de grado.

RECONOCIMIENTOS

A Jehová, Creador del Universo y de sus leyes físicas y morales, por permitirme llegar hasta aquí.

A quienes sirven correctamente al Creador, obedeciendo de corazón su voluntad.

A las oraciones y esfuerzos de las personas que me aprecian.

Al personal académico de la Escuela de Ing. Eléctrica de la UCV por la educación recibida.

A la persona que me dió unas excelentes referencias acerca de mi tutor

Al capítulo venezolano del CIGRE, por el “paper” de Electra que me facilitaron.

Al personal de la lunchería “Europa”, cerca de la UCV, por el buen trato y generosidad, y la sensación de aprecio por el trabajo duro y constante.

Arias de L., Henry J.

**SIMULACIÓN DE UN GENERADOR DE IMPULSO
PARA LABORATORIOS DE ALTA TENSIÓN**

Tutor Académico: M.Sc. Ing. Julio C. Molina. Tesis. Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Especialista en Sistemas Eléctricos de Potencia. Institución: U.C.V. 2007. 223h + anexos.

Palabras Claves: Generador de Impulso; Alta Tensión; Prueba de Impulso; Divisor de Voltaje; Arco Eléctrico; Chispero; Línea de Transmisión; Descarga Disruptiva.

Resumen. En el Laboratorio de Alta Tensión de la U.C.V. se dispone de un generador de impulsos y un divisor de voltaje. Se quiere usar un programa simulador de circuitos y/o sistemas eléctricos, para reproducir hasta cierto grado el comportamiento del generador y divisor. Para simular se necesitan modelos computacionales del generador y del divisor. Este trabajo de grado se orienta a la creación de tales modelos y su uso en el ATP. Se va a usar la norma IEEE-4 “High Voltage Test Techniques” así como artículos técnicos y libros, para la base teórica y experimental. La metodología se orienta a revisar el generador, entender su funcionamiento, hacerle pruebas y determinar una serie de parámetros que definen el modelo o circuito equivalente. Como resultado se obtiene dicho modelo, y las simulaciones servirán como contribución a las asignaturas “Sobretensiones” y “Análisis y Simulación con ATP” en pregrado y postgrado en cuanto a entender que son los impulsos atmosféricos de tipo rayo, sus características básicas, y como se generan y se miden.

ÍNDICE GENERAL

RESUMEN.....	vi
LISTA DE TABLAS, ILUSTRACIONES Y ANEXOS.....	xi
LISTA DE SÍMBOLOS Y ABREVIATURAS.....	xviii
CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN.....	1
1.1.- ENUNCIADO DEL PROBLEMA DE ESTUDIO.....	1
1.2.- INTERROGANTES E HIPÓTESIS DEL PROYECTO.....	1
1.3.- FORMULACIÓN DE LOS OBJETIVOS DEL PROYECTO.....	2
1.4.-IMPORTANCIA O JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO.....	3
1.5.- REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA Y DOCUMENTAL DEL MARCO TEÓRICO.....	4
1.6 METODOLOGÍA A UTILIZAR	7
1.7 MÉTODOS PARA LA MEDICIÓN DE VARIABLES ELÉCTRICAS.....	8
1.8 MÉTODOS PARA FORMULAR LOS CIRCUITOS EQUIVALENTES.....	10
1.9 RESTRICCIONES O LIMITACIONES EN EL PROYECTO	11
CAPÍTULO II: LA PRUEBA DE IMPULSO.....	12
2.1 LA ONDA DE IMPULSO DE TIPO ATMOSFÉRICO.....	12
2.1.1 Definiciones de impulsos y de parámetros de voltaje.....	12
2.1.2 Definiciones de parámetros de tiempo y de otros parámetros de voltaje.....	15
2.1.3 Definiciones y requisitos para los sistemas de medición.....	20
2.2 COMPONENTES DE UN SISTEMA DE MEDICIÓN DE ALTO VOLTAJE.....	24
2.2.1 Divisor de Voltaje.....	25
2.2.2 Conductor de alto voltaje.....	27

2.2.3 Resistencia de amortiguamiento.....	29
2.2.4 Osciloscopio.....	29
2.2.5 Cables coaxiales y dispositivos de acople.....	33
2.2.6 Circuito de retorno de tierra.....	34
2.3 GENERACIÓN DE LA ONDA DE IMPULSO DE TIPO ATMOSFÉRICO.....	35
2.3.1 Circuitos generadores de impulso.....	35
2.3.2 Elementos del circuito generador en función de las constantes de tiempo.....	43
2.3.3 Elementos del circuito y eficiencia del mismo para un impulso especificado.....	48
2.3.4 Parámetros del impulso generado por un circuito de elementos fijos.....	54
2.3.5 Ejemplo con ecuaciones para calcular los tiempos de una onda o viceversa.....	55
CAPÍTULO III: EL LABORATORIO DE ALTA TENSIÓN DE LA UCV.....	57
3.1 EL LABORATORIO DE LA ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA.....	57
3.2 EL GENERADOR DE IMPULSO DE SEIS ETAPAS.....	58
3.3 EL DIVISOR DE VOLTAJE DE IMPULSO.....	66
3.4 EL ATENUADOR Y TERMINADOR RESISTIVOS Y EL OSCILOSCOPIO.....	70
3.5 LA NORMA IEEE-1122 Y LAS CARACTERÍSTICAS DEL OSCILOSCOPIO.....	72
3.6 ESQUEMA COMPLETO DEL GENERADOR DE IMPULSO Y LA FUENTE.....	76
CAPÍTULO IV: MEDICIONES REALIZADAS Y EQUIPOS UTILIZADOS.....	77
4.1 EQUIPOS USADOS PARA REALIZAR LAS MEDICIONES.....	77
4.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DE INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN.....	80
4.3 MÉTODOS USADOS PARA REALIZAR MEDICIONES.....	85
4.4 COMO MEDIR LAS RESISTENCIAS ELÉCTRICAS DE LOS EQUIPOS.....	87
4.4.1 Resistencias del generador de impulso (cola, frente, carga y descarga DC).....	87
4.4.2 Resistencias del divisor de voltaje de impulso (brazos de alta y baja tensión).....	88

4.4.3 Resistencia de amortiguamiento.....	89
4.4.4 Resistencias del atenuador Tektronix.....	89
4.5 COMO MEDIR LA INDUCTANCIA DE LAS RESISTENCIAS.....	89
4.6 COMO MEDIR LAS CAPACITANCIAS DE LOS EQUIPOS.....	90
4.6.1 Capacitor de salida y capacitores de las etapas del generador de impulso.....	90
4.6.2 Capacitancias parásitas del generador de impulso.....	91
4.6.3 Capacitancia del divisor de voltaje de impulso.....	92
4.7 VALORES MEDIDOS DE VOLTAJE, CORRIENTE, RESISTENCIA, INDUCTANCIA, Y CAPACITANCIA.....	93
4.7.1 Valores de las resistencias y valores de los voltajes y corrientes de prueba.....	93
4.7.1.1 Medición de las resistencias mediante multímetro digital.....	93
4.7.1.2 Medición de las resistencias mediante voltímetro y amperímetro digital.....	96
4.7.1.3 Medición de las resistencias con el puente de impedancias.....	103
4.7.2 Medición de inductancia de las resistencias con el puente de impedancia.....	108
4.7.3 Valores de las capacitancias y valores de los voltajes y corrientes de prueba.....	111
4.7.3.1 Medición de las capacitancias mediante multímetro FLUKE 87.....	112
4.7.3.2 Medición de capacitancias del generador (por voltímetro y amperímetro).....	113
4.7.3.3 Medición de las capacitancias mediante puente de impedancias.....	114
4.8 COMPORTAMIENTO DEL DIVISOR DE VOLTAJE ANTE UN ESCALÓN.....	117
CAPÍTULO V: CIRCUITOS EQUIVALENTES DEL GENERADOR Y DIVISOR.....	125
5.1 RESISTENCIAS, INDUCTANCIAS, CAPACITANCIAS DEL GENERADOR.....	125
5.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DE LAS CAPACITANCIAS DEL GENERADOR.....	130
5.3 RESISTENCIAS Y CAPACITANCIAS DEL DIVISOR DE VOLTAJE.....	131
5.4 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL DIVISOR DE VOLTAJE.....	132

5.5 CONDUCTOR HORIZONTAL DE ALTO VOLTAJE Y RESISTENCIA	
VERTICAL DE AMORTIGUAMIENTO.....	137
5.6 CABLE COAXIAL Y ATENUADORES RESISTIVOS Y OSCILOSCOPIO.....	138
5.7 CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DEL GENERADOR (3etapas).....	139
5.8 RELACIÓN ESTACIONARIA DE DIVISIÓN DEL SISTEMA DE MEDICIÓN.....	142
CAPÍTULO VI: PRUEBAS EN EL LABORATORIO DE LA UCV.....	147
6.1 FILTRADO DIGITAL DE LAS ONDAS DE IMPULSO.....	147
6.2 TRAZADO DE LAS CURVAS MEDIAS PARA LAS ONDAS.....	153
6.3 PRUEBAS DE IMPULSO PLENO EN VACÍO (SIN OBJETO A ENSAYAR).....	154
6.4 PRUEBAS DE IMPULSO CON OBJETO A ENSAYAR (“PARARRAYOS”).....	166
CAPÍTULO VII: SIMULACIONES CON ATP.....	172
7.1 SIMULACIÓN DE UNA ETAPA EN VACÍO DEL GENERADOR.....	172
7.2 SIMULACIÓN DE DOS ETAPAS EN VACÍO DEL GENERADOR.....	198
7.3 SIMULACIÓN DEL GENERADOR TENIENDO UN OBJETO DE PRUEBA.....	205
CONCLUSIONES.....	219
RECOMENDACIONES.....	221
REFERENCIAS.....	222
BIBLIOGRAFÍA.....	223
ANEXOS.....	224

LISTA DE TABLAS, ILUSTRACIONES Y ANEXOS

TABLA 1: Valores de $1/a$ y $2/b$ en función de T_2/T_1 y de TC_1/TC_2	51
TABLA 2: Especificaciones del puente de impedancias General Radio 1650-B.....	80
TABLA 3: Especificaciones del multímetro digital FLUKE 73 Serie II.....	81
TABLA 4: Especificaciones del multímetro digital FLUKE 87 true-rms.....	82
TABLA 5: Especificaciones del multímetro digital Goldstar DM313.....	82
TABLA 6: Especificaciones del puente de impedancias Leader LCR-740.....	84
TABLA 7: Valor medido de resistencias de carga y descarga DC y amortiguamiento.....	94
TABLA 8: Valores medidos de las resistencias propias del generador y del divisor.....	95
TABLA 9: Resistencias del atenuador Tektronix y del cable coaxial RG8/U.....	96
TABLA 10: Voltaje y corriente DC para las resistencias RDC1 a RDC6 y RDV.....	99
TABLA 11: Voltaje y corriente AC para las resistencias RDC1 a RDC6.....	100
TABLA 12: Voltaje y corriente DC para las resistencias de “frente” del generador.....	101
TABLA 13: Voltaje y corriente DC para las resistencias de “cola” del generador.....	101
TABLA 14: Voltaje y corriente AC para las resistencias de “cola” del generador.....	102
TABLA 15: Resistencias de “cola” calentadas medidas con puente y multímetro digital.....	102
TABLA 16: Voltaje y corriente DC en resistencias RM1 y RM2 del generador.....	103
TABLA 17: Resistencias de “frente” del generador medidas con puente G. Radio.....	105
TABLA 18: Resistencias de “cola” del generador medidas con puente G. Radio.....	105
TABLA 19: Medición de resistencias de “frente”, con puentes a 1 kHz y multímetros.....	107
TABLA 20: Medición de resistencias de “cola”, con puentes a 1 kHz y multímetros.....	107
TABLA 21: Resistencias del divisor de voltaje de impulso medidas con puentes.....	108
TABLA 22: Inductancia de resistencias de “frente” y “cola” con puente Leader a 1 kHz.....	109

TABLA 23: Resistencias e inductancias de “frente” y “cola” medidas a 10 y 40 kHz.....	110
TABLA 24: Resistencia total e inductancia del divisor medidas a 10 y 40 kHz.....	111
TABLA 25: Valor de los capacitores del generador, medidos con capacímetro FLUKE..	112
TABLA 26: Identificación de terminales de conexión de los capacitores de las etapas....	112
TABLA 27: Voltaje y corriente AC medidos, para calcular capacitores del generador....	113
TABLA 28: Capacitancia y factor de disipación de los capacitores de las etapas.....	114
TABLA 29: Capacitancias medidas desde los terminales de las etapas hacia el chasis....	115
TABLA 30: Capacitancias medidas entre terminales de etapas del generador.....	116
TABLA 31: Valor de los capacitores del generador, medidos con puente Escort ELC.....	117
TABLA 32: Capacitancia de la configuración de dos esferas del generador.....	117
TABLA 33: Valor promedio de las resistencias de frente del generador, en ohmios.....	125
TABLA 34: Valor promedio de las resistencias de cola del generador, en ohmios.....	126
TABLA 35: Valor promedio de las resistencias de carga y descarga DC de capacitores..	126
TABLA 36: Valor promedio de resistencias de “morganite” y resistencia de amortiguamiento.....	127
TABLA 37: Valor promedio de la inductancia de resistencias de “frente” de generador..	128
TABLA 38: Valor promedio de la inductancia de resistencias de “cola” del generador...	128
TABLA 39: Valor promedio de capacitores de etapas, y de salida, del generador, en nF.	129
TABLA 40: Valor promedio de las resistencias del divisor de voltaje de impulso.....	131
TABLA 41: Valores de parámetros para ecuaciones de las curvas medias de impulso.....	162
TABLA 42: Valores de la característica tensión pu-corriente para resistencias A0 y A1.	208
TABLA 43: Valores de tensión y corriente para dos elementos de tipo 99 en ATP.....	210

FIGURA 1: Parámetros de onda de impulso atmosférico según norma IEEE-4.....	17
FIGURA 2: Oscilaciones permisibles en el frente de onda.....	18
FIGURA 3: Oscilaciones y sobrepaso en ondas de impulso de tipo atmosférico.....	19
FIGURA 4: Componentes de un sistema de medición (y de generación) de impulso.....	29
FIGURA 5: Espectro de frecuencia de impulsos de tipo atmosférico pleno y cortados.....	32
FIGURA 6: Cables coaxiales de medición y terminadores resistivos.....	33
FIGURA 7: Divisor, cable de medición, terminación, osciloscopio, blindaje, tierra.....	34
FIGURA 8: Circuitos generadores tipo “A” y tipo “B” de impulso atmosférico.....	37
FIGURA 9: Generador de impulso tipo “A” multietapa y generador equivalente.....	39
FIGURA 10: Onda de impulso y sus componentes exponenciales.....	41
FIGURA 11: Eficiencia de circuitos tipo “A” y tipo “B” versus C_b/C_s	43
FIGURA 12: Columnas de esferas del generador de impulso (6 pares de esferas).....	59
FIGURA 13: Foto del generador de impulso, de la fuente DC, y del divisor de voltaje.....	62
FIGURA 14: Resistencia para carga DC de capacitores y varilla delgada para descarga...64	
FIGURA 15: Mesa de control y comando del generador de impulso.....	66
FIGURA 16: Parte superior del divisor de voltaje, con la resistencia amortiguadora.....	67
FIGURA 17: Parte inferior del divisor, con conector LEMO y cable coaxial.....	68
FIGURA 18: Esquema eléctrico del generador de impulso y su alimentación DC/AC.....	76
FIGURA 19: Puente de impedancias analógico “General Radio” 1650-B (usado).....	77
FIGURA 20: Osciloscopio digital Tektronix TDS3012, con muy poco uso.....	77
FIGURA 21: Multímetro digital FLUKE 73 Serie II autorango, nuevo.....	78
FIGURA 22: Multímetro digital FLUKE 87 TRUE-RMS autorango, con poco uso.....	78
FIGURA 23: Punta resistiva FLUKE 80K-40 para medir alto voltaje, con poco uso.....	78
FIGURA 24: Multímetro digital GOLDSTAR DM313 autorango, con poco uso.....	79

FIGURA 25: Puentes de impedancia analógico LCR-740 y digital ELC-120.....	79
FIGURA 26: Oscilador sinusoidal Hewlett Packard HP204D, con poco uso.....	79
FIGURA 27: Arreglo para la aplicación de un escalón de voltaje a un divisor.....	118
FIGURA 28: Parámetros de tiempo, respecto de respuesta normalizada $g(t)$ a escalón....	119
FIGURA 29: Escalón “negativo” aplicado al divisor, según IEEE-4.....	121
FIGURA 30: Respuesta temporal del divisor de voltaje ante un escalón negativo.....	122
FIGURA 31: Detalle de la respuesta temporal del divisor ante escalón negativo.....	123
FIGURA 32: Voltaje de salida del divisor, sin resistencia R_A (amortiguamiento).....	124
FIGURA 33: Escalón aplicado al divisor, sin resistencia R_A (amortiguamiento).....	124
FIGURA 34: Circuito equivalente de capacitancias del generador.....	131
FIGURA 35: Circuito equivalente "igualmente" distribuido de un divisor de voltaje.....	133
FIGURA 36: Circuito equivalente aproximado del divisor de voltaje de impulso.....	134
FIGURA 37: Respuesta temporal del circuito aproximado y del distribuido del divisor..	136
FIGURA 38: Efecto del tiempo de respuesta T_o en el voltaje de salida del divisor.....	136
FIGURA 39: Circuito equivalente simplificado del generador (3 etapas) y divisor.....	140
FIGURA 40: Terminador y osciloscopio conectados a la salida del cable coaxial.....	142
FIGURA 41: Atenuador PI conectado entre el cable coaxial y el osciloscopio.....	144
FIGURA 42: Terminador conectado entre el cable coaxial y el atenuador.....	145
FIGURA 43: Terminador conectado entre el atenuador y el osciloscopio.....	146
FIGURA 44: Componentes de frecuencia del espectro de un impulso pleno 1.2/50.....	150
FIGURA 45: Onda de impulso originalmente capturada y onda filtrada digitalmente.....	152
FIGURA 46: Otra onda de impulso capturada y onda filtrada digitalmente.....	153
FIGURA 47: Cola de impulso en vacío de 1 etapa cargada a 16kV (ajuste DOUBEXP).155	
FIGURA 48: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16kV (aj. DOUBEXP).156	

FIGURA 49: Cola de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16kV (ajuste NTEXP)....	157
FIGURA 50: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16kV (ajuste NTEXP).	157
FIGURA 51: Cola de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16kV (ajuste GEXP).....	158
FIGURA 52: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16kV (ajuste GEXP)....	158
FIGURA 53: Cola de impulso en vacío de 1 etapa cargada a 40kV (ajuste DOUBEXP).	159
FIGURA 54: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40kV (aj. DOUBEXP).	159
FIGURA 55: Cola de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40kV (ajuste NTEXP)....	160
FIGURA 56: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40kV (ajuste NTEXP).	160
FIGURA 57: Cola de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40kV (ajuste GEXP).....	161
FIGURA 58: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40kV (ajuste GEXP)....	161
FIGURA 59: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 15kV (ajuste NTEXP).	163
FIGURA 60: Detalle del frente de impulso para 1 etapa cargada a 15kV (ajus.NTEXP).	163
FIGURA 61: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 15kV (ajuste NTEXP).	164
FIGURA 62: Onda de impulso obtenida al usar dos etapas en serie del generador.....	165
FIGURA 63: Detalle del frente del impulso de onda obtenida con dos etapas en serie....	165
FIGURA 64: Impulso aplicado, pero el descargador no llegó a operar.....	166
FIGURA 65: Frente del impulso aplicado, pero el descargador no llegó a operar.....	167
FIGURA 66: Impulso aplicado y el descargador operó.....	168
FIGURA 67: Frente del impulso aplicado y el descargador operó.....	168
FIGURA 68: Impulso aplicado con mayor tensión y el descargador operó.....	169
FIGURA 69: Frente del impulso aplicado con mayor tensión y el descargador operó.....	169
FIGURA 70: Impulso aplicado con aún mas tensión y el descargador operó.....	170
FIGURA 71: Frente del impulso con aún mas tensión y el descargador operó.....	170
FIGURA 72: Simulación de voltaje en C1 y voltaje de impulso en Csalida.....	178

FIGURA 73: Simulación del voltaje de impulso en el canal vertical del osciloscopio.....	179
FIGURA 74: Frente de onda obtenida por simulación de una etapa cargada a 16kVDC..	180
FIGURA 75: Comparación de onda simulada con onda filtrada digitalmente (16kV).....	181
FIGURA 76: Frentes de onda simulada y de onda filtrada digitalmente (16kV).....	181
FIGURA 77: Comparación de onda simulada con curvas medias de onda capturada.....	182
FIGURA 78: Frentes de onda simulada y de curvas medias de onda capturada.....	182
FIGURA 79: Simulación de voltaje en C1 y voltaje de impulso en Csalida.....	185
FIGURA 80: Simulación del voltaje de impulso en el canal vertical del osciloscopio.....	186
FIGURA 81: Frente de onda obtenida por simulación de una etapa cargada a 40kVDC..	186
FIGURA 82: Comparación de onda simulada con onda filtrada digitalmente (40kV).....	187
FIGURA 83: Frentes de onda simulada y de onda filtrada digitalmente (40kV).....	188
FIGURA 84: Comparación de onda simulada con curvas medias de onda capturada.....	188
FIGURA 85: Frentes de onda simulada y de curvas medias de onda capturada.....	189
FIGURA 86: Simulación de frente de onda de prueba a partir de 15kV DC.....	191
FIGURA 87: Oscilaciones provocadas en un frente por causa de ondas viajeras.....	192
FIGURA 88: Comparación de curvas medias y de onda simulada (etapa a 15kV).....	193
FIGURA 89: Comparación de onda simulada con onda capturada y filtrada.....	194
FIGURA 90: Frente de onda en osciloscopio al intercambiar terminador y atenuador.....	196
FIGURA 91: Comparación de ondas, con atenuador y terminador intercambiados.....	197
FIGURA 92: Frentes de onda, con atenuador y terminador intercambiados.....	198
FIGURA 93: Voltaje de salida simulado del generador de dos etapas serie.....	201
FIGURA 94: Voltaje en canal del osciloscopio, por simulación de dos etapas.....	202
FIGURA 95: Frente de onda del voltaje en el canal vertical del osciloscopio.....	202
FIGURA 96: Comparación de onda simulada y curvas medias, para 2 etapas serie.....	204

FIGURA 97: Comparación de frentes simulado y de curvas medias, para 2 etapas.....	204
FIGURA 98: Descargadores o "pararrayos" o "arresters" para redes de distribución.....	206
FIGURA 99: Circuito equivalente simplificado del descargador de sobretensiones.....	207
FIGURA 100: Ondas de voltaje, con y sin descargador, captadas por osciloscopio.....	211
FIGURA 101: Voltaje simulado en descargador, y en descargador + inductores.....	214
FIGURA 102: Corriente en el descargador, para simulación de 2 etapas a 16 kV.....	215
FIGURA 103: Cociente voltaje/corriente para el descargador, en simulación.....	216
ANEXOS: Mediciones de voltajes DC y AC de la fuente de voltaje del generador.....	224

LISTA DE SÍMBOLOS Y ABREVIATURAS

α_1 = recíproco de la constante de tiempo TC1 del circuito del generador de impulso

α_2 = recíproco de la constante de tiempo TC2 del circuito del generador de impulso

a= relación de las constantes de tiempo del circuito del generador

A0, A1=elementos resistivos no lineales de un pararrayos o "arrester" o descargador

ATP= Alternative Transients Program

b= relaciona el tiempo de frente con una de las constantes de tiempo

BW= ancho de banda del divisor de voltaje de impulso

c= suma de los recíprocos de varios productos RC del circuito del generador

Caux= capacitor auxiliar del generador de impulso

Cb= capacitor de salida del generador de impulso

Cs= capacitor principal, de etapa, del generador de impulso

C1,C2,C3,C4,C5,C6= capacitores de las etapas del generador de impulso

Cad,Ccb,Cac,Cbd,Ccf,Ced,Cce,Cdf,Ceh,Cgf,

Ceg,Cfh,Cgj,Cih,Cgi,Chj,Cil,Cjk,Cik,Cjl= capacitancias entre etapas ("parásitas")

Cat,Cbt,Cct,Cdt,Cet,Cft,Cgt,Cht,Cit,Cjt,Ckt,Cl= capacitancias "concentradas" con respecto al chasis (del generador) para cada una de las etapas

Ce'= capacitancia respecto a tierra, de un "bloque" del circuito, de parámetros distribuidos, del divisor de voltaje de impulso

Ce= capacitancia distribuida "total" a tierra, del divisor de voltaje de impulso

Cp'= capacitancia entre uno y otro "bloque" del circuito, de parámetros distribuidos, del divisor de voltaje de impulso

C_p = capacitancia paralela distribuida “total” del divisor de voltaje de impulso

d = recíproco del producto $R_e \cdot C_s \cdot R_d \cdot C_b$

D = factor de disipación, para capacitores ($D = \omega CR$)

$\Delta T = \Delta t$ = tamaño o paso de integración del ATP, para las simulaciones

$g(t)$ = respuesta normalizada ante entrada escalón (o respuesta al escalón unitario)

GS/s = mil millones de muestras/segundo, para el osciloscopio (gigasamples)

$h_t(s)$ = función de transferencia normalizada del divisor de voltaje de impulso

H = altura de la línea horizontal de transmisión (de aluminio) respecto al plano de tierra

k = producto $R_d \cdot C_b$

λ = razón de las constantes de tiempo TC_1/TC_2 del circuito del generador de impulso

L' = inductancia serie de un “bloque” del circuito, de parámetros distribuidos, del divisor de voltaje de impulso

L_0, L_1 = inductancias de un modelo circuital de un pararrayos o "arrester" o descargador

$LEMO$ = un tipo de conector eléctrico en el divisor de voltaje de impulso de la UCV

MS/s = millones de muestras/segundo, para el osciloscopio (megasamples)

n = número de “bloques” en que se subdivide el circuito, de parámetros distribuidos, del divisor de voltaje de impulso

O_1 = origen virtual de la onda de impulso

$PCPLOT/TPPLOT$ = programas graficadores que pueden usarse en conjunto con el ATP

Q = factor de calidad, para inductores y resistencias ($Q = \omega L/R$)

$R' = R_2$ = resistencia del lado de baja tensión, para el circuito de parámetros distribuidos, del divisor de voltaje de impulso

$R = (n-1)R'$ = resistencia del lado de alta tensión, para el circuito de parámetros distribuidos,

del divisor de voltaje de impulso

R = suma de R_1 y R_2 , para el circuito de parámetros distribuidos, del divisor de voltaje

R_A = resistencia de amortiguamiento, que se coloca antes del divisor de voltaje de impulso

R_C = resistencia de “cola” de un generador de impulso

$R_{C1}, R_{C2}, R_{C3}, R_{C4}, R_{C5}, R_{C6}, R_{C7}$ = resistencias de “cola” de las etapas del generador

$R_{DC1}, R_{DC2}, R_{DC3}, R_{DC4}, R_{DC5}, R_{DC6}$ = resistencias de carbón para la carga en DC de los capacitores del generador de impulso

R_{DV} = resistencia de carbón, para descargar a tierra, en DC, los capacitores del generador

R_d = resistencia serie, del generador de impulso de una etapa

R_{DA} = resistencia del lado de alta tensión (brazo superior) del divisor de voltaje de impulso

R_{DB} = resistencia del lado de baja tensión (brazo inferior) del divisor de voltaje de impulso

R_e = resistencia paralela, del generador de impulso de una etapa

R_F = resistencia de “frente” de un generador de impulso

$R_{F1}, R_{F2}, R_{F3}, R_{F4}, R_{F5}, R_{F6}, R_{F7}$ = resistencias de “frente” de las etapas del generador

R_{G8U} = denominación de un tipo de cable coaxial flexible

R_{M1}, R_{M2} = resistencias serie del generador, formadas por discos de “morganite”

R_T = resistencia del terminador Tektronix de "50 ohmios"

R_{T1}, R_{T2}, R_{T3} = resistencias que forman el circuito PI del atenuador Tektronix

R_{total} = suma de R_{DA} y R_{DB} , para el divisor de voltaje de impulso

T_1 : tiempo al frente virtual de un impulso de tipo atmosférico (tiempo de “frente”)

t_{30} = tiempo al 30% del valor pico de la onda de impulso, en el frente

t_{90} = tiempo al 90% del valor pico de la onda de impulso, en el frente

t_{50} = tiempo al 50% del valor pico de la onda de impulso, ya en la cola

T_2 : tiempo virtual al valor mitad (tiempo de “cola”) de la onda de impulso

T_o = tiempo de respuesta del sistema de medición (divisor de voltaje, por ejemplo)

τ_{de} = retardo en tiempo real, del voltaje de salida del divisor

τ = tiempo de viaje de línea (o en ocasiones, variable de integración en función del tiempo)

$T = T_o - \tau_{de}$ = otro tiempo de respuesta que puede definirse para el divisor de voltaje

$T_\alpha, T_\beta, T_\gamma, T_\delta$ = tiempos que contribuyen a formar el tiempo de respuesta experimental T_n

T_c = tiempo al corte de la onda de impulso, ya sea en el frente o en la cola de la onda

TACS= análisis transitorio de sistemas de control, en el ATP

TC_1, TC_2 : Constantes de tiempo del circuito generador de impulso

T_{cr} = tiempo al pico (tiempo de cresta) de la onda de impulso

T_n = tiempo de respuesta experimental del divisor de voltaje de impulso

UCV= Universidad Central de Venezuela

$V_{ent}(t)$ = voltaje de entrada al divisor de voltaje de impulso

$V_{sal}(t)$ = voltaje de salida del divisor de voltaje de impulso

V_o = tensión DC en vacío del capacitor C_s , ya cargado, del generador de impulso

ω = frecuencia angular de la tensión y corriente alterna (rad/seg)

y = razón C_b/C_s de los capacitores del generador de impulso

Z = impedancia transitoria (surge impedance)

Z_L = impedancia de la línea horizontal o conductor de alto voltaje (de “conduit” metálico)

Z_o = impedancia característica de una línea de transmisión en aire, o de un cable coaxial

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

1.1.- ENUNCIADO DEL PROBLEMA DE ESTUDIO

Se quiere utilizar un programa simulador de circuitos y/o sistemas eléctricos, como herramienta para contribuir a la mejor comprensión del tema de los impulsos atmosféricos de tipo rayo, en algunas asignaturas de ingeniería eléctrica a nivel de pregrado y postgrado, en la UCV. Sin embargo, para poder simular es necesario contar con modelos computacionales de los elementos existentes en el laboratorio. Tales elementos son fabricados por la casa europea HAEFELY: generador de impulso y divisor de voltaje de impulso, básicamente conformados por resistencias, capacitores, inductores. El generador tiene además una fuente de alto voltaje DC ajustable. El problema que origina esta investigación o estudio es el de la creación de modelos y su uso, para la herramienta computacional (simulador ATP: Alternative Transients Program). A partir de esto sería posible simular el comportamiento del generador de impulsos de tipo atmosférico, y del divisor de voltaje para medir impulsos, del laboratorio de alta tensión de la UCV.

1.2.- INTERROGANTES E HIPÓTESIS DEL PROYECTO

Como interrogantes se han planteado las siguientes:

- 1) Es posible obtener una información aceptable acerca de los voltajes y corrientes presentes en los elementos que conforman un circuito, mediante la simulación del comportamiento de régimen transitorio en un computador?
- 2) Es necesario estudiar a detalle cada aspecto o propiedad eléctrica de tales elementos, para la obtención de un modelo computacional de régimen transitorio?

Como hipótesis se ha planteado lo siguiente:

Dado que las practicas de laboratorio (en el caso de “Sobretensiones” a nivel de pregrado) tienen un propósito educativo, no es necesario que una simulación arroje resultados con una precisión mejor que la ofrecida por los instrumentos de laboratorio (para la medición de voltajes, corrientes, tiempos de la forma de onda). Por lo tanto una hipótesis del estudio es que no se requieren modelos demasiado elaborados. En cuanto a las asignaturas de postgrado llamadas “Análisis y Simulación con ATP”, las cuales vienen a ser en general el primer contacto formal de un estudiante de postgrado con el paquete simulador ATP, se espera que las simulaciones, de cómo se producen impulsos de tipo atmosférico mediante un generador de impulso, le permitan al estudiante formarse una idea bastante cercana a la realidad de cómo funciona tal generador y de las características del impulso, que es una sobretensión si se la compara con algunos voltajes nominales AC de sistemas de potencia.

1.3.- FORMULACIÓN DE LOS OBJETIVOS DEL PROYECTO

Los objetivos que se quieren alcanzar a través de este Trabajo de grado son:

- 1) Obtener los modelos computacionales apropiados para la simulación de elementos del generador de impulso y el divisor de voltaje de impulso del laboratorio de alta tensión
- 2) Contribuir a que los usuarios del programa ATP comprendan mejor lo que son los impulsos atmosféricos de tipo rayo, y como se generan y pueden simularse.
- 3) Estimular la aplicación futura de la herramienta computacional para el análisis y solución de problemas y situaciones similares.

1.4.- IMPORTANCIA O JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO

La importancia del estudio realizado en el presente proyecto se debe a que:

- 1) Se estimula el uso de la simulación, en computador lo cual complementa la formación en ingeniería para los estudiantes, en cuanto a simuladores y de técnicas de simulación para contribuir al análisis y la solución de problemas de ingeniería
- 2) Se compensa en parte las consecuencias que se derivan de que algunos instrumentos de medición no puedan ser adquiridos para el Laboratorio, o ser reparados, o que hayan cumplido su vida útil. Hay variables que no pueden ser medidas debido a que los instrumentos disponibles carecen de ciertas funciones, pero mediante un simulador puede conocerse en forma, al menos aproximada, el valor de tales variables.

- 3) Se brinda a los estudiantes la oportunidad de participar en la creación y modificación de modelos de sistemas eléctricos. Al examinar y utilizar los modelos de los elementos del laboratorio, se adquiere mejor comprensión de lo que significa intentar representar la realidad física en un computador. Mediante la ejecución de simulaciones, el estudiante puede observar y analizar el efecto que sobre un circuito tienen los cambios y ajustes hechos al modelo de un elemento.

1.5.- REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA Y DOCUMENTAL DEL MARCO TEÓRICO

La revisión bibliográfica y documental consiste en consultar libros de teoría de circuitos, artículos técnicos y libros de ingeniería eléctrica de alta tensión, y normas de pruebas en alta tensión (Ver **Referencias y Bibliografía**). En primer lugar se necesita saber como obtener mediante mediciones y pruebas de laboratorio los valores de los parámetros del circuito equivalente de cada equipo (generador y divisor). Otra necesidad es la de formular los modelos computacionales en base a los circuitos eléctricos equivalentes. Para esto se ha consultado el manual de usuario del programa simulador. El presente trabajo, por lo tanto, implica la creación y uso de modelos adaptados al ATP que permitan de modo razonable la simulación del generador de impulso y del divisor de voltaje. El marco teórico del trabajo se orienta hacia el modelaje y simulación de los circuitos eléctricos que conforman a los dos equipos mencionados. A continuación se describe dicho marco o contexto teórico.

Los métodos de análisis de circuitos eléctricos varían ampliamente, dependiendo de la complejidad del problema. Aunque algunos circuitos solo requieren resolver una ecuación, otros necesitan que se resuelvan simultáneamente varias ecuaciones. Algunos de los

métodos mas conocidos son el de “análisis de mallas o lazos” y el de “análisis de nodos”. En muchos casos de análisis de circuitos es necesario que el estudiante entienda las leyes y principios básicos envueltos, para poder resolver un problema. Sin embargo, en otros casos, si se conoce la topología de una red o circuito eléctrico, y se tienen descripciones completas de los elementos que están conectados entre los varios nodos, se pueden usar programas de computadora para realizar los análisis.

Existen varios programas capaces de resolver muchos circuitos eléctricos y uno de tales programas es ATP, un producto no comercial, originado del EMTP BPA (Electro-Magnetics Transient Program, de la Bonneville Power Administration, en Oregon, USA). La licencia de ATP se puede obtener de forma relativamente directa. Una versión sencilla de ATP es la que se utiliza en el presente proyecto o trabajo. El ATP es capaz de analizar circuitos en corriente continua (DC), circuitos en corriente alterna sinusoidal en régimen permanente (AC) y circuitos en régimen transitorio (en función del tiempo). El ATP usa una variación de la técnica de “análisis de nodos” y puede aplicarse también a dispositivos electrónicos analógicos como diodos y tiristores.

Dado que en este estudio se aborda la simulación de varios tipos de elementos, es útil señalar que ATP es capaz de simular fuentes de voltaje, fuentes de corriente, resistencias, inductores, capacitores, líneas ideales de transmisión. Para indicar al ATP como es el circuito a ser simulado y que tipo de análisis realizar, es suficiente crear (con cualquier editor de texto) un archivo de texto ASCII cuyo contenido es una serie de descripciones de los componentes del circuito, sus valores, y las instrucciones para análisis. En dicho archivo de texto (archivo de entrada) además se puede indicar al ATP como y

cuando debe guardar los resultados de la simulación. Por ejemplo, a cada ciertos intervalos durante la simulación ATP puede almacenar o guardar en forma de archivo de texto ASCII (archivo de salida) los resultados tales como valores de voltajes, corrientes, potencias, etc. Dicho archivo de salida puede luego examinarse con cualquier editor de texto.

La simulación de las fuentes de voltaje, fuentes de corriente, resistencias, inductores, capacitores, interruptores, puede hacerse de modo simple en el ATP si se asume que tales elementos se comportan linealmente. De todos modos, el ATP permite que las resistencias, inductores, y capacitores puedan ser no lineales, pero esto requiere de modelos muy elaborados. Para mas detalles, se recomienda ver el manual de usuario del simulador.

Para conocer el comportamiento eléctrico de las fuentes, resistencias, inductores y capacitores del generador y del divisor de voltaje, es necesario entonces realizar pruebas y mediciones. A partir de esto se pueden definir los circuitos eléctricos equivalentes. Sin embargo la simulación de la fuente de voltaje DC del generador se podría hacer en base a un modelo simplificado: una tensión sinusoidal de 60 Hz en serie con una resistencia y un diodo ideal ya que no es importante, para la forma del impulso, el modelo de la fuente. En el peor caso, se simularía tal fuente DC como un transformador elevador real con resistencias en devanados y se le conecta el diodo ideal al lado de alta tensión.

Para modelar un transformador monofásico real (no ideal, con eficiencia menor a 100% y con pérdidas de energía) se deben obtener los valores de los elementos del circuito equivalente. Esto se hace mediante las pruebas de operación a tensión nominal en vacío y operación ante cortocircuito con tensión reducida. El circuito equivalente no expresa a la

perfección el comportamiento del transformador real, puesto que tal circuito es aproximado. Consiste en una combinación serie de resistencias lineales y reactancias inductivas y cuenta con la presencia de un transformador ideal. Dado que el transformador elevador en el generador de impulso está dentro de una cuba o recipiente metálico, no es posible tener acceso a los terminales del devanado de salida. No se hicieron pruebas de vacío ni de cortocircuito a dicho transformador porque no se conocen sus valores nominales de operación y no se quiso poner en riesgo la integridad de tal dispositivo. Se conocen los datos de placa de la fuente DC, pero no significa que sean los mismos del transformador.

1.6 METODOLOGÍA A UTILIZAR

A continuación se describen los métodos, técnicas y procedimientos empleados en el presente estudio. Dado que se quiere simular a las fuentes, resistencias, inductores, capacitores, de los dos equipos en el laboratorio, se deben obtener los circuitos equivalentes de tales elementos, a partir de los valores de las variables (voltaje, corriente, potencia, frecuencia) medidas mediante las pruebas realizadas. Por lo tanto como primer paso se deben describir los métodos, técnicas y procedimientos para la obtención de valores de variables eléctricas en el laboratorio. El siguiente paso en el estudio es la formulación de los circuitos equivalentes y para ello se recurre a la teoría de circuitos y de alta tensión, mediante la revisión de libros y artículos técnicos. Luego de formular los circuitos equivalentes, se deben adaptar los mismos a las características del simulador ATP. De este modo se logra una correspondencia entre el circuito convencional que los estudiantes pueden analizar y resolver, y el modelo para simulación que utiliza ATP. Para ello es

necesario escribir archivos de texto ASCII con las descripciones e instrucciones necesarias para que ATP pueda reconocer o entender la modelación de cada elemento del laboratorio.

1.7 MÉTODOS PARA LA MEDICIÓN DE VARIABLES ELÉCTRICAS

Antes de proceder a la medición de variables eléctricas se ha consultado la información técnica disponible (algunos datos de placa de los elementos) a fin de conocer los valores límite que se pueden permitir para dichas variables durante las pruebas en el laboratorio. Tales variables son: voltaje, corriente, potencia, frecuencia. Los componentes discretos (resistencias, inductores, capacitores) son probados de modo que no se vean expuestos a sobrecargas excesivas. A continuación se da una explicación al respecto:

Resistencias: Las variables a medir son el voltaje y la corriente. Uno de los métodos usados es el del voltímetro y el amperímetro, en corriente continua o en corriente alterna sinusoidal. Se aplica una tensión, ya sea AC o DC, a la resistencia y se mide la corriente a través. Las mediciones de la tensión y corriente se van registrando en tablas. A partir de esto se calcula el valor de la resistencia eléctrica. Con esto se obtiene el circuito equivalente de la resistencia eléctrica y se formula el modelo para su uso en ATP. Otro método usado para medir la resistencia consiste en usar un óhmetro, o usar un puente de impedancias y ajustarlo hasta leer el valor de la resistencia.

Inductancias (de las resistencias del generador): Las variables a medir son el voltaje, la corriente y la frecuencia. El método usados es el de conectar un puente de impedancias a la resistencias, primero en corriente continua y luego en corriente alterna sinusoidal. El puente

aplica una tensión DC a la resistencia y se miden la tensión y la corriente DC. Con esto se puede calcular la resistencia eléctrica. Luego se cambia la alimentación de señal a la resistencia, o sea que el puente pasa a usarse en AC a una frecuencia de 1 kHz u otra mayor. A partir de las lecturas de los dos “dial” del puente, se pueden conocer la resistencia y la inductancia del elemento. La frecuencia de la tensión se mide con un frecuencímetro digital. El circuito equivalente consiste de una resistencia en serie con una inductancia ideal. Con esto se formula el modelo para el ATP.

Capacitores: Las variables a medir son el voltaje, la corriente y la frecuencia. Uno de los métodos empleados es el del voltímetro y el amperímetro, en corriente alterna sinusoidal. Se aplica una tensión AC al capacitor y se miden la tensión y la corriente AC. Además se mide la potencia activa (vatios) que el capacitor real, no ideal, consume. Con estas mediciones se puede calcular la resistencia eléctrica interna del capacitor y la reactancia del capacitor ideal. La frecuencia de la tensión AC se mide con un frecuencímetro digital. Dado que se trata de un capacitor real su circuito equivalente consiste de una resistencia en paralelo con una capacitancia ideal. Otro método para medir, consiste en usar un puente de impedancias y ajustarlo hasta leer el valor de la resistencia y la capacitancia.

Transformador de la fuente DC del generador: Las variables a medir son el voltaje, la corriente y la frecuencia. Se aplica una tensión alterna sinusoidal. La frecuencia se mide con un frecuencímetro digital. Para conocer el valor de la resistencia de los devanados se usa el método del voltímetro y el amperímetro en corriente continua. Se aplica al devanado a probar una tensión DC y se mide la corriente DC a través. Dicha corriente DC no debe sobrepasar el equivalente al valor RMS de la corriente AC nominal del devanado

respectivo. Las mediciones de la tensión DC y corriente DC se van registrando en tablas y se calcula el valor de la resistencia. Esto se hace para los dos devanados del transformador. Para hallar los valores de las reactancias propias de los devanados se aplica la prueba de vacío y la de cortocircuito, usando tensión alterna sinusoidal. En la prueba de vacío y la de cortocircuito se miden la tensión AC y la corriente AC y además se mide la potencia activa mediante vatímetros monofásicos. Las mediciones se van registrando en tablas. Para hallar el valor de las reactancias mutuas se mide la corriente AC aplicada al devanado respectivo y se mide la tensión AC inducida en el otro devanado. Conociendo entonces las reactancias y la frecuencia se calculan las inductancias propia y mutua del transformador. Se obtiene a partir de esto un circuito equivalente, y se formula el modelo para uso en ATP.

1.8 MÉTODOS PARA FORMULAR LOS CIRCUITOS EQUIVALENTES

Con los valores de voltajes, corrientes, potencias, frecuencia, capacitancia, etc., obtenidos mediante las mediciones realizadas, se procede a formular el circuito equivalente de cada elemento del generador. Para esto se usan ecuaciones de teoría de circuitos o redes. Para el caso del divisor de voltaje, no se puede formular un circuito exacto, sino mas bien se presentará un circuito de parámetros concentrados, discreto, que sea una aproximación aceptable. El resto de los elementos (cable coaxial, atenuadores, osciloscopio) tiene una representación circuital relativamente simple. Todos los circuitos equivalentes obtenidos se ingresan al programa ATP como parte de una red o circuito mas complejo a estudiar, y el cual representará entonces al generador y al divisor y a otros componentes (atenuador, etc.).

1.9 RESTRICCIONES O LIMITACIONES EN EL PROYECTO

Una limitación es la falta de información acerca del generador. No se dispone de un manual de uso del generador, aunque su operación llega a ser comprensible luego de un buen tiempo practicando. Otra limitación es que el generador de impulso es muy sensible al menor cambio en la distancia entre las esferas de las etapas. Esto puede ocasionar que los disparos del generador no ocurran cuando se desea, o viceversa. El generador, la mesa de control y comando, y el divisor resistivo, son equipos con varias décadas de antigüedad. Un limitante menor va a ser la fuga existente de aceite mineral del contenedor metálico de la fuente de alto voltaje DC del generador. Esto obliga a caminar con mucho cuidado en las cercanías del generador. Se recomienda corregirla. Además, se tiene un osciloscopio digital Philips en el Laboratorio pero en ocasiones no enciende (hay ruidos en la fuente de poder).

Otra limitación mas es que el puente de impedancias General Radio, disponible en la UCV, es muy propenso a dar lecturas que cambian constantemente. Probablemente los ajustes sean muy críticos y el puente intenta alcanzar el equilibrio y no lo logra.

En cuanto a modelar el generador y divisor, hay parámetros que no pueden medirse con los instrumentos disponibles, como por ejemplo las inductancias y capacitancias distribuidas. Tampoco puede medirse la impedancia característica de líneas de transmisión formadas por conductores tubulares de conduit metálico.

CAPÍTULO II

LA PRUEBA DE IMPULSO

Un generador de impulso es un equipo que aplica al objeto de prueba (un elemento o componente a ser probado) una onda de tensión o de corriente. La norma IEEE-4-1995 se refiere a tales ondas de impulso [Ref. 1] y se va a usar como base a lo largo del capítulo.

2.1 LA ONDA DE IMPULSO DE TIPO ATMOSFÉRICO

2.1.1 Definiciones de impulsos y de parámetros de voltaje

En su cláusula la norma IEEE-4 presenta, en cuanto a impulsos de voltaje para pruebas en alta tensión, algunas definiciones las cuales son:

Descarga disruptiva: Conocida a veces como "ruptura eléctrica", es una descarga que "puentea" o salta completamente por encima del aislamiento del objeto que está siendo probado. Esto puede reducir prácticamente a cero el voltaje entre los electrodos de prueba.

Aislamiento auto-restaurable: aislamiento que recupera completamente sus propiedades aislantes aunque haya ocurrido una descarga disruptiva.

Aislamiento no auto-restaurable: aislamiento que pierde sus propiedades aislantes, o no las recupera completamente, después que ha ocurrido una descarga disruptiva.

Impulso: Un impulso es un voltaje (o corriente) transitorio aplicado intencionalmente y el cual usualmente crece rápidamente a un valor pico y entonces cae mas lentamente a cero.

Impulso de tipo atmosférico: Un impulso con una duración del frente (de onda), de hasta unas pocas decenas de microsegundos.

Impulso pleno de tipo atmosférico: Un impulso de tipo atmosférico que no es interrumpido por ningún tipo de descarga disruptiva.

Se puede decir que un impulso pleno no se ve reducido a cero bruscamente (pues no hay descarga disruptiva) aunque eventualmente la cola del impulso llega a valer cero luego.

Impulso estándar de tipo atmosférico: Un impulso pleno de tipo atmosférico que tiene un tiempo virtual de frente de 1.2 microsegundos y un tiempo virtual, al valor de mitad de cola, de 50 microsegundos.

Impulso cortado de tipo atmosférico: Un prospecto de impulso pleno, pero durante el cual cualquier tipo de descarga ocasiona un rápido colapso del voltaje.

Instante de corte: Instante cuando aparece la discontinuidad inicial en el voltaje de impulso. El colapso de voltaje puede ocurrir en el frente, el pico, o en la cola del impulso.

El corte del impulso (corte de la onda generada) puede ser realizado o logrado por medio de un interruptor especial (chopping gap) o puede ocurrir debido a una descarga en el aislamiento interno o externo del objeto de prueba.

Impulso estándar cortado de tipo atmosférico: Un impulso estándar de tipo atmosférico que es cortado por un “gap” externo después de 2 a 5 microsegundos. Sin embargo, otros valores de tiempo al corte T_c pueden ser especificados por comités técnicos relevantes. A causa de dificultades prácticas en mediciones, la duración del colapso de voltaje no se ha estandarizado.

Sobrepaso (overshoot): El valor por el cual un impulso de tipo atmosférico excede el valor definido de cresta o pico.

Valor del voltaje de prueba para impulso de tipo atmosférico: El valor pico del voltaje, cuando el impulso no tiene oscilaciones ni sobrepaso (Ver la cláusula 7 para mas detalles)

Impulso de tipo maniobra: Un impulso con una duración del frente (de onda), de algunas decenas a miles de microsegundos. Los impulsos con duración del frente de hasta 20 microsegundos son definidos como impulsos de tipo atmosférico. Los impulsos con frentes de duración mayor son definidos como impulsos de tipo maniobra, y además están caracterizados por tener una duración total mucho mayor que la de los impulsos de tipo atmosférico.

Valor pico de voltajes de impulso: El máximo valor de los impulsos que son ondas de forma doble exponencial suave sin sobrepaso (ya sean de tipo atmosférico o de maniobra).

2.1.2 Definiciones de parámetros de tiempo y de otros parámetros de voltaje

Estas definiciones, en la cláusula 7, se aplican a una forma de onda de impulso que no tenga oscilaciones ni sobrepaso, o en su defecto, a la forma de onda de la curva media dibujada a través de las oscilaciones y sobrepaso.

Tiempo del frente virtual de un impulso de tipo atmosférico (T1): Es 1.67 veces el intervalo de tiempo transcurrido entre los instantes cuando un impulso tiene como valores 30% y 90% del valor pico. Tales instantes se denominan puntos A y B del frente de la onda. Esto significa que:

$$T1 = 1.67 * (t_{90} - t_{30}) \dots\dots\dots(1)$$

Origen Virtual O1 : Es la intersección con el eje del tiempo, de una línea recta dibujada como una tangente a la porción mas empinada de la curva del impulso. Cuando se utilizan escalas de tiempo lineales, en gráficos, el instante O1 es la intersección del eje del tiempo con una línea recta dibujada a través de los puntos A y B.

Tiempo virtual al valor mitad (T2) : El intervalo de tiempo entre el origen virtual O1 y el instante en la cola cuando el voltaje ha disminuido a la mitad del valor pico. El tiempo virtual T2 se llama **tiempo de cola** del impulso. Esto significa que:

$$T2 = t_{50} + 0.5 * t_{90} - 1.5 * t_{30} \dots\dots\dots(2)$$

Tiempo al corte (Tc): El tiempo al corte es un parámetro virtual definido como el intervalo de tiempo entre el origen virtual O1 y el instante de corte o inicio de colapso.

Las características virtuales del colapso de voltaje durante el corte están definidas en términos de dos puntos (C y D) que están ubicados al 70% y al 10% del voltaje al instante de corte. La duración del colapso de voltaje es 1.67 veces el intervalo de tiempo entre los puntos C y D. El uso de los puntos C y D es para propósitos de definición solamente. Esto no implica que la duración y la pendiente del proceso de corte puedan ser medidas con algún grado de exactitud por medio de usar sistemas convencionales de medida

En la **FIGURA 1** se indican los parámetros de la onda ideal de impulso de voltaje de tipo atmosférico según IEEE-4, para el caso de impulso pleno y de impulso cortado en la cola. Se pueden observar los puntos que señalan los valores del 30%, 90%, 50% del valor pico para la onda plena. Asimismo se pueden observar los puntos del 70% y del 10% para la cola de onda de la onda cortada. Dado que se trata de ondas ideales de impulso no se observan oscilaciones ni sobrepaso en el frente de onda ni en la vecindad del valor pico ni en la cola del impulso ni durante el corte. Ondas similares no se producen en circuitos

reales, salvo en situaciones donde los elementos parásitos (capacitancias respecto al local de prueba, al objeto de prueba, al medidor de voltaje de impulso, etc.) y los parámetros distribuidos se hayan reducido al mínimo, o donde el circuito generador produzca un impulso pero dicho impulso no sea aplicado a ningún objeto de prueba.

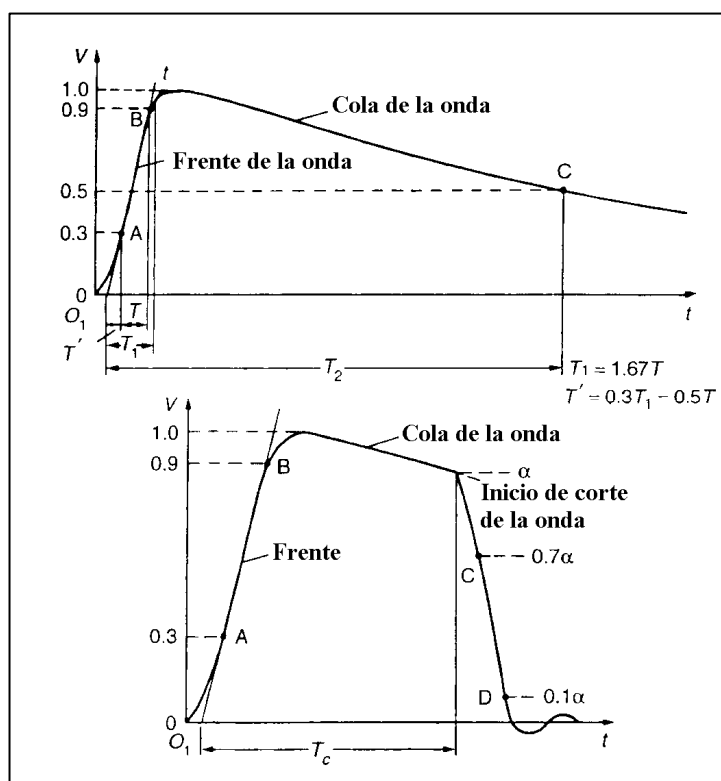


FIGURA 1. Parámetros de onda de impulso atmosférico según norma IEEE-4

En caso de oscilaciones presentes en el frente de la onda, se recomienda que la amplitud de las mismas esté por debajo de la línea que une las proyecciones de los valores que representan 55% y 95% de la amplitud de la onda. Esto se ve en la **FIGURA 2**, en relación a las oscilaciones en el frente, tolerables según IEEE-4 [Ref. 1].

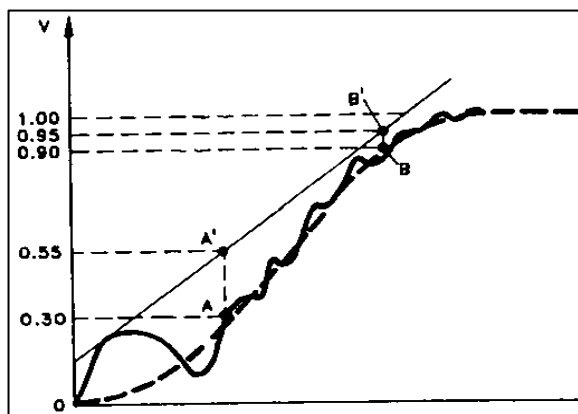


FIGURA 2: Oscilaciones permisibles en el frente de onda

Valor del voltaje de prueba: El valor del voltaje de prueba para un impulso de tipo atmosférico, sin oscilaciones ni sobrepaso, es el valor pico del impulso. La determinación del valor pico equivalente, en el caso de existir oscilaciones o sobrepaso (overshoot) para un impulso de tipo atmosférico depende de la frecuencia de oscilación o de la duración del sobrepaso. En algunos circuitos de prueba, a pesar de la calidad del generador de impulso y del equipo de medición, pueden ocurrir oscilaciones o un sobrepaso en el valor pico.

Si la frecuencia de tales oscilaciones es mayor o igual a 0.5 MHz o si la duración del sobrepaso es menor o igual a 1 microsegundo, el valor pico es determinado del máximo valor de una curva media dibujada a través de la forma de onda del impulso. Esto es considerado o aceptado como el valor pico de un impulso equivalente sin oscilaciones ni sobrepaso. Dicho valor pico es entonces el valor de voltaje de prueba de impulso y esto se observa en la **FIGURA 3**, en las ondas de impulso superiores (a y b). Si la frecuencia de las oscilaciones es menor de 0.5 MHz o si la duración del sobrepaso es mayor a 1

microsegundo, entonces el valor del voltaje de prueba de impulso está definido por el valor máximo de voltaje de la forma de onda del impulso (sin trazar una curva media). Esto se observa en las dos ondas inferiores (c y d) en la **FIGURA 3**.

El sobrepaso o las oscilaciones en la vecindad del máximo voltaje de la forma de onda de impulso original pueden ser tolerables siempre y cuando su amplitud de pico simple no sea mayor al 5% del máximo voltaje. La medición debe hacerse con un sistema cuya frecuencia límite superior f_2 (en MHz) sea $37.5/H$, siendo H la altura promedio (en metros) del lazo o conductor conectado entre el generador de impulso y el capacitor de salida del generador. Sin embargo, f_2 no necesita exceder de 25 MHz.

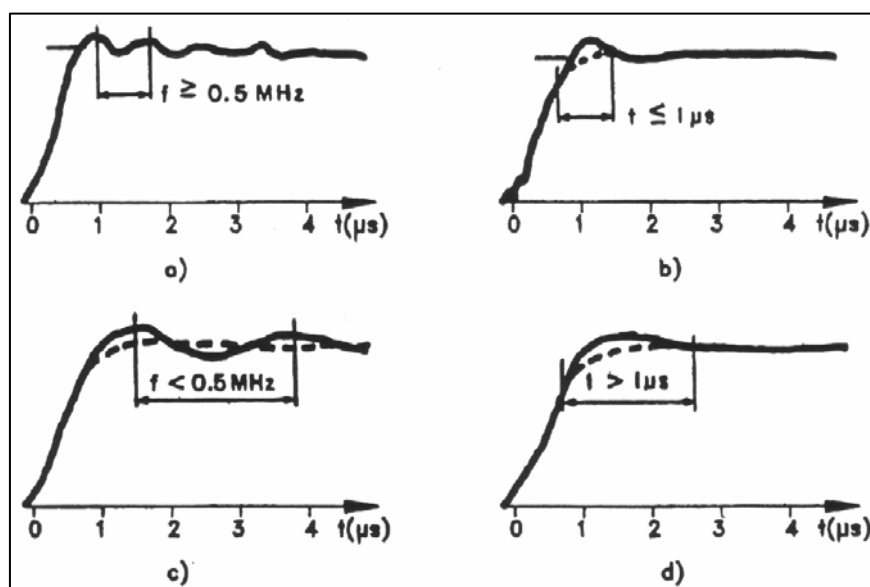


FIGURA 3: Oscilaciones y sobrepaso en ondas de impulso de tipo atmosférico

En los circuitos de generador de impulso comúnmente usados, las oscilaciones presentes en la parte del frente de onda original durante la cual el voltaje no supere 90% del máximo, se pueden ignorar ya que tienen muy poco efecto en los resultados de las pruebas. Los circuitos de generador de impulso se mencionarán mas adelante.

En la cláusula 7 se especifican además las tolerancias de tres parámetros muy importantes:

Tolerancias: A menos que se especifique lo contrario, las siguientes diferencias son aceptadas entre los valores especificados del impulso estándar y los valores registrados (mediante instrumentos) en pruebas:

Valor Pico (de impulso): - 3%....+3%

Tiempo de frente T1: - 30%....+30%

Tiempo al valor mitad T2: - 20%....+20%

El impulso generado debe ser esencialmente unidireccional, aunque puede ser difícil ajustar la forma del impulso dentro de las tolerancias recomendadas, para mantener las oscilaciones y/o el sobrepaso dentro de los límites especificados, o para evitar una inversión de la polaridad.

2.1.3 Definiciones y requisitos para los sistemas de medición

En general, no es práctico medir altos voltajes o corrientes en forma directa, y el procedimiento usual es convertir la cantidad a medir en un voltaje o corriente que pueda ser manejado con instrumentos convencionales. La mayoría de las mediciones consideradas

por la norma IEEE-4 no pueden ser realizadas con un alto grado de precisión, así que errores del orden de 3% o más tienen que ser tolerados.

Un sistema de medida para alto voltaje o corriente generalmente comprende:

- 1.-Un dispositivo convertidor: un divisor de voltaje, una impedancia de medición para alto voltaje, o un shunt.
- 2.-Los conductores (leads) para conectar este convertidor al circuito de prueba.
- 3.-Un cable de medición, junto con cualquier impedancia o red atenuadora, terminadora o adaptadora.
- 4.-Los instrumentos de medición y/o registro

En la cláusula 12 de la norma se define lo siguiente:

Divisor de voltaje: Es un dispositivo que se ha planeado para obtener cuidadosamente una fracción apropiada del voltaje de prueba a ser medido. El divisor usualmente tiene dos impedancias conectadas en serie. Una de ellas, el brazo o lado de alto voltaje, recibe la mayor fracción del voltaje a ser medido. El voltaje restante, a través de la otra impedancia (brazo o lado de bajo voltaje), es usado para la medición. Los componentes de los brazos son usualmente resistencias o capacitores (capacitores) o combinaciones de ambos.

Relación de división de voltaje de un divisor: Es el factor por el cual el voltaje de salida (del divisor) es multiplicado para poder determinarse el valor medido del voltaje de entrada. Es dependiente de la carga conectada al terminal de salida del divisor, y tal impedancia de

carga debe entonces ser conocida. En principio la relación de división es constante, pero su validez puede estar restringida a una duración específica, rango de frecuencia, o rango dinámico.

Respuesta (G): La respuesta G, de un sistema de medida es la salida, como una función del tiempo o de la frecuencia, cuando un voltaje o corriente de entrada se aplica al sistema.

Respuesta al escalón: La respuesta de un sistema de medida es la salida, como una función de tiempo t, cuando la entrada es un escalón de voltaje o de corriente. Una forma conveniente es la “respuesta al escalón normalizada g(t)”, en la cual el nivel de referencia de la salida es normalizado a la unidad.

Tiempo de respuesta (T): El tiempo de respuesta, T, de un sistema de medida es indicativo de los errores encontrados cuando se está midiendo voltajes o corrientes que cambian rápidamente, y está dado aproximadamente por:

$$T = \frac{(a_i - a_m)}{\left(\frac{d}{dt}(a_m)\right)} \dots\dots\dots(3)$$

donde:

a_i = valor de una función rampa en un tiempo específico

a_m = valor medido de esa cantidad, provisto que las ratas de cambio de la función de entrada y del valor medido de esa función sean constantes e iguales

Para mas detalles, se sugiere ver la cláusula 13 de la norma.

En la cláusula 12 también se presentan los requisitos que deben cumplir los sistemas de medición que se vayan a usar para medir voltajes DC y/o AC. Esto se menciona aquí porque, para generar un impulso de voltaje, los capacitores o capacitores de un generador de impulso deben alimentarse con un voltaje DC que a su vez se obtiene de un voltaje AC. Es necesario en ocasiones medir tales voltajes o conocerlos de modo confiable.

Los requerimientos, según la norma IEEE-4, para medir un alto voltaje DC son:

- a) Medir el valor medio del voltaje de prueba con un error de no más de 3%
- b) Medir la amplitud pico-pico del rizado (ripple) con un error de no más del 10% de la amplitud actual del rizado, o un error de no más de 1% del valor medio del voltaje DC.

Los requerimientos generales, según la norma IEEE-4, para medir un alto voltaje AC son:

- c) Medir el valor pico, o el efectivo, del voltaje de prueba con un error de no más de 3%
- d) Medir la amplitud de los armónicos con un error de no más del 10%.

La norma IEEE-4 da sugerencias en cuanto a la medición del voltaje de prueba y la determinación de la forma del impulso. Las mediciones del valor pico, de los parámetros de tiempo, de las oscilaciones y del sobrepaso en el voltaje de prueba deben, en general, ser medidos con dispositivos que hayan pasado el procedimiento de aprobación indicado en IEEE-4. Tales mediciones se deben hacer con el objeto de prueba (equipo o aislamiento a ser probado) conectado al circuito generador de impulso y en general la forma del impulso debe chequearse para cada objeto de prueba. Solo cuando un grupo o número de objetos de

prueba del mismo tamaño y diseño vayan a ser probados, bajo idénticas condiciones, entonces la forma del impulso necesita chequearse solo una vez.

En cuanto a la forma del impulso, o sea la forma de onda del voltaje en los terminales del objeto de prueba, hay que hacer notar que no se considera suficientemente satisfactoria la determinación de dicha forma de onda de impulso a partir de los valores de los elementos del circuito de prueba. Es decir, dicha determinación mediante calculo de la forma de onda a partir de los parámetros del circuito no toma en cuenta elementos parásitos y distribuidos y otros factores que pueden influir en la onda en la prueba real.

En cuanto a calibrar un dispositivo no aprobado de medición, a partir de otro dispositivo (uno aprobado por IEEE-4 o por IEC en última instancia) el procedimiento usualmente consiste en establecer una relación o equivalencia entre la lectura de ambos dispositivos. Generalmente se mide algún voltaje vinculado al voltaje de prueba de impulso (por ejemplo, el mayor voltaje directo de carga del capacitor de la primera etapa de un generador de impulso). En cuanto a la medición de corrientes que fluyen a través del objeto de prueba debido a la aplicación del voltaje de impulso, si tales mediciones se hacen con motivos o propósitos de examen comparativo entonces la forma de onda tiene mayor importancia que la medición del valor absoluto de la corriente.

2.2 COMPONENTES DE UN SISTEMA DE MEDICIÓN DE ALTO VOLTAJE

La cláusula 13 de la norma IEEE-4 presenta unas consideraciones en cuanto a la medición de voltajes de impulso [Ref.1]. Los sistemas de medición para impulsos de tipo

atmosférico y de tipo maniobra deben ser capaces de registrar ratas de cambio de voltaje mucho mayores que las que se presentan en aquellos sistemas usados para medir otros tipos de alto voltaje (por ejemplo, DC o AC). Consecuentemente, los componentes del sistema de medición de impulsos deben ser específicamente diseñados para tener una buena respuesta transitoria. Ya que el objeto o equipo eléctrico a ser probado con el voltaje producido por el generador de impulso (el objeto de prueba) y el sistema de medición de voltaje de impulso están físicamente separados, debe reconocerse aquí que los voltajes que aparecen a través de ambos elementos son raramente idénticos. La mayoría de los sistemas de medición de impulsos de alto voltaje (con la excepción del sistema de esferas o espinterómetro) consisten de una serie de componentes que son: el divisor de voltaje, el osciloscopio de impulso, un instrumento con indicador para medición del impulso, un conductor (lead) de alto voltaje, un cable para medición de bajo voltaje, y un circuito de retorno por tierra. Una resistencia amortiguadora conectada en serie al conductor de alto voltaje puede ser también incluida en el sistema.

2.2.1 Divisor de Voltaje

La mayoría de los divisores de voltaje tienen capacitancias parásitas distribuidas con respecto a la tierra y con respecto a los objetos conductores vecinos en el local donde estén tales divisores. En un divisor resistivo, estas capacitancias afectan las características de respuesta del divisor ya que las capacitancias se cargan y descargan a través de la resistencia del divisor. El efecto de la capacitancia parásita puede ser reducido en un divisor resistivo por medio de 1) mantener el valor de resistencia lo más bajo posible pero sin que ello cargue indebidamente al generador de impulso, y 2) usar electrodos de blindaje en el

lado de alto voltaje del divisor. Estos electrodos proveen un camino capacitivo para que se puedan cargar las capacitancias parásitas con respecto a tierra.

En un divisor capacitivo, las capacitancias parásitas afectan el factor de escala del sistema (factor por el cual la cantidad o función de salida se multiplica para determinar el valor medido de la cantidad o función de entrada. En principio, es una constante, pero puede tener restricciones en cuanto a frecuencia o duración). Consecuentemente, las posiciones de objetos vecinos conductores en relación con el divisor de voltaje deben ser las mismas durante las pruebas con impulsos. La capacitancia del divisor debe ser lo suficientemente grande como para minimizar el efecto de las capacitancias parásitas. Cuando se usan divisores puramente capacitivos, para medir impulsos que rápidamente van cambiando, pueden ocurrir grandes oscilaciones o sobrepasos a la salida del divisor debido a la presencia de inductancias parásitas (por ejemplo, nanohenrios o microhenrios) en el brazo de bajo voltaje. También existen divisores mixtos de voltaje, que consisten de divisores capacitivos y resistivos combinados. En tales divisores, los efectos de la capacitancia parásita dependen de la forma en que sean conectados entre sí.

Para determinar la relación o rata de división del divisor de voltaje, se miden las impedancias de los brazos de alto voltaje y de bajo voltaje separadamente. La relación es la suma de las impedancias entre la impedancia del brazo de bajo voltaje. Una técnica alternativa consiste en aplicar un voltaje conocido al terminal de alto voltaje del divisor y simultáneamente medir el voltaje a través del brazo de bajo voltaje. La relación esta determinada por la división del voltaje de entrada entre el voltaje de salida. Para un divisor resistivo las resistencias de los brazos de alto y de bajo voltaje son medidas usualmente,

con un voltaje directo bajo, por medio de un puente de Wheatstone o por medio de un óhmetro de suficiente precisión. Para un divisor capacitivo, la relación está afectada por las capacitancias parásitas, y por lo tanto la relación debe determinarse con el brazo de alto voltaje colocado en exactamente la misma posición que ocupa durante pruebas de impulso. La capacitancia de este brazo puede medirse con un puente Schering.

Para los divisores mixtos serie resistor-capacitor, la capacitancia del brazo de alto voltaje también puede medirse con un puente Schering o un puente de brazo de relación de transformador. Para divisores mixtos paralelo resistor-capacitor, la resistencia y capacitancia de los brazos de alto voltaje son medidas usualmente por medio de remover temporalmente las resistencias del brazo de alto voltaje y a continuación medir la capacitancia de la columna vertical de capacitores del divisor. La resistencia del brazo de alto voltaje se puede medir “in situ” o cuando las resistencias hayan sido removidas de la columna de capacitores, usando un puente de Wheatstone. La razón o relación de las resistencias y capacitancias en las dos ramas del divisor deberían ser iguales entre sí. Si las resistencias no pueden ser removidas del brazo de alto voltaje, la relación puede ser determinada por medio de medir la razón de la rama resistiva mediante un puente de Wheatstone y subsecuentemente chequear la respuesta del divisor completo ante una onda cuadrada y determinar la relación después de que la respuesta del divisor se ha estabilizado.

2.2.2 Conductor de alto voltaje

Es otro elemento importante del sistema de medición. Dicho conductor se conecta, a nivel del lado de alto voltaje, con el objeto de prueba. La longitud, posición, y diámetro del

conductor pueden influir en el comportamiento o desempeño del sistema de medición. Para cualquier medida en particular, la longitud del conductor debe ser conocida, y debe estar dentro del rango de longitudes para las cuales el sistema de medición fue calibrado. La posición del conductor debería ser la misma, al grado que eso sea posible, tanto para la realización de una prueba de impulso como para la realización de una calibración. Idealmente el diámetro del conductor debe ser lo suficientemente grande como para prevenir que ocurra efecto corona, ya que la presencia de corona en el conductor puede afectar el comportamiento o desempeño del sistema de medición. Cuando no se puede prevenir la corona, entonces se usa normalmente un conductor de pequeño diámetro (algunos milímetros) el cual produce corona suave (glow) y evita la aparición de líderes o ramificaciones (streamers). Las descargas vigorosas de ramificaciones o líderes deben ser evitadas en la vecindad del divisor.

El conductor de alto voltaje del divisor debería normalmente estar conectado directamente al terminal de alto voltaje del objeto de prueba y no al generador de impulso o a algún otro punto en el conductor de interconexión. Esto evita la inclusión, en la medición del impulso, de la caída inductiva de voltaje en este conductor. En la **FIGURA 4** se observa un esquema simplificado de un sistema de medición [Ref. 2, p. 130] cuyos elementos son 1) generador, 2) conductor de alto voltaje hacia el objeto de prueba, 3) objeto de prueba, 4) resistencia de amortiguamiento y conductor hacia el divisor de voltaje, 5) divisor, 6) cable de medición de señal, 7) instrumento de registro, 8) tierra.

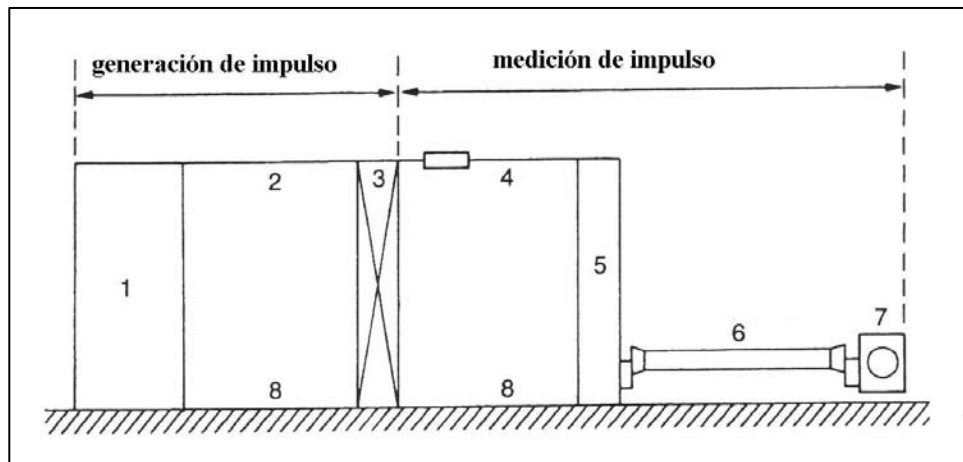


FIGURA 4: Componentes de un sistema de medición (y de generación) de impulso

2.2.3 Resistencia de amortiguamiento

Se trata de una resistencia con muy poca inductancia y que puede ser insertada en el conductor de alto voltaje para así amortiguar el exceso de reflexiones y oscilaciones de alta frecuencia. Si la resistencia es colocada cerca del divisor, se considera que es parte del divisor y debe tomarse en cuenta cuando se determine la razón o relación o rata de división del sistema de medición.

2.2.4 Osciloscopio

La salida del voltaje del divisor se registra mediante un osciloscopio analógico o un registrador digital que tenga un ancho de banda adecuado para medir los impulsos, o puede usarse un osciloscopio de impulso, o un digitalizador de impulso. La salida del divisor de voltaje puede ser adicionalmente atenuada en el extremo final del cable de medición de

bajo voltaje, justo antes de ingresar al osciloscopio. Esta atenuación se logra a través de resistencias y se debe tomar en cuenta al calcular el factor de escala del sistema. Se deben tomar precauciones para blindar al osciloscopio apropiadamente y así prevenir o evitar la influencia de perturbaciones externas, incluso las que origina el generador de impulso.

Un osciloscopio de impulso es esencialmente un instrumento bien blindado, con una alta velocidad de escritura (de rayo catódico). Tiene una base de tiempo de barrido único, que puede ser disparada o activada en sincronía con el impulso del generador. Las fuentes de alto voltaje del instrumento deben estar estabilizadas y prácticamente no tener rizado (ripple). El osciloscopio debe tener controles para ajustar la velocidad de barrido y la sensibilidad de deflexión de voltaje. Además el osciloscopio debe proveer medios para obtener un registro fotográfico de los oscilogramas. Es importante que las placas de deflexión del osciloscopio permanezcan durante las mismas condiciones de polarización y de aterramiento, durante la calibración y durante el registro del impulso de voltaje. Los osciloscopios de impulso normalmente no están equipados con amplificadores verticales y los conductores que van hacia las placas de deflexión vertical se mantienen lo mas cortos posibles para obtener un buen desempeño en alta frecuencia.

Se pueden usar osciloscopios de bajo voltaje de tipo analógico y/o digital, siempre que tengan un adecuado ancho de banda y suficiente precisión para la medición de voltajes de impulso. Tales osciloscopios son muy sensibles a las interferencias electromagnéticas. Por lo tanto, se debe ejercer especial cuidado para asegurar que el osciloscopio está apropiadamente blindado contra tales perturbaciones. El instrumento a usar para el registro de impulsos, como por ejemplo un osciloscopio, está provisto con un conector de entrada al

cual se puede acoplar generalmente, en forma directa o por medio de un atenuador resistivo, el cable coaxial que viene del divisor. Es muy importante indicar aquí que, según el tipo de divisor a usarse, la impedancia de entrada del instrumento medida en el conector debe ser igual a la impedancia característica del cable coaxial o ser lo mas alta posible.

Un digitalizador de impulso es un registrador u osciloscopio digital especializado, bien blindado, usado para mediciones de impulsos de alto voltaje o de alta corriente. Es un instrumento que puede hacer un registro digital temporal de un impulso que ya ha sido escalado por un factor, y puede convertir a un registro de tipo permanente el registro temporal realizado. El registro permanente es mostrado en la pantalla del instrumento o es graficado en una computadora. Los requisitos que debe cumplir **[Ref. 3]** un registrador digital de impulsos están en la norma IEEE-1122.

En general, dado que el espectro de frecuencia de una onda de impulso de tipo atmosférico pleno estándar llega hasta alrededor de 0.5 MHz, no es necesario que un osciloscopio digital posea un ancho de banda muy elevado para registrar tales impulsos (10-15 MHz de ancho sería suficiente). Sin embargo, para impulsos cortados de tipo atmosférico dicho corte o colapso introduce un fuerte incremento en el contenido armónico de la onda. Para un tiempo de corte T_c de 4 microsegundos, que representa un corte en la cola de onda **[Ref. 2, p.135]** el espectro de frecuencia llega a alrededor de 2.5 MHz (ver la **FIGURA 5**). El osciloscopio digital debería tener entonces un ancho de banda de algunas decenas de MHz (por ejemplo, de 40 a 60 MHz). Es importante notar aquí que si el ancho de banda del sistema de medición (divisor, conductor de alto voltaje, cable coaxial de medición,

atenuadores, etc.) no es suficiente entonces no ayuda mucho el tener o usar un osciloscopio de gran ancho de banda.

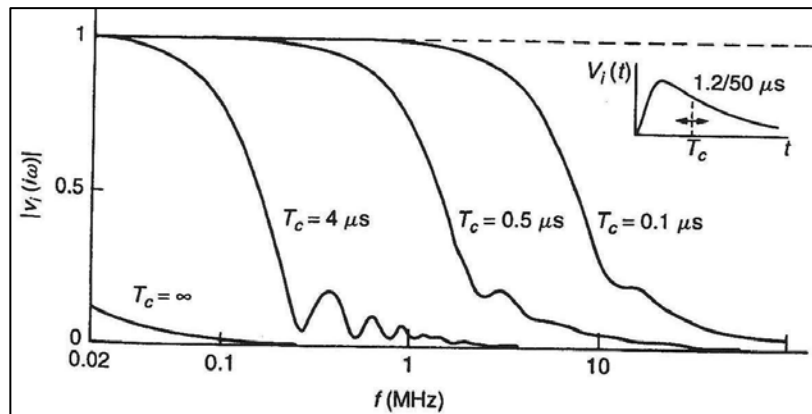


FIGURA 5: Espectro de frecuencia de impulsos de tipo atmosférico pleno y cortados

No solo es importante la “velocidad” (dada por el ancho de banda) del osciloscopio, sino también el muestreo y presentación de la señal registrada. Para lograr la mayor exactitud en las mediciones de impulsos, la razón o rata de división del divisor de voltaje y el factor de atenuación del osciloscopio (relacionado a la deflexión vertical) deberían ajustarse para que la señal ocupe casi toda la pantalla. En un osciloscopio de 8 bits esto resultará en una incertidumbre de la amplitud de cerca de 0.5%, o 1/256 de la amplitud. Si solo se usa la mitad de la pantalla, la incertidumbre sube a 1%. Mientras menos espacio ocupe la señal en la pantalla, mayor es la incertidumbre en la medida de la amplitud de la señal.

La incertidumbre se puede reducir usando mas bien un osciloscopio de 10 bits o de 12 bits, pero la rata de muestreo debería ser lo suficientemente rápida como para medir en forma

cuidadosa el tiempo de frente de un impulso estándar de tipo atmosférico. De acuerdo a la norma IEEE-1122 la rata mínima, para poder medir los más rápidos impulsos de tipo atmosférico, debe ser de 60 millones de muestras por segundo (tiempo de muestreo menor o igual a 17 nanosegundos). En cuanto a la exactitud de las mediciones o registros del tiempo, los relojes internos en los osciloscopios digitales modernos son lo suficientemente estables y precisos como para considerar que no introducen errores.

2.2.5 Cables coaxiales y dispositivos de acople

Varios métodos pueden ser usados para terminar satisfactoriamente los cables de medición, según el tipo de divisor de voltaje. Los circuitos en la **FIGURA 6** se usan comúnmente para el caso de un divisor resistivo [Ref. 1]. Las resistencias R_1 y R_2 forman el divisor de voltaje, la impedancia característica del cable coaxial es Z_0 y las resistencias R_a y R_b se escogen para que no haya, en lo posible, reflexiones de señal a la entrada o salida del cable coaxial. Por ejemplo $R_a + R_2 = Z_0$ y además $R_b = Z_0$.

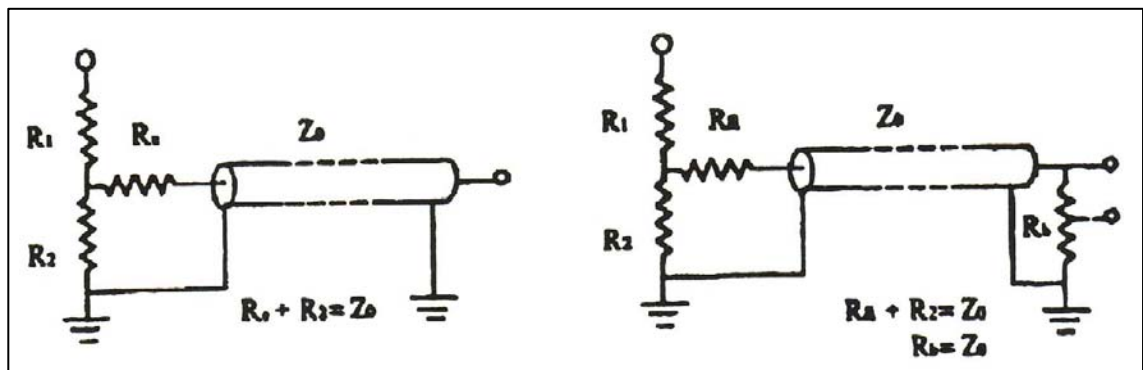


FIGURA 6: Cables coaxiales de medición y terminadores resistivos

En la **FIGURA 7** se muestra la conexión de un divisor resistivo, un cable coaxial de medición, y un osciloscopio alojado en una doble caja de blindaje [Ref. 4], como se recomienda para las instalaciones donde se hacen pruebas de impulso.

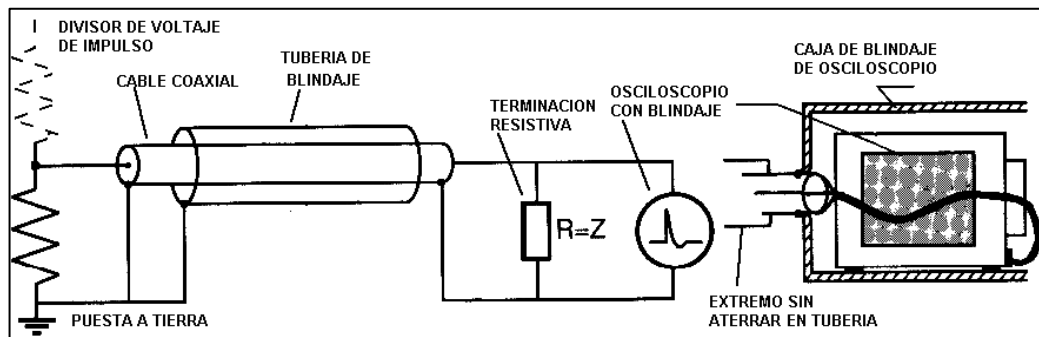


FIGURA 7: Divisor, cable de medición, terminación, osciloscopio, blindaje, tierra

Cualquier cable de medición en el lado de bajo voltaje debe ser coaxial y del tipo de alta frecuencia. La pérdida dieléctrica del aislamiento, la resistencia del conductor interno del cable, y la resistencia de la malla de blindaje pueden introducir errores. El cable debe estar terminado (matched) en uno o ambos extremos para evitar o prevenir reflexiones que podrían resultar en errores de medición. Para divisores resistivos el cable es terminado en el extremo que va hacia el osciloscopio o en ambos extremos como muestra la **FIGURA 6**. Cualquier atenuador o dispositivo en serie al cable debe estar acorde a su impedancia Z_0 .

2.2.6 Circuito de retorno de tierra

Hay normalmente varios puntos en los sistemas de generación y de medición de impulso que están interconectados entre sí y a su vez conectados al terminal de tierra del objeto de

prueba. Es importante que la impedancia entre todos estos puntos se mantenga al menor valor posible. Se debe tener cuidado especial para minimizar la impedancia a tierra de cualquier punto en el circuito de prueba en donde haya grandes corrientes de tierra, como en los terminales de tierra del objeto de prueba, generador de impulso y capacitor de salida del generador (llamado también capacitor de frente). Esto puede ser logrado mediante el uso de aterramiento de punto único, a través de usar grandes laminas metálicas no magnéticas entre los terminales de tierra de los varios componentes del circuito [Ref. 2, p. 132] o por medio de hacer conexiones cortas de tierra hacia una gran lamina metálica o malla que esté sobre, o incluida en, el piso del área de prueba.

2.3 GENERACIÓN DE LA ONDA DE IMPULSO DE TIPO ATMOSFÉRICO

2.3.1 Circuitos generadores de impulso

Aunque existen otros circuitos que pueden generar una onda exponencial de voltaje, la cual puede usarse como un impulso de voltaje de tipo atmosférico [Ref. 2, p. 53], el circuito mas utilizado está formado por dos capacitores, dos resistencias y un interruptor libre de rebotes, o intermitencias de contacto eléctrico entre sus terminales, al ser cerrado. Un capacitor auxiliar (C_e) podría o no ser necesario en paralelo con el objeto, puesto que la capacitancia del objeto de prueba o equipo a ser probado actúa como capacitor C_b .

Los elementos del circuito generador son:

Capacitor Principal (C_s): Es el capacitor que se conecta a una fuente de alto voltaje directo a través de una resistencia limitadora (protectora). Luego de ser cargado C_s se cierra un interruptor. El capacitor se descarga bruscamente y el resto del circuito recibe una energía considerable a una tensión elevada. Los elementos del circuito dan forma a la tensión de descarga del capacitor C_s y así se obtiene un impulso de voltaje en los terminales de salida.

Capacitor de Salida (C_b): Debe ser un capacitor con menor capacidad que C_s y que pueda soportar la tensión total de salida. En los terminales de C_b se encuentra aplicado el impulso generado pues son los terminales de salida del circuito generador. En ocasiones C_b está formado por la combinación en paralelo del objeto de prueba y un capacitor auxiliar C_{aux} . En otras ocasiones el circuito generador no tiene capacitor C_{aux} .

Resistencia serie de etapa (R_d): Es una resistencia que queda colocada en serie al capacitor C_s y al interruptor, cuando el mismo se cierra. A través de ésta circula la corriente que va hacia el objeto de prueba (y a la resistencia R_e , según el tipo de circuito).

Resistencia paralela de etapa (R_e): Es una resistencia que queda colocada en paralelo al capacitor C_s (o al C_b , según el tipo de circuito) cuando se cierra el interruptor .

Interruptor de Esferas (GAP): Se trata de un dispositivo que, al cerrar, completa el circuito de modo que el capacitor C_s que ahora forma parte de la red resistiva-capacitiva compuesta por C_b , R_d , R_e , se descarga. Se pueden utilizar diferentes mecanismos y sistemas para crear tal interruptor. El más utilizado en alto voltaje está formado por dos

esferas metálicas separadas (sphere gap), a través de cuyo espacio salta un arco eléctrico. Dicho arco puede saltar espontáneamente al ser suficientemente elevada la tensión entre esferas o por efecto de una chispa menor que surge en una bujía (trigatrón) en una esfera.

Existen dos esquemas de conexión para el circuito generador y se denominan circuito tipo "A" y tipo "B". El circuito tipo "B" es preferido por tener mayor eficiencia en la producción de un impulso. La ventaja que puede tener el "A" sobre el "B" es la mayor facilidad de cambiar o desmontar las resistencias del circuito generador, pero esto quizás no compensa el hecho de tener menor eficiencia de circuito. En la **FIGURA 8** se muestran ambos circuitos. El circuito tipo "A" tiene a R_e conectada al extremo de R_d ya unido a C_b pero el circuito Tipo "B" tiene a R_e conectada al extremo de R_d ya unido al interruptor. La posición de la resistencia R_e influye en la eficiencia del circuito [Ref. 2, p.57] para producir un voltaje de impulso a partir de la tensión de carga de C_s .

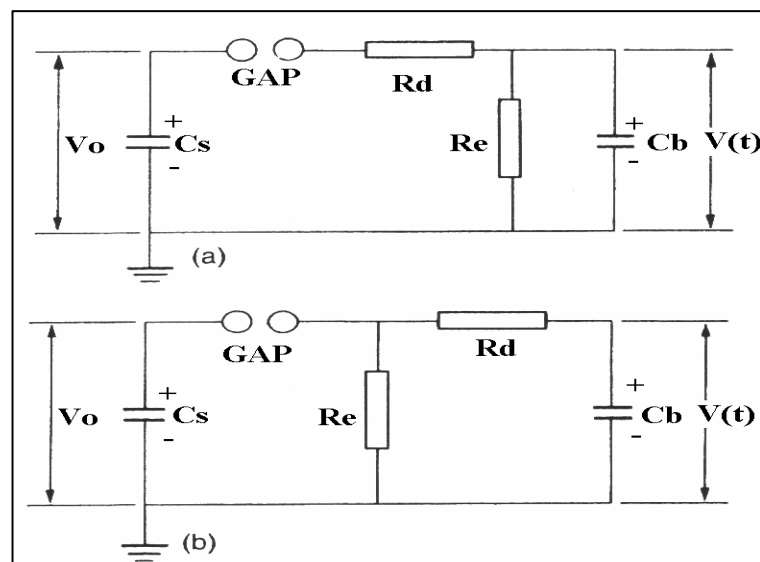


FIGURA 8: Circuitos generadores tipo "A" y tipo "B" de impulso atmosférico

Lo usual es que un generador de impulso tenga varias etapas (circuitos) como los mostrados en la **FIGURA 8**. La conexión de etapas en serie permite lograr mas elevados voltajes de impulso, pues los capacitores se descargan en serie. La conexión en paralelo permite lograr mayores corrientes de descarga. En todo caso, el circuito del generador equivalente representa un escalamiento de los valores de las resistencias y capacitores del generador multietapa. El voltaje y la corriente de salida del generador equivalente deben ser iguales a los del multietapa. Hay generadores multietapa [Ref. 2, p. 67], en Universidades o centros de investigación, de hasta 20 etapas y que producen impulsos de hasta 4 MV pico.

Por ejemplo el esquema de un generador de impulso, formado por cuatro etapas serie idénticas tipo “A”, se muestra en la **FIGURA 9**. El análisis de dicho generador se reduce al de un generador equivalente de una sola etapa como en la **FIGURA 8**. Para esto, la resistencia R_e y R_d del generador equivalente son iguales a 4 veces el valor de la resistencia correspondiente (R_c y R_f) de cualquiera de las 4 etapas, y el capacitor C_s del generador equivalente debe ser igual a $\frac{1}{4}$ del valor del capacitor correspondiente C de cualquiera etapa. El voltaje al que estará cargado el C_s equivalente es 4 veces el voltaje del capacitor correspondiente C de cualquiera etapa. El capacitor C_b del generador equivalente es igual al capacitor C_{aux} del generador de 4 etapas. Las resistencias R del generador multietapa sirven para que los capacitores C sean cargados, en paralelo, con el elevado voltaje directo que produce la fuente AC provista de un diodo rectificador.

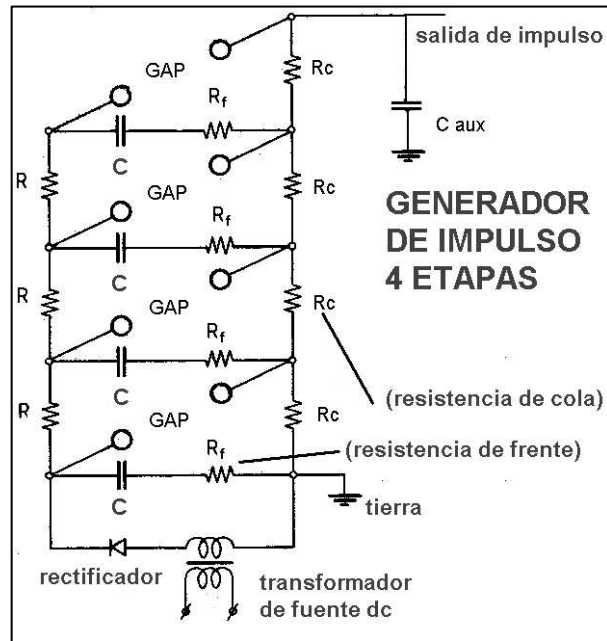


FIGURA 9: Generador de impulso tipo “A” multietapa

Haciendo el análisis de un generador equivalente [Ref. 2, p.54] como el de la **FIGURA 8**, la ecuación de la forma de onda de la tensión en Cs es la onda de impulso de voltaje $V(t)$. Las condiciones iniciales para el circuito son las siguientes:

- 1) El capacitor Cb está descargado.
- 2) El interruptor de esferas está abierto (aun no hay arco eléctrico).
- 3) Cs ya está cargado y la tensión DC entre sus terminales en vacío es V_o .
- 4) Las resistencias Rd y Re están conectadas (el tipo de circuito, "A" o "B", no importa por ahora. Las ecuaciones cambian solo en un término).

Si se analiza el circuito, a partir del instante en que el interruptor se cierra, se tiene la siguiente ecuación en el dominio de la frecuencia (variable s):

$$V(s) = \frac{V_o}{k} * \frac{1}{(s^2 + c * s + d)} \dots\dots\dots(4)$$

En donde:

$$k = R_d * C_b$$

$$d = 1 / (R_d * C_b * R_e * C_s).$$

$$\text{Para el circuito tipo "A" : } c = 1 / (R_e * C_b) + 1 / (R_d * C_b) + 1 / (R_d * C_s)$$

$$\text{Para el circuito tipo "B": } c = 1 / (R_e * C_s) + 1 / (R_d * C_b) + 1 / (R_d * C_s)$$

También se puede escribir la ecuación de V(s) como:

$$V(s) = \frac{V_o}{k} * \frac{1}{(s + 1/TC1) * (s + 1/TC2)} \dots\dots\dots(5)$$

En donde:

$$TC1 = \frac{2}{c - \sqrt{c^2 - 4 * d}} \dots\dots\dots(6)$$

$$TC2 = \frac{2}{c + \sqrt{c^2 - 4 * d}} \dots\dots\dots(7)$$

Siendo $-1/TC1$ y $-1/TC2$ las raíces del denominador de V(s).

La ecuación en el dominio del tiempo, del voltaje en el capacitor C_b es:

$$V(t) = \frac{V_0}{k} * \frac{TC1 * TC2}{TC1 - TC2} * (e^{-t/TC1} - e^{-t/TC2}) \dots\dots\dots(8)$$

Las constantes de tiempo TC1 y TC2 de esta ecuación serán las constantes de tiempo TC1 y TC2 de la onda de impulso de voltaje de tipo atmosférico. En la **FIGURA 10** se muestra la onda de voltaje V(t) y también las dos componentes exponenciales de V(t). Se observan un frente de onda, una cola de onda y un valor pico de voltaje, tal como la norma IEEE-4 especifica para una onda de tensión que se va a usar como impulso.

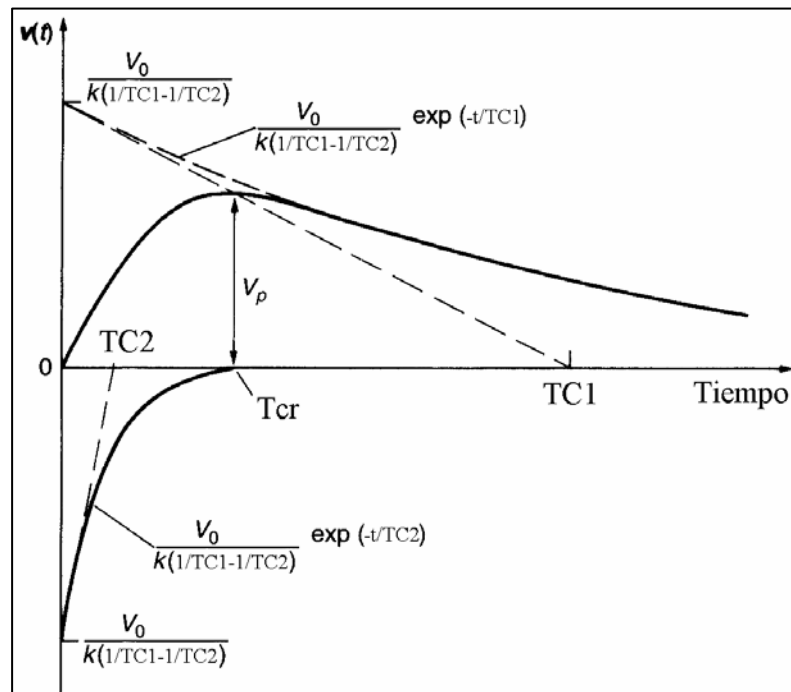


FIGURA 10: Onda de impulso y sus componentes exponenciales

Otras ecuaciones importantes para el circuito resistivo-capacitivo son:

Tiempo al pico Tcr:

Es el valor de tiempo (llamado también tiempo de cresta) para el cual la onda de tensión ha alcanzado el valor máximo de voltaje. La ecuación de T_{cr} se obtiene de derivar $V(t)$ e igualar a cero para hallar el valor de tiempo en el cual ocurre el máximo voltaje de la onda.

$$T_{cr} = \frac{TC1 * TC2}{TC1 - TC2} * \ln(TC1 / TC2) \dots\dots\dots(9)$$

Valor pico de Voltaje :

Se evalúa la ecuación de $V(t)$ en $t = T_{cr}$. Hay que mencionar que el valor pico de la onda no es igual al valor V_o del voltaje directo (tensión de carga DC) que tenía el capacitor C_s antes de descargarse. El valor pico de voltaje es:

$$V(T_{cr}) = \frac{V_o}{k} * \left[\left(\frac{TC1}{TC2} \right)^{-\frac{1}{[(TC1/TC2)-1]}} - \left(\frac{TC1}{TC2} \right)^{-\frac{(TC1/TC2)}{[(TC1/TC2)-1]}} \right] \dots\dots\dots(10)$$

Eficiencia de voltaje del circuito:

La eficiencia se define como $V(T_{cr})/V_o$. Es la razón del máximo voltaje de la onda $V(t)$ en C_b respecto a la tensión directa V_o del capacitor C_s . La ecuación es:

$$\eta(Tcr) = \frac{V(Tcr)}{V_o} = \frac{1}{k} * \left[\left(\frac{TC1}{TC2} \right)^{-\frac{1}{[(TC1/TC2)-1]}} - \left(\frac{TC1}{TC2} \right)^{-\frac{(TC1/TC2)}{[(TC1/TC2)-1]}} \right] \dots\dots\dots(11)$$

Es muy importante aclarar que los valores de TC1 y TC2 no son el tiempo de frente ni el tiempo de cola de un impulso. La norma IEEE-4 usa las variables T1 y T2 para referirse al tiempo de frente y tiempo de cola de un impulso de tipo atmosférico. Debido a que el circuito tipo "B" tiene mayor eficiencia en la producción de un impulso de voltaje [Ref. 2, p.57] como lo muestra la **FIGURA 11**, se va a utilizar solamente éste para el circuito del generador de impulso de voltaje de tipo atmosférico.

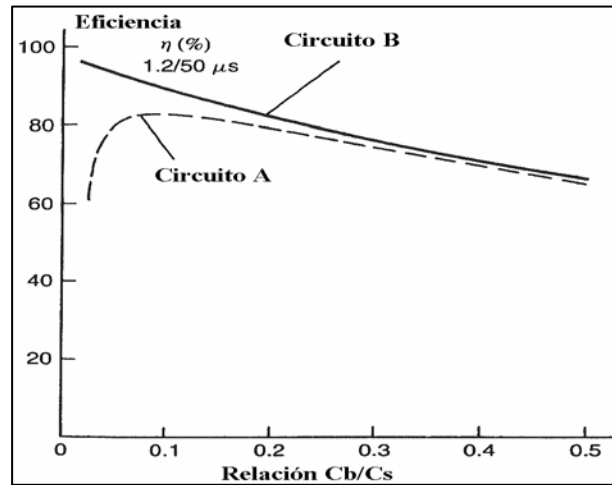


FIGURA 11: Eficiencia de circuitos tipo "A" y tipo "B" versus Cb/Cs

2.3.2 Elementos del circuito generador en función de las constantes de tiempo

Las ecuaciones exactas de las constantes de tiempo TC1 y TC2 del circuito tipo "B" son:

$$TC1 = \frac{1}{2} * (Re * Cs + Re * Cb + Rd * Cb) + \frac{1}{2} * \sqrt{(Re * Cs + Re * Cb + Rd * Cb)^2 - 4 * (Re * Cs * Rd * Cb)} \dots (12)$$

$$TC2 = \frac{1}{2} * (Re * Cs + Re * Cb + Rd * Cb) - \frac{1}{2} * \sqrt{(Re * Cs + Re * Cb + Rd * Cb)^2 - 4 * (Re * Cs * Rd * Cb)} \dots (13)$$

Para que las constantes TC1 y TC2 sean números reales y positivos, debe cumplirse que:

$$[(Rd + Re) * Cb + Re * Cs]^2 > 4 * Rd * Cb * Re * Cs \dots (14)$$

Unicamente con las ecuaciones exactas de TC1 y de TC2 no es posible determinar los elementos Rd, Re, Cb, Cs de un circuito generador que produzca una onda de impulso como la de IEEE-4. Pero si se define "y" como la razón del capacitor Cb al capacitor Cs se puede decir que:

$$TC1 = \frac{1}{2} * Re * (Cs + Cb) * \left(1 + \frac{y}{1 + y} * \frac{Rd}{Re}\right) * \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4 * y}{(1 + y)^2} * \frac{Rd}{Re}}\right) \dots (15)$$

$$TC2 = \frac{1}{2} * Re * (Cs + Cb) * \left(1 + \frac{y}{1 + y} * \frac{Rd}{Re}\right) * \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 * y}{(1 + y)^2} * \frac{Rd}{Re}}\right) \dots (16)$$

Aunque estas ecuaciones exactas aun son muy complicadas, se puede expresar la raíz que aparece en ellas, mediante una serie de Taylor, ya que valores pequeños de Rd/Re y Cb/Cs son típicos en los circuitos que generan impulsos normalizados [Ref. 2, p. 56]. La

serie de Taylor se calcula pero entonces se utiliza solo el primer término. Así se tienen las ecuaciones aproximadas de las constantes de tiempo del circuito tipo “B”:

$$TC1 = Re * (Cs + Cb) * \left(1 + \frac{y}{1+y} * \frac{Rd}{Re}\right) * \left(1 - \frac{y}{(1+y)^2} * \frac{Rd}{Re}\right) \dots\dots\dots (17)$$

$$TC2 = Rd * (Cs * Cb / (Cs + Cb)) * \left(1 + \frac{y}{1+y} * \frac{Rd}{Re}\right) \dots\dots\dots (18)$$

En otras normas (por ejemplo la alemana VDE0433, **Ref. 5**) se han propuesto ecuaciones aproximadas de TC1 y TC2 para el circuito tipo “B” que es mas eficiente:

$$TC1 = Re * (Cs + Cb) \dots\dots\dots (19)$$

$$TC2 = Rd * (Cs * Cb / (Cs + Cb)) \dots\dots\dots (20)$$

y el valor del tiempo de frente T1 y del tiempo de cola T2 están relacionados a tales aproximaciones de TC1 y TC2 mediante unas constantes de proporcionalidad "1/a" y "2/b" que dependen de la relación T1/T2. Es decir, se proponen las ecuaciones:

$$T1 = \frac{2}{b} * Rd * Cs * Cb / (Cs + Cb) = \frac{2}{b} * TC2 \dots\dots\dots (21)$$

$$T2 = \frac{1}{a} * Re * (Cs + Cb) = \frac{1}{a} * TC1 \dots\dots\dots (22)$$

Sin embargo, el uso de $1/a=0.73$ y de $2/b=2.96$ en el caso de la onda de impulso de voltaje de tipo atmosférico normalizada ($T1=1.2 \mu\text{S}$ y $T2=50 \mu\text{S}$) solo sirve para el caso especial en que la razón C_b/C_s sea pequeña. Es decir, las ecuaciones aproximadas para una onda "1.2/50", sin ninguna tolerancia en tiempos de frente y cola, son:

$$R_d * C_b / (1 + C_b / C_s) = 0.405 \mu\text{S} \dots\dots\dots (23)$$

$$R_e * C_s * (1 + C_b / C_s) = 68.5 \mu\text{S} \dots\dots\dots (24)$$

De estas ecuaciones se despeja el valor de dos elementos del circuito, si se conoce el valor de los otros dos. Debe cumplirse además que $C_b \ll C_s$, o sea que C_b/C_s tiende a cero. Pero si la condición de $C_b \ll C_s$ no se puede cumplir, entonces las ecuaciones de VDE0433 arriba descritas no sirven para hallar R_d y R_e y poder generar una onda normalizada según IEEE-4. Se debe recurrir a ecuaciones exactas para la onda normalizada. Para el circuito tipo "B" y con cualquier razón C_b/C_s , se procedió a deducir tales ecuaciones exactas:

$$R_e * C_s = \frac{34.4475}{(1 + C_b / C_s)} * \left[1 + \sqrt{1 - 0.023376 * (1 + C_b / C_s)} \right] \dots\dots\dots (25)$$

$$R_d * C_b = 34.4475 * \left[1 - \sqrt{1 - 0.023376 * (1 + C_b / C_s)} \right] \dots\dots\dots (26)$$

Se puede comprobar en estas ecuaciones que cuando C_b/C_s tiende a cero, se obtiene que:

$$R_e * C_s * (1 + C_b / C_s) = R_e * (C_s + C_b) = 68.5 \mu\text{S}$$

$$Rd * Cb / (1 + Cb / Cs) = Rd * Cb * Cs / (Cs + Cb) = 0.405 \mu S$$

Con respecto a los elementos del circuito de un generador de impulso, en realidad el valor de C_b es el de la capacitancia del objeto de prueba, o la suma de tal capacitancia y la del capacitor C_e adicional de salida que se usa en algunos generadores y se coloca en paralelo al objeto de prueba. El capacitor C_s , por otro lado, se conoce pues en general se escoge para la tensión de trabajo aproximada y nivel de energía almacenada que el generador debe entregar. La norma IEEE-4 recomienda que el valor de C_s sea al menos 5 veces el valor máximo esperado de C_b o sea que $C_b/C_s < 0.2$ al hacer la prueba de impulso.

La resistencia R_e y la resistencia R_d , serían por lo tanto los únicos elementos de circuito a calcular para que una onda de impulso sea aplicada a C_b , con los valores de $TC1$ y $TC2$ deseados. Para hallar R_d y R_e se deben usar las siguientes ecuaciones:

$$Rd = \frac{1}{2 * Cb} * \left[(TC1 + TC2) - \sqrt{(TC1 + TC2)^2 - 4 * TC1 * TC2 * (1 + Cb / Cs)} \right] \dots\dots\dots(27)$$

$$Re = \frac{1}{2 * (Cs + Cb)} * \left[(TC1 + TC2) + \sqrt{(TC1 + TC2)^2 - 4 * TC1 * TC2 * (1 + Cb / Cs)} \right] \dots\dots\dots(28)$$

donde $TC1$ y $TC2$ son las constantes de tiempo de la ecuación del impulso de voltaje $V(t)$ en terminales de C_b . Sin embargo, $TC1$ y $TC2$ no son lo mismo que los parámetros $T1$ y $T2$ (tiempo de frente y tiempo de cola) de la onda de impulso. Lo más conveniente sería poder determinar $TC1$ y $TC2$ a partir de $T1$ y $T2$ y luego hallar R_e y R_d .

2.3.3 Elementos del circuito y eficiencia del mismo para un impulso especificado

Se requiere, a partir de un valor deseado de tiempo de frente T1 y tiempo de cola T2, hallar Re y Rd ya que se conoce la capacitancia Cs del generador de impulso y se puede asumir o estimar un rango de valores probables para la capacitancia Cb del objeto de prueba. Es necesario entonces determinar los valores de las constantes de tiempo circuitales TC1 y TC2 y las constantes de proporcionalidad “1/a” y “2/b”, para poder hallar Re y Rd.

Para obtener lo anterior se resuelve numéricamente, usando una hoja de cálculo, las ecuaciones que definen los tiempos de frente T1 y de cola T2 del impulso y las ecuaciones no lineales que sirven para determinar tres puntos de la onda de impulso (puntos al 30%, 50%, 90% del valor pico o de cresta de voltaje en los terminales de Cb). A partir de tales resultados numéricos, se procede a aplicar un análisis de regresión polinómica mediante hoja de cálculo y así obtener polinomios que relacionen entre si T1, T2, 1/a, 2/b, TC1, TC2. Ahora, asumiendo que al menos se conoce la razón TC1/TC2 de las constantes de tiempo del circuito, se puede definir las siguientes cantidades:

$$\alpha_1 = 1/TC1 \dots\dots\dots(29)$$

$$\alpha_2 = 1/TC2 \dots\dots\dots(30)$$

$$\lambda = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} = \frac{TC1}{TC2} \dots\dots\dots(31)$$

Sustituyendo esto en la ecuación del valor pico de voltaje del impulso, y aplicando lo que

dice la definición de T1 y de T2 según IEEE-4, se obtienen tres ecuaciones no lineales:

$$0.3 * \left[(\lambda)^{\frac{-1}{\lambda-1}} - (\lambda)^{\frac{-\lambda}{\lambda-1}} \right] = (e^{-X})^{\frac{1}{\lambda}} - (e^{-X}) \dots \dots \dots (32)$$

$$0.9 * \left[(\lambda)^{\frac{-1}{\lambda-1}} - (\lambda)^{\frac{-\lambda}{\lambda-1}} \right] = (e^{-Y})^{\frac{1}{\lambda}} - (e^{-Y}) \dots \dots \dots (33)$$

$$0.5 * \left[(\lambda)^{\frac{-1}{\lambda-1}} - (\lambda)^{\frac{-\lambda}{\lambda-1}} \right] = (e^{-Z})^{\frac{1}{\lambda}} - (e^{-Z}) \dots \dots \dots (34)$$

En donde:

$$X = \alpha_2 * t_{30} = t_{30} / TC2 \dots \dots \dots (35)$$

$$Y = \alpha_2 * t_{90} = t_{90} / TC2 \dots \dots \dots (36)$$

$$Z = \alpha_2 * t_{50} = t_{50} / TC2 \dots \dots \dots (37)$$

Los valores iniciales para comenzar a resolver las ecuaciones no lineales son:

$$X=0, Y=0, T_{cr} < Z < (0.5 / 0.367) * (TC1/TC2)$$

La solución de las ecuaciones no lineales da como resultado el valor de X, Y, Z, que se usan para calcular ahora las constantes de proporcionalidad “2/b” y “1/a”. Es decir:

$$2/b = T1 / TC2 = \alpha_2 * T1 = 1.67 * (\alpha_2 * t_{90} - \alpha_2 * t_{30}) = 1.67 * (Z - X) \dots \dots \dots (38)$$

$$\frac{1}{a} = \frac{T2}{TC1} = \alpha_1 * T2 = \alpha_1 * t_{50} + 0.5 * \alpha_1 * t_{90} - 1.5 * \alpha_1 * t_{30} = (Z + 0.5 * Y - 1.5 * X) / \lambda \dots (39)$$

Conociendo TC1/TC2, 1/a, 2/b, puede hallarse entonces el valor de la razón T2/T1:

$$T2/T1 = \left(\frac{1/a}{2/b} \right) * TC1/TC2 \dots \dots \dots (40)$$

La relación entre 1/a, 2/b, TC1/TC2, T2/T1 puede expresarse numéricamente mediante resolver las ecuaciones no lineales (obteniendo por lo tanto diferentes valores de X, Y, Z) para varios valores de la razón TC1/TC2.

El intervalo de valores de la razón de tiempo de cola / tiempo de frente para una onda de impulso “1.2/50” dentro de las tolerancias permitidas por IEEE-4 está entre T2/T1=25.64 (relación 40/1.56) y T2/T1=71.43 (relación 60/0.84). La **TABLA 1** muestra en función de T2/T1 los valores de las constantes de proporcionalidad obtenidos.

En el caso de un valor de TC1/TC2 (o de T2/T1) que no aparezca en la TABLA 1, se puede aplicar una interpolación lineal y entre dos valores de TC2/TC1 (o de T2/T1) que aparezcan en la tabla y entre los cuales esté el valor de TC2/TC1 (o de T2/T1) que se está usando como dato. De esta manera se puede hallar el valor de “1/a” y el de “2/b” que corresponden con el dato dado.

TABLA 1: Valores de 1/a y 2/b en función de T2/T1 y de TC1/TC2

T2/T1 (cola/frente)	1/a	2/b	TC1/TC2
25.57323	0.75701	2.84177	96
26.01962	0.75592	2.84710	98
26.46568	0.75487	2.85228	100
30.91004	0.74613	2.89667	120
35.33089	0.73969	2.93105	140
39.73362	0.73472	2.95859	160
41.05153	0.73344	2.96583	166
41.49056	0.73304	2.96816	168
41.92947	0.73264	2.97044	170
42.36825	0.73225	2.97268	172
42.80690	0.73187	2.97487	174
44.12215	0.73077	2.98124	180
48.49921	0.72754	3.00023	200
52.86679	0.72486	3.01643	220
57.22641	0.72259	3.03042	240
61.57924	0.72063	3.04266	260
65.92622	0.71894	3.05346	280
70.26809	0.71745	3.06307	300
70.70202	0.71731	3.06398	302
71.13590	0.71718	3.06487	304
71.56975	0.71704	3.06575	306

Mediante regresión se ha determinado la dependencia entre $T2/T1$ y $TC1/TC2$. Es decir:

$$TC1/TC2 = 0.0013 * \left(T2/T1\right)^2 + 4.4404 * \left(T2/T1\right) - 18.46 \dots\dots\dots(41)$$

Se puede aproximar esto a la siguiente ecuación que es considerada por quien escribe este trabajo como nueva en la literatura técnica acerca de generadores de impulso atmosférico:

$$TC1/TC2 = 4.5704 * \left(T2/T1\right) - 21.3841 \dots\dots\dots(42)$$

Los valores de la tabla se usan entonces para obtener los polinomios que relacionan las constantes "1/a" y "2/b" con la razón $T2/T1$. Si $T1$ y $T2$ son datos (tiempo de frente y tiempo de cola) se calcula la razón $T2/T1$ y con el valor de "1/a" y "2/b" dado por los polinomios se calculan $TC1$ y $TC2$. Los polinomios son confiables, pues el coeficiente de correlación de cada polinomio es superior a 0.999. En resumen, se ha obtenido mediante regresión que para valores de $T2/T1$ entre 25.57 y 71.56:

$$1/a = -4E-07 * \left(T2/T1\right)^3 + 8E-05 * \left(T2/T1\right)^2 - 0.0052 * \left(T2/T1\right) + 0.8467 \dots\dots\dots(43)$$

(polinomio con coeficiente de correlación 0.9997)

$$2/b = 2E-06 * \left(T2/T1\right)^3 - 0.0003 * \left(T2/T1\right)^2 + 0.0247 * \left(T2/T1\right) + 2.4044 \dots\dots\dots(44)$$

(polinomio con coeficiente de correlación 0.9999)

Por lo tanto también para valores de $T2/T1$ entre 25.64 y 71.24, los cuales definen la onda de impulso “1.2/50” según tolerancias de IEEE-4, tales polinomios son validos. Para hallar las constantes de tiempo $TC1$ y $TC2$, a partir de $T1$ y $T2$, se recurre de nuevo a decir que:

$$TC1 = a * T2 = T2 / (1/a) \dots\dots\dots(45)$$

$$TC2 = (b/2) * T1 = T1 / (2/b) \dots\dots\dots(46)$$

Es decir, al conocer los valores $T1$ y $T2$ que debe tener el impulso, se usan los polinomios para calcular $1/a$ y $2/b$ en función de $T2/T1$ y se calculan $TC1$ y $TC2$ a partir de $T1$, $T2$, $1/a$, $2/b$. Finalmente se hallan Rd y Re . Además se puede calcular la eficiencia del circuito generador de impulso como una función de $TC1/TC2$.

Para los casos donde se conocen Cs y Cb , falta determinar Re y Rd a partir de $TC1$ y $TC2$. Cuando solo se conoce Cs , se debe verificar que Cb (el objeto de prueba y algún capacitor Ce adicional de salida) es menor que $0.2 * Cs$. Es decir, Cs debe ser mayor o igual a $5 * Cb$, como recomienda IEEE-4. Para casos donde no se puede estimar Cb hay que escoger dos limites arbitrarios de la razón $y = Cb/Cs$ como por ejemplo $0 < y < 0.1$. Entonces se calcula un rango de valores de Re y Rd a partir de los valores de Cs , Cb , $TC1$, $TC2$.

2.3.4 Parámetros del impulso generado por un circuito de elementos fijos

Puede haber casos donde un circuito tiene elementos R_e , R_d , C_s , y C_b ya establecidos. Es decir, que no deben cambiarse. Se pueden calcular las constantes de tiempo circuitales $TC1$ y $TC2$ usando las ecuaciones exactas, sin aproximaciones. Conociendo $TC1$ y $TC2$ se tiene la razón $TC1/TC2$ y mediante las ecuaciones que relacionen a $TC1$ y $TC2$ con $T1$ y $T2$, se puede describir completamente la onda de impulso generada por el circuito y también determinar la eficiencia del circuito tipo B como función de la razón $TC1/TC2$. También se puede determinar el valor pico de la onda el cual es función de la razón $TC1/TC2$, del voltaje directo V_o del capacitor C_s , y de k (recordar que $k = R_d * C_b$ en el denominador de la ecuación de $V(t)$). Las ecuaciones para $T1$ y $T2$ son:

$$T1 = (2/b) * TC2 \dots\dots\dots(47)$$

$$T2 = (1/a) * TC1 \dots\dots\dots(48)$$

Aquí “ $1/a$ ” y “ $2/b$ ” se calculan mediante polinomios que ahora son función de $TC1/TC2$. $T1$ y $T2$ son el tiempo de frente y tiempo de cola que tendrá la onda de impulso de voltaje de tipo atmosférico. Para un rango de valores de la razón $TC1/TC2$ entre 96 y 306, los polinomios obtenidos por regresión, usando hoja de calculo, son:

$$1/a = -4E-09 * \left(\frac{TC1}{TC2} \right)^3 + 3E-06 * \left(\frac{TC1}{TC2} \right)^2 - 0.001 * \left(\frac{TC1}{TC2} \right) + 0.8257 \dots\dots\dots(49)$$

$$2/b = 2E-08 * \left(\frac{TC1}{TC2} \right)^3 - 2.5E-05 * \left(\frac{TC1}{TC2} \right)^2 + 0.0048 * \left(\frac{TC1}{TC2} \right) + 2,5044 \dots\dots\dots(50)$$

(polinomios con coeficientes de correlación 0.9999 y 0.9997 respectivamente)

Los valores de $TC1/TC2$ entre 96 y 306 corresponden a razones $T2/T1$ entre 25.57 y 71.56 y por tanto abarcan también el rango de valores entre 25.64 y 71.43. Una onda de impulso cuya razón $T2/T1 = 25.64$ proviene de un circuito cuya razón de constantes circuitales $TC1/TC2 = 96.30$. Dicha onda está dentro de las tolerancias permitidas para la onda “1.2/50”, siendo específicamente la onda “1.56/40”. Una onda de impulso cuya razón es $T2/T1 = 71.43$ proviene de un circuito cuya razón $TC1/TC2 = 305.35$. Nuevamente la onda está dentro de las tolerancias permitidas para la onda “1.2/50”, siendo específicamente la onda “0.84/60”.

2.3.5 Ejemplo con ecuaciones para calcular los tiempos de una onda o viceversa

Se quiere conocer cuanto valen los tiempos de frente $T1$ y de cola $T2$, según IEEE-4, de la forma de onda de un generador de una etapa, cuyos elementos son $Cs=500$ nF, $Cb=2$ nF, $Rd=180$ ohmios, $Re=120$ ohmios.

Aplicando las ecuaciones, las constantes de tiempo son $TC1=60.2414$ μ S y $TC2=0.3585$ μ S y el cociente es $TC1/TC2=168$, y según la TABLA 1 el valor “ $1/a$ ”= 0.73304 y el valor “ $2/b$ ”= 2.96816. Entonces $T2/T1=41.49056$ y se obtiene que $T1=2.96816*0.3585= 1.064$ μ S (frente) y $T2=0.73304*60.2414= 44.15$ μ S (cola). Es decir, el impulso tiene un tiempo de frente que está por debajo de 1.2 μ S en 11.4% y el tiempo de cola está por debajo de 50 μ S en 11.7%. Por tanto, el impulso atmosférico generado está dentro de la tolerancia exigida por la norma IEEE-4 (1.2 μ S $\pm$ 30% para el tiempo de frente, y 50 μ S $\pm$ 20% para el tiempo de cola).

Otra forma de usar las ecuaciones es, por ejemplo, para calcular el valor de R_e y R_d para generar un impulso con valores específicos del tiempo de frente T_1 y de cola T_2 , asumiendo que C_s y C_b son conocidos. Solo hay que calcular las constantes TC_1 y TC_2 , y despejar los valores de R_d y R_e . La IEEE recomienda que C_s sea $> 5C_b$.

Supóngase que se desea generar una onda normalizada o estandar de impulso “1.2/50”. El capacitor C_s del generador es de 500 nF. El capacitor de salida C_b es de 2 nF, lo cual satisface $C_s \gg 5C_b$. Para poder generar el impulso, dentro de las tolerancias indicadas por la norma IEEE-4, se debe calcular los valores de R_d y de R_e . Aplicando las tolerancias, la forma de onda debe estar entre “1.56/40” y “0.84/60”. Es decir, el generador en el peor caso debe poder producir una onda con $T_1=1.56 \mu\text{s}$ y $T_2=40 \mu\text{s}$ o con $T_1=0.84 \mu\text{s}$ y $T_2=60 \mu\text{s}$.

A continuación el calculo para una onda con $T_1=1.2 \mu\text{s}$ y $T_2=50 \mu\text{s}$:

$T_2/T_1=41.6667$ y de la TABLA 1 (usando interpolación lineal) se obtiene que $TC_1/TC_2=168.8026$. Por tanto “1/a” = 0.73288 y “2/b” =2.96907. Entonces $TC_1=50/0.73288 = 68.2240 \mu\text{s}$ y $TC_2= 1.2/2.96907= 0.40416 \mu\text{s}$. De las ecuaciones exactas de TC_1 y TC_2 se despeja que $R_d = 202.9$ ohmios y $R_e= 135.9$ ohmios. Cálculos similares se pueden hacer para el caso de la onda “1.56/40” y la onda “0.84/60”.

CAPÍTULO III

EL LABORATORIO DE ALTA TENSION DE LA UCV

3.1 EL LABORATORIO DE LA ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

En la Escuela de Ingeniería Eléctrica, de la Facultad de Ingeniería, hay en la planta baja un área o local donde se tiene una jaula de Faraday. El laboratorio de alta tensión a su vez está dentro de la jaula. El laboratorio tiene conexiones a la malla de tierra debajo del cemento del área. Dentro de la jaula, el piso está recubierto de una capa de resina epóxica con un cierto porcentaje de carbón, para darle propiedades conductoras. Entre los equipos de alta tensión en el laboratorio se encuentran los siguientes:

- Generador de impulso HAEFELY de seis etapas.
- Mesa de control y comando HAEFELY del generador.
- Divisor resistivo HAEFELY de voltaje de impulso.

Adicionalmente se tiene un osciloscopio digital Tektronix con el cual se observan las ondas de impulso a la salida del divisor de voltaje. Entre el conector BNC de entrada de un canal vertical del osciloscopio y el cable coaxial que proviene del lado o brazo de baja tensión del divisor, se coloca un atenuador resistivo Tektronix para limitar o reducir la amplitud de los voltajes de impulsos que llegan al osciloscopio. El osciloscopio no fue diseñado

específicamente para alta tensión, sino que es del tipo destinado para el uso en electrónica y telecomunicaciones, pero aún así la velocidad de muestreo es adecuada para medir y analizar los impulsos de tipo atmosférico que se producen en el laboratorio.

3.2 EL GENERADOR DE IMPULSO DE SEIS ETAPAS

El generador de impulso, en el laboratorio, no es un circuito tan simple como el que se mostró en el capítulo 1 (en conexión de tipo “B”). El generador tiene una mesa de control y comando, y la fuente de alto voltaje DC del generador es regulada desde dicha mesa. El disparo de los “gap” o interruptores de esferas del generador ocurre en forma espontánea cuando la tensión DC presente entre las esferas supera el valor de rigidez dieléctrica del aire del laboratorio y se produce la ruptura del medio aislante (aire) ocurriendo la chispa o arco eléctrico. Esto ocasiona que las etapas del generador se descarguen en serie.

El generador tiene seis etapas pero, por razones ajenas al desarrollo del presente proyecto, solo se pueden usar hasta tres etapas del mismo. El voltaje de impulso que es posible generar razonablemente, usando tres etapas en serie, es de alrededor de 200 kV pico al energizar el capacitor de cada etapa a una tensión aproximada de 70 kV pues la eficiencia del generador no es del 100 % (aunque cada capacitor puede soportar 75 kV DC o quizás mas, no es prudente exigir tanto al generador). El generador podría producir impulsos de hasta 450 kV pico, al poner en funcionamiento las seis etapas en conexión serie. En la **FIGURA 12** se muestran las dos columnas de esferas de las etapas del generador, con un par de esferas por cada etapa del generador, en el caso de conectar las etapas en serie. Una

de las columnas o cilindros es fija y la otra se puede mover o controlar desde la mesa de comando.



FIGURA 12: Columnas de esferas del generador de impulso (6 pares de esferas)

La fuente de alimentación de alto voltaje DC está formada por un transformador monofásico elevador y un diodo rectificador de alto voltaje, ambos resguardados de contaminación por estar inmersos dentro de una cuba o recipiente metálico lleno de aceite mineral aislante. El diodo puede moverse mediante una palanca para así decidir que polaridad de voltaje DC debe entregar la fuente a los capacitores de las etapas del generador. En general, los capacitores de las etapas son cargados en paralelo por la fuente de alto voltaje DC. El devanado primario del transformador recibe energía AC por un autotransformador (“variac”) ubicado en la mesa de comando. El autotransformador está alimentado por dos fases de un sistema trifásico de 208 V AC.

El voltaje de salida del autotransformador se selecciona al mover la perilla giratoria, unida al “variac”. De esta forma se puede variar a voluntad el valor del voltaje AC obtenido en el devanado secundario del transformador elevador y con ello se define el valor de voltaje DC, con respecto al chasis metálico del generador, a la salida del diodo y que se aplica entonces a los capacitores. A su vez, el chasis metálico se conecta a la toma de tierra del laboratorio, la que actúa como un nodo de tierra para el generador.

Un terminal de cada uno de los capacitores de las etapas se puede conectar al polo positivo (o al negativo, según la posición del diodo) del voltaje DC, a través de unas resistencias de carbón de alto valor (varios kilohmios). El otro terminal de cada capacitor esta prácticamente conectado en DC al chasis del generador mediante las resistencias de “frente” y de “cola”, fabricadas con hilo metálico especial enrollado de forma anti-inductiva. Las resistencias de “frente” (alrededor de 10 ohmios, nominales) y de “cola” (alrededor de 115 ohmios, nominales) contribuyen a determinar, conjuntamente con los capacitores de las etapas y con el capacitor de salida, la forma de onda del impulso a ser generada.

Cada capacitor de etapa tiene un valor nominal de 0.5 microfaradios (μF), pero no se conoce su tolerancia en %, y solo debe soportar el voltaje DC al cual esta cargada dicha etapa o un voltaje de impulso ligeramente inferior a ese valor DC. A la salida del generador se encuentra un capacitor de 2 nanofaradios (valor nominal en nF) llamado “de salida”, y que equivale a “Cb” del circuito generador de una etapa ya visto en el capítulo 1. No se conoce tampoco el valor de la tolerancia, en %, del capacitor de salida del generador. Es importante indicar aquí que el capacitor de salida debe soportar todo el voltaje de impulso

que produce el generador. El capacitor está dimensionado para 450 kV DC y por lo tanto puede soportar al menos impulsos de 450 kV pico.

Adicionalmente, el generador tiene dos resistencias (de tamaño mayor que las resistencias de cola y de frente) formadas por grupos de discos de “morganite”. Cada disco tiene una resistencia nominal de 3 ohmios, con una tolerancia de $\pm 10\%$. La mayor de las dos resistencias se conecta de forma horizontal a la última etapa del generador y tiene 35 discos, para un valor total nominal de 105 ohmios. La menor se conecta verticalmente entre la resistencia ya mencionada y el capacitor de salida, y está formada por 20 discos, para un valor total nominal de 60 ohmios.

En la **FIGURA 13** se muestra una fotografía donde se observan el generador, la fuente de alimentación, un conductor tubular metálico de tipo "conduit" que une al generador con el divisor de voltaje de impulso, y parte del propio divisor de voltaje. El divisor tiene dos anillos toroidales de color gris y tiene una columna resistiva contenida dentro de un cilindro azul pequeño. En la parte superior del divisor de voltaje se encuentra colocada verticalmente la resistencia de amortiguamiento (de alrededor de 260 ohmios) contenida dentro de un cilindro de PVC.

El fondo de la foto es muy oscuro porque las paredes de la jaula de Faraday están pintadas de negro. Las resistencias de cola y de frente se observan en color negro y están montadas en forma de zigzag a un lado de los capacitores de las etapas. Dichos capacitores están contenidos dentro del cilindro azul grande. A la derecha del cilindro se observa el contenedor gris de la fuente de voltaje DC, y en la parte superior del cilindro se observan,

en color gris, las resistencias horizontal y vertical formadas por discos de “morganite” contenidos en tubos de un material similar a la fibra de vidrio. El capacitor de salida no se observa pero está alineado justamente con la resistencia vertical. Se observa también una de las dos columnas de esferas metálicas de cobre pulido de 100 mm de diámetro, que sirven como interruptores o “gap” de las etapas del generador.



FIGURA 13: Foto del generador de impulso, de la fuente DC, y del divisor de voltaje

En la foto se ve además que el terminal de salida, en forma de cilindro azul vertical pequeño, de la fuente de voltaje DC tiene un pequeño electrodo de cobre con forma semiesférica, para que la densidad de campo eléctrico no sea muy elevada y no se produzcan descargas o ramificaciones (streamers) por causa del alto voltaje DC presente en dicho terminal cuando se están cargando las etapas del generador.

En caso de que ya no se necesite operar más el generador, es posible descargar los capacitores mediante una varilla metálica cuyo movimiento se controla desde la mesa de comando. Dicha varilla, al moverse, se conecta en serie a una resistencia de alambre metálico, de alrededor de 21 kilohmios, y a través de ella se descargan hacia el chasis del generador (que a su vez está conectado a tierra) los capacitores. La resistencia limita tal corriente de descarga a un valor seguro para el generador. Se observa dicha resistencia en la foto como una columna o cilindro vertical gris cercano al terminal azul vertical de la fuente DC. Es muy importante aclarar que el alto voltaje DC de la fuente siempre está presente en el electrodo semiesférico y solo deja de estar allí cuando se apaga el generador mediante la mesa de control y comando. Es entonces que la varilla se mueve, para que la resistencia de 21 kilohmios quede “aterrada” al chasis del generador y se vayan descargando los capacitores.

Tanto para impulsos como para el caso de drenar cargas parásitas y/o drenar voltajes DC, la conexión entre el chasis del generador y el nodo de tierra del laboratorio es un conductor cilíndrico de cobre (de 3.1 m de longitud y 0.573 cm de diámetro) que se fija en el nodo mediante las tuercas mariposa que tienen los terminales de toma de tierra en dicho nodo.

En la **FIGURA 14** se muestra en el extremo inferior izquierdo de la foto la varilla delgada para descarga, que está cerca de un relé o interruptor negro. Mas hacia la derecha se observa un conductor tubular de metal que une a la fuente DC con el terminal o borne del capacitor de la primera etapa. En esta foto se observa que los capacitores de la primera y segunda etapa se van a conectar en paralelo mediante la barra metálica que “sube” desde la primera hacia la segunda etapa. Hacia el centro de la foto se ve casi completa una de las

resistencias grises de carbón que sirve para cargar en DC a los capacitores de las siguientes etapas del generador. También se pueden ver los conductores flexibles de cobre que van hacia las esferas. Es importante indicar aquí que uno de los dos cilindros azules en donde se instalan las esferas tiene una posición fija pero el otro cilindro (que está mas cercano a la resistencia gris de carbón) gira alrededor de un eje y esto permite variar a voluntad la distancia o separación en mm, que hay entre las esferas en los cilindros o columnas.

Mientras mayor sea el voltaje DC al que se cargan los capacitores, mayor debe ser la separación entre esferas y mayor será el valor pico o máximo del impulso de tipo atmosférico que se generará cuando salten los arcos eléctricos entre las esferas. Para que los arcos eléctricos salten se puede ir incrementando lentamente el voltaje de carga DC de los capacitores o se puede ir reduciendo, mediante un mecanismo motor que hace girar al cilindro que forma la columna móvil, variando así la distancia entre esferas.



FIGURA 14: Resistencia para carga DC de capacitores y varilla delgada para descarga

La fuente de alto voltaje DC del generador consiste de un transformador monofásico elevador, en serie con un diodo semiconductor. Los datos de placa de la fuente DC son:

Voltaje nominal de salida=75 kV, a una corriente nominal=10 mA en operación continua.

Voltaje AC primario=208 V, a una potencia de entrada=2250 VA.

Dentro del recipiente metálico o cuba que contiene al transformador y al diodo se encuentra un divisor de alto voltaje DC, formado por dos resistencias en serie. El terminal central de dicho divisor tiene salida al exterior del contenedor y por lo tanto se puede usar para medir un voltaje que es directamente proporcional a la tensión DC que se aplica a los capacitores.

Desde la mesa de control y comando del generador, ubicada a unos cuantos metros de distancia del propio generador y del divisor de voltaje, se regula o determina el voltaje DC que se aplica a los capacitores, la distancia entre las columnas de esferas, y el encendido y apagado de la fuente DC. En la **FIGURA 15** se muestra la mesa, fabricada por HAEFELY, y tiene una serie de instrumentos indicadores de tipo analógico (agujas):

-Voltaje de entrada AC del devanado primario del transformador elevador de la fuente DC

-Corriente AC de entrada al devanado primario de dicho transformador

-Voltaje al que están cargados los capacitores de las etapas (en kilovoltios DC)

-Distancia en mm que hay entre las columnas de esferas de cobre

Además de los indicadores, la mesa tiene interruptores que permiten encender y/o apagar el generador, pulsadores para hacer que la columna móvil de esferas se acerque o aleje de la columna fija, y pulsadores para hacer que la varilla metálica se mueva y provoque la descarga en DC de los capacitores cuando ya no se va a usar mas el generador.

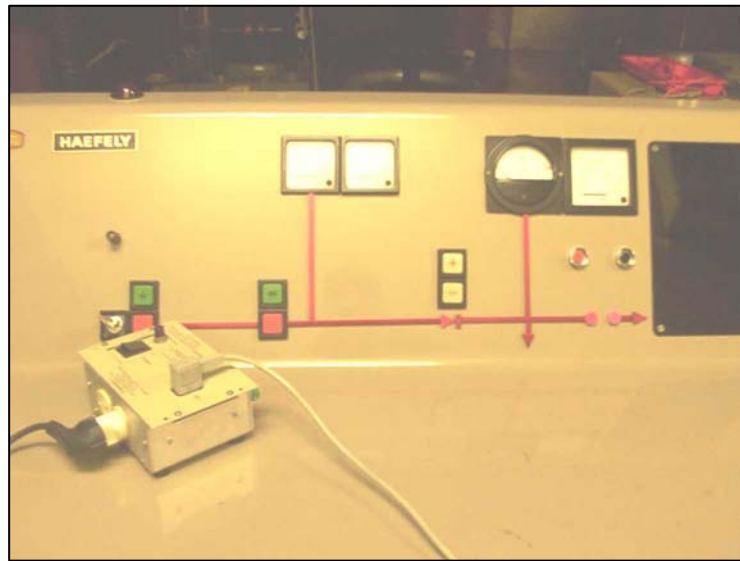


FIGURA 15: Mesa de control y comando del generador de impulso

3.3 EL DIVISOR DE VOLTAJE DE IMPULSO

En la **FIGURA 16** se muestra la foto de la parte superior del divisor resistivo que se conecta al generador y al capacitor de salida mediante el conductor tubular "conduit" (suspendido desde el techo del laboratorio por medio de aisladores). En la parte superior del divisor resistivo hay una resistencia vertical de amortiguamiento fabricada en la UCV usando elementos discretos, o sea, resistencias óhmicas de carbón de pequeño tamaño y

valor, en conexiones serie-paralelo. La resistencia de amortiguamiento está alojada dentro de un tubo de PVC.

El divisor tiene dos anillos toroidales de material similar a la fibra de vidrio, recubiertos de una película o pintura plateada que es conductora eléctrica. Estos anillos contribuyen a homogeneizar la distribución del campo eléctrico en la vecindad de la columna o cilindro azul que contiene a la resistencia, de alambre metálico enrollado de forma anti-inductiva, del brazo de alto voltaje del divisor. Los anillos además agregan cierta capacitancia en paralelo a esta resistencia.



FIGURA 16: Parte superior del divisor de voltaje, con la resistencia amortiguadora

En la parte inferior del cilindro azul, esta conectada la resistencia de carbón, anti-inductiva, del brazo o lado de bajo voltaje. La resistencia está dentro de un conector metálico grueso de tipo LEMO que actúa como blindaje y allí se enchufa otro conector que corresponde a un extremo del cable coaxial RG8U Times Wire que va desde el divisor hacia los atenuadores resistivos Tektronix. El otro extremo de los atenuadores se enchufa en el conector BNC de cualquiera canal vertical del osciloscopio digital Tektronix. En la **FIGURA 17** se observa la parte inferior del divisor, el conector LEMO, y el cable coaxial.



FIGURA 17: Parte inferior del divisor, con conector LEMO y cable coaxial

El divisor esta diseñado para soportar impulsos de hasta 450 kV pico, cuando la resistencia de amortiguamiento es de 200 ohmios. El valor nominal de la resistencia del brazo o lado de alto voltaje del divisor es de 31 kilohmios y el valor nominal de la resistencia del lado de bajo voltaje es de 50 ohmios (se supo que originalmente, mucho antes del inicio del

presente proyecto, su valor era de 75 ohmios. El cambio de valor lo hizo un profesor de la UCV, mediante añadir en paralelo a los 75 ohmios algunas resistencias de carbón y metal).

En cuanto a la impedancia característica del cable coaxial RG8U, se sabe que ésta es de 52 ohmios, por lo cual el cambio de resistencia permite un mejor acople entre el divisor y el cable coaxial, además de que ocasiona que cambie la razón o relación de división de voltaje en comparación al valor “nominal” de fabrica. En cuanto a la conexión del divisor de voltaje con el nodo de tierra del laboratorio, se utiliza una lámina ancha de cobre, de poco espesor, y que se observa también en la parte inferior derecha de la foto que representa la **FIGURA 17**. Dicha lámina se fija en el nodo de tierra mediante las tuercas mariposa que tienen los terminales de toma de tierra en dicho nodo.

El divisor de voltaje se conecta con el capacitor de salida del generador de impulso, a través de un conductor tubular flexible de metal de tipo conduit. Este “conductor de alto voltaje” actúa como línea de transmisión entre el generador y el divisor, y no debe presentar efecto corona. La impedancia característica debe ser lo mas constante posible a lo largo de la longitud de la línea. La resistencia de amortiguamiento a usar en el laboratorio había sido construida en la UCV, previamente a la realización de este proyecto, y su valor es tal que no ocurren excesivas reflexiones de voltajes y corrientes en la línea de transmisión, ya que la onda de impulso va a viajar desde el terminal de salida del generador hasta el terminal de entrada del brazo superior de la resistencia del divisor de voltaje. En la **FIGURA 16** se observa dicho conductor que actúa como línea de transmisión de alto voltaje.

3.4 EL ATENUADOR Y TERMINADOR RESISTIVOS Y EL OSCILOSCOPIO

A la salida del cable coaxial de 52 ohms se conecta un atenuador resistivo Tektronix, formado por tres resistencias de carbón en conexión PI o “delta”. La relación de atenuación de voltajes es de 1:5 (pero en dB es 1:10). Aproximadamente, los valores medidos de dos de las resistencias son 51 ohmios y la tercera resistencia mide 82 ohmios. Además, de ser necesario se puede conectar una resistencia “terminadora” Tektronix de 50 ohmios a la salida del atenuador, lo que contribuye a aumentar la atenuación presentada a la señal de impulso de voltaje llega al conector BNC de entrada del osciloscopio. La resistencia de entrada del osciloscopio es de 1 megaohmio, en paralelo con 13 pF. El atenuador y la resistencia se insertan o van colocados entre el cable coaxial y el conector BNC.

El osciloscopio digital Tektronix TDS3012 tiene las siguientes características:

- Digitalizadores separados, pues cada canal vertical del osciloscopio tiene su propio digitalizador, y puede operar desde una velocidad muy baja hasta la mayor velocidad de muestreo.
- Adquisición normal, que permite adquirir o muestrear hasta 10.000 puntos de la forma de onda, en un solo canal.
- Adquisición por disparo rápida, para adquirir o muestrear hasta 3.000 formas de onda por cada segundo, en un solo canal.
- Pantalla de cristal liquido LCD a color, con resolución de 640 por 480 puntos o pixeles.

- Cursores en pantalla para facilitar mediciones de voltaje, tiempo, y frecuencia.

- Botones de menú, con diversas funciones tanto para la medida como para el registro y almacenamiento de formas de onda observadas.

El osciloscopio digital se va a usar para observar y guardar las formas de onda de los impulsos de tipo atmosférico de alto voltaje que se generan en el laboratorio. Este tipo de impulsos, desde el punto de vista del osciloscopio, son señales de voltaje que no son periódicas (como podría serlo una tensión sinusoidal AC) ni son de valor constante (como podría serlo una tensión DC) sino que mas bien son de aparición única, con forma exponencial y teniendo en ocasiones cierto componente oscilatorio. Las oscilaciones en la onda se deben a las inductancias y capacitancias inevitablemente presentes en el circuito formado por el generador y el divisor y demás componentes que intervienen en una prueba de impulso de alto voltaje. El osciloscopio se va a colocar dentro de una jaula pequeña de Faraday, independientemente de que ya todo el laboratorio está dentro de una jaula de Faraday también. Para poder observar y almacenar tales ondas, se va a recurrir a la característica de adquisición por disparo, para un solo evento u onda a la vez (single-shot).

Las ondas adquiridas son mostradas en la pantalla y puede decidirse si descartarlas o almacenarlas. En caso de almacenarlas, a cada onda le corresponde un archivo digital y el tipo de extensión puede ser escogido por el usuario del osciloscopio. Por ejemplo, la extensión “.BMP” como gráfico o imagen, o la extensión “.DJ” para que el archivo se pueda imprimir en una impresora de inyección de tinta Deskjet, o la extensión “.CSV” para que el archivo se guarde y poder luego verlo en una hoja de calculo. Hay otras extensiones

mas que son posibles, para esta función de almacenamiento de archivos. El osciloscopio tiene una unidad de diskette incorporada, de modo que los archivos creados se pueden pasar de la memoria del osciloscopio al propio diskette insertado por el usuario.

3.5 LA NORMA IEEE-1122 Y LAS CARACTERÍSTICAS DEL OSCILOSCOPIO

La norma IEEE-1122 (“Standard on digital recorders for measurements in high-voltage impulse tests”) trata acerca de las mediciones en pruebas de impulso de alto voltaje usando registradores digitales [Ref. 3, Ref. 7]. Como registrador digital se entiende a cualquier equipo que contenga lo siguiente: un convertidor análogo a digital, una memoria, un circuito de temporización formado por un reloj de alta frecuencia o por un circuito de barrido analógico o por ambos.

Además el registrador puede estar equipado con atenuadores, amplificadores, una pantalla, y un puerto de salida para interfase a otros dispositivos. También puede tener incorporado un elemento para registro permanente de datos, como una unidad de diskette, o un grabador digital en cassette, o tener conexión a una impresora o un plotter. Muchas de estas características las tiene el osciloscopio digital Tektronix que se va a usar en la fase final del proyecto, para registrar las formas de onda .

La norma define como condiciones normales de operación para el instrumento registrador:

- Temperatura ambiente entre 5 y 40 grados Celsius
- Humedad relativa del ambiente entre 10% y 90%

- Voltaje de alimentación AC debe tener tolerancia de $\pm 10\%$ (RMS) o $\pm 12\%$ (pico)
- Frecuencia de la fuente de alimentación igual a la frecuencia nominal del sistema AC

Estas condiciones se cumplen en el laboratorio de la UCV, puesto que la temperatura indicada por el termómetro estuvo alrededor de los 23-30 grados Celsius durante la realización del presente proyecto, y la humedad relativa medida con un higrómetro nunca sobrepasó el 80%. Adicionalmente, las regulaciones o leyes en cuanto a la calidad del servicio eléctrico en Venezuela especifican un $\pm 10\%$ de tolerancia de voltaje y una tolerancia mucho mas estricta en cuanto a la frecuencia en Hz, para el suministro de energía a los consumidores finales en baja tensión de 120 V monofásicos o 208 V AC trifásicos. Específicamente, el generador de impulso recibe energía a partir de un autotransformador alimentado en baja tensión AC.

Las especificaciones técnicas del osciloscopio Tektronix TDS3012 dicen que el máximo voltaje tolerable a la entrada de cualquier canal vertical, ingresando por el conector BNC, es de 150 Vrms o 400 Vpico-pico, teniendo el osciloscopio una resistencia de entrada de 1 megaohmio. Si se colocase un adaptador de impedancia al osciloscopio de modo que la resistencia de entrada fuese de 50 ohmios, entonces el máximo voltaje a soportar sería solamente 5 Vrms, con picos de voltaje menores a ± 30 V. En el caso de aplicar ondas sinusoidales de régimen permanente, hay que “de-ratear” o reducir el valor de voltaje de entrada al canal vertical, hasta solamente 13 V pico-pico a frecuencia de 3 MHz o superior.

La resolución de los digitalizadores de cualquier canal del osciloscopio es de nueve bits (un poco mejor que los osciloscopios de ocho bits). Esto significa que el error en amplitud

vertical, en que se incurre al digitalizar un punto de una onda o señal analógica a ser medida, es de $\pm 1/512$, o sea menos de 0.2%. La norma IEEE-1122 recomienda que la resolución del equipo usado para registrar las ondas sea de 0.4% o mejor (es decir, $< 1/250$), a plena escala de pantalla, para el caso de pruebas de impulso donde solo se vayan a medir los parámetros de la onda (voltajes y tiempos). Sin embargo, para pruebas que impliquen la comparación de registros la norma recomienda una resolución de 0.2% o mejor. Al tener el osciloscopio TDS3012 digitalizadores de nueve bits, cumple con la norma IEEE-1122, pues ofrece una resolución igual o mejor que 0.2%.

La “velocidad” o rata de muestreo de los digitalizadores del TDS3012 puede ir, según las especificaciones técnicas, desde 100 muestras/segundo hasta 1000 millones de muestras/segundo (1 GS/s) en el modo de adquisición normal. En el modo de adquisición por disparo rápida, la “velocidad” puede estar entre 5 muestras/segundo y 1250 millones de muestras/segundo (o sea 1.25 GS/s), según la base de tiempo horizontal escogida. La norma IEEE exige que la rata de muestreo sea no menor a 30 muestras/microsegundo, lo que equivale a 30 millones de muestras/segundo o "30 MegaSamples/Sec". Si el osciloscopio se usa con una base de tiempo de 1 microsegundo/división (por ejemplo, para ver un frente de onda de impulso de tipo atmosférico) en modo de adquisición normal la “velocidad” es, según las especificaciones técnicas, 1000 muestras / microsegundo.

En cuanto al ancho de banda del osciloscopio (relacionado a la máxima velocidad de muestreo) cuando la resistencia de entrada es de 1 megaohmio, dicho ancho es de 100 MHz para los rangos de medición de 2mV/div hasta 1V/div. El ancho de banda del osciloscopio cumple con los requerimientos de la norma IEEE-1122.

No solo es importante la precisión en la digitalización, sino la exactitud en la presentación en pantalla. El “amplificador vertical” de cualquier canal del osciloscopio tiene una precisión o ganancia en DC de $\pm 2\%$, ante temperaturas de operación entre 18 y 28 grados Celsius, para los modos de adquisición de tipo “sample” o muestra. La precisión de medición de cantidades DC para el canal vertical, en este modo de tipo “sample” es de:

$$\pm [0.02 * (\text{valor absoluto de lectura} - \text{“offset”}) + \text{precisión del “offset”} + 0.15 \text{div} + 0.6 \text{mV}]$$

y la precisión del “offset” es de:

$$\pm [0.005 * (\text{posición del “offset” o desplazamiento}) + 0.1 \text{div}]$$

De esto se puede deducir u observar que el osciloscopio es preciso, en el eje vertical, en un orden de cerca del 2% o sea alrededor de 0.02 veces la magnitud a medir en voltios.

Las especificaciones técnicas dicen que el tiempo de subida calculado de la respuesta del osciloscopio es de 3.5 nanosegundos, lo cual prácticamente no se nota en comparación con los tiempos de frente de un impulso típico de tipo atmosférico, y puede por lo tanto descartarse o no tomarse en cuenta. Para el caso de las mediciones a realizarse en el laboratorio el osciloscopio puede modelarse o representarse como un circuito RC paralelo (1 megaohmio y 13 pF, según las especificaciones técnicas). La norma IEEE 1122 solamente exige al respecto que la impedancia de entrada del osciloscopio sea igual o sea acorde (match) a la del cable coaxial, o que dicha impedancia de osciloscopio esté formada

por una resistencia mayor a 1 megaohmio y en paralelo con una capacitancia menor a 50pF.

Por lo tanto, el osciloscopio TDS3012 cumple esta exigencia de la norma IEEE.

3.6 ESQUEMA COMPLETO DEL GENERADOR DE IMPULSO Y LA FUENTE

En la **FIGURA 18** se observa un esquema (igual al del equipo en la UCV) que consta de un generador, fuente DC, transformador ajustable (“variac”), y dispositivos para conectar/desconectar energía. Se puede ver conectado en la primera etapa del generador un medidor de voltaje (en KV). En el lado de entrada AC del transformador elevador se pueden ver los medidores de voltaje y de corriente. La energía AC se le suministra a la mesa de control mediante dos fases de un transformador delta-estrella.

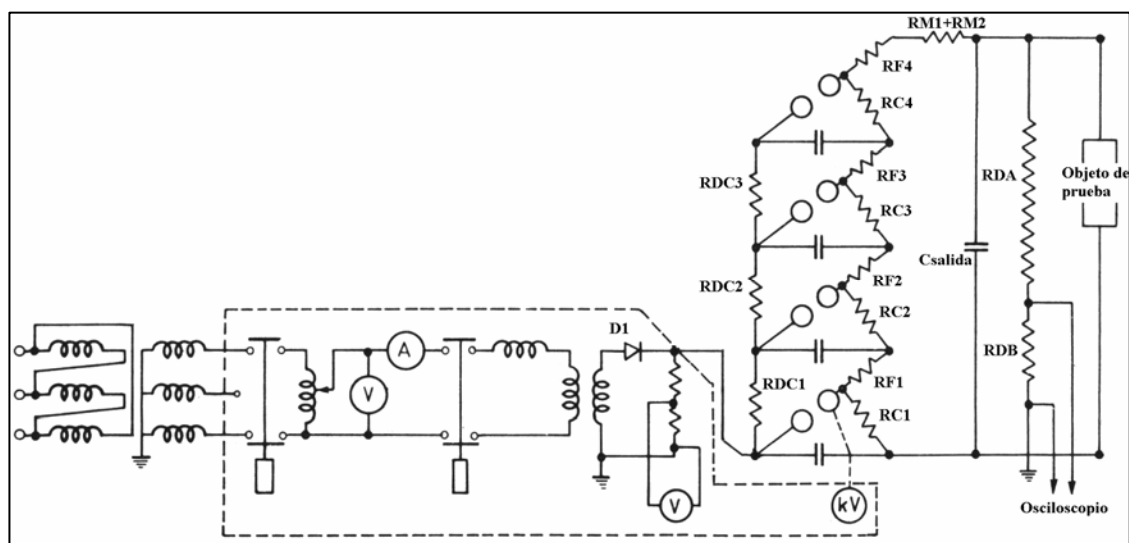


FIGURA 18: Esquema eléctrico del generador de impulso y su alimentación DC/AC.

CAPÍTULO IV

MEDICIONES REALIZADAS Y EQUIPOS UTILIZADOS

4.1 EQUIPOS USADOS PARA REALIZAR LAS MEDICIONES

Se usaron equipos de dos fuentes y algunos se muestran en las **FIGURAS 19 a 26**.

1) Primera fuente: equipos propios de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la UCV:

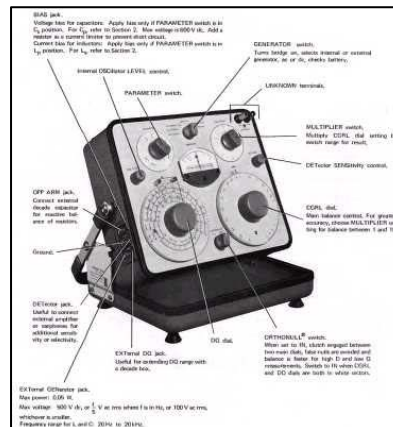


FIGURA 19: Puente de impedancias analógico “General Radio” 1650-B (usado)



FIGURA 20: Osciloscopio digital Tektronix TDS3012, con muy poco uso.

-Voltímetros y Amperímetros de la mesa de control del generador (Ver **FIGURA 15**)

2) Segunda fuente: equipos traídos por el estudiante de postgrado que realizó este Trabajo



FIGURA 21: Multímetro digital FLUKE 73 Serie II autorango, nuevo.



FIGURA 22: Multímetro digital FLUKE 87 TRUE-RMS autorango, con poco uso.



FIGURA 23: Punta resistiva FLUKE 80K-40 para medir alto voltaje, con poco uso.



FIGURA 24: Multímetro digital GOLDSTAR DM313 autorango, con poco uso.



FIGURA 25: Puentes de impedancia analógico LCR-740 y digital ELC-120, con poco uso.



FIGURA 26: Oscilador sinusoidal Hewlett Packard HP204D, con poco uso.

-Fuente de voltaje DC estabilizada “Power One”, para 40 V DC, con poco uso.

-Watímetro analógico monofásico/DC GANZ modelo HEWA-2, para AC y DC, nuevo.

Otros elementos traídos por el estudiante fueron herramientas, cables, conectores, etc.

4.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DE INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN

-Puente de impedancias analógico “General Radio” 1650-B: Es un equipo construido en la década de 1960 y funciona con baterías. Puede usar onda sinusoidal propia de 1 kHz u onda externa de hasta 20 kHz. Las especificaciones se indican en la **TABLA 2**:

TABLA 2: Especificaciones del puente de impedancias General Radio 1650-B

Variable a ser medida	Precisión usando DC	Precisión usando oscilador propio a 1 kHz
Capacitancia: de 1pF a 1100 μ F, serie o paralela, en 7 rangos.	N/A	$\pm 1\% \pm 1\text{pF}$
Inductancia: de 1 μ H a 1100H, serie o paralela, en 7 rangos.	N/A	$\pm 1\% \pm 1\mu\text{H}$
Resistencia: De 1m Ω a 1.1M Ω , en 7 rangos.	$\pm 1\%$, de 1 Ω a 100 k Ω	$\pm 1\% \pm 1\text{m}\Omega$
Factor de Disipación D a 1 kHz: De 0.001 a 1, para C serie. De 0.1 a 50, para C paralela.	N/A	$\pm 5\% \pm 0.001$, a 1 kHz y a menores frecuencias
Factor Q a 1 kHz: De 0.02 a 10, para L serie. De 1 a 1000, para L paralela.	N/A	1/Q tiene precisión de $\pm 5\% \pm 0.001$, a 1 kHz y a menores frecuencias

-Osciloscopio digital Tektronix TDS3012: Las características mas relevantes del instrumento son su rata o “velocidad” de muestreo (puede llegar a tomar mas de 1000 millones de muestras por segundo, es decir 1GS/seg, pero con una velocidad de alrededor de 100 MS/seg ya es suficiente para medir impulsos de tipo atmosférico), la cantidad de bits (9) con la que produce los valores digitales equivalentes de la señal analógica muestreada, y el porcentaje de error en cualquier canal vertical (error menor a $\pm 2\%$).

-Voltímetros y Amperímetros analógicos de la mesa de control y comando del generador HAEFELY, para voltajes y corrientes DC y/o AC sinusoidales de 60 Hz: Se trata de voltímetros y amperímetros con precisión del orden del 1%.

-Multímetro digital FLUKE 73 Serie II: Las especificaciones se muestran en la **TABLA 3**. Para voltajes y corrientes AC el multímetro FLUKE 73 tiene en respuesta del tipo promedio (average), calibrada al valor RMS de una señal u onda de entrada sinusoidal. Las especificaciones, según el fabricante, valen para temperaturas entre 18 y 28 grados Celsius.

TABLA 3: Especificaciones del multímetro digital FLUKE 73 Serie II

Impedancia paralela de entrada RC	$R > 10 \text{ M}\Omega$, $C < 50 \text{ pF}$
Voltaje DC, entre 0V y 1000V, en 4 rangos	$\pm 0.4\% \pm 1$ dígito
Corriente DC, entre 0A y 10A, en 3 rangos	$\pm 1.5\% \pm 2$ dígitos
Voltaje AC, entre 0V y 750V, en 4 rangos	$\pm 2\% \pm 2$ dígitos, entre 45 Hz y 500 Hz.
Corriente AC, entre 0A y 10A, en 1 rango	$\pm 2.5\% \pm 2$ dígitos, entre 45 Hz y 1 kHz
Resistencia, hasta $3.2 \text{ M}\Omega$, en 5 rangos	$\pm 0.5\% \pm 2$ dígitos

-Multímetro digital FLUKE 87: Las especificaciones se muestran en la **TABLA 4**.

Es un multímetro de respuesta eficaz verdadera, con presentación de 4 y medio dígitos. En caso de medir ondas no sinusoidales, el error es de $-(2\% \text{ de lectura} + 2\% \text{ escala plena})$.

TABLA 4: Especificaciones del multímetro digital FLUKE 87 true-rms

Impedancia paralela de entrada RC	$R > 10 \text{ M}\Omega$, $C < 50 \text{ pF}$
Voltaje DC, entre 0V y 1000V, en 4 rangos	$\pm 0.1\% \pm 1$ dígito
Corriente DC, entre 0A y 10A, en 4 rangos	$\pm 0.2\% \pm 2$ dígitos
Voltaje AC, entre 0.4 y 1000V, en 4 rangos	$\pm 0.7\% \pm 2$ dígitos, entre 50 y 60 Hz.
Corriente AC, entre 0A y 10A, en 4 rangos	$\pm 1\% \pm 2$ dígitos, entre 45 Hz y 2 kHz
Resistencia, hasta 40 k Ω , en 3 rangos	$\pm 0.2\% \pm 2$ dígitos
Resistencia, de 40 k Ω a 4 M Ω	$\pm 0.6 \pm 1$ dígito
Capacitancia, de 10pF a 0.5 μ F, en 3 rangos	$\pm 1\% \pm 3$ dígitos
Capacitancia, de 0.5 μ F a 5 μ F	$\pm 1.9\% \pm 3$ dígitos
Frecuencia, de 0.5 Hz a 200 kHz	$\pm 0.005\% \pm 1$ dígito

-Multímetro digital Goldstar DM313: Las especificaciones se muestran en la **TABLA 5**.

TABLA 5: Especificaciones del multímetro digital Goldstar DM313

Impedancia paralela de entrada RC	$R = 10 \text{ M}\Omega$, C no especificada
Voltaje DC, entre 0V y 1000V, en 5 rangos	$\pm 0.5\% \pm 2$ dígitos
Corriente DC, entre 0A y 0.2A, en 2 rangos	$\pm 0.75\% \pm 2$ dígitos
Corriente DC, entre 0.2A y 10 A	$\pm 1.5\% \pm 5$ dígitos

Voltaje AC, entre 0V y 1000V, en 5 rangos	$\pm 0.75\% \pm 3$ dígitos, entre 50 y 60 Hz.
Corriente AC, entre 0A y 0.2A en 2 rangos	$\pm 1\% \pm 5$ dígitos, entre 50 y 60 Hz
Corriente AC, entre 0.2A y 10 A	$\pm 2\% \pm 7$ dígitos, entre 50 y 60 Hz
Resistencia, hasta 2 M Ω , en 5 rangos	$\pm 0.75\% \pm 1$ dígito

-Punta resistiva FLUKE 80K-40: En conjunto con un multímetro digital FLUKE, esta punta se comporta como un divisor resistivo de relación 1000:1. Esto permite medir voltajes hasta de 40 kV DC o de hasta 28 kV AC pico, usando el multímetro en las escalas de 40V o similares. La resistencia de entrada de la punta FLUKE es de 1000 megaohmios. La precisión de la punta es de $\pm 2\%$ para DC entre 0 V y 20 kV, de $\pm 1\%$ entre 20 kV y 35 kV, y de $\pm 2\%$ entre 35 kV a 40 kV. En el caso de AC es $\pm 5\%$ siempre.

-Watímetro analógico monofásico/dc GANZ, modelo HEWA-2, para potencia AC y DC: Tiene una precisión de 0.5%, para la medición de potencias de hasta 120 W.

-Puente de impedancias analógico “Leader” LCR-740: Es un equipo construido en la década de 1980 y funciona con batería de 9V. Puede utilizar onda sinusoidal propia de 1 kHz u onda externa de hasta 40 kHz. Las especificaciones se muestran en la **TABLA 6**.

TABLA 6: Especificaciones del puente de impedancias Leader LCR-740

Variable a ser medida	Precisión usando DC	Precisión usando oscilador propio a frecuencia de 1 kHz
Capacitancia: De 1 pF a 11000 μ F, serie o paralela, en 8 rangos. (mínima resolución 1pF)	No aplica	$\pm 0.5\% \pm 0.1\%$ de plena escala (6 rangos: de 1nF a 100 μ F) $\pm 1\% \pm 0.1\%$ de plena escala (en el rango de 100pF) $\pm 3\% \pm 0.1\%$ de plena escala (en el rango de 1000 μ F)
Inductancia: De 0.1 μ H a 1100H, serie o paralela, en 8 rangos. (mínima resolución 0.1 μ H)	No aplica	$\pm 0.5\% \pm 0.1\%$ de plena escala (6 rangos: de 100 μ H a 10H) $\pm 1\% \pm 0.1\%$ de plena escala (en el rango de 100H) $\pm 3\% \pm 0.1\%$ de plena escala (en el rango de 10 μ H)
Resistencia: De 0.01 Ω a 11M Ω , en 7 rangos. (mín. resolución: 0.01 Ω)	Igual que en AC de 1 kHz	$\pm 0.5\% \pm 0.1\%$ de plena escala (6 rangos: 1 Ω a 100 k Ω) $\pm 1\% \pm 0.1\%$ de plena escala (en rango de 1M Ω)
Factor de Disipación D, a 1kHz: (D: de 0.1 a 30, en dos rangos).	No aplica	$\pm 10\% + 3$ divisiones de escala
Factor de calidad Q, a 1 kHz: (Q: de 0.1 a 30, en dos rangos).	No aplica	$\pm 10\% + 3$ divisiones de escala

-Oscilador sinusoidal Hewlett Packard 204D : Se trata de un oscilador sinusoidal de alta precisión y pureza de forma de onda. La señal producida se puede variar en amplitud desde 0V hasta alrededor de 5V RMS o más, ya que tiene atenuadores seleccionables. La resistencia de salida es de 600 ohmios. La frecuencia se puede variar, en seis décadas, desde 1.2 Hz hasta 1.2 MHz. La distorsión en la forma de onda es de 0.1%, para frecuencias entre 30 Hz y 100 kHz, y es menor de 1% entre 100 kHz y 1.2 MHz.

-Puente digital de impedancias “Escort ELC-120”: Se trata de un puente digital, que opera con un microprocesador similar al de los voltímetros digitales. Tiene siete rangos o escalas, en décadas, para la medición de resistencias, inductancias, y capacitancias. Los rangos o escalas usadas para la medición de resistencias (hasta 20 megaohmios) tienen una precisión de 0.5%. Los rangos o escalas usadas para la medición de inductancias (hasta 200 H) tienen una precisión de 1%. Los rangos o escalas usadas para la medición de capacitancias (hasta 200 μ F) tienen una precisión de 1%.

4.3 MÉTODOS USADOS PARA REALIZAR MEDICIONES

Se midieron, usando en ocasiones más de un método, los valores de las resistencias de “cola” y de “frente” del generador, las resistencias de los dos brazos del divisor de voltaje de impulso, la resistencia de amortiguamiento, las resistencias de discos de “morganite” del generador, las resistencias de carbón para cargar en DC los capacitores del generador, la resistencia para descargar los capacitores (que está conectada en serie a la varilla móvil), y las resistencias del atenuador resistivo Tektronix.

Los métodos usados para medir resistencias fueron tanto el directo como el indirecto, y la forma de realizar las mediciones fue mediante:

- Uso del óhmetro
- Uso simultaneo del voltímetro y del amperímetro
- Uso del puente de impedancias

Se midió la inductancia de las resistencias de frente y de cola del generador. Para esto se usó el puente de impedancias.

Se midieron, usando en ocasiones más de un método, los valores de los capacitores de las etapas del generador, el valor del capacitor de salida del generador, la capacitancia parásita de las etapas del generador, la capacitancia parásita de la columna de esferas, y también la capacitancia “paralela” del divisor de voltaje de impulso.

Los métodos usados para medir resistencias fueron tanto el directo como el indirecto, y la forma de realizar las mediciones fue mediante:

- Uso simultaneo del voltímetro AC y del amperímetro AC
- Uso del puente de impedancias

Se midieron, usando en ocasiones más de un método, los valores del voltaje de la fuente de alimentación DC (prácticamente igual a los voltajes DC en los capacitores del generador).

Los métodos usados para medir voltajes fueron de tipo directo (mediante los divisores de voltaje resistivos, ya sea en forma de punta FLUKE o en forma de resistencias internamente conectadas en serie entre el diodo de la fuente DC y el chasis del generador) y la forma de realizar las mediciones fue mediante:

- Uso del voltímetro DC, calibrado en kV, de la mesa de control y comando del generador
- Uso de la punta FLUKE 80K-40 y un multímetro digital

4.4 COMO MEDIR LAS RESISTENCIAS ELÉCTRICAS DE LOS EQUIPOS

Se midieron las resistencias del generador y del divisor de voltaje de impulso.

4.4.1 Resistencias del generador de impulso (cola, frente, carga y descarga DC)

Consultando la literatura al respecto, no se halló ninguna norma técnica que indique detalles de como hacer la medición de estas resistencias, fabricadas con alambre metálico (las de frente y de cola) o con carbón (resistencias de carga DC y de descarga DC). Como se sabe que cualquier resistencia eléctrica tiene cierta dependencia con la temperatura, las resistencias del generador de impulso deberían estar energizadas durante un tiempo tal que su temperatura se estabilice.

Para ello, se procede a alimentar con tensión DC (o AC, según haya disponibilidad) durante cinco minutos a cada resistencia. El valor de tiempo de cinco minutos fue tomado o deducido a partir de lo que especifican las normas IEEE respecto a las pruebas de máquinas

eléctricas rotativas (IEEE Std. 112 y 113), dado que los devanados de las máquinas tienen un componente resistivo y se debe alcanzar una temperatura estable en los devanados, antes de proceder a probar tales máquinas. Se utiliza un termómetro para ir monitoreando la temperatura de cada resistencia del generador mientras es probada.

Cuando ya la temperatura es estable, se varía hacia abajo el valor del voltaje DC o AC aplicado a la resistencia y se mide la corriente. Se comienza desde arriba hacia abajo, en cuanto a las magnitudes de voltaje aplicado, porque así la temperatura de la resistencia sufrirá el menor cambio posible. Es decir, cuando ya la resistencia está lo suficientemente caliente sin llegar a ponerla en peligro, claro está, el ir disminuyendo la corriente a través de la resistencia no afectará mucho la temperatura. La constante térmica de la resistencia es lo suficientemente alta como para que el tiempo necesario para hacer mediciones no sea un problema. Es decir, se miden el voltaje y la corriente y con ello se conoce la resistencia. Para cada resistencia se hace un promedio de varias mediciones de voltaje y corriente.

Otra forma de medir resistencias es mediante el puente de impedancias, analógico o digital. La resistencia, calentada a una temperatura apropiada, se conecta al puente y se observa la lectura. También se pueden medir las resistencias mediante el uso de un multímetro digital.

4.4.2 Resistencias del divisor de voltaje de impulso (brazos de alta y baja tensión)

Se procede a alimentar con tensión DC (o AC, según haya disponibilidad) durante cinco minutos a cada resistencia y se miden el voltaje y la corriente. También se puede usar el puente de impedancias, y el óhmetro de un multímetro digital.

4.4.3 Resistencia de amortiguamiento

Para ello, se procede a alimentar con tensión DC (o AC, según haya disponibilidad) durante un tiempo (cinco minutos) la resistencia de amortiguamiento, formada por un conjunto de pequeñas resistencias en conexión serie-paralelo, y se miden el voltaje y la corriente. También se puede usar el puente de impedancias, y el óhmetro de un multímetro digital.

4.4.4 Resistencias del atenuador Tektronix

Para medirlas, se procede a usar el óhmetro de un multímetro digital.

4.5 COMO MEDIR LA INDUCTANCIA DE LAS RESISTENCIAS

Se va a medir la inductancia de las resistencias de “frente” y de “cola” del generador de impulso pues se presume que podría afectar la forma de onda del impulso a ser generado, en comparación con la forma de onda teórica dada por las ecuaciones, que fueron presentadas en un capítulo anterior, siendo planteadas y deducidas asumiendo que la inductancia del generador puede descartarse. Como no se dispone de las especificaciones técnicas dadas por el fabricante del generador, tampoco se conoce el orden de magnitud de las inductancias parásitas. Una regla “gruesa” que se usa en ingeniería de alta tensión para pruebas de impulso es asumir que la inductancia vale 1 microhenrio por cada metro de conexión galvánica. Es decir, cada metro de conexión metálica, en el generador o en los cables usados como conductores o líneas, que esté en el camino de la onda de impulso representa 1 microhenrio [Ref. 7, p. 23].

Se procede a medir las inductancias usando el puente de impedancias, ya sea el analógico o el digital o ambos. En el caso del puente analógico, se usa el oscilador sinusoidal que viene dentro del instrumento (puente) a una frecuencia de 1 kHz, para medir las inductancias. Luego se usa el oscilador HP204D para alimentar al puente a una frecuencia elevada para que la reactancia inductiva de las resistencias sea más apreciable (pero que al mismo tiempo la reactancia debida a las capacitancias parásitas del hilo resistivo no sea apreciable) y se procede de nuevo a medir la inductancia de cada resistencia. La frecuencia del HP204D se mide con un frecuencímetro digital que tiene el multímetro FLUKE 87.

4.6 COMO MEDIR LAS CAPACITANCIAS DE LOS EQUIPOS

4.6.1 Capacitor de salida y capacitores de las etapas del generador de impulso

Se procede a medir todos los capacitores usando el puente de impedancias, ya sea el analógico o el digital o ambos. En el caso del puente analógico, se usa el oscilador sinusoidal que viene dentro del instrumento (puente) a una frecuencia de 1 kHz, para medir las capacitancias. Luego se usa el oscilador HP204D para alimentar al puente a una frecuencia lo más elevada posible, y se procede de nuevo a medir cada capacitancia. La frecuencia del oscilador HP204D con que el puente analógico va a funcionar se mide con un frecuencímetro digital que tiene el multímetro FLUKE 87.

Otra forma de hallar el valor de los capacitores es mediante aplicar un voltaje AC y medir la corriente y el voltaje y la frecuencia y entonces calcular cada capacitancia. Para esto se

utilizan los multímetros digitales. También se procede a medir los capacitores usando el multímetro digital FLUKE 87 como capacímetro.

4.6.2 Capacitancias parásitas del generador de impulso

La medición de las capacitancias parásitas como tales no es simple. Sus valores dependen inclusive de la posición de ciertos objetos y equipos, que físicamente están relativamente cercanos al generador de impulso. Sin embargo, y dado que la posición de algunos de esos objetos no siempre es la misma, se ha optado por asumir que las capacitancias parásitas más importantes son aquellas formadas entre las propias etapas del generador (interetapas). Se espera que con esta aproximación, basada en el hecho de que a mayor distancia entre objetos menor es su capacitancia mutua, se pueda analizar el generador y formular un modelo aceptable para las prácticas y labores didácticas en el laboratorio.

Se procede a medir las capacitancias “parásitas” entre etapas, considerándolas como capacitancias mutuas y por lo tanto determinadas por las distancias entre etapas y por la posición de las dos columnas de esferas de cobre. Se va a usar el puente de impedancias, ya sea el analógico o el digital o ambos. En el caso del puente analógico, se usa el oscilador sinusoidal que viene dentro del instrumento (puente) a una frecuencia de 1 kHz, para medir las capacitancias. Luego se usa el oscilador HP204D para alimentar al puente a una frecuencia lo más elevada posible, y se procede de nuevo a medir cada capacitancia. La frecuencia del oscilador HP204D con que el puente analógico va a funcionar se mide con un frecuencímetro digital que tiene el multímetro FLUKE 87. También se procede a medir las capacitancias usando el multímetro digital FLUKE 87 como capacímetro.

4.6.3 Capacitancia del divisor de voltaje de impulso

Para el divisor de voltaje de impulso, la presencia de dos anillos toroidales implica la existencia de capacitancias. El anillo inferior está galvánicamente conectado al chasis del divisor, que a su vez se conecta con una lámina de cobre a la tierra del laboratorio y al chasis del generador de impulso. La capacitancia del anillo respecto a tierra quizás puede ignorarse por estar aterrado. El anillo superior tiene una capacitancia propia dada por la geometría del anillo y del divisor, y tiene capacitancias parásitas con respecto a cada objeto que esté relativamente cerca. Los anillos contribuyen a homogeneizar la distribución del campo eléctrico alrededor de la columna resistiva del divisor. Entonces la distribución de voltajes y corrientes en el divisor será mejor, porque el efecto de las capacitancias distribuidas de la columna resistiva, con respecto a tierra, será menos pronunciado.

Dado que el divisor debería colocarse a una cierta distancia del generador y del objeto de prueba (aislador cerámico o polimérico, un descargador de sobretensiones o “pararrayos”, etc.) y de otros objetos cercanos, se va a asumir que las capacitancias mas importantes son aquellas del anillo superior con respecto a la columna y con respecto al anillo inferior aterrado. Se va a medir la capacitancia del divisor como si se tratase de una sola capacitancia “total”, concentrada. También es posible calcular la capacitancia del anillo superior con respecto a la tierra del laboratorio, porque el piso del laboratorio está recubierto de una sustancia conductora (resina epóxica mezclada con carbón) y actúa como una gran placa paralela de capacitor que está aterrada. El circuito equivalente exacto de un divisor resistivo de voltaje de impulso es muy complicado, formado por una serie de circuitos RLC distribuidos y se debe recurrir entonces a aproximaciones. Para el caso el

divisor en el laboratorio, se va a plantear un circuito simplificado. La capacitancia se puede medir usando un puente de impedancias.

4.7 VALORES MEDIDOS DE VOLTAJE, CORRIENTE, RESISTENCIA, INDUCTANCIA, Y CAPACITANCIA

Los valores medidos se van a registrar en varias tablas. Algunos de esos valores permiten el cálculo de las resistencias y capacitancias. Otros valores medidos son ya directamente los de las resistencias, inductancias, y capacitancias, de los equipos (generador y divisor). En algunos casos, los valores hallados son el resultado de promedios de las mediciones.

4.7.1 Valores de las resistencias y valores de los voltajes y corrientes de prueba

Antes de medir las resistencias del generador y del divisor, se quiso comprobar de forma indirecta, si el multímetro digital (el FLUKE 73, por ejemplo) podría dar lecturas muy confiables. Se pudo usar como patrón una resistencia de 2000 ohmios que tiene una precisión de $\pm 0.5\%$ y al medirla, la lectura del multímetro fue de 2000 ± 1 ohmios, lo cual satisface lo indicado por las especificaciones del fabricante del instrumento. Asimismo, el multímetro digital FLUKE 87 y el Goldstar DM313 dieron lecturas acordes a lo esperado.

4.7.1.1 Medición de las resistencias mediante multímetro digital

Las resistencias de carbón que sirven para cargar en DC a los seis capacitores del generador, cuando se usan 6 etapas en serie, se van a denominar RDC1, RDC2, RDC3,

RDC4, RDC5, RDC6 (que estaba dañada). La resistencia de carbón que, conjuntamente con la varilla delgada, sirve para descargar a tierra los capacitores se denomina RDV. La resistencia de amortiguamiento, que se añade al terminal superior del divisor de voltaje de impulso, fue fabricada en la UCV aproximadamente en el año 1993 a partir de combinaciones serie-paralelo de muchas resistencias de pequeña potencia (0.25W a 0.5W). La resistencia de amortiguamiento se va a denominar RA. Los valores de todas las resistencias, medidos con el FLUKE 73, se muestran en la **TABLA 7**.

TABLA 7: Valor medido de resistencias de carga y descarga DC y amortiguamiento

Resistencia a ser medida en Ω	RDC1	RDC2	RDC3	RDC4	RDC5	RDC6	RDV	RA
						*		
Lectura en la pantalla	1672	7.67 k	8.33 k	920	5.87 k	44.1 k	20.9 k	264.8
	± 1	± 0.01 k	± 0.01 k	± 1	± 0.01 k	± 0.01 k	± 0.01 k	± 0.1

Las resistencias de alambre metálico que sirven para definir las constantes de tiempo, del circuito RC múltiple del generador (y por tanto los valores de los tiempos de “frente” y de “cola” según la norma IEEE-4) se denominan respectivamente RF1, RF2, RF3, RF4, RF5, RF6, RF7 (de repuesto*), RC1, RC2, RC3, RC4, RC5, RC6, RC7 (de repuesto*).

Las dos resistencias grandes formadas por discos de “morganite”** y que se colocan entre la última etapa del generador y el capacitor de salida se van a denominar RM1 y RM2. Es muy importante indicar aquí que RM1 y RM2 también intervienen en la determinación de las constantes de tiempo del circuito generador y por lo tanto en los tiempos de “frente” y

de “cola”, pero con mas efecto específicamente en el tiempo de “frente” que en el “cola”.

Por esto se incluyen en la **TABLA 8**, de valores de las resistencias de “frente” y de “cola”.

La resistencia del lado o brazo de alto voltaje del divisor se va a denominar RDA y se presume que está fabricada con alambre metálico especial. La resistencia del lado o brazo de bajo voltaje era originalmente, mucho antes del inicio del presente proyecto, de 75 ohmios y había sido fabricada de carbón. Debido a la adición en paralelo de otras resistencias de carbón de pequeña potencia, también antes del inicio del proyecto, la resistencia total del lado de bajo voltaje pasó a valer 50 ohmios. Dicha resistencia total se va a denominar RDB y consiste casi totalmente de carbón y algo de metal, y está completamente blindada dentro del conector LEMO en la parte inferior del divisor. Los valores de todas las resistencias, medidos con el FLUKE 73, se muestran en la **TABLA 8**.

TABLA 8: Valores medidos de las resistencias propias del generador y del divisor

Resistencia a ser medida en Ω	RF1	RF2	RF3	RF4	RF5	RF6	RF7	RM1	RM2
							*	**	**
Lectura en la pantalla FLUKE	9.8	9.9	10.0	10.0	9.9	10.1	9.9	106.9 ± 0.1	61.7 ± 0.1
Resistencia a ser medida en Ω	RC1	RC2	RC3	RC4	RC5	RC6	RC7	RDA	RDB
							*		*
Lectura en la pantalla FLUKE	115.8 ± 0.1	114.2 ± 0.1	112.8 ± 0.1	171.8 ± 0.1	115.0 ± 0.1	114.1 ± 0.1	341 ± 1	30.9 $\pm$.01 k	50.8

En cuanto al atenuador resistivo Tektronik, de 50 ohmios, que se conecta al osciloscopio, las tres resistencias que internamente lo conforman (denominadas RT1, RT2, RT3) están conectadas en forma de PI. RT2 es la resistencia horizontal en la PI y RT1 y RT3 son las resistencias en vertical. Adicionalmente, se midió la resistencia del conductor interno y del externo del cable coaxial RG8U que va entre el divisor de voltaje y el atenuador. La impedancia del cable es de 52 ohmios (asumiendo que no haya cambiado mucho con el paso de los años, por envejecimiento de los materiales del cable). Los valores de todas las resistencias se muestran en la **TABLA 9**. Además del atenuador, se usa a veces una resistencia Tektronix de "50 ohmios" como terminadora de impedancia (matching resistor).

TABLA 9: Resistencias del atenuador Tektronix y del cable coaxial RG8/U

Atenuador Tektronix de "50 Ω " (conexión PI)	RT1 vertical: 60.8 Ω	RT2 horizontal: 246.5 Ω	RT3 vertical: 60.8 Ω
Cable coaxial RG 8/U (aproxim. 7 metros)	Conductor interno: 0.2 Ω	Conductor externo o malla: 0.35 Ω	Impedancia Zo teórica: Zo=52 Ω

4.7.1.2 Medición de las resistencias mediante voltímetro y amperímetro digital

Se aplica una tensión DC o AC conocida a la resistencia que se quiere probar, y se espera hasta que la temperatura de la resistencia se estabilice. Entonces se mide la corriente a través. El cociente da como resultado el valor de resistencia, en forma indirecta, mediante la ley de Ohm. Otra forma de hallar el valor de la resistencia es mediante aplicar un voltaje

ajustable, e ir midiendo la corriente para una serie de valores de tensión. Se procede a formular la ecuación de una recta usando como puntos los valores medidos de tensión y corriente, y la pendiente de dicha recta es el valor de la resistencia.

Las resistencias de carbón que sirven para cargar en DC a los capacitores del generador (RDC1, RDC2, RDC3, RDC4, RDC5, RDC6), la resistencia RDV que sirve para descargar los capacitores, la resistencia de amortiguamiento (RA), las resistencias de alambre metálico que determinan parcialmente el “frente” y “cola” de la onda (RF1, RF2, RF3, RF4, RF5, RF6, RF7 de repuesto, RC1, RC2, RC3, RC4, RC5, RC6, RC7 de repuesto), y las dos resistencias de discos de “morganite” (RM1, RM2), se miden usando el método del voltímetro y amperímetro.

No se probaron con este método las resistencias de los brazos del divisor de voltaje de impulso (RDA y RDB). Sin embargo, dado que el divisor soporta impulsos de tipo atmosférico de 300 kV pico y su resistencia RDA es de prácticamente 30.9 kilohmios, entonces la corriente pico de impulso a través del divisor es de 9.70 amperios. Si se hace un calculo sencillo relacionado con la energía térmica que la resistencia del brazo de alto voltaje debe soportar, para una onda de impulso estándar de voltaje pleno de tipo atmosférico 1.2/50, se tiene que:

$$E = R * \int_{t=0}^{t=T} I^2 dt$$

La corriente a través de la resistencia tiene la forma de un impulso 1.2/50 con valor pico de 9.70 amperios y una duración “total” (hasta llegar a menos de 1% del valor pico) de 350 microsegundos. La energía disipada en la RDA es de 103.9 joules. Para que una corriente DC pueda entregar la misma energía, pero en un tiempo T de 350 microsegundos, su valor debería ser de 3.10 amperios. Para este caso la tensión DC aplicada durante 350 microsegundos a la RDA debería ser de 95.79 kV DC, lo cual no es práctico debido a la magnitud de tal voltaje y a las complicaciones que involucraría el poder manejar durante exactamente 350 microsegundos una tensión DC así y luego hacer que tienda a cero abruptamente. Una opción sería mas bien que una corriente DC pueda entregar también esa misma energía pero en un tiempo T , de algunos segundos, que sea lo suficientemente corto como para que la resistencia RDA no tenga oportunidad de disipar la energía hacia el medio ambiente. Esto se hizo así para reproducir en cierto grado lo que ocurre en RDA durante los 350 microsegundos de duración “total” del impulso de 300 kV de tipo 1.2/50.

Por ejemplo, para un tiempo de 5 segundos (valor escogido arbitrariamente) el valor de la corriente DC debería ser de 58 miliamperios y la tensión DC aplicada durante 5 segundos a la RDA sería de 1792 V DC, lo cual es mucho mas manejable tanto por magnitud de voltaje como por control mas preciso del tiempo de aplicación. Si se quisiera mas bien que el tiempo de duración fuese, por ejemplo, de un minuto entonces la corriente DC sería 7.49 miliamperios y la tensión aplicada DC sería 231.3 voltios DC. Sin embargo, quizás un minuto es un tiempo tan “largo” que permite que la resistencia RDA tenga oportunidad de ir disipando en forma de calor la energía recibida, y por lo tanto no se podría lograr que la RDA almacene 103.9 joules. En todo caso, una vez calentada la resistencia hasta el nivel de

energía que se desea, se procede a medir la tensión aplicada DC y la corriente DC. El cociente da como resultado un valor de RDA de forma mas “realista” en cuanto a energía.

Valores de voltaje y corriente para las resistencias RDC1 a RDC6 y la resistencia RDV:

Se conectó una fuente regulada DC a la resistencia a probar. La fuente es muy estable pues tiene un ripple o rizado de solo 1 mV, cuando la tensión es de 12V DC siendo la corriente de 100 mA DC. Se mide la tensión en la resistencia con el multímetro FLUKE 73 y la corriente con el multímetro Goldstar DM313. Los valores medidos están en la **TABLA 10**.

TABLA 10: Voltaje y corriente DC para las resistencias RDC1 a RDC6 y RDV

Resistencia(Ω)	RDC1	RDC2	RDC3	RDC4	RDC5	RDC6	RDV
Voltaje (V)	12.04	12.06	12.06	12.06	12.03	12.05	12.00
Corriente (mA)	7.01	1.57	1.43	13.01	2.10	0.28	0.57

Luego se hizo otro grupo de mediciones para las resistencias de “cola”, pero usando una tensión AC, y no se probó la resistencia RC7 (que se tiene solo como repuesto) ni la RDV. Se dejó circular corriente AC, como ya se ha dicho, durante cinco minutos, y se procedió a medir la caída de tensión en la resistencia con el multímetro FLUKE 73. La corriente se midió con el multímetro FLUKE 87 true-rms. Ver valores rms medidos en la **TABLA 11**.

TABLA 11: Voltaje y corriente AC para las resistencias RDC1 a RDC6

Resistencia(Ω)	RDC1	RDC2	RDC3	RDC4	RDC5	RDC6	RDV
Voltaje (V)	220.4	221.5	221.5	220.6	221.3	220.6	N/A
Corriente (mA)	185	30	61.7	287	58	6.1	N/A

Valores de voltaje y corriente para la resistencia de amortiguamiento RA:

Se aplicó 220 VAC a la combinación serie de RA y un grupo de capacitores. A los dos minutos (no 5 minutos) de haberse aplicado la tensión se revisó el termómetro unido a parte de la resistencia. La lectura fue mayor a 43 grados Celsius pero no se pudo conocer el valor exacto. Inmediatamente se midió la corriente (0.23 A, usando el multímetro FLUKE 73) y la tensión en RA (65.0 V usando el multímetro FLUKE 73). El cociente da como resultado 282.6 ohmios. Se apagó la fuente de 220 V y se esperó a que la resistencia llegase a una temperatura de 43 grados (límite superior del termómetro usado). Entonces se midió su valor usando el multímetro FLUKE 73 y se obtuvo un valor de 264.5 ohmios.

Valores de voltaje y corriente para las resistencias de “frente” RF y de “cola” RC:

Se conectó la fuente DC PowerOne a la resistencia a probar. La fuente es muy estable pues tiene un rizado de solo 1 mV, cuando la tensión es de 12V DC, siendo la corriente de 100 mA DC. Se mide la tensión aplicada con el multímetro FLUKE 73 y la corriente con el multímetro Goldstar DM313 (escala 200 mA). Los valores están en las **TABLAS 12 y 13**.

TABLA 12: Voltaje y corriente DC para las resistencias de “frente” del generador

Resistencia (Ω)	RF1	RF2	RF3	RF4	RF5	RF6	RF7
Voltaje (V)	0.999	1.002	1.002	0.971	1.007	0.974	0.97
Corriente (mA)	99.4	101.6	101.7	96.7	100.9	98.2	95.3
Voltaje (V)	1.520	1.499	1.500	1.515	1.504	1.517	1.502
Corriente (mA)	151.2	152.0	152.3	150.8	150.7	152.9	147.5
Voltaje (V)	1.996	1.966	1.955	1.989	1.990	1.933	2.019
Corriente (mA)	198.6	199.4	198.6	198.0	199.4	194.8	198.2

TABLA 13: Voltaje y corriente DC para las resistencias de “cola” del generador

Resistencia (Ω)	RC1	RC2	RC3	RC4	RC5	RC6	RC7
Voltaje (V)	3.01	3.00	3.01	3.00	3.01	3.00	3.02
Corriente (mA)	26.0	26.3	26.7	17.5	26.2	26.3	26.2
Voltaje (V)	6.01	6.01	6.00	6.00	6.00	6.01	6.00
Corriente (mA)	51.9	52.7	53.3	35.1	52.3	52.7	52.1
Voltaje (V)	9.02	9.01	9.01	9.02	9.01	9.02	9.00
Corriente (mA)	78.1	79.0	80.1	52.8	78.6	79.3	78.0

Luego se hizo otro grupo de mediciones para las resistencias de “cola”, pero usando una tensión AC, y no se probó la resistencia RC7 (que se tiene sólo como repuesto). Se conectaron en serie RC1 y RC2 y RC3 y se dejó circular corriente AC, como ya se ha

dicho, durante cinco minutos. Entonces se procedió a medir la caída de tensión AC en cada resistencia. Se cambió el valor de la corriente y se repitió el procedimiento. También para RC4 y RC5 y RC6 conectadas en serie, se hizo todo lo anterior. Los valores RMS medidos se encuentran en la **TABLA 14**.

TABLA 14: Voltaje y corriente AC para las resistencias de “cola” del generador

Resistencia (Ω)	RC1	RC2	RC3	RC4	RC5	RC6	RC7
Voltaje (V)	34.0	33.6	33.1	50.5	33.8	33.5	N/A
Corriente (mA)	280	280	280	280	280	280	N/A
Voltaje (V)	73.4	72.4	71.5	93.5	62.5	62.6	N/A
Corriente (mA)	620	620	620	530	530	530	N/A

Adicionalmente se midieron, recién desconectadas del circuito de prueba y estando calientes, los valores de las resistencias de “cola” usando el puente de impedancias digital Escort ELC-120 y el multímetro digital FLUKE 73. Los valores se ven en la **TABLA 15**.

TABLA 15: Resistencias de “cola” calentadas, medidas con puente y multímetro digitales

Resistencia (Ω)	RC1	RC2	RC3	RC4	RC5	RC6	RC7
Puente digital	116	115	113	172	116	115	N/A
Multímetro	115.9	114.4	112.9	172.1	115.1	114.2	N/A

Los valores de las resistencias RM1 y RM2 del generador de impulso, formadas por discos de “morganite”, se pueden hallar aplicando una tensión AC y midiendo los valores rms de tensión y de corriente. El circuito usado consistió en una fuente de 120V AC a la que se conecta en serie una resistencia ajustable (formada realmente por combinaciones de las resistencias de frente y de cola del generador) y luego la propia resistencia a ser probada. La tensión en la resistencia a probar se mide con el multímetro FLUKE 73 y la corriente se mide con el multímetro FLUKE 87 true-rms. Los valores se muestran en la **TABLA 16**.

TABLA 16: Voltaje y corriente DC en resistencias RM1 y RM2 del generador

RM1 y RM2: resistencias de “morganite” de 35 y de 20 discos respectivamente							
Voltaje en RM1 (V)	17.63	23.57	30.37	42.8	68.1	79.3	86.2
Corriente (Amp)	0.169	0.225	0.289	0.409	0.649	0.756	0.821
Voltaje en RM2 (V)	10.93	15.18	19.80	29.53	52.8	65.2	73.5
Corriente (Amp)	0.181	0.251	0.328	0.488	0.870	1.076	1.213

4.7.1.3 Medición de las resistencias con el puente de impedancias

Las resistencias de “frente” y “cola” de la onda (RF1, RF2, RF3, RF4, RF5, RF6, RF7 de repuesto, RC1, RC2, RC3, RC4, RC5, RC6, RC7 de repuesto) y las dos resistencias de los brazos del divisor de voltaje de impulso, se miden usando el puente de impedancias, ya sea el digital Escort ELC-120 o los analógicos General Radio 1650-B y Leader LCR-740, o todos. Las resistencias fueron calentadas previamente a la medición (excepto las del

divisor), mediante hacer circular corriente. Dado que los puentes de impedancias pueden determinar la resistencia y además la inductancia serie asociada a dicha resistencia, se van a presentar aquí solo los resultados de la medición de resistencias. Los resultados de la medición de las inductancias serie de las resistencias se presentan mas adelante.

Se quiso comprobar de forma indirecta si el puente General Radio 1650-B podría dar lecturas muy confiables. Se pudo usar como patrón una resistencia de 5000 ohmios que tiene una precisión de $\pm 0.5\%$ y al medirla, la lectura del puente fue de 4875 ohmios (difiere en 2.5% de los 5000 ohmios). Pero al medirla con el multímetro FLUKE el valor fue de 5000 ohmios, lo que cumple con las especificaciones del multímetro. De todos modos, se hicieron mediciones con el puente General Radio pues el error de 2.5% quizás es aceptable.

Mediciones con el puente General Radio (para resistencias de “frente” y “cola”):

Antes de conectar la resistencia al puente, se aprovechó de medir la tensión AC aplicada durante 5 minutos, y la corriente AC. Se desconectó de la fuente AC la resistencia y se procedió a usar el puente y luego un óhmetro (del FLUKE 73). El valor de resistencia dado por el puente debería ser cercano al cociente voltaje/corriente y al valor según el óhmetro.

En el puente, se midió la resistencia a una frecuencia de 1 kHz. El puente General Radio tiene dos perillas de “dial” que se deben mover hasta lograr el cero en un indicador analógico, o lo mas cerca posible a cero. Uno de los “dial” es conocido como DQ y el otro como CGRL. El puente tiene un conmutador (“Multiplier”) para escoger el rango o década de medición a usar. Los valores medidos, en ohmios, se muestran en las **TABLAS 17 y 18**.

TABLA 17: Resistencias de “frente” del generador medidas con puente G. Radio

El conmutador “Multiplier” está en la posición “x 10” para las mediciones							
Resistencia de frente	RF1	RF2	RF3	RF4	RF5	RF6	RF7
Lectura DQ a 1 kHz	0	0	0	0	0	0	N/A
Lectura CGRL a 1 kHz	0.70	0.83	0.86	0.92	0.94	0.92	N/A
Voltaje (V) FLUKE	19.86	19.90	20.25	20.20	20.08	20.47	N/A
Corriente (A) FLUKE	2.00	2.00	2.00	1.99	1.99	1.99	N/A
R medida FLUKE (Ω)	9.9	9.9	10.0	9.9	10.0	10.1	N/A
R medida según puente	7.0	8.3	8.6	9.2	9.4	9.2	N/A
R calculada como V / I	9.93	9.95	10.12	10.15	10.09	10.29	N/A

TABLA 18: Resistencias de “cola” del generador medidas con puente G. Radio

El conmutador “Multiplier” está en la posición “x 100” para las mediciones							
Resistencia de cola	RC1	RC2	RC3	RC4	RC5	RC6	RC7
Lectura DQ a 1 kHz	0.022	0.023	0.048	0.025	0.034	0.024	0.022
Lectura CGRL a 1 kHz	2.25	1.56	4.40	1.42	2.60	2.35	2.25
Voltaje (V) FLUKE	20.79	17.37	20.10	37.5	37.5	55.9	55.7
Corriente (A) FLUKE	0.18	0.15	0.18	0.22	0.32	0.48	0.48
R medida FLUKE (Ω)	115.7	114.2	113.0	171.9	115.1	114.3	113.9
R medida según puente	225	156	440	142	260	235	225
R calculada como V / I	115.5	115.8	111.6	170.4	117.1	116.4	116.0

Debido a las diferencias apreciables que se obtienen al medir con el puente de impedancias General Radio, en comparación a los valores de resistencia obtenidos por el multímetro FLUKE 73 o por el método de voltímetro y amperímetro, se decidió no usar mas el puente General Radio durante el resto del presente proyecto.

Mediciones con el puente Leader LCR-740 y el puente digital Escort ELC-120:

Se midieron a la temperatura ambiente del laboratorio (26 grados Celsius) las resistencias de “frente” y de “cola” del generador y la resistencia total del divisor de voltaje. No se quiso calentar las resistencias, a causa del tiempo que se necesita para ir ajustando el puente analógico e ir midiendo cada resistencia. Como forma de comprobar relativamente los resultados se hicieron también mediciones de resistencia, a esa misma temperatura ambiente, usando los multímetros FLUKE 73 y FLUKE 87 y Goldstar DM313.

El puente Leader tiene dos “dial”, siendo uno de ellos para leer el valor de D o el de Q. El otro dial es para leer el valor de R o L o C, se acuerdo a un selector de elementos a probar. El puente también tiene un conmutador de rangos o de escalas (en décadas) de medición. Aprovechando el puente, se pudo medir también la inductancia serie de cada resistencia. Los valores medidos se muestran en las **TABLAS 19 a 21**.

TABLA 19: Medición de resistencias de “frente”, con puentes a 1 kHz y multímetros

El selector de elementos estaba en “R” y el conmutador de rangos estaba en “10 ohm”						
Resistor a medir (Ω)	R medida Leader	R medida Escort	R medida Fluke 73	R medida Fluke 87	R medida Goldstar	L medida (μ H) puente Leader
RF1	9.92	9.90	9.8	9.8	9.9	13.7
RF2	9.96	9.91	9.7	9.8	9.9	13.7
RF3	10.15	10.10	9.8	10.0	10.1	13.96
RF4	10.14	10.10	9.8	10.0	10.0	13.96
RF5	10.07	10.03	9.7	10.0	10.0	13.84
RF6	10.25	10.23	9.9	10.2	10.2	14.10
RF7	10.00	9.97	9.8	9.9	9.9	13.80

TABLA 20: Medición de resistencias de “cola”, con puentes a 1 kHz y multímetros

El selector de elementos estaba en “R” y el conmutador de rangos en “100 Ω ”. Los valores medidos de inductancia dieron 0, debido al muy bajo Q (0) de las resistencias						
Resistor a medir (Ω)	R medida Leader	R medida Escort	R medida Fluke 73	R medida Fluke 87	R medida Goldstar	L medida (μ H) puente Leader
RC1	116.2	115.2	115.8	116.3	115.8	0
RC2	115.0	114.1	114.3	114.5	114.3	0
RC3	113.4	112.2	112.7	113.0	112.8	0
RC4	172.3	170.7	171.8	172.0	171.7	0
RC5	115.4	114.4	115.0	115.2	115.0	0

RC6	114.5	113.5	114.1	114.3	114.1	0
RC7	171.8	169.9	171.1	171.3	170.9	0

Las resistencias de los brazos del divisor de voltaje fueron medidas usando el puente. En la **TABLA 21** se ven los valores. También se midió la resistencia RDV que sirve para descargar en DC (unida a una varilla móvil) los capacitores del generador, siendo de 20.97 kilohmios con el puente Leader y de 20.90 kilohmios con el puente Escort. Dado que tal resistencia no cumple una función para la cual sea crítico o muy importante su valor exacto, se va a asumir entonces que prácticamente el valor de RDV es de 20.9 kilohmios siempre.

TABLA 21: Resistencias del divisor de voltaje de impulso medidas con puentes

Resistor R a medir (Ω):	Puente Leader	Puente Escort
RDA: lado de alta tensión	30920	30790
RDB: lado de baja tensión	50.88	50.2

4.7.2 Medición de inductancia de las resistencias con el puente de impedancia

Se midió la inductancia serie de las resistencias de “frente” y “cola” del generador (RF1, RF2, RF3, RF4, RF5, RF6, RF7 de repuesto, RC1, RC2, RC3, RC4, RC5, RC6, RC7 de repuesto), y la inductancia total del divisor de voltaje de impulso (pero dicha medida del divisor no es confiable, por razón del Q del divisor). Tales resistencias están fabricadas con

alambre metálico. Se usó solo el puente de impedancias Leader LCR-740 ya que el puente digital no puede dar valores simultáneos de resistencia e inductancia. Las resistencias no fueron calentadas sino que se midieron a temperatura ambiente del laboratorio. Los valores de inductancia serie medida con el puente Leader LCR-740 se muestran en la **TABLA 22**.

TABLA 22: Inductancia de resistencias de “frente” y “cola”, con puente Leader a 1 kHz

Resistencia de “frente”	RF1	RF2	RF3	RF4	RF5	RF6	RF7
Resistencia (Ω)	9.92	9.96	10.15	10.14	10.07	10.25	10.00
Inductancia L (μH)	13.7	13.7	13.96	13.96	13.84	14.10	13.80
Resistencia de “cola”	RC1	RC2	RC3	RC4	RC5	RC6	RC7
Resistencia (Ω)	116.2	115.0	113.4	172.3	115.4	114.5	171.8
Inductancia L (μH)	0	0	0	0	0	0	0
La L de las resistencias de “cola” fue tan baja que dieron como valor lecturas de 0.							

La inductancia de las resistencias RM1 y RM2 es despreciable pues RM1 y RM2 están hechas de discos, de un material no metálico, de gran diámetro y poca longitud. No se midió la inductancia de las resistencias de carbón para la carga y descarga DC de los capacitores del generador, por no ser importante para la producción de la forma de onda de impulso. Tampoco se midió la inductancia de la resistencia de amortiguamiento (fabricada con carbón). La inductancia de la resistencia RDA del brazo de alto voltaje del divisor fue medida pero el puente de impedancia tuvo mucha dificultad para hacerlo, porque la resistencia RDA es del orden de decenas de kilohmios pero la inductancia está por el orden

de los microhenrios aparentemente (alrededor de 4 a 5 μH). Por lo tanto, no se quiere usar dicho valor medido.

Se hicieron luego mediciones de la inductancia de las resistencias del generador y de la resistencia total del divisor, pero a frecuencias de 10 kHz y de 40 kHz, usando el puente Leader alimentado por el oscilador sinusoidal HP204D. Los valores de las mediciones se muestran en la **TABLA 23**.

TABLA 23: Resistencias e inductancias de “frente” y “cola” medidas a 10 y 40 kHz

Resistor a probar	L medida a 10 kHz (en μH)	Resistencia medida: Ω	L medida a 40 kHz (en μH)
RF1	8.90	9.86	9.10
RF2	8.96	9.84	9.00
RF3	9.17	10.10	9.30
RF4	9.14	10.06	9.40
RF5	9.08	10.00	9.32
RF6	9.22	10.20	9.50
RF7	8.98	9.90	9.20
RC1	18.00	116.2	18.00
RC2	16.50	114.0	18.30
RC3	16.10	113.0	19.10
RC4	17.06	114.2	17.20
RC5	17.00	114.8	17.04

RC6	17.00	114.2	17.10
RC7	24.54	171.0	26.70

TABLA 24: Resistencia total e inductancia del divisor medidas a 10 y 40 kHz

Resistor a probar	L medida a 10 kHz (en μH)	Resistencia medida: Ω
R total	4.73	31000
Resistor a probar	L medida a 40 kHz (en μH)	Resistencia medida: Ω
R total	5.27	31000

La R_{total} es la suma de R_{DA} y R_{DB} (brazos del lado de alto y de bajo voltaje). La inductancia total es aquella de R_{total} . La capacitancia total es la que se asume como elemento “concentrado” del divisor de voltaje, para ayudar a plantear un modelo aproximado del circuito equivalente del divisor.

4.7.3 Valores de las capacitancias y valores de los voltajes y corrientes de prueba

Se midió el valor de los capacitores de las etapas del generador, el capacitor de salida del generador, y se midió la capacitancia “concentrada” del divisor de voltaje de impulso.

4.7.3.1 Medición de las capacitancias mediante multímetro FLUKE 87

Se conectó el multímetro digital FLUKE 87, actuando como capacímetro, a cada uno de los capacitores del generador. Las lecturas obtenidas se muestran en la **TABLA 25**. No se observó variación de ± 1 dígito en la pantalla del FLUKE 87 durante estas mediciones. La escala o rango usado fue de 5 μF para las etapas y de 5 nF para Csalida.

TABLA 25: Valor de los capacitores del generador, medidos con capacímetro FLUKE

C1	C2	C3	C4	C5	C6	Csalida
531 nF	524 nF	526 nF	525 nF	524 nF	526 nF	2.5nF

Para organizar la medición de capacitancias entre etapas, se asignaron letras a los siguientes terminales (o nodos de conexión) de los capacitores de las etapas, cuando la columna de esferas se ve de frente desde el mesón de control, comenzando por la primera etapa que es la mas cercana al chasis del generador y al terminal de tierra del mismo. Ver la **TABLA 26**.

TABLA 26: Identificación de terminales de conexión de los capacitores de las etapas

Generador de impulso	C1	C2	C3	C4	C5	C6
Terminal o nodo izquierdo	“a”	“c”	“e”	“g”	“i”	“k”
Terminal o nodo derecho	“b”	“d”	“f”	“h”	“j”	“l”

Se usó el FLUKE 87 para intentar medir las capacitancias (entre etapas, o “parásitas”) Cad, Ccb, Cac, Cbd, Ccf, Ced, Cce, Cdf, Ceh, Cgf, Ceg, Cfh, Cgj, Cih, Cgi, Chj, Cil, Cjk, Cik, Cjl. Es decir, todas las combinaciones posibles entre una etapa y las demás. La medición de cada una de estas capacitancias dio como resultado 0 nF. También se intentó medir la capacitancia que tiene la configuración formada por un par de esferas del generador, cuando las esferas están separadas por una lámina de plástico de espesor de 1 mm. Es decir, la lámina solo se usó para definir con precisión la separación, y fue retirada antes de medirse la capacitancia de la configuración. El resultado de la medición fue 0 nF.

4.7.3.2 Medición de capacitancias del generador (por voltímetro y amperímetro)

Se aplicó una tensión alterna sinusoidal, de frecuencia conocida, a cada uno de los capacitores. Los multímetros FLUKE 73 y FLUKE 87 se usaron para medir la tensión y la corriente respectivamente. Adicionalmente, el FLUKE 87 midió la frecuencia de red. Los valores obtenidos se muestran en la **TABLA 27**.

TABLA 27: Voltaje y corriente AC medidos, para calcular capacitores del generador

	C1	C2	C3	C4	C5	C6	Csalida
Voltaje (V)	112.7	112.7	112.7	112.7	112.8	112.7	112.4
Corriente (mA)	23.02	22.73	22.80	22.81	22.76	22.83	0.10
Frecuencia (Hz)	60.01	60.01	60.00	60.01	60.00	60.01	60.00
C calculado (nF)	541.72	534.90	536.63	536.78	535.22	537.25	2.36

Se quiso saber si los capacitores tenían una componente resistiva que fuese apreciable. Por lo tanto se conectaron en paralelo los 6 capacitores de las etapas y se conectó también un vatímetro, para medir la potencia activa (relacionada a la componente resistiva). Se le aplicó una tensión alterna al conjunto vatímetro-capacitores y la lectura, para una tensión aplicada de 120V RMS, y ni siquiera en el rango mas pequeño del vatímetro la aguja hizo movimiento perceptible. Por lo tanto la componente resistiva serie es muy pequeña.

4.7.3.3 Medición de las capacitancias mediante puente de impedancias

Mediciones con el puente Leader LCR-740 (para capacitancias del generador):

Se midieron los capacitores de las seis etapas del generador. Para el primer grupo de valores de C la frecuencia usada en el puente fue de 1 kHz y la escala o rango fue de 1 uF. Para el segundo grupo de valores de C la frecuencia fue de 10 kHz. Además se incluyen el factor de disipación D medido a 1 kHz y el valor leído de la resistencia serie equivalente. Los valores medidos de capacitancia y factor de disipación D se ven en la **TABLA 28**.

TABLA 28: Capacitancia y factor de disipación de los capacitores de las etapas

1kHz / 10 kHz	C1	C2	C3	C4	C5	C6
Cap. Medida (nF)	512/508	505/505	507/507.4	507.2/508	505.2/505.8	507/506.6
D medido(1kHz)	0	0	0	0	0	0
Rserie (Ω)	0	0	0	0	0	0

El valor de resistencia serie se puede leer a partir del dial DQ del puente. En dicho dial se puede leer también el valor del factor de disipación D. Para mas detalles, se recomienda revisar la teoría relativa al funcionamiento de un puente de impedancia. Los valores leídos de resistencia serie confirman las mediciones realizadas en AC usando el vatímetro. La componente resistiva serie es muy pequeña en los capacitores de las etapas.

Se midieron, a 1 kHz, las capacitancias con respecto al chasis (denominado como el nodo “t”) del generador, para cada uno de los capacitores de las etapas. Además el chasis del generador está conectado a la puesta de tierra, de impulso, del laboratorio a través de un conductor cilíndrico de cobre de 3.1 m de longitud. Dado que ya se habían asignado letras a los terminales o nodos de los capacitores del generador, se va a seguir usando dicha identificación para mencionar las demás capacitancias presentes en el generador. Los valores están en la **TABLA 29**.

TABLA 29: Capacitancias medidas desde los terminales de las etapas hacia el chasis

Medición	Cat	Cbt	Cct	Cdt	Cet	Cft	Cgt	Ch	Cit	Cjt	Ckt	Clt
Cap. (pF)	175.6	173	99.4	99.2	83.2	83.6	75.8	75.4	73.8	74.2	71	71.4

Se observa aquí una cierta simetría de valores entre el lado izquierdo y derecho para cada capacitor de etapa (C1, C2,...,C6) en cuanto a capacitancias a chasis. Como C1,C2,...C6 son mucho mayores que tales capacitancias, se asumirán valores promedio de capacitancias a chasis y se representarán mediante 2 capacitores, estando uno a cada lado de cada etapa.

Se midieron también las capacitancias entre etapas (“parásitas”, si se quisieran denominar así), usando el puente Leader, a 1 kHz. Los valores se muestran en la **TABLA 30**.

TABLA 30: Capacitancias medidas entre terminales de etapas del generador

Cac=Cbd= 89.8 pF	Cae=Cbf= 42.4 pF	Cag=Cbh= 26.6 pF	Cai=Cbj= 19.0 pF	Cak=Cbl= 14.4 pF
Cce=Cdf= 87.6 pF	Ccg=Cdh= 44.2 pF	Cci=Cdj= 28.6 pF	Cck=Cdl= 21.0 pF	Ceg=Cfh= 93.7 pF
Cei=Cfj= 47.7 pF	Cek=Cfl= 31.8 pF	Cgi=Chj= 95.4 pF	Cgk=Chl= 50.4 pF	Cik=Cjl= 99.0 pF

Para la primera etapa del generador, los terminales de conexión o nodos del capacitor son “a” y “b”. Para la segunda, son “c” y “d”, para la tercera son “e” y “f”, para la cuarta son “g” y “h”, para la quinta son “i” y “j”, y para la ultima o sexta etapa son “k” y “l”.

Mediciones con el puente Leader LCR-740 (para capacitancias del divisor):

Se midió la capacitancia “concentrada” del divisor de voltaje de impulso. Se desconectó el divisor del generador y del cable coaxial, y se alejó a la mayor distancia posible de cualquier otro objeto o equipo que hubiese en el laboratorio. Entonces se conectó el puente Leader entre el terminal superior de la resistencia que forma el lado de alta tensión (RDA) y un punto muy cercano al conector LEMO que aloja a la resistencia de bajo voltaje (RDB). Sin embargo, previamente se había sacado de su sitio la resistencia del lado de bajo voltaje. Esto se hizo para que la capacitancia a medir no se viese influenciada, en paralelo, por la conexión con la resistencia total del divisor, aunque RDA sigue presente.

Los cables que unían al puente con el divisor se colocaron de modo que la longitud o recorrido efectuado por ellos fuese mínima. Se midió la capacitancia que la configuración de los anillos toroidales forma, incluyendo la presencia del cilindro azul de "bakelita" (fibra de vidrio, realmente) dentro del cual está la resistencia RDA. El valor medido fue 142.8 pF, a 1 kHz y en particular el puente fue muy sensible a cualquier movimiento o ajuste del dial.

Mediciones con el puente Escort ELC-120 (para capacitancias del generador):

Se conectó el puente digital a c/u de los capacitores del generador. Las lecturas se muestran en la **TABLA 31**. No hubo variación de ± 1 dígito en pantalla. La escala usada fue de 2 μF .

TABLA 31: Valor de los capacitores del generador, medidos con puente Escort ELC

C1	C2	C3	C4	C5	C6
533 nF	525 nF	527 nF	527 nF	525 nF	527 nF

TABLA 32: Capacitancia de la configuración de dos esferas del generador

Se usó puente Leader	24.6pF para separacion igual a espesor de hoja papel bond
----------------------	---

4.8 COMPORTAMIENTO DEL DIVISOR DE VOLTAJE ANTE UN ESCALÓN

Se conecta el divisor con el osciloscopio y se aplica a la entrada del divisor un escalón negativo de voltaje. Este escalón debe tener un tiempo de subida del orden de algunos nS.

Para ello se utiliza la fuente DC regulada PowerOne de 40V y un interruptor sin rebote o “bounce”. El interruptor consiste de una ampolla donde hay mercurio y dos terminales. El mercurio sirve como contacto entre los dos terminales. Al moverse la ampolla se mueve el mercurio y así el interruptor, representado por los dos terminales, abre o cierra.

En esencia lo que se aplica al divisor es un escalón “negativo” de voltaje y se registra la respuesta temporal del divisor por medio del osciloscopio digital. Con esto se quiere saber como es la respuesta al escalón, del divisor, porque ello da una idea de cuan distorsionada puede estar una forma de onda de impulso a la salida del divisor (en comparación con la onda de impulso que entró al divisor) y se puede tener una idea del error que el divisor introduce cuando se hacen mediciones de la magnitud de los impulsos.

La norma IEEE-4 recomienda una forma de obtener la respuesta experimental [Ref. 1, p. 55-56] del divisor de voltaje. En la **FIGURA 27** se observa el esquema de “arreglo de lazo cuadrado” para la medición del tiempo experimental de respuesta de un divisor de voltaje.

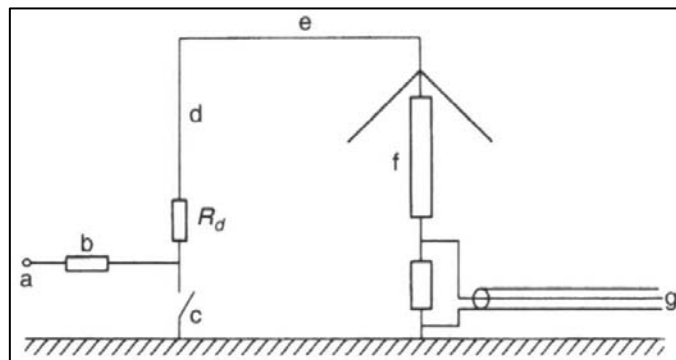


FIGURA 27: Arreglo para la aplicación de un escalón de voltaje a un divisor

Entre el nodo “a” y la tierra se aplica un voltaje DC conocido y estable. El elemento “b” es una resistencia limitadora. El elemento “c” es el interruptor de mercurio. R_d es la resistencia de amortiguamiento. La línea de transmisión vertical esta formada por el tramo “d” de conductor. La línea de transmisión horizontal esta formada por el tramo “e” de conductor. El elemento “f” es el divisor de voltaje. “g” es el conector para el osciloscopio. Al cerrarse el interruptor de mercurio, la fuente DC queda cortocircuitada a través de la resistencia limitadora y entonces a la entrada de la línea de transmisión vertical lo que se tiene es una abrupta caída del voltaje, lo cual representa un escalón de pendiente negativa. Esto provoca una onda viajera en la línea, que llega hasta el divisor, y una parte de la onda se refleja pero es absorbida por la resistencia de amortiguamiento. Si se determina como es la respuesta temporal $V_{sal}(t)$ del divisor ante el escalón aplicado $V_{ent}(t)$, se puede calcular el tiempo de respuesta. En la **FIGURA 28** se muestra [Ref. 1, p. 56] una respuesta típica normalizada $g(t)$ y se definen varios tiempos (T_α , T_β , T_γ , T_δ) y un origen virtual O_1 . Este origen se considera como el punto de partida de la respuesta al escalón, y también como el punto de partida de la señal que va a ser medida en una prueba práctica.

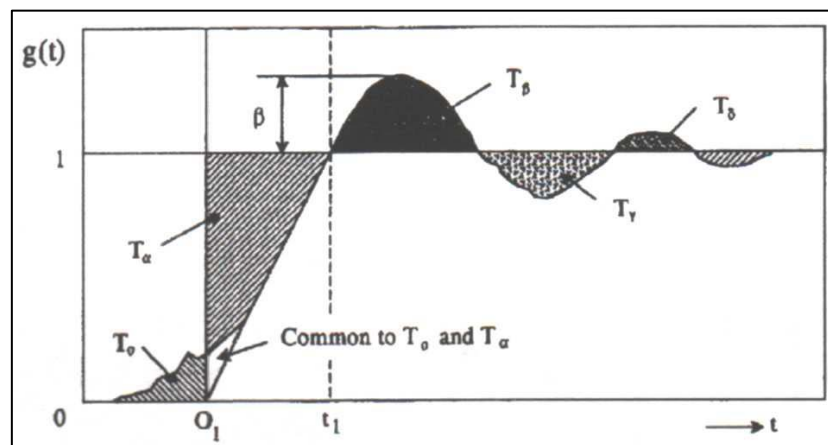


FIGURA 28: Parámetros de tiempo, respecto de respuesta normalizada $g(t)$ a escalón

El tiempo aproximado T_n de respuesta experimental al escalón se halla a partir de:

$$T_n = T\alpha - T\beta + T\gamma - T\delta + \dots (\text{otros términos de la serie}) \dots (51)$$

En realidad, T_n se puede aproximar al tiempo de respuesta T_o , porque hay un parámetro llamado “tiempo de retardo” (conocido como τ_{de}) que se puede despreciar [Ref. 2, pp 138]

De esta forma, la ecuación para el tiempo de respuesta T_o es:

$$T_o = \int_0^{\infty} [1 - g(t)] dt = \int_0^{\infty} \frac{V_{ent}(t) - V_{sal}(t)}{V_{ent}(t)} dt \dots (52)$$

$V_{ent}(t)$ es el voltaje escalón (constante) y generalmente $V_{sal}(t)$ será un voltaje que va creciendo con el paso del tiempo hasta prácticamente alcanzar el valor del escalón $V_{ent}(t)$.

En la **FIGURA 29** se observa el escalón “negativo” aplicado a la entrada de la línea de transmisión vertical que forma parte del arreglo para estudiar la respuesta del divisor. El voltaje pasó de $-40V$ a $0V$ en algunos nanosegundos. El divisor tenía conectado en su brazo superior la resistencia de amortiguamiento R_A . A continuación un conductor horizontal de 2.32 m de longitud y diámetro 3 mm servía como línea de transmisión horizontal a una altura de 189 cm con respecto al suelo del laboratorio. Esa línea horizontal está conectada a un tramo de línea vertical con el mismo diámetro y con una longitud vertical de 189 cm. Como retorno de tierra se conectó entre el divisor y el interruptor de mercurio, para la prueba de escalón, una cinta o lamina de cobre de 0.5mm de espesor aproximadamente y 240 mm de longitud. Además el divisor estaba conectado al punto de toma de tierra (puesta de tierra) del laboratorio.

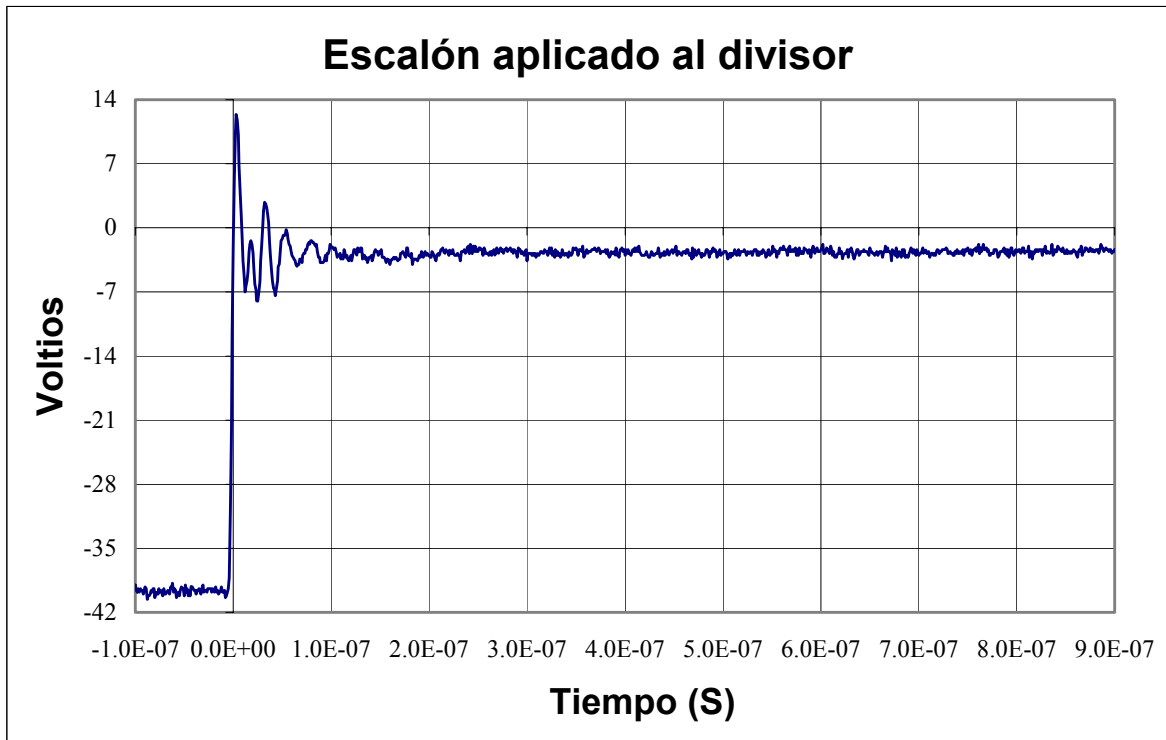


FIGURA 29: Escalón “negativo” aplicado al divisor, según IEEE-4

El modelo del divisor de voltaje es el R450, manufacturado por HAEFELY, y soporta impulsos de tipo atmosférico estándar de hasta 450 kV pico. Al visitar la pagina web del fabricante, se observó que existen nuevos modelos similares (R400, R500, R600 para 400 kV, 500 kV, 600 kV pico respectivamente). Típicamente el tiempo de respuesta experimental del modelo R400 es 20 nS, del modelo R500 es 25 nS, y del R600 es 30 nS.

Se sabe que hay una relación aproximada entre la tensión pico que soporta un divisor de voltaje de impulso y sus dimensiones físicas [Ref. 2, p. 153]. También hay una relación entre las dimensiones físicas del divisor, el valor de resistencia del brazo de alta tensión, y la capacitancia máxima que puede tener el divisor [Ref. 2, p. 154]. Dado que el tiempo de

respuesta T_o del divisor está relacionado con el valor de la resistencia y la capacitancia del divisor [Ref. 2, p. 152], dicho tiempo está condicionado por las dimensiones físicas del divisor. Se podría inferir que el tiempo experimental de respuesta “ T_n ” del divisor R450 quizás está entre 20 y 25 nS. Por lo tanto el divisor cumple un requisito de la norma IEEE-4 que exige un tiempo menor a 200 nS. En la **FIGURA 30** se observa el voltaje de salida del divisor ante el escalón aplicado. La respuesta del divisor se estabiliza ya en alrededor de 500 nS, pero esto es normal, porque en el circuito hay inductancias parásitas y ocurrirán oscilaciones. Si se calcula el tiempo de respuesta T_o (hallando primero la respuesta normalizada $g(t)$ a partir de la respuesta mostrada en la **FIGURA 30**) mediante resolver numericamente por regla trapezoidal la integral de $1-g(t)$, se obtiene que $T_o=3.4399E-8$ seg, o sea 34.4 nS, lo cual es también menor que 200 nS (y lógicamente mayor que T_n).



FIGURA 30: Respuesta temporal del divisor de voltaje ante un escalón negativo

Luego de mostrar el escalón aplicado, se ve ahora en la **FIGURA 31** el detalle de la respuesta temporal del divisor. Nótese que lo que tarda el voltaje en subir es un tiempo relativamente corto, del orden de decenas de nS. Cada división horizontal representa 0.02 uS o 20 nS. La escala de tiempo usada aquí permite poder apreciar el frente de la respuesta.



FIGURA 31: Detalle de la respuesta temporal del divisor ante escalón negativo

En la **FIGURA 32** se observa el efecto de aplicar el escalón al divisor, sin tener en el circuito de “lazo cuadrado” [Ref 2., p. 56] la resistencia de amortiguamiento R_A que iba conectada directamente al brazo superior (resistencia del lado de alta tensión) del divisor. Se observa que la respuesta temporal del divisor, es decir el voltaje de salida del divisor, es

mas oscilatoria que antes, cuando si estaba la resistencia RA en el circuito. En la **FIGURA 33** se observa, en otra escala de tiempo, el escalón aplicado, cuando no hay resistencia RA.

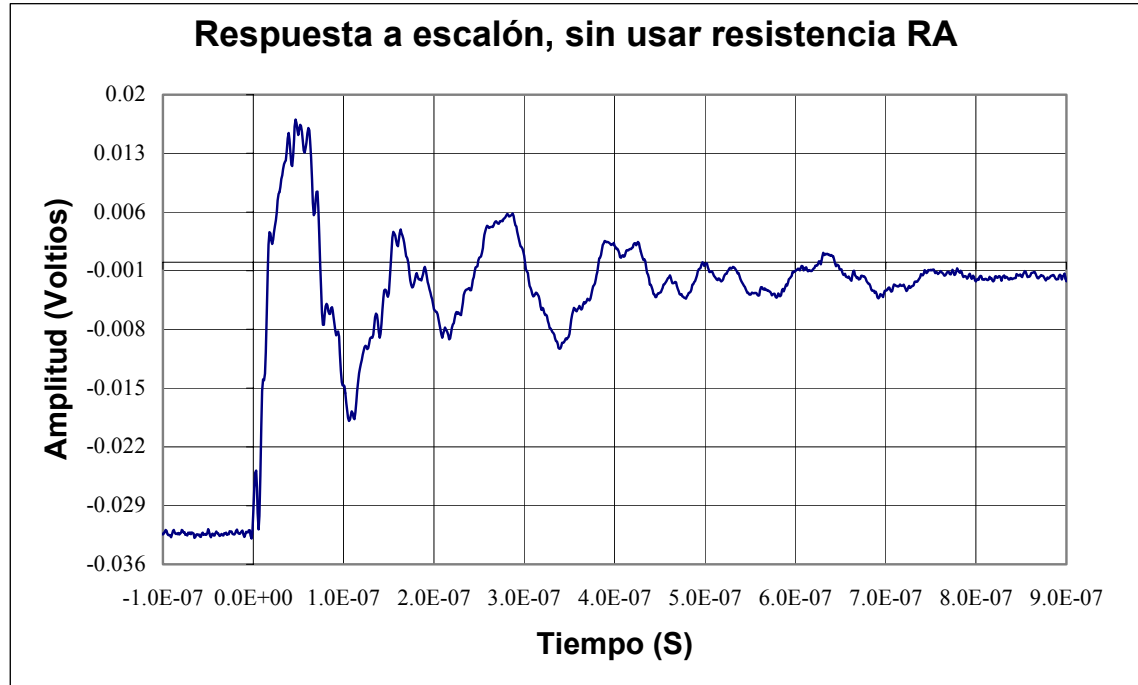


FIGURA 32: Voltaje de salida del divisor, sin resistencia RA (amortiguamiento)

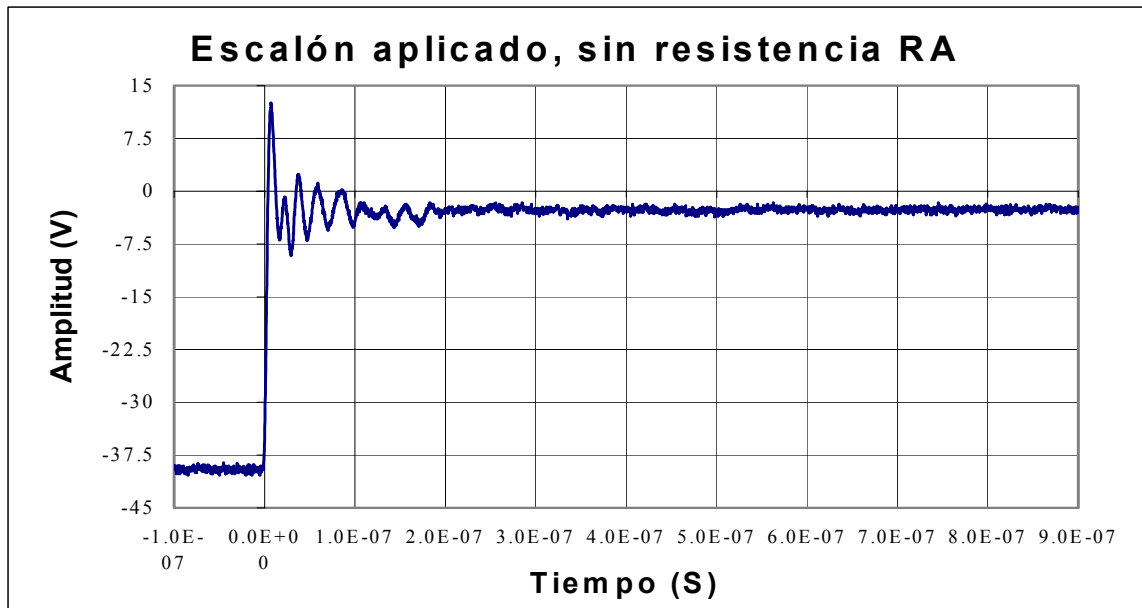


FIGURA 33: Escalón aplicado al divisor, sin resistencia RA (amortiguamiento)

CAPÍTULO V

CIRCUITOS EQUIVALENTES DEL GENERADOR Y DIVISOR

5.1 RESISTENCIAS, INDUCTANCIAS, CAPACITANCIAS DEL GENERADOR

Recopilando mediciones, se obtienen las siguientes tablas para los elementos del generador:

TABLA 33: Valor promedio de las resistencias de frente del generador, en ohmios

Método y/o instrumento usado para la medición	RF1	RF2	RF3	RF4	RF5	RF6
Óhmetro de Fluke 73	9.8	9.9	10.0	10.0	9.9	10.1
Óhmetro de Fluke 87	9.8	9.8	10.0	10.0	10.0	10.2
Voltaje dc/corriente dc	10.05	9.86	9.83	10.05	9.98	9.93
Voltaje ac/ corriente ac	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
Puente Escort	9.90	9.91	10.10	10.10	10.03	10.23
P. Leader @ 1 kHz	9.92	9.96	10.15	10.14	10.07	10.25
P. Leader @ 10 kHz	9.86	9.84	10.10	10.06	10.00	10.20
P. Leader @ 40 kHz	9.86	9.84	10.10	10.06	10.00	10.20
Promedio de medidas	9.88	9.87	10.04	10.06	10.00	10.16

Los valores de las resistencias de “frente” del generador, para usarse en el ATP, serán los indicados en la última fila de la tabla y los cuales corresponden al promedio de medidas.

TABLA 34: Valor promedio de las resistencias de cola del generador, en ohmios

Método y/o instrumento usado para la medición	RC1	RC2	RC3	RC4	RC5	RC6
Óhmetro de Fluke 73	115.8	114.2	112.8	171.8	115.0	114.1
Óhmetro de Fluke 87	116.3	114.5	113.0	172.0	115.2	114.3
Voltaje dc/corriente dc	115.53	114.04	112.36	170.54	114.50	113.58
Voltaje ac/ corriente ac	115.88	114.12	112.94	172.0	114.8	116.4
Puente Escort	115.2	114.1	112.2	170.7	114.4	113.5
P. Leader @ 1 kHz	116.2	115.0	113.4	172.3	115.4	114.5
P. Leader @ 10 kHz	116.2	114.0	113.0	114.2 ?	114.8	114.2
P. Leader @ 40 kHz	116.2	114.0	113.0	114.2 ?	114.8	114.2
Promedio de medidas	115.89	114.24	112.84	171.56	114.86	114.44

Los valores de las resistencias de “cola” del generador, para usarse en el ATP, serán los indicados en la última fila de la tabla y los cuales corresponden al promedio de medidas.

TABLA 35: Valor promedio de resistencias de carga/descarga DC de capacitores, en Ω

Método y/o instrumento usado para la medición	RDC1	RDC2	RDC3	RDC4	RDC5	RDC6	RDV
Óhmetro de Fluke 73	1672	7670	8330	920	5870	44100	20900
Voltaje dc/corriente dc	1717.5	7681.5	8433.6	926.9	5728.6	43035	21052
Voltaje ac/ corriente ac	1191 ?	7383.3	3589 ?	768.6	3815 ?	41622	N/A
Promedio de medidas	1526.9	7578.3	8381.8	871.9	5138.0	42919	20976

Dado que para las resistencias de carga DC algunas mediciones dieron valores bastante alejados de lo que se esperaba (indicación “?” en tabla), se decidió no usar esos valores al hallar el promedio de medidas, aunque si se incluyeron tales valores en la tabla. RDV es la resistencia unida a una varilla, y que sirve para descargar en DC los capacitores, a tierra. Los valores de las resistencias de carga y descarga DC de capacitores, para usar en el ATP, serán los indicados en la última fila de la tabla y que corresponden al promedio de medidas.

TABLA 36: Valor promedio de resistencias de “morganite”
y resistencia de amortiguamiento

Método y/o instrumento usado para la medición	RM1	RM2	RA
Óhmetro de Fluke 73	106.9	61.7	264.8
Voltaje ac/corriente ac	105.05	60.66	282.6
Promedio de medidas (Ω)	105.97	61.18	273.7

Los valores de las resistencias RM1 y RM2, que contribuyen a determinar el frente de la onda de impulso (conjuntamente con las resistencias RF1, RF2,...), para usar en el ATP, serán los indicados en la última fila de la tabla y que corresponden al promedio de medidas.

En cuanto a las inductancias, además de la regla “gruesa” [Ref. 7, p. 23] de asumir 1 μH /metro de conexión galvánica en la estructura del generador, las resistencias de frente y cola tienen un valor de inductancia que si pudo medirse.

TABLA 37: Valor promedio de la inductancia de resistencias de “frente” del generador

Método y/o instrumento	LF1	LF2	LF3	LF4	LF5	LF6
Usado para la medición	(μH)	(μH)	(μH)	(μH)	(μH)	(μH)
P. Leader @ 1 kHz	13.7	13.7	13.96	13.96	13.84	14.10
P. Leader @ 10 kHz	8.90	8.96	9.17	9.14	9.08	9.22
P. Leader @ 40 kHz	9.86	9.84	10.10	10.06	10.00	10.20
Promedio de medidas	10.82	10.83	11.07	11.05	10.97	11.17

Los valores de las inductancias serie de resistencias de “frente”, para usar en el ATP, serán los indicados en la última fila de la tabla y los cuales corresponden al promedio de medidas.

TABLA 38: Valor promedio de la inductancia de resistencias de “cola” del generador

Método y/o instrumento	LC1	LC2	LC3	LC4	LC5	LC6
Usado para la medición	(μH)	(μH)	(μH)	(μH)	(μH)	(μH)
P. Leader @ 1 kHz	0	0	0	0	0	0
P. Leader @ 10 kHz	18.0	16.5	16.1	17.06	17.0	17.0
P. Leader @ 40 kHz	18.0	18.3	19.1	17.2	17.04	17.1
Promedio de medidas	18.0	17.4	17.6	17.13	17.02	17.05

Los valores de las inductancias serie de resistencias de “cola”, para usar en el ATP, serán los indicados en la última fila de la tabla y los cuales corresponden al promedio de medidas.

En cuanto a las capacitancias, en la **TABLA 39** se muestran los valores de los capacitores de las etapas del generador. Los valores de capacitancias entre etapas, y de capacitancias con respecto al chasis se mostrarán mas adelante. No se están considerando capacitancias distribuidas debido a lo complejo que resultaría su medición (de ser posible) y/o su calculo (que es función de configuraciones geométricas y de la ubicación de equipos en el area del laboratorio). Habría que usar la teoría electromagnética y el método de elementos finitos, para calcular capacitancias distribuidas.

TABLA 39: Valor promedio de capacitores de etapas, y de salida, del generador, en nF

Método y/o instrumento usado para la medición	C1 (nF)	C2 (nF)	C3 (nF)	C4 (nF)	C5 (nF)	C6 (nF)	Csalida (nF)
Capacímetro de Fluke 87	531	524	526	525	524	526	2.5
Puente Escort	533	525	527	527	525	527	-----
Puente Leader @ 1 kHz	512	505	507	507.2	505.2	507	1.987
Puente Leader @ 10 kHz	508	505	507.4	508	505.8	507.6	-----
Voltaje ac / corriente ac	541.72	534.90	536.63	536.78	535.22	537.25	2.36
Promedio de medidas	525.14	518.78	520.80	520.79	519.04	520.97	2.28
Nodos del capacitor	“a , b”	“c , d”	“e , f”	“g, h”	“i , j”	“k, l”	-----

En las **TABLAS 29 y 30** se mostraron valores de mediciones de todas las "capacitancias" posibles existentes desde un terminal de cualquier etapa del generador hacia otra etapa cualquiera también (ver TABLA 29) o hacia tierra (ver TABLA 30). Para la primera etapa los terminales de conexión o nodos del capacitor principal (C1) son “a” y “b”. Para la

segunda (C2) son “c” y “d”, para la tercera (C3) son “e” y “f”, para la cuarta (C4) son “g” y “h”, para la quinta (C5) son “i” y “j”, y para la ultima o sexta etapa (C6) son “k” y “l”. Con todas estas mediciones y con formulas de conexiones de capacitores, se plantearon en Excel sistemas de ecuaciones no lineales, para calcular 5 capacitancias interetapa (C12, C23, C34, C45, C56) y 6 capacitancias desde etapas hacia chasis (C1t,C2t,C3t,C4t,C5t, C6t). El efecto de las otras "capacitancias" interetapa (C13, C14, C15, C16, C24, C25, C26, C35, C36, C46) ya quedó incluido en los valores calculados (como una especie de "reducción" del circuito). Dado que C1,C2,...C6 son al menos 3000 veces mayores en magnitud que las 5 capacitancias interetapa o las 6 hacia chasis, se podrían despreciar tales capacitancias (por ejemplo C1=525.14 nF y la medicion de "Cat" dió 175.6 pF y el valor de C1t calculado dió 73.57 pF) en el modelo del generador para simulaciones.

La capacitancia de una configuración de 2 esferas (separadas por una distancia igual al grosor de una hoja de papel bond) fue medida y dió **24.6 pF**, con puente Leader, a 1 kHz.

5.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DE LAS CAPACITANCIAS DEL GENERADOR

En la **FIGURA 34** se ve el circuito equivalente de todas las capacitancias del generador. Las capacitancias propias o principales son C1,...C6. Las capacitancias (interetapa y a tierra) mostradas toman en cuenta a todas las mediciones en terminales interetapas y de etapas hacia chasis, dadas por las **TABLAS 29 y 30**. Los valores obtenidos fueron:

C12=23.75pF, C23=28.80pF, C34=34.40pF, C45=36.08pF, C56=59.528pF

C1t=73.57pF, C2t=18.12pF, C3t=12.15pF, C4t=8.41pF, C5t=12.62pF, C6t=12.03pF

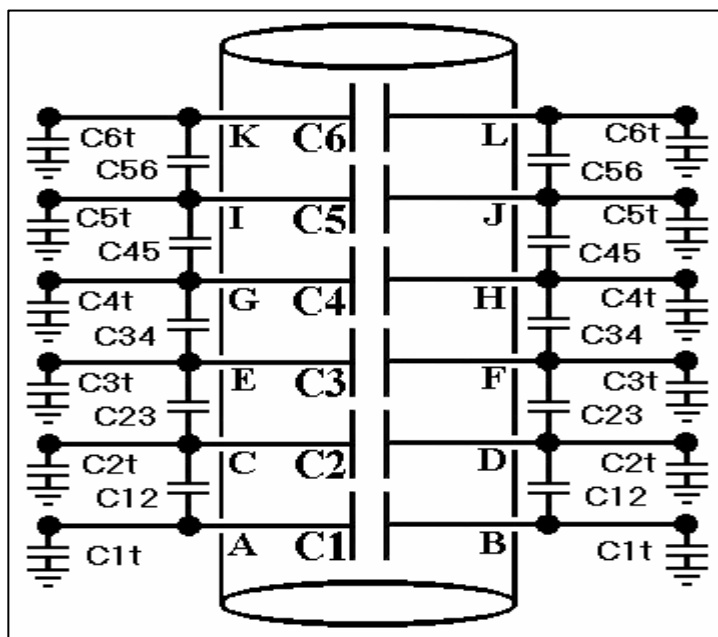


FIGURA 34: Circuito equivalente de capacitancias del generador

5.3 RESISTENCIAS Y CAPACITANCIAS DEL DIVISOR DE VOLTAJE

En la tabla a continuación, se muestra el valor de las resistencias del divisor.

TABLA 40: Valor promedio de las resistencias del divisor de voltaje de impulso

Método y/o instrumento	RDA (lado alta	RDB (baja
Usado para la medición	tensión): Ω	tensión): Ω
Óhmetro de Fluke 73	30.9 k	50.8
Puente Escort	30.79 k	50.2
P. Leader @ 1 kHz	30.92 k	50.88
P. Leader @ 10 kHz *	30.95 k	50.68

P. Leader @ 40 kHz **	30.95 k	50.68
Promedio de medidas	30.9 kΩ	50.65 Ω
* y **: RDA + RDB = 31 kΩ , en lectura del puente		

La **capacitancia** “concentrada” del divisor fue **142.8 pF** medida con el puente Leader, a 1 kHz, y desconectando RDB para que así no estuviese R_{total} en paralelo, aunque eso no elimina la presencia de RDA en el cilindro azul de fibra de vidrio. Al calcular [Ref. 11] la capacitancia de la configuración de toroides se obtuvo **32.58 pF** y por lo tanto la medición de capacitancia pareciera no ser correcta, excepto que haya un efecto causado por la RDA.

4.4 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL DIVISOR DE VOLTAJE

El problema mas difícil en una simulación de un circuito de un divisor de voltaje [Ref. 2, p. 147] es aquel de la representación adecuada de las capacitancias parásitas. Aunque la posición y dimensiones de las partes activas (resistencias y capacitores) dentro de un divisor de voltaje fuesen conocidas exactamente, no puede decirse lo mismo respecto a las capacitancias parásitas. Sería muy difícil presentar circuitos equivalentes con parámetros distribuidos, por medio de asumir un número elevado de elementos con diferentes valores. Aparte de la dificultad para realizar cálculos o computaciones analíticas de tales circuitos, los resultados estarían ligados o vinculados a un gran número de parámetros que no tienen un valor constante y no se pueden medir fácilmente. Los investigadores [Ref. 2, p. 148] han reconocido que un circuito de parámetros “igualmente” distribuidos es el mejor compromiso para simular las características de voltaje del circuito divisor. En la **FIGURA**

35 se muestra el circuito equivalente, de parámetros distribuidos, para un divisor resistivo de voltaje.

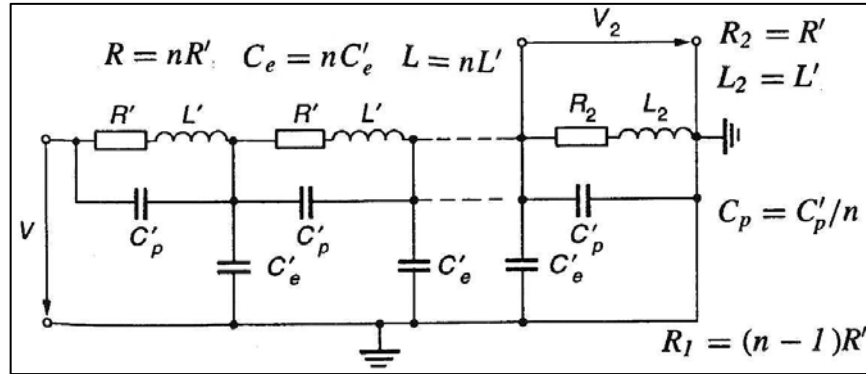


FIGURA 35: Circuito equivalente “igualmente” distribuido de un divisor de voltaje

R_1 y L son la resistencia e inductancia totales del lado de alta tensión. R_2 y L_2 corresponden al lado de baja tensión. C_p' es la capacitancia entre uno y otro “bloque” del divisor. C_e' es la capacitancia de ese “bloque” con respecto a tierra. El lado de alta tensión tiene $n-1$ “bloques”, y el de baja tiene solo un “bloque”. Ya que para todas las construcciones de divisores resistivos de alto valor (kilohmios), los valores de L/R son menores a $0.1 \mu S$ [Ref. 2, p. 150] y también $C_p \ll C_e$, entonces el factor que controla el comportamiento del divisor es el producto $R \cdot C_e$ y se puede despreciar generalmente a L y a C_p . Por lo tanto, la función de transferencia normalizada del divisor, se aproxima a:

$$h_t(s) = \frac{n \cdot V_2}{V} \approx \frac{n \cdot \sinh \left[\frac{1}{n} \sqrt{s R C_e} \right]}{\sinh \sqrt{s R C_e}} \dots \dots \dots (53)$$

Esto significa que la respuesta normalizada al escalón unitario es:

$$g_t(t) = L^{-1} \left[\frac{1}{s} h_t(s) \right] = 1 + 2 \sum_{k=1}^{k=\infty} (-1)^k \exp \left(-\frac{k^2 \pi^2}{RCe} t \right) \dots \dots \dots (54)$$

La ecuación de la función de transferencia puede ser usada para calcular el ancho de banda BW del divisor a partir del módulo de la amplitud de la respuesta de frecuencia, y el tiempo de respuesta T_o del divisor. Es decir, se obtiene:

$$BW = 1.46 / (R * C_e) \dots \dots \dots (55)$$

$$T_o = R * C_e / 6 \dots \dots \dots (56)$$

El circuito equivalente que comúnmente se usa para representar aproximadamente al divisor resistivo de voltaje, a partir de parámetros “igualmente” o “uniformemente” distribuidos, se muestra a continuación en la **FIGURA 36**.

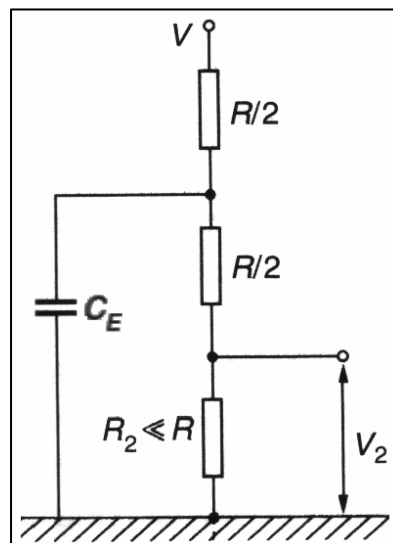


FIGURA 36: Circuito equivalente aproximado del divisor de voltaje de impulso.

En la **FIGURA 36**, el valor del capacitor CE debe ser $0.66C_e$, para que el tiempo de respuesta T_o del circuito aproximado y el del circuito distribuido sean iguales. Si se desea que ambos circuitos tengan el mismo ancho de banda BW, entonces CE debe ser igual a $0.44C_e$. Aquí CE representa la capacitancia a tierra pero no es distribuida sino concentrada. Si $R_2 \ll R_1$ entonces la respuesta al escalón unitario, para el circuito aproximado, es:

$$g_i(t) = 1 - \exp(-t/\tau) = 1 - \exp(-t/[RCE/4]) \dots \dots \dots (57)$$

En la **FIGURA 37** se muestra una comparación de la respuesta temporal del circuito aproximado (curva 2, con $CE=0.66C_e$) con la del circuito "igualmente" distribuido (curva 1, pero con $C_p=L=0$), teniendo ambos igual tiempo de respuesta T_o [Ref. 2, pp 152]. El tiempo de respuesta es importante, porque da una idea de la distorsión presente en una onda de impulso (V2) a la salida del divisor, en comparación con la onda de impulso que entra (V) al divisor, o por lo menos da una idea del retardo de la salida con respecto a la entrada. La ecuación de T_o , para una entrada escalón y siendo $g(t)$ la respuesta normalizada, es:

$$T_o = \int_{t=0}^{t=\infty} [1 - g(\tau)] d\tau \dots \dots \dots (58)$$

Sin embargo, cuando un divisor de voltaje está "blindado" mediante anillos reguladores de potencial (o toroides), la capacitancia de dichos toroides se debe colocar en paralelo [Ref. 12, pp 1392] al circuito equivalente de la **FIGURA 36**.

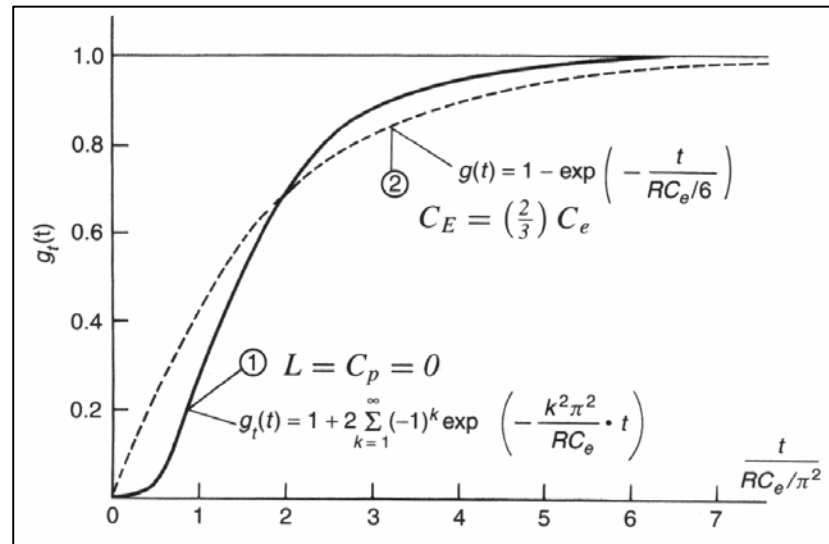


FIGURA 37: Respuesta temporal del circuito aproximado (2) y distribuido (1) del divisor

En la **FIGURA 38** se muestra el efecto de T_0 . Se observa un voltaje linealmente creciente, aplicado a la entrada del divisor, y se observa también el voltaje de salida multiplicado por el factor de escala N del sistema (razón de voltaje, en régimen permanente, del divisor). Entre un voltaje y el otro, hay una diferencia temporal T_0 , o una diferencia de voltaje ΔV .

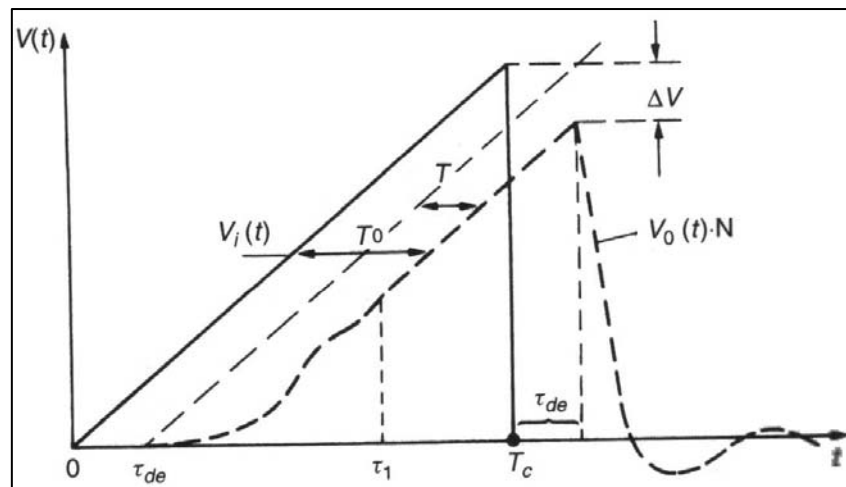


FIGURA 38: Efecto del tiempo de respuesta T_0 en el voltaje de salida del divisor

Lo ideal es que el tiempo de respuesta sea lo mas pequeño posible, y la norma IEEE-4 da algunas recomendaciones al respecto [Ref. 1]. En general, para divisores resistivos de voltaje de impulso, el tiempo T_o es del orden de decenas de nanosegundos (10-60 nS). El tiempo de respuesta del divisor (laboratorio en UCV) es 34.4 nS según la integral de 1-g(t). Igualando este tiempo de respuesta a $R*CE/4$, y dado que R es 30920 ohmios, se halla que la capacitancia CE del modelo del circuito equivalente de divisor del laboratorio de la UCV, va a ser $CE= 4.4$ pF. Los elementos del modelo, de acuerdo a la FIGURA 47 son:

$R=RDA + RDB= 30.92$ kilohmios, $R2=RDB= 50.65$ ohmios, $CE=4.4$ pF

5.5 CONDUCTOR HORIZONTAL DE ALTO VOLTAJE Y RESISTENCIA VERTICAL DE AMORTIGUAMIENTO

El conductor horizontal de metal flexible (conduit) tiene un diámetro de 5.73 cm, una longitud de 3 m y está generalmente a una altura promedio de 2.1 m sobre el suelo o piso conductor (de resina con carbón) del laboratorio. La ecuación [Ref. 2, p. 165] para calcular la impedancia de tal conductor o “línea” de alto voltaje, sin efecto corona, es la siguiente:

$$ZL = 60 * \left[\ln\left(\frac{4H}{d}\right) - \ln\left[\frac{1}{2}\left(1 + \sqrt{1 + 2\left(\frac{H}{s}\right)^2}\right)\right] \right] \dots\dots\dots(59)$$

En la ecuación la longitud de la línea = s, la altura de la línea respecto al suelo o plano de tierra = H, el diámetro del conductor de la línea = d. La impedancia ZL es en ohmios.

El valor calculado de la impedancia es de 288.14 ohmios, que es cercano o similar al valor de la resistencia de amortiguamiento RA (273.7 ohmios) que se coloca entre la línea y el

brazo superior (lado de alta tensión) del divisor de voltaje. Esta cercanía de valores contribuye a aminorar la existencia de reflexiones de voltaje (ondas viajeras) entre el generador y el divisor y el objeto de prueba a ser ensayado.

5.6 CABLE COAXIAL, ATENUADOR, TERMINADOR, Y OSCILOSCOPIO

El cable coaxial RG8/U es una línea de transmisión con pérdidas. La resistencia total del cable es de 0.2 ohmios (conductor interno) + 0.35 ohmios (malla) = 0.55 ohmios. De acuerdo a los datos del fabricante (Times Wire and Cable Co.) la impedancia característica Z_0 es de 52 ohmios y la capacitancia es de 29.6 pF/pie o 97 pF/m. El circuito equivalente del cable coaxial será el de una línea de transmisión ideal, pero con la resistencia total colocada como un elemento concentrado en serie al inicio de la línea. Otras formas de colocar o distribuir la resistencia total en la línea son tambien posibles.

El atenuador resistivo Tektronix está formado por un "circuito PI" de tres resistencias no inductivas (60.86 ohmios a tierra, 246.5 ohmios de entrada a salida, 60.86 ohmios a tierra). Su circuito equivalente será también un circuito PI con los valores arriba mostrados.

La resistencia “terminadora” Tektronix tiene como circuito equivalente a una resistencia pura de 49.7 ohmios.

El osciloscopio TDS3012 se representa por un medio de un circuito equivalente RC paralelo de 1 megaohmio y 13 pF. En casos donde se necesita extremadamente alta precisión se debe usar un doble circuito RC en cascada, con diferentes valores de R y C.

5.7 CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DEL GENERADOR (3 ETAPAS)

A continuación se presenta el circuito, con las resistencias e inductancias de “frente” y de “cola” (resistencias que prácticamente determinan el valor del tiempo virtual de frente y del tiempo virtual al valor mitad, de cola, que tendrá la onda de impulso a ser generada). El circuito se ha simplificado un poco, en la **FIGURA 39**, pues no se muestran las capacitancias entre etapas ni las capacitancias con respecto a tierra (chasis) ni la fuente de alimentación DC de alto voltaje. El conductor horizontal flexible de alto voltaje se puede representar como una línea de transmisión ideal muy corta, o como un inductor ideal, que va entre el generador y la resistencia de amortiguamiento R_A . Se representa al divisor de voltaje por su circuito equivalente aproximado. A la salida del divisor está el cable coaxial. Por último se presenta el objeto a ser probado. En el punto de tierra convergen conductores de cobre que vienen desde: el generador ($L_{\text{conductor tierra}}$, de 3.1 m de longitud), el divisor, y el objeto de prueba, y se representan por conductores ideales, aunque se podría aplicar la regla gruesa de que cada metro de conductor equivale a una inductancia de 1 microhenrio, o se podría calcular las inductancias. Lo mismo aplica a cada metro de conexión galvánica, en etapas de generador, o incluso al soporte del anillo toroidal superior.

Aunque en la figura no se muestra, al final del cable coaxial se conecta el atenuador o el terminador o ambos, y después un canal vertical de entrada del osciloscopio. El uso del terminador entre el atenuador y el osciloscopio es opcional ya que la combinación del atenuador con la resistencia de entrada del osciloscopio ofrecen una resistencia total de 49.7 ohmios, que es muy cercana a 52 ohmios. El terminador obviamente es necesario cuando no se usa el atenuador. Si se conecta el terminador entre el cable coaxial y el

atenuador, la resistencia equivalente R_t vista al final del cable por la onda incidente de impulso (que proviene o viaja desde la entrada del cable) va a ser diferente de la impedancia característica del cable en un factor casi igual a 2. Esto causa una transmisión y una reflexión de onda. La reflexión no da mayor problema porque la resistencia R_{DB} al inicio del cable absorbería dicha onda, pues R_{DB} es casi igual a la impedancia del cable coaxial. Pero la onda que si atraviesa al atenuador y llega al osciloscopio es el resultado de una transmisión, y tendrá menor amplitud que la onda incidente. El coeficiente de transmisión es $2R_t/(R_t+Z_o)=0.6513$, siendo $R_t=27.35$ ohmios y $Z_o=52$ ohmios.

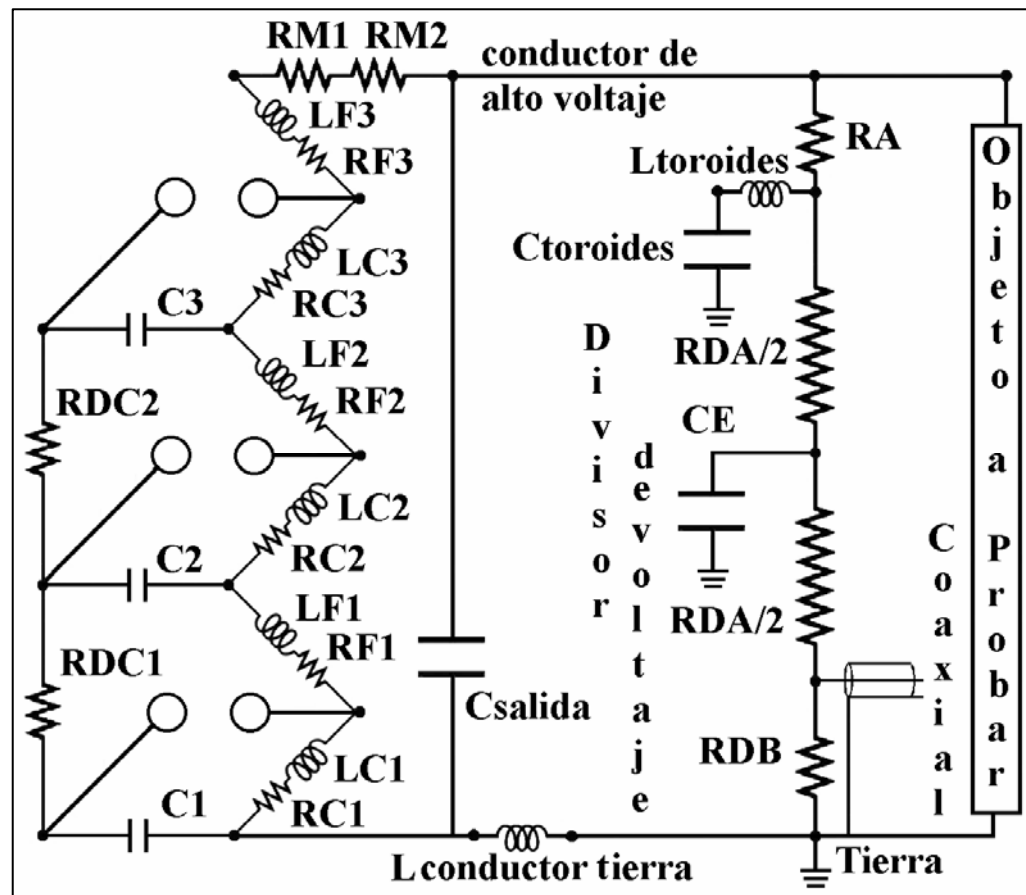


FIGURA 39: Circuito equivalente simplificado del generador (3 etapas) y divisor

Durante las pruebas de impulso se procura que el osciloscopio solo tenga conexión galvánica con la tierra para impulsos, mediante la malla o conductor externo del cable coaxial. Esto se mostró en el Capítulo 2, cuando se estaban describiendo los elementos de un sistema de medición de voltajes en alta tensión (Ver la **FIGURA 7**). Es decir, el osciloscopio se utiliza “flotando” o sin que la conexión al punto de tierra se haga a través del cable de baja tensión de tres conductores (fase, neutro, tierra) que se enchufa a la fuente interna de alimentación del osciloscopio, que es una fuente del tipo “switching”. Lo que se hace es enchufar el cable de tres conductores a un adaptador que evita que el terminal o “pin” de tierra del cable pueda insertarse en cualquier tomacorriente disponible en el laboratorio, pero en cambio los terminales de fase y neutro si pueden insertarse. El no conectar la “tierra” y/o chasis del osciloscopio mediante el cable de tres conductores, evita que se desarrollen corrientes circulantes entre ambos extremos aterrados (si los hubiese) del cable coaxial y lo cual afectaría la forma de las ondas a ser registradas por el osciloscopio.

Adicionalmente, en los casos en que la magnitud de los impulsos generados es muy grande, pues se usan tensiones muy elevadas del orden de cientos de kV, se recomienda que el cable coaxial esté colocado dentro de una tubería metálica cuyo extremo final, cercano al osciloscopio, no sea aterrado tampoco. Esto significa que la tubería solo se aterriza en el punto de partida o donde el cable coaxial proveniente del divisor ingrese a dicha tubería. Así, el cable coaxial tiene una medida de protección adicional contra interferencias electromagnéticas importantes generadas durante la producción de impulsos de alto voltaje.

5.8 RELACIÓN ESTACIONARIA DE DIVISIÓN DEL SISTEMA DE MEDICIÓN

El divisor de voltaje de impulso tiene un circuito equivalente como se mostró en la **FIGURA 36**. El divisor tiene una relación de división, según se mencionó en los subcapítulos 2.1.3 y 2.2.1. Se va a calcular la relación de voltaje, cuando ya la respuesta del divisor se haya estabilizado (o sea, la relación de voltaje en estado estacionario). Esto permite tener una idea aproximada de la magnitud de la relación de voltaje ante un impulso (hay que recordar que el circuito exacto de un divisor resistivo es de tipo distribuido). En las **FIGURAS 40 a 43** se muestran los elementos que intervienen en la determinación de la relación. Lo que se quiere es hallar el valor total de la división de voltaje (voltaje a la entrada de la resistencia de amortiguamiento / voltaje en osciloscopio) del sistema. A la salida del cable coaxial RG8/U se puede conectar ya sea el terminador o el atenuador o ambos en serie, y luego se conecta el osciloscopio digital.

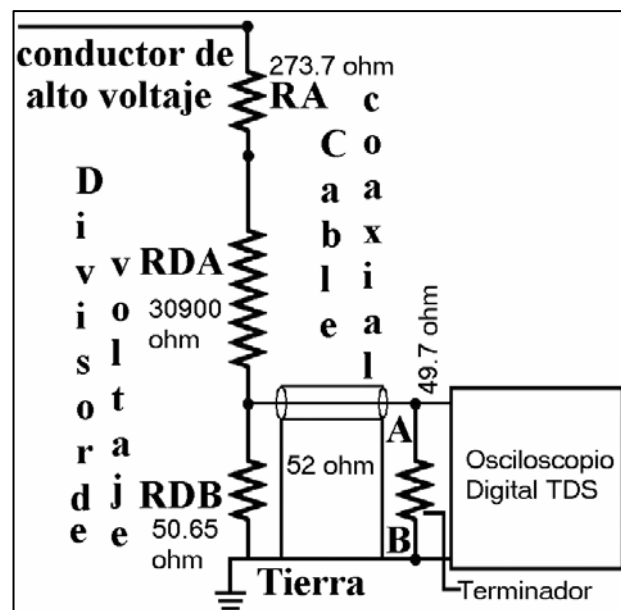


FIGURA 40: Terminador y osciloscopio conectados a la salida del cable coaxial

Para un voltaje de impulso que viaja por el conductor horizontal (línea tubular metálica) de alto voltaje, y que alcanza a la resistencia de amortiguamiento R_A , los elementos que intervienen son el divisor de voltaje, el cable coaxial, el terminador y el osciloscopio. Se puede despreciar la resistencia del osciloscopio (por ser de 1 megaohmio) que está en paralelo con el terminador. La resistencia total del coaxial es 0.55 ohmios. El voltaje entre los nodos A y B es igual al voltaje que el osciloscopio registra y muestra en pantalla. Dado que R_{DB} y la resistencia R_T del terminador son muy similares en valor a la impedancia característica Z_0 del coaxial, las reflexiones de onda son despreciables. El voltaje (Vimpulso) que entra a la resistencia de amortiguamiento se dividirá mediante R_{DA} y R_{DB} , pero es que además en paralelo a R_{DB} se encuentra el cable coaxial terminado. Para calcular la relación de división total, estacionaria, se procede así:

$$R_{DB} // R_T = 50.65 // (49.7 + 0.55) = 25.22 \text{ ohmios}$$

$$49.7 / (49.7 + 0.55) = 0.98905$$

$$\text{Voltaje entre A y B} = 25.22 * \text{Vimpulso} * 0.98905 / (25.22 + 273.7 + 30900)$$

Esto significa que: Voltaje entre A y B = Voltaje en osciloscopio = **Vimpulso / 1251.57**

En la **FIGURA 41** se puede observar que se usa ahora el atenuador PI y no el terminador. La resistencia total entre los nodos A y B es de $60.8 // (60.8 + 246.5) = 50.76$ ohmios, despreciando la resistencia de entrada del osciloscopio. Por lo tanto, en este caso también el cable coaxial ve a su salida una resistencia de valor muy similar a la propia impedancia característica Z_0 del cable y las reflexiones de onda serán despreciables. Se procede así:

$$50.76 / (50.76 + 0.55) = 0.98928$$

$$50.65 // (50.76 + 0.55) = 25.49 \text{ ohmios}$$

$$\text{Voltaje entre A y B} = 25.49 * V_{\text{impulso}} * 0.98928 / (25.49 + 273.7 + 30900) = V_{\text{impulso}} / 1238.03$$

$$\text{Voltaje en osciloscopio} = (V_{\text{impulso}} / 1238.03) * 60.8 / 246.5 = \mathbf{V_{impulso} / 6257.3}$$

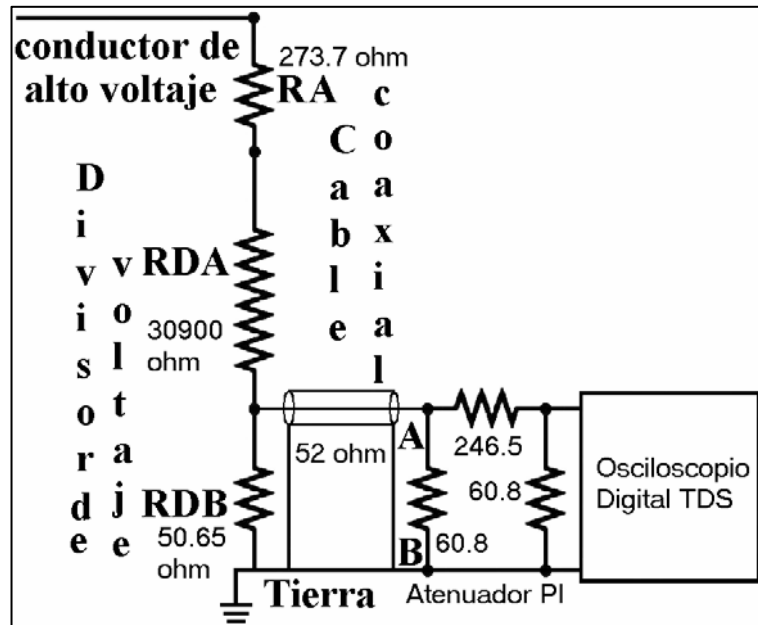


FIGURA 41: Atenuador PI conectado entre el cable coaxial y el osciloscopio

En la **FIGURA 42** se observa que el terminador se conecta entre el cable coaxial y el atenuador. En este caso la resistencia total entre A y B ya no es cercana a 52 ohmios y ocurrirá una transmisión y una reflexión de onda. Sin embargo, la reflexión (de regreso desde el nodo A hacia el divisor de voltaje) será prácticamente anulada por la resistencia RDB, ya que dicha resistencia tiene un valor casi igual al de la impedancia característica Z_0 del cable coaxial. La onda transmitida desde el nodo A hacia el osciloscopio tendrá entonces que atravesar las resistencias del atenuador. Para los cálculos se procede así:

$$49.7 // 60.8 = 27.346 \text{ ohmios}$$

La resistencia total entre A y B es $(60.8+246.5)/27.346= 25.11$ ohmios

(es decir, vale casi la mitad de la magnitud de la impedancia característica Z_0 : 52 ohmios)

El voltaje en los terminales de la resistencia RDB es:

$$(50.65/52)*V_{\text{impulso}} / [273.7 + 30900 + (50.65/52)] = V_{\text{impulso}} / 1216.75$$

Esta onda "viaja" por el cable coaxial y llega a los nodos A y B. Ocurre una transmisión y una reflexión. El coeficiente de transmisión es $2*25.11/(Z_0 + 25.11) = 0.6513$

El voltaje "transmitido" de onda es $0.6513*V_{\text{impulso}} / 1216.75$

Este voltaje transmitido a su vez debe atravesar las dos últimas resistencias del atenuador, para poder llegar al osciloscopio. Esto significa que el voltaje en el osciloscopio está dado por $[60.8/(60.8+246.5)]*0.6513*V_{\text{impulso}}/1216.75 = V_{\text{impulso}} / 9442.41$

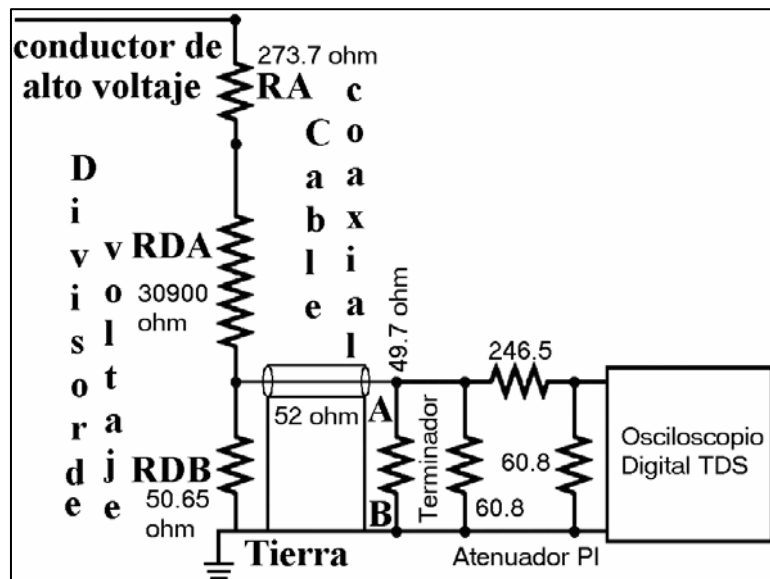


FIGURA 42: Terminador conectado entre el cable coaxial y el atenuador

En la **FIGURA 43** se observa que el terminador se conecta entre el atenuador y el osciloscopio. La resistencia total vista entre los nodos A y B seguirá siendo de un valor

cercano a los 52 ohmios, y por lo tanto las reflexiones de onda, a la salida del cable coaxial, serán despreciables. Para los cálculos se procede así:

$$49.7 // 60.8 = 27.346 \text{ ohmios}$$

La resistencia total entre A y B es $60.8 // (246.5 + 27.346) = 49.76 \text{ ohmios}$

$$49.76 // (49.76 + 0.55) = 25.24 \text{ ohmios}$$

$$49.76 / (49.76 + 0.55) = 0.98907$$

Voltaje entre A y B: $V_{\text{impulso}} * 25.24 * 0.98907 / (25.24 + 273.7 + 30900) = V_{\text{impulso}} / 1250.55$

Por lo tanto el voltaje en el osciloscopio es $(V_{\text{impulso}} / 1250.55) * 27.346 / (27.346 + 246.5) =$

$$V_{\text{impulso}} / 12505.5$$

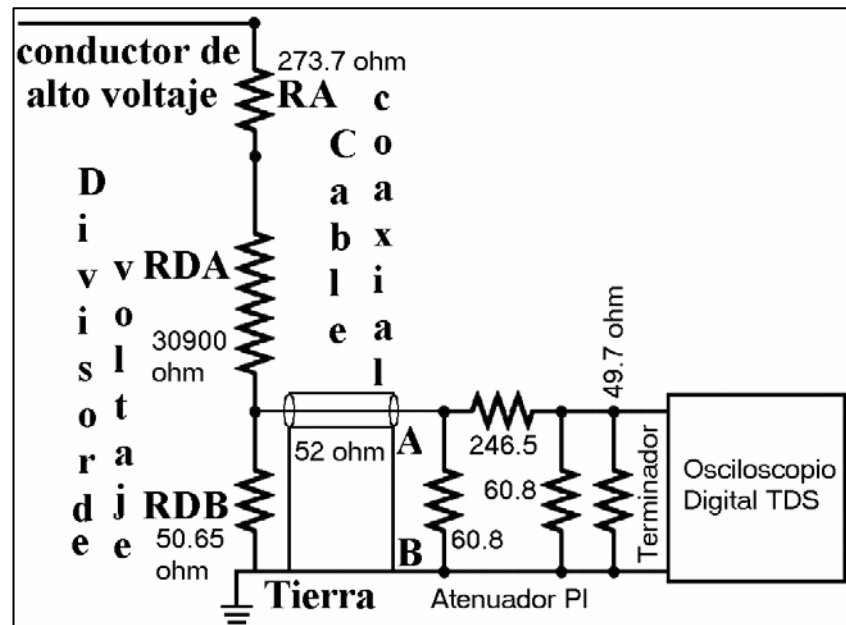


FIGURA 43: Terminador conectado entre el atenuador y el osciloscopio

En resumen, la relación (estacionaria) total de división de voltaje del sistema de medición estará entre 1251.57 y 12505.55 según sea la conexión usada a la salida del cable coaxial.

CAPÍTULO VI

PRUEBAS DE IMPULSO EN EL LABORATORIO DE LA UCV

Para la realización de las pruebas se usan una o hasta dos etapas en serie del generador. No es recomendable usar todas las etapas en serie debido a los muy altos voltajes que se producirían y al esfuerzo que ello representa sobre las resistencias y capacitores del generador, en caso de ocurrir algún inconveniente con el objeto de prueba u objeto a ser ensayado. Sin embargo, el generador está dimensionado para soportar tales eventos. El objeto de prueba va a ser un “pararrayos” o “arrester” o descargador fabricado por la empresa ELPRO, para uso en redes de distribución AC a tensiones de algunos kilovoltios.

6.1 FILTRADO DIGITAL DE LAS ONDAS DE IMPULSO

Es muy importante indicar aquí que los impulsos registrados por el osciloscopio han sido sometidos a un proceso de filtrado digital de paso bajo tipo FIR [Ref. 8, p.1213]. En general las formas de onda u oscilogramas que se registran o captan digitalmente normalmente contienen ruidos superpuestos y oscilaciones generadas por varias fuentes, inclusive ruido interno del propio digitalizador y oscilaciones causadas por el propio circuito de generación y/o medición de impulsos. La eliminación efectiva del ruido no deseado, sin que ello afecte adversamente a la señal u onda de impulso, es esencial para la determinación correcta de los parámetros de las ondas de impulso digitalizadas. En reconocimiento de esto, las normas internacionales [Ref. 7] para la medición de altos

voltajes permiten la presencia de oscilaciones y/o sobrepasos en la onda, con una amplitud de hasta 5% del valor pico de voltaje de impulso. En general, aun con las mediciones mas cuidadosas, los niveles de ruido en las formas de onda registradas son casi siempre mayores a 1% del valor pico especialmente si se usan instrumentos digitalizadores (p. ej. osciloscopios digitales) que tengan gran ancho de banda. Dado que las normas internacionales especifican 3 % como la exactitud total requerida para un sistema de medida aprobado o aceptado, entonces es obvio que alguna forma de reducción de ruido tiene que ser aplicada, para alcanzar los limites permitidos de exactitud, en todos los casos.

Por un lado la incertidumbre en la medición del voltaje de impulso puede reducirse usando filtrado digital, pero por otro lado, dicho filtrado introducirá su propia incertidumbre a causa de la deformación a que somete a la señal captada o digitalizada por el instrumento. Las normas internacionales [**Ref. 7**] especifican que el limite total para la incertidumbre en la medición del voltaje pico de la onda debe ser de $\pm 3\%$ para un sistema aprobado de medición (como por ejemplo, el divisor de voltaje manufacturado por HAEFELY y que está en el laboratorio de la UCV) pero de $\pm 1\%$ para un sistema de medición de referencia (un sistema de medición que sirva como patrón de comparación). Las incertidumbres límite permitidas en los parámetros de tiempo son de $\pm 10\%$ para sistemas de medición aprobados y de $\pm 5\%$ para sistemas de medición de referencia (patrones).

Un sistema digital de medición puede ser dividido normalmente en cuatro componentes principales: el divisor de alto voltaje, el atenuador de voltaje, el instrumento digitalizador, y el software para procesar las ondas capturadas o registradas. Tomando en cuenta que el software en este caso se refiere exclusivamente al filtro digital a ser aplicado, lo deseable es

que la incertidumbre total contribuida por el filtro sea de alrededor de 0.1% para mediciones de voltaje pico y de 1% para mediciones de parámetros de tiempo de las ondas.

En una onda de impulso las oscilaciones pueden ocurrir en el frente de onda, a menudo debido a la existencia de excesiva inductancia en el circuito. El ruido de alta frecuencia del propio generador puede también acoplarse al sistema de medición a través del divisor de voltaje de impulso. Según normas técnicas internacionales [Ref. 7] las oscilaciones que tengan frecuencias mayores a 0.5 MHz y los sobrepasos únicos que tengan duración menor a 1 μ S deben ser tratados como ruido y ser suavizados, lo que permite poder trazar una curva media, antes de realizarse cualquier calculo de parámetros (**Ver Capítulo 2 y ver Ref. 7**). La amplitud permisible de las oscilaciones y/o del sobrepaso es de hasta 5% del valor pico del voltaje de impulso. Estos límites en la frecuencia del ruido y su amplitud, impuestos por las normas se deben tomar en cuenta cuando se diseñan los filtros digitales.

Es esencial conocer las componentes de frecuencia de las formas de onda de impulso para así poder determinar el rango deseable de frecuencia en que opera el filtro digital. La distribución de las varias componentes de frecuencia en el impulso se puede representar mejor mediante un espectro de amplitud. Si una señal es digitalizada en un numero discreto de puntos de datos, su espectro de forma discreta, el cual es un conjunto de muestras de frecuencia, puede ser hallado usando la Transformada Discreta de Fourier (DFT). Se puede calcular la amplitud y frecuencia de cada muestra presente en el conjunto de puntos y lo que se obtiene es un conjunto de pares ordenados de amplitud y frecuencia, los cuales forman el espectro discreto del impulso que fue capturado digitalmente por el osciloscopio.

Para determinar que frecuencias debería dejar pasar el filtro digital se recurre a transformar, al dominio de la frecuencia, impulsos de tipo atmosférico que sean suaves (es decir, sin ruido ni oscilaciones ni sobrepasos) y se determina su espectro de frecuencia (Ver el **Capítulo 2**, subcapítulos 2.1.2 y 2.1.4, y ver **Ref. 8**). Para tales impulsos cuyos tiempos virtuales de frente y de cola cumplan con la norma IEEE-4, que coincide en esto con las normas internacionales, el espectro tiene componentes muy pequeñas por encima de los 3 MHz. Esto significa que un impulso atmosférico con tiempo de frente mayor o igual a $0.84 \mu\text{S}$ (ver Tolerancias, en el **Capítulo 2**) contiene componentes mínimas o despreciables de frecuencia por encima de 3 MHz (ver la **FIGURA 44** y también la **FIGURA 5**).

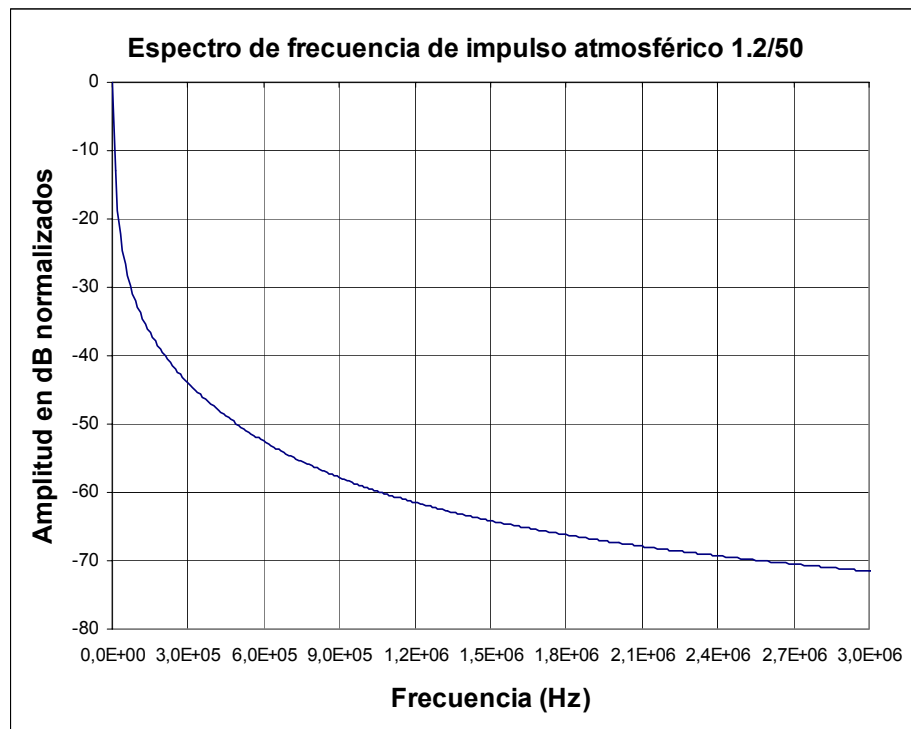


FIGURA 44: Componentes de frecuencia del espectro de un impulso pleno 1.2/50

Si se remueven por filtrado digital las componentes por encima de tal frecuencia, esto casi no afecta al valor pico y los parámetros de tiempo del impulso digitalizado. Por lo tanto, los filtros digitales de paso bajo cuya frecuencia de corte sea de alrededor de 3 MHz pueden ser usados para eliminar ruidos sin afectar la señal u onda de impulso. Sin embargo, dado que las características del filtro nunca pueden ser ideales, hay que escoger bien la forma del filtro pues su función de transferencia puede afectar un poco la onda de impulso. Todo filtro de paso bajo tiene siempre un rizado o “ripple” en su banda de paso y tiene una atenuación mínima en su banda de detención o de rechazo de señal. La forma de la función de transferencia del filtro depende entonces del tipo de filtro y de su orden o longitud.

Hay dos formas de diseñar filtros digitales: el método de ventana o el método de rizado igualmente distribuido. Ambos tienen una considerable complejidad matemática, llegando incluso al uso de funciones de Bessel o de algoritmos recursivos, por lo que solo se pueden implementar de forma razonable en un computador. No se va a entrar en detalle de como tales métodos producen un filtro digital, pero si se hace mención aquí de que el proceso de filtrado digital equivale a la suma de la convolución del vector o arreglo de puntos de datos (onda de impulso digitalizada) con el vector o arreglo de coeficientes del filtro digital.

En cuanto a las características del filtro digital, y en base a las limitaciones impuestas por las normas técnicas para la medición de impulsos de alto voltaje, el rizado (normalizado) en la banda de paso del filtro debe ser mucho menor que 0.1% si se desea que la incertidumbre, debida al filtrado, en cuanto a la determinación del voltaje pico sea menor a 0.1%. La atenuación en la banda de detención (stop-band) también está primeramente determinada por el límite de incertidumbre para el valor pico de voltaje. Si el nivel de ruido

(oscilaciones, sobrepaso, etc.) puede ser de hasta 5% del valor pico, entonces se necesita que el filtro provea una atenuación mayor a 40 decibeles (dB) para que así se reduzca el ruido a menos de 0.05% del voltaje pico. Es también deseable que la banda de transición (al pasar progresivamente de la frecuencia de corte a la frecuencia de detención) del filtro sea lo mas estrecha posible para que de este modo se pueda lograr el mas amplio rango de reducción de ruido. Sin embargo, la reducción de esta banda está limitada o condicionada por el valor del rizado, por el valor de la atenuación mínima, y por el orden del filtro. El filtro se va a implementar usándose la transformada de Fourier para una frecuencia de corte de alrededor de 3 MHz y los resultados se van a graficar, mediante la hoja Excel. A continuación se muestra en las **FIGURAS 45 y 46** una comparación de ondas de impulso, para observar el efecto del filtrado digital. Las ondas ya filtradas están en color amarillo.

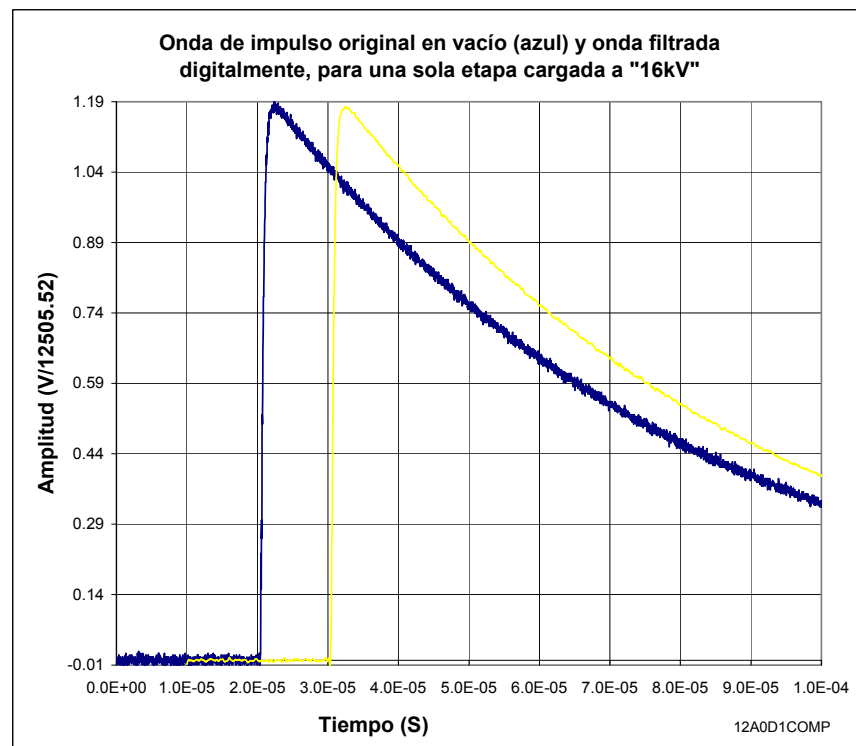


FIGURA 45: Onda de impulso originalmente capturada y onda filtrada digitalmente

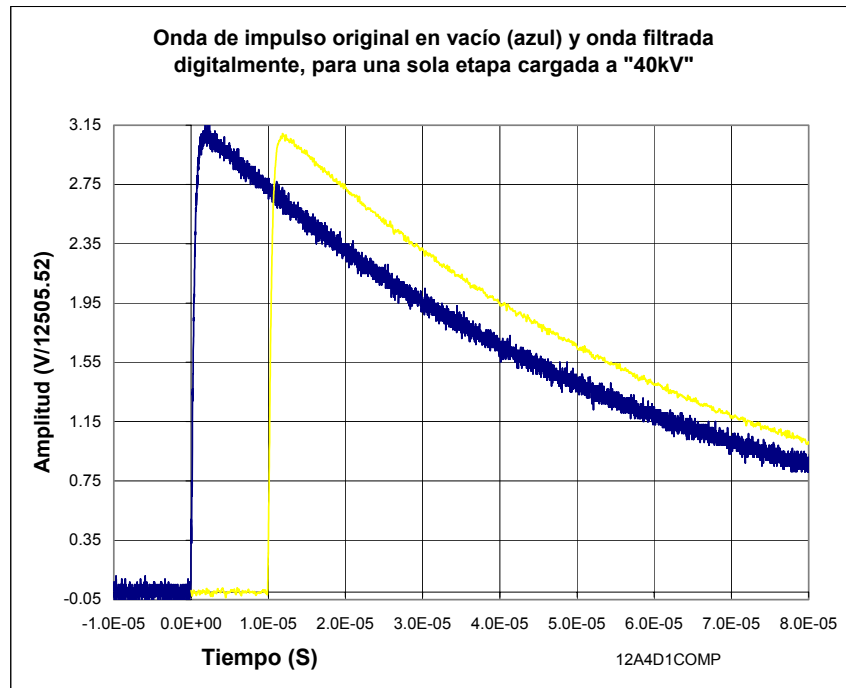


FIGURA 46: Otra onda de impulso capturada y onda filtrada digitalmente

6.2 TRAZADO DE LAS CURVAS MEDIAS PARA LAS ONDAS

Luego de ser filtradas digitalmente, las ondas están listas para ser analizadas. Las normas técnicas (IEEE 4 y otras) indican que si existen oscilaciones o sobrepasos en la forma de onda, se debe trazar una curva media para la onda, y determinarse de la curva media los valores de tiempos virtuales de frente y cola y el valor de voltaje pico. Se recurre al ajuste de curvas (Ver **Ref. 9**) para trazar la curva media de acuerdo a una de tres ecuaciones:

$$DOUBEXP: y(t) = A * \{\exp(-a * t) - \exp(-b * t)\} \dots \dots \dots (60)$$

$$NTEXP: y(t) = A * \{1 - \exp(-c * t)\} * \{\exp(-a * t) - \exp(-b * t)\} \dots \dots \dots (61)$$

$$GEXP: y(t) = A * \{1 - \exp(-c * t^2)\} * \{\exp(-a * t) - \exp(-b * t)\} \dots \dots \dots (62)$$

La primera es una ecuación doble exponencial pura, cuyo inicio de la forma de onda es cóncavo hacia abajo. La segunda es una ecuación triple exponencial negativa, que sirve para modelar el hecho de que el impulso medido fue modificado por el sistema de medición (el efecto mas obvio será al inicio del impulso, el cual será un inicio cóncavo hacia arriba mas bien que cóncavo hacia abajo). La tercera ecuación permite que el inicio de la forma de onda sea modelada por medio de una exponencial gaussiana. Para hacer el ajuste de las ondas ya filtradas, a las ecuaciones, se usó regresión no lineal y graficación en Excel.

6.3 PRUEBAS DE IMPULSO PLENO EN VACÍO (SIN OBJETO A ENSAYAR)

Se va a probar primero el funcionamiento del generador y divisor, en vacío. Es decir, se conecta el generador al divisor, mediante la línea de transmisión o conductor tubular horizontal flexible y la resistencia de amortiguamiento, pero no se agrega a esto el objeto de prueba. A la salida del divisor se conectan el atenuador o el terminador o ambos, y a continuación el osciloscopio digital. Para generar impulsos de tensión que tengan diferentes valores pico, se varía la tensión DC que alimenta a los capacitores de las etapas a usar en el generador y se va ajustando la distancia entre esferas hasta que se produzca arco eléctrico.

En las gráficas a continuación se muestran impulsos, ya filtrados digitalmente, obtenidos cuando se usa solo una etapa del generador (cuyo capacitor es cargado a diferentes niveles de tensión DC) y se conecta a la salida del cable coaxial el atenuador y luego el terminador y por último el osciloscopio. Según el valor que tienen la resistencia de amortiguamiento, las resistencias del divisor, la impedancia del cable coaxial, las resistencias del atenuador, y la resistencia del terminador, se puede calcular que la razón o relación de división N de

voltaje de todo el sistema de medición formado por el divisor y el atenuador y el terminador (**Ver sub-capítulos 2.1.3 y 5.8**) es de 12505.52, o sea que la tensión que llega al conector BNC del osciloscopio es 1/10 de la que llega al atenuador conectado al extremo del coaxial.

Aquí se observan las ondas de impulso de un grupo de pruebas en vacío (sin objeto de prueba) ya filtradas digitalmente, para eliminarles un poco mas del 50% de las frecuencias superiores del espectro. Esto es satisfactorio para remover el ruido sin afectar las formas de onda. La **FIGURA 47** y la **FIGURA 48** muestran la cola y frente de onda, para una etapa cargada a “16 kV” DC. La curva azul es la onda filtrada. La curva amarilla es la onda filtrada y ajustada (a la ecuación DOUBEXP). A la onda ajustada es a la que se le calculan el tiempo de frente, el tiempo de cola, y el valor pico de voltaje.

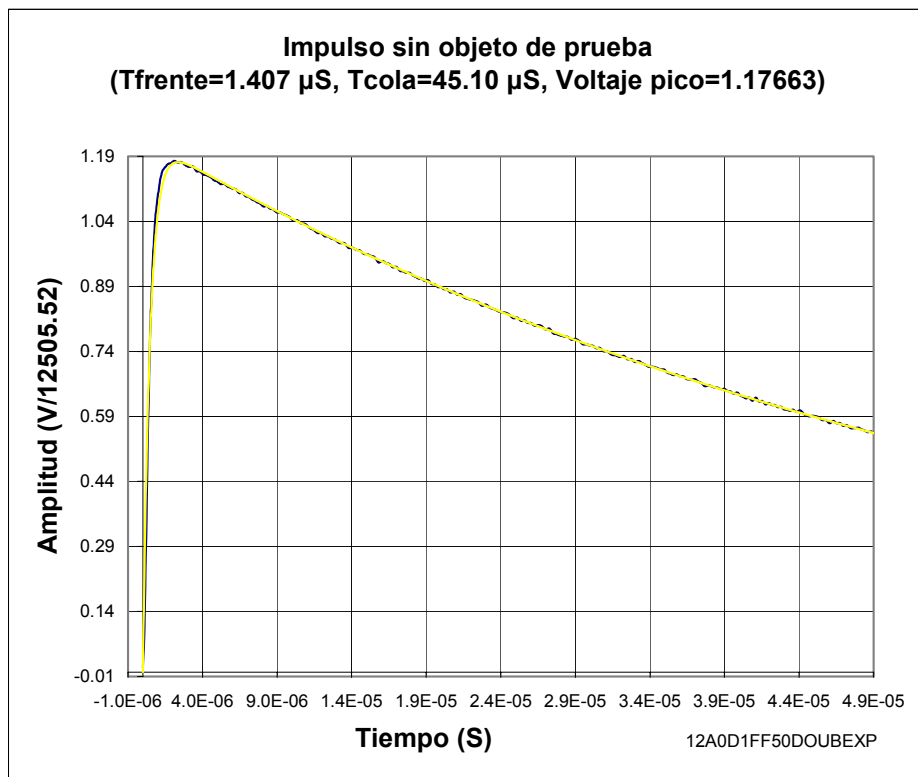


FIGURA 47: Cola de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16 kV (ajuste DOUBEXP)

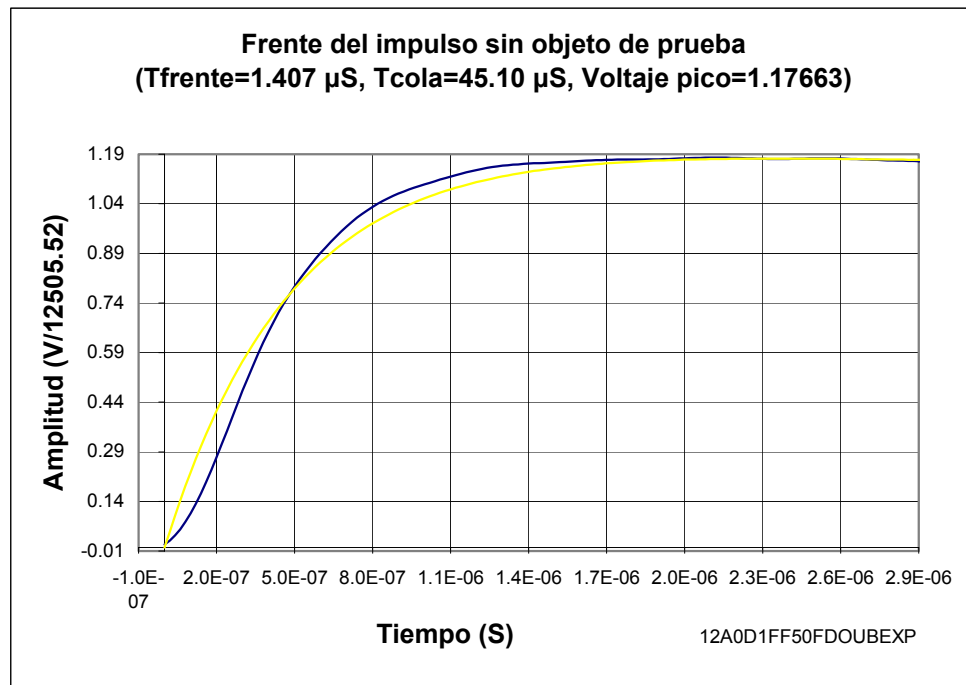


FIGURA 48: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16 kV (ajuste DOUBEXP)

La **FIGURA 49** y la **FIGURA 50** muestran la onda filtrada (curva azul) y la onda filtrada y ajustada a la ecuación NTEXP (curva amarilla). Se calculó el tiempo de frente, el tiempo de cola, y el voltaje pico para la onda ajustada. Se observa en la **FIGURA 50** que el impulso ajustado y el impulso original filtrado prácticamente coinciden en casi todo su frente.

La **FIGURA 51** y la **FIGURA 52** muestran la onda filtrada (curva azul) y la onda filtrada y ajustada a la ecuación GEXP (curva amarilla). Se calculó el tiempo de frente, el tiempo de cola, y el voltaje pico para la onda ajustada. Se observa en la **FIGURA 52** que el impulso ajustado y el impulso original filtrado coinciden bastante bien en su frente, pero no es mejor la coincidencia que con el ajuste a la ecuación NTEXP (**FIGURA 50**).

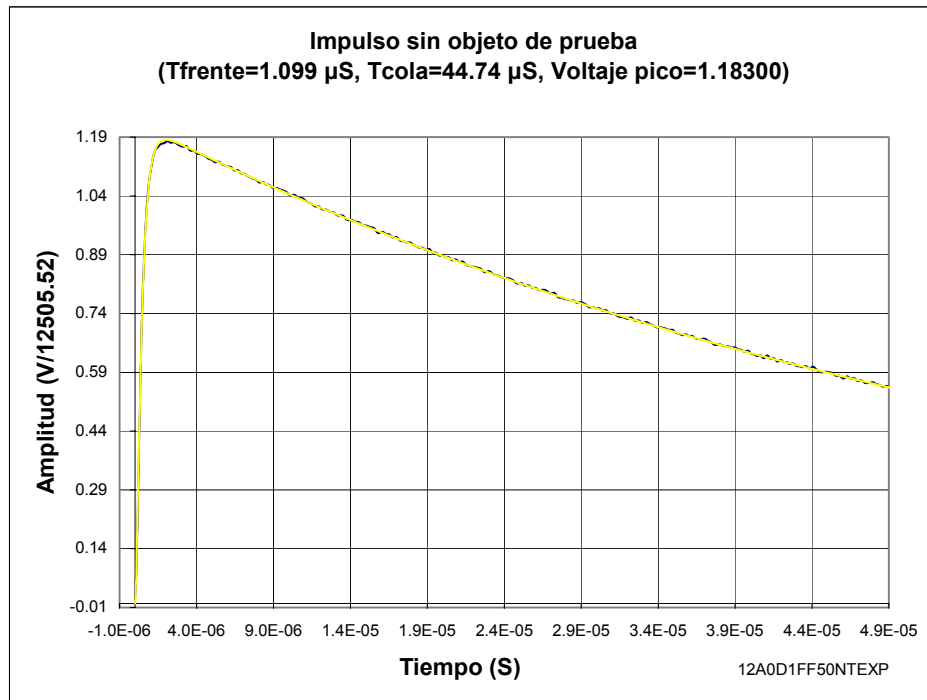


FIGURA 49: Cola de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16 kV (ajuste NTEXP)

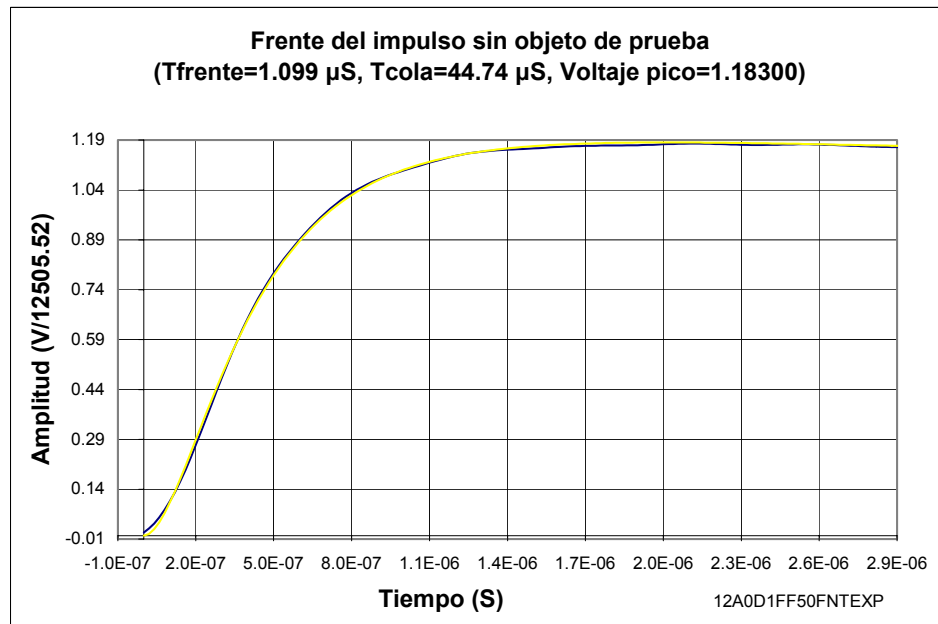


FIGURA 50: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16 kV (ajuste NTEXP)

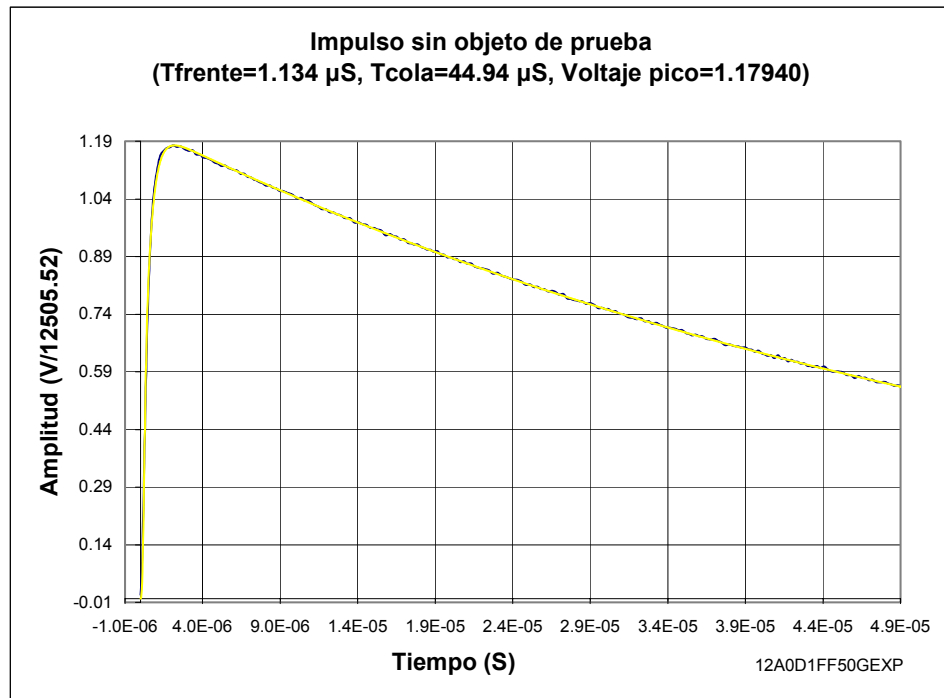


FIGURA 51: Cola de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16 kV (ajuste GEXP)

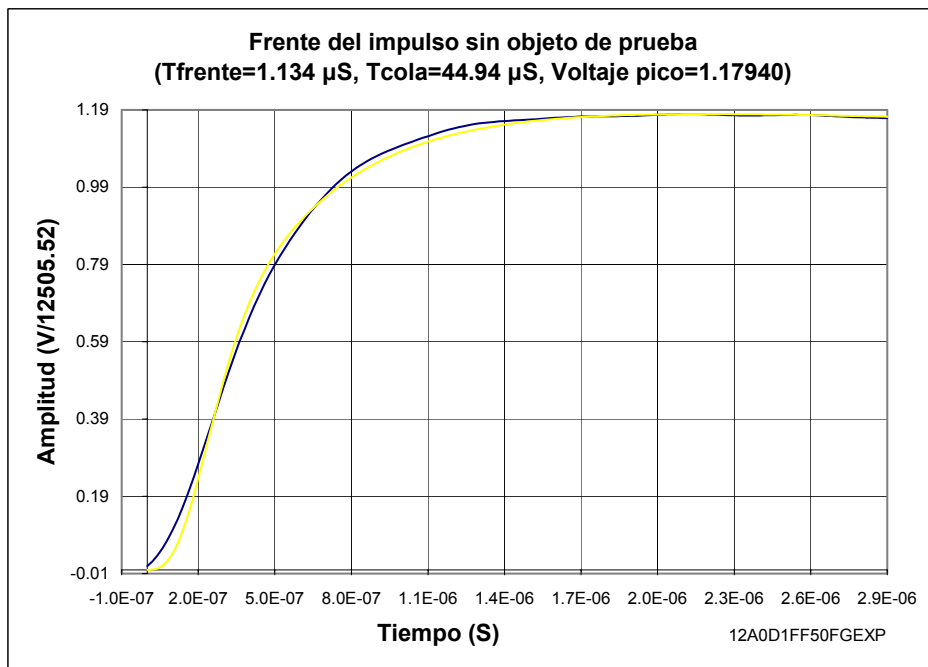


FIGURA 52: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 16 kV (ajuste GEXP)

Ahora se presentan las gráficas para el caso de usar una etapa cargada a "40 kV" DC.

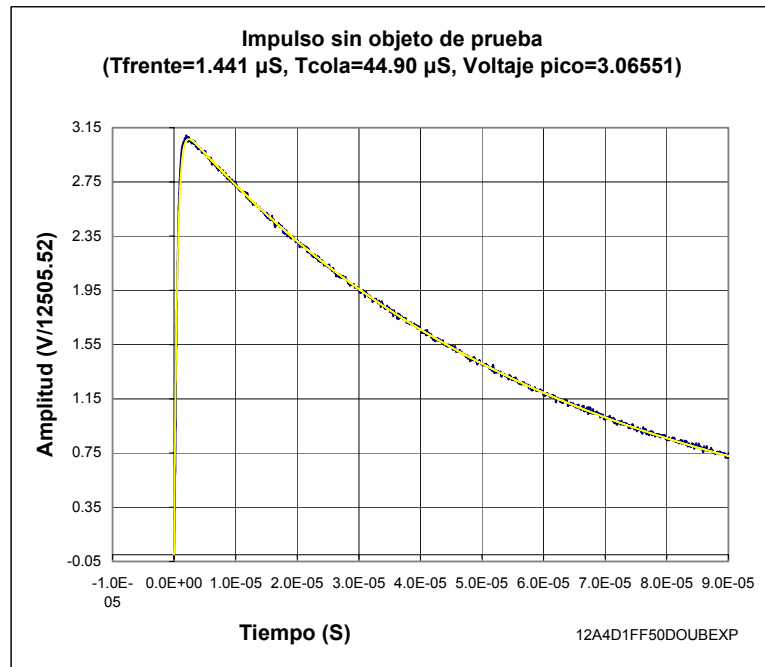


FIGURA 53: Cola de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40 kV (ajuste DOUBEXP)

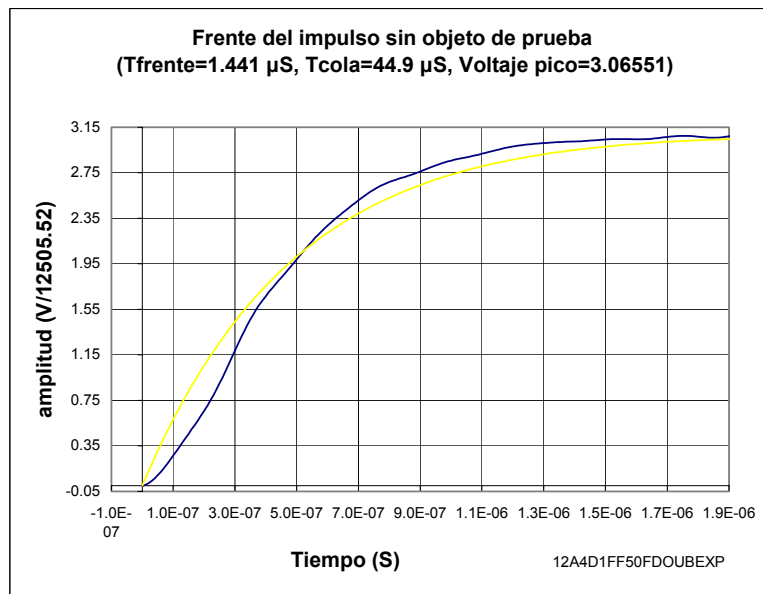


FIGURA 54: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40 kV (ajuste DOUBEXP)

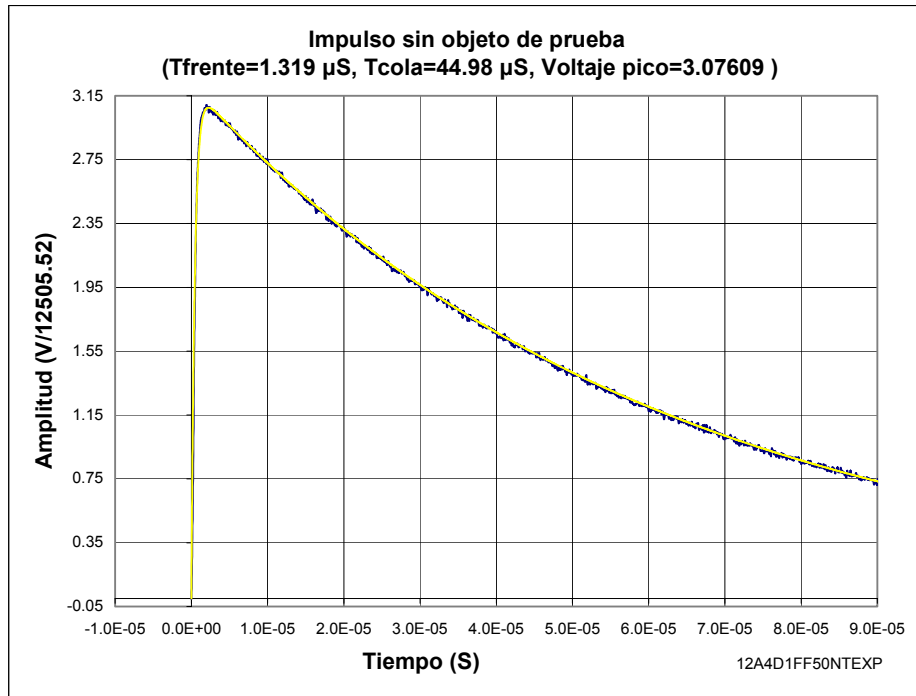


FIGURA 55: Cola de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40 kV (ajuste NTEXP)

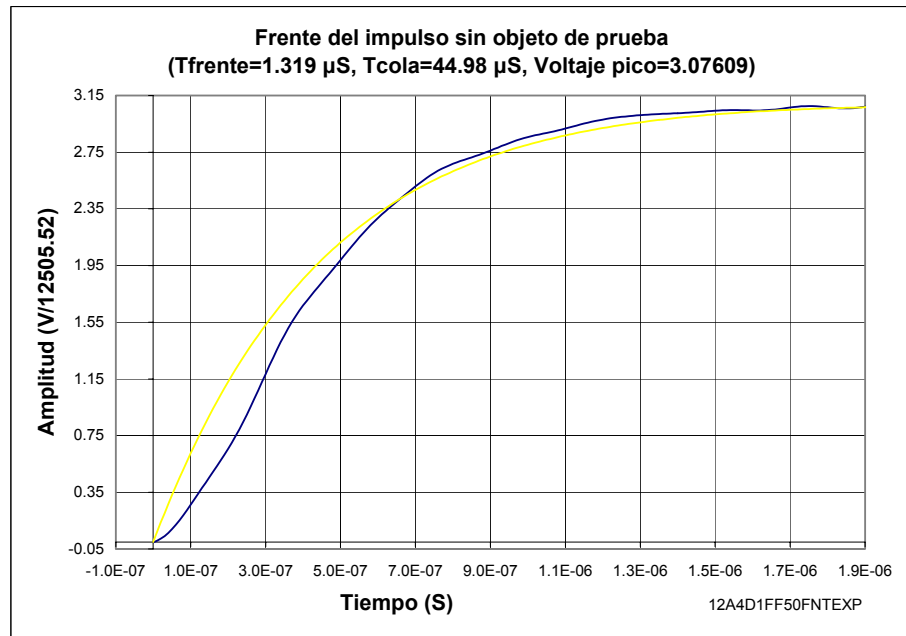


FIGURA 56: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40 kV (ajuste NTEXP)

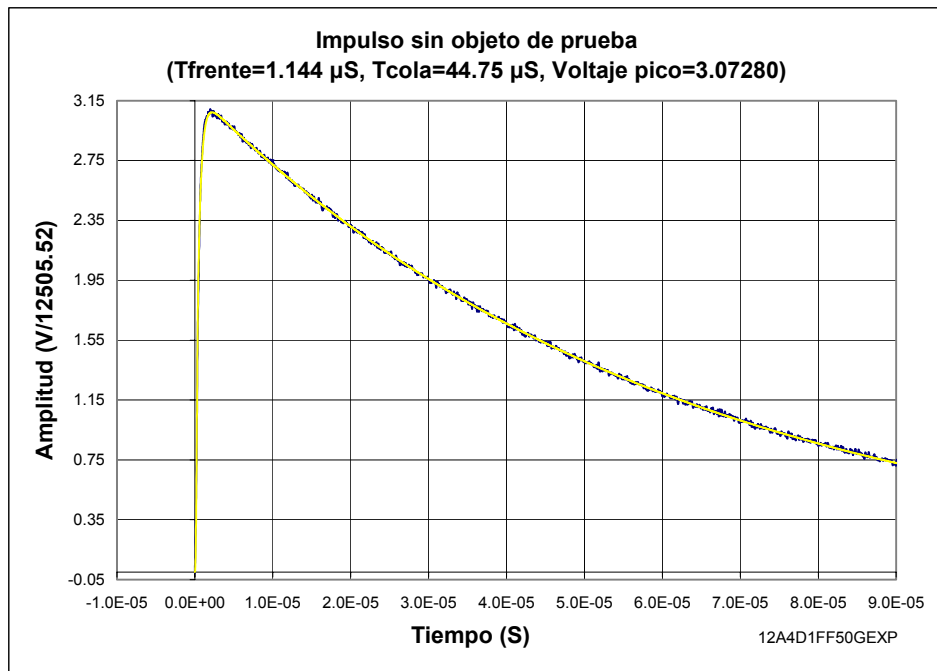


FIGURA 57: Cola de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40 kV (ajuste GEXP)

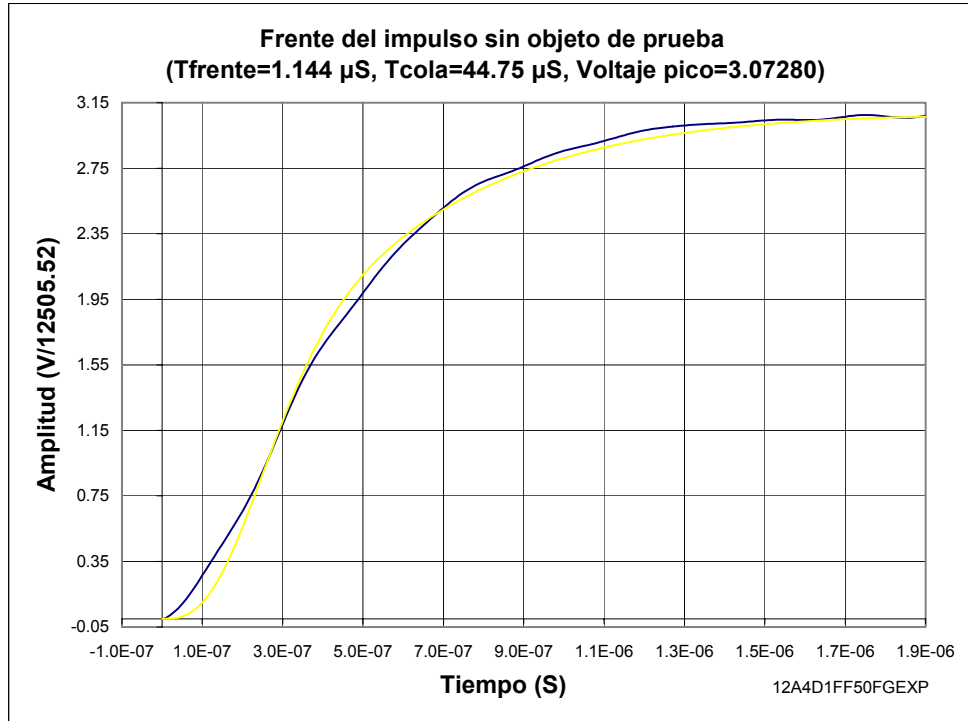


FIGURA 58: Frente de impulso en vacío para 1 etapa cargada a 40 kV (ajuste GEXP)

Los valores de los parámetros "a", "b", "c", "A", para las ecuaciones DOUBEXP, NTEXP, GEXP, y que se usaron para hacer las gráficas de las curvas medias (ondas ajustadas), se obtuvieron mediante el ajuste de las curvas originales (impulsos capturados por el osciloscopio) que además primero fueron filtradas. La correlación dice (valor entre 0 y 1) que tan bueno fue el ajuste de la curva media. Tales valores se ven en la **TABLA 41**.

TABLA 41: Valores de parámetros para ecuaciones de las curvas medias de impulso

Gráfica de curva media	A	b	c	A	Correlación
FIGURA 47	16406.3	2065125.8	no aplica	1.23287	0.99962
FIGURA 49	16374.8	4549968.6	2515804.1	1.23056	0.99996
FIGURA 51	16386.2	2267402.1	1.88833E13	1.23139	0.99991
FIGURA 53	16506.2	2011937.7	no aplica	3.21615	0.99870
FIGURA 55	16400.3	2188000.1	9.00001E8	3.21600	0.99839
FIGURA 57	16469.1	2229686.2	1.67434E13	3.21082	0.99961

Luego se realizó otro grupo de pruebas de impulso en vacío, cambiando el orden de conexión del terminador y el atenuador resistivo (entre el osciloscopio y el cable coaxial desde el divisor de voltaje de impulso) para ver como influye en la forma de onda del impulso capturado por el osciloscopio. Se trazaron las curvas medias, para cada onda de impulso original luego de ser filtrada. Por ultimo se hizo una prueba de impulso con dos etapas serie cargadas a "21 kV" DC c/u. A continuación dos gráficas, cuando el atenuador está entre el coaxial y el terminador (y a su vez el terminador está antes del osciloscopio).

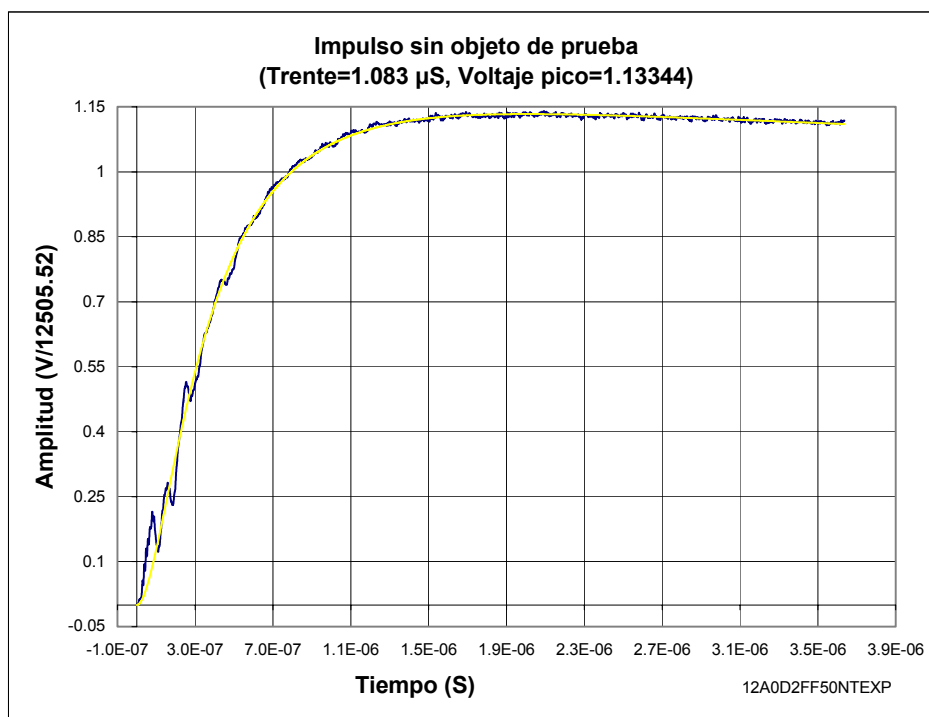


FIGURA 59: Frente de impulso en vacío para etapa cargada a 15 kV (ajuste NTEXP)

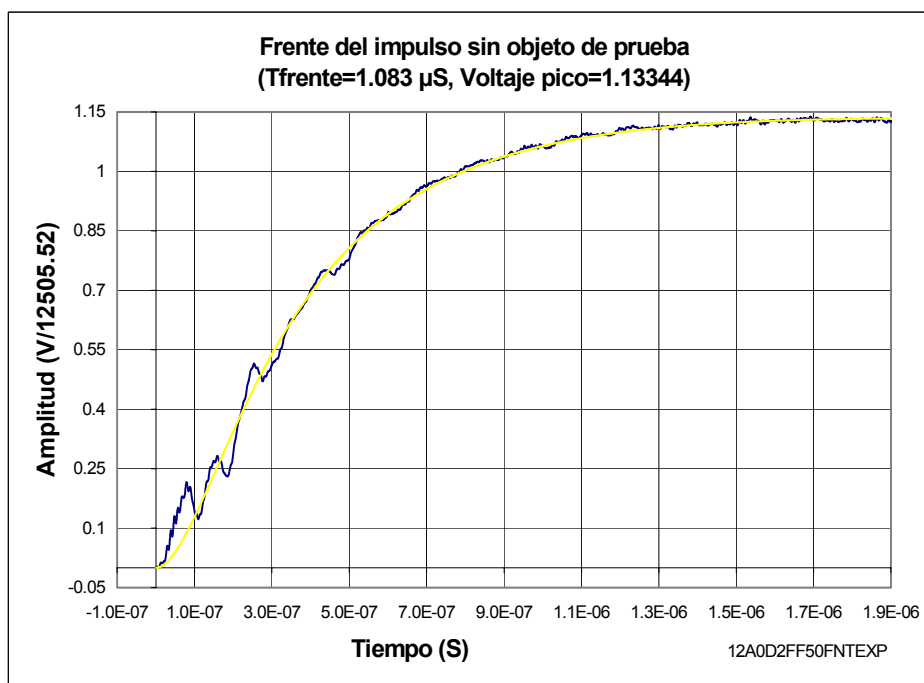


FIGURA 60: Detalle del frente de impulso para etapa cargada a 15 kV (ajuste NTEXP)

Al invertir el orden de conexión del atenuador y el terminador, se obtiene esta gráfica:

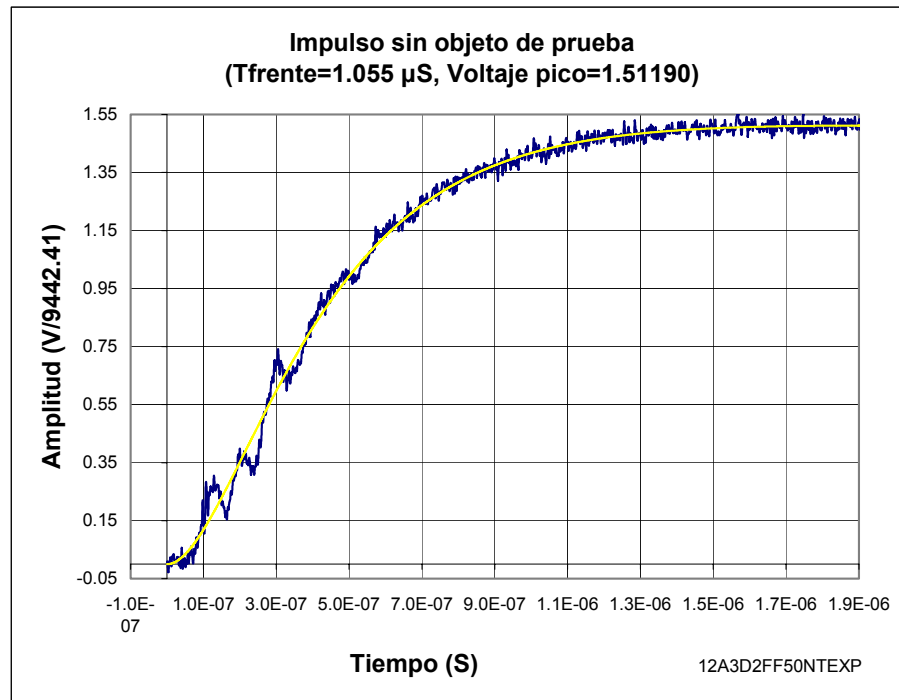


FIGURA 61: Frente de impulso en vacío para etapa cargada a 15 kV (ajuste NTEXP)

En los ejes verticales en las **FIGURAS 59 y 61**, se indica que cambia la relación total de división del sistema de medición (de 12505.52 a 9442.41). Además la onda ha pasado a ser ahora un poco mas "ruidosa", debido a las ondas viajeras que aparecen en el cable coaxial dado que a la salida del cable la resistencia total o equivalente ya no es tan cercana en valor a la impedancia característica (**Ver sub-capítulo 5.8**). Se muestra la onda original ya filtrada y la curva media que tuvo mejor correlación (0.96848) según las ecuaciones para ajuste. En la **FIGURA 62** se observa la onda obtenida al usar dos etapas en serie. Como las resistencias de frente y de cola, y capacitores, no tienen idénticos valores de una a otra etapa, la onda obtenida no es exactamente el doble de la onda generada en una sola etapa.

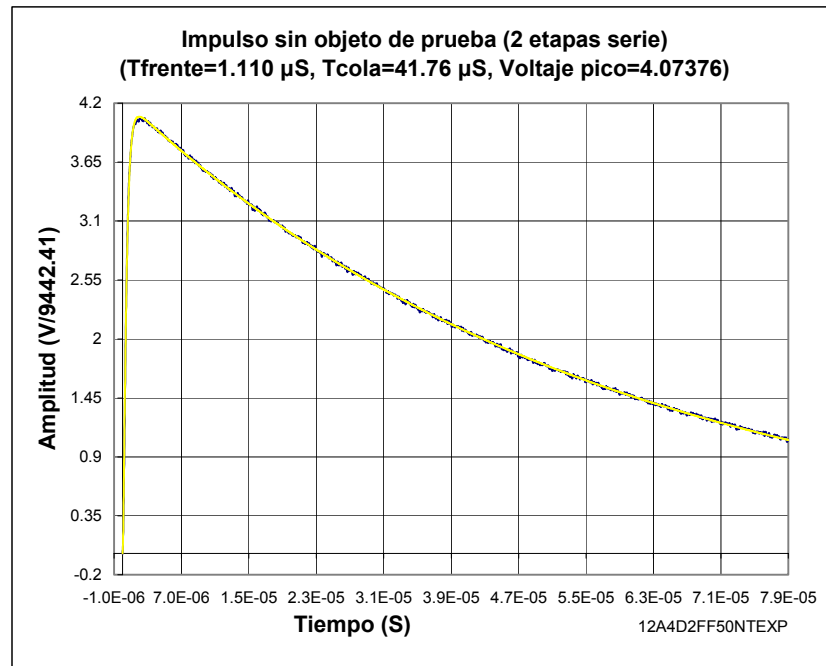


FIGURA 62: Onda de impulso obtenida al usar dos etapas en serie del generador

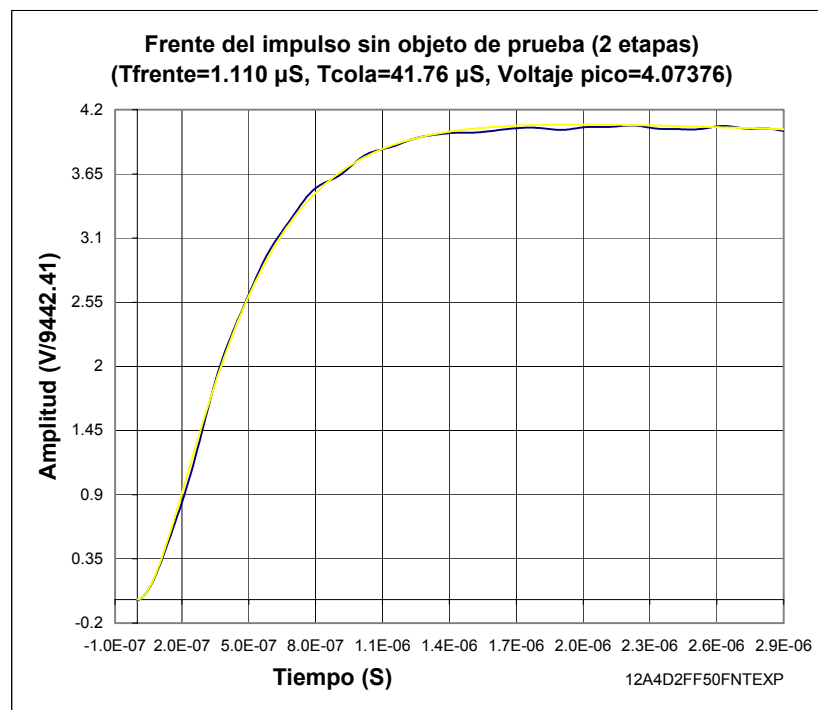


FIGURA 63: Detalle del frente del impulso de onda obtenida con dos etapas en serie

6.4 PRUEBAS DE IMPULSO CON OBJETO A ENSAYAR (“PARARRAYOS”)

Se usó como objeto de prueba un "pararrayos" o "descargador de sobretensiones" o "arrester", manufacturado para niveles de tensión de distribución (algunos kilovoltios). Se le aplicaron al descargador varias ondas de impulso de voltaje y se observó que algunas veces operaba y en otras ocasiones no, según fuesen los niveles de tensión de los impulsos. Cuando el descargador operaba, las ondas obtenidas solo podían ser filtradas digitalmente y no se pudieron ajustar a ninguna de las tres ecuaciones exponenciales, debido a que la operación del descargador produce un corte abrupto en la forma de onda de onda en los bornes del propio descargador. A continuación se muestran varias gráficas al respecto.

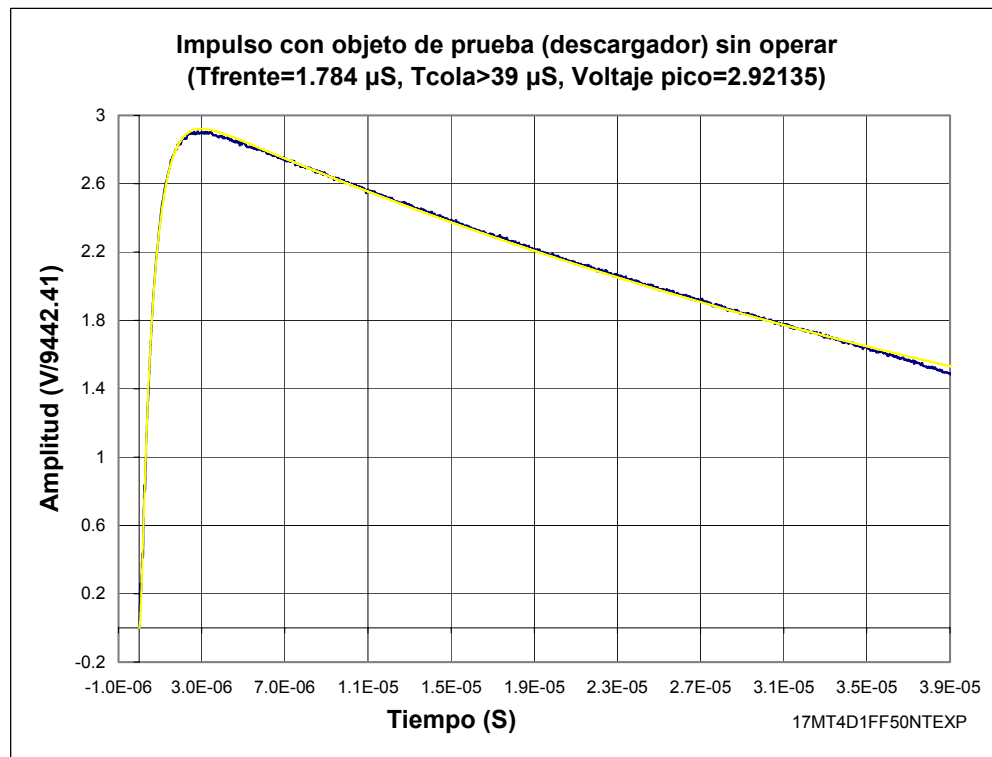


FIGURA 64: Impulso aplicado, pero el descargador no llegó a operar

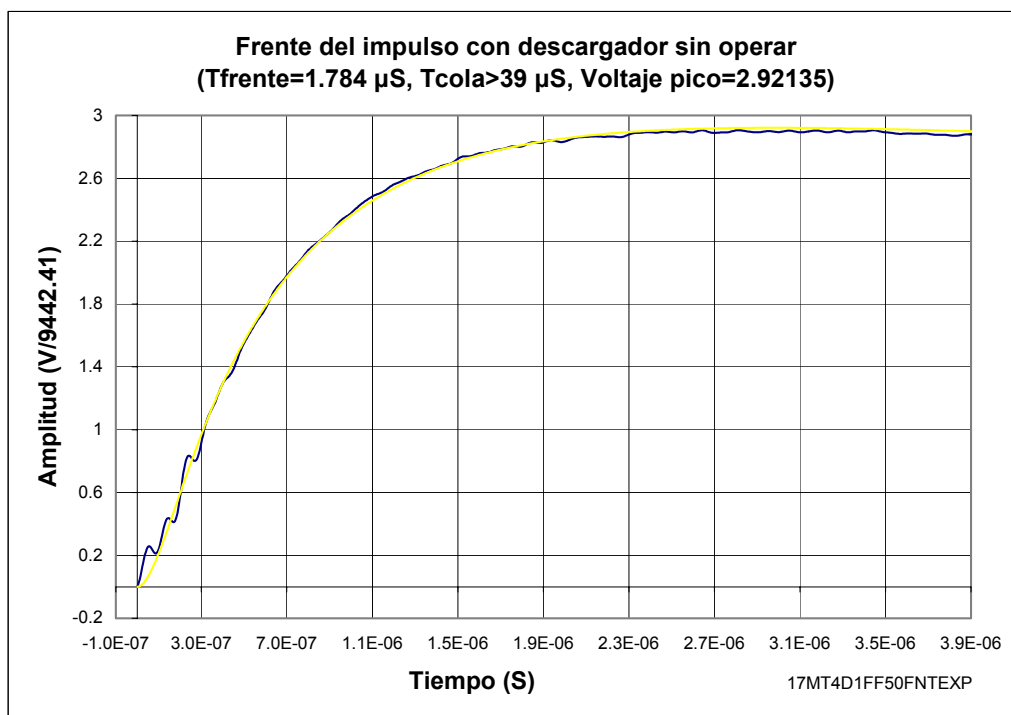


FIGURA 65: Frente del impulso aplicado, pero el descargador no llegó a operar

La **FIGURA 64** y la **65** corresponden al impulso producido por una etapa del generador cargada a "30.5 kV" DC. Ese impulso es aplicado al divisor de voltaje de impulso y al "pararrayos" o "arrester" o "descargador de sobretensiones". Dicho "arrester" es lo que se conoce como el objeto de prueba, que va conectado en paralelo con el divisor de voltaje de impulso, a la salida del generador de impulso. En cada figura, la curva azul representa al impulso que luego de ser capturado por el osciloscopio ha sido filtrado digitalmente. La mejor curva media es en color amarillo y se logró en base a ajuste con la ecuación NTEXP. Las **FIGURAS 66** y **67** muestran la cola y el frente del impulso cuando el descargador si opera, truncando fuertemente la onda, y aquí ya no es válida ninguna curva media. El impulso se generó mediante una sola etapa del generador, que fue cargada a "38 kV" DC.

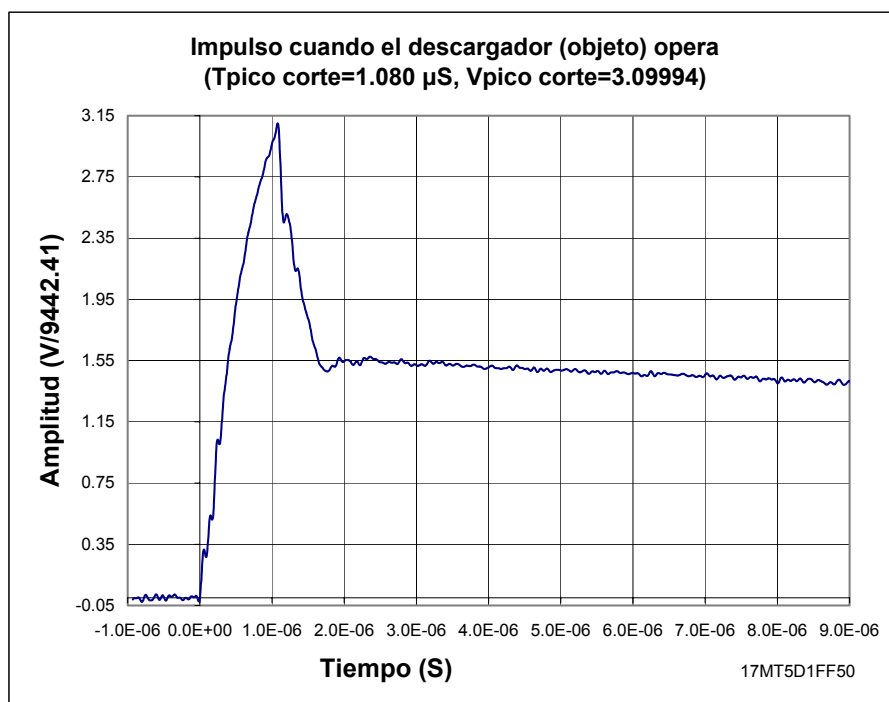


FIGURA 66: Impulso aplicado y el descargador operó

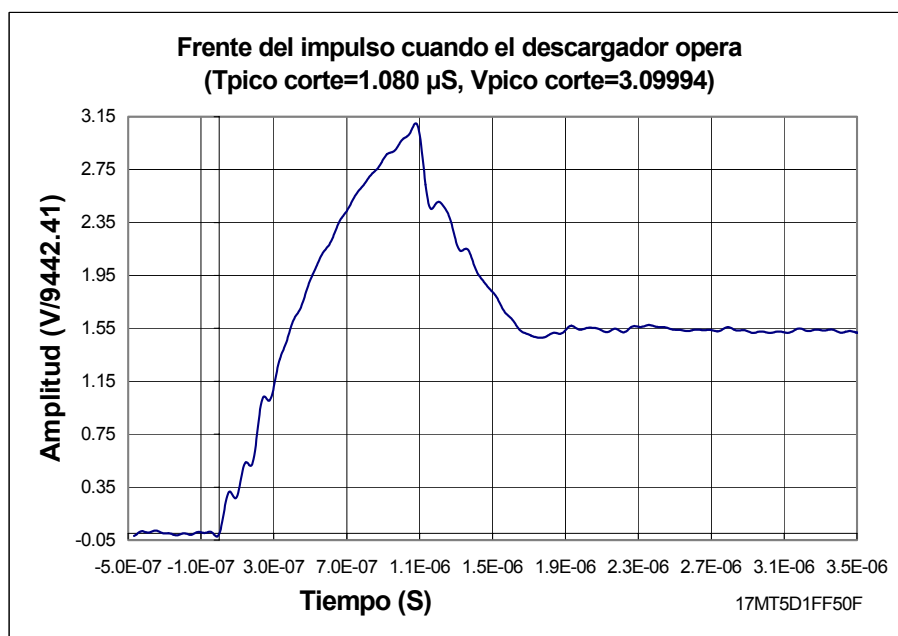


FIGURA 67: Frente del impulso aplicado y el descargador operó

La **FIGURA 68** y la **69** muestran el impulso obtenido con una etapa cargada a "41 kV" DC.

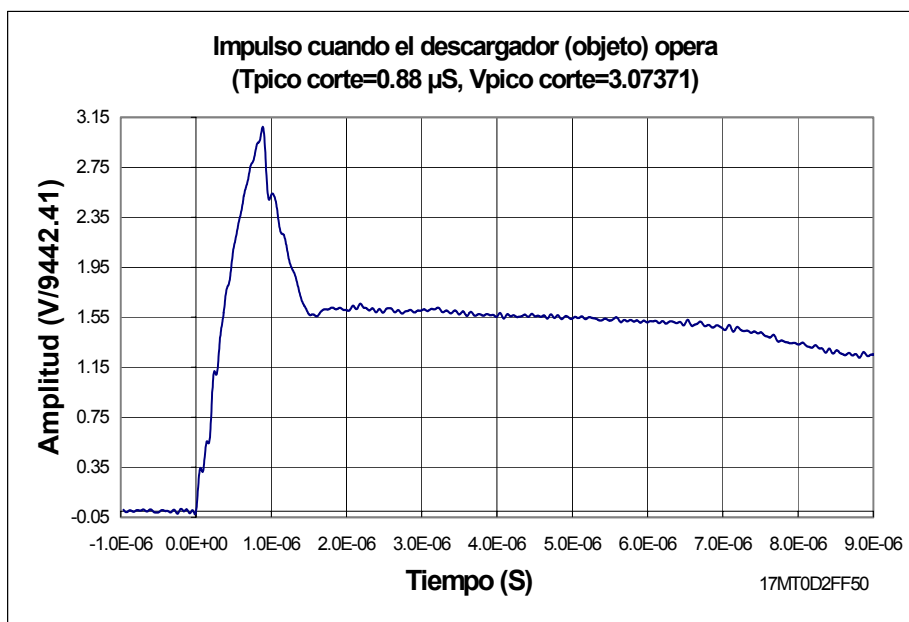


FIGURA 68: Impulso aplicado con mayor tensión y el descargador operó

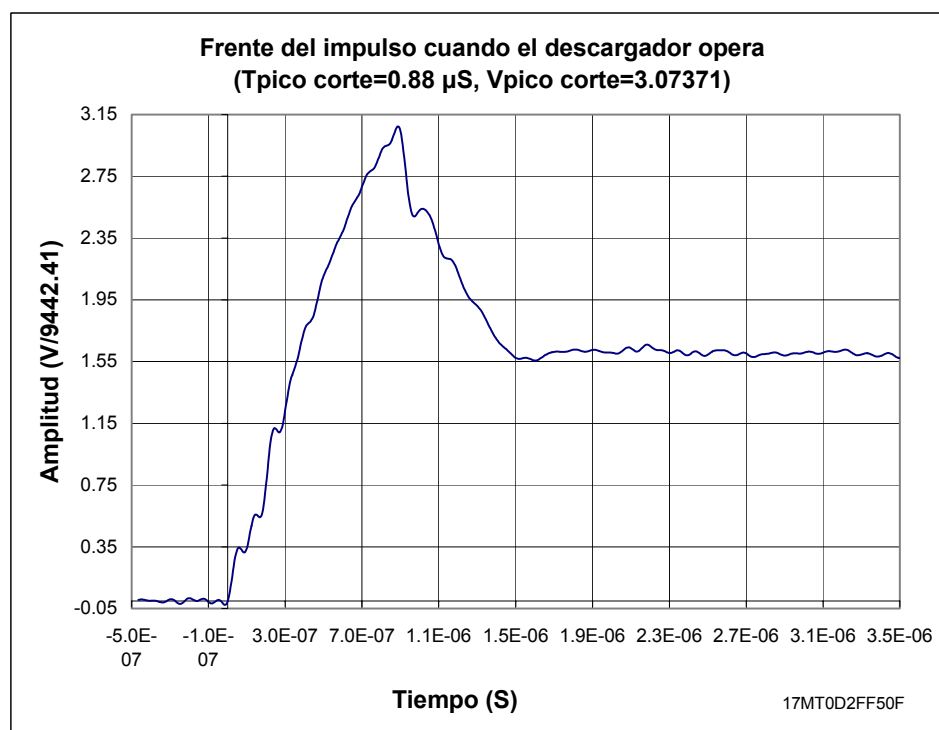


FIGURA 69: Frente del impulso aplicado con mayor tensión y el descargador operó

La **FIGURA 70** y la **71** muestran el impulso obtenido con una etapa cargada a "46 kV" DC.

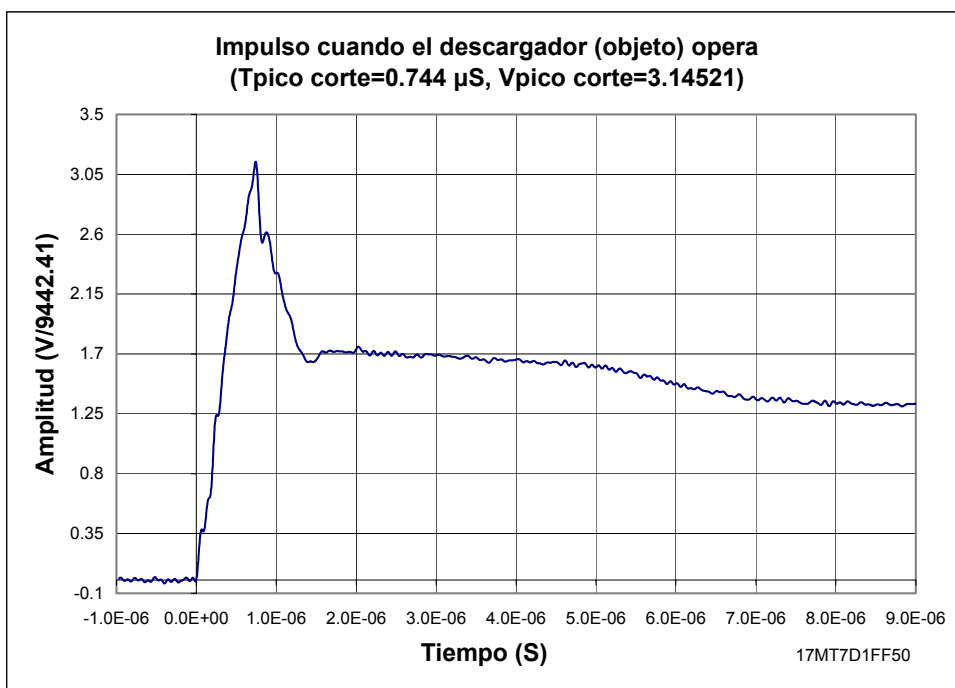


FIGURA 70: Impulso aplicado con aun mas tensión y el descargador operó

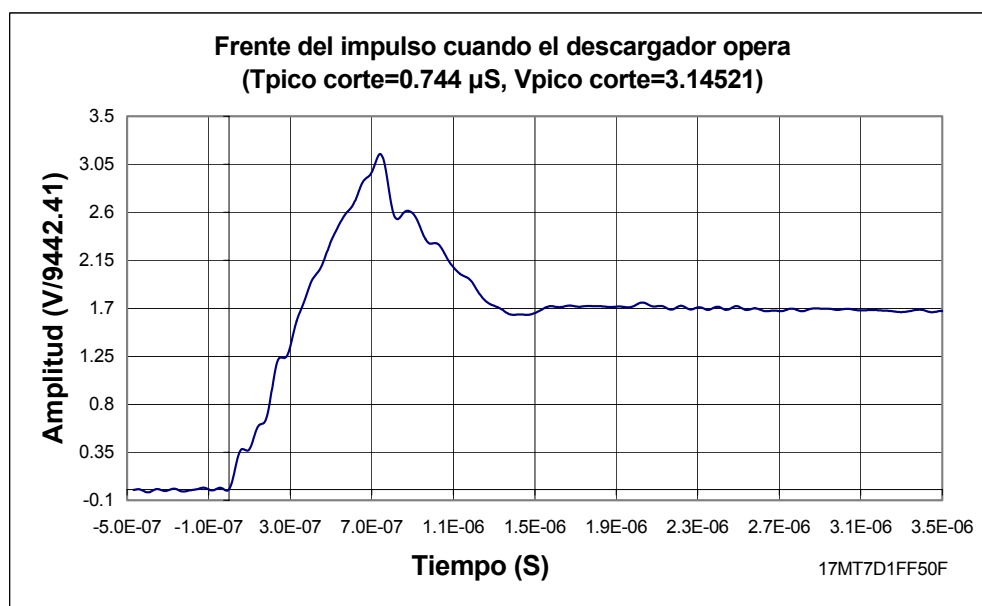


FIGURA 71: Frente del impulso con aun mas tensión y el descargador operó

El circuito usado para la realización de la prueba de impulso con objeto de prueba fue el siguiente: del terminal superior del capacitor de salida del generador de impulso (**Cb**: ver la **FIGURA 8** o **Csalida**: ver la **FIGURA 18**. También ver la **FIGURA 13**) se conecta un conductor AWG #12, de 3 metros de longitud, que va hacia el extremo superior de la resistencia de amortiguamiento (**RA**) unida al divisor de voltaje de impulso. Aproximadamente en el punto medio del conductor (es decir, a 1.4 m del divisor y a 1.6 m del generador) se conecta el terminal superior del objeto de prueba (arrester) mediante otro conductor de cobre, calibre AWG #12, pero de 50 cm de longitud. El terminal inferior del objeto se conecta al nodo de tierra de impulso del laboratorio (donde ya están conectados el generador y el divisor de voltaje de impulso) mediante un conductor de cobre, calibre AWG #12, de 2.6 metros de longitud. A la salida del cable coaxial, proveniente desde el divisor de voltaje de impulso, se conectaron el terminador y el atenuador resistivo y por último el osciloscopio.

CAPÍTULO VII

SIMULACIONES CON ATP

Se va a realizar una serie de simulaciones, con una etapa y luego dos etapas serie del generador de impulso. Cada etapa en el ATP se formulará a partir del circuito equivalente de capacitancias y de los valores de las resistencias de frente y de cola para esa etapa. El voltaje de carga DC del capacitor de cada etapa ($C_1, C_2, \dots$) a usar, se va a dar como un dato al ATP y se observará el voltaje de impulso que se obtiene en los bornes o terminales del capacitor C_{salida} . Se añadirá al circuito equivalente la línea de transmisión formada por la tubería metálica de conduit y a continuación el divisor resistivo de voltaje de impulso, y por último el cable coaxial, el atenuador y/o terminador o ambos. Se harán simulaciones y se compararán con las gráficas de las ondas capturadas o medidas por el osciloscopio.

7.1 SIMULACIÓN DE UNA ETAPA EN VACÍO DEL GENERADOR

El circuito a simular en ATP está formado por: $C_1=525.14$ nF, $RC_1=115.89$ ohmios, $RF_1=9.88$ ohmios, $RM_1+RM_2=167.15$ ohmios (morganite), $C_{salida}=2.28$ nF, $RA=273.7$ ohms (amortiguamiento), $RDA=30.9$ kilohmios (resistencia del lado de alta del divisor), $RDB=50.65$ ohmios (lado de baja), $CE=0.1$ pF (que dió resultados un poco mejores que con 4.4 pF, en frentes de onda). El conductor metálico de tubería conduit equivale a una línea de transmisión de 3 m de longitud y 0.0573 m de diametro, con impedancia característica de

288.14 ohmios. Como tal longitud es "electricamente corta" para las mayores frecuencias (3 a 10 MHz) del espectro de la onda "1.2/50", se podría sustituir la línea por un inductor de 2.2 μH calculado [Ref.11] así : $L(\mu\text{H}) = 0.2 * \text{longitud} * [\ln(2 * \text{longitud} / \text{diametro}) - 1]$

El generador de impulso está unido al nodo de tierra del laboratorio mediante un conductor de 3.1 m de longitud y diámetro 0.00573 m, lo que equivale a un inductor de 4.14 μH . La resistencia de arco eléctrico se simula con TACS en ATP, usando la ecuación de Kushner (con radio del arco según Braginskii [Refs.10,14]) pero modificada para evitar dividir por cero y evitar corrientes negativas a potencias no enteras. K es una constante algo empírica.

$$R_{kushner} = K * \text{longitud arco} / ([i(t)]^{22/15} * t^{2/5}) \dots\dots\dots (63)$$

Archivo de Entrada para simular una etapa del generador, cargada a "16 kV" DC:

En este archivo suministrado al ATP para ser ejecutado, se solicitó que las variables a mostrar como salidas fuesen el voltaje del capacitor de etapa C1 (nodo E1I), el voltaje de impulso en el capacitor Csalida (nodo ECS), y el voltaje que entra al canal vertical del osciloscopio (nodo OSC). La simulación corresponde a la prueba de impulso representada en las **FIGURAS 47 a 52** (recordar que se hizo filtrado digital a la onda obtenida en la prueba y se hicieron trazados de curvas medias). A continuación el archivo (de tipo .DAT):

```
BEGIN NEW DATA CASE
C Csalida conectado a ECT. TACSKUSINDECT16KDTOSC33PFTOR
C SIMULACION 1 ETAPA CIRC TIPOB (12A0D1) CON CAPACITOR CARGADO 16KVDC
C DELTAT=20 nSEG, TMAX=50 USEG. NO SE USA AC ASI QUE XOPT=COPT=0
C Tiempo de muestreo del osciloscopio fue 20 nSeg tambien
C ----dt----Tmax----XOPT----COPT--Epsiln--Tolmat--Tstart----->
      2E-8    5.E-5      0.      0.
C <-Iout<--Iplot<-Idoubl<-Kssout<-MaxOut<---Ipun<-MemSav<---Icat<-Nenerg<-Iprsup
      1          1          1          1
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
```

```

C AQUI SE COLOCA LO RELACIONADO A TACS
C Modela arco electrico como resistencia Kushner controlada TACS
TACS HYBRID
77RARC1      1.E2
90E1L
90E1R
99CURR1      =(E1L-E1R)/0.001
98RARC1      =38.02*0.003*250/(((ABS(CURR1))*1.4667)*(TIMEX**0.4)+0.0001)
98VARC1      =CURR1*RARC1
33RARC1 CURR1 VARC1
C Fin de TACS
BLANK
C      ELEMENTOS CONCENTRADOS DEL TIPO R(OHMS), L(MILI-HENRYS), C(MICRO-FARAD.)
C      TIPO DE SALIDA SEGUN EL NUMERO COLOCADO EN LA ULTIMA COLUMNA :
C      '1'=CORRIENTE ENTRE 2 NODOS, '2'=VOLTAJE ENTRE 2 NODOS ,
C      '3'=VOLTAJE Y CORRIENTE ENTRE 2 NODOS.'4'=POTENCIA Y ENERGIA ENTRE 2 NODOS
C *****
C      Se toma en cuenta resistencia del cable coaxial (0.55 ohm)
C      Toma en cuenta inductancia guaya cobre,soportes esferas gap,soporte toroide
C      CONDUIT de 3m es 2.2 uH y cable aterrizar generador 3.1m es 4.14uH
C      AHORA CIRCUITO DE 1 ETAPA DE GENERADOR CON C1(525.14nF) CARGADO A 16KVDC
C      RCI=115.89, LC1=18uH, RF1=9.88, LF1=10.82uH, Csalida=2.28nF, RM1+RM2=167.15
C      DIVISOR DE VOLTAJE TIENE RDA=30.9K, RDB=50.65, CE=4.4pF, Ctoroides=33pF
C 3      9      15      21      27      33      39      45      50      54
C <NODO <NODO <NODOR<NODOR<- R <- L <- C <----- NADA ----->O
ECT      .00414
E1I      1.E9
E1I ECT      .52514
E1I E1L      .00084
E1L E1R      0.001
E1R E1A      1.E8
91E1R E1A TACS RARC1
EC1 ECT      115.89
E1M EC1      0.0180
EF1 E1M      9.88
ETS EF1      .01082
ETS ECS      167.15
ECS ECT      .00228
ECS EDV      0.0022
EDV EAM      273.7
EAM ETO      0.0001
ETO      33.E-6
EAM ECE      15460.
ECE      4.4E-6
ECE ERB      15460.
ERB      50.65
ERB ERC      0.55
ETA      60.80
ETA OSC      246.5
OSC      27.34
OSC      1.3E-5
C Osciloscopio equivale a 13pF al despreciar 1M ohm frente a 27.34 ohm
C 3      9      15      21      27      33      39      45      50      54
C CABLE COAXIAL RG8/U: linea de parametros distribuidos(datos: Zo y Tviaje)
-1ERC ETA      52.0 4.1E-8      2 0
C
C E1I es nodo del capacitor de etapa C1 y ETO es nodo del toroide superior
C ECS y ECT son nodos del capacitor Csalida
C EDV es nodo a la entrada de Ramortiguamiento
C ERB es nodo a la salida del divisor de voltaje de impulso
C OSC es nodo donde se conecta el canal vertical del osciloscopio
C Fin de lineas, transformadores e impedancias.
BLANK
C *****
C      INTERRUPTORES O SWITCH A MANIOBRAR
C      TIPO DE SALIDA SEGUN EL NUMERO COLOCADO EN LA ULTIMA COLUMNA :
C      '1' = CORRIENTE ENTRE DOS NODOS , '2' = VOLTAJE ENTRE DOS NODOS ,
C      '3' = VOLTAJE Y CORRIENTE ENTRE DOS NODOS.
C *****
C < Nodo< Nodo<-- Tclose<--- Topen<----->MEASURING<----->O
0 E1A E1M      0.0      0.002

```


Consult the 860-page ATP Rule Book of the Can/Am EMTF User Group in Portland, Oregon, USA.
 Source code date is 06 September 2002.
 Total size of LABCOM tables = 9868332 INTEGER words. VARDIM List Sizes follow : 6002
 10K 192K 900 420K 1200
 15K 120K 2250 3800 720 1200 72800 510 90K 800 90 254 120K 100K 3K 15K 192K
 120 30K 160K 600 210K 300 60
 -----+-----

 Descriptive interpretation of input data cards. | Input data card images are shown below,
 all 80 columns, character by character

Entonces aparece una repetición del listado del archivo de entrada, y una interpretación descriptiva de las tarjetas. Esta parte del archivo de salida fue omitida aquí, por brevedad. Lo que se muestra a continuación son los valores numéricos de la simulación, como parte final del archivo de salida.

Column headings for the 6 EMTF output variables follow. These are divided among the 5 possible classes as follows

First 3 output variables are electric-network voltage differences (upper voltage minus lower voltage);

Next 3 output variables belong to TACS (with "TACS" an internally-added upper name of pair).

Step	Time	E1I	ECS	OSC	TACS RARC1	TACS CURR1	TACS VARC1
***		Switch	"E1A "	to "E1M "	closed	after	0.00000000E+00 sec.
0	0.0	16000.	0.0	0.0	100.	0.0	0.0
1	.2E-7	15951.7387	91.4459867	0.0	102.213834	52.66827	5383.42579
2	.4E-7	15913.8056	357.851962	0.0	55.4673164	66.145494	3668.91305
3	.6E-7	15956.3251	748.63205	.590531E-3	37.1189552	77.8807538	2890.85221
4	.8E-7	15997.5073	1180.31707	.004286673	26.2417599	91.2114585	2393.54919
5	.1E-6	15993.2471	1609.81208	.015006146	19.9149017	103.589709	2062.97887
6	.12E-6	15967.5052	2053.00057	.034622344	15.9698499	114.576549	1829.7703
7	.14E-6	15954.6922	2534.36391	.061184905	13.3730987	123.989909	1658.12928
8	.16E-6	15960.0216	3049.69192	.091485918	11.5823718	131.868363	1527.34841

```

9      .18E-6      15967.5 3575.16753 .124032283 10.2992977 138.342819 1424.83388
10     .2E-6  15965.7384 4093.01194 .159030815 9.35080914 143.577351 1342.56441

```

y así siguen mas valores de la simulación....

```

2496  .4992E-4  7174.71443 6961.06996 .556475369 3.68583947 60.1138078 221.569845
2497  .4994E-4  7172.4278 6958.78253 .556292319 3.68702799 60.0940299 221.568371
2498  .4996E-4  7170.13704 6956.49095 .556109328 3.68821715 60.0742585 221.56691
2499  .4998E-4  7167.85192 6954.205 .555926396 3.68940694 60.0544934 221.565464
% % % % % Final time step, PLTFIL dumps plot data to ".PL4" disk file.
Done dumping plot points to C-like disk file.
2500  .5E-4  7165.56267 6951.9149 .555743523 3.69059735 60.0347347 221.564033

```

Extrema of output variables follow. Order and column positioning are the same as for the preceding time-step loop output.

```

Variable maxima :      16000. 14834.2131 1.18419211 102.213834 158.077244 5383.42579
Times of maxima :           0.0      .21E-5      .22E-5      .2E-7      .36E-6      .2E-7
Variable minima :  7165.56267           0.0           0.0  2.57719718           0.0           0.0
Times of minima :           .5E-4           0.0           0.0   .1694E-4           0.0           0.0

```

A partir de la simulación se observa que el valor pico del impulso en los terminales del capacitor Csalida es de 14834.21 V y el tiempo al valor pico es de 2.100 μS . Usando Excel se calcula que el tiempo de cola es 46.060 μS (para una amplitud de 7417.10 V en Csalida). El valor pico de voltaje VOSC simulado a la entrada del osciloscopio es de 1.18419 V y ocurre para un tiempo de 2.200 μS - 41nS (o sea, 2.2 - Tviajecoaxial), es decir un tiempo pico de 2.159 μS . El tiempo de frente de VOSC es 1.097 μS y el de cola es 46.105 μS , según Excel. Ahora se presentan las gráficas, mediante PLOTXY, de la simulación:

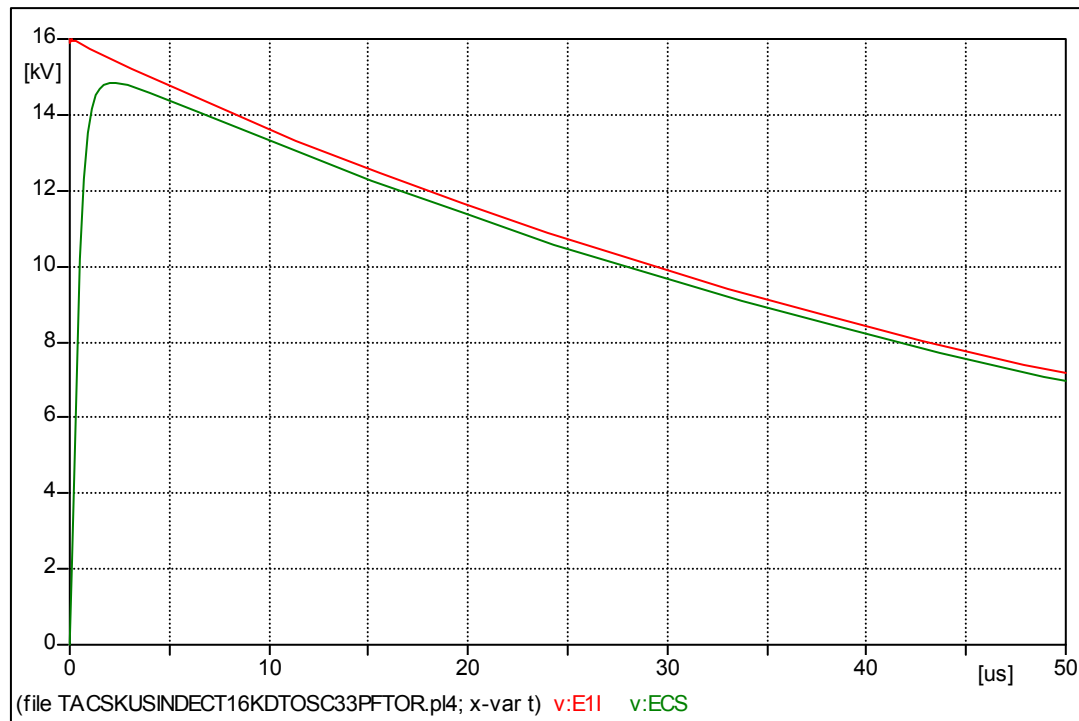


FIGURA 72: Simulación de voltaje en C1 y voltaje de impulso en Csalida

La **FIGURA 72** muestra el voltaje en el capacitor de etapa C1 (curva roja) y el voltaje de impulso en el capacitor Csalida (curva verde). La **FIGURA 73** muestra el voltaje VOSC a la entrada del canal del osciloscopio, el cual tiene una forma de onda, amplitud, y duración comparable con las de las **FIGURAS 47 a 52** mostradas en el capítulo anterior. Por ejemplo, en la **FIGURA 49** el tiempo de cola es 44.74 μS (la simulación da 46.105 μS , o sea 3% por encima) y el valor pico del voltaje (realmente el valor pico de la curva **NTEXP**) que entra al canal vertical del osciloscopio es 1.183 V (la simulación da 1.18419 V, o sea 0.1% por encima) para un tiempo pico de 2.02 μS . La simulación da como valor pico 2.200 μS , pero hay que restarle el tiempo de viaje (41 nS) que tarda la onda de impulso en recorrer el cable coaxial. Entonces el verdadero tiempo al pico es 2.159 μS para el voltaje

simulado VOSC, o sea 6.8% por encima de $2.02 \mu\text{S}$. El tiempo de frente según **FIGURA 49** es $1.099 \mu\text{S}$ (la simulación da $1.097 \mu\text{S}$, o sea 0.2 % por debajo de $1.099 \mu\text{S}$).

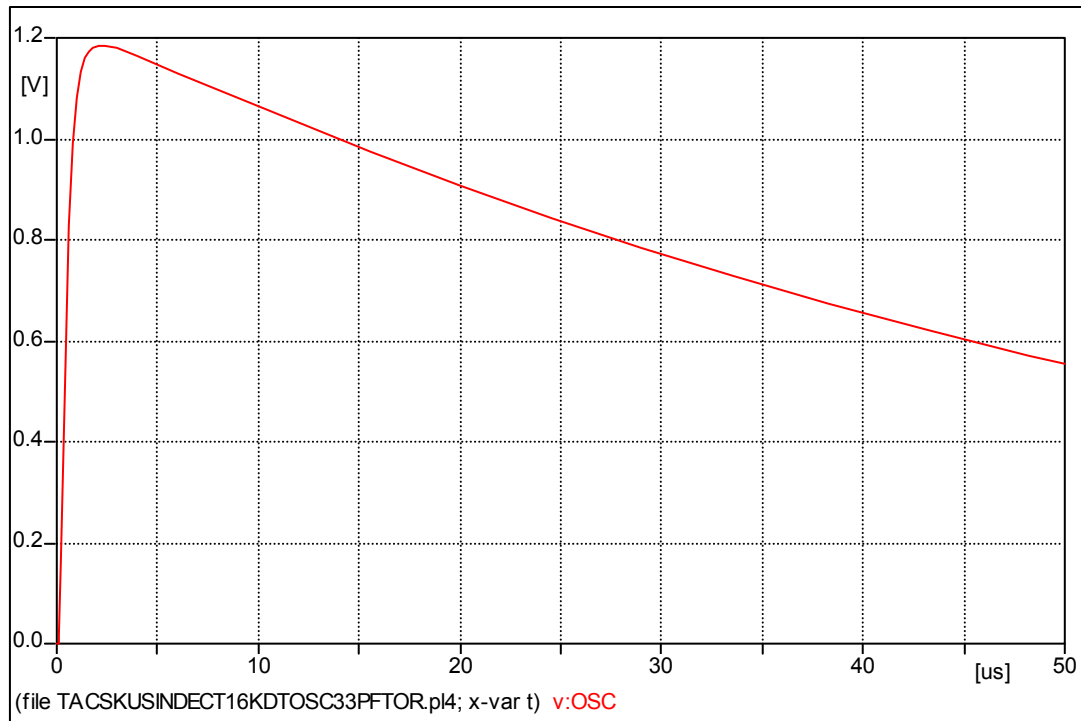


FIGURA 73: Simulación del voltaje de impulso en el canal vertical del osciloscopio

La **FIGURA 74** es muy similar a la **FIGURA 50** y muestra el frente de onda del voltaje que se obtiene por simulación, a la entrada del canal vertical del osciloscopio. Otras simulaciones, para otros voltajes de carga DC del capacitor de etapa C1, se pueden realizar.

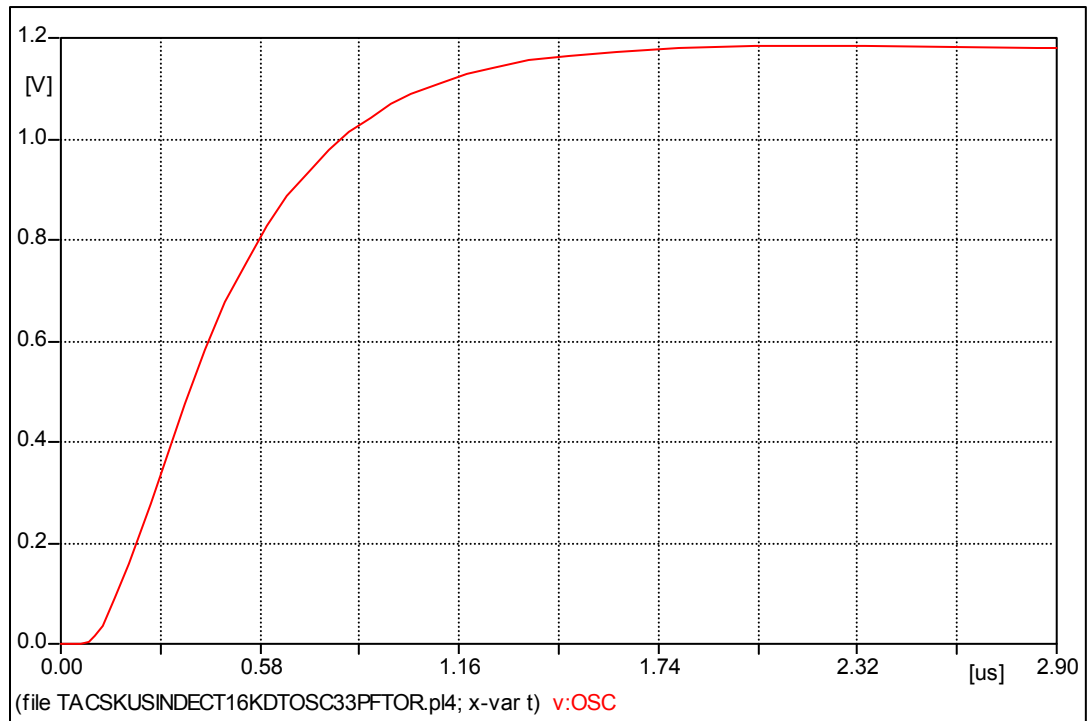


FIGURA 74: Frente de onda obtenida por simulación de una etapa cargada a 16kV DC

Si se compara la forma de onda simulada (**FIGURA 73**), con la versión digitalmente filtrada de la forma de onda capturada por el osciloscopio en la prueba de impulso (**FIGURA 49**), se obtiene la **FIGURA 75**, y en cuanto a frentes de onda se obtiene la **FIGURA 76**. Pero si se aplican ajustes a curvas medias (según ecuaciones DOUBEXP, NTEXP, GEXP) a la onda filtrada digitalmente y se compara con la forma de onda simulada se obtiene la **FIGURA 77**, y en cuanto a los frentes de onda se obtiene la **FIGURA 78**.

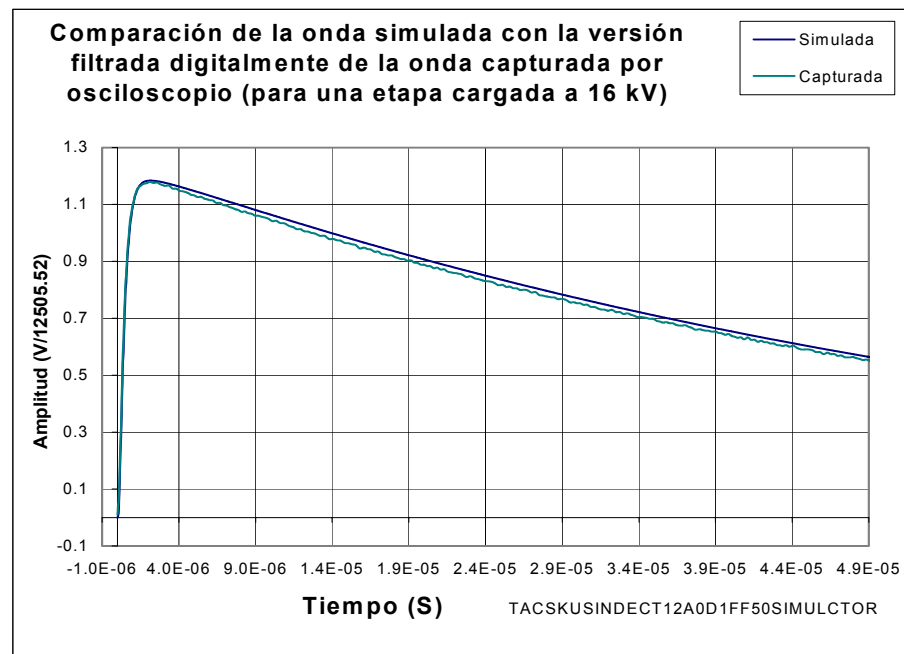


FIGURA 75: Comparación de onda simulada con onda filtrada digitalmente (16KV)

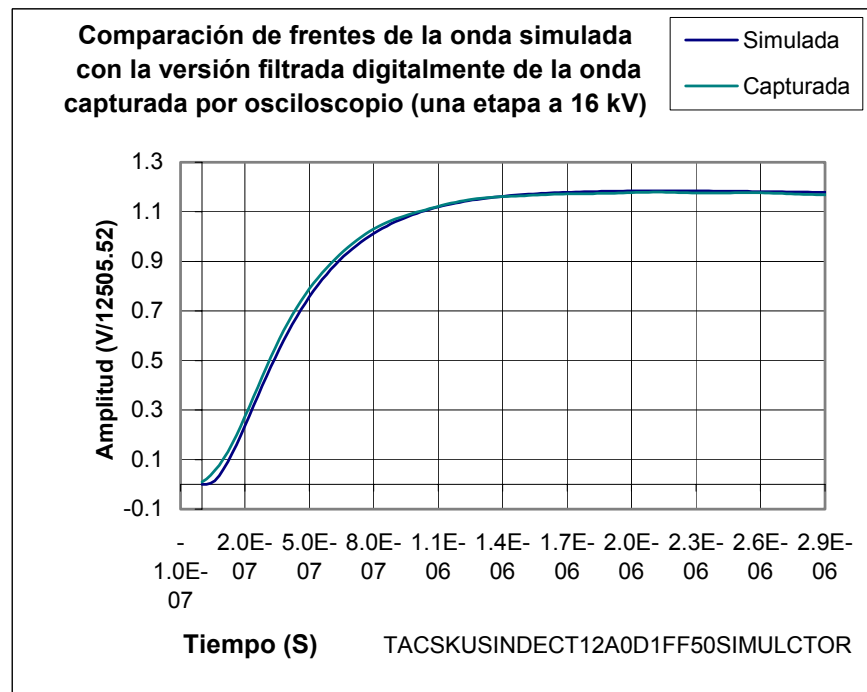


FIGURA 76: Frentes de onda simulada y de onda filtrada digitalmente (16KV)

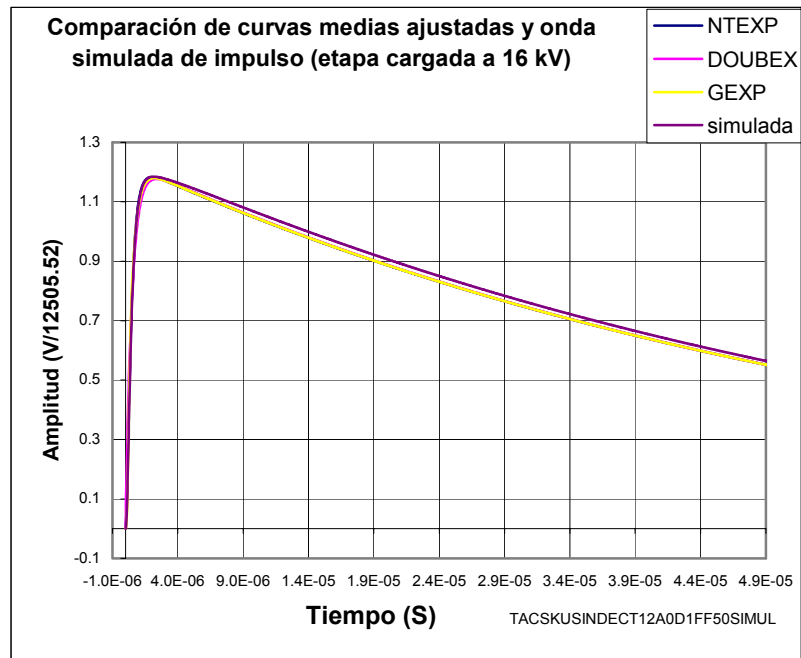


FIGURA 77: Comparación de onda simulada con curvas medias de onda capturada

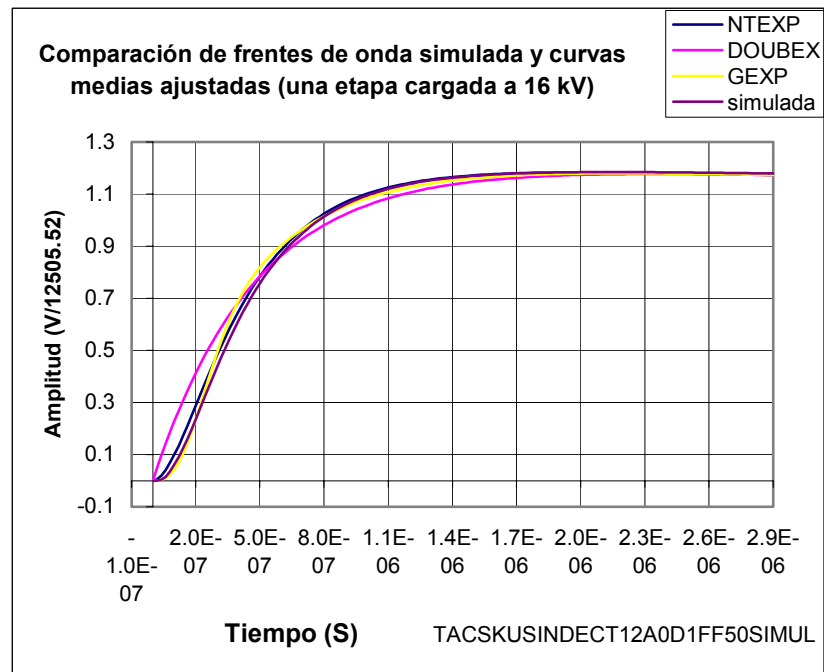


FIGURA 78: Frentes de onda simulada y de curvas medias de onda capturada

Las **FIGURAS 53 a 58** mostraron los resultados de la prueba de impulso de una etapa del generador, en las mismas condiciones que se hizo para la **FIGURA 47**, excepto que el voltaje DC en el capacitor C1 es de 40 kV en vez de 16 kV. Para simular esta prueba, hay que cambiar el valor de la condición inicial de voltaje en el nodo donde está definido y "conectado" C1 en el listado del archivo de entrada, presentado en este capítulo, para el ATP. También hay que cambiar el valor de tiempo total de simulación Tmax, de 50 μ S a 90 μ S y así guardar relación con la **FIGURA 55**. Para hacer todo esto, se sustituyen las líneas:

```
C <NODO><RE (VP) o V(0)><   IMAG (VP)   ><FREC INIC. HZ>
2      E1I          16000.0                0.0
```

por éstas:

```
C <NODO><RE (VP) o V(0)><   IMAG (VP)   ><FREC INIC. HZ>
2      E1I          40000.0                0.0
```

y las líneas:

```
C <NODO><NODO><IKM(0) en RLC><VCAP(0)en RLC>< no usar aun >< no usar aun >
3      E1I          0.0          16000.0
```

por éstas:

```
C <NODO><NODO><IKM(0) en RLC><VCAP(0)en RLC>< no usar aun >< no usar aun >
3      E1I          0.0          40000.0
```

y las líneas:

```
C ----dt<---Tmax<---XOPT<---COPT<--Epsiln<--Tolmat<--Tstart<----->
      2E-8    5.E-5      0.      0.
```

por éstas:

```
C ----dt<---Tmax<---XOPT<---COPT<--Epsiln<--Tolmat<--Tstart<----->
      2E-8    9.E-5      0.      0.
```

Al hacer la simulación el valor pico del impulso en los terminales del capacitor Csalida es de 38198.73 V y el tiempo al valor pico es 1.880 μ S. Usando Excel, el valor del tiempo de cola es de 44.709 μ S (para una amplitud de 19099.37 V en Csalida). El voltaje VOSC simulado a la entrada del osciloscopio es 3.04931 V para un tiempo pico de 1.960 μ S, pero hay que restarle el tiempo de viaje (41 nS) que tarda la onda de impulso en recorrer el cable coaxial. Entonces el verdadero tiempo al pico es 1.919 μ S, para el voltaje VOSC simulado a la entrada del osciloscopio. A continuación se muestra parte del archivo de salida obtenido:

Column headings for the 6 EMTP output variables follow. These are divided among the 5 possible classes as follows

First 3 output variables are electric-network voltage differences (upper voltage minus lower voltage);

Next 3 output variables belong to TACS (with "TACS" an internally-added upper name of pair).

Step	Time	E1I	ECS	OSC	TACS	TACS	TACS
					RARC1	CURR1	VARC1
***		Switch	"E1A "	to "E1M "	closed	after	0.00000000E+00 sec.
0	0.0	40000.	0.0	0.0	100.	0.0	0.0
1	.1E-7	39953.5783	48.7803724	0.0	88.1638933	70.3793906	6204.92108
2	.2E-7	39871.909	197.440554	0.0	38.3959604	102.691454	3942.93699
3	.3E-7	39822.8761	453.840833	0.0	22.4047005	132.749346	2974.20934
4	.4E-7	39814.5553	820.179426	0.0	14.7857169	162.940877	2409.19768
5	.5E-7	39837.049	1281.87064	.817107E-4	10.6884106	191.289375	2044.57938

y así siguen mas valores.....

```

8995 .8995E-4 9204.1402 9060.27491 .724291573 1.97872494 78.2390646 154.813589
8996 .8996E-4 9202.63628 9058.7642 .724171939 1.97911643 78.2261407 154.81864
8997 .8997E-4 9201.16095 9057.2821 .724052325 1.97950801 78.2132188 154.823693
8998 .8998E-4 9199.65751 9055.77188 .723932731 1.97989967 78.2002991 154.828747
8999 .8999E-4 9198.18268 9054.29027 .723813156 1.98029142 78.1873816 154.833801
% % % % % Final time step, PLTFIL dumps plot data to ".PL4" disk file.
Done dumping plot points to C-like disk file.
9000 .9E-4 9196.67973 9052.78053 .723693601 1.98068326 78.1744661 154.838857

```

Extrema of output variables follow. Order and column positioning are the same as for the preceding time-step loop output.

Variable maxima :	40000.38198.7383	3.0493143	100.420.494646	6204.92108		
Times of maxima :	0.0	.188E-5	.196E-5	0.0	.32E-6	.1E-7
Variable minima :	9196.67973	0.0	0.0	.661911066	0.0	0.0
Times of minima :	.9E-4	0.0	0.0	.1666E-4	0.0	0.0

En la **FIGURA 55** obtenida mediante una prueba de impulso, el valor del tiempo de cola es $44.98 \mu\text{s}$ (la simulación da $44.754 \mu\text{s}$, o sea 0.5% por debajo de $44.98 \mu\text{s}$) y el voltaje pico del impulso (curva media ajustada a partir de onda filtrada digitalmente) a la entrada del osciloscopio tiene un valor de 3.07609 V (la simulación da 3.04931 V , o sea 0.90% por debajo) para un tiempo pico de $2.25 \mu\text{s}$ (la simulación da como valor pico verdadero $1.919 \mu\text{s}$, o 14.7% por debajo de $2.25 \mu\text{s}$). El tiempo de frente es $1.319 \mu\text{s}$ en **FIGURA 55** (y según simulación, es de $1.028 \mu\text{s}$, o sea 22% por debajo). Las gráficas de la siguiente simulación, con 40 kV DC como voltaje inicial en C1, se ven en las **FIGURAS 79 a 81**.

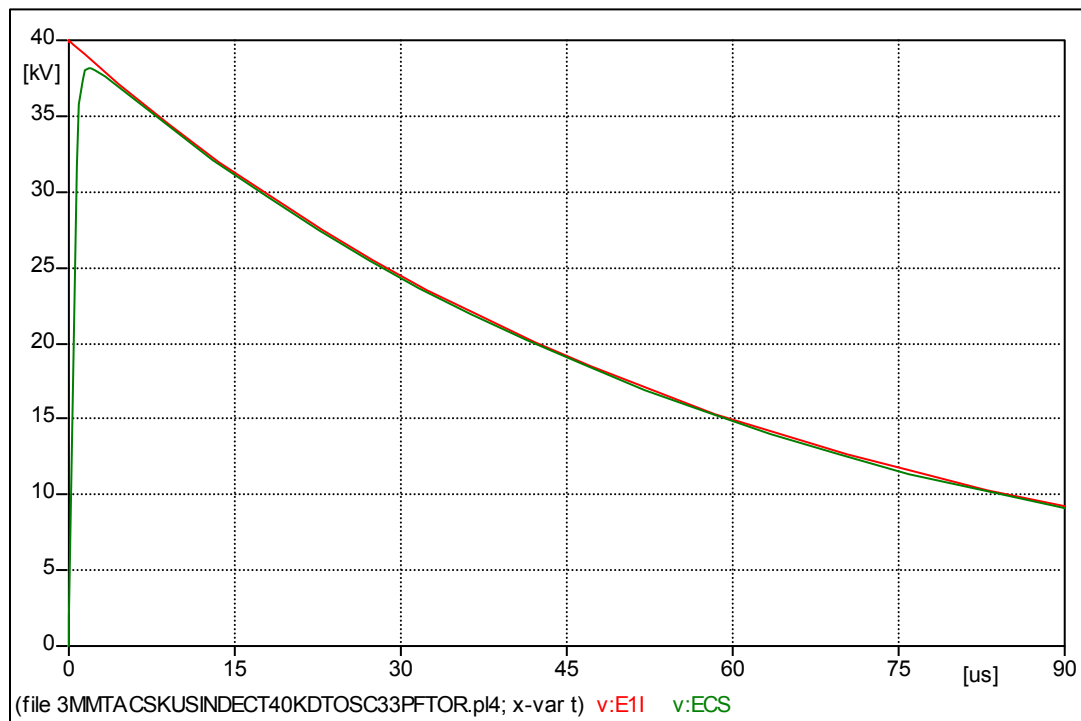


FIGURA 79: Simulación de voltaje en C1 y voltaje de impulso en Csalida

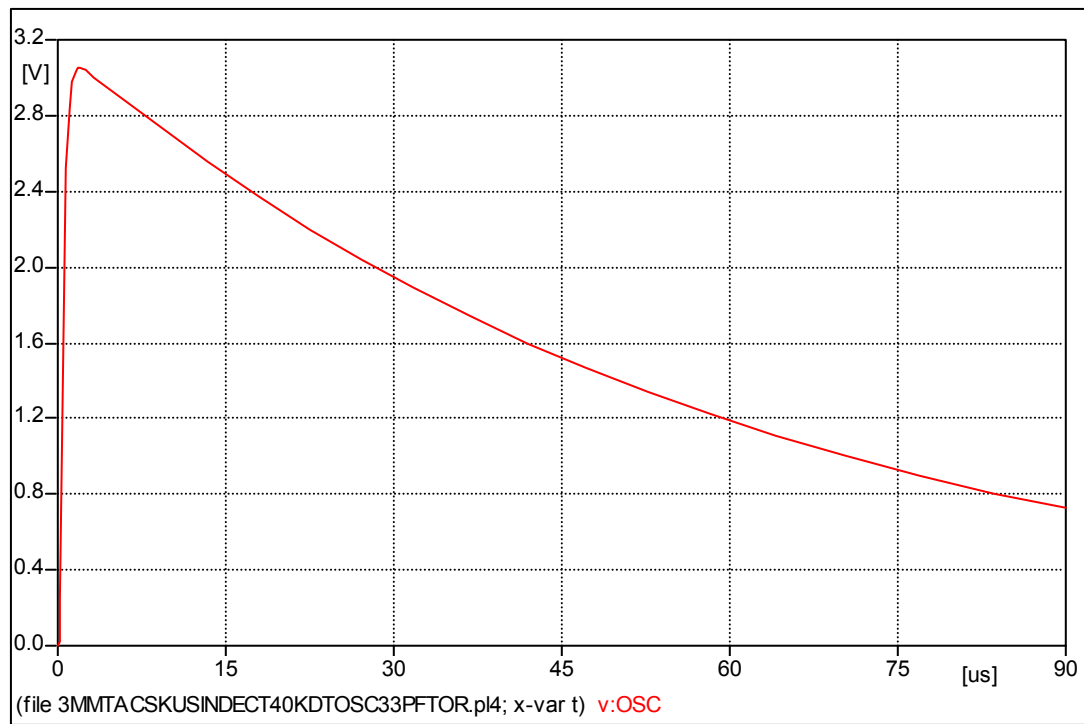


FIGURA 80: Simulación del voltaje de impulso en el canal vertical del osciloscopio

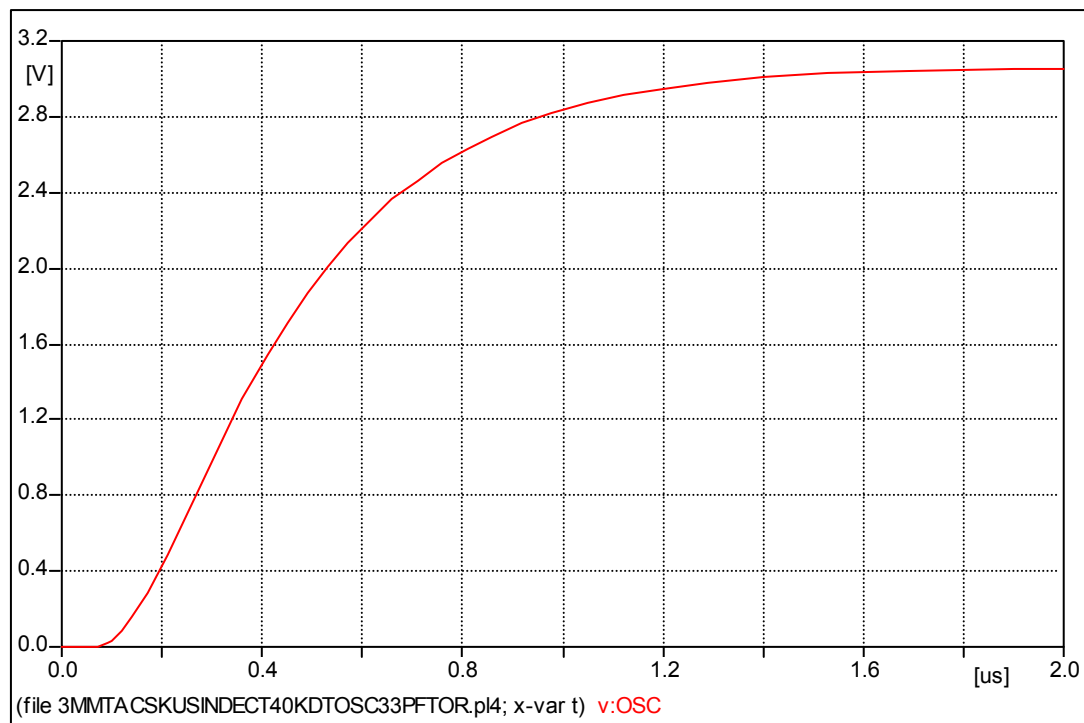


FIGURA 81: Frente de onda obtenida por simulación de una etapa cargada a 40 kV DC

Si se compara la forma de onda simulada (**FIGURA 80**), con la versión digitalmente filtrada de la forma de onda capturada por el osciloscopio en la prueba de impulso (**FIGURA 55**), se obtiene la **FIGURA 82**, y en cuanto a frentes de onda se obtiene la **FIGURA 83**. Pero si se aplican ajustes a curvas medias (según ecuaciones DOUBEXP, NTEXP, GEXP) a la onda filtrada digitalmente y se compara con la forma de onda simulada se obtiene la **FIGURA 84**, y en cuanto a los frentes de onda se obtiene la **FIGURA 85**.

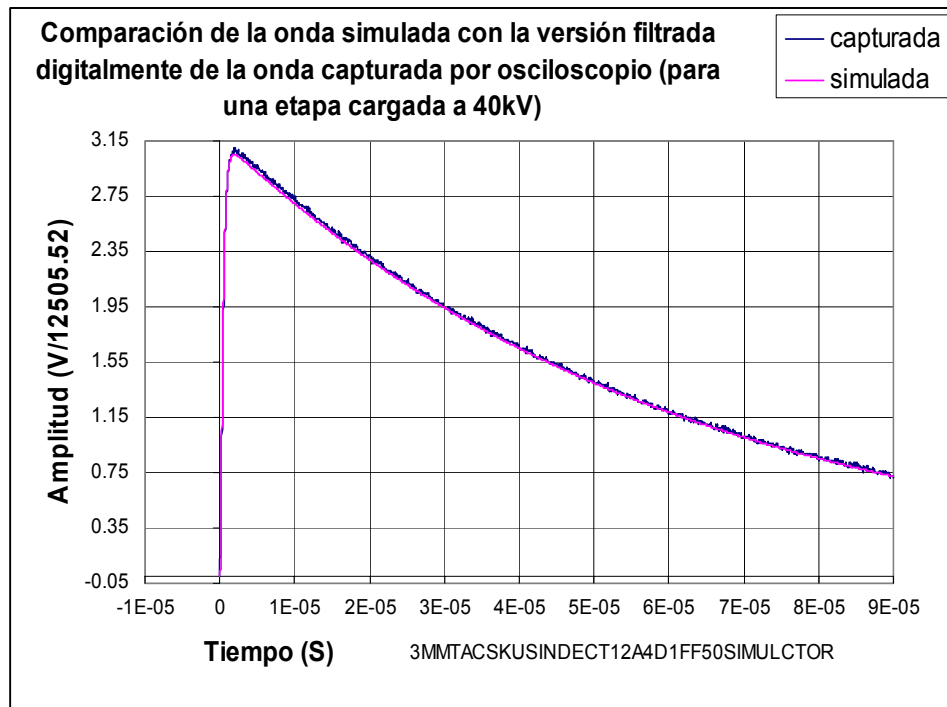


FIGURA 82: Comparación de onda simulada con onda filtrada digitalmente (40 kV)

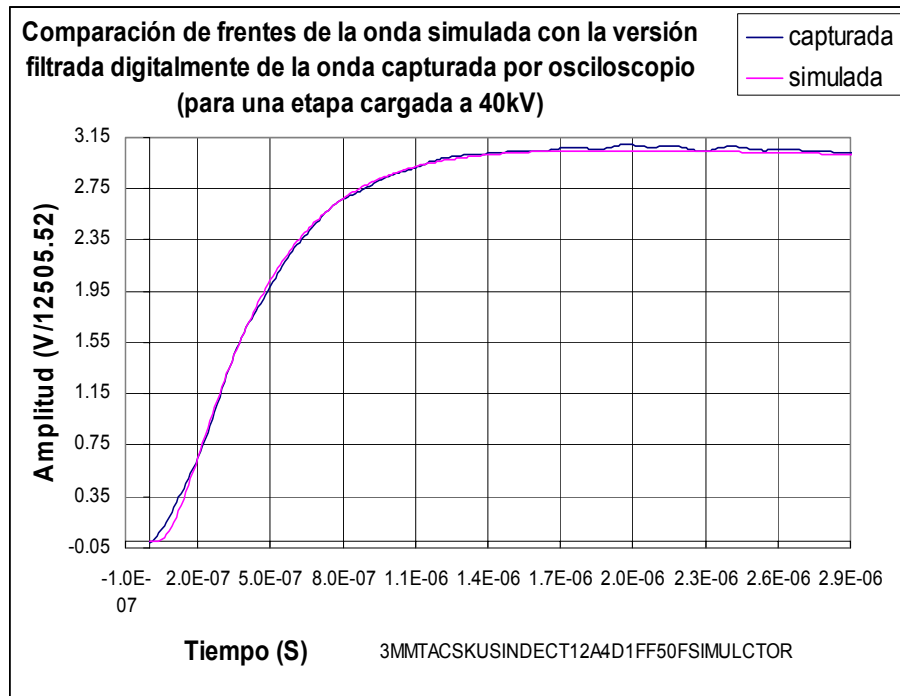


FIGURA 83: Frentes de onda simulada y de onda filtrada digitalmente (40 kV)

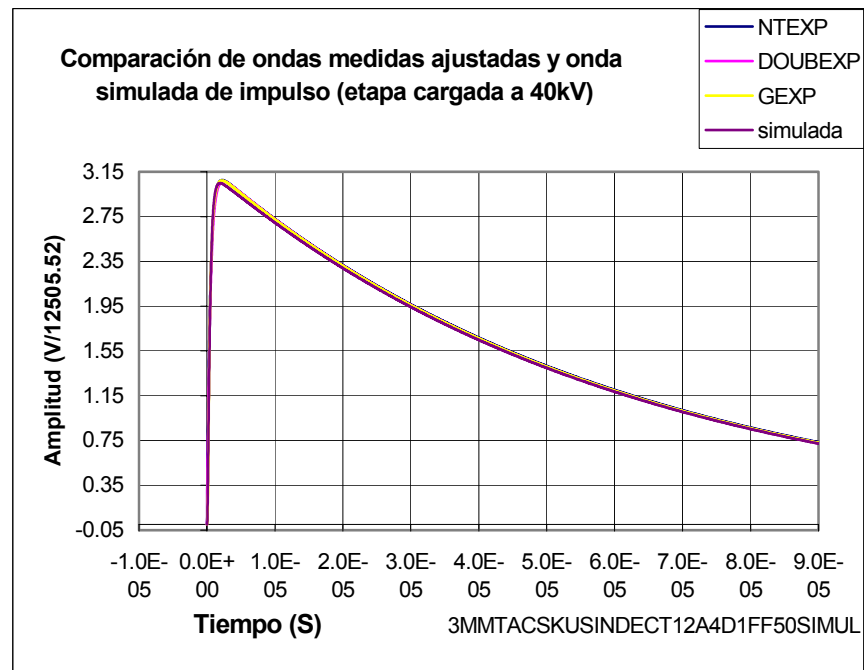


FIGURA 84: Comparación de onda simulada con curvas medias de onda capturada

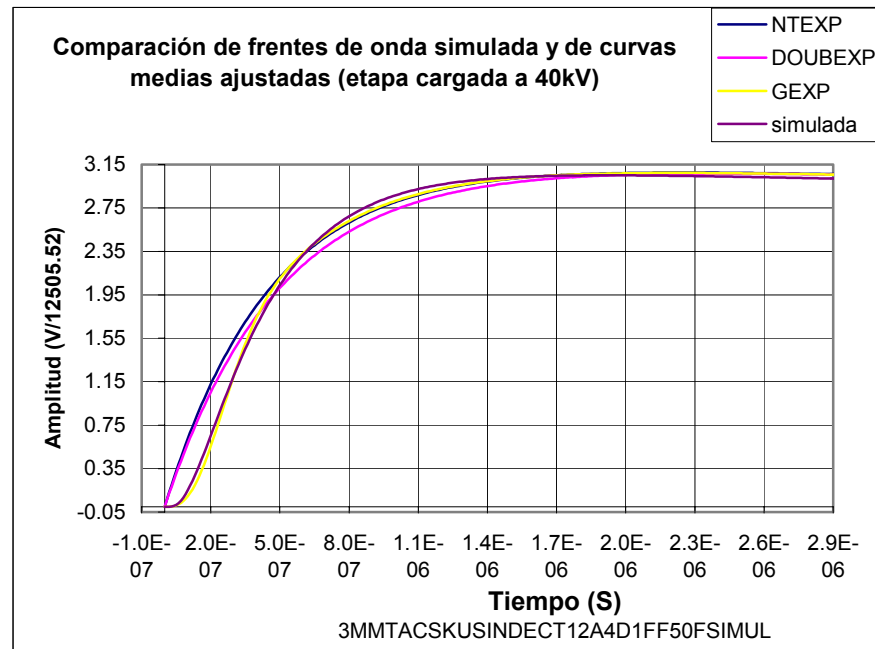


FIGURA 85: Frentes de onda simulada y de curvas medias de onda capturada

Otra prueba de impulso realizada dió como resultado la **FIGURA 59**, para el caso de cargar C1 con una tensión DC de 15 kV. Se va a hacer ahora una variación en el modelado del "conduit" flexible, que sirve como conductor horizontal de alto voltaje entre el generador y el divisor resistivo de voltaje de impulso. Se va a representar el tramo de 3m de "conduit" mediante una línea de transmisión con parámetros distribuidos. Se pretende saber si hay ondas viajeras en dicha línea. Se aplicará la formula vista en un capítulo anterior, para calcular la impedancia de dicha línea.

Se obtiene un valor de impedancia de 288.14 ohmios y dado que la constante dieléctrica del medio (aire) que rodea al conductor de "conduit" o línea horizontal vale 1, entonces el factor de velocidad de la línea será 1 (no como en el caso del cable coaxial, que es de 0.66 y

que se debe tomar en cuenta para calcular el tiempo de viaje de la señal o impulso en el cable). Por lo tanto, el conductor de "conduit" ahora equivale a una línea con tiempo de viaje de $3\text{m}/(3\text{E}8\text{ m/s}) = 10\text{ nS}$, y ya no se va a considerar como inductancia de $2.2\text{ }\mu\text{H}$. Adicionalmente, el paso de integración DELTAT a usar en el ATP no puede ser mayor que la mitad de este tiempo de viaje. Se va a escoger $\text{DELTAT} = 2\text{nS}$ entonces.

La instrucción correspondiente para definir a la línea de parámetros distribuidos, conectada entre el nodo ECS donde está el capacitor Csalida, y el nodo EDV donde está la resistencia de amortiguamiento, que a su vez se conecta al divisor resistivo de voltaje de impulso, es:

```
-1 ECS EDV      288.1 10.E-9    2 0
```

Las condiciones iniciales de voltajes y de corrientes en esta línea o conductor horizontal de "conduit", tanto en el extremo unido a la resistencia de amortiguamiento RA como en el extremo que va hacia el capacitor Csalida, van a ser cero pues mientras no se cierre el interruptor que representa al "gap" de esferas del generador, no va a ser posible que ninguna resistencia, inductancia o capacitancia del circuito generador, excepto C1, reciban energía, y mucho menos la línea formada por el "conduit". Lo mismo sucede con el cable coaxial. En pocas palabras, el voltaje inicial en el nodo ECS y en el nodo EDV son cero, al igual que el voltaje inicial en el nodo ERB y en el nodo ETA (del cable coaxial modelado como línea de parámetros distribuidos también).

En la **FIGURA 86** se muestra el voltaje a la entrada del canal vertical del osciloscopio, según la simulación, y tiene forma similar a la curva media trazada en las **FIGURAS 59 y**

60. Es importante mencionar que aunque se representó el conductor de "conduit" como una línea de parámetros distribuidos, no se observaron ondas viajeras ni reflexiones o rebotes de onda en la forma del voltaje en el osciloscopio. Por lo tanto, por analizar un poco mas acerca de esto, se decidió cambiar a propósito la impedancia de línea del "conduit" para ver si los desacoples de impedancia entre el generador y el divisor ocasionarían ondas viajeras que distorsionen el frente del voltaje que llega al osciloscopio. Por ejemplo, si se aumenta arbitrariamente 10 veces la impedancia (de 288.14 a 2880 ohmios) no se obtienen cambios apreciables en la forma de onda. Sin embargo, cuando se aumenta arbitrariamente 10 veces el tiempo de viaje (de 10 nS a 100 nS, por ejemplo), se observa que el voltaje que llega al osciloscopio tiene oscilaciones periódicas y ahora es mas similar a la curva original de impulso mostrada en color azul en la **FIGURA 59**. Es decir, se obtiene la **FIGURA 87**.

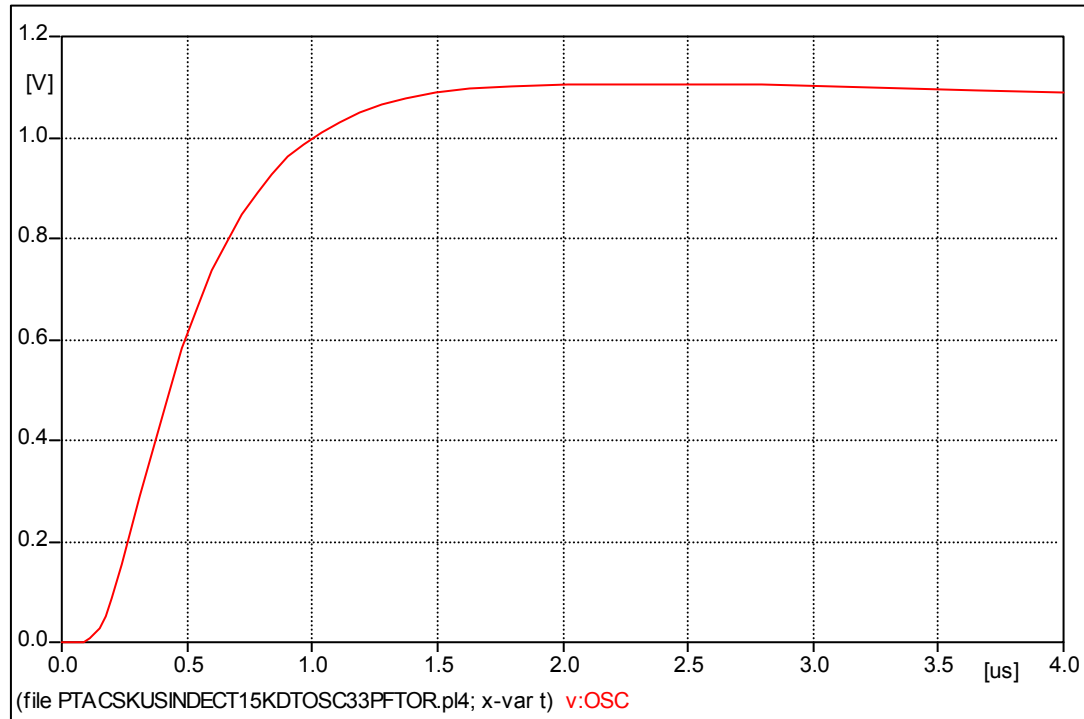


FIGURA 86: Simulación de frente de onda de prueba a partir de 15 kV DC

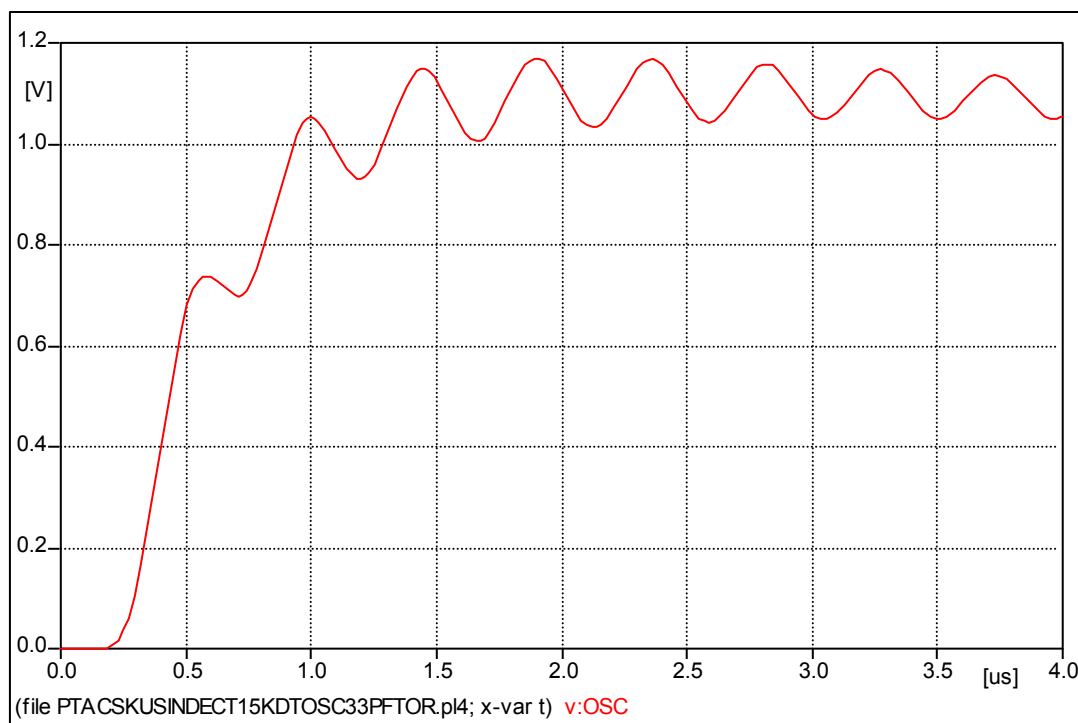


FIGURA 87: Oscilaciones provocadas en un frente por causa de ondas viajeras

Se sospecha que las oscilaciones en la curva azul de las **FIGURAS 59 y 60** que corresponde a una prueba de impulso realizada a una tensión relativamente baja (C1 cargado a 15 kV) tienen su origen en un fenómeno que no es de ondas viajeras. Quizás la "línea" de conduit, al ser "electricamente corta", actúa mas bien como un inductor y junto a las capacitancias parásitas del circuito y a las capacitancias distribuidas del divisor de voltaje se forma un circuito resonante de alta frecuencia. Por otro lado, la **FIGURA 86** es aún similar a la **FIGURA 59**. En la **FIGURA 59** el valor pico de la curva media vale 1.13344 V, con un tiempo pico de 2.005 μS y un tiempo de frente de 1.083 μS . En la **FIGURA 86** el valor pico vale 1.11133 V (o sea, 1.95% por debajo de 1.13344 V), con un tiempo pico verdadero de 2.560 μS (27.6% por encima de 2.005 μS) y un tiempo de frente de 1.044 μS (3.6% por debajo de 1.083 μS). En la **FIGURA 88** se compara la onda

simulada con las curvas medias de la onda (filtrada digitalmente) capturada o medida por el osciloscopio.

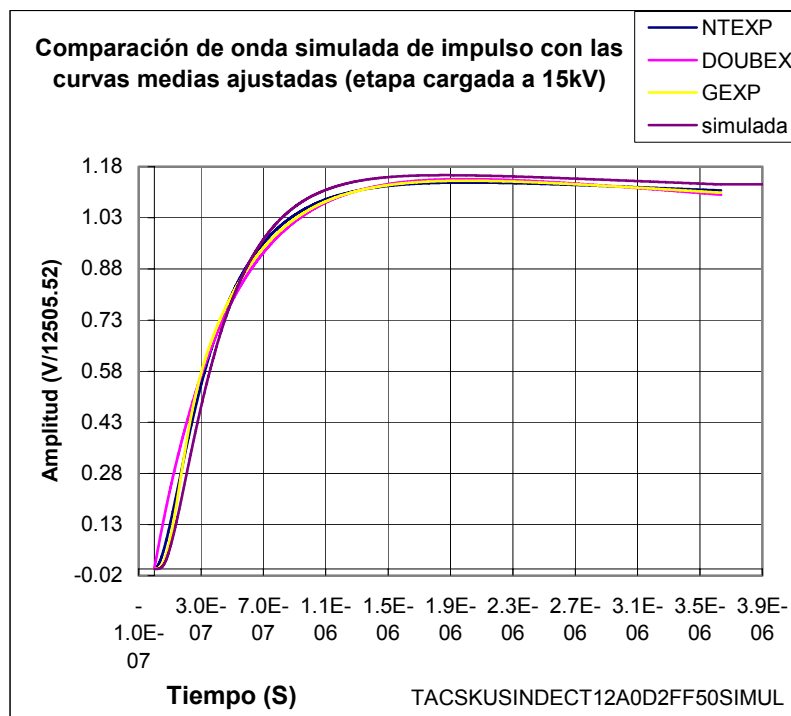


FIGURA 88: Comparación de curvas medias y de onda simulada (etapa a 15kV)

En cuanto a los frentes de onda, en la **FIGURA 89** se muestra una comparación de la simulación de la onda de voltaje que entra al osciloscopio, con la onda de voltaje medida por el osciloscopio y solamente filtrada digitalmente (sin hacerle ajuste a curva media).

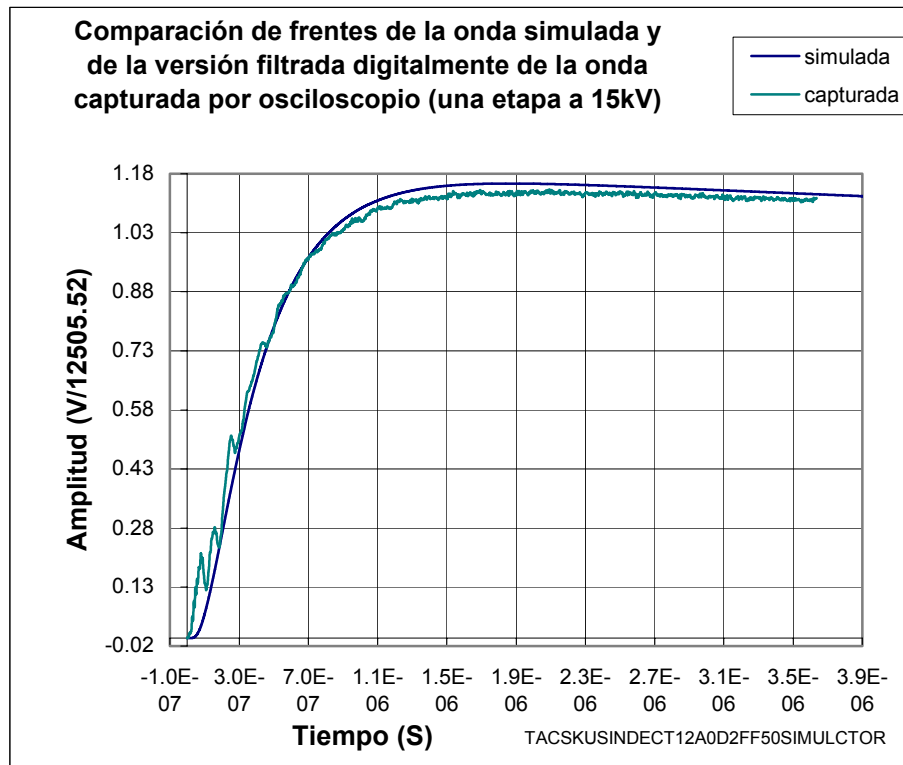


FIGURA 89: Comparación de onda simulada con onda capturada y filtrada

Otra simulación es la referida al caso cuando se intercambian de posición la resistencia terminadora de 49.7 ohmios y el atenuador que tiene tres resistencias (60.8, 246.5, 60.8). Al colocarse el terminador entre la salida del cable coaxial RG8/U y el atenuador, la resistencia total vista a la salida del cable ya no es cercana al valor de impedancia del cable. Además la relación estacionaria total de división de voltaje del sistema de medición cambia pues pasa de 12505.52 a 9442.41. En la **FIGURA 61** se muestra la onda obtenida en la prueba de impulso, con C1 cargado a 15 kV DC, y la curva media mediante ajuste con ecuación NTEXP. Para hacer la simulación, solamente hay que intercambiar el orden de "conexión" o disposición en los nodos del circuito, para el terminador y el atenuador, en el listado del archivo de entrada al ATP. Hay que sustituir las instrucciones:

ETA		60.80
ETA	OSC	246.5
OSC		27.34

por las instrucciones:

ETA		27.34
ETA	OSC	246.5
OSC		60.80

y realizar la simulación.

Dado que la resistencia total (25.11 ohmios) o equivalente a la salida del cable coaxial, es decir, la que un impulso proveniente desde la resistencia RDB del divisor encontraría en su camino hacia el osciloscopio, ahora difiere mucho de la impedancia del cable coaxial (52 ohm) va a ocurrir una reflexión y una transmisión de onda. La onda transmitida pasa hacia el osciloscopio y la reflejada regresa por el coaxial y encuentra que la resistencia RDB del divisor proporciona un acople o "matching" casi ideal con la impedancia del cable coaxial y por lo tanto no habrá reflexión en el extremo donde el coaxial y RDB están conectados.

En la **FIGURA 90** se observa el frente de onda simulado del voltaje que llega al canal del osciloscopio. Dicha onda es similar a la curva media (amarilla) trazada en la **FIGURA 61** cuyo voltaje pico es 1.5119 V con tiempo pico de 1.930 μ S y tiempo de frente de 1.055 μ S.

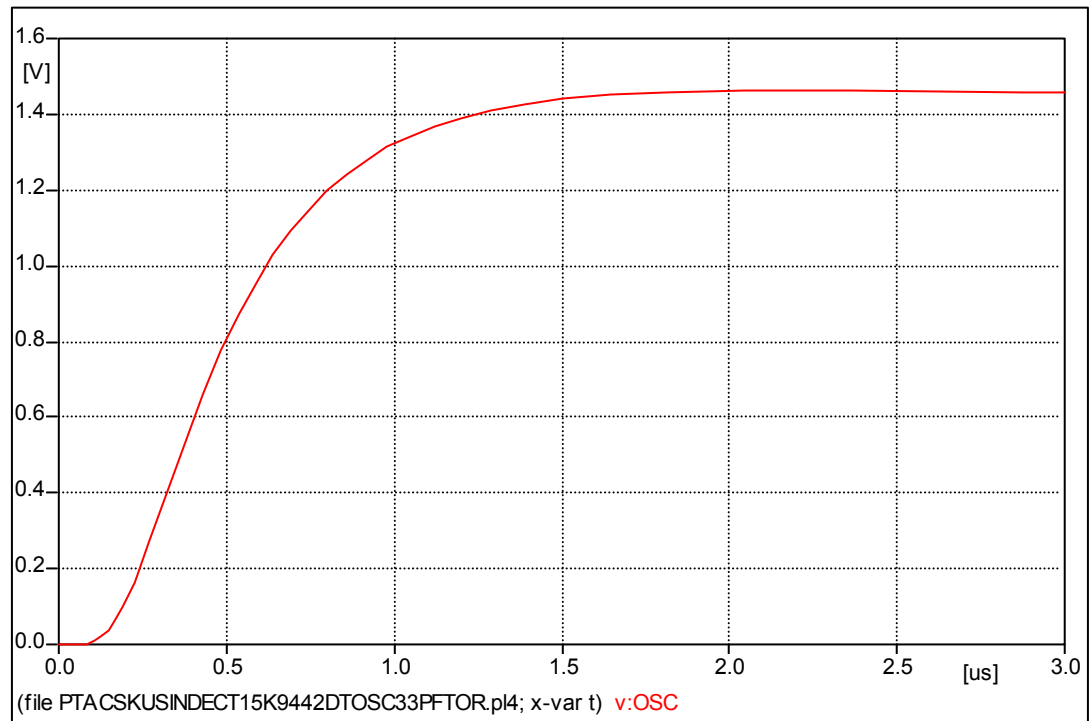


FIGURA 90: Frente de onda en osciloscopio al intercambiar terminador y atenuador

La gráfica de simulación, o sea la **FIGURA 90**, tiene valor pico 1.47057 V (con tiempo de frente 1.044 μ S) y tiempo al pico de 2.594 μ S según el listado de salida del ATP pero, como hay que restarle el tiempo de viaje de la onda de impulso en el "conduit" (10 nS) y el tiempo de viaje en el cable coaxial (41 nS) entonces el verdadero valor de tiempo al pico es de 2.543 μ S. A continuación se muestra parte del listado del archivo de salida del ATP:

```
Column headings for the 6  EMTP output variables follow.  These are divided among the 5
possible classes as follows ....
First 3  output variables are electric-network voltage differences (upper voltage
minus lower voltage);
Next 3  output variables belong to TACS (with "TACS" an internally-added upper name
of pair).
Step      Time      E1I      ECS      OSC      TACS      TACS      TACS
          Time      E1I      ECS      OSC      RARC1     CURR1     VARC1
***
          Switch "E1A  " to "E1M  " closed after 0.00000000E+00 sec.
0      0.0      15000.      0.0      0.0      100.      0.0      0.0
1      .2E-9    14999.8183 -.16543312  0.0  177128.629 .590834468  104653.7
2      .4E-9    15000.0701 .110788862  0.0  220775.718 .295718317  65287.4238
```

```

3      .6E-9  14999.9137  -.03741673      0.0 285140.994 .523993E-3 149.411782
4      .8E-9  14999.9962  .047373335      0.0 269081.345 .083032333 22342.452
5      .1E-8  14999.9475  .001945094      0.0 279603.931 .036852784 10304.1831

```

y siguen mas valores....

```

14997 .29994E-5 14401.2309 13883.8486 1.46777307 4.09832667 120.398476 493.432286
14998 .29996E-5 14401.1852 13883.8241 1.46777072 4.09823432 120.398137 493.419776
14999 .29998E-5 14401.1393 13883.7995 1.46776838 4.09814198 120.397797 493.407267
% % % % % Final time step, PLTFIL dumps plot data to ".PL4" disk file.
Done dumping plot points to C-like disk file.
15000 .3E-5 14401.0936 13883.775 1.46776603 4.09804965 120.397457 493.394758

```

Extrema of output variables follow. Order and column positioning are the same as for the preceding time-step loop output.

```

Variable maxima : 15000.0701 13920.5459 1.47057386 285140.994 152.590966 104653.7
Times of maxima : .4E-9 .25072E-5 .2594E-5 .6E-9 .8426E-6 .2E-9
Variable minima : 14401.0936 -.16543312 -.14664E-8 4.09804965 0.0 0.0
Times of minima : .3E-5 .2E-9 .42E-7 .3E-5 0.0 0.0

```

En la **FIGURA 91** se muestra la onda simulada en comparación con las curvas medias de la onda (filtrada ya digitalmente) que el osciloscopio capturó en la prueba de impulso. En cuanto a los frentes de onda, en la **FIGURA 92** se muestra la comparación.

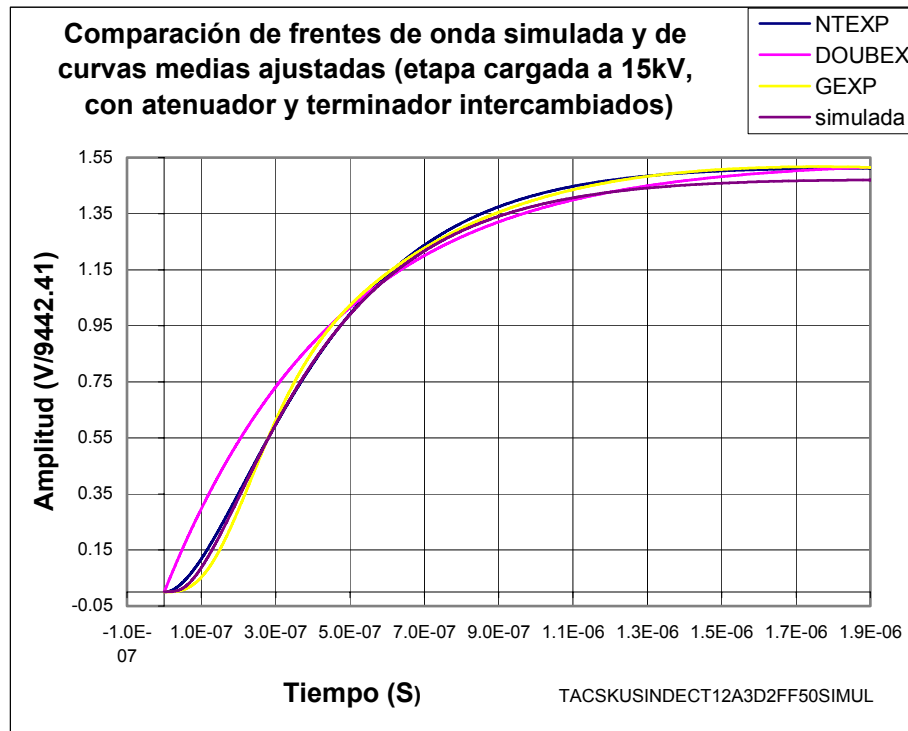


FIGURA 91: Comparación de ondas, con atenuador y terminador intercambiados

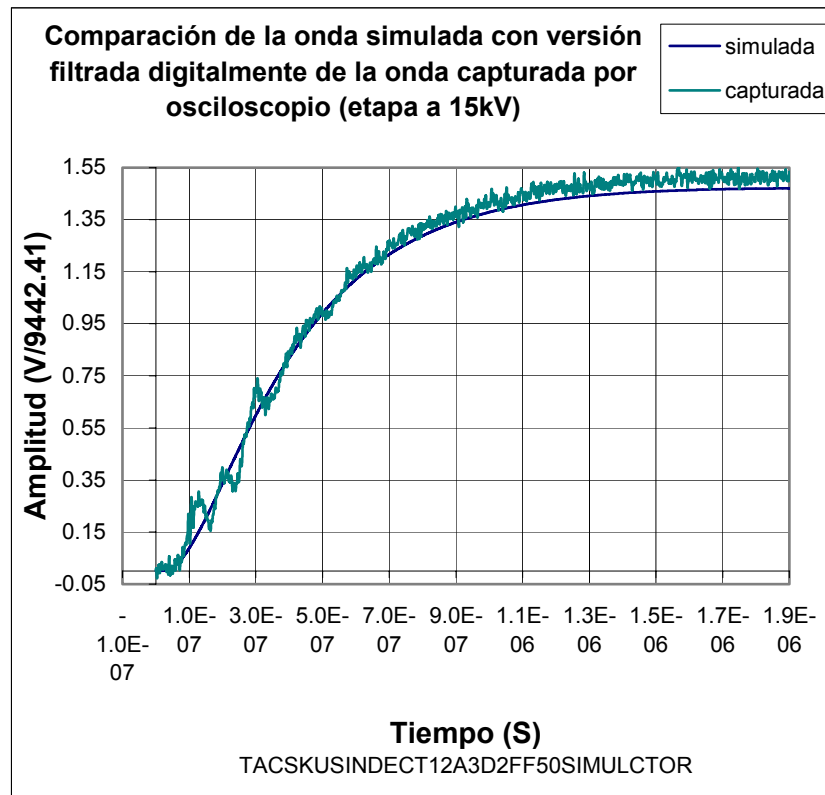


FIGURA 92: Frentes de onda, con atenuador y terminador intercambiados

7.2 SIMULACIÓN DE DOS ETAPAS EN VACÍO DEL GENERADOR

Para simular dos etapas en serie del generador, hay que modificar un poco mas el listado del archivo de entrada al ATP. Se deben agregar al mismo los valores de C2, RC2, LC2, RF2, LF2, y de la resistencia de carbón RDC1 que permite cargar en DC al capacitor C2. En el generador de impulso C1 y C2 se cargan en paralelo y mediante la acción de los "gap" se descargan en serie. RC2 y LC2 son componentes de la resistencia "de cola" de la segunda etapa y RF2 y LF2 son componentes de la resistencia "de frente" de la segunda etapa. Para la simulación, además hay que cambiar el valor de la condición inicial de voltaje de C1 y de

C2, pues la prueba de impulso, cuyo resultado se mostró en las **FIGURAS 62 y 63**, se hizo teniendo C1 y C2 cargados a la tensión de "21 kV" DC. El listado del archivo de entrada es:

```
BEGIN NEW DATA CASE
C Csalida conectado a ECT. TACSKUSLC2INDECT21K9442DTOSC33PFTOR
C SIMULAR 2 ETAPAS CIRC TIPOB (12A4D2, 9442.41) CON CAPACITORES CARGADOS 21KVDC
C DELTAT=10 nSEG, TMAX=80 USEG. NO SE USA AC ASI QUE XOPT=COPT=0
C Tiempo de muestreo del osciloscopio fue 10 nSeg tambien
C ----dt<---Tmax<---XOPT<---COPT<---Epsiln<---Tolmat<---Tstart<----->
C 10.E-9 8.E-5 0. 0.
C <-Iout<---Iplot<---Idoubl<---Kssout<---MaxOut<---Ipun<---MemSav<---Icat<---Nenerg<---Iprsup
C 1 1 1 1
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C AQUI SE COLOCA LO RELACIONADO A TACS
C Modela arco electrico como resistencia Kushner controlada TACS
TACS HYBRID
77RARC1 1.E2
77RARC2 1.E2
90E1L
90E1R
90E2L
90E2R
99CURR1 =(E1L-E1R)/0.001
99CURR2 =(E2L-E2R)/0.001
98RARC1 =38.02*0.003*250/(((ABS(CURR1))*1.4667)*(TIMEX**0.4)+0.0001)
98RARC2 =38.02*0.003*250/(((ABS(CURR2))*1.4667)*(TIMEX**0.4)+0.0001)
98VARC1 =CURR1*RARC1
98VARC2 =CURR2*RARC2
33RARC1 CURR1 VARC1
33RARC2 CURR2 VARC2
C Fin de TACS
BLANK
C ELEMENTOS CONCENTRADOS DEL TIPO R(OHMS), L(MILI-HENRYS), C(MICRO-FARAD.)
C TIPO DE SALIDA SEGUN EL NUMERO COLOCADO EN LA ULTIMA COLUMNA :
C '1'=CORRIENTE ENTRE 2 NODOS, '2'=VOLTAJE ENTRE 2 NODOS ,
C '3'=VOLTAJE Y CORRIENTE ENTRE 2 NODOS.'4'=POTENCIA Y ENERGIA ENTRE 2 NODOS
C *****
C Se toma en cuenta resistencia del cable coaxial (0.55 ohm)
C Toma en cuenta inductancia guaya cobre,soportes esferas gap,soporte toroide
C Conduit de 3m es 2.2uH y cable aterrizar generador 3.1m es 4.14uH
C AHORA CIRCUITO DE ETAPA 1 DE GENERADOR CON C1(525.14nF) CARGADO A 21KVDC
C RC1=115.89, LC1=18uH, RF1=9.88, LF1=10.82uH.
C AHORA CIRCUITO DE ETAPA 2 DE GENERADOR CON C2(518.78nF) CARGADO A 21KVDC
C RC2=114.24,LC2=17.4uH,RF2=9.87, LF2=10.83uH.
C DIVISOR DE VOLTAJE TIENE RDA=30.9K, RDB=50.65, CE=4.4pF, Ctoroides=33pF
C Csalida=2.28 nF, RM1+RM2=167.15
C 3 9 15 21 27 33 39 45 50 54
C <NODO <NODO<NODOR<- R <- L <- C <----- NADA ----->O
ECT .00414
E1I 1.E9
E1I ECT .52514
E1I E1L .00084
E1L E1R 0.001
E1R E1A 1.E8
91E1R E1A TACS RARC1
EC1 ECT 115.89
E1M EC1 0.0180
EF1 E1M 9.88
E2D EF1 .01082
E2I E2D .51878
E1I E2I 1527.0
E2I E2L .00084
E2L E2R 0.001
E2R E2A 1.E8
91E2R E2A TACS RARC2
E2D EC2 114.24
```

```

EC2   E2M                      .01740
E2M   EF2                      9.87
EF2   ETS                      .01083
ETS   ECS                      167.15
ECS   ECT                      .00228
ECS   EDV                      0.0022
EDV   EAM                      273.7
EAM   ETO                      0.0001
ETO                      33.E-6
EAM   ECE                      15460.
ECE                      4.4E-6
ECE   ERB                      15460.
ERB   ERC                      50.65
ERB   ERC                      0.55
ETA   OSC                      27.34
ETA   OSC                      246.5
OSC   OSC                      60.80
OSC                      1.3E-5
C Osciloscopio equivale a 13pF al despreciar 1M ohm frente a 60.80 ohm
C 3   9   15   21   27   33   39   45   50   54
C CABLE COAXIAL RG8/U: linea de parametros distribuidos(datos: Zo y Tviaje)
-1ERC   ETA                      52.0   4.1E-8   2   0
C
C ElI nodocapacitor etapa1, E2I nodocapacitor etapa2, ETO nodo toroide sup.
C ECS y ECT son nodos del capacitor Csalida
C ERB es nodo a la salida del divisor de voltaje de impulso
C OSC es nodo donde se conecta el canal vertical del osciloscopio
C Fin de lineas, transformadores e impedancias.
BLANK
C *****
C                               INTERRUPTORES O SWITCH A MANIOBRAR
C                               TIPO DE SALIDA SEGUN EL NUMERO COLOCADO EN LA ULTIMA COLUMNA :
C                               '1' = CORRIENTE ENTRE DOS NODOS , '2' = VOLTAJE ENTRE DOS NODOS ,
C                               '3' = VOLTAJE Y CORRIENTE ENTRE DOS NODOS.
C *****
C < Nodo< Nodo<--- Tclose<--- Topen<----->MEASURING<----->O
0 E1A   E1M                      0.0   0.002
0 E2A   E2M                      0.0   0.002
C Los dos gaps son switches y se cierran en t=0
C Fin de interruptores
BLANK
C *****
C                               DATOS DE FUENTES
C *****
C <NODO <><-Amplmax<- FREQ - < ALFA <- F1 <- T1 - < Tstart< Tstop
C La condicion inicial en C1 y C2 equivale a cargar en DC esos capacitores
C Fin de fuentes
BLANK
C A continuacion (luego de las tarjetas de fuentes) las condiciones iniciales
C *****
C CONDICIONES INICIALES (C.I. VOLTAJE Y CORRIENTE) EN ELEMENTOS DE RAMAS
C COLOCAR EN LA COLUMNA 2 UN NUMERO 2 PARA VOLTAJES Y UN 3 PARA CORRIENTES.
C EN ORDEN VAN PRIMERO LAS TARJETAS CON VOLTAJES Y LUEGO LAS DE CORRIENTES
C
C SI LAS C.I. SON REGIMEN PERMANENTE DC (O SEA, F INICIAL = 0 HZ O BLANK)
C DAR COMO DATO EL VOLTAJE EN ESE INSTANTE EN ELEMENTO (COMO "PARTE REAL")
C MUY IMPORTANTE: DATO AC ES INTERPRETADO COMO VALOR PICO DE UN FASOR AC.
C
C <NODO><RE (VP) o V(0)>< IMAG(VP) ><FREC INIC. HZ>
2E1I   21000.0   0.0
2ECE   0.0
2OSC   0.0
C
C EN REGIMEN PERMANENTE (AC O DC) SE DEBEN PROVEER TAMBIEN LAS C.I. DE
C CORRIENTE. CUANDO LA RAMA TIENE CAPACITORES EN SERIE O PARALELO, LA
C CORRIENTE INICIAL (C.I.C. EN 0) DEBE SER DEFINIDA COMO CERO.
C
C <NODO><NODO><IKM(0) en RLC><VCAP(0)en RLC>< no usar aun >< no usar aun >
3E1I   ECT                      0.0   21000.0
3E2I   E2D                      0.0   21000.0
3ECT   0.0

```


En la **FIGURA 94** se muestra el voltaje VOSC en el osciloscopio, obtenido por simulación.

El valor pico fue de 4.16212 V para un tiempo pico verdadero de 1.679 μ S. La **FIGURA**

95 muestra el frente de ese voltaje de impulso en el osciloscopio.

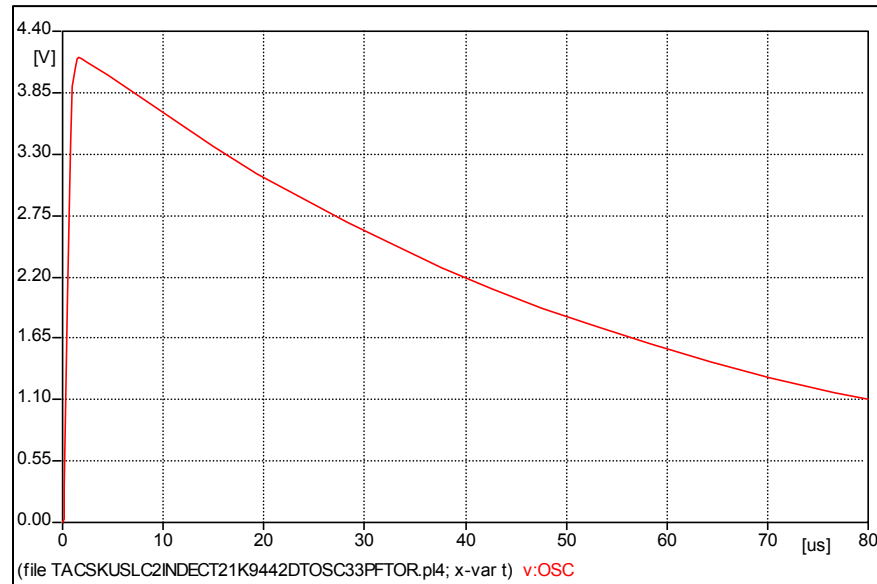


FIGURA 94: Voltaje en canal del osciloscopio, por simulación de dos etapas

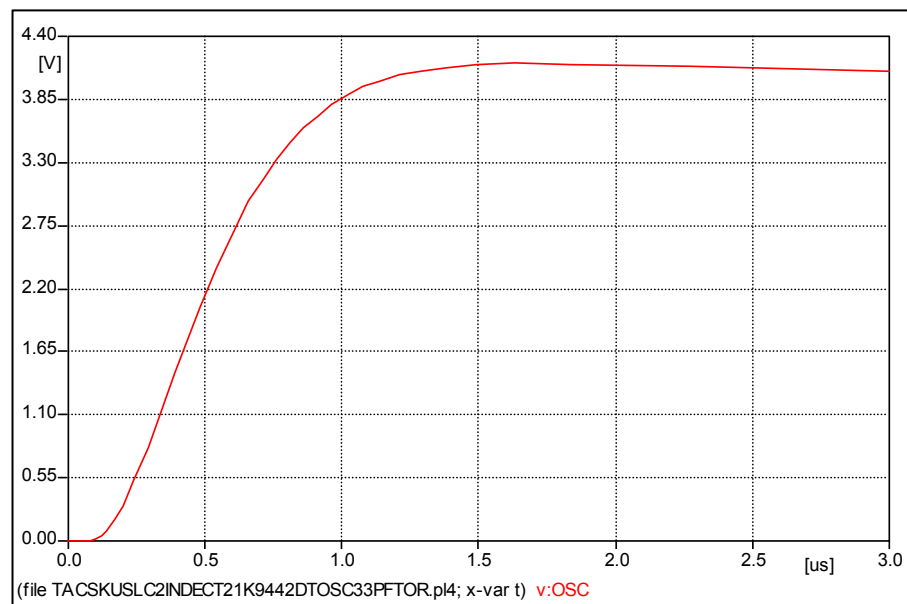


FIGURA 95: Frente de onda del voltaje en el canal vertical del osciloscopio

Las **FIGURAS 62 y 63** son las de la prueba de impulso que corresponde a esta simulación. El tiempo de cola en la **FIGURA 62** es de 41.76 μS (la simulación, y usando Excel, da 43.037 μS , o sea un 3% por encima de 41.76 μS). El valor pico de voltaje en la curva media trazada (amarilla) para la onda capturada (azul) por el osciloscopio es de 4.07376 V (la simulación de VOSC da 4.16212 V, o sea un 2.17% por encima de 4.07376 V). El tiempo pico, para la curva media, fue 1.98 μS (la simulación da 1.679 μS , o sea un 15.2% por debajo de 1.98 μS). El tiempo de frente para la curva media fue 1.110 μS , y al simular se obtuvo como tiempo de frente 0.957 μS (o sea, un 13.8% por debajo de 1.110 μS). A continuación se muestra una parte de los valores del archivo de salida de la simulación.

```
Column headings for the 9  EMTP output variables follow.  These are divided among the 5
possible classes as follows ....
First 3      output variables are electric-network voltage differences (upper voltage
minus lower voltage);
Next 6      output variables belong to TACS (with "TACS" an internally-added upper name
of pair).
Step      Time      E1I      ECS      OSC      TACS      TACS      TACS
          Time      E1I      ECS      OSC      RARC1     CURR1     VARC1
***              Switch "E1A " to "E1M " closed after 0.00000000E+00 sec.
***              Switch "E2A " to "E2M " closed after 0.00000000E+00 sec.
0          0.0      21000.      0.0      0.0      100.      0.0      0.0
1          .1E-7    20985.0485  15.6503397      0.0  204.561832  39.6371677  8108.25164
2          .2E-7    20950.1663  72.4132354      0.0  113.750678  48.9633595  5569.61536
3          .3E-7    20923.2058  178.082616      0.0  69.7325599  61.2052592  4267.9994
4          .4E-7    20915.2094  333.864221      0.0  45.7799188  75.395748  3451.61122
5          .5E-7    20917.8075  540.007959      .32637E-4  31.6776518  91.1942324  2888.81914
6          .6E-7    20926.086  790.856667      .291544E-3  23.2929402  107.009391  2492.56333
7          .7E-7    20934.1866  1080.63373      .001299719  17.9314428  122.639009  2199.09437
8          .8E-7    20938.9689  1404.774      .00391668  14.3359084  137.746684  1974.72385
9          .9E-7    20939.5693  1760.55722      .009113344  11.8149689  152.194797  1798.17679
```

y siguen mas valores....

```
7996 .7996E-4  5758.22987 10393.7238 1.09964543 3.86395355 51.191981 197.803437
7997 .7997E-4  5757.29337 10391.8975 1.09945454 3.86470378 51.1834596 197.80891
7998 .7998E-4  5756.40113 10390.1155 1.09926369 3.86545418 51.1749396 197.814384
7999 .7999E-4  5755.46493 10388.2898 1.09907286 3.86620476 51.166421 197.81986
% % % % % Final time step, PLTFIL dumps plot data to ".PL4" disk file.
Done dumping plot points to C-like disk file.
8000 .8E-4  5754.57298 10386.5085 1.09888207 3.8669555 51.1579038 197.825338
```

Extrema of output variables follow. Order and column positioning are the same as for the preceding time-step loop output.

```
Variable maxima :      21000. 39400.0845 4.16212699 204.561832 302.498313 8108.25164
Times of maxima :           0.0      .163E-5      .172E-5      .1E-7      .36E-6      .1E-7
Variable minima :  5754.57298           0.0           0.0  1.55931451           0.0           0.0
Times of minima :           .8E-4           0.0           0.0      .167E-4           0.0           0.0
```

En las **FIGURAS 96 y 97** se comparan las curvas medias con la onda simulada.

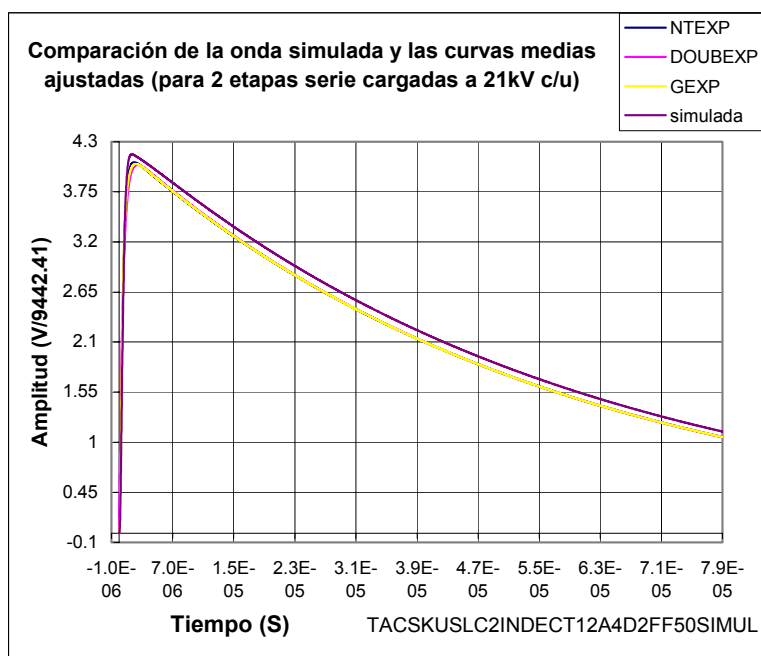


FIGURA 96: Comparación de onda simulada y curvas medias, para 2 etapas serie

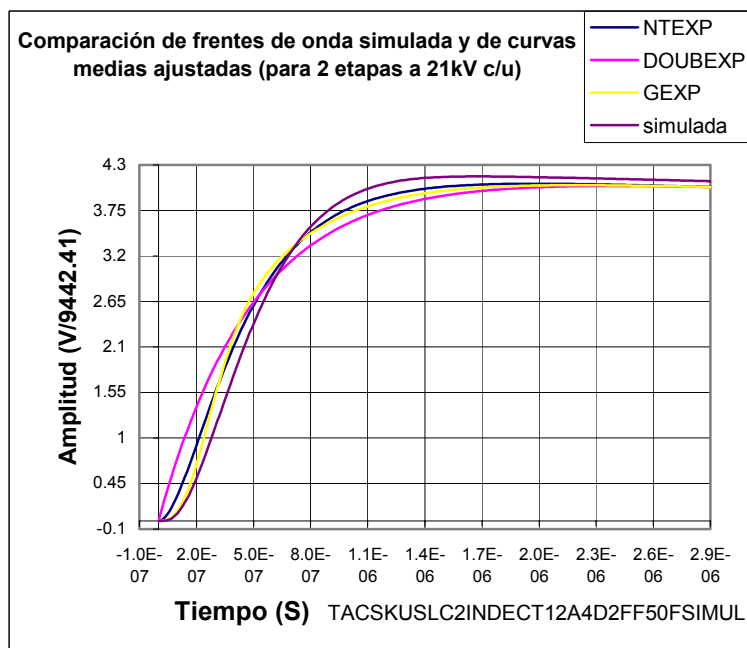


FIGURA 97: Comparación de frentes simulado y de curvas medias, para 2 etapas

7.3 SIMULACIÓN DEL GENERADOR TENIENDO UN OBJETO DE PRUEBA

Como objeto de prueba para aplicarle impulsos de tensión, se tuvo acceso a un "arrester" o pararrayos o descargador de sobretensiones "ELPRO", para uso en redes de distribución de algunos kV. Se hizo la búsqueda de información acerca de dicho tipo de dispositivos, y hasta se hizo contacto con el fabricante del mismo, en India, pero no se recibió respuesta satisfactoria alguna. Tampoco se hallaron en Internet catálogos con características técnicas del modelo específico de descargador. Se sabe que para probar este tipo de elementos se recurre a un generador de impulso de corriente y a un shunt de poca inductancia, para poder observar en un osciloscopio la forma de onda de la corriente que atraviesa al descargador. Sin embargo, en el laboratorio de la UCV no se dispone de generadores de impulso de corriente ni de shunts resistivos especiales para este tipo de aplicaciones, donde se manejan altas corrientes (kA).

Dado que el comportamiento del descargador es extremadamente no lineal, entonces no puede representarse o simularse como una simple resistencia de valor único o constante. A partir de la revisión bibliográfica, se supo que se puede plantear un circuito equivalente o modelo simplificado y aproximado del descargador [Ref. 13], a pesar de no disponerse de las curvas de operación del mismo. Básicamente el circuito consiste de dos inductores, tres resistencias de valor constante, y dos elementos resistivos no lineales, cuyo funcionamiento se describe por pares de puntos de valores de voltaje y corriente.

En el caso particular del descargador a ser empleado, lo único que se puede hacer es estimar, en base a parámetros de otros modelos descargadores producidos por el mismo

fabricante y para niveles de tensión similares, los valores de las resistencias e inductores del modelo. Los elementos no lineales se definen usando una curva propuesta por la IEEE, para el modelo simplificado. Dicha curva toma en cuenta las propiedades y el comportamiento del material (óxido de zinc) con el cual se fabrican los discos que se alojan en una cavidad en el material cerámico o de porcelana que forma el cuerpo exterior del descargador. No es un modelo exacto del descargador lo que se tiene, pero ya es un punto de inicio.

En la **FIGURA 98** se pueden observar dos descargadores de sobretensión fabricados por la empresa ELPRO, similares al que se usa en el laboratorio de la UCV. La información que se ha podido conseguir de estos dispositivos se resume en una serie de valores de tensión o voltaje de descarga, en función de dos formas de onda de impulso de corriente.



FIGURA 98: Descargadores o "pararrayos" o "arresters" para redes de distribución

Por comparación de las dimensiones físicas del descargador a usar, con las dimensiones de los descargadores (también manufacturados por ELPRO) que aparecen en la foto y de los cuales se tiene la información básica mencionada, se puede saber que el descargador a usar en el laboratorio está diseñado para un nivel nominal de tensión AC de 9 kV RMS y por lo tanto debería soportar corrientes de impulso de varios kA con forma de onda "8/20 μ S" y/o

con forma de onda "1/2 μ S". En el caso de los descargadores o "arresters" de los que se tiene información (y por la similitud de dimensiones físicas en relación con la disipación de potencia y nivel de tensión que los discos de óxido de zinc deben soportar) la tensión de descarga es de 31.0 kV pico para la onda "8/20 μ S" de 10 kA y es de 35.0 kV pico para la onda "1/2 μ S" de 10 kA. Con esos datos se puede calcular el valor de varios elementos del circuito simplificado que se muestra en la **FIGURA 99** y formado por una resistencia R de 1 megaohmio, los inductores $L0$ y $L1$, y las resistencias no lineales $A0$ y $A1$.

Hay que recordar que tal circuito deducido a partir de los datos de descargadores ELPRO similares al que se va a probar en laboratorio, no es idéntico al apropiado para el espécimen en particular que se va a probar. Por otro lado, se han desarrollado, con base en mediciones y comparaciones, formulas empíricas [Ref. 13] para calcular los valores de resistencias, inductores y capacitores para otra forma del circuito equivalente de un "arrester cualquiera", a partir de consideraciones de dimensiones físicas y de los niveles de corriente de impulso y de tensión AC para los cuales fueron diseñados tales "arrester".

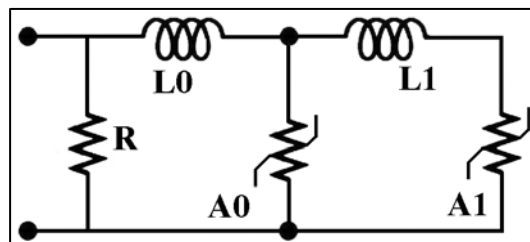


FIGURA 99: Circuito equivalente simplificado del descargador de sobretensiones

Para calcular el inductor L1 en microhenrios, la formula [Ref. 13] es:

$$L1 = \frac{1}{4} * \frac{V_{r1/2} - V_{r8/20}}{V_{r8/20}} * V_n = \frac{1}{4} * \frac{35.0 - 31.0}{31.0} * 9 = 0.2903 \mu H \dots\dots\dots (63)$$

y el inductor L0 siempre es un tercio de L1, o sea L0=0.0967 μ H. Vr1/2 es la tensión de descarga del "arrester" cuando la onda aplicada de 10 kA tiene tiempos de frente de 1 μ S y de cola de 2 μ S, o sea una onda "1/2 μ S". Vr8/20 es la tensión de descarga del "arrester" cuando la onda aplicada de 10 kA tiene tiempos de frente de 1 μ S y de cola de 20 μ S, o sea una onda "8/20 μ S". Vn es la tensión nominal AC para la cual el "arrester" está diseñado. Para completar el modelo o circuito equivalente falta conocer la curva corriente-voltaje de las resistencias no lineales A0 y A1. En un artículo publicado por la IEEE [Ref. 13] se propone una serie de pares de puntos, con las corrientes en kA y los voltajes en p.u. Es necesario saber el voltaje de descarga del "arrester" para cuando la corriente de prueba es una onda de 10 kA tipo "8/20 μ S". Ese dato es de fácil obtención pues los fabricantes prueban los descargadores aplicándoles tal onda. En la **TABLA 42** se muestran los puntos.

TABLA 42: Valores de la característica tensión pu-corriente para resistencias A0 y A1

corriente I aplicada (kA)	Voltaje en A0 (p.u.)	Voltaje en A1 (p.u.)	Corriente I aplicada (kA)	Voltaje en A0 (p.u.)	Voltaje en A1 (p.u.)
2E-6	0.810	0.623	3	1.108	0.922
0.1	0.974	0.788	10	1.195	1.009
1	1.052	0.866	20	1.277	1.091

Llevando estos valores de voltaje p.u. a valores en kV, de acuerdo al voltaje de descarga obtenido cuando se aplican 10 kA de onda 8/20 al "arrester" o sea $31.0 \text{ kV} = 1 \text{ p.u.}$, se obtiene una serie de puntos voltaje-corriente que se suministrarán al ATP (para definir a las resistencias A0 y A1) para formular dos elementos de tipo 99, o sea resistencias no lineales. Hay otra forma mas precisa de modelar el "arrester" (mediante el uso de elementos de tipo 92 y mediante la rutina ZNO FITTER) pero, dado que no se cuenta con más información técnica o de catálogo para el "arrester" a ser usado, lo mas que se puede es representar A0 y A1 como resistencias no lineales. Los valores a usar son entonces los de la **TABLA 43**:

TABLA 43: Valores de tensión y corriente para dos elementos de tipo 99 en ATP

corriente I aplicada (kA)	Voltaje en A0 (kV)	Voltaje en A1 (kV)	Corriente I aplicada (kA)	Voltaje en A0 (kV)	Voltaje en A1 (kV)
2E-6	25.110	19.313	3	34.348	28.582
0.1	30.194	24.428	10	37.045	31.279
1	32.612	26.846	20	39.587	33.821

Se hicieron simulaciones con el circuito equivalente del descargador arriba mencionado y diferían en más de 30% en los valores de forma de onda de voltaje obtenidos, en comparación con las pruebas realizadas en laboratorio. Esto significa que el tratar de representar el descargador usado en el laboratorio, a partir de los modelos de “Elpro” presentados en su pagina web, no arroja resultados aceptables. Entonces se hicieron otras pruebas, para poder tratar de determinar el circuito equivalente, de otra forma. Se utilizaron dos etapas en serie del generador de impulso, cargadas c/u a “16 kV” DC, y se produjo un impulso, teniendo el pararrayos o “arrester” conectado.

Entre el generador y la resistencia amortiguadora (que va antes del divisor de voltaje) se usaron 3 mts de conductor AWG 12. A 1.6 mts del generador, en dicho conductor AWG 12, se hizo la conexión de un tramo de 50 cm de AWG 12 hacia el terminal superior del “arrester”. Del terminal inferior del arrester hacia el nodo de tierra se usaron 2.6m de AWG 12. En las simulaciones, los tramos de conductor AWG se van a representar mediante inductores de 2.25 μH (1.6 mts), 1.93 μH (1.4 mts), 0.59 μH (50 cm), 3.54 μH (2.6 mts). Los valores de los inductores se calcularon con formulas para alta frecuencia. En la **FIGURA 100** se muestran las ondas de voltaje capturadas por el osciloscopio, para la prueba con dos etapas, tanto cuando está conectado el descargador o pararrayos o “arrester” como cuando no está presente el mismo en el circuito.

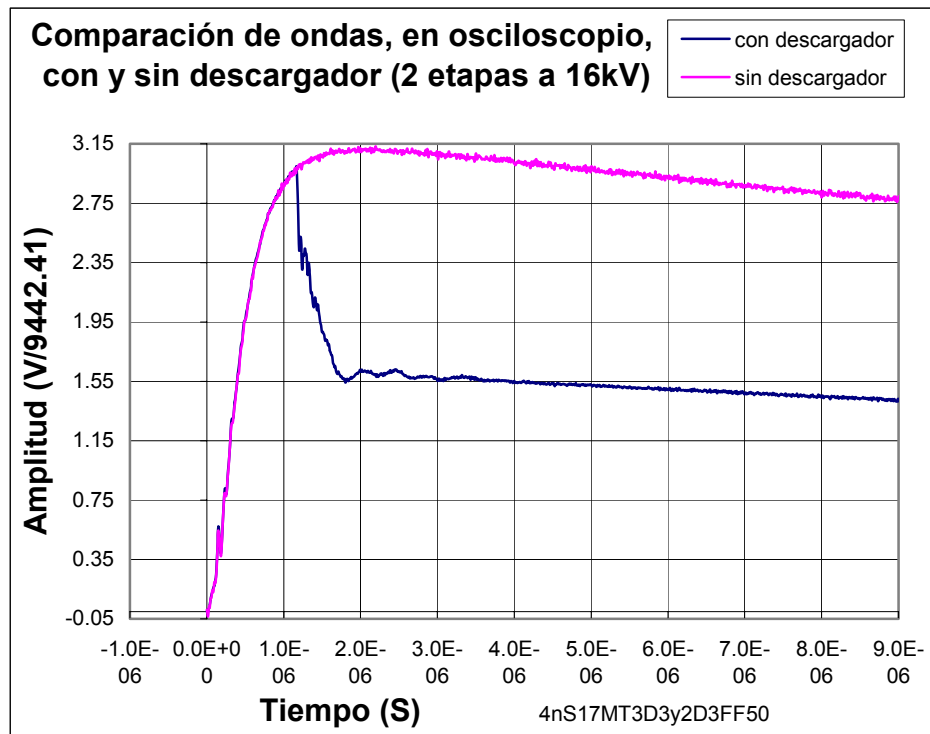


FIGURA 100: Ondas de voltaje, con y sin descargador, captadas por osciloscopio

De la figura, se tiene que el voltaje visto por el osciloscopio, para el caso en que el descargador empieza a operar, es de 2.9998 voltios. Esto equivale a 28325 voltios (es decir, 2.9998 multiplicado por 9442.41) en el terminal de entrada de la resistencia de amortiguamiento (que está colocada justo antes del divisor de voltaje de impulso). Como el divisor de voltaje es resistivo y su capacitancia es pequeña, se asumió que la corriente a través de la resistencia de amortiguamiento y del divisor de voltaje tienen la misma forma de onda que el voltaje mostrado en la **FIGURA 100**. Se procedió entonces a calcular dicha corriente y a derivarla digitalmente, para así hallar la tensión inducida ($L \, di/dt$) que cae en el conductor AWG12 (inductor de $1.93 \, \mu\text{H}$) conectado a la resistencia amortiguadora. Los valores máximos de tal tensión no sobrepasan los 10V, así que se puede despreciar dicha tensión.

Esto implica que el voltaje a la entrada de la resistencia amortiguadora es prácticamente igual al voltaje que existe en los terminales de la combinación serie del descargador y de los inductores de $0.59\ \mu\text{H}$ y $3.54\ \mu\text{H}$. Hay que recordar que el voltaje al que opera el descargador es de algunas decenas de miles de voltios, así que 10V pueden despreciarse. En las simulaciones para tratar de determinar el circuito equivalente del descargador, se definió un nodo llamado EW1, en el cual se conectan entre sí tres inductores (que corresponden a los tramos de 1.6 m y 1.4 m y 50 cm de conductor AWG 12). El voltaje a simular desde el nodo EW1 hasta tierra, equivale físicamente en el laboratorio al voltaje que hay en la combinación serie del descargador y los inductores de $0.59\ \mu\text{H}$ y $3.54\ \mu\text{H}$. Es importante señalar aquí que no puede despreciarse la caída de voltaje en los inductores de $0.59\ \mu\text{H}$ y de $3.54\ \mu\text{H}$ cuando el descargador opera, ya que la corriente a través del descargador es mucho mayor que la corriente a través del divisor de voltaje.

Como no se dispone de una resistencia shunt especial para observar la corriente del descargador, lo que se procede a hacer es lo siguiente: la forma de onda del voltaje captado por el osciloscopio cuando hay descargador conectado en el circuito (el generador consiste de 2 etapas serie a $16\ \text{kV c/u}$) se multiplicará por 9442.41 y eso representará la forma de onda aproximada de voltaje (recordar que 10V pueden despreciarse) que existe en la combinación del descargador y los dos inductores, y también representará la tensión total existente en la combinación serie de la resistencia amortiguadora y el divisor de voltaje.

El programa ATP tiene la capacidad de usar en una simulación una serie de valores de tensión provistos por el usuario (en este caso, los valores de la tensión aproximada existente entre la conexión serie del descargador y los inductores de $0.59\ \mu\text{H}$ y $3.54\ \mu\text{H}$) mediante

definir una fuente de tipo 1. Es importante indicar aquí que el ATP no permite que una fuente de tipo 1 esté flotando, sino que debe estar aterrada. La simulación que permite conocer la corriente del descargador se basa por lo tanto en que desde el nodo EW1 hasta el nodo de tierra se reemplaza el descargador + inductores por una fuente de voltaje de tipo 1. Al ejecutarse la simulación, se obtienen los valores numéricos de la corriente del divisor de voltaje y los de la corriente a través de la fuente de tipo 1. Dicha corriente a través de la fuente es entonces la corriente que circularía a través del descargador + inductores.

Luego de terminada la simulación, se procede a derivar digitalmente tal corriente, usando hoja de cálculo, y así se puede conocer numéricamente la caída de tensión inducida (es decir, $L di/dt$) en los inductores de $0.59 \mu\text{H}$ y de $3.54 \mu\text{H}$ (los tramos de 50 cm y de 2.6 m de conductor AWG 12). Si se usa hoja de cálculo para restar de la tensión de la fuente de tipo 1 la tensión inducida de los inductores, se obtiene lo que numéricamente es la tensión simulada en los bornes del descargador.

Además, como ya se conocen los valores simulados de la corriente del descargador, se puede volver a definir una fuente de tipo 1, pero que sea de corriente. En pocas palabras, si ya se conoce la corriente simulada del descargador y se conoce la tensión simulada del descargador + inductores, es posible entonces calcular, mediante una nueva simulación en ATP pero usando un circuito con solo dos inductores y dos fuentes de voltaje de tipo 1, la tensión simulada en bornes del descargador. Dado que el ATP no permite fuentes tipo 1 flotantes, esto implica que en la simulación se van a colocar inmediatamente en serie los inductores de $0.59 \mu\text{H}$ y de $3.54 \mu\text{H}$ y que la fuente de corriente tipo 1 que representa al descargador va a colocarse entre el último inductor ($3.54 \mu\text{H}$) y el nodo de tierra en la

simulación. La fuente de voltaje de tipo 1 se va a conectar entre el inductor de $0.59 \mu\text{H}$ y el nodo de tierra, para así tener un circuito de una sola malla en el ATP.

En la **FIGURA 101** se muestra el voltaje calculado para el nodo EW1 (desde el inductor de $0.59 \mu\text{H}$ hasta el nodo de tierra), a partir de la tensión capturada por el osciloscopio multiplicada por 9442.41, cuando hay descargador conectado. También se muestra el voltaje, calculado mediante simulación en ATP, que hay en los bornes del descargador (curva azul). Se puede observar que ambos voltajes difieren en forma de onda, debido a la caída de tensión en los inductores de $0.59 \mu\text{H}$ y $3.54 \mu\text{H}$.

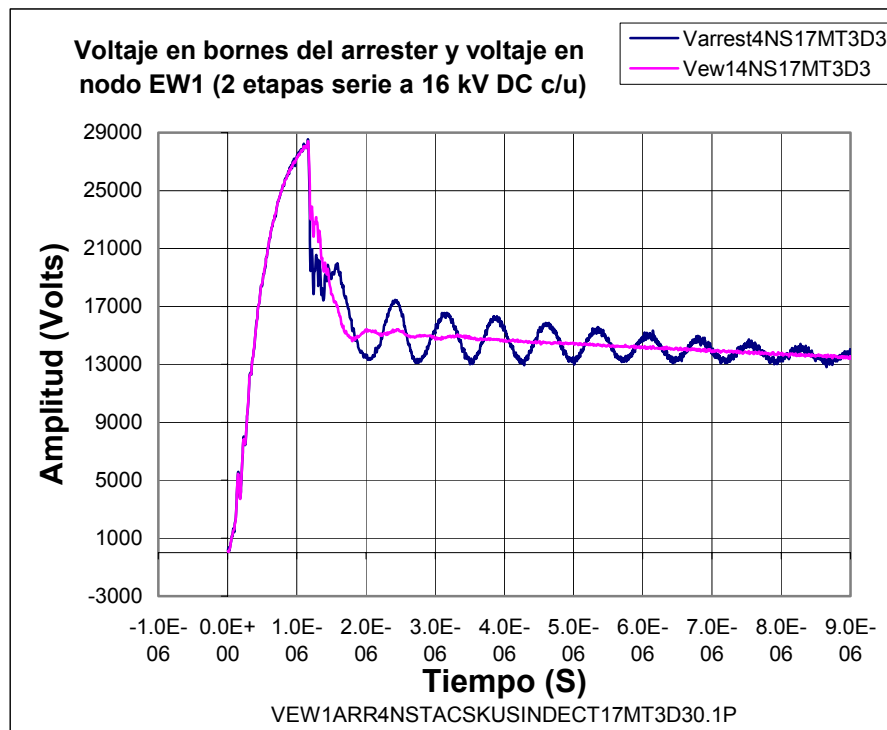


FIGURA 101: Voltaje simulado en descargador, y en descargador + inductores

En la **FIGURA 102** se muestra la forma de onda de la corriente simulada del descargador. Dicha corriente se obtuvo haciendo la simulación del circuito de 2 etapas serie del generador cargadas a “16 kV” DC c/u, y sustituyendo el descargador + inductores por la fuente aterrada de voltaje de tipo 1 que representa la tensión del nodo EW1 (punto de unión de tres tramos de conductor AWG 12). Cuando el descargador ya opera (ver **FIGURA 100**), la corriente va tomando valores apreciables.

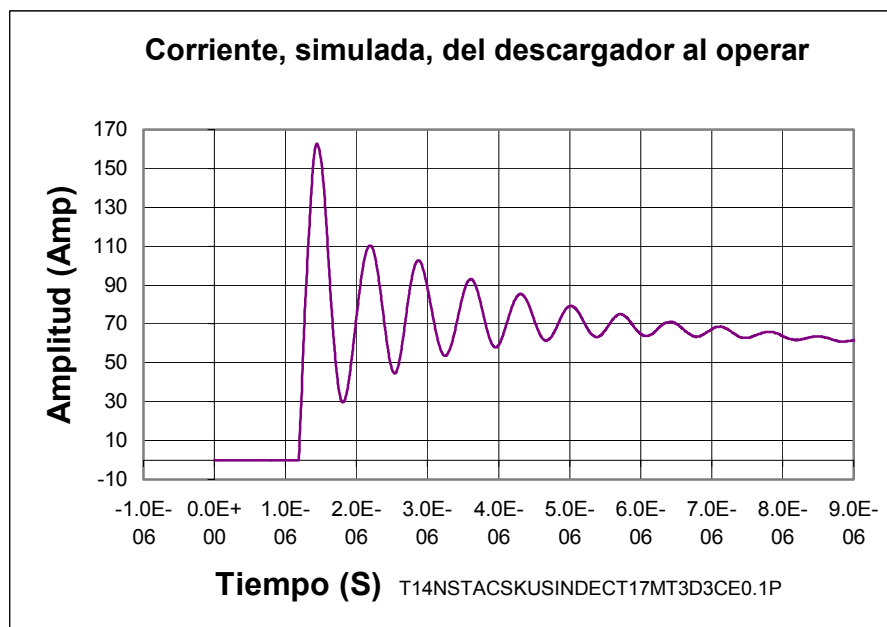


FIGURA 102: Corriente en el descargador, para simulación de 2 etapas a 16 kV

A partir de la simulación del circuito de 2 etapas + fuente de tipo1, se muestra en la **FIGURA 103** el cociente de la relación Voltaje descargador /Corriente descargador, desde el momento en que el descargador opera pues es cuando aparece en acción como un elemento circuital más. Por supuesto se sabe que el descargador no actúa solo como una simple resistencia no lineal, sino que debido a la naturaleza del funcionamiento del óxido

de zinc y de otros compuestos presentes en los discos que forman el descargador, el comportamiento del descargador tiene además una componente inductiva [Ref. 13].

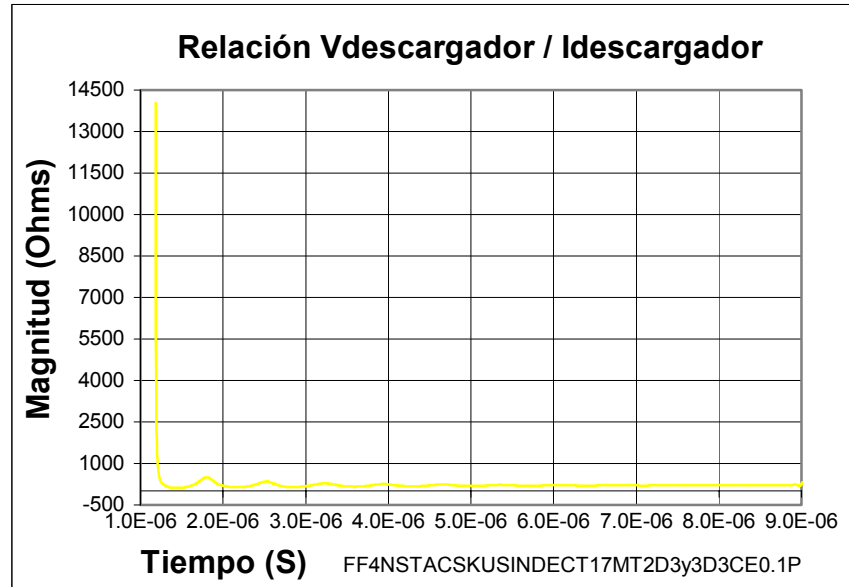


FIGURA 103: Cociente voltaje/corriente para el descargador, en simulación

Por último, se presenta aquí el listado de entrada al ATP, para la simulación que permite hallar la corriente del descargador, a partir del circuito de 2 etapas + fuente de voltaje aterrada tipo 1 (que representa la tensión en nodo EW1 cuando hay un descargador presente). La simulación para hallar el voltaje en bornes del descargador es mucho más simple, y no se presenta aquí el listado.

```
BEGIN NEW DATA CASE
C CsalidaconectadoECT T14NSTACSKUSINDECT17MT2D3DTOSCMEJOR0.1PF 9442.41
C SIMULAR 2ETAPAS CIRC TIPOB(17MT2D3, 9442.41) CON CAPACITORES CARGADOS 16KVDC
C DELTAT=4 nSEG, TMAX=9.02 USEG. NO SE USA AC ASI QUE XOPT=COPT=0
C ----dt----Tmax----XOPT----COPT--Epsilon--Tolmat--Tstart-----
C 4.E-9 9.02E-6 0. 0.
C <-Iout<--Iplot<-Idoubl<-Kssout<-MaxOut<---Ipun<-MemSav<---Icat<-Nenerg<-Iprsup
C 1 1 1 1
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
C Modela arco electrico como resistencia Kushner controlada TACS
TACS HYBRID
77RARC1 1.E2
77RARC2 1.E2
90E1L
90E1R
90E2L
```

```

90E2R
99CURR1 =(E1L-E1R)/0.001
99CURR2 =(E2L-E2R)/0.001
98RARC1 =38.02*0.003*250/(((ABS(CURR1))*1.4667)*(TIME**0.4)+0.0001)
98RARC2 =38.02*0.003*250/(((ABS(CURR2))*1.4667)*(TIME**0.4)+0.0001)
98VARC1 =CURR1*RARC1
98VARC2 =CURR2*RARC2
33RARC1 CURR1 VARC1
33RARC2 CURR2 VARC2
C Fin de TACS
BLANK
C ELEMENTOS CONCENTRADOS DEL TIPO R(OHMS), L(MILI-HENRYS), C(MICRO-FARAD.)
C TIPO DE SALIDA SEGUN EL NUMERO COLOCADO EN LA ULTIMA COLUMNA :
C '1'=CORRIENTE ENTRE 2 NODOS, '2'=VOLTAJE ENTRE 2 NODOS ,
C '3'=VOLTAJE Y CORRIENTE ENTRE 2 NODOS.'4'=POTENCIA Y ENERGIA ENTRE 2 NODOS
C *****
C Se sustituye arrester+inductores0.59uH+3.54uH por fuente tipo1 Vew117MT3D3
C Esto se hace para hallar numericamente la Iarrester del caso 17MT3D3
C El generador+divisor caso 17MT2D3 son identicos al caso 17MT3D3, a 16KV
C Toma en cuenta inductancia guaya,soportes esferas gap, resistencia coaxial
C cable AWG12 horiz 1.6m es 2.25uH y cable AWG12 horiz 1.4m es 1.93uH
C cable AWG12 vert 0.5m es 0.59uH y cable aterrizar generador 3.1m es 4.14uH
C cable AWG12 vert 1.3m + horiz 1.3m es 1.77uH + 1.77uH = 3.54uH
C AHORA CIRCUITO DE ETAPA 1 DE GENERADOR CON C1(525.14nF) CARGADO A 16KVDC
C RC1=115.89, LC1=18uH, RF1=9.88, LF1=10.82uH.
C AHORA CIRCUITO DE ETAPA 2 DE GENERADOR CON C2(518.78nF) CARGADO A 16KVDC
C RC2=114.24, LC2=17.4uH, RF2=9.87, LF2=10.83uH.
C DIVISOR DE VOLTAJE TIENE RDA=30.9K y RDB=50.65 y asumir CE(pF)=0.1 y Ctor=0
C Csalida=2.28 nF, RM1+RM2=167.15
C 3 9 15 21 27 33 39 45 50 54
C <NODO <NODO <NODOR<NODOR<- R <- L <- C <----- NADA ----->O
ECT .00414
E1I 1.E9
E1I ECT .52514
E1I E1L .00084
E1L E1R 0.001
E1R E1A 1.E8
91E1R E1A TACS RARC1
EC1 ECT 115.89
E1M EC1 0.0180

EF1 E1M 9.88
E2D EF1 .01082
E2I E2D .51878
E1I E2I 1527.0
E2I E2L .00084
E2L E2R 0.001
E2R E2A 1.E8
91E2R E2A TACS RARC2
E2D EC2 114.24
EC2 E2M .01740
E2M EF2 9.87
EF2 ETS .01083
ETS ECS 167.15
ECS ECT .00228
ECS EW1 .00225
EW1 EDV .00193
EW1 1.E9
EW1 ESR 0.001
C entre nodos ESR y tierra va fuente voltaje aterrada tipo1 Vew1 de 17MT3D3
C entre nodos Ew1 y ESR se mide la corriente del arrester
C se asumio Vew1 es aproxim Vedv que a su vez aprox 9442.41*Voscaptur17MT3D3
EDV EAM 273.7
EAM ECE 15460.
ECE 0.1E-6
ECE ERB 15460.
ERB 50.65
ERB ERC 0.55
ETA 27.34
ETA OSC 246.5
OSC 60.80

```

[illegible]

CONCLUSIONES

La simulación de la operación del generador de impulso se basó en la representación aproximada del funcionamiento de un conjunto de elementos circuitales pasivos y lineales, que por diseño están dimensionados para soportar las magnitudes de voltajes y corrientes al ocurrir dichos impulsos de tipo atmosférico. Valerse del simulador reduce la necesidad de usar el generador para ilustrar o aclarar a los estudiantes los conceptos acerca de lo que es una onda exponencial y que es un impulso atmosférico de tipo rayo. Esto alarga la vida útil del generador y reduce la posibilidad de accidentes y/o maltratos. Además, en el computador se pueden hacer simulaciones con ciertos valores de voltajes, corrientes, resistencias, que no serían posibles o convenientes de hacer físicamente en el generador.

No se pretendió la simulación exacta de todos los fenómenos que ocurren al producirse un impulso, puesto que algunos parámetros son muy difíciles de estimar numéricamente o dependen de variables no medibles (por ejemplo: la resistencia del arco eléctrico entre las esferas va cambiando en función de una potencia fraccionaria de la corriente del propio arco. Tampoco se pueden medir el radio del canal plasmático formado por el arco ni la temperatura del arco) o se carece en el laboratorio de los equipos para medir ciertas variables. Sin embargo, las simulaciones realizables, a partir del circuito equivalente del generador y el divisor, se acercan mucho a lo que se espera que ocurra en la práctica.

Durante la revisión bibliográfica y el desarrollo del trabajo de grado, se notó que el obviar el comportamiento no lineal del arco (resistencia de Kushner, con radio de arco calculado según Braginskii, y usada en TACS del ATP) añade error a la simulación, especialmente en los frentes de onda, cuando las corrientes del arco están cambiando mucho de valor. Los tiempos virtuales de la onda exponencial de impulso son proporcionales a los valores de las resistencias y capacitancias de etapa del generador, así que lo mas razonable es incluir la resistencia de arco en las simulaciones. Al hacerlo se notó la mejora (alrededor de 5 a 8% en valores pico, y similarmente en los valores de tiempos pico) en la cercanía o parecido de las simulaciones con lo visto en las pruebas de laboratorio.

Las capacitancias "parásitas" del generador se despreciaron en las simulaciones puesto que eran menores en varios ordenes de magnitud (3000 veces) en comparación con los valores de capacitores principales o de etapas. En cuanto a la medición de las resistencias, inductancias y capacitancias del generador y del divisor, se pudo observar que los resultados obtenidos varían solo un poco, debido a las características de los instrumentos (respuesta promedio, respuesta de valor eficaz, etc.) de medición empleados.

Dichas mediciones se hicieron con el mayor cuidado posible, y por diversos métodos, y con esto se tiene una buena idea del margen o rango probable de valores que tendrá cada elemento circuital. Es importante indicar aquí que las simulaciones se hicieron tomando los valores promedio de las resistencias, inductancias y capacitancias del generador. Si se hubiesen hecho con otros valores (por ejemplo, los máximos o los mínimos) de tales elementos, las formas de onda quizás se parecerían mas a las registradas (capturadas) por el osciloscopio, o por el contrario resultarían mas diferentes.

RECOMENDACIONES

Dado que este trabajo de grado implicó medir las resistencias, capacitancias, e inductancias de un equipo (generador) que maneja gran potencia, se recomienda a la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la UCV que haga una revisión y calibración del puente de impedancias General Radio el cual fue facilitado al autor del presente trabajo. Lamentablemente la calidad de las mediciones y los resultados obtenidos con dicho puente no satisfacían las necesidades del presente trabajo.

Se sugiere también que se coloque en el zócalo correspondiente, en el techo del laboratorio, la lámpara para tener iluminación cerca del generador de impulso. Además se aconseja hacer la corrección de la fuga de aceite del transformador de la fuente DC del generador.

En cuanto a futuras investigaciones sobre el tema, se recomienda que, para cualesquiera resultados o análisis que se vayan a hacer a partir de las ondas obtenidas, se aplique filtrado digital a las ondas de impulso. El procesamiento básico de señales es una herramienta útil para el área de la ingeniería eléctrica.

REFERENCIAS

- 1.- IEEE Std. 4, "IEEE Standard Techniques for High Voltage Testing", NY, USA, 1995
- 2.- "High Voltage Engineering", Kuffel/Zaengl (Butterworth), 2000
- 3.- IEEE Standard 1122 "IEEE Standard on Digital Recorders for Measurements in High-Voltage Impulse Tests", NY, USA, 1987.
- 4.- "High Voltage Engineering", M. S. Naidu (Mc Graw-Hill), 1998
- 5.- VDE 0433-4, "Generación y Medición de Altas Tensiones de Impulso", 1966, Berlin.
- 6.- "Fenomenos Transitorios en Sistemas Electricos de Potencia", Apuntes del curso.
Octubre de 1998, Universidad de Valparaiso, Chile.
- 7.- IEC 60-4, "High Voltage Test Techniques", International Electrotechnical Commission, Genova, Suiza, 1977
- 8.-Yi Li, J. Rungis, "Digital Filters for High Voltage Impulse Measurement Systems", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 14, Oct. 1999, pp 1213-1220.
- 9.-T. Mc Comb, J. Lagnese , "Calculating the Parameters of Full Lightning Impulses using Model-based Curve Fitting", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol 6, Oct. 1991, p. 1386-93.
- 10.-M.J. Kushner, "Arc resistance of laser-triggered spark gaps", Journal of Applied Physics, Vol 58, N.5, 1 Sept. 1985, pp 1744-1751
- 11.- K. Kaiser, "EMC Handbook", Chap. 27, pp 174, CRC Press. 2005.
- 12.- Z.Li, E. Kuffel, "The Application of Analog Compensation in Impulse Resistor Voltage Dividers", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol 3, Oct. 1988, pp 1391-1395
- 13.-P. Pincetti, M. Giannettoni, "A Simplified Model for Zinc Oxide Surge Arresters", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol 14, April 1999, pp 393-397
- 14.-S.I. Braginskii, "Theory of the development of a spark channel", Soviet Physics JETP, Volume 34(7), N.-6, Dec 1958, pp 1068-1073

BIBLIOGRAFÍA

R. Malewski, A. Dechamplain, "Digital impulse recorder for high-voltage laboratories",
IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, 1980, pp 636-639

ANEXOS

Se midió el voltaje DC generado por la fuente de alta tensión del generador y se comparó con el valor leído en el kilovoltímetro analógico de la mesa de control y comando. Esto permitirá que las simulaciones se hagan, de ahora en adelante, usando como voltaje de carga de los capacitores de etapa el valor generado (medido mediante multímetro digital FLUKE y punta de alto voltaje FLUKE 80K40) que realmente corresponde o equivale al valor “leído” o mostrado por el dial del kilovoltímetro. Dado que la diferencia entre los valores generados y los leídos no es mucha, se puede optar por seguir simulando con valores leídos por el kilovoltímetro o con valores aún mas precisos (los medidos por el multímetro + punta). Por ejemplo, para simular, usar 15840 o 15860V en vez de 16000V.

Valores medidos AC y DC para la fuente de alto voltaje del generador

voltaje entrada AC a la fuente medido con g1	voltaje DC (en capacitores de etapas) medido mediante g3	Voltaje DC en capacitores de etapas medido FLUKE73+punta	voltaje DC capacitores de etapas medido FLUKE87+punta
20,00	4000,00	3640,00	3644,00
30,00	8000,00	8170,00	8190,00
50,00	12000,00	12020,00	12020,00
59,00	16000,00	15860,00	15840,00
70,00	20000,00	19710,00	19670,00
81,00	24000,00	23530,00	23510,00
95,00	28000,00	27860,00	27820,00
107,00	32000,00	31500,00	31490,00
120,00	36000,00	35600,00	35690,00
132,00	40000,00	39800,00	39980,00