

Trabajo Fin de Máster
Máster en Sistemas de Energía Eléctrica

Caracterización eléctrica de cables eléctricos
submarinos a diferentes frecuencias

Autor: Álvaro Núñez Moral

Tutor: Pedro Luis Cruz Romero

Dpto. de Ingeniería Eléctrica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2022



Trabajo Fin de Máster
Máster en Sistemas de Energía Eléctrica

Caracterización eléctrica de cables eléctricos submarinos a diferentes frecuencias

Autor:

Álvaro Núñez Moral

Tutor:

Pedro Luis Cruz Romero

Profesor titular

Dpto. de Ingeniería Eléctrica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2022

Proyecto Fin de Carrera: Caracterización eléctrica de cables eléctricos submarinos a diferentes frecuencias

Autor: Álvaro Núñez Moral

Tutor: Pedro Luis Cruz Romero

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

Sevilla, 2022

Declaración responsable.

- El trabajo realizado en este documento, excepto donde se indique lo contrario, es original.
- Este documento no se ha presentado en ninguna otra universidad.
- Este documento no contiene datos, figuras, tablas u otra información de cualquier otra persona, a menos que esté reconocido explícitamente.
- Este documento no contiene escritos de otros autores, a menos que se reconozca así explícitamente. Si es el caso, caben dos opciones:
 - Sus palabras han sido reescritas de otra manera. En este caso no se escribe en cursiva, aunque se ha de referenciar el texto original.
 - Se usaron sus palabras literalmente, por lo que se deben escribir en cursiva y referenciar.
- Este documento no contiene texto, figuras o tablas copiadas y pegadas de internet, a menos que se indique expresamente, referenciando la fuente.

Debido a la constante evolución de las necesidades energéticas, la generación ha sufrido una serie de adaptaciones al escenario cambiante de consumo. Esto, unido a los criterios de desarrollo sostenible, ha derivado en una proliferación de las fuentes renovables de energía eléctrica. Una de las más novedosas es la captación de energía del aire en terrenos alejados de la costa, o lo que es lo mismo, la generación eólica *off-shore*. Este tipo de generación plantea una serie de retos técnicos aun en constante proceso de estudio.

Este trabajo trata el desafío derivado de la conexión de estos puntos de generación con el resto del sistema eléctrico, centrándose en la solución ofrecida por los cables submarinos trifásicos de longitud elevada. Particularmente se realiza un análisis de las fórmulas de cálculo de los parámetros de cables dependientes de la frecuencia, con el objetivo de aplicarse en modelos para el estudio de armónicos y fenómenos de resonancia.

Estos fenómenos son muy característicos ya que el sistema de control de los aerogeneradores incorpora dispositivos electrónicos los cuales generan una serie de distorsiones que dan como resultado unas condiciones de diseño especialmente adaptadas a los mismos. Todo ello persigue el fin de adecuarse de forma correcta a las condiciones planteadas por el sistema de distribución eléctrica en términos de calidad del suministro y control de la tensión.

Due to the constant evolution of energy needs, generation has undergone a series of adaptations to the changing scenario of consumption. This, together with the criteria of sustainable development, has led to a proliferation of renewable sources of electrical energy. One of the most innovative is the capture of energy from the air far from the coast or offshore wind power. This type of generation poses a series of technical challenges that are still under constant study.

This work deals with the challenge arising from the connection of these generation points with the rest of the electrical system, focusing on the solution offered by long three-phase submarine cables. In particular, an analysis of the calculation formulas of the frequency-dependent cable parameters is carried out, with the aim of applying them in models for the study of harmonics and resonance phenomena.

These phenomena are very characteristic of this type of generation since the wind turbine control system incorporates electronic devices which generate a series of distortions that result in design conditions specially adapted to them. All this pursues the aim of correctly adapting to the conditions set by the electrical distribution system in terms of quality of supply and voltage control.

Resumen	ix
Abstract	xi
Índice	xii
Índice de Tablas	xiv
Índice de Figuras	xvi
Notación	xviii
1 Cables submarinos	1
1.1 Tipos	2
1.2 Componentes	3
1.3 Materiales	4
1.4 Tipo de puesta a tierra de la pantalla	5
1.5 Cables tripolares de evacuación de parques eólicos: problemática de las frecuencias resonantes	6
2 Análisis de transitorios electromagnéticos y armónicos	9
2.1 Tipos de análisis. Caso de cables subterráneos, modelos analíticos y tipos	12
2.2 Componentes de secuencia	12
2.3 Efecto de la puesta a tierra de la pantalla (en ambos extremos - double-ended bonding y permutación - cross-bonding)	13
2.4 Formulación a frecuencia nominal	14
2.5 Formulación dependiente de la frecuencia	16
2.6 Hipótesis de cálculo y simplificaciones	19
2.7 Modelo en Pi dependiente de la frecuencia (FDPI)	25
2.8 Análisis modal	30
2.9 Pérdidas por armónicos	31
2.9.1 Calentamiento producido en los conductores	32
2.9.2 Pérdidas por armónicos en la generación eólica marina	33
3 Armónicos generados por convertidores electrónicos en generación eólica, especialmente marina.	37
3.1 Afectación de los cables por la propagación de armónicos	39
3.1.1 Ejemplo de conexiones de parques eólicos marinos	39
3.1.2 Impacto armónico en el diseño de cables	41
3.2 Comparación entre resultados medidos y modelados	42
3.2.1 Primera comparación	42
3.2.2 Segunda comparación	45
3.2.3 Tercera comparación	47
3.2.4 Cuarta comparación	48
4 Aplicación numérica a un cable tripolar submarino conectado a un parque eólico. Cálculo de parámetros y pérdidas.	51
4.1 Características del conductor	51
4.2 Cálculo de las características eléctricas	53
4.3 Formulación dependiente de la frecuencia	54
4.3.1 Impedancia armónica	55

5 Conclusiones	57
6 Apéndice	59
Referencias	xix

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1 Propiedades de los materiales	9
Tabla 2.2 Coeficientes para los diferentes tipos de cables	10
Tabla 2.3 Datos necesarios para obtener las redes equivalentes de Foster	28
Tabla 3.1 Ejemplo de pérdidas en un cable XLPE trifásico (Temperatura cond. máx. = 90°C)	42
Tabla 4.1 Intensidades máximas para cables trifásicos de 100-300 kV con aislamiento de XLPE	51
Tabla 4.2 Propiedades de los cables trifásicos con tensión nominal de 220 kV	52
Tabla 5.1 Análisis de efectos electromagnéticos.	57

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Cables eléctricos submarinos en Europa	1
Figura 1.2 Cable eléctrico submarino	2
Figura 1.3 Costes y eficiencia asociados a la longitud	3
Figura 1.4 Partes de un cable eléctrico tripolar submarino	4
Figura 2.1 Radios en un cable aislado	11
Figura 2.2 Ejemplo de una sección mayor	14
Figura 2.3 Modelo de una línea	15
Figura 2.4 Circuito equivalente de impedancia para los tres bucles (monofásico)	21
Figura 2.5 Sección transversal de un cable monofásico	22
Figura 2.6 Secciones del modelo FDPi	25
Figura 2.7 Esquema eléctrico del modelo FDPi	25
Figura 2.8 Radios cable trifásico	28
Figura 2.9 Red equivalente de Foster de orden M	29
Figura 2.10 Ángulo de los autovalores en función de la frecuencia	31
Figura 3.1 Esquema de conexiones en el parque eólico marino de Nysted	37
Figura 3.2 Componentes simétricas de tensión en líneas alimentadores de tres instalaciones eólicas <i>off-shore</i>	38
Figura 3.3 Componentes simétricas de intensidad en líneas alimentadores de tres instalaciones eólicas <i>off-shore</i>	38
Figura 3.4 Diagrama unifilar de la conexión de un parque eólico	39
Figura 3.5 Factores de amplificación de tensión calculados en el punto de entrega en la costa en varios escenarios	40
Figura 3.6 Corrientes armónicas en los cables de conexión para el 1% de la tensión de red para cada armónico	40
Figura 3.7 Corrientes armónicas en los cables de conexión para el 1% de la tensión de red para cada armónico con filtro de 5º armónico instalado	41
Figura 3.8 Características del cable del primer caso	43
Figura 3.9 Configuración de prueba para el primer caso	43
Figura 3.10 Comparación de la respuesta en el tiempo para el primer caso	44
Figura 3.11 Comparación de la admitancia del cable según la frecuencia para el primer caso	45
Figura 3.12 Características del cable del segundo caso	45
Figura 3.13 Configuración de prueba para el segundo caso	45
Figura 3.14 Comparación de la respuesta en el tiempo para el segundo caso	46
Figura 3.15 Comparación de la admitancia del cable según la frecuencia para el segundo caso	47

Figura 3.16 Comparación de intensidad en extremo final del conductor del tercer caso	48
Figura 3.17 Corrientes medidas en fases y pantalla	48
Figura 3.18 Comparación de intensidad en extremo final del conductor del cuarto caso	49
Figura 3.19 Comparación de intensidad en extremo final del conductor del cuarto caso con pantallas aisladas	49
Figura 3.20 Comparación de intensidad en extremo final incluyendo en el modelado las capas del cable	49
Figura 3.21 Comparativa entre el nuevo método de simulación y las mediciones de intensidad	50
Figura 4.1 Materiales del cable escogido	52
Figura 4.2 Medidas del cable escogido	52
Figura 4.3 Tensión a lo largo de la línea	55
Figura 4.4 Intensidad a lo largo de la línea	55
Figura 4.5 Valor de impedancia armónica en cortocircuito a diferentes frecuencias	56
Figura 4.6 Valor de impedancia armónica en circuito abierto a diferentes frecuencias	56

Notación

A^*	Conjugado
c.t.p.	En casi todos los puntos
c.q.d.	Como queríamos demostrar
■	Como queríamos demostrar
e.o.c.	En cualquier otro caso
e	número e
Re	Parte real
Im	Parte imaginaria
sen	Función seno
tg	Función tangente
arctg	Función arco tangente
sen	Función seno
$\sin^x y$	Función seno de x elevado a y
$\cos^x y$	Función coseno de x elevado a y
Sa	Función sampling
sgn	Función signo
rect	Función rectángulo
Sinc	Función sinc
$\partial y \partial x$	Derivada parcial de y respecto
x°	Notación de grado, x grados.
$\Pr(A)$	Probabilidad del suceso A
SNR	Signal-to-noise ratio
MSE	Minimum square error
:	Tal que
$<$	Menor o igual
$>$	Mayor o igual
\	Backslash
\Leftrightarrow	Si y sólo si

1 CABLES SUBMARINOS

Los cables eléctricos submarinos tienen como objetivo el transporte de energía eléctrica entre dos puntos transcurriendo a través de un medio marino. Típicamente se usan con el objetivo de conectar eléctricamente islas o para transportar la energía generada en parques eólicos marinos. A lo largo de esta sección se comentarán las características de los mismos, tratando los diferentes tipos de cables, los elementos que los componen, así como los materiales empleados en su construcción. Finalmente se recogen las diferentes tipologías de puesta a tierra, así como las peculiaridades referentes a las frecuencias resonantes y su afectación a los cables tripolares de evacuación en parques eólicos.

El entorno submarino presenta algunos requisitos básicos para los cables de alimentación que lo atraviesan:

- Longitudes muy elevadas
- Alto nivel de confiabilidad, prácticamente sin previsión de fallos
- Buena resistencia al desgaste y a la corrosión
- Resistencia mecánica para soportar todas las tensiones de colocación e incrustación
- Minimizar el impacto sobre el medio ambiente
- Minimizar la penetración de agua en caso de daños en el cable

En la figura 1.1 se muestran algunos de los cables eléctricos submarinos localizados por toda Europa.



Figura 1.1 Cables eléctricos submarinos en Europa

Una posible apariencia de estos cables posados en el lecho marino se muestra en la figura 1.2.



Figura 1.2 Cable eléctrico submarino

1.1 Tipos

La clasificación de los cables submarinos depende de los siguientes factores [1].

- Tensión nominal.
 - Cables de media tensión (MV, *Medium Voltage*). Estos cables trabajan en las tensiones comprendidas entre 1 kV inclusive y hasta los 36 kV.
 - Cables de alta tensión (HV, *High Voltage*). En este caso, los cables superan tensiones de 36 kV inclusive.

Los cables de media tensión están constituidos por el conductor, una pantalla formada por hilos de cobre, material aislante y por último una armadura de hilos de acero, con una mayor cantidad de hilos en comparación con la pantalla de cobre.

Los cables de alta tensión tienen una estructura similar a los cables de media tensión, la principal diferencia es que estos cables no tienen blindaje de alambre de cobre de forma general. En cambio, tienen una pantalla de plomo cilíndrica. La razón de esto es que la malla de plomo es un elemento que evita por completo el paso del agua, por lo que es más segura y confiable. En cables de media tensión, el uso de blindajes de plomo puede encarecer en exceso el resultado, por lo que se emplean blindajes de cobre clásicos, que son componentes altamente resistentes a la fatiga y obtienen la resistencia al agua de otra forma, utilizando materiales absorbentes de agua.

- Número de conductores.
 - Unipolar, compuestos por una única fase.
 - Tripolar, formados por tres fases trenzadas entre sí creando una red simétrica trifásica.
- Sistema.
 - HVAC (*High Voltage Alternating Current*) es decir, alta tensión alterna.
 - HVDC (*High Voltage Direct Current*) o alta tensión continua.

La elección de un sistema u otro depende de varios factores, siendo determinantes la potencia a transportar y la distancia que se ha de cubrir.

La corriente alterna presenta el problema de que se encuentra limitada por la distancia ya que los efectos capacitivos del cable podrían suponer unas pérdidas muy importantes. Debido a esto, parte de la potencia transportada se ve destinada a cubrir la potencia reactiva que se pierde debido al transporte que, además, genera calentamientos en el conductor provocando que la eficiencia del sistema se vea reducida. A modo comparativo se puede enfrentar el coste por longitud y la eficiencia por longitud de ambos sistemas, obteniendo como resultado los siguientes gráficos mostrados en la figura 1.3.

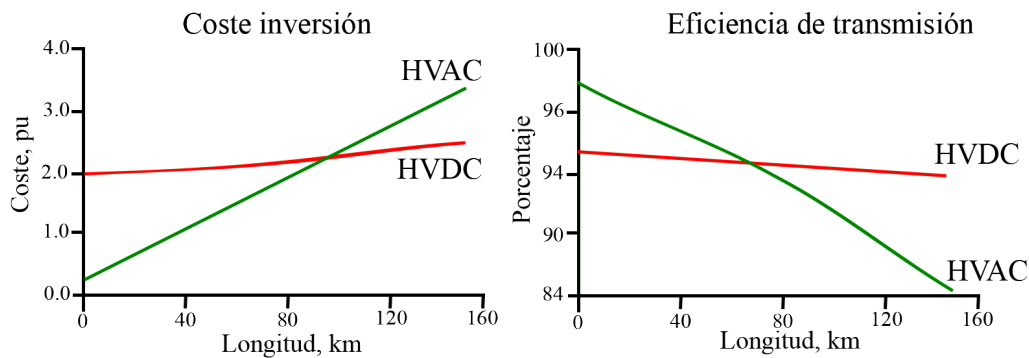


Figura 1.3 Costes y eficiencia asociados a la longitud

Se observa que el coste inicial de un sistema HVDC es más elevado pero el coste por kilómetro es mucho menor, obteniendo como punto de equilibrio los 90 kilómetros aproximadamente. A partir de esta distancia, un sistema HVAC no resulta rentable frente a un sistema HVDC.

Si se tiene en cuenta además la eficiencia de la transmisión, la distancia del punto de equilibrio es menor, llegando a los 60 kilómetros, a partir de los cuales, un sistema HVDC es más eficiente que un HVAC.

1.2 Componentes

La estructura del cable debe garantizar una alta eficiencia de transmisión eléctrica, un buen aislamiento y blindaje magnético, y una alta resistencia mecánica. Dependiendo del fabricante y las condiciones ambientales, el material y el diseño de la estructura pueden variar.

La estructura del cable incluye un conjunto de capas que rodean al conductor, para asegurar el aislamiento físico, impermeabilidad, resistencia mecánica, así como flexibilidad y apantallamiento eléctrico y magnético.

En este estudio se tratarán los cables submarinos tripolares de longitud elevada en los cuales las capas desde el interior hacia el exterior son:

1. Conductores. Los tres conductores del cable submarino están hechos de filamentos de cobre. Aunque el cobre tiene un coste superior en comparación con el aluminio, en términos de conductividad de corriente eléctrica es mejor. Debido al uso del cobre la sección transversal es más pequeña, consiguiendo una reducción de cantidad de materiales en las capas exteriores como el plomo y acero.
2. Capas semiconductoras internas. Su función es ocupar la capa entre el conductor y el aislamiento, eliminando los posibles huecos debido a la forma de los hilos de cobre.
3. Aislamiento. Tiene como objetivo aislar eléctricamente los componentes internos del conductor del exterior, añadiendo además una alta resistencia mecánica y térmica externa al cable. Este aislamiento debe de ser uniforme y continuo a lo largo del cable para evitar efectos indeseados en el mismo. Existen diferentes tipos de aislamiento los cuales se comentarán a continuación en la parte relativa a los materiales.
4. Capas semiconductoras externas. La función es la misma que las capas semiconductoras internas, rellenar los posibles huecos.
5. Cinta de sellado. Empleada para garantizar la completa estanqueidad del conjunto.
6. Pantalla. El material empleado actualmente es el plomo y su función es contener al campo magnético dentro del cable, así como crear un campo eléctrico con distribución radial, consiguiendo una mejora en la transmisión de energía eléctrica.
7. Cubierta exterior semiconductora. Al igual que el resto de las capas semiconductoras, el objetivo es eliminar los huecos vacíos para conseguir homogeneidad.
8. Relleno. El material que se emplea es el propileno y se encarga de rellenar los huecos entre los tres conjuntos de capas anteriormente mencionados.
9. Fibra óptica. Los huecos que quedan entre los conductores se suelen aprovechar para instalar un sistema de fibra óptica empleado en comunicaciones.

10. Capa de asiento. Recoge el conjunto de capas para conseguir una forma homogénea.
11. Armadura. Es la capa que brinda la mayor parte de la protección mecánica y el blindado del cable. Este elemento se debe de rediseñar en función de las características del proyecto ya que, para su diseño, influyen los posibles contactos mecánicos que el cable pueda tener con el medio. Estas agresiones externas pueden ser provocadas a la hora de realizar la instalación, por las anclas de los barcos o por dispositivos de pesca empleados en la zona.
12. Revestimiento. Se emplea una capa de hilo de polipileno para la protección exterior de cable.

La figura 1.4 muestra el desglose de las capas que se pueden encontrar en un cable trifásico.

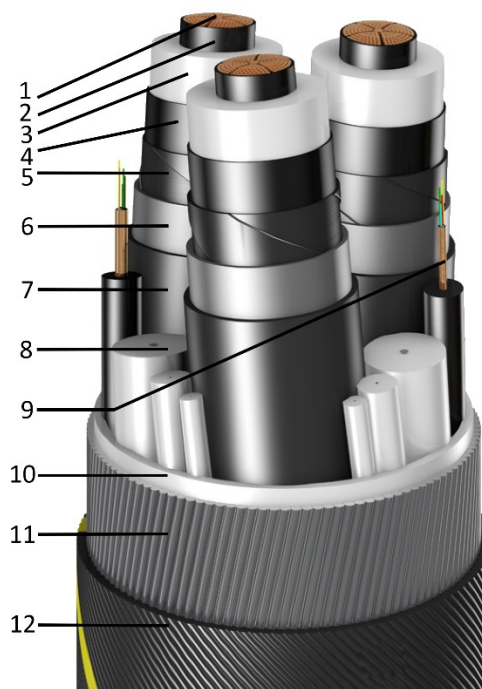


Figura 1.4 Partes de un cable eléctrico tripolar submarino

1.3 Materiales

Los materiales anteriormente mencionados en la estructura de las capas del cable son:

- Cobre. Este material se emplea en lugar del aluminio debido a su elevada conductividad, siendo de $59.6 \cdot 10^6$ S/m del cobre frente a $37.8 \cdot 10^6$ S/m del aluminio. De esta forma se consigue que la sección del conductor sea menos, provocando por tanto un ahorro de materiales en las capas externas, así como unas pérdidas menores. La propiedad determinante por tanto es la resistividad eléctrica, la cual varía en función de la temperatura como se mostrará en capítulos posteriores más detalladamente. En el cálculo interviene el factor α que es el coeficiente térmico de la resistividad eléctrica. Las características, y el comportamiento, por tanto, del cobre depende de los factores proporcionados por los fabricantes, ajustándose estos mismos a cada proyecto.
- Polietileno reticulado semiconductor. Usado en las capas semiconductoras con el fin de rellenar los huecos y homogeneizar la forma. Debido a su característica de semiconductor, aumenta la resistencia del aislamiento a la ruptura dieléctrica y proporciona un gradiente de transición dieléctrica entre el conductor, el aislamiento y la armadura. El material empleado está compuesto por copolímeros basados en polietileno mezclados con un 40 % de carbono, con un espesor de entre 1 y 2 mm y suponiendo un alto coste debido a los materiales.
- Polietileno reticulado (XLPE). Usado en la capa de aislamiento, consiguiendo en condiciones ideales una resistencia a voltajes superiores a 550 kV, la cual se ve reducida hasta los 245-345 kV debido a las uniones

en los cables submarinos. Este material mejora las propiedades térmicas del polietileno, consiguiendo soportar temperaturas de 90 °C y hasta temperaturas transitorias provocadas por cortocircuitos de más de 200 °C. Sus propiedades más destacadas son:

- Bajo peso.
- Rigidez mecánica.
- Capacidad de transpirar la humedad.
- Etileno propileno (EPR). El uso de este material está comprometido debido a que es menos adecuado para usarse con alta tensión por lo que se usa menos que el anterior. Sus propiedades son:
 - Resistencia a descargas parciales.
 - Estructura elástica y flexible.
 - Resistencia a la humedad.
- Acero. Empleado en la armadura en forma de cables. Se consigue una alta resistencia mecánica, aunque requiere una protección para evitar la corrosión por el agua marina. Este tratamiento suele emplear una fina capa de zinc y un recubrimiento exterior de betún.
- Existen actualmente sistemas que buscan integrar nanopartículas inorgánicas para consolidar un material aislante. Este estudio aún está en desarrollo, buscando mejorar sus propiedades para conseguir implantarse como material de referencia en el aislamiento de cables subterráneos y submarinos.
- De forma análoga, también se está investigando el uso de gases como aislamiento. Algunos de ellos son el SF₆, el nitrógeno o mezcla de ambos. Estos gases se emplean actualmente en el aislamiento de cabinas de alta tensión en subestaciones, consiguiendo unos buenos resultados. El desafío actual es adaptar estos gases al uso en cables de forma segura y viable.

1.4 Tipo de puesta a tierra de la pantalla

En condiciones de régimen permanente la corriente que circula en el núcleo de un cable induce una tensión en la pantalla del mismo cable. Si se forma un circuito cerrado, circula una corriente a través de la pantalla, lo que aumenta las pérdidas del sistema. Por lo tanto, es importante mantener la corriente en la pantalla lo más baja posible.

Las pantallas del cable trifásico normalmente se instalan en una de las siguientes tres configuraciones:

- Unión de un solo extremo: conexión a tierra de las pantallas en un solo extremo. La puesta a tierra de un solo extremo tiene la ventaja de evitar que circulen corrientes en la pantalla, ya que no hay un circuito cerrado. Si bien esta técnica es efectiva para reducir las pérdidas de corriente, tiene la gran desventaja de provocar un aumento en el voltaje de la pantalla. Un extremo de la pantalla está conectado a tierra a potencial cero, mientras que el otro extremo de la pantalla tiene un voltaje, cuya magnitud es proporcional a la longitud del cable. Como resultado, esta técnica se limita a cables cortos, típicamente de menos de 3 km, para los cuales el voltaje en la pantalla todavía está dentro de los valores tolerables.
- Unión de ambos extremos: conexión a tierra de las pantallas en ambos extremos. Con la puesta a tierra a ambos extremos de la pantalla, se consigue reducir el voltaje en la misma, haciéndolo prácticamente cero en ambos extremos. Sin embargo, hay una pequeña circulación de corriente en la pantalla y las pérdidas son mayores. En algunas situaciones, estas pérdidas pueden ser tan altas como las pérdidas del conductor.
- Cross-bonding: puesta a tierra de las pantallas en ambos extremos, con transposición de las pantallas entre los extremos. El cross bonding es un término medio entre las dos técnicas de unión anteriores. No elimina ni las corrientes que circulan por la pantalla ni la tensión inducida, pero reduce ambas a valores bajos. El cable se divide en tres tramos, denominados secciones menores. Las pantallas de estos tramos se conectan entre ellas transponiéndose y se conectan a tierra en cada tercera sección menor, formando una sección principal. Las secciones menores deben tener una longitud similar para mantener el sistema lo más equilibrado posible y el cable puede tener tantas secciones principales como sea necesario. La siguiente figura muestra un diagrama de una sección principal de un cable con sistema de cross-bonding.

La transposición de las pantallas asegura que cada pantalla esté expuesta al campo magnético generado por cada fase. Suponiendo un sistema de equilibrio, es decir, la misma magnitud y una diferencia de 120° entre fases, instalado en configuración de trébol y que cada sección menor tuviera exactamente la misma longitud, los

voltajes inducidos se cancelarían y la corriente sería nula. Sin embargo, en la realidad no es posible tener estas condiciones perfectas, ya que ni las secciones menores tienen exactamente la misma longitud ni las corrientes en el conductor tienen la misma magnitud, por lo que siempre habrá una corriente circulando por la armadura.

Por todas las razones expuestas anteriormente, los cables de AT se instalan normalmente mediante la técnica de cross-bonding. A nivel de distribución es normal encontrar también cables instalados con la técnica de unión de ambos extremos. Por razones prácticas, la longitud del cable terrestre que se puede transportar de una vez suele limitarse a un máximo de 3 km, lo cual limita la longitud típica de una sección menor a 3 km como máximo.

La excepción más notable en cables aislados que prescinden del cross-bonding en alta tensión son los cables submarinos, los cuales deben instalarse con puesta a tierra en ambos extremos, ya que no es práctico transponer las pantallas en el mar.

1.5 Cables tripolares de evacuación de parques eólicos: problemática de las frecuencias resonantes

Debido al aumento de la demanda eléctrica, se está apostando por técnicas de generación eólica *off-shore* por las ventajas que conllevan. En este tipo de centrales de generación eléctrica coexisten diferentes dispositivos que manejan electrónica de potencia, como los convertidores de frecuencia a gran escala. Esto repercute de manera negativa en el suministro, introduciendo armónicos indeseados en la red. Es por ello por lo que cobra importancia realizar un análisis previo para ver el grado de repercusión y técnicas de mitigación de los mismos.

Estos armónicos juegan un papel determinante si coinciden con la frecuencia de resonancia ya que pueden dar pie a fallos a gran escala en la línea.

Los problemas que pueden generar estos armónicos son debidos a que la gran mayoría de los componentes conectados a la red, están diseñados para trabajar a la frecuencia fundamental y pueden dejar de funcionar de forma correcta si experimentan frecuencias distintas.

Algunos de estos problemas son típicamente los sobrecalentamientos y las pérdidas de rendimiento, las cuales generalmente acortan la vida útil de los cables, transformadores, bancos de condensadores y generadores llegando incluso a destruirlos en algunos casos.

En los sistemas con elevadas inductancias o capacitancias, como los cables submarinos, la peligrosidad por los efectos de los armónicos al entrar en resonancia es aún mayor. Estos efectos indeseados pueden ser desde un error en las medidas hasta un falso disparo de los dispositivos de protección cuando los armónicos son lo suficientemente elevados. Otro efecto importante es el mal funcionamiento de los dispositivos de electrónica de potencia ya que estas distorsiones modifican la forma de onda, provocando que ciertos parámetros como el paso por cero, muy empleado en estos dispositivos, se altere haciendo que no funcionen de forma correcta.

Dentro de los parques eólicos *off-shore* existe un problema con la frecuencia de resonancia, la cual viene dada en función de las características de estos, como la tipología empleada, cantidad de aerogeneradores y tipo de dispositivos de potencia reactiva instalados. Además, dependiendo de la energía generada o de la reactiva inyectada, esta frecuencia y puntos de resonancia cambian.

Es por esto por lo que cobra importancia el uso de técnicas de mitigación las cuales contengan los efectos negativos generados por los armónicos. Existen dos técnicas principalmente:

- Diseño de la central enfocado en la no generación estos armónicos. Este método se enfoca en la reducción de la emisión de armónicos, generalmente creados por los convertidores. Por ello se emplean métodos como el aumento del número de pulsos de los mismos o emplear topología multinivel. También existen métodos que emplean el uso de transformadores reguladores del ángulo de la tensión en cada aerogenerador, introduciendo corrientes armónicas con desfases de 180°, haciendo que se cancelen entre sí.
- La instalación de filtros, técnica usada comúnmente. Los filtros empleados pueden ser de tres tecnologías diferentes:
 - Filtros activos. Normalmente se conectan en serie o en paralelo a la carga inyectando corrientes opuestas en ángulo a la de los armónicos, consiguiendo que se cancelen. Algunas de las ventajas de estos filtros es que se pueden configurar para cancelar varios armónicos a la vez, generar potencia

reactiva o compensar la intensidad por el neutro, además eliminan el peligro de entrar en resonancia con otros elementos de la central, aunque el mayor inconveniente es el coste de los mismos.

- Filtros pasivos. Se componen de resistencias, inductancias y capacitancias colocadas típicamente en paralelo o en derivación. Actúan como un bloqueo parcial que deriva las frecuencias que se alejen de la fundamental. Estos filtros tienen la desventaja de que pueden entrar en resonancia.
- Filtros híbridos. Combinan filtros activos y pasivos con el fin de obtener un rendimiento elevado con un coste bajo.

2 ANÁLISIS DE TRANSITORIOS ELECTROMAGNÉTICOS Y ARMÓNICOS

Para comprender el comportamiento de los elementos de un circuito eléctrico en estado transitorio es necesario conocer la actuación de los mismos en estado estable. En este apartado, a modo de introducción se comentarán los diferentes parámetros propios de una línea de transmisión eléctrica [2]. Posteriormente se tratarán las diferentes formas de realizar un análisis de los conductores, en particular los submarinos, así como el estudio mediante los componentes de secuencia. Debido a las características constructivas de estos cables submarinos, es importante conocer la repercusión del tipo de puesta a tierra que se puede realizar, conduciendo así a la formulación tanto a frecuencia nominal como la formulación dependiente de la frecuencia además de las simplificaciones que se pueden llevar a cabo. Finalmente, en este punto se menciona el análisis modal de las líneas para conseguir una simplificación aun mayor en el estudio de los conductores y las pérdidas asociadas a los armónicos característicos de este tipo de líneas.

- Resistencia. La resistencia de un conductor se mide en ohmios $[\Omega]$ y depende del material, el tamaño de la sección transversal y la temperatura del mismo. Para calcular esta resistencia se usan las siguientes ecuaciones:

$$R_{DC} = \frac{\rho}{S} [\Omega \cdot m^{-1}] \quad (2.1)$$

$$R_{DC}(\theta) = R_{20}(1 + \alpha(\theta - 20)) [\Omega \cdot m^{-1}] \quad (2.2)$$

Donde ρ es la resistividad eléctrica generalmente dada a temperatura de 20 °C y S es el área de la sección transversal del conductor. Para hacer el reajuste por la temperatura, empleamos la segunda fórmula, donde R_{θ} es la resistividad en ohmios ajustada a la temperatura θ , R_{20} es la resistividad a 20 °C y α es el coeficiente térmico de la resistividad eléctrica. Los valores del coeficiente de temperatura y resistividad eléctrica para el aluminio y el cobre se muestran en la tabla 2.1.

	Resistividad $[\Omega \cdot m]$	Coficiente de temperatura
Cobre	$1.724 \cdot 10^{-8}$	$3.93 \cdot 10^{-3}$
Aluminio	$2.286 \cdot 10^{-8}$	$4.03 \cdot 10^{-3}$

Tabla 2.1 Propiedades de los materiales

La ecuación anterior se emplea para calcular la resistencia en condiciones de corriente continua. Cuando se emplea corriente alterna, el cálculo de esta resistencia debe de ajustarse, obteniendo un valor superior, debido al efecto pelicular y de proximidad.

Al tener una corriente alterna cuya distribución no es uniforme, se crea una reacción llamada efecto pelicular. Mediante esta reacción, la corriente se desplaza por el conductor a través de la superficie de este a medida que aumenta la frecuencia debido a la inducción electromagnética. Debido a la concentración de la corriente alrededor de la superficie, la sección útil de conductor se reduce provocando que el efecto resistivo aumente a razón del incremento de la frecuencia.

En cuanto al efecto de proximidad, este aparece cuando existen dos o más conductores cercanos entre sí de los cuales, alguno de ellos transporta corriente alterna. Debido a la influencia de los campos magnéticos de estos conductores, se crean unas corrientes en sentido contrario. Cuanto más cerca se encuentren y mayor frecuencia exista, este efecto se hará más notable.

A la hora de buscar precisión en los cálculos, debemos de incluir ambos efectos para conseguir unos valores más reales. Para incluirlos se utilizan las siguientes fórmulas, la primera para cables desnudos y la segunda de ellas para cables aislados.

$$R = R_{DC}(1 + y_s + y_p) [\Omega \cdot m^{-1}] \quad (2.3)$$

$$R = R_{DC}(1 + 1.5(y_s + y_p)) [\Omega \cdot m^{-1}] \quad (2.4)$$

Para calcular los valores de y_s y de y_p se recurre a las siguientes fórmulas empíricas [2]:

$$y_s = \frac{x_s^4}{192 + 0.8x_s^4} \quad (2.5)$$

$$x_s^2 = \frac{8\pi f}{R_1} 10^{-7} k_s \quad (2.6)$$

$$y_p = \frac{x_p^4}{192 + 0.8x_p^4} \left(\frac{d_c}{S}\right)^2 \cdot \left[0.312 \left(\frac{d_c}{S}\right)^2 + \frac{1.18}{\frac{x_p^4}{192 + 0.8x_p^4} + 0.27}\right] \quad (2.7)$$

$$x_p^2 = \frac{8\pi f}{R_1} 10^{-7} k_p \quad (2.8)$$

Donde d_c es el diámetro del conductor, R_1 su radio y S es la sección del mismo. Los coeficientes k_s y k_p son valores experimentales que dependen de la forma y el material conductor, pueden extraerse de la tabla 2.2.

Tipo de conductor	Forma	k_s	k_p
Cobre	Redondo sólido	1	1
	Redondo con hilos	1	1
Aluminio	Redondo sólido	1	1
	Redondo con hilos	1	0.8

Tabla 2.2 Coeficientes para los diferentes tipos de cables

Generalmente los conductores sólidos no se emplean ya que en los compuestos por hilos el efecto pelicular y de proximidad son mucho menores permitiendo largas secciones de cables.

Debido a esto, la sección se ve reducida ya que estos hilos no cubren el área transversal completamente, por lo que se debe de aplicar una corrección al cálculo de la misma mediante la fórmula 2.9, donde R'_1 es el radio de cada hilo y ρ_{Sol} es la resistividad eléctrica del cable rígido, es decir, la resistividad eléctrica original del material.

$$\rho = \rho_{Sol} \frac{\pi R'_1}{S} [\Omega \cdot m] \quad (2.9)$$

- Capacitancia. Es la propiedad de un material para almacenar carga eléctrica. La fórmula empleada para el cálculo en un conductor es la siguiente:

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)} [F \cdot m^{-1}] \quad (2.10)$$

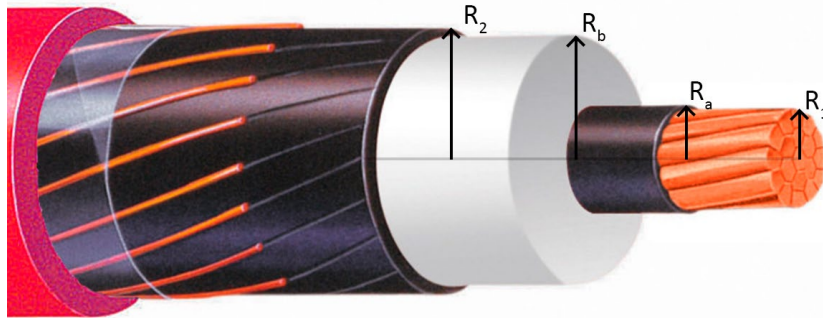


Figura 2.1 Radios en un cable aislado

Donde ϵ es la permitividad del aislamiento, R_2 es el radio de la sección aislada, incluyendo la capa de semiconductor y R_1 de la sección del conductor tal y como lo indica la figura 2.1. Debido a que las capas semiconductoras forman parte del aislamiento, se corrige el cálculo de la permitividad mediante la siguiente fórmula, donde ϵ_{Ais} es la permitividad del aislamiento, típicamente entre 2.3 y 2.5, b es el radio exterior del aislamiento y a el radio interno.

$$\epsilon = \epsilon_{Ais} \frac{\ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} [F \cdot m^{-1}] \quad (2.11)$$

- Inductancia. Es la medida de la oposición de un elemento al cambio de corriente eléctrica el cual almacena energía en forma de campo magnético. Para calcularlo se usa la siguiente fórmula.

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{D_e}{RMG}\right) [H \cdot m^{-1}] \quad (2.12)$$

Donde μ es la permeabilidad del conductor, D_e es la distancia al conductor ficticio a cierta profundidad y RMG es el radio medio geométrico. Para calcular D_e se utiliza la siguiente fórmula donde $\rho_{terreno}$ es la resistividad del terreno.

$$D_e = 659 \sqrt{\frac{\rho_{terreno}}{f}} [\Omega \cdot m] \quad (2.13)$$

2.1 Tipos de análisis. Caso de cables subterráneos, modelos analíticos y tipos

La profundidad a la hora de realizar el análisis de estos efectos puede variar. Dependiendo del grado de exactitud que se busque, se pueden emplear diferentes métodos de modelados de estas redes. Debe de existir un equilibrio entre el grado de detalle y el tiempo de modelado ya que, si la simulación se realiza con un alto grado de precisión, la simulación del sistema puede ocupar un periodo excesivo de tiempo. Debido a esto, se deben de minimizar los elementos a analizar, reduciendo el número de líneas y buses incluidos en el modelo con el fin de realizar simulaciones más ágiles, suponiendo un ahorro económico.

A continuación, se recogen una serie de fenómenos electromagnéticos y su tipo de análisis más adecuado.

- Transitorios de conmutación simple. En este tipo de análisis se emplea la transformada de Laplace para estudiar transitorios de conmutación simple para cargas de tipo resistivo y capacitivo, cargas de tipo resistivo e inductivo y cargas de tipo resistivo, inductivo y capacitivo.
- Ondas viajeras. Las herramientas empleadas para este análisis son la formulación en dominio temporal o frecuencial, así como las simplificaciones y análisis modal que se comentarán más adelante.
- Fenómenos transitorios. Los más comunes son los diferentes tipos de sobretensiones, energización de cables en paralelo y las faltas. Para ellos se emplea técnicas en el dominio de la frecuencia tratadas en siguientes secciones.

En secciones posteriores se mostrarán diferentes propuestas de análisis las cuales presentan distintos enfoques y puntos a favor y en contra. Todas ellas parten de los parámetros eléctricos anteriormente tratados y dependiendo del análisis a realizar, estos se tratan de una forma u otra.

En primer lugar, en el punto 2.2 y 2.3, se estudian los componentes de secuencia y su relación con la puesta a tierra del sistema. Estos componentes se usan para simplificar el análisis de los sistemas de energía trifásicos desequilibrados, ya que permite analizar de forma general un sistema polifásico desbalanceado (con n fases) como la suma de n sistemas equilibrados aplicando el principio de superposición.

Seguidamente en el punto 2.4 se trata la formulación a frecuencia nominal con el modelo en Π del sistema. Es un sistema sencillo cuyo inconveniente es que impide el estudio de defectos provocados por fenómenos cuya frecuencia difiere de la nominal, por lo que gran parte de estos defectos no pueden ser analizados con este modelo.

Es por ello por lo que, en los siguientes puntos, del 2.5 al 2.7, se analiza la formulación dependiente de la frecuencia y su tratamiento en diferentes modelos, los cuales tienen un tratamiento algo más complejo pero sus resultados son más precisos y el campo de aplicación al estudio de fenómenos electromagnéticos es mayor. Los modelos tratados son el modelo en Π dependiente de la frecuencia y el modelo que incorpora las ecuaciones de Ametani, ambos partiendo del modelo en Π analizado en el punto 2.4. Además, se incorporan simplificaciones y ejemplos en capítulos posteriores donde se comparan los resultados obtenidos con estos modelos.

Finalizando el capítulo se trata el análisis modal, el cual pretende conseguir una simplificación a la hora de hacer diferentes análisis convirtiendo las ecuaciones en dominio fasorial al dominio modal. Por último, se realiza una síntesis de las diferentes pérdidas producidas por armónicos y los efectos en los sistemas de generación de energía eólica marina.

2.2 Componentes de secuencia

A la hora de descomponer el sistema en componentes de secuencia se hace uso de la secuencia positiva y la secuencia cero.

La secuencia positiva tiene una fuerte relación con el sistema de puesta a tierra empleado en el cable, de lo cual se hablará más adelante, mientras que la impedancia de secuencia cero es independiente de la esta puesta a tierra, exceptuando la puesta a tierra en un solo punto, la cual normalmente no se usa para cables de este tipo.

Para calcular la secuencia positiva en un sistema de puesta a tierra con permutación o *cross-bonded* se utiliza la siguiente formulación [2].

$$Z_{Permutación}^+ = (Z_{Propia} - Z_M) \quad (2.14)$$

Cuando se emplee una puesta a tierra en ambos extremos, se emplea la siguiente formulación.

$$Z_{Ambos-extremos}^+ = (Z_{Propia} - Z_M) - \frac{(Z_{M,S} - Z_M)^2}{Z_{Propia,S} - Z_M} \quad (2.15)$$

En el cálculo de la secuencia cero se emplea la fórmula de a continuación.

$$Z^0 = Z_{Propia} + 2Z_M - \frac{(Z_{M,S} - 2Z_M)^2}{Z_{Propia,S} - 2Z_M} \quad (2.16)$$

Donde:

- Z_{Propia} es la autoimpedancia del conductor, calculada según (2.17).
- $Z_{Propia,S}$ es la autoimpedancia de la pantalla, calculada según (2.18).
- Z_M es la impedancia mutua entre cables, calculada según (2.19).
- $Z_{M,S}$ es la impedancia mutua entre el conductor y la pantalla, calculada según (2.20).

$$Z_{Propia} = R_{50Hz} + R_e + jX_L \quad (2.17)$$

$$Z_{Propia,S} = R_S + R_e + jX_S \quad (2.18)$$

$$Z_M = R_e + \frac{j\omega\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{D_e}{s}\right) \quad (2.19)$$

$$Z_{M,S} = R_e + \frac{j\omega\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{D_e}{R_2}\right) \quad (2.20)$$

Donde aparecen los parámetros R_e , el cual hace referencia a la impedancia de tierra, que se puede calcular según la fórmula clásica de Carson: $R_e = 9.869 \cdot 10^{-7} \cdot f$, D_e se calcula con (2.13), s es la distancia entre fases y R_2 es el radio exterior del aislamiento incluyendo capa semiconductora.

En el caso de que el cable tenga una disposición plana, es necesario calcular la influencia entre las fases debido a la inductancia mutua. Para ello se emplea un ajuste siendo Z_{M_i} la inductancia entre fases adyacentes y Z_{M_o} entre otras fases, obteniendo en total una media de las inductancias según la siguiente formula.

$$Z_M = \frac{2Z_{M_i} + Z_{M_o}}{3} \quad (2.21)$$

2.3 Efecto de la puesta a tierra de la pantalla (en ambos extremos - *double-ended bonding* y permutación - *cross-bonding*)

Al circular una intensidad por el conductor, debido a la proximidad de la pantalla, en esta se inducen tensiones. Si se crea un bucle cerrado esta tensión inducida puede crear intensidades que circulen por la armadura, aumentando las perdidas en el cable. Debido a esto, cobra importancia el hecho de emplear técnicas con el objetivo de reducir esta circulación de corriente.

Para los casos de cables con configuración trifásica tenemos típicamente alguna de las siguientes técnicas de puesta a tierra de la armadura [2].

- Puesta a tierra en un extremo o *single-end bonding*. En este tipo de puesta a tierra de la pantalla únicamente se coloca en un extremo del cable. Debido a esto no existe un bucle cerrado por lo cual no circula ninguna intensidad por la armadura. La principal desventaja de este sistema es que la armadura almacena una tensión muy elevada, proporcional a la longitud del cable. Es por ello que esta técnica solamente se emplea en cables con una longitud inferior a 3 km ya que, al reducir la distancia, la tensión a existente en la armadura entra dentro de los valores tolerables.
- Puesta a tierra en ambos extremos o *both-end bonding*. en este caso se coloca una puesta a tierra al inicio y al final del cable. Con esta técnica se consiguen valores muy cercanos al cero en los niveles de tensión de la armadura. Sin embargo, existe un bucle cerrado por el cual puede circular corriente, provocando pérdidas que en algunos casos pueden ser mayores que las pérdidas en el conductor.
- Permutación de la puesta a tierra o *cross-bonding*. Emplea una puesta a tierra en ambos extremos del cable con una permutación de la conexión a la pantalla a lo largo del cable. Los resultados obtenidos con esta técnica se aproximan a un punto intermedio entre los casos anteriormente mencionados. Los valores de tensión en la armadura como los de corriente circulando por la misma son muy reducidos. Las características constructivas de esta técnica dividen el cable en secciones mayores con puestas a tierra en ambos extremos. Estas secciones mayores se dividen a su vez en tres secciones menores, las cuales, para obtener un sistema equilibrado en el cual se reduzcan tanto las intensidades como las tensiones en las armaduras, deben tener aproximadamente la misma longitud. En la figura 2.2 se muestra un esquema de una sección mayor de un cable trifásico en el cual se ha empleado la técnica de permutación de puesta a tierra.

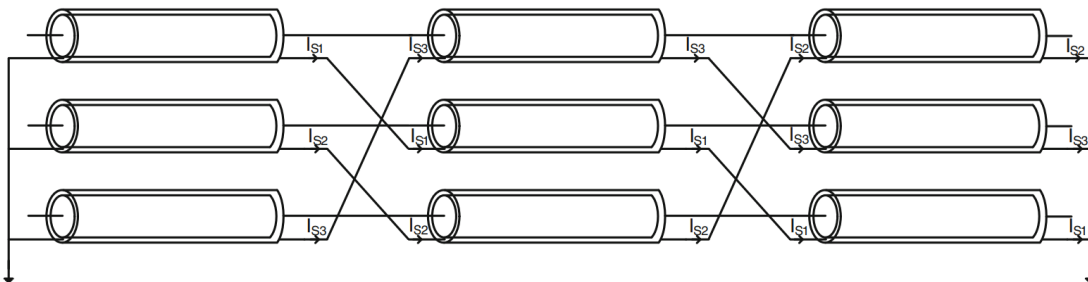


Figura 2.2 Ejemplo de una sección mayor

Debido a la transposición empleada en esta técnica se consigue que los campos electromagnéticos creados por cada sección de cable se anulen entre sí. Obtener una tensión que se anule y por lo tanto unas intensidades nulas, únicamente se puede conseguir si el sistema es ideal, es decir, un sistema balanceado con un desfase de 120° entre las diferentes fases y con una longitud de las secciones menores iguales en todo su recorrido. Este escenario llevado a la práctica es imposible de obtener por lo que existen pequeñas tensiones y por lo tanto pequeñas intensidades circulando por la armadura.

La técnica más empleada para instalar cables subterráneos de alta tensión es la de permutación de puesta a tierra, aunque también se emplea en gran medida la puesta a tierra en ambos extremos. En cables subterráneos en tierra la longitud de los rollos de cable no suele superar los 3 km por lo cual se limita la longitud de la sección menor a esos 3 km. Sin embargo, en cables submarinos no es posible utilizar la técnica de permutación de puesta a tierra ya que es inviable hacer la transposición de las pantallas en el mar por lo que la técnica más empleada en este caso la técnica de la puesta a tierra en ambos extremos.

2.4 Formulación a frecuencia nominal

Para obtener el modelo eléctrico de un cable se puede aplicar la ley de Kirchhoff al circuito mostrado en la figura 2.3, el cual representa una sección infinitesimal de la línea. de esta forma es posible conseguir las ecuaciones

mostradas a continuación [2].

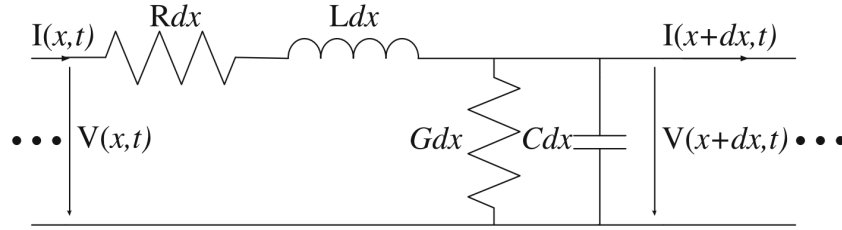


Figura 2.3 Modelo de una línea

$$V(x, t) - V(x + dx, t) = Rdx \cdot I(x, t) + Ldx \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \quad (2.22)$$

$$I(x, t) - I(x + dx, t) = Gdx \cdot V(x, t) + Cdx \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \quad (2.23)$$

Para simplificar el cálculo consideramos la línea sin pérdidas obteniendo las siguientes fórmulas.

$$V(x, t) - V(x + dx, t) = Ldx \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \Leftrightarrow \frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = -Ldx \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \quad (2.24)$$

$$I(x, t) - I(x + dx, t) = Cdx \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \Leftrightarrow \frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = -Cdx \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \quad (2.25)$$

Desarrollando las ecuaciones obtenemos los resultados siguientes.

$$\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial t^2} \quad (2.26)$$

$$\frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial t^2} \quad (2.27)$$

$$V(x, t) = V^+(t - \sqrt{LC}x) + V^-(t + \sqrt{LC}x) \quad (2.28)$$

$$I(x, t) = I^+(t - \sqrt{LC}x) + I^-(t + \sqrt{LC}x) \quad (2.29)$$

Analizando los resultados obtenidos nos encontramos que tanto la tensión como la intensidad tiene dos componentes, una positiva y una negativa, asociadas, respectivamente, a las ondas hacia adelante y hacia atrás. La onda total por tanto es la suma de ambas componentes en un instante dado en un punto de la línea.

En la última fórmula aparece la velocidad de propagación de una línea sin pérdidas, la cual es igual a $1/\sqrt{LC}$. Como conclusión se puede obtener que la velocidad de propagación de una línea está directamente asociada a las características internas de la misma y es independiente de la longitud y de la señal emitida. Empleando las ecuaciones descritas anteriormente para calcular la capacidad y la inductancia de una línea podemos tener la siguiente ecuación para conocer la velocidad de propagación aproximada en una línea.

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{D_e}{RMG}\right) \cdot \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}}, \text{ haciendo } \ln\left(\frac{D_e}{RMG}\right) \approx \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \Leftrightarrow \quad (2.30)$$

$$\Leftrightarrow v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \Leftrightarrow v \approx \frac{1}{\sqrt{\mu_0 2.5\varepsilon_0}} \Leftrightarrow v \approx \frac{1}{\sqrt{2.5}} c \Leftrightarrow v \approx 190 \text{ m}/\mu\text{s}$$

2.5 Formulación dependiente de la frecuencia

Para hacer un análisis de la formulación dependiente de la frecuencia partimos de las mismas fórmulas iniciales del apartado anterior. Al convertir estas fórmulas en ecuaciones dependientes de la frecuencia se obtiene el siguiente resultado para un estado estable en el que ahora se incluyen pérdidas [2].

$$-\frac{dV(x, \omega)}{dx} = (R(\omega) + j\omega L(\omega)) \cdot I(x, \omega) \quad (2.31)$$

$$-\frac{dI(x, \omega)}{dx} = (G(\omega) + j\omega C(\omega)) \cdot V(x, \omega) \quad (2.32)$$

Realizando las derivadas de las ecuaciones anteriores se obtiene lo siguiente.

$$\frac{d^2V(x, \omega)}{dx^2} = (R(\omega) + j\omega L(\omega)) \cdot \left(-\frac{dI(x, \omega)}{dx}\right) \quad (2.33)$$

$$\Leftrightarrow \frac{d^2V(x, \omega)}{dx^2} = (R(\omega) + j\omega L(\omega))(G(\omega) + j\omega C(\omega)) \cdot V(x, \omega)$$

$$\frac{d^2I(x, \omega)}{dx^2} = (G(\omega) + j\omega C(\omega)) \cdot \frac{dV(x, \omega)}{dx} \quad (2.34)$$

$$\Leftrightarrow \frac{d^2I(x, \omega)}{dx^2} = (G(\omega) + j\omega C(\omega))(R(\omega) + j\omega L(\omega)) \cdot I(x, \omega)$$

Para simplificar las ecuaciones anteriores se definen como la impedancia característica y la constante de propagación de una línea los siguientes términos.

$$Z_0(\omega) = \sqrt{\frac{R(\omega) + j\omega L(\omega)}{G(\omega) + j\omega C(\omega)}} \quad (2.35)$$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R(\omega) + j\omega L(\omega)) \cdot (G(\omega) + j\omega C(\omega))} \quad (2.36)$$

Empleando la ecuación de la propagación en las ecuaciones anteriores se consiguen simplificar las ecuaciones de la siguiente forma.

$$\frac{d^2V(x, \omega)}{dx^2} = \gamma^2(\omega) \cdot V(x, \omega) \quad (2.37)$$

$$\frac{d^2I(x, \omega)}{dx^2} = \gamma^2(\omega) \cdot I(x, \omega) \quad (2.38)$$

Estas ecuaciones son ecuaciones diferenciales las cuales tienen una solución dada por las siguientes ecuaciones,

donde A y B son las constantes calculadas usando las condiciones iniciales del sistema, empleando generalmente $x = 0$ por simplicidad.

$$V(x, \omega) = A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x} \quad (2.39)$$

$$I(x, \omega) = B_1 e^{-\gamma x} + B_2 e^{\gamma x} \quad (2.40)$$

Para simplificar aún más esta formulación se hará uso de la relación entre tensión e intensidad, es decir, la impedancia, $I = V/Z$. De esta forma la ecuación de la solución para la intensidad puede referirse a las mismas constantes simplificando el sistema, partiendo de que la intensidad es la tensión, fórmula 2.39, entre la impedancia, fórmula 2.35, obteniendo la siguiente fórmula.

$$I(x, \omega) = \frac{A_1}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{A_2}{Z_0} e^{\gamma x} \quad (2.41)$$

Usando el voltaje y la intensidad en el extremo final de la línea se puede calcular la constante como se indica a continuación.

$$\begin{cases} V_S = A_1 + A_2 \\ I_S = \frac{A_1 - A_2}{Z_0} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} A_1 = \frac{V_S + Z_0 I_S}{2} \\ A_2 = \frac{V_S - Z_0 I_S}{2} \end{cases} \quad (2.42)$$

De esta forma podemos desarrollar las ecuaciones de tensión e intensidad mediante funciones hiperbólicas:

$$\cosh(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \quad (2.43)$$

$$\sinh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2} \quad (2.44)$$

Aplicando las funciones hiperbólicas a las fórmulas 2.39 y 2.41 con las constantes de las fórmulas en 2.42 se obtiene lo siguiente:

$$V(x, \omega) = V_S \cdot \cosh(x\gamma(\omega)) - Z_0 I_S \cdot \sinh(x\gamma(\omega)) \quad (2.45)$$

$$I(x, \omega) = -\frac{V_S}{Z_0} \cdot \sinh(x\gamma(\omega)) + I_S \cdot \cosh(x\gamma(\omega)) \quad (2.46)$$

Para obtener finalmente la ecuación exacta de la línea se sustituye los valores de x por el valor de la longitud de la línea, l , dando como resultado lo siguiente. Hay que tener en cuenta que todos los resultados son únicamente precisos para la frecuencia escogida.

$$V(l, \omega) = V_S \cdot \cosh(l\gamma(\omega)) - Z_0 I_S \cdot \sinh(l\gamma(\omega)) \quad (2.47)$$

$$I(l, \omega) = -\frac{V_S}{Z_0} \cdot \sinh(l\gamma(\omega)) + I_S \cdot \cosh(l\gamma(\omega)) \quad (2.48)$$

Actualmente el estado del arte respecto a este tipo de análisis está en constante evolución. Los últimos modelos

de análisis de cables submarinos tienen en cuenta la dependencia de la frecuencia de los parámetros físicos con el objetivo de conseguir simulaciones transitorias precisas. Debido a su formulación, estos modelos no pueden ser convertidos directamente al dominio de Laplace para analizar la estabilidad y la respuesta en frecuencia del sistema.

Por lo tanto, los cables submarinos se representan comúnmente en los estudios de estabilidad mediante secciones Pi tradicionales, como la tratada en el punto anterior, pero en cascada, ignorando por tanto los efectos dependientes de la frecuencia. Esta forma de modelado no puede representar con precisión el amortiguamiento propio del cable y puede conducir a resultados y análisis incorrectos.

Es por ello por lo que se han realizado mejoras al estudio del modelo en Pi en busca de incluir en el mismo los efectos provocados por el acoplamiento inductivo entre las capas del cable o mediante la inclusión de redes equivalentes que representen la variación de frecuencia de los parámetros del cable.

Un nuevo modelo, válido para frecuencias de hasta 10 kHz, consta de secciones Pi en cascada, que incorporan tanto el acoplamiento inductivo como las características eléctricas dependientes de la frecuencia de algunos términos de impedancia en serie de las capas conductoras. Este modelo presenta las siguientes ventajas:

- El modelo representa cada capa conductora de los cables, por lo que no asume la eliminación de las pantallas y armaduras externas de los cables, lo que permite analizar las tensiones y corrientes de estos conductores y la representación de diferentes configuraciones de puesta a tierra.
- El modelo se representa explícitamente en el dominio fasorial, evitando así la transformación a dominio modal, comentado en siguientes puntos, y viceversa.
- El modelo puede formularse directamente en el dominio de Laplace o en una representación de espacio de estados. Es por ello por lo que se habilitan diferentes estudios orientados al análisis de frecuencia, estabilidad, sensibilidad a la desviación de parámetros, factores de participación de las variables del sistema, entre otros.
- El modelo se puede implementar fácilmente en MATLAB/Simulink o cualquier otra herramienta de simulación de circuitos mediante componentes RLC discretas. Las resistencias e inductancias acopladas se implementan directamente por medio de un componente de inductancia mutua generalizada. Las simulaciones en el dominio del tiempo del modelo de cable submarino se pueden realizar directamente seleccionando una opción en el *Solver* y un *Sample Time*. Los métodos de resolución típicos disponibles en las herramientas de simulación son Euler hacia atrás, regla trapezoidal y Runge-Kutta.
- El enfoque de modelado no solo es aplicable a los cables submarinos trifásicos. Puede extenderse a otros tipos de sistemas de cables, como cables subterráneos y submarinos monofásicos o un conjunto de cables monofásicos dispuestos en forma plana o de trébol.

Este nuevo modelo se aplicará en las secciones 3.2.1 y 3.2.2 comparando a modo de referencia con el *Universal Line Model* (ULM) del software de simulación PSCAD/EMTDC [3].

Existen además otros modelos con un enfoque diferente donde se remarca la importancia de calcular correctamente los parámetros del modelo y aplicarlos como a partir de las ecuaciones (2.31) y (2.32), anteriormente estudiadas. Es por ello por lo que se recurre a las ecuaciones de Ametani [4] las cuales, partiendo del modelo en Pi y aplicadas a cables donde la armadura no se tiene en cuenta, son las siguientes:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11}^1 & Z_{12}^1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{12}^1 & Z_{22}^1 & 0 & Z_{m12} & 0 & Z_{m13} \\ 0 & 0 & Z_{11}^2 & Z_{12}^2 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{m12} & Z_{12}^2 & Z_{22}^2 & 0 & Z_{m23} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{11}^3 & Z_{12}^3 \\ 0 & Z_{m13} & 0 & Z_{m23} & Z_{12}^3 & Z_{22}^3 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11}^1 & -Y_{11}^1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Y_{11}^1 & Y_{22}^1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{11}^2 & -Y_{11}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Y_{11}^2 & Y_{11}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{11}^3 & -Y_{11}^3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{11}^3 & Y_{11}^3 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$[Z_{11}] = Z_{Couter} + Z_{CSinsul} + Z_{Sinner} \quad (2.51)$$

$$[Z_{22}] = Z_{Souter} + Z_{SAinsul} + Z_G \quad (2.52)$$

$$[Y_{11}] = G_{i1} + j\omega C_{i1} \quad (2.53)$$

$$[Y_{22}] = (G_{i1} + j\omega C_{i1}) + (G_{i2} + j\omega C_{i2}) \quad (2.54)$$

Donde los superíndices se refieren a la fase de cada conductor y Z_{12} es la impedancia mutua del conductor y la cubierta y $Z_{m12}, Z_{m13}, Z_{m23}$ son las impedancias de tierra mutua entre los cables 1-2, 1-3 y 2-3 respectivamente. Respecto al cálculo de impedancias $Z_{Couter}, Z_{CSinsul}, Z_{Sinner}, Z_{Souter}, Z_{SAinsul}$ y Z_G son la impedancia en serie del conductor, la impedancia en serie del aislamiento interior, la impedancia en serie interior de la pantalla, la impedancia en serie exterior de la pantalla, la impedancia en serie del aislamiento exterior y la propia impedancia de la tierra respectivamente. Estas impedancias se tratarán e ilustrarán la sección posterior, donde además se incorporan los cálculos de la impedancia de la armadura.

Sobre la matriz de admitancia es destacable comentar que, para cables múltiples de un solo conductor, no hay acoplamiento mutuo en las admitancias de los cables adyacentes. Por lo tanto, la matriz de admitancia para un sistema de trifásico con tres cables de un solo núcleo es la mostrada en la ecuación (2.50). En ella Y_{11} es la admitancia del aislamiento interior de los cables e Y_{22} es la suma de la admitancia del aislamiento interior y exterior. Dentro del cálculo de las mismas se encuentran G_{i1}, C_{i1} y G_{i2}, C_{i2} que son las capacitancias y la conductancia en derivación del aislamiento interior y exterior, respectivamente.

Este último modelo plantea simplificaciones las cuales pueden modificar el resultado final, esto es tratado en las secciones 3.2.3 y 3.2.4 donde se compara con medidas de campo para obtener una visión general de la exactitud del mismo.

2.6 Hipótesis de cálculo y simplificaciones

Hasta ahora la formulación empleada estaba pensada para cables de una única fase. Aplicando pequeños cambios esta formulación se puede aplicar a cables trifásicos en condiciones estables de funcionamiento bajo ciertas condiciones [2], [5].

Debido a que cada fase tiene una gran cantidad de pequeños hilos conductores, el primer gran cambio en el cálculo aplica a la impedancia y admitancia del cable.

Aplicando la formulación a cables de alta tensión de corriente alterna, los cuales se instalan de forma trifásica, el cálculo de la impedancia se convierte en una matriz de 6 por 6 o de 9 por 9 dependiendo de si cada fase incorpora pantalla o no.

Para ambos casos la formulación es similar por lo que en este estudio se empleará la matriz de 9 por 9, en la cual se contemplan las auto impedancias y las impedancias mutuas entre los diferentes conductores y las pantallas. En la primera columna y fila se han colocado las impedancias de la fase A, en la segunda columna y fila se representa la pantalla de la fase A y para la tercera columna y fila se colocan las inductancias de la armadura de la fase A. Así sucesivamente para las fases B y C con sus respectivas pantallas y armaduras cada una. Gracias a esta disposición se obtiene en la diagonal principal las auto impedancias de los conductores, pantallas y

armaduras y en el triángulo superior e inferior las impedancias mutuas, resultando una matriz simétrica como la mostrada en la siguiente matriz.

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{ccccccccc}
 \text{Cond.A} & \text{Pant.A} & \text{Arm.A} & \text{Cond.B} & \text{Pant.B} & \text{Arm.B} & \text{Cond.C} & \text{Pant.C} & \text{Arm.C} \\
 \begin{bmatrix}
 Z_{C1C1} & Z_{C1S1} & Z_{C1A1} & Z_{C1C2} & Z_{C1S2} & Z_{C1A2} & Z_{C1C3} & Z_{C1S3} & Z_{C1A3} \\
 Z_{S1C1} & Z_{S1S1} & Z_{S1A1} & Z_{S1C2} & Z_{S1S2} & Z_{S1A2} & Z_{S1C3} & Z_{S1S3} & Z_{S1A3} \\
 Z_{A1C1} & Z_{A1S1} & Z_{A1A1} & Z_{A1C2} & Z_{A1S2} & Z_{A1A2} & Z_{A1C3} & Z_{A1S3} & Z_{A1A3} \\
 Z_{C2C1} & Z_{C2S1} & Z_{C2A1} & Z_{C2C2} & Z_{C2S2} & Z_{C2A2} & Z_{C2C3} & Z_{C2S3} & Z_{C2A3} \\
 Z_{S2C1} & Z_{S2S1} & Z_{S2A1} & Z_{S2C2} & Z_{S2S2} & Z_{S2A2} & Z_{S2C3} & Z_{S2S3} & Z_{S2A3} \\
 Z_{A2C1} & Z_{A2S1} & Z_{A2A1} & Z_{A2C2} & Z_{A2S2} & Z_{A2A2} & Z_{A2C3} & Z_{A2S3} & Z_{A2A3} \\
 Z_{C3C1} & Z_{C3S1} & Z_{C3A1} & Z_{C3C2} & Z_{C3S2} & Z_{C3A2} & Z_{C3C3} & Z_{C3S3} & Z_{C3A3} \\
 Z_{S3C1} & Z_{S3S1} & Z_{S3A1} & Z_{S3C2} & Z_{S3S2} & Z_{S3A2} & Z_{S3C3} & Z_{S3S3} & Z_{S3A3} \\
 Z_{A3C1} & Z_{A3S1} & Z_{A3A1} & Z_{A3C2} & Z_{A3S2} & Z_{A3A2} & Z_{A3C3} & Z_{A3S3} & Z_{A3A3}
 \end{bmatrix}
 \end{array}
 \end{array}$$

Esta matriz se puede simplificar teniendo en cuenta las siguientes aproximaciones:

1. Los tres conductores son iguales. Esto hace que: $Z_{C1C1} = Z_{C2C2} = Z_{C3C3}$, $Z_{S1S1} = Z_{S2S2} = Z_{S3S3}$, $Z_{A1A1} = Z_{A2A2} = Z_{A3A3}$, $Z_{C1S1} = Z_{C2S2} = Z_{C3S3}$ y $Z_{C1A1} = Z_{C2A2} = Z_{C3A3}$.
2. La inductancia mutua entre las fases es proporcional a la distancia y como las distancias entre las fases A, B y C son prácticamente iguales, se puede hacer la simplificación de: $Z_{C1C2} \approx Z_{C1S2} \approx Z_{S1C2} \approx Z_{S1S2}$, $Z_{C1C3} \approx Z_{C1S3} \approx Z_{S1C3} \approx Z_{S1S3}$, $Z_{C2C3} \approx Z_{C2S3} \approx Z_{S2C3} \approx Z_{S2S3}$ y de igual forma con la armadura.

Como resultado, la matriz se simplifica enormemente, incluyendo los siguientes valores:

- $Z_{11/22/33}$: como la autoimpedancia del conductor/pantalla/armadura.
- $Z_{12/13/23}$: como la impedancia mutua entre conductor y pantalla/conductor y armadura/pantalla y armadura.
- $Z_{gm12/13/23}$: como la impedancia mutua entre tierra y las fases.

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{ccccccccc}
 \text{Cond.A} & \text{Pant.A} & \text{Arm.A} & \text{Cond.B} & \text{Pant.B} & \text{Arm.B} & \text{Cond.C} & \text{Pant.C} & \text{Arm.C} \\
 \begin{bmatrix}
 Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{gm13} & Z_{gm13} & Z_{gm13} \\
 Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{gm13} & Z_{gm13} & Z_{gm13} \\
 Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} & Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{gm13} & Z_{gm13} & Z_{gm13} \\
 Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{gm23} & Z_{gm23} & Z_{gm23} \\
 Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{gm23} & Z_{gm23} & Z_{gm23} \\
 Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{gm12} & Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} & Z_{gm23} & Z_{gm23} & Z_{gm23} \\
 Z_{gm13} & Z_{gm13} & Z_{gm13} & Z_{gm23} & Z_{gm23} & Z_{gm23} & Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\
 Z_{gm13} & Z_{gm13} & Z_{gm13} & Z_{gm23} & Z_{gm23} & Z_{gm23} & Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} \\
 Z_{gm13} & Z_{gm13} & Z_{gm13} & Z_{gm23} & Z_{gm23} & Z_{gm23} & Z_{13} & Z_{23} & Z_{33}
 \end{bmatrix}
 \end{array}
 \end{array}$$

Para circular, la corriente necesita un camino cerrado y en este caso tenemos tres circuitos cerrados por cada fase, correspondientes al núcleo, pantalla y armadura.

1. En el primer bucle la corriente atraviesa el núcleo y va a la pantalla.
2. Por el segundo la corriente circula de la pantalla a la armadura.
3. Finalmente, en el tercer bucle la corriente pasa de la armadura a tierra.

En cada uno de estos lazos intervienen diferentes impedancias, mostradas en la figura 2.4 y 2.5. El cálculo de estas impedancias escapa al alcance de este estudio por lo que directamente se planteará la matriz que relaciona las impedancias de cada bucle con las intensidades que los atraviesa para obtener como resultado las tensiones de cada elemento.

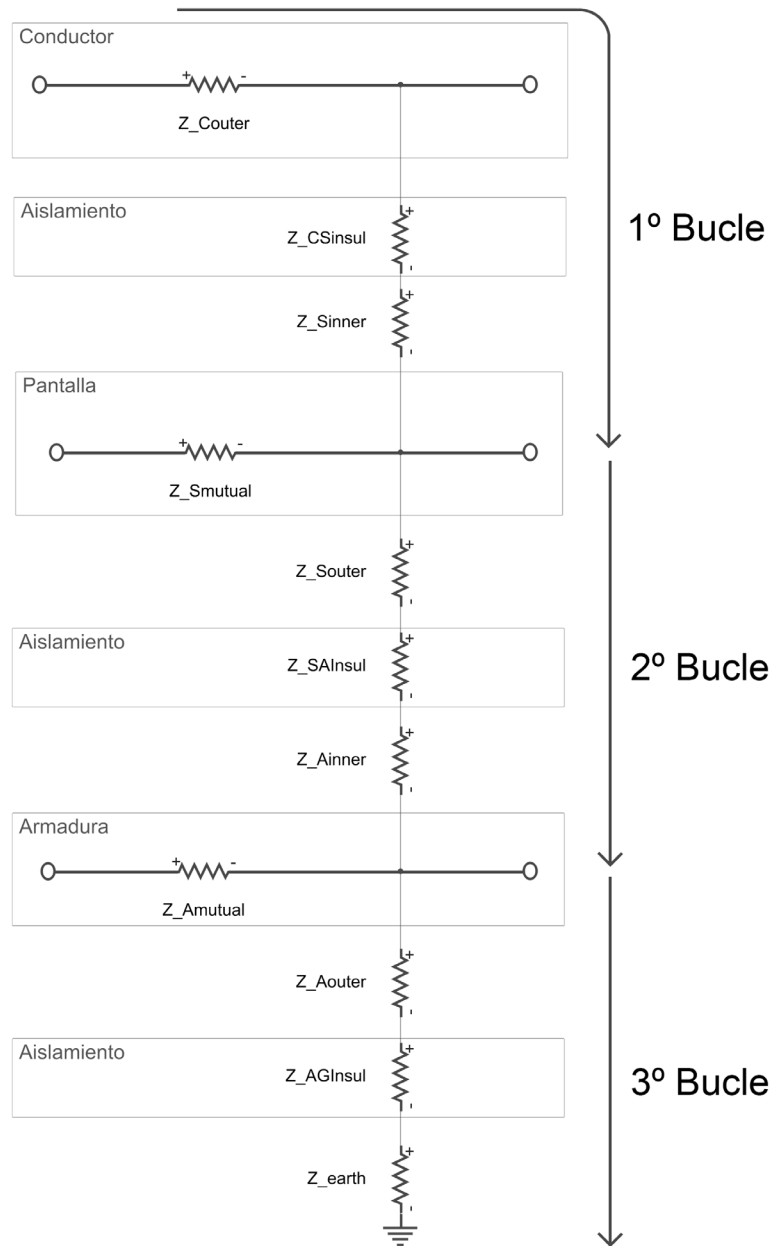


Figura 2.4 Circuito equivalente de impedancia para los tres bucles (monofásico)

Donde, según la figura 2.5:

- Z_{Couter} = Impedancia en serie del conductor (0 a R_1).
- $Z_{CSinsul}$ = Impedancia serie de aislamiento (R_1 a R_2).
- Z_{Sinner}/Z_{Ainner} = Impedancia en serie interna de pantalla y armadura (R_2 y R_4).
- Z_{Souter}/Z_{Aouter} = Impedancia en serie exterior de pantalla y armadura (R_3 y R_5).
- $Z_{SAinsul}/Z_{AGinsul}$ = Impedancia en serie de aislamiento de pantalla y armadura (R_3 a R_4 y R_5 a R_6).
- $Z_{Smutual}/Z_{Amutual}$ = Impedancia mutua en serie de pantalla y armadura de dos bucles (R_2 a R_3 y R_4 a R_5).
- Z_{earth} = Impedancia serie propia de la tierra.

- Z_{mutual_earth} = Impedancia mutua de tierra.

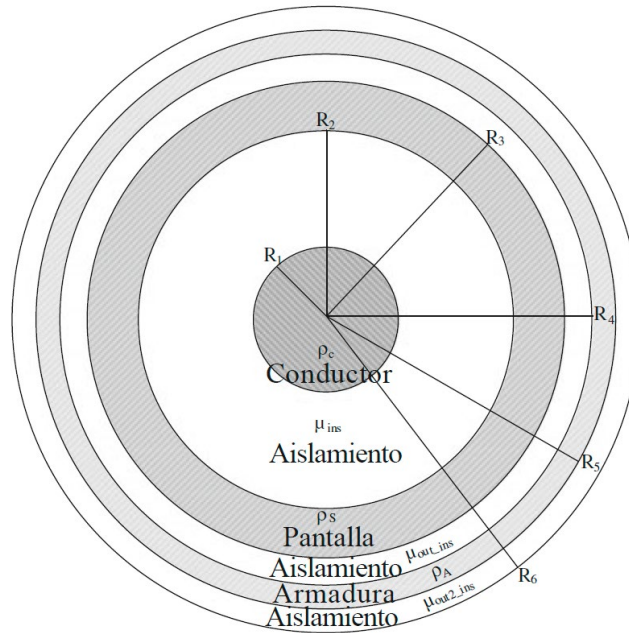


Figura 2.5 Sección transversal de un cable monofásico

Sintetizando la información anteriormente descrita, se pueden obtener las ecuaciones matriciales que describen el sistema de bucle para un sistema trifásico relacionando tensión con intensidad mediante la siguiente ecuación matricial y con las simplificaciones siguientes:

- $Z_{L_CS} = Z_{Couter} + Z_{CSinsul} + Z_{Sinner}$
- $Z_{L_SA} = Z_{Souter} + Z_{SAinsul} + Z_{Ainner}$
- $Z_{L_AG} = Z_{Aouter} + Z_{AGinsul} + Z_{earth}$
- $Z_{Lm_CS} = -Z_{Smutual}$
- $Z_{Lm_SA} = -Z_{Amutual}$
- Z_{gmij} (o Z_{earth_mutual}) es la impedancia de retorno a tierra mutua entre las armaduras de las fases i y j.

Tanto la tensión como la intensidad tienen como subíndices las letras C, S y A correspondientes a conductor, pantalla y armadura respectivamente y los números 1, 2 y 3 indican la fase.

$$\begin{bmatrix} V_{CS1} \\ V_{SA1} \\ V_{AG1} \\ V_{CS2} \\ V_{SA2} \\ V_{AG2} \\ V_{CS3} \\ V_{SA3} \\ V_{AG3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{L_CS} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{Lm_cs} & Z_{L_SA} & Z_{LM_SA} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{LM_SA} & Z_{L_AG} & 0 & 0 & Z_{gm12} & 0 & 0 & Z_{gm13} \\ 0 & 0 & 0 & Z_{L_CS} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_{Lm_cs} & Z_{L_SA} & Z_{LM_SA} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_{gm12} & 0 & Z_{LM_SA} & Z_{L_AG} & 0 & 0 & Z_{gm23} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{L_CS} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{Lm_cs} & Z_{L_SA} & Z_{LM_SA} \\ 0 & 0 & Z_{gm13} & 0 & 0 & Z_{gm23} & 0 & Z_{LM_SA} & Z_{L_AG} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{CS1} \\ I_{SA1} \\ I_{AG1} \\ I_{CS2} \\ I_{SA2} \\ I_{AG2} \\ I_{CS3} \\ I_{SA3} \\ I_{AG3} \end{bmatrix}$$

Para seguir analizando la intensidad que circula por el cable necesitamos calcular la matriz impedancia serie la cual se obtiene mediante la relación entre la matriz de impedancia serie y bucle, $[Z]$ y $[Z_L]$ respectivamente, anteriormente calculada. En esta relación aparece la matriz A, en la cual:

- La primera fila corresponde al conductor del cable, como se muestra en la figura 2.4. La única intensidad en el conductor es la del bucle conductor-pantalla. Así, la primera entrada es 1 y las restantes 0.
- La segunda fila es correspondiente a la pantalla, así, la primera entrada es -1, del bucle conductor-pantalla y la segunda entrada es 1, del bucle pantalla-armadura, mientras que las entradas restantes son 0.
- La tercera fila es correspondiente a la armadura, así, la primera entrada es -1, del bucle pantalla-armadura y la segunda entrada es 1, del bucle armadura-tierra, mientras que las entradas restantes son 0.
- Esto se aplica a cada fase obteniendo la matriz A de 9x9 la cual relaciona los bucles anteriormente descritos.

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Para obtener la matriz de impedancia serie se multiplica la matriz A traspuesta por la matriz de impedancias bucle y por la matriz A inversa de la siguiente forma:

$$[Z] = [A]^T [Z_L] [A]^{-1} \quad (2.55)$$

Aplicando esta formulación se obtiene como resultado la matriz de impedancias calculada en primer lugar, teniendo como resultado las siguientes igualdades:

$$Z_{11} = Z_{Couter} + Z_{CSinsul} + Z_{Sinner} + Z_{Souter} + Z_{SAinsul} + Z_{Ainner} + Z_{Aouter} + Z_{GAinsul} + Z_{earth} - 2Z_{Smutual} - 2Z_{Amutual} \quad (2.56)$$

$$Z_{22} = Z_{Souter} + Z_{SAinsul} + Z_{Aouter} + Z_{Ainner} + Z_{AGinsul} + Z_{earth} - 2Z_{Amutual} \quad (2.57)$$

$$Z_{33} = Z_{Ainner} + Z_{AGinsul} + Z_{earth} \quad (2.58)$$

$$Z_{12} = Z_{Souter} + Z_{SAinsul} + Z_{Ainner} + Z_{Aouter} + Z_{earth} - Z_{Smutual} - 2Z_{Amutual} \quad (2.59)$$

$$Z_{13} = Z_{Aouter} + Z_{AGinsul} + Z_{earth} - Z_{Amutual} \quad (2.60)$$

$$Z_{23} = Z_{Aouter} + Z_{AGinsul} + Z_{earth} \quad (2.61)$$

$$Z_{gmij} = Z_{earth_mutual} \quad (2.62)$$

En el caso de que el cable no tuviera armadura, la matriz se vería reducida a una matriz de 6x6, donde se han eliminado los componentes relativos a las armaduras, tanto en la matriz como en las formulaciones. De esta forma, se eliminan los componentes relativos a la armadura, es decir Z_{Ainmer} , Z_{Aouter} , $Z_{Amutual}$, etc y el término $Z_{SAinsul}$ se convierte en $Z_{SGinsul}$.

Para obtener la matriz de admitancia, los cálculos son similares a lo tratado anteriormente. Sin embargo, esta matriz se simplifica en mayor medida que la matriz de impedancias ya que en ella se pueden realizar un mayor número de simplificaciones. Como se ha comentado anteriormente, los cables submarinos de alta tensión en corriente alterna emplean un método de puesta a tierra que conlleva establecer la conexión con tierra en ambos extremos del cable. Debido a esta característica, los cálculos se ven simplificados ya que se asume que el potencial de la pantalla es nulo durante todo el cable. Esto produce que el campo eléctrico creado en el interior de cada fase esté contenido en ella misma sin afectar al resto, provocando que la admitancia entre las fases sea nula.

La matriz resultante se simplifica enormemente, obteniendo el siguiente resultado.

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{C1C1} & Y_{C1S1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{S1C1} & Y_{S1S1} & Y_{S1A1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{A1S1} & Y_{A1A1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_{C2C2} & Y_{C2S2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_{S2C2} & Y_{S2S2} & Y_{S2A2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{A2S2} & Y_{A2A2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{C3C3} & Y_{C3S3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{S3C3} & Y_{S3S3} & Y_{S3A3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{A3S3} & Y_{A3A3} \end{bmatrix}$$

Para calcular la admitancia se emplea la siguiente formula, donde la parte real típicamente se aproxima a cero.

$$Y_i = G_i + j\omega C_i \quad (2.63)$$

Aplicando esta fórmula al modelo de un cable submarino, se obtiene lo siguiente.

$$Y_{CiCi} = j\omega C_{CS} \quad (2.64)$$

$$Y_{SiSi} = j\omega C_{CS} + j\omega C_{SA} \quad (2.65)$$

$$Y_{AiAi} = j\omega C_{SA} + j\omega C_{AG} \quad (2.66)$$

$$Y_{CiSi} = -j\omega C_{CS} \quad (2.67)$$

$$Y_{SiAi} = -j\omega C_{SA} \quad (2.68)$$

Que, aplicado a la matriz de admitancias, esta queda de la siguiente forma.

$$[Y] = \begin{bmatrix} j\omega C_{CS} & -j\omega C_{CS} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -j\omega C_{CS} & j\omega(C_{CS} + C_{SA}) & -j\omega C_{SA} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j\omega C_{SA} & j\omega(C_{SA} + C_{SG}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j\omega C_{CS} & -j\omega C_{CS} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j\omega C_{CS} & j\omega(C_{CS} + C_{SA}) & -j\omega C_{SA} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -j\omega C_{SA} & j\omega(C_{SA} + C_{SG}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j\omega C_{CS} & -j\omega C_{CS} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -j\omega C_{CS} & j\omega(C_{CS} + C_{SA}) & -j\omega C_{SA} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -j\omega C_{SA} & j\omega(C_{SA} + C_{SG}) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

De igual forma que con la matriz de impedancias, si el cable no incorpora armadura la matriz se convierte en una matriz de 6x6 donde se han eliminado los términos correspondientes a la misma y el valor de $Y_{SiCi} = j\omega(C_{CS} + C_{SG})$.

2.7 Modelo en Pi dependiente de la frecuencia (FDPI)

Una característica diferenciadora con las simplificaciones anteriores es que este modelo considera varias secciones de cable [5], tal y como se muestra en las figuras 2.6 y 2.7.

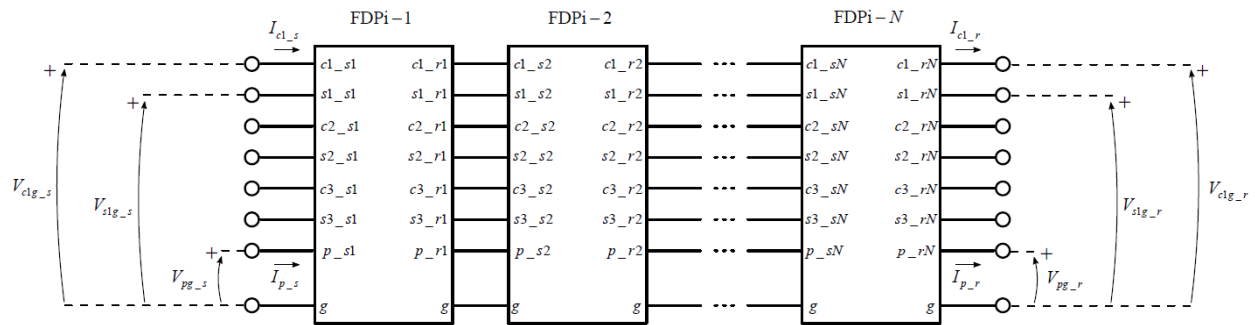


Figura 2.6 Secciones del modelo FDPI

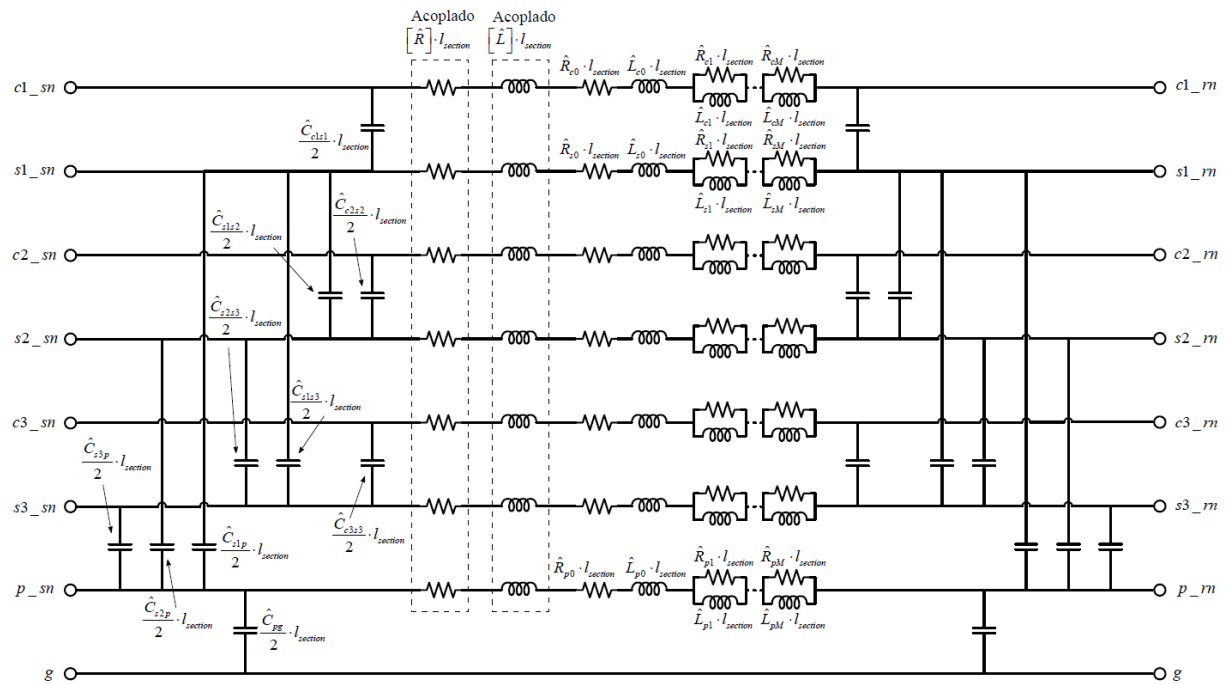


Figura 2.7 Esquema eléctrico del modelo FDPI

El número de secciones es N y cada sección de FDPi consta de una matriz acoplada de resistencia e inductancia calculada a la frecuencia nominal. El acoplamiento capacitivo entre conductores también se calcula a la frecuencia nominal. El comportamiento dependiente de la frecuencia de los términos de impedancia en serie de cada capa conductora se representa por medio de una red equivalente de Foster. El orden del modelo FDPi viene dado por el número de tramos en cascada (N) junto con el orden de las redes equivalentes de Foster (M). El orden del modelo se elige en función de los requisitos de longitud del cable, precisión y rango de frecuencia.

Las ecuaciones generales que describen el comportamiento del modelo están expresadas en el dominio de Laplace ($s = j\omega$). Las tensiones e intensidades del modelo FDPi están dados por la ecuación (2.69) siendo $[I]$, la matriz identidad de orden siete y en la ecuación (2.70) se encuentran las tensiones referidas a tierra e intensidades en los extremos de emisor, s , y receptor, r .

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [I_s] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [I] + \frac{[Z][Y]}{2} & [Z] \\ [I] + \frac{[Y][Z][Y]}{4} & [I] + \frac{[Z][Y]}{2} \end{bmatrix}^N \cdot \begin{bmatrix} [V_r] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{c1g_s} \\ V_{s1g_s} \\ V_{c2g_s} \\ V_{s2g_s} \\ V_{c3g_s} \\ V_{s3g_s} \\ V_{pg_s} \end{bmatrix}; [V_r] = \begin{bmatrix} V_{c1g_r} \\ V_{s1g_r} \\ V_{c2g_r} \\ V_{s2g_r} \\ V_{c3g_r} \\ V_{s3g_r} \\ V_{pg_r} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{c1g_s} \\ I_{s1g_s} \\ I_{c2g_s} \\ I_{s2g_s} \\ I_{c3g_s} \\ I_{s3g_s} \\ I_{pg_s} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{c1g_r} \\ I_{s1g_r} \\ I_{c2g_r} \\ I_{s2g_r} \\ I_{c3g_r} \\ I_{s3g_r} \\ I_{pg_r} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

La matriz de impedancias en serie $[Z]$ y la matriz de admitancias en derivación $[Y]$ vienen dadas por las ecuaciones (2.71) y (2.72), respectivamente.

$$[Z] = [\hat{Z}] \cdot l_{sección} \quad (2.71)$$

$$[Y] = [\hat{Y}] \cdot l_{sección} \quad (2.72)$$

La longitud de una sección Pi viene dada por la ecuación (2.73), donde l_{cable} es la longitud total del cable.

$$l_{sección} = l_{cable}/N \quad (2.73)$$

La matriz de impedancia en serie por unidad de longitud \hat{Z} viene dada por la ecuación (2.74). En la misma aparece la impedancia de Foster, la cual establece una red equivalente donde la respuesta dependiente de la frecuencia para cada término de impedancia en serie se aproxima mediante el algoritmo de ajuste vectorial [6], proporcionando así una representación adecuada de los elementos de la serie en el dominio de la frecuencia. La función racional, obtenida a través del proceso de ajuste, está representada por una red equivalente de Foster de orden M . El orden de la red equivalente depende principalmente del rango de frecuencia y los requisitos de precisión.

$$[\hat{Z}] = [\widehat{Z}_{Fn}] + [\widehat{Z}_{Foster}] \quad (2.74)$$

Donde las matrices $[\widehat{Z}_{Fn}]$ y $[\widehat{Z}_{Foster}]$ se calculan mediante las ecuaciones (2.75) a (2.81).

$$[\widehat{Z}_{Fn}] = [\hat{R}] + s[\hat{L}] \quad (2.75)$$

$$[\widehat{R}] = \begin{bmatrix} \widehat{R}_{11} & \cdots & \widehat{R}_{17} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \widehat{R}_{71} & \cdots & \widehat{R}_{77} \end{bmatrix}; [\widehat{L}] = \begin{bmatrix} \widehat{L}_{11} & \cdots & \widehat{L}_{17} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \widehat{L}_{71} & \cdots & \widehat{L}_{77} \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

$$[\widehat{Z}_{Foster}] = \begin{bmatrix} [\widehat{Z}_{F1}] & [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 2} & [\widehat{Z}_{F2}] & [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 2} & [0]_{2 \times 2} & [\widehat{Z}_{F3}] & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{1 \times 2} & [0]_{1 \times 2} & [0]_{1 \times 2} & \widehat{Z}_{Fp} \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

$$[\widehat{Z}_{Fj}] = \begin{bmatrix} \widehat{Z}_{Fc} & 0 \\ 0 & \widehat{Z}_{Fs} \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

$$\widehat{Z}_{Fc} = \widehat{R}_{c0} + s\widehat{L}_{c0} + \sum_{m=1}^M \frac{s\widehat{R}_{cm}\widehat{L}_{cm}}{\widehat{R}_{cm} + s\widehat{L}_{cm}} \quad (2.79)$$

$$\widehat{Z}_{Fs} = \widehat{R}_{s0} + s\widehat{L}_{s0} + \sum_{m=1}^M \frac{s\widehat{R}_{sm}\widehat{L}_{sm}}{\widehat{R}_{sm} + s\widehat{L}_{sm}} \quad (2.80)$$

$$\widehat{Z}_{Fp} = \widehat{R}_{p0} + s\widehat{L}_{p0} + \sum_{m=1}^M \frac{s\widehat{R}_{pm}\widehat{L}_{pm}}{\widehat{R}_{pm} + s\widehat{L}_{pm}} \quad (2.81)$$

Para el cálculo de las redes equivalentes de Foster que se muestran en la figura 2.7, se realiza un barrido de frecuencia a los términos Z_{Couter} , Z_{Souter} y Z_{Aouter} , ilustrados en la figura 2.4. Los cálculos de las mismas se muestran a continuación.

$$Z_{Couter} = \frac{\rho_c m_c}{2\pi r_1} \cdot \frac{J_0(x_1)}{J_1(x_1)}; \quad (2.82)$$

$$x_1 = m_c r_1; m_c = \sqrt{s\mu_c/\rho_c}$$

$$Z_{Souter} = \frac{\rho_s m_s}{2\pi r_2} \cdot \frac{J_0(x_3)K_1(x_2) + K_0(x_2)J_1(x_3)}{J_1(x_3)K_1(x_2) - J_1(x_2)K_1(x_3)}; \quad (2.83)$$

$$x_2 = m_s r_2; x_3 = m_s r_3; m_c = \sqrt{s\mu_s/\rho_s}$$

$$Z_{Aouter} = \frac{\rho_a m_a}{2\pi r_6} \cdot \frac{J_0(x_6)K_1(x_5) + K_0(x_6)J_1(x_5)}{J_1(x_6)K_1(x_5) - J_1(x_5)K_1(x_6)}; \quad (2.84)$$

$$x_5 = m_a r_2; x_6 = m_a r_6; m_a = \sqrt{s\mu_a/\rho_a}$$

Donde:

- ρ_i, μ_i son la resistividad eléctrica y permeabilidad magnética respectivamente del conductor, pantalla y armadura.
- $J_n(x)$: Función de Bessel de x , de primera clase y orden n .
- $K_n(x)$: Función de Bessel de x , de segunda clase y orden n .

Y los radios viene definidos para un sistema trifásico según la figura 2.8.

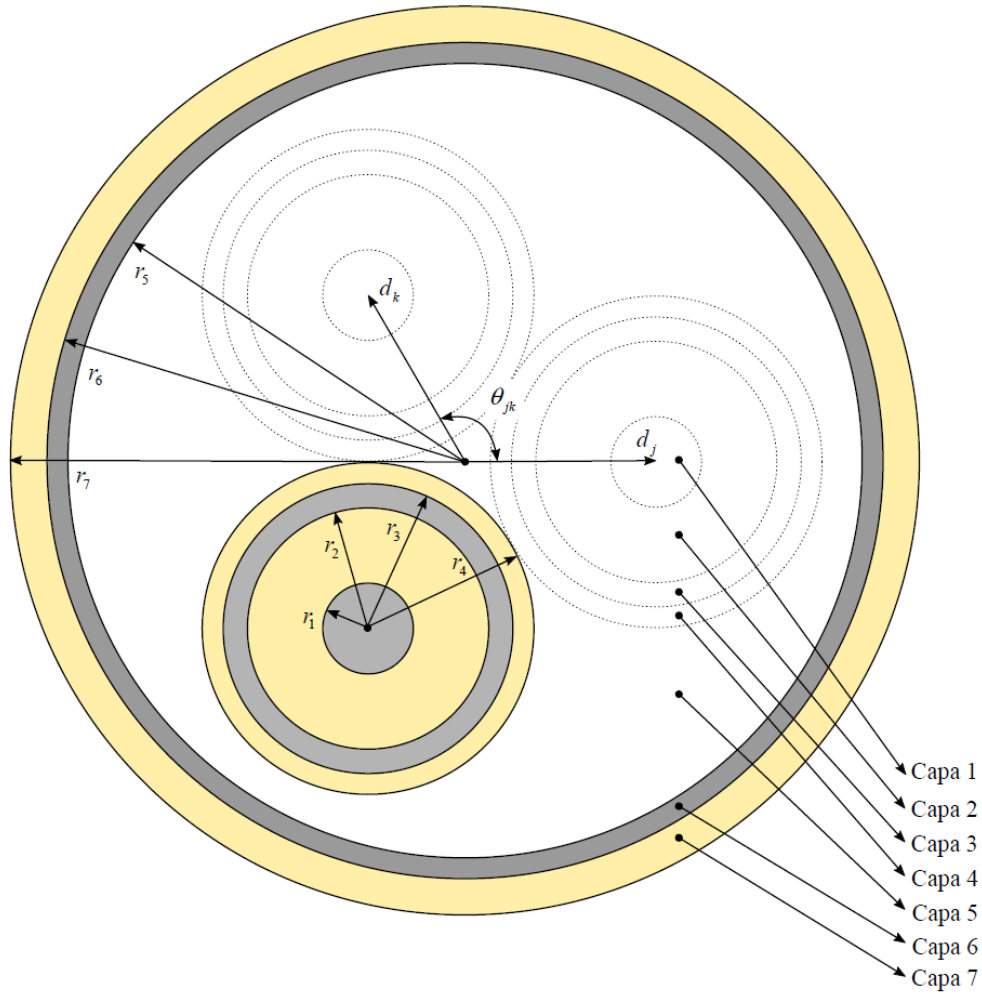


Figura 2.8 Radios cable trifásico

La Tabla 2 muestra los datos necesarios para obtener las redes equivalentes de Foster. El vector de frecuencia se define principalmente en función del rango de frecuencia de interés.

ω_1	ω_2	...	ω_t
$Z_{Couter}(\omega_1)$	$Z_{Couter}(\omega_2)$...	$Z_{Couter}(\omega_t)$
$Z_{Souter}(\omega_1)$	$Z_{Souter}(\omega_2)$...	$Z_{Souter}(\omega_t)$
$Z_{Aouter}(\omega_1)$	$Z_{Aouter}(\omega_2)$...	$Z_{Aouter}(\omega_t)$

Tabla 2.3 Datos necesarios para obtener las redes equivalentes de Foster

La función racional [6] en forma de residuo polar aplicada en el ajuste vectorial anteriormente mencionado corresponde a la ecuación (2.85).

$$f(s) = \sum_{m=1}^M \frac{c_m}{s - p_m} + d + se \tag{2.85}$$

La red equivalente de Foster de orden M se muestra en la figura 2.9.

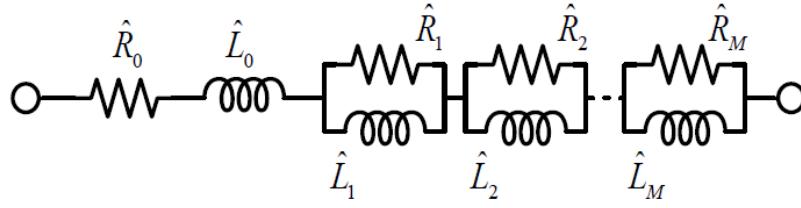


Figura 2.9 Red equivalente de Foster de orden M

Los parámetros de la red se calculan de la siguiente forma.

$$\hat{R}_0 = d - \sum_{m=1}^M \frac{c_m}{p_m}; \quad \hat{L}_0 = e; \quad \hat{R}_m = \frac{c_m}{p_m}; \quad \hat{L}_m = -\frac{\hat{R}_m}{p_m} \quad (2.86)$$

Una vez obtenidos \hat{R}_0 y \hat{L}_0 para cada capa conductora, es decir, conductor, pantalla y armadura, es posible incluirlos en la diagonal de $[\hat{R}]$ y $[\hat{L}]$, matrices calculadas en la ecuación (2.76). De esta forma, se puede realizar una reducción en el número de componentes que se muestra en la figura 2.7, lo que da como resultado un modelo más práctico y mejora el rendimiento computacional debido a un menor número de componentes.

La matriz de admitancias en derivación por unidad de longitud $[Y]$ se define mediante las ecuaciones (2.82) a (2.91), incluyendo las capacitancias por unidad de longitud de la figura 2.7.

$$[\hat{Y}] = s[\hat{C}] \quad (2.87)$$

$$[\hat{C}] = \begin{bmatrix} \hat{C}_{11} & \cdots & \hat{C}_{17} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{C}_{71} & \cdots & \hat{C}_{77} \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

$$\hat{C}_{c1s1} = -\hat{C}_{21} = -\hat{C}_{12}; \quad \hat{C}_{c2s2} = -\hat{C}_{43} = -\hat{C}_{34}; \quad \hat{C}_{c3s3} = -\hat{C}_{65} = -\hat{C}_{56} \quad (2.89)$$

$$\hat{C}_{s1s2} = -\hat{C}_{42} = -\hat{C}_{24}; \quad \hat{C}_{s1s3} = -\hat{C}_{62} = -\hat{C}_{26}; \quad \hat{C}_{s2s3} = -\hat{C}_{64} = -\hat{C}_{46} \quad (2.90)$$

$$\hat{C}_{s1p} = -\hat{C}_{72} = -\hat{C}_{27}; \quad \hat{C}_{s2p} = -\hat{C}_{74} = -\hat{C}_{47}; \quad \hat{C}_{s3p} = -\hat{C}_{76} = -\hat{C}_{67} \quad (2.91)$$

$$\hat{C}_{c1g} = \hat{C}_{11} + \hat{C}_{12}; \quad \hat{C}_{c2g} = \hat{C}_{33} + \hat{C}_{34}; \quad \hat{C}_{c3g} = \hat{C}_{55} + \hat{C}_{56} \quad (2.92)$$

$$\hat{C}_{s1g} = \hat{C}_{22} + \hat{C}_{21} + \hat{C}_{24} + \hat{C}_{26} + \hat{C}_{27} \quad (2.93)$$

$$\hat{C}_{s2g} = \hat{C}_{44} + \hat{C}_{42} + \hat{C}_{43} + \hat{C}_{46} + \hat{C}_{47} \quad (2.94)$$

$$\hat{C}_{s3g} = \hat{C}_{66} + \hat{C}_{62} + \hat{C}_{63} + \hat{C}_{64} + \hat{C}_{67} \quad (2.95)$$

$$\hat{C}_{pg} = \hat{C}_{77} + \hat{C}_{72} + \hat{C}_{73} + \hat{C}_{74} + \hat{C}_{76} \quad (2.96)$$

Las capacitancias calculadas en las ecuaciones (2.88) a (2.91) se hacen nulas debido a las características físicas del cable por lo que no se han incluido en la figura 2.7. El resto de los elementos de capacitancia presentados en la ecuación (2.83) y no mencionados anteriormente también son cero, simplificando los cálculos del modelo.

2.8 Análisis modal

El objetivo del análisis modal es conseguir desacoplar las ecuaciones complejas del análisis de cables para obtener un sistema de ecuaciones simples, las cuales se pueden resolver de una forma más sencilla [2].

Para conseguir esta simplificación se transforman las ecuaciones del dominio fasorial al dominio modal. Este método se aplicó originalmente a cables aéreos, pero se puede adaptar a cables subterráneos empleando el mismo proceso matemático.

En primer lugar, adaptamos las ecuaciones de onda a las siguientes fórmulas.

$$\frac{d^2 V_{ph}}{dx^2} = [Z_{ph}][Y_{ph}][V_{ph}] \quad (2.97)$$

$$\frac{d^2 I_{ph}}{dx^2} = [Y_{ph}][Z_{ph}][I_{ph}] \quad (2.98)$$

Aplicando la teoría de autovalores y autovectores conseguimos pasar de un sistema acoplado a un sistema desacoplado, o lo que es lo mismo, del dominio fasorial al dominio modal. Para transformar la tensión en régimen fasorial al régimen modal se utiliza la matriz de transformación $[T_V]$ quedando la siguiente ecuación de relación, que unida a la ecuación anterior se obtiene:

$$[V_{ph}] = [T_V][V_M] \quad (2.99)$$

$$\frac{d^2 V_M}{dx^2} = [T_V]^{-1}[Z_{ph}][Y_{ph}][T_V][V_M] \quad (2.100)$$

La matriz de transformación $[T_V]$ diagonaliza el producto $[Z_{ph}][Y_{ph}]$, y por lo tanto son los autovectores de este producto, mientras que los autovalores son iguales a los elementos diagonales obtenidos en la siguiente ecuación.

$$[\Lambda] = [T_V]^{-1}[Z_{ph}][Y_{ph}][T_V] \quad (2.101)$$

Uniéndolo este resultado a lo dispuesto anteriormente, se consigue simplificar el sistema de la siguiente forma.

$$\frac{d^2 V_M}{dx^2} = [\Lambda][V_M] \quad (2.102)$$

Para los cálculos relativos a la intensidad se obtiene como conclusión que la matriz de transformación está relacionada con la matriz de transformación del voltaje del siguiente modo.

$$[T_I] = [T_V]^T \quad (2.103)$$

Tanto la matriz de la impedancia serie $[Z_{ph}]$ y la matriz de admitancia $[Y_{ph}]$ son dependientes de la frecuencia y contienen números complejos. Es por ello por lo que las matrices de transformación para la tensión y para la intensidad $[T_I]$, $[T_V]$ y sus autovalores son también dependientes de la frecuencia y contienen números complejos.

Para que una matriz compleja se pueda desacoplar es condición necesaria que esta matriz sea normal, es decir, $M^*M=MM^*$, siendo M^* la matriz conjugada traspuesta de M . Una matriz hermitiana es una matriz cuadrada de elementos complejos que tiene la característica de ser igual a su propia traspuesta conjugada. Es decir, el elemento en la i -ésima fila y j -ésima columna es igual al conjugado del elemento en la j -ésima fila e i -ésima columna, para todos los índices i y j .

Debido a que las matrices $[Z_{ph}]$ y $[Y_{ph}]$ contienen números con parte real en la diagonal principal, su producto no puede dar como resultado una matriz hermitiana. Este producto en la mayoría de los casos tampoco puede

dar un resultado unitario debido a que no se forma una base ortonormal con los vectores fila y los vectores columna.

Debido a todo esto, la descomposición modal no es un método de simplificación eficiente, las matrices no se pueden desacoplar y las matrices de transformación siguen siendo dependientes de la frecuencia y de valores variables.

Según la figura 2.9, se observa que a medida que la frecuencia aumenta, la parte imaginaria del producto de las matrices se acerca a un valor nulo tal y como muestra la siguiente gráfica, por lo que la matriz puede aproximarse a la real de la forma mostrada a continuación.

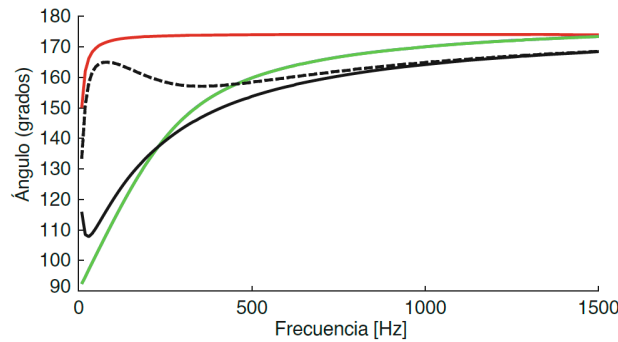


Figura 2.10 Ángulo de los autovalores en función de la frecuencia

$$\begin{bmatrix} a & 0 & 0 & b & e & e \\ 0 & a & 0 & e & b & e \\ 0 & 0 & a & e & e & b \\ c & 0 & 0 & d & e & e \\ 0 & c & 0 & e & d & e \\ 0 & 0 & c & e & e & d \end{bmatrix}$$

Es por ello por lo que, suponiendo condiciones de altas frecuencias, se puede aplicar la diagonalización a un cable trifásico unipolar, consiguiendo desacoplar el sistema. Empleando frecuencias superiores a 200 Hz se pierde una precisión del 10% y para frecuencias de más de 1 kHz, la desviación es de alrededor del 1%.

2.9 Pérdidas por armónicos

La inductancia y la capacitancia de los componentes del sistema de potencia crean puntos de frecuencia de resonancia en serie y en paralelo [7]. El número y frecuencia de estos puntos resonantes depende del número, tamaño y naturaleza de los elementos dispuestos en el sistema, así como sus parámetros eléctricos y su ubicación. Las operaciones de conmutación y la presencia de elementos no lineales, como los núcleos de hierro o la electrónica de potencia, pueden generar tensiones y corrientes de alta frecuencia, que luego pueden desencadenar en oscilaciones en la frecuencia resonante del sistema. Esto se traduce en posibles sobretensiones y distorsión armónica excesiva. La resistencia del sistema tiende a amortiguar las oscilaciones, especialmente a frecuencias más altas y a mayores distancias de las perturbaciones. Debido a valores de capacitancia más altos asociados a los cables submarinos, las frecuencias resonantes tienden a ser menores, así como su atenuación.

Para comenzar con el análisis del sistema se determinan los puntos de frecuencia de resonancia y su naturaleza en serie o en paralelo. Para ellos se efectúa un tratamiento de la frecuencia, inyectando una corriente unidad (o un amperio) en cada bus a la frecuencia de interés. La respuesta del voltaje del bus resultante es igual a la impedancia del punto de activación en por unidad (o en Ω) en el dominio de la frecuencia. Los resultados se analizan en las ubicaciones y frecuencias más sensibles y propensas de ser fuentes de armónicos.

A continuación, se determina la respuesta del sistema a la excitación de esos puntos de frecuencia resonantes. Para ello se realiza un estudio del flujo de potencia armónico, hecho en el dominio de la frecuencia. Se calcula

la respuesta de estado estable a múltiples fuentes de armónicos. Los resultados deben demostrar si se cumplen los límites de distorsión de tensión y los valores nominales de corriente, y también verifican el rendimiento de los filtros de armónicos. La simulación de los transitorios electromagnéticos también juega un papel importante cuando se realizan operaciones de conmutación de interruptores automáticos, ocurren faltas, conmutación con electrónica de potencia, se emplea control dinámico o fuentes no armónicas excitan los puntos de resonancia del sistema. Con la simulación de los transitorios electromagnéticos en el dominio del tiempo, a menudo es necesario postprocesar las formas de onda utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT) para evaluarlas.

Para calcular el orden del primer armónico en resonancia se utiliza la siguiente fórmula donde MVA_s es la resistencia al cortocircuito del sistema en el cable y MVA_c es la potencia reactiva del cable a la tensión nominal.

$$h = \sqrt{MVA_s / MVA_c} \quad (2.104)$$

Es importante remarcar que esta fórmula desprecia el contenido capacitivo de la línea por lo que está ofreciendo un valor sobredimensionado.

En resumen, los sistemas que emplean cable submarino tenderán a tener frecuencias resonantes más bajas, debido a un mayor efecto capacitivo de la línea, lo que hace que la atenuación de los efectos indeseados de los armónicos sea menor.

2.9.1 Calentamiento producido en los conductores

Debido a la circulación de intensidad se producen pérdidas, siendo muy significativas las pérdidas por calentamiento. Como se ha comentado anteriormente, debido a la conducción de armónicos a través de los cables se produce un aumento de la intensidad en circulación, consiguiendo por tanto un calentamiento superior en los mismos.

Las pérdidas en cada conductor vienen dadas por la fórmula 2.71, donde se tienen en cuenta todas las afectaciones de las diferentes frecuencias que afectan en cada caso. Para las pérdidas en pantalla y armadura se ha empleado una publicación [8] que escapa al alcance de este trabajo. Para las pérdidas dieléctricas en el aislamiento se ha empleado la fórmula 2.72 aunque, como se observa en los datos, estas tienen cambios muy poco significativos en las pérdidas totales. El aumento de la temperatura se ha calculado mediante la fórmula 2.73 [9]. En ella intervienen:

- T_1 : resistencia térmica por conductor aislado entre conductor y cubierta [K.m/W].
- T_2 : resistencia térmica entre cubierta y armadura [K.m/W].
- T_3 : resistencia térmica del revestimiento externo [K.m/W].
- T_4 : resistencia térmica del medio circundante (elevación de la temperatura de la superficie del cable por encima del ambiente en relación con las pérdidas por unidad de longitud) [K.m/W].
- λ_1, λ_2 : relación de las pérdidas totales en cubiertas metálicas y armaduras respectivamente a las pérdidas totales del conductor.

$$P_{j_{conductor}} = \sum_i R_i \cdot I_i^2 \quad (2.105)$$

$$Wd = \omega \cdot C \cdot V^2 \cdot \tan(\delta) \quad (2.106)$$

$$\Delta\theta = \left(R \cdot I^2 + \frac{Wd}{2} \right) \cdot T_1 + (R \cdot I^2(1 + \lambda_1) + Wd) \cdot T_2 + (R \cdot I^2(1 + \lambda_1 + \lambda_2) + Wd) \cdot (T_3 + T_4) \quad (2.107)$$

En el capítulo 3 y 4, expuestos más adelante, se muestra ejemplos con aplicación numérica del cálculo de pérdidas por armónicos.

2.9.2 Pérdidas por armónicos en la generación eólica marina

Actualmente existen distintas tecnologías de generación eólica off-shore, siendo la más empleada la de los aerogeneradores de velocidad variable ya que presentan varias ventajas en su operación, así como una interacción con la red la cual afecta en menor medida a la calidad de la misma.

Los dispositivos electrónicos de potencia empleados en estos aerogeneradores contienen una tecnología avanzada de semiconductores y métodos de control avanzados para transferir energía desde el generador a la red cumpliendo con los requisitos establecidos. Sin embargo, hay problemas con respecto a la calidad de la energía, la estabilidad de la tensión, las pérdidas de transmisión y la fiabilidad que deben abordarse y mejorarse para explotar el potencial y las ventajas que tienen los grandes parques eólicos marinos como elementos importantes en el cumplimiento de objetivos de energía renovable mientras se mantiene un sistema de generación de energía estable y robusto.

Los armónicos generados por los convertidores de potencia pueden ser el motivo de problemas en las redes donde pueden existir resonancias armónicas en grandes parques eólicos marinos. Los cables eléctricos submarinos, a diferencia de los cables terrestres subterráneos, deben estar fuertemente blindados y, en consecuencia, son estructuras complejas que tienen muchas capas concéntricas de diferentes materiales como se ha tratado en secciones anteriores. El acoplamiento inductivo a través de los límites del material contribuye a la impedancia general del cable y, por lo tanto, estas relaciones complejas afectan al nivel de distorsión y amplificación de la forma de onda de la tensión e intensidad debido a posibles resonancias, ya que la característica eléctrica de los cables en el dominio de la frecuencia depende de su disposición geométrica y las de capas de material.

En particular, los cables submarinos tienen una capacitancia relativamente mayor en comparación con las líneas aéreas, lo que les permite elevar la incidencia en escenarios resonantes. En consecuencia, es necesario estudiar con más detalle las diferentes categorías de problemas de resonancia; en particular para parques eólicos marinos conectados al sistema de transmisión con cables de alta tensión. Un sistema de transmisión eléctrica puede aumentar los voltajes armónicos o las corrientes armónicas que se encuentran en una frecuencia de resonancia o cerca de ella. Este problema se vuelve bastante complejo y hace que el análisis armónico preciso de los parques eólicos marinos sea mucho más complejo, ya que involucra modelos avanzados para todos los componentes del sistema, incluida la red de alta tensión externa con cargas de consumidores que presentan las mayores incertidumbres.

Los estudios donde se analiza el flujo de cargas armónicas únicamente se llevan a cabo en instalaciones con un alto grado de potencia. Es por ello por lo que en las instalaciones eólicas terrestres solo se aplica en situaciones donde se alcancen cientos de MW, excluyendo pequeños de parques eólicos dispersos.

Actualmente existen una serie de criterios para que un parque eólico pueda unirse a la red eléctrica. De esta forma las compañías distribuidoras y de transporte se aseguran de que los parámetros de diseño de sus líneas se respetan en todo momento. Para ello, en las eólicas se hace uso de sistemas de control externos, mediciones, control de las turbinas eólicas de forma individual, control de los transformadores del parque, uso de compensadores de potencia reactiva, etc. Debido al conjunto de elementos que conforman el control de estas plantas, la red se beneficia de una serie de ventajas, siendo la más destacable la generación de energía reactiva, la cual es muy útil para la estabilización de la tensión.

Para analizar el comportamiento de los armónicos en este entorno, principalmente generados por los convertidores de potencia, se hace uso de funciones de probabilidad. Las emisiones armónicas totales de una planta de generación eólica dependen de las características estadísticas de las corrientes armónicas o los vectores de voltaje de cada aerogenerador. Las funciones de distribución de probabilidad de sus magnitudes y ángulos de fase pueden resultar muy útiles en estudios armónicos detallados.

El número de plantas eólicas con aerogeneradores con convertidores de escala completa está aumentando rápidamente. Cada vez más fabricantes de aerogeneradores como General Electric (GE), Siemens, Vestas y Gamesa utilizan convertidores *back-to-back* en sus productos. En la actualidad, estos aerogeneradores están conectados generalmente a través de una red de cables de MT muy extendida, prácticamente sin consumo y

conectados al sistema de transmisión por cables de AT de gran longitud. Esto representa nuevos desafíos técnicos en relación con el estudio del origen, la propagación y los efectos de los armónicos.

Los aerogeneradores actuales con una potencia superior a 2MW son principalmente turbinas de velocidad variable. Para aplicaciones en alta mar, donde los requisitos de bajo mantenimiento son esenciales, se ha llegado a la conclusión de que los aerogeneradores con un generador excitado por imán permanente son los más aptos, en cuyo caso se debe aplicar un convertidor *back-to-back* a gran escala. La eficiencia de conversión de este sistema es muy competitiva, especialmente en funcionamiento a carga parcial.

En comparación con un sistema convencional con un generador de inducción doblemente alimentado, la eficiencia en el rango de carga parcial es notablemente mayor, lo que se traduce en mayores ingresos para los productores de energía eólica. Esta y muchas otras ventajas contribuyen a que los convertidores de potencia a gran escala en aerogeneradores se hallan asentado como el método estándar actual. Un ejemplo sobre sus beneficios es que, a la hora de enfrentarse a una falta extrema en la red, el convertidor de potencia de capacidad nominal completa puede proporcionar el 100% de corriente reactiva [10] para respaldar la red, lo cual es requerido por muchos códigos de red europeos en la actualidad.

Actualmente, los aerogeneradores de hasta 5MW se producen en serie mientras que los de niveles de potencia superior están en desarrollo o en etapa de prototipo. Estos últimos son lo que se emplearán en las grandes instalaciones eólicas en alta mar.

En las grandes instalaciones eólicas *off-shore*, las futuras turbinas deben de responder a nuevos requisitos de control, ya que los requisitos del código de red pueden ser más estrictos y el control avanzado en los convertidores de potencia permite la implementación de funciones avanzadas para mejorar el. Un ejemplo de estos nuevos requisitos en los códigos de red puede ser requerir amortiguación armónica para mejorar la calidad de la energía. Es por ello por lo que un desafío importante en el diseño actual de convertidores y filtros es cumplir con los requisitos de emisión de armónicos de acuerdo con los estándares IEEE [11] e IEC [12].

Para cumplir con estos requisitos, se utiliza el enfoque optimizado de patrones de pulso. Esta técnica permite que el convertidor elimine los armónicos de alto y bajo orden. En algunas ocasiones, para mejorar el espectro de emisión de armónicos del convertidor de red, el filtro de red pasivo actúa para eliminar los armónicos de orden superior restantes. Por lo tanto, el convertidor típicamente empleado en la generación eólica funciona con un patrón optimizado de impulsos en el lado de la red. Las diferentes modulaciones utilizadas por los fabricantes implican diferentes espectros armónicos de los convertidores de potencia.

Las estrategias de modelado de fuentes de armónicos y componentes de red en varios enfoques empleados en el análisis de armónicos del sistema de potencia a veces son insuficientes. Se ha observado que diferentes técnicas de modelado han dado resultados diferentes. Es por eso por lo que el procesamiento de datos de medición y la validación de modelos juegan un papel crucial. Las técnicas de simulación en los dominios de frecuencia, tiempo y armónicos y el modelado de los aerogeneradores como fuentes de armónicos a veces deben ampliarse y evaluarse la precisión para diferentes casos. Como se ha comentado anteriormente, depende del grado de detalle y exactitud que se busque con la simulación, habrá que escoger entre un método u otro. Esto hace necesario investigar cual método es el más apropiado con el objetivo de lograr un mejor ajuste entre la teoría y los resultados experimentales o prácticos.

Se ha observado que las resonancias pueden ser provocadas por una fuente de distorsión relativamente pequeña en el sistema o por una situación de desequilibrio que tiene influencia en los componentes del convertidor o en la estrategia de control aplicada. La amplificación resultante de la pequeña fuente por las características resonantes del sistema puede comprometer el funcionamiento normal o incluso provocar inestabilidad. Este fenómeno puede aparecer en el caso de grandes plantas *off-shore* donde pueden aparecer picos de resonancia en un rango de frecuencia de hasta 2000 Hz. Esto se investiga mediante el uso de un modelo equivalente de parque eólico en el dominio de la frecuencia con un convertidor de potencia como la principal fuente de armónicos.

Cada configuración de aerogeneradores debe investigarse en cooperación con los fabricantes, lo que aumenta la complejidad y las dificultades del modelado. Este problema no es solo con referencia al análisis armónico, existe en todas las ramas del modelado. Muestra la necesidad de ampliar los requisitos para los datos proporcionados por los fabricantes y describir mejor los métodos de modelado en los estándares.

Las sobretensiones transitorias en la red de evacuación de los parques eólicos marinos son efectos muy destacables en los mismos. Esto se debe a que se experimentan altas sobretensiones al desconectar de la red de los parques eólicos marinos mientras los aerogeneradores están en funcionamiento.

En la planificación y estudio de parques eólicos, actualmente se emplean modelos digitales limitados de los aerogeneradores para realizar los estudios de diseño. Dichos modelos dinámicos se basan en un diseño genérico de, por ejemplo, turbinas de velocidad variable que emplean un convertidor de escala completa. En la realidad, los aerogeneradores están conectados a la red a través de un sistema convertidor de frecuencia, que suministra a la red eléctrica la potencia activa y reactiva generada a la frecuencia del sistema eléctrico.

A modo de refuerzo de este estudio de armónicos se muestran ejemplos de aplicación de estos cálculos en el siguiente capítulo.

3 ARMÓNICOS GENERADOS POR CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS EN GENERACIÓN EÓLICA, ESPECIALMENTE MARINA.

Para dar un contexto numérico donde se puedan obtener valoraciones reales, a lo largo de este capítulo se va a aplicar lo desarrollado en capítulos anteriores a casos reales de estudio.

A continuación, se muestran datos obtenidos como ejemplo de las mediciones realizadas en el Proyecto PSO-F&U nr. 2005-1-6345 [13] en el parque eólico marino de Nysted, Burbo Bank y Horns Rev. 1.

- Nysted. Este parque consta de 72 aerogeneradores, cada uno con una potencia nominal de 2,3 MW. La línea alimentadora de energía es de 33 kV y conecta las 8 líneas de las 8 filas de aerogeneradores, se conectan de 4 a 4 en la plataforma del transformador y se transforman a 132 kV, el nivel de tensión del cable en tierra, tal y como muestra la figura 3.1.

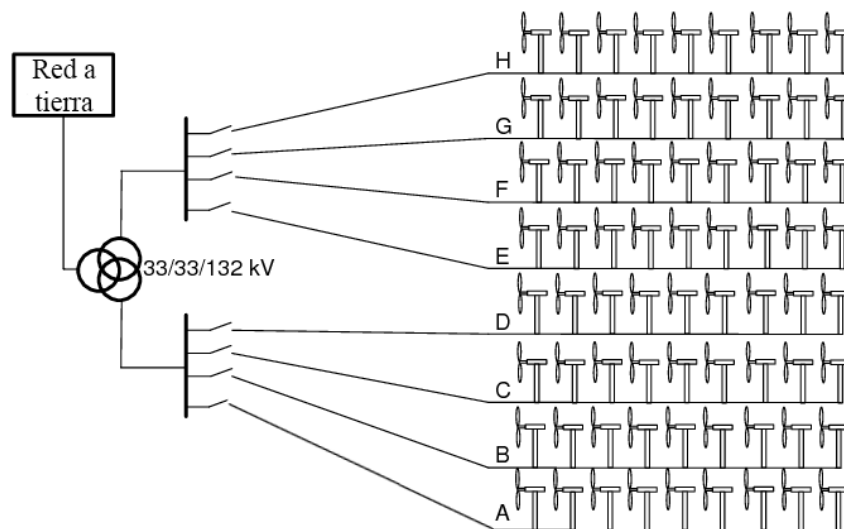


Figura 3.1 Esquema de conexiones en el parque eólico marino de Nysted

- Burbo Bank. Es el primer proyecto en alta mar que utiliza las turbinas Siemens Power Generation SWT-3.6-107 de 3,6 MW, con un total de generación de 90 MW originalmente, el cual se amplió a 348 Mw en 2017. La conexión original de los aerogeneradores a la subestación es de 33 kV, transformándose en 132 kV en la subestación para la conexión a la red. [14]
- Horns Rev. 1. Este parque cuenta con 80 aerogeneradores Vestas V80 de 2,0 MW cada uno, un total de 160 MW. Los aerogeneradores están interconectados con un sistema de cables de 33 kV, conectándose a la subestación que eleva la tensión a 150 kV antes de que la electricidad se lleve a la costa a través de un cable submarino de 21 kilómetros. [15]

En estos casos, la línea alimentadora radial en las tres instalaciones eólicas *off-shore* se desconectó mientras algunos de los aerogeneradores estaban conectados o en producción obteniendo como resultado sobretensiones transitorias.

La tensión y la corriente de secuencia positiva en el lado del cable se muestran en la figura 3.2 y la figura 3.3, respectivamente.

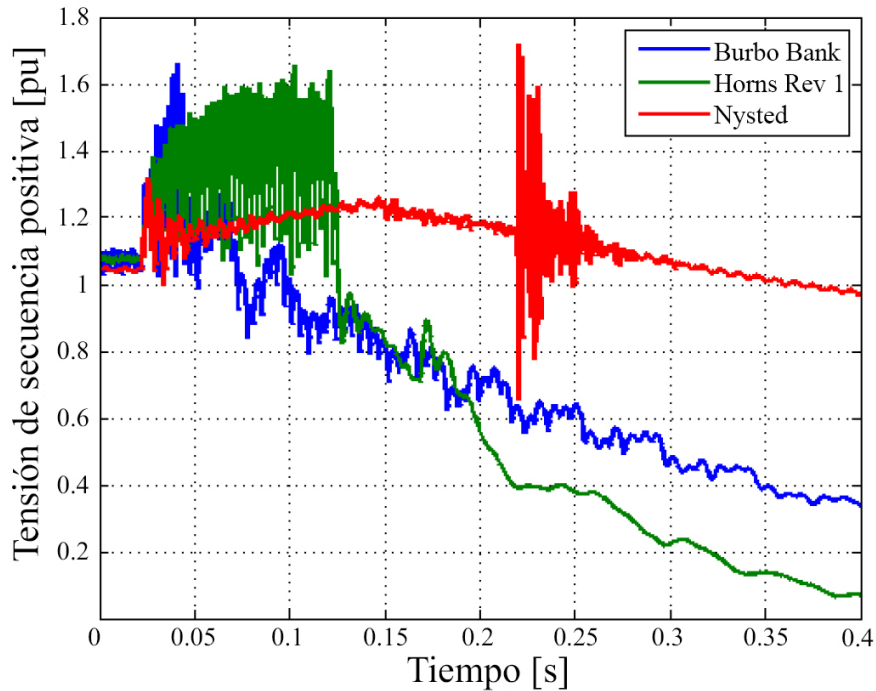


Figura 3.2 Componentes simétricas de tensión en líneas alimentadores de tres instalaciones eólicas *off-shore*

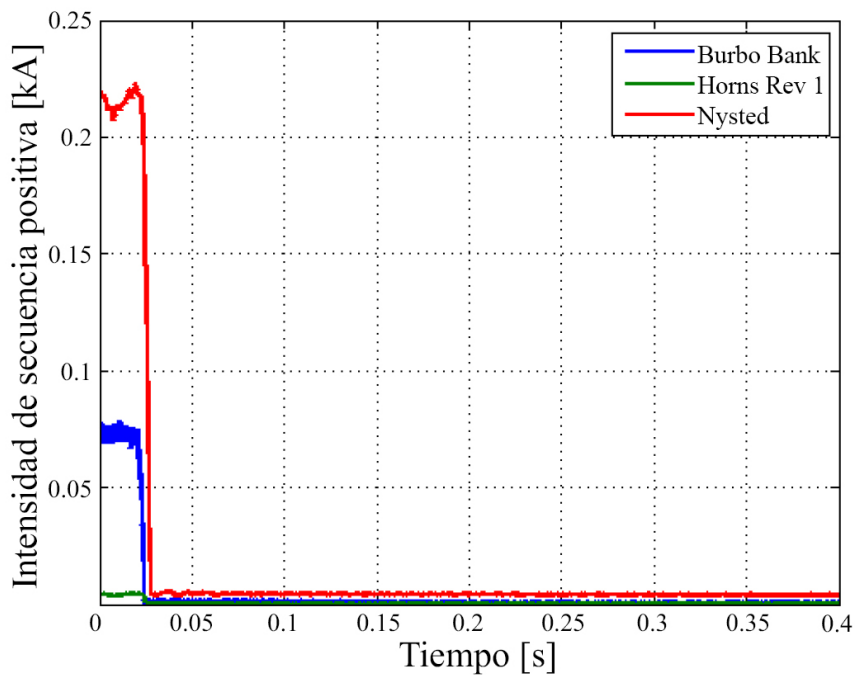


Figura 3.3 Componentes simétricas de intensidad en líneas alimentadores de tres instalaciones eólicas *off-shore*

Como se puede observar en la figura que representa la tensión, estos efectos tienen una alta peligrosidad ya que se alcanzan tensiones un 70% superiores a la tensión nominal. Es por ello que el sistema debe de soportar estos esfuerzos y tener unos límites de diseño adecuados. A su vez hace ver que el orden de desconexión tiene una alta importancia a la hora de evitar efectos indeseados como los mostrados anteriormente.

3.1 Afectación de los cables por la propagación de armónicos

Los cables aislados son elementos capacitivos como se ha mencionado en apartados anteriores y como las redes de transmisión tienen un carácter altamente inductivo, su asociación crea resonancias en serie o en paralelo según el punto de la red desde donde se analice la situación. Estas resonancias están siendo investigadas hoy día por los operadores de sistemas para evaluar las distorsiones armónicas [16], [17]. En estudios recientes, se observó que estos fenómenos son responsables de amplificaciones armónicas de fondo que pueden alcanzar varias veces las amplitudes armónicas iniciales, principalmente en los primeros armónicos impares [18].

A continuación, se va a tratar el fenómeno de la amplificación armónica de fondo. Dando los resultados del estudio de las restricciones armónicas para las conexiones de los parques eólicos marinos y, finalmente, explicar el impacto de las corrientes armónicas en los diseños de cables. Estos armónicos de fondo son armónicos que provienen de la red. En los ejemplos de parques eólicos, los armónicos generados por las turbinas eólicas no están dentro del este estudio.

3.1.1 Ejemplo de conexiones de parques eólicos marinos

Tomando como ejemplo los seis primeros parques eólicos marinos en Francia, recientes estudios [19] mostraron que tales conexiones estarán potencialmente sujetas a altas distorsiones armónicas. Estos parques eólicos marinos están conectados a la red de 225 kV con cables XLPE aislados. Estos cables tienen una longitud de entre 38 y 60 km por lo que inyectan una gran cantidad de potencia reactiva por su alto carácter capacitivo. Para limitar esta potencia reactiva inyectada en la red, los reactores de derivación se instalan en tierra (y no en alta mar, ya que ocuparían mucho más espacio y sería más costoso). Como consecuencia, los voltajes en régimen permanente son más altos en el punto de entrega en alta mar que en el punto de conexión en tierra, lo que requiere diseñar un transformador elevador para controlar el voltaje en las conexiones independientemente del voltaje de la red. En la figura 3.4 se muestra un diagrama unifilar de una conexión.

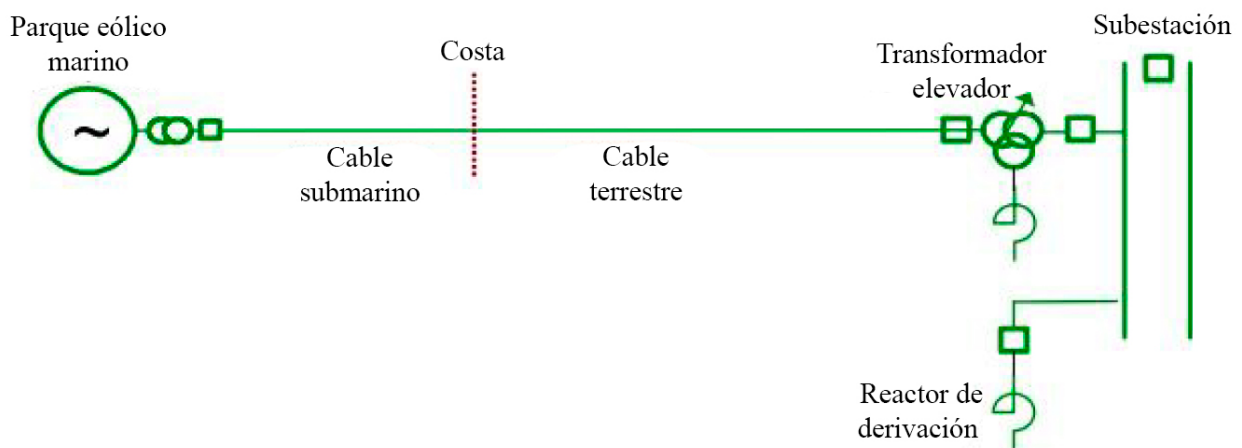


Figura 3.4 Diagrama unifilar de la conexión de un parque eólico

Se diseña un cable de conexión para 250 MW, por lo que los parques eólicos de 500 MW se dividen en dos mitades, cada una con una conexión. Los transformadores elevadores están compuestos por una unidad de excitación equipada con un cambiador de tomas y una unidad en serie de relación unitaria. El interés del transformador elevador es dar la posibilidad de controlar el voltaje en la conexión sin cambiar el voltaje en la red. La unidad de excitación recibe la tensión del lado primario y la reinyecta parcialmente en fase o en oposición de fase en el lado secundario a través del transformador en serie para aumentar o reducir respectivamente la tensión del lado secundario.

A partir de simulaciones, se pueden calcular los factores de amplificación de las tensiones armónicas y las corrientes armónicas. Las simulaciones se realizan en el dominio de la frecuencia de 50 Hz a 2500 Hz con un paso de frecuencia de 1 Hz. Como ejemplo, la figura 3.5 muestra amplificaciones de armónicos de

voltaje calculadas en el punto de entrega en alta mar. Estos factores de amplificación ilustran cómo los armónicos medidos podrían amplificarse con futuras conexiones de parques eólicos marinos.

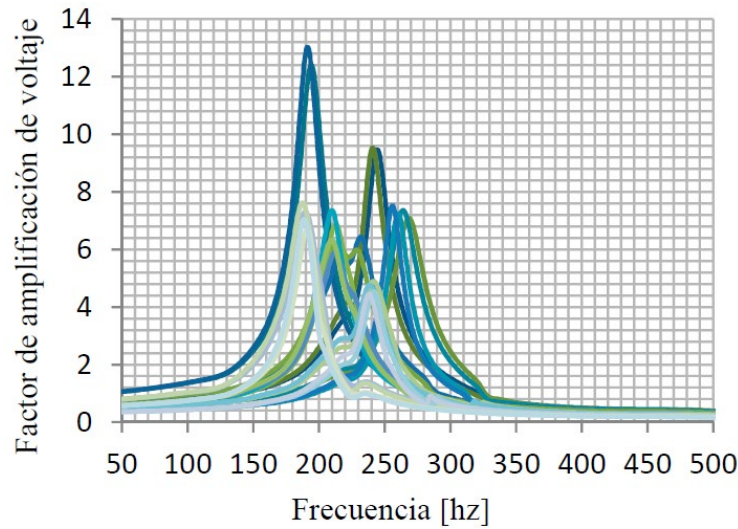


Figura 3.5 Factores de amplificación de tensión calculados en el punto de entrega en la costa en varios escenarios

En esta figura se puede observar una amplificación de un valor medio de 10 centrada en el 5º armónico. Esta amplificación se puede traducir en un futuro en un gran problema de sobretensiones en la red.

Las resonancias también son responsables de las elevadas corrientes armónicas en los cables. Se ha observado que las corrientes son más significativas en el lado del transformador donde se encuentra la tensión regulada, es decir, en el extremo terrestre del cable. La figura 3.6 ilustra la peor situación con una distribución de corriente armónica que podría afectar al cable si la tensión de la red contuviera el 1% de cada armónico impar.

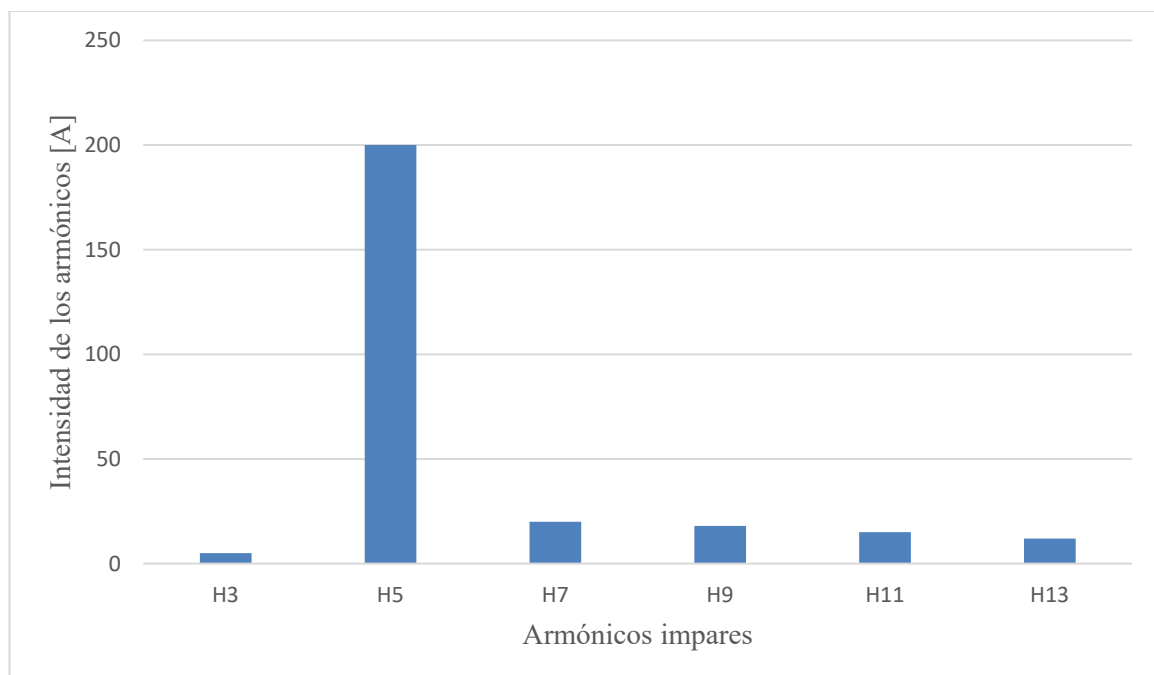


Figura 3.6 Corrientes armónicas en los cables de conexión para el 1% de la tensión de red para cada armónico

Actualmente estas intensidades tan elevadas pueden presentar un problema debido al calentamiento de los componentes, pérdidas y menor fiabilidad de los componentes. Es por ello por lo que se están buscando diferentes soluciones para reducir estos armónicos, entre ellas, el filtrado pasivo parece ser el más conveniente. Los resultados obtenidos tras la colocación de un filtro pasivo para el 5º armónico se muestran en la figura 3.7.

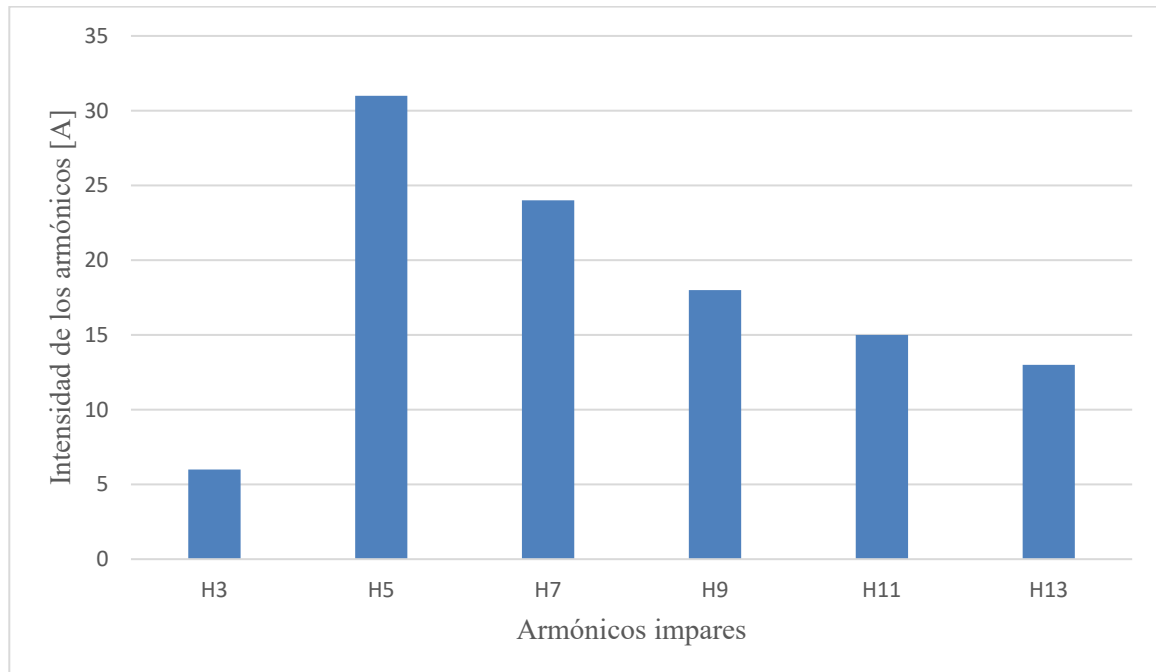


Figura 3.7 Corrientes armónicas en los cables de conexión para el 1% de la tensión de red para cada armónico con filtro de 5º armónico instalado

Este ejemplo muestra que la calidad del voltaje se asegura gracias a los filtros, aunque las corrientes armónicas aún circulan a través de los cables. Es por ello por lo que es necesario estudiar el impacto de los armónicos en el diseño de los cables.

3.1.2 Impacto armónico en el diseño de cables

En condiciones normales no se estudia el impacto de armónicos en los cables de alta tensión alterna ya que los niveles que alcanzan no son muy significantes en cuanto al impacto que generan en términos eléctricos y térmicos.

3.1.2.1 Impactos en la rigidez dieléctrica del cable

En situaciones donde la intensidad de los armónicos es alta, el voltaje se ve amplificado afectando a la rigidez dieléctrica y por tanto a la vida útil del cable.

Por ejemplo, con una amplificación de 10 en el 5º armónico, y dado que el 5º armónico se ha supuesto inicialmente al 1% de la tensión fundamental, con esta amplificación de 10 se puede apreciar en el aislamiento del cable una tensión adicional permanente de unos 14 kV.

En cables de 220 kV, su tensión máxima de operación es de 245 kV fase-fase [20] o 141 kV fase-tierra. Si se considera el peor escenario, es decir, el 5º armónico está en fase con el fundamental, se lograría una tensión de 156 kV fase-tierra, superando los límites de diseño y consiguiendo un acortamiento de su vida útil del 77%.

Para evitar esta situación, la amplitud de los armónicos 3, 5 y 7 se limita al 4% de la fundamental.

3.1.2.2 Impactos en el diseño térmico del cable

De nuevo, cuando se dan situaciones donde la amplitud de los armónicos es elevada, las pérdidas en los cables pueden intensificarse debido a los posibles aumentos de intensidad.

Esto puede provocar un aumento de los puntos calientes o una acentuación mayor de los ya presentes suponiendo cuellos de botella a lo largo de la línea. Esto genera un estrangulamiento de la intensidad, limitando la capacidad de transporte de la línea.

Como se ha demostrado en fórmulas anteriores la resistencia eléctrica de los conductores aumenta con la frecuencia, por lo que, si los armónicos tienen una gran amplitud, la resistividad del cable aumenta y a su vez sus pérdidas.

A continuación, se muestran datos de pérdidas obtenidos en diferentes escenarios:

- A. Pérdidas de cable y temperatura de la fundamental sin considerar armónicos. La situación muestra un cable completamente cargado que puede ser el caso en la parte de llegada a tierra de una conexión de generación eólica marina.
- B. Ejemplo del impacto de + 0,1 W/m en cada conductor.
- C. Ejemplo del impacto de + 1 W/m en cada conductor.

	P _j en cada conductor [W/m]	P _j en cada pantalla [W/m]	P _j en la armadura [W/m]	W _d [W/m]	Temperatura del conductor [°C]
A	11,8	6.37	21.59	0.51	88
B	11,9	6.43	21.78	0.51	88.7
C	12,8	6.91	23.42	0.51	94.1

Tabla 3.1 Ejemplo de pérdidas en un cable XLPE trifásico (Temperatura cond. máx. = 90°C)

Como conclusión, en este escenario el incremento de la temperatura de los cables puede llegar a ser de 6 °C, aunque esto sería en momentos específicos y de corta duración en la vida real ya que se ha supuesto unas potencias activas y reactivas máximas, así como un índice de armónicos muy elevado. Es por ello por lo que el riesgo de sobrecalentamiento de los cables es muy bajo con respecto a la aparición de las violaciones de restricciones técnicas eléctricas.

3.2 Comparación entre resultados medidos y modelados

A continuación, se ofrecen una serie de comparativas entre diferentes métodos de modelado y los resultados obtenidos mediante mediciones reales. Para los dos primeros casos [21] se han empleado métodos que parten de las fórmulas analíticas usando el modelo en P_i dependiente de la frecuencia y emplean únicamente el efecto pelicular y prescinden del efecto de proximidad. Para tener en cuenta este efecto se podrían emplear técnicas de análisis mediante el método de elementos finitos [22] [23], partición de conductores [24] [25] o método de los momentos [26] [27] [28]. Cada técnica tiene sus ventajas y desventajas en cuanto a complejidad, precisión, tiempo de cómputo, fenómenos que representan y otros aspectos. El modelo en P_i dependiente de la frecuencia se implementa directamente en Simscape Electrical (MATLAB/Simulink) y se ha escogido la técnica BackwardEuler como método de resolución para los cálculos en el dominio del tiempo.

3.2.1 Primera comparación

En este primer caso se ha escogido un cable trifásico submarino enterrado como el mostrado en la figura 3.8.

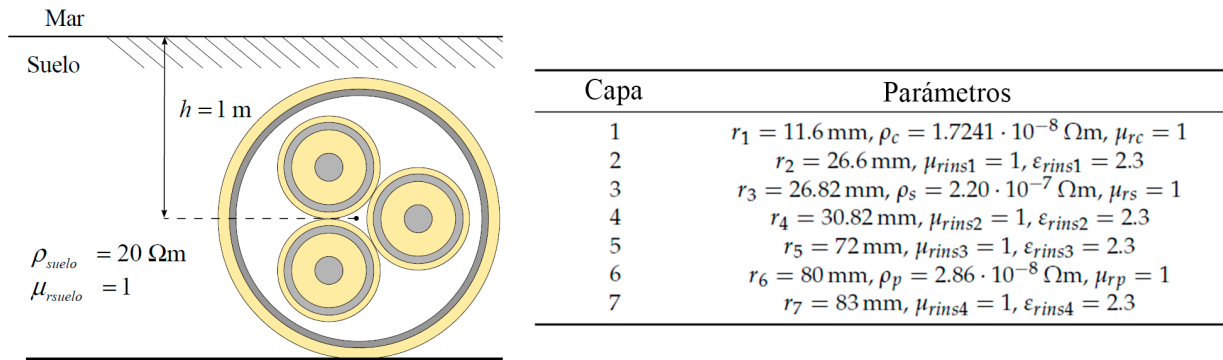


Figura 3.8 Características del cable del primer caso

El objetivo de la validación es representar el estado estacionario y los transitorios que comprenden frecuencias de hasta 10 kHz. Para validar el modelo en el dominio del tiempo se ha utilizado la configuración de prueba de la figura 3.9 considerando una longitud de cable de 50 km. La prueba consiste en energizar una fase del cable con una fuente de corriente alterna de 100 kV en su extremo de envío y con el extremo de recepción abierto.

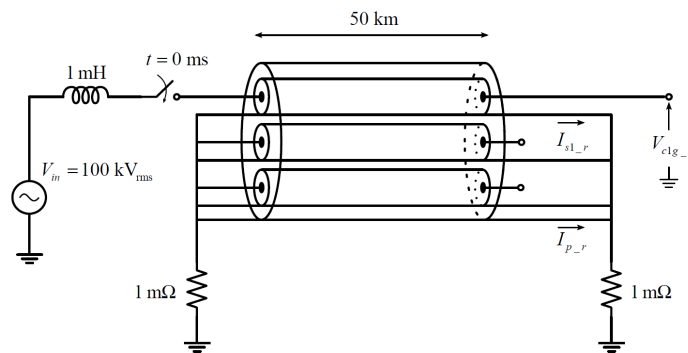


Figura 3.9 Configuración de prueba para el primer caso

En la figura 3.10 se muestra la respuesta en el dominio del tiempo en el extremo final de recepción del cable. Cada gráfico muestra información sobre el estado estable y el estado transitorio (parte superior) y un enfoque durante los primeros 10 ms (parte inferior) donde se muestra la respuesta transitoria en detalle.

Como se muestra en la figura 3.10, los resultados del modelo muestran una muy buena concordancia con los obtenidos del modelo de referencia en forma y amplitud de onda.

La figura 3.11 muestra la magnitud y la fase de la admitancia del cable. Como se indica para las señales en el dominio del tiempo, la admitancia del cable (magnitud y fase) es muy similar para ambos modelos hasta un valor de frecuencia de 10 kHz.

Existen varias posibles mejoras para obtener un modelo más preciso:

- La parametrización empleada por el modelo ULM del programa PSCAD/EMTDC no es exactamente la misma que la referencia.
- El modelo en Pi dependiente de la frecuencia se adapta para considerar frecuencias de hasta 10 kHz, aumentando este rango se consigue un mayor grado de exactitud, pero se necesitan modelos más costosos computacionalmente hablando.
- Este modelo solo tiene en cuenta la dependencia de la frecuencia para Z_{Couter} , Z_{Souter} y Z_{Aouter} .

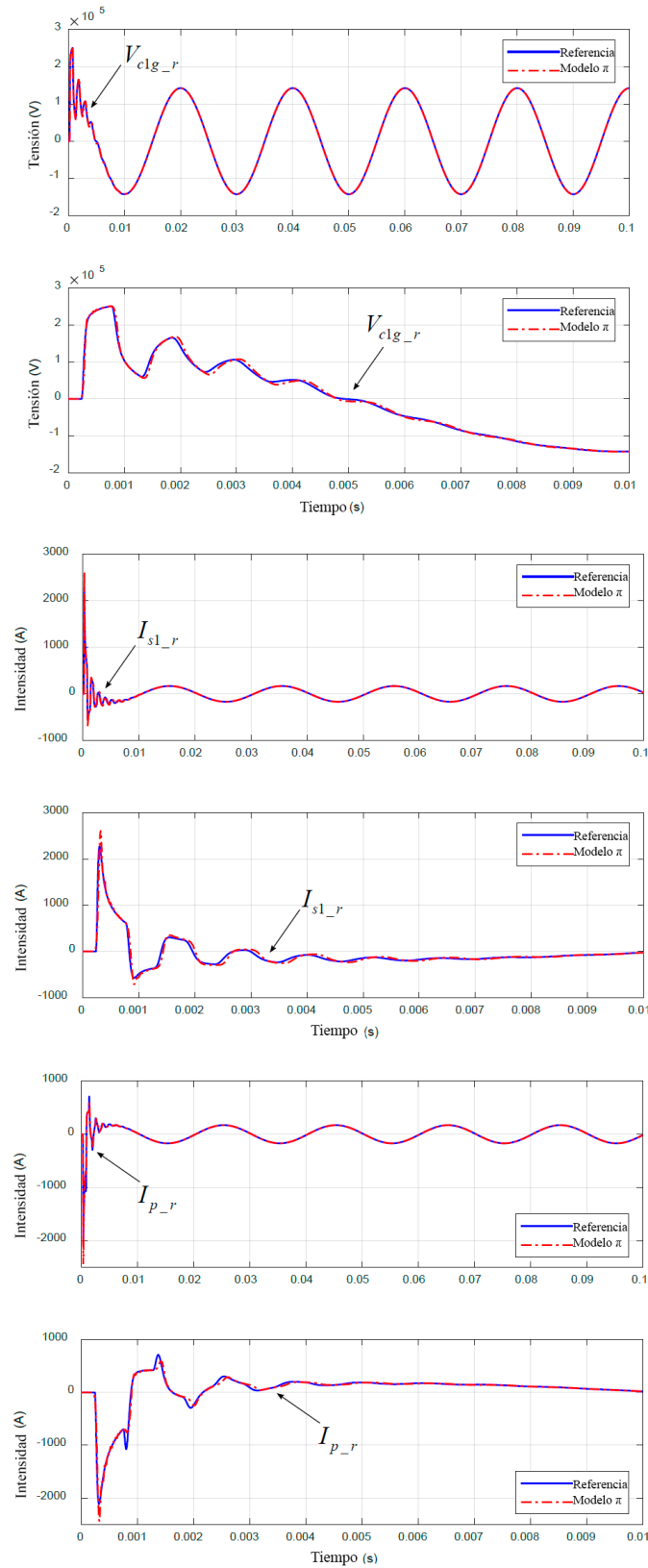


Figura 3.10 Comparación de la respuesta en el tiempo para el primer caso

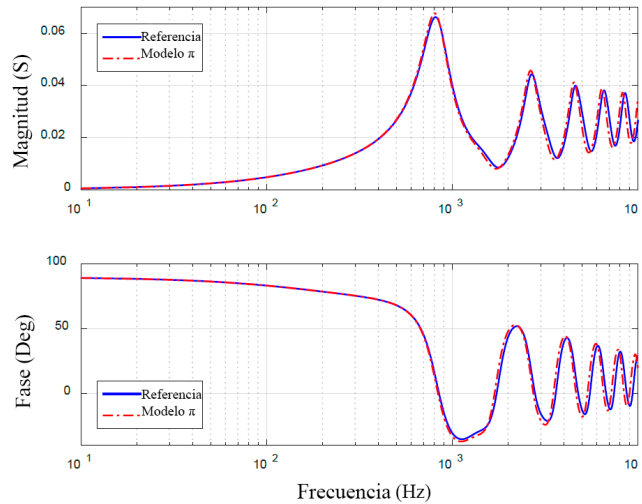


Figura 3.11 Comparación de la admitancia del cable según la frecuencia para el primer caso

3.2.2 Segunda comparación

El cable empleado en esta comparación consiste en tres cables monofásicos con aislamiento en XLPE como los mostrados en la figura 3.12.

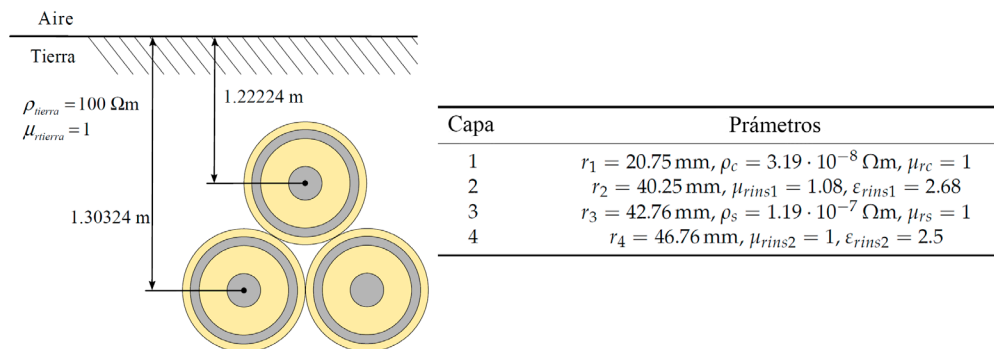


Figura 3.12 Características del cable del segundo caso

Como en el caso anterior, el objetivo es validar el modelo en estado estacionario y los transitorios que comprenden frecuencias de hasta 10 kHz. En este caso la longitud del cable es de 50 km y el método es similar al anterior, aunque muestra variaciones según la figura 3.13.

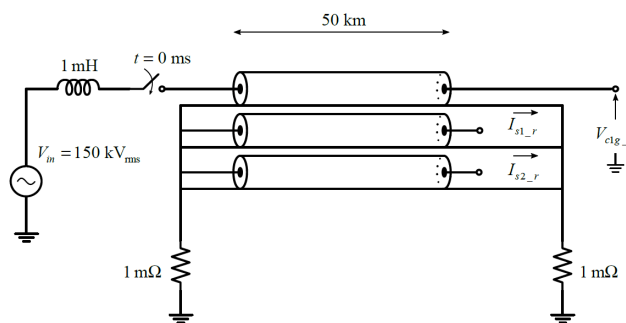


Figura 3.13 Configuración de prueba para el segundo caso

La figura 3.14 muestra la respuesta en el dominio del tiempo de las señales del extremo receptor para el estudio de segundo caso. Como en el caso anterior, cada gráfico muestra información sobre el estado estacionario y transitorio (parte superior) y detalle de los primeros 10 ms (parte inferior) para mostrar la respuesta transitoria.

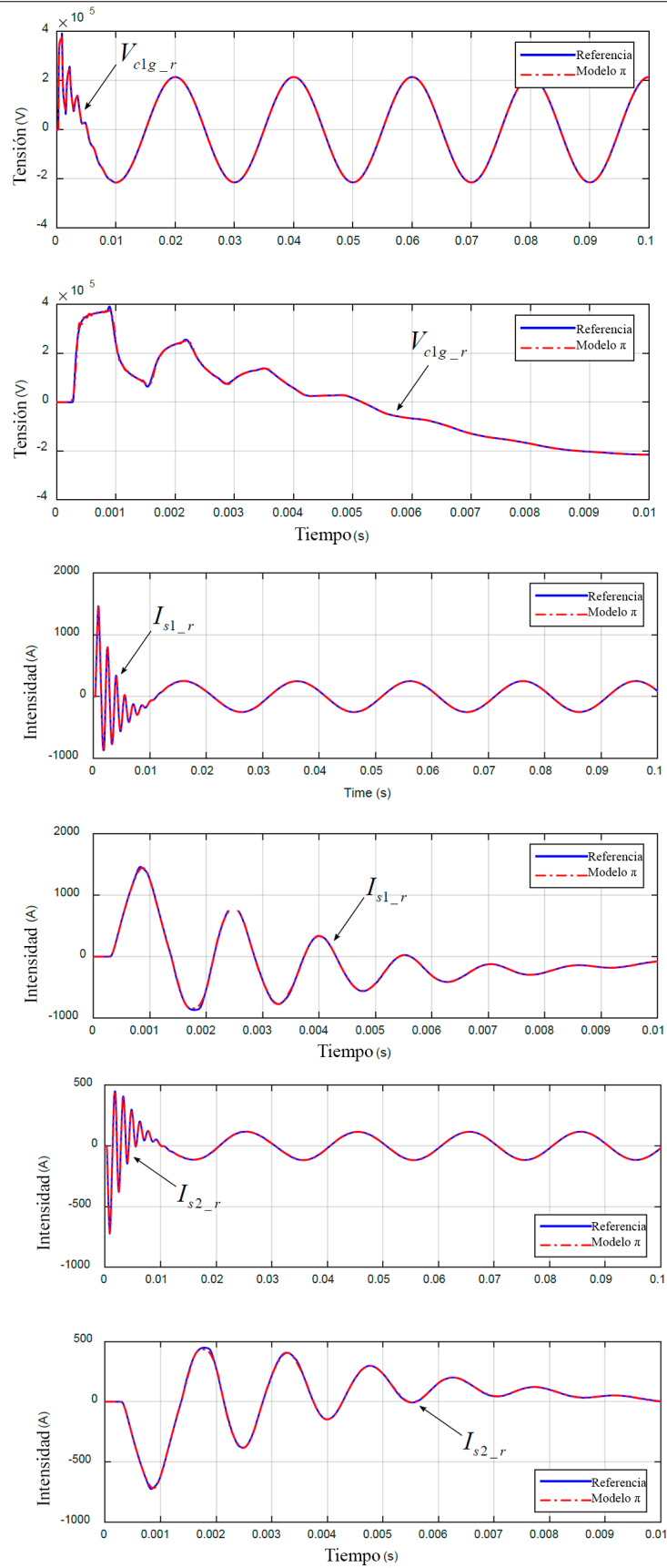


Figura 3.14 Comparación de la respuesta en el tiempo para el segundo caso

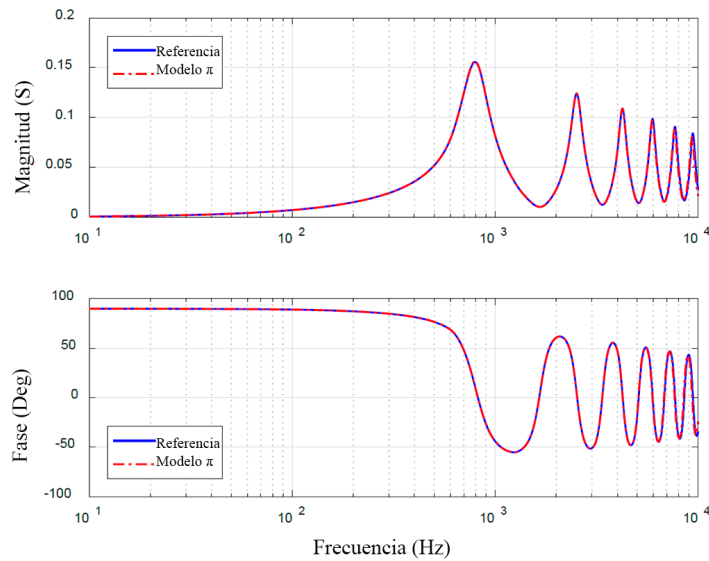


Figura 3.15 Comparación de la admitancia del cable según la frecuencia para el segundo caso

Como se muestra en las figuras anteriores, los resultados en el dominio del tiempo y la frecuencia obtenidos del modelo muestran una muy buena concordancia con los obtenidos del modelo de referencia. La forma y la amplitud de las señales de tiempo son muy similares y el modelo obtiene una buena representación del tiempo de viaje de la onda. Además, se puede observar que los resultados obtenidos para este caso de estudio presentan una desviación menor en comparación con el anterior. Esta menor desviación se debe principalmente a que la formulación utilizada para la parametrización de los cables (cables unipolares) es la misma que la utilizada por el modelo ULM del software PSCAD/EMTDC.

3.2.3 Tercera comparación

Para la tercera y cuarta comparación el enfoque trata de comparar la respuesta de los cables frente a efectos transitorios. Es por ello por lo que se va a emitir un impulso de $1.2/50 \mu\text{s}$ de duración para simular una sobretensión procedente de un rayo [29].

Para el tercer caso, se ha medido un sistema de cables trifásicos de un solo núcleo con aislamiento de XLPE de 1200 mm^2 , 400 kV de tensión y 8 km de longitud.

El propósito en este caso es analizar el modelo del cable, certificar la precisión del modelo y utilizar la propagación de onda para identificar discrepancias entre las mediciones y las simulaciones. Para la prueba el cable de 400 kV, el cual es una línea de transmisión cuyos cables están desconectados en ambos extremos, se ha conectado a un generador de que inyecta un impulso de 4.28 kV durante $1.2/50 \mu\text{s}$ conectado al conductor de una de las fases. En la figura 3.16 se muestra la comparación de la corriente en el extremo final medida y simulada de dicho conductor.

Se observa que la corriente simulada se asemeja en gran medida a la corriente medida. La onda simulada parece estar retrasada y menos amortiguada que la medida, posiblemente debido a imprecisiones en la parte real e imaginaria de la matriz de admitancia calculada.

La desviación comienza aproximadamente a partir de los $48 \mu\text{s}$ por lo que, focalizando en este espacio de tiempo, mediante la figura 3.17 en la que se analiza el comportamiento de las ondas de corriente, se observa que la discrepancia comienza cuando se generan corrientes a través de la pantalla. En dicha figura se representan las corrientes de los conductores (I_{c1} - I_{c3}), pantallas (I_{sh1} - I_{sh3}) y la corriente medida (I_M).

Previo a este momento, la representación es prácticamente igual, aunque posteriormente, debido a que el software de simulación no contempla los efectos de proximidad e inducciones, la comparativa es desfavorable.

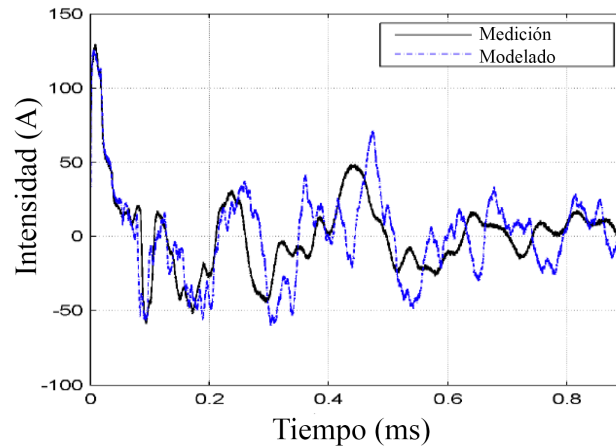


Figura 3.16 Comparación de intensidad en extremo final del conductor del tercer caso

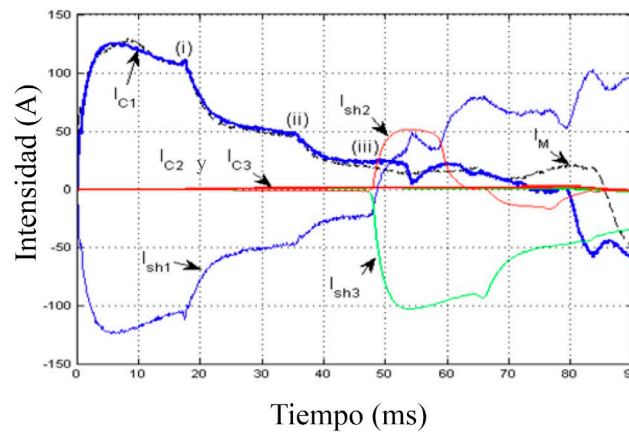


Figura 3.17 Corrientes medidas en fases y pantalla

3.2.4 Cuarta comparación

En el cuarto caso se analiza el comportamiento de un sistema trifásico de cable subterráneo y marítimo trifásico de 150 kV, 100 km de longitud, 1200 mm² y con aislamiento en XLPE en fases y cubierta. Se ha escogido este sistema para comprobar que las discrepancias en el caso anterior son originadas por la influencia de las corrientes anteriormente mencionadas.

El cable consiste en una combinación de un cable subterráneo de 58 km de largo y un cable submarino de 42 km de largo, midiendo únicamente una sección menor del cable terrestre de la misma forma que el caso anterior.

La comparación de los resultados obtenidos en la simulación con los medidos se muestra en la figura 3.18 donde se observa que las discrepancias entre ambos son mínimas. Esto refuerza la idea de que las corrientes de las pantallas interfieren si estas están aisladas entre sí.

Si las pantallas estuvieran aisladas se obtienen unos resultados totalmente diferentes, mostrados en la figura 3.19. En ella se puede ver como el modelado se aleja de los datos medidos ya que este no contempla dichas influencias de intensidad.

Es una práctica común cuando se modela la cubierta en software basado en EMT, modelarla como un solo conductor hueco sólido con la resistividad aumentada y se ha demostrado que esta representación es insuficiente para obtener resultados precisos con cables de alta tensión con aislamiento en XLPE [30] [31].

En la figura 3.20 se muestra la desviación que se genera debido a las influencias por proximidad de las corrientes de las pantallas, efecto no incluido en el software de simulación.

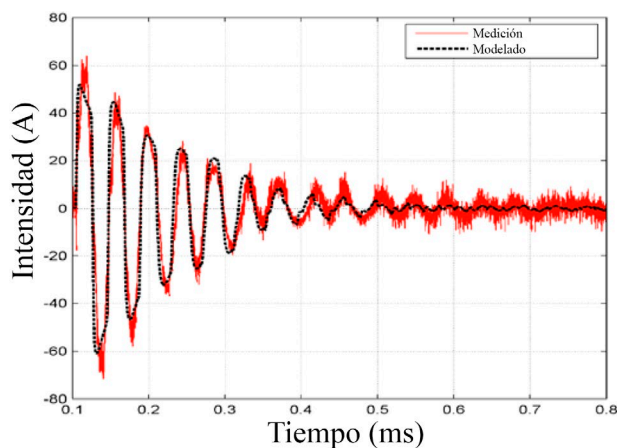


Figura 3.18 Comparación de intensidad en extremo final del conductor del cuarto caso

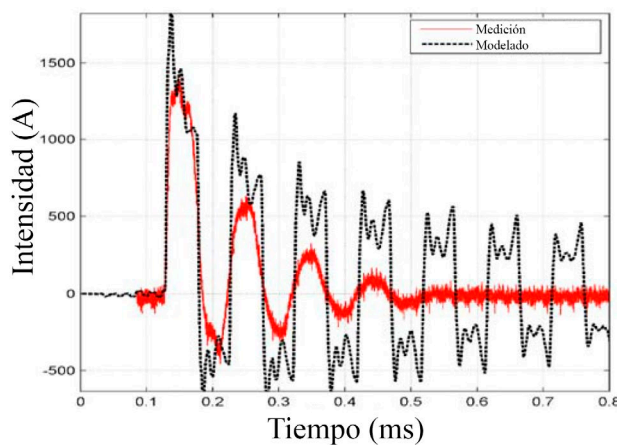


Figura 3.19 Comparación de intensidad en extremo final del conductor del cuarto caso con pantallas aisladas

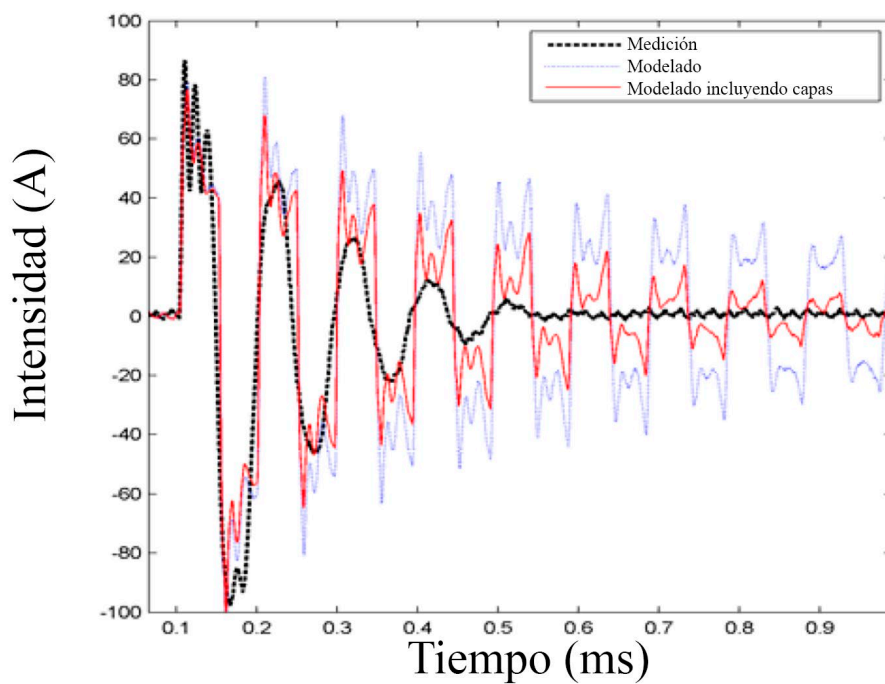


Figura 3.20 Comparación de intensidad en extremo final incluyendo en el modelado las capas del cable

En el proyecto presentado en el documento *Modeling of long High Voltage AC Underground Cables* [32], se ha desarrollado y programado en MATLAB un nuevo método de cálculo de la impedancia, sin utilizar los cálculos de la constante del cable. Este método se basa en la subdivisión de conductores.

Para tratar el modelo de fase dependiente de la frecuencia, la matriz de impedancia, calculada mediante este nuevo método, se importa a EMTD/PSCAD, el cual la usa en lugar de la matriz calculada de la constante del cable.

Una visión de los resultados obtenidos mediante esta simulación se muestra en la figura 3.21, donde se ve claramente que la comparación es mucho más similar, destacando la realizada por MATLAB con un mayor grado de precisión frente a PSSCAD.

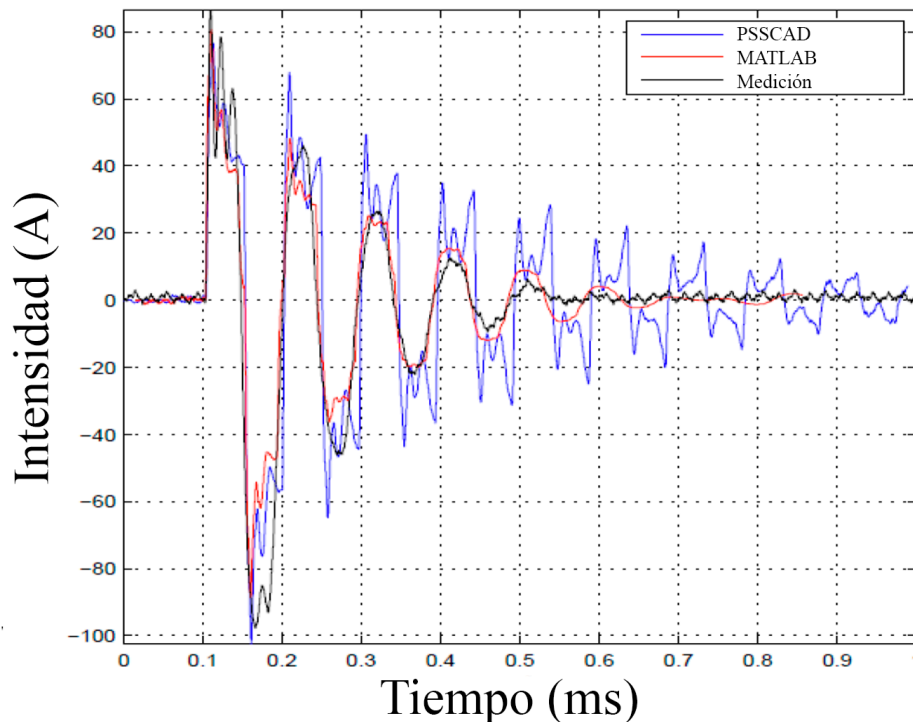


Figura 3.21 Comparativa entre el nuevo método de simulación y las mediciones de intensidad

Como conclusión a este capítulo se puede comentar que las simulaciones dentro de los parámetros correctos ofrecen una aproximación muy similar a los datos medidos en la realidad. La importancia de emplear un método de cálculo del modelo del cable es primordial a la hora de obtener resultados precisos, destacando además la carencia de los actuales softwares de simulación los cuales no tienen en cuenta las influencias entre las corrientes de las diferentes partes del cable.

4 APLICACIÓN NUMÉRICA A UN CABLE TRIPOLAR SUBMARINO CONECTADO A UN PARQUE EÓLICO. CÁLCULO DE PARÁMETROS Y PÉRDIDAS.

Tras el estudio teórico de la formulación presente que afecta a los cables submarinos, tratado en secciones anteriores, en esta se realizará una aplicación de la misma a un caso numérico con el objetivo de culminar con un recorrido práctico dando un enfoque que sintetice completamente el tratamiento y estudio de los cables submarinos. Para ello, se empleará el caso de un proyecto real como fuente de datos iniciales mediante los cuales se obtendrán los parámetros del cable, así como un estudio de las posibles resonancias y pérdidas aportando de forma visual los datos obtenidos mediante gráficas.

Los datos aproximados se tomarán del proyecto Wikinger de Iberdrola ubicado en Alemania en aguas del Mar Báltico. Este parque eólico marino cuenta con una capacidad total de 350 MW de potencia instalada transportada por 4 conductores a unos 75 km de la costa, con una tensión de 220 kV.

Por otra parte, se va a emplear un catálogo de ABB de sistemas de cable submarino con aislamiento de XLPE. Este catálogo se encuentra en el apéndice número uno, del cual se van a extraer los datos propios de los cables.

4.1 Características del conductor

En primer lugar, se necesita conocer la intensidad máxima que va a recorrer cada cable, para ello se emplea la fórmula 4.1 donde se ha empleado un margen de seguridad ante posibles ampliaciones considerando 400 MW.

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{S_{m\acute{a}x}}{U_N} = \frac{400 \cdot 10^6 / 4}{220 \cdot 10^3 / \sqrt{3}} = 787.30 \text{ A} \quad (4.1)$$

Al ser la tensión de 220 kV, se hará uso de la tabla 34 del apéndice, reflejada en la tabla 4.1, donde se puede escoger un cable trifásico de cobre con una intensidad admisible mayor al valor calculado para este nivel de tensión. El valor de intensidad máxima del cable escogido es de 825 A, con una sección de 1000 mm².

Sección transversal [mm ²]	Conductor de cobre [A]	Conductor de aluminio [A]
300	530	430
400	590	485
500	655	540
630	715	600
800	775	660
1000	825	720

Tabla 4.1 Intensidades máximas para cables trifásicos de 100-300 kV con aislamiento de XLPE

Para obtener los datos de este conductor se emplea la última fila de la tabla 49, la cual corresponde a la tabla 4.2.

Sección transversal [mm ²]	Diámetro del conductor [mm]	Grosor del aislamiento [mm]	Diámetro sobre aislamiento [mm]	Espesor de la cubierta de plomo [mm]	Diámetro exterior del cable [mm]	Peso del cable (Aluminio) [kg/m]	Peso del cable (Cobre) [kg/m]	Capacidad [μF/km]	Corriente de carga por fase a 50 Hz [A/km]	Inductancia [mH/km]
500	26.2	24.0	77.6	2.9	219.0	71.8	81.3	0.14	5.7	0.43
630	29.8	23.0	79.2	3.0	224.0	74.9	86.7	0.16	6.4	0.41
800	33.7	23.0	83.1	3.1	234.0	80.2	95.3	0.17	6.9	0.40
1000	37.9	23.0	87.3	3.1	241.0	85.1	104.0	0.19	7.4	0.38

Tabla 4.2 Propiedades de los cables trifásicos con tensión nominal de 220 kV

La representación del cable escogido se encuentra en las figuras 4.1 y 4.2, donde se diferencian los materiales y se muestran las dimensiones respectivamente.

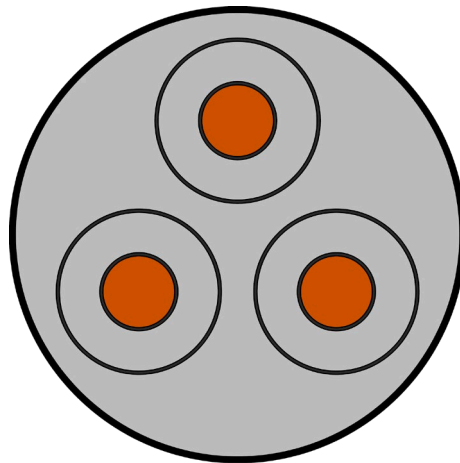


Figura 4.1 Materiales del cable escogido

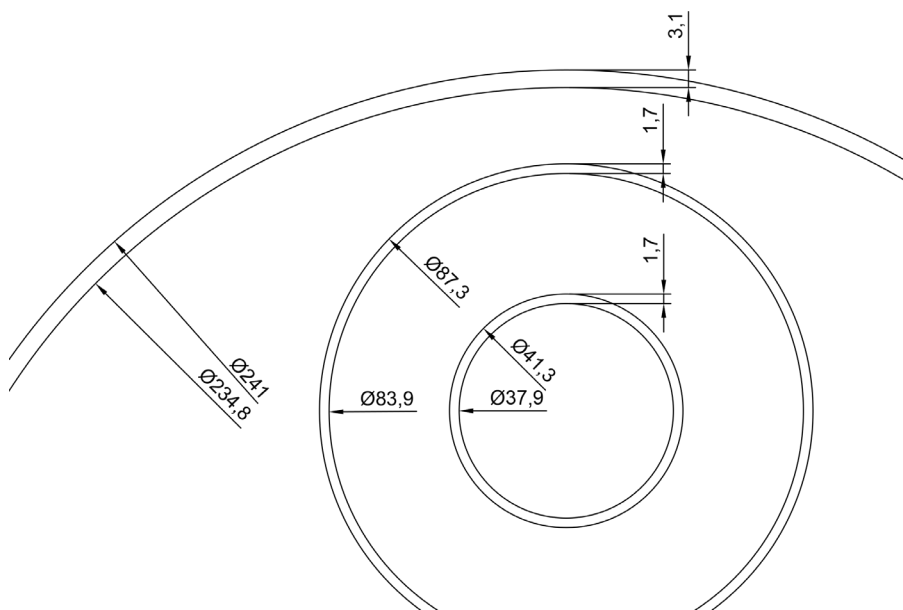


Figura 4.2 Medidas del cable escogido

Una vez escogido el cable y habiendo obtenido sus características técnicas se puede comenzar con el cálculo de sus características eléctricas.

4.2 Cálculo de las características eléctricas

Para realizar los cálculos se hará uso de las fórmulas del segundo apartado, comenzando con la resistencia en corriente continua de la fórmula 2.1 y 2.2.

$$R_{DC} = \frac{1.724 \cdot 10^{-8}}{\pi \cdot \left(\frac{37.9 \cdot 10^{-3}}{2}\right)^2} = 1.128 \cdot 10^{-3} [\Omega \cdot m^{-1}] \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} R_{DC}(90^\circ C) &= 1.128 \cdot 10^{-3} (1 + 3.93 \cdot 10^{-3} \cdot (90 - 20)) \\ &= 1.438 \cdot 10^{-3} [\Omega \cdot m^{-1}] \end{aligned} \quad (4.3)$$

Se realiza el ajuste para incluir los efectos en el conductor, empleando las fórmulas 2.6, 2.5, 2.8, 2.7 y 2.4.

$$x_s^2 = \frac{8\pi \cdot 50}{37.9 \cdot 10^{-3}} 10^{-7} \cdot 1 = 6.631 \cdot 10^{-3} \quad (4.4)$$

$$y_s = \frac{(6.631 \cdot 10^{-3})^2}{192 + 0.8 \cdot (6.631 \cdot 10^{-3})^2} = 2.290 \cdot 10^{-7} \quad (4.5)$$

$$x_p^2 = \frac{8\pi \cdot 50}{37.9 \cdot 10^{-3}} 10^{-7} \cdot 1 = 6.631 \cdot 10^{-3} \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} y_p &= \frac{(6.631 \cdot 10^{-3})^2}{192 + 0.8 \cdot (6.631 \cdot 10^{-3})^2} \left(\frac{37.9 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot \left(\frac{37.9 \cdot 10^{-3}}{2}\right)^2} \right)^2 \\ &\quad \cdot \left[0.312 \left(\frac{37.9 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot \left(\frac{37.9 \cdot 10^{-3}}{2}\right)^2} \right)^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{1.18}{\frac{(6.631 \cdot 10^{-3})^2}{192 + 0.8 \cdot (6.631 \cdot 10^{-3})^2} + 0.27} \right] = 0.0921 \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} R &= 1.438 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 1.5(2.290 \cdot 10^{-7} + 0.0921)) \\ &= \mathbf{1.637 \cdot 10^{-3} [\Omega \cdot m^{-1}]} \end{aligned} \quad (4.8)$$

La siguiente característica por calcular es la capacitancia, haciendo uso de las fórmulas 2.11 y 2.10.

$$\varepsilon = 2.3 \frac{\ln\left(\frac{87.3 \cdot 10^{-3}/2}{37.9 \cdot 10^{-3}/2}\right)}{\ln\left(\frac{83.9 \cdot 10^{-3}/2}{41.3 \cdot 10^{-3}/2}\right)} = 2.708 [F \cdot m^{-1}] \quad (4.9)$$

$$C = \frac{2\pi \cdot 2.708 \cdot 8.854 \cdot 10^{-12}}{\ln\left(\frac{87.3 \cdot 10^{-3}/2}{37.9 \cdot 10^{-3}/2}\right)} = \mathbf{1.804 \cdot 10^{-10} [F \cdot m^{-1}]} \quad (4.10)$$

Si multiplicamos el valor de la capacidad por 1000, para pasar de $F \cdot m^{-1}$ a $F \cdot km^{-1}$ obtenemos un valor muy similar al facilitado por el fabricante, es decir $0.18 \cdot 10^{-6} \approx 0.19 \cdot 10^{-6} F \cdot km^{-1}$.

El siguiente paso es calcular la inductancia mediante las fórmulas 2.13 y 2.12 respectivamente donde la resistividad del terreno se ha supuesto de $100 \Omega \cdot m$ al ser el fondo marino similar al limo.

$$D_e = 659 \sqrt{\frac{100}{50}} = 931.96 [\Omega \cdot m] \quad (4.11)$$

$$L = \frac{1.256 \cdot 10^{-6}}{2\pi} \ln\left(\frac{931.96}{\left(\frac{37.9 \cdot 10^{-3}}{2}\right) \cdot e^{-\frac{1}{4}}}\right) = \mathbf{2.210 \cdot 10^{-6} [H \cdot m^{-1}]} \quad (4.12)$$

4.3 Formulación dependiente de la frecuencia

Una vez calculados los principales parámetros, se estudia la respuesta del cable dependiendo de la frecuencia, para ello inicialmente se hace uso de las fórmulas (2.35) y (2.36) con frecuencia de 50 Hz.

$$\begin{aligned} Z_0(\omega) &= \sqrt{\frac{1.637 \cdot 10^{-3} + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2.210 \cdot 10^{-6}}{0 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1.804 \cdot 10^{-10}}} \\ &= \sqrt{12250.554 - 28884.328j} = 147.691 - 97.786j \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \gamma(\omega) &= \sqrt{(1.637 \cdot 10^{-3} + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2.210 \cdot 10^{-6}) \cdot (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1.804 \cdot 10^{-10})} \\ &= \sqrt{(-1.253 + 2.953j) \cdot 10^{-11}} = (3.128 + 4.724j) \cdot 10^{-6} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Una vez calculados los parámetros se puede hacer uso de las fórmulas 2.45 y 2.46 para conocer la tensión e intensidad a lo largo del cable. Estos resultados están representados en las figuras 4.3 y 4.4.

$$\begin{aligned} V(x, \omega) &= 220 \cdot 10^3 \cdot \cosh(x \cdot (3.128 + 4.724j) \cdot 10^{-6}) \\ &\quad - (147.691 - 97.786j) \cdot 795.45 \\ &\quad \cdot \sinh(x \cdot (3.128 + 4.724j) \cdot 10^{-6}) \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned} I(x, \omega) &= -\frac{220 \cdot 10^3}{147.691 - 97.786j} \cdot \sinh(x \cdot (3.128 + 4.724j) \cdot 10^{-6}) + 795.45 \\ &\quad \cdot \cosh(x \cdot (3.128 + 4.724j) \cdot 10^{-6}) \end{aligned} \quad (4.16)$$

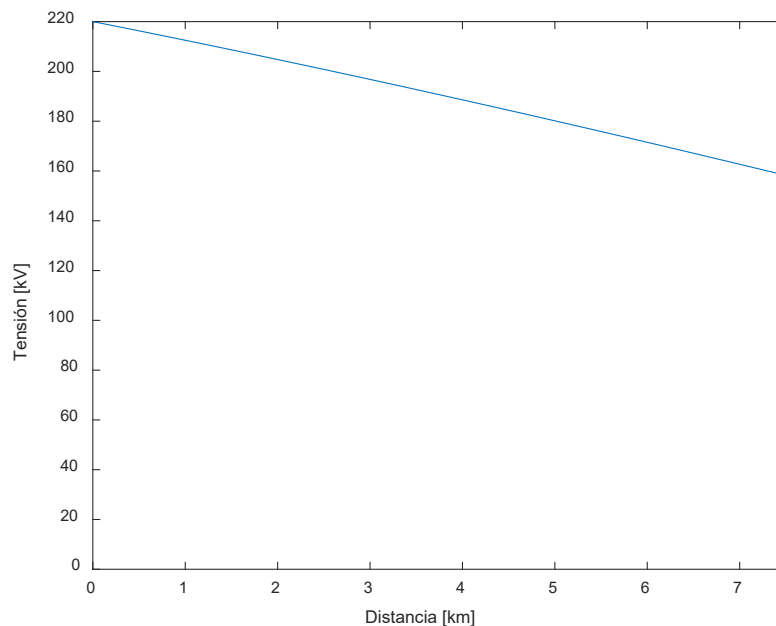


Figura 4.3 Tensión a lo largo de la línea

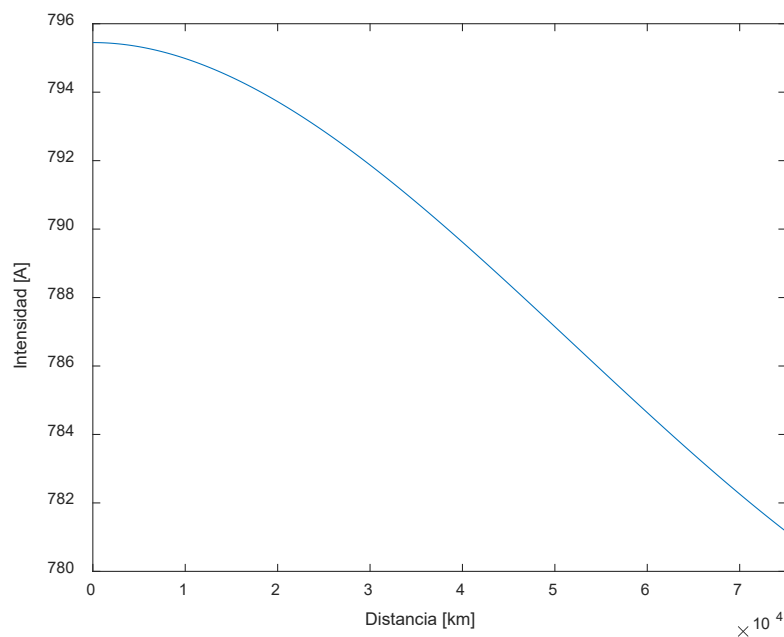


Figura 4.4 Intensidad a lo largo de la línea

Se puede observar que la tensión cae a un valor de 158.221 kV en el extremo más alejado, una caída de tensión del 28.08%. Esto refuerza la importancia del transformador elevador comentado en capítulos anteriores. Por otro lado, la intensidad cae hasta los 781.169 A, es decir, un 1.92%, un valor porcentual muy pequeño.

4.3.1 Impedancia armónica

Una vez obtenidos los resultados a 50 Hz, es interesante estudiar la variación de la impedancia en función de la frecuencia de la red.

Usando las fórmulas 2.45 y 2.46 se puede obtener el modelo en Pi anteriormente desarrollado. Para obtener el

modelo del circuito cortocircuitado se hace $V(x, \omega) = 0$ y se despeja la impedancia siendo igual a $Z_{arm.cortocircuito} = V_S/I_S$. En el caso de querer estudiar la impedancia a circuito abierto se iguala $I(x, \omega) = 0$ y de nuevo se despeja la impedancia $Z_{arm.cir.abierto} = V_S/I_S$.

De esta forma se calcula la impedancia armónica en cortocircuito y en circuito abierto con las fórmulas 4.17 y 4.18 respectivamente [33].

$$Z_{arm.cortocircuito} = Z_0(\omega) \cdot \tan \gamma(\omega) \quad (4.17)$$

$$Z_{arm.cir.abierto} = Z_0(\omega)/\tan \gamma(\omega) \quad (4.18)$$

Usando las fórmulas 4.13 y 4.14 se puede representar como cambia la impedancia en función de la frecuencia, ilustrado en la figura 4.5 para la situación de cortocircuito y 4.6 para circuito abierto.

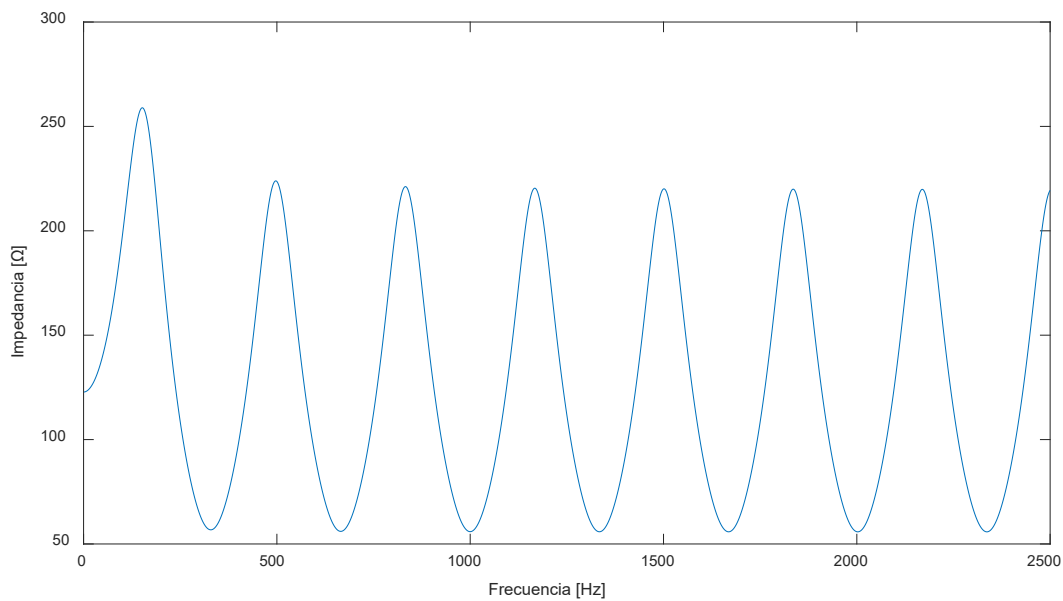


Figura 4.5 Valor de impedancia armónica en cortocircuito a diferentes frecuencias

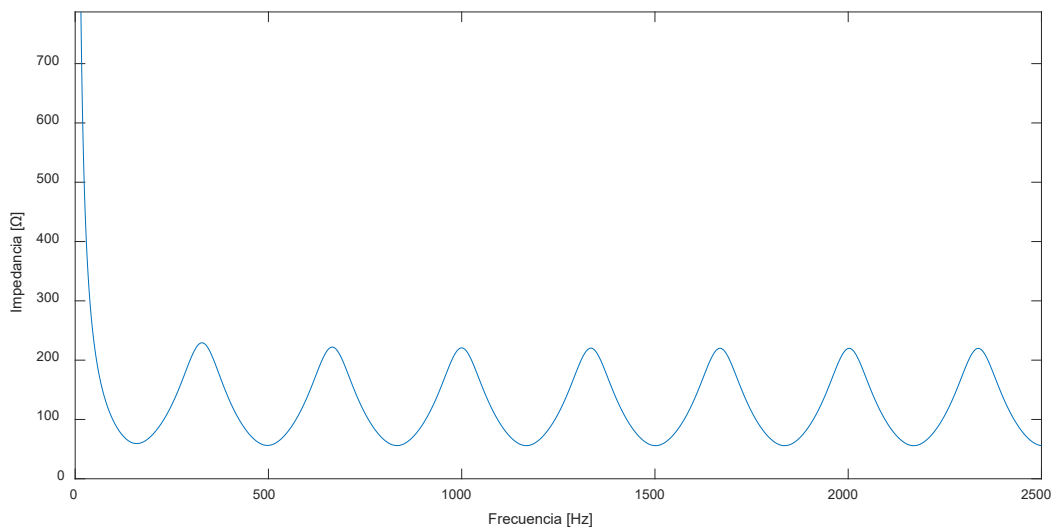


Figura 4.6 Valor de impedancia armónica en circuito abierto a diferentes frecuencias

5 CONCLUSIONES

A lo largo de este Trabajo Fin de Máster se ha recogido la formulación existente referente a los cables eléctricos submarinos, haciendo hincapié en su aplicación para el uso como conexión de plantas eólicas de generación *off-shore*.

En primer lugar, a modo de introducción, se han repasado las características que conforman este tipo de cables, así como sus materiales y componentes, comparación entre transporte de corriente alterna y continua, peculiaridades de las diferentes puestas a tierra y la problemática existente en los cables de evacuación de parques eólicos.

Posteriormente se ha recapitulado los métodos de estudio de efectos electromagnéticos para este tipo de cables, su formulación, simplificaciones y diferentes análisis disponibles. Dicha información queda resumida en la siguiente tabla.

Efectos electromagnéticos	Método de estudio	Sección donde se trata la formulación
Transitorios de conmutación simple	Transformada de Laplace	Aplicación de la transformada de Laplace a la sección 2
Ondas viajeras	Formulación en dominio temporal o frecuencial	2.4 y 2.5
Fenómenos transitorios	Formulación en dominio frecuencial	2.5

Tabla 5.1 Análisis de efectos electromagnéticos.

Los modelos de análisis estudiados parten del modelo en Pi y, dependiendo del método de estudio aplicable se puede escoger un modelo más sencillo, como el modelo en Pi estándar, o un modelo más complejo donde se incluye la formulación en dominio frecuencial. Se han estudiado dos modelos más complejos, los cuales son el modelo basado en ecuaciones de Ametani de las secciones 2.5 y 2.6 y el modelo en Pi dependiente de la frecuencia, sección 2.7. Estos modelos son más complejos y tienen un mayor coste computacional, pero ofrecen unos mejores resultados y una gama más amplia de aplicación. En la parte final del capítulo 3 se han recogido aplicaciones de los mismos comparándolas con otros resultados y ejemplificando que su uso se justifica dependiendo del modelo a estudiar, dando una alta relevancia al método de cálculo del modelo del cable y reflejando que estos métodos no tienen en cuenta las influencias entre las corrientes, lo cual puede ser una posible línea futura de investigación.

Todo ello conduce al último capítulo donde se realiza una aplicación numérica a esta formulación usando datos reales y catálogos de fabricantes, obteniendo resultados de forma sencilla empleando programas de cálculo como es el caso de MATLAB. En este caso, debido a la pequeña envergadura del sistema simulado, el tiempo de procesado ha sido muy rápido incluyendo un alto grado de exactitud del mismo. Cabe mencionar que creando modelos de análisis de estos efectos o mediante el uso de programas específicos se consiguen resultados satisfactorios y con un bajo margen de error empleando muy poco tiempo en su procesado.

Como conclusión, se hace ver que tanto la distancia como la calidad del suministro son los dos factores más determinantes a la hora de utilizar o no este tipo de enlaces submarinos de alta tensión en corriente alterna. Las pérdidas por la distancia pueden provocar un coste significativo y un menor rendimiento del parque. Los estándares de calidad actuales de obligado cumplimiento presentan desafíos técnicos como el estudio de los filtros o diferentes métodos de atenuación de armónicos presentes por el alto contenido de componentes de electrónica de potencia. Es por ello por lo que cobra importancia realizar un análisis previo con el objetivo de estudiar posibles efectos indeseados y disminución de los mismos, empleando la formulación correcta y las herramientas adecuadas para cada caso.

6 APÉNDICE



Rev 5

CONTENT

XLPE Submarine Cable Systems

Current rating for XLPE submarine cable systems	3
Current rating for three-core cables	3
Current rating for single-core cables	4
Technical data for XLPE submarine cable systems.....	5
Single-core cables with lead sheath	5
Three-core cables with copper wire screen	6
Three-core cables with lead sheath	7

To make sure you have the latest version of this brochure,
have a look at www.abb.com/cables

CURRENT RATING FOR XLPE SUBMARINE CABLE SYSTEMS

The XLPE cable should at least have a conductor cross section adequate to meet the system requirements for power transmission capacity. The cost of energy losses can be reduced by using larger conductor.

Load losses in XLPE cables are primarily due to the ohmic losses in the conductor and the metallic screen. XLPE cables can be loaded continuously to a conductor temperature of 90°C.

The dielectric losses of XLPE insulation are present also at no load. Those losses depend on the operation voltage applied and shall be considered above 100 kV.

Dielectric losses in XLPE cables are lower than for EPR and fluid-filled cables.

The current rating of submarine cables follows the same rules as for land cables. However there are some differences:

- Three-core submarine cables usually have steel wire armour. Single-core cables have non-magnetic armour.
- Single-core cables can be laid separated or close. Close laying gives lower losses. Separation eliminates mutual heating but means higher losses in the armour. The induced current in the armour can be high, up to the same value as in the conductor.



Single-core cable with lead sheath and wire armour

Three-core cable with optic fibers, lead sheath and wire armour

Continuous current ratings for three-core submarine cables are given in Tables 33-34 and for single-core cables in Tables 35-36. The continuous current ratings are calculated according to IEC 60287 series of standards and with the following conditions:

- One three-core cable or one three-phase group of single-core cables
- Temperature in sea bed 20°C
- Laying depth in sea bed 1.0 m
- Sea bed thermal resistivity 1.0 K x m/W

Rating factors for sea bed temperature - see Tables 7-11 in the brochure "XLPE Land Cable Systems - User's guide".

Current rating for three-core submarine cables with steel wire armour

Table 33

10-90 kV XLPE 3-core cables		
Gross section mm ²	Copper conductor A	Aluminium conductor A
95	300	235
120	340	265
150	375	300
185	420	335
240	480	385
300	530	430
400	590	485
500	655	540
630	715	600
800	775	660
1000	825	720

Table 34

100-900 kV XLPE 3-core cables		
Gross section mm ²	Copper conductor A	Aluminium conductor A
300	530	430
400	590	485
500	655	540
630	715	600
800	775	660
1000	825	720

CURRENT RATING FOR XLPE SUBMARINE CABLE SYSTEMS

Current rating for single-core submarine cables

Table 35

Cross section Cu conductor mm ²	Rated voltage 10 - 90 kV	
	Wide spacing A	Close spacing A
95	410	315
120	465	355
150	520	395
185	585	435
240	670	495
300	750	545
400	840	610
500	940	670
630	1050	740
800	1160	805
1000	1265	870

Table 36

Cross section Cu conductor mm ²	Rated voltage 100 - 420 kV	
	Wide spacing A	Close spacing A
185	580	445
240	670	505
300	750	560
400	845	620
500	950	690
630	1065	760
800	1180	830
1000	1290	895

Note 1: Calculations were performed assuming single layer of 5 mm copper armour wire.

Note 2: Aluminium cables (conductor made of aluminum and armouring made of aluminium alloy) will have a rating of 75 to 80 % for the same conductor area.

Note 3: The rating data given in the above tables should be regarded as indicative only.

Note 4: Cross sections larger than 1000 mm² can be offered on request.

TECHNICAL DATA FOR XLPE SUBMARINE CABLE SYSTEMS

Single-core cables with lead sheath

Cross-section of conductor	Diameter of conductor	Insulation thickness	Diameter over insulation	Lead sheath thickness	Outer diameter of cable	Cable weight (Aluminium)	Cable weight (Copper)	Capacitance	Charging current per phase at 50 Hz	Inductance
mm ²	mm	mm	mm	mm	mm	kg/m	kg/m	µF/km	A/km	mH/km

Table 37

Single-core cables, nominal voltage 220 kV (Um = 245 kV)										
500	26.2	24.0	77.6	2.9	111.0	19.1	29.3	0.14	5.8	1.42
630	29.8	23.0	79.2	3.0	112.8	20.0	31.2	0.16	6.4	1.40
800	33.7	23.0	83.1	3.1	117.5	21.9	34.5	0.17	6.9	1.37
1000	37.9	23.0	87.3	3.1	121.9	23.5	37.7	0.19	7.4	1.35
1200	41.2	23.0	90.6	3.1	125.2	24.8	40.4	0.20	7.8	1.33
1400	44.4	23.0	93.8	3.1	128.6	26.1	43.2	0.21	8.2	1.32
1600	47.4	23.0	96.8	3.1	131.8	27.5	46.0	0.22	8.6	1.31

Table 38

Single-core cables, nominal voltage 275 kV (Um = 300 kV)										
500	26.2	26.0	81.6	3.0	115.2	20.5	31.1	0.14	6.8	1.42
630	29.8	24.0	81.2	3.0	114.8	20.6	31.8	0.16	7.7	1.40
800	33.7	24.0	85.1	3.1	119.5	22.5	35.2	0.17	8.3	1.37
1000	37.9	24.0	89.3	3.1	123.9	24.1	38.4	0.18	9.0	1.35
1200	41.2	24.0	92.6	3.1	127.4	25.5	41.6	0.19	9.5	1.33
1400	44.4	24.0	95.8	3.1	130.6	26.8	44.4	0.20	10.0	1.32
1600	47.4	24.0	98.8	3.1	133.8	28.1	47.2	0.21	10.4	1.31

Table 39

Single-core cables, nominal voltage 330 kV (Um = 362 kV)										
630	29.8	28.0	89.2	3.1	123.4	23.3	35.2	0.14	8.8	1.40
800	33.7	27.0	91.1	3.1	125.9	24.3	37.5	0.15	9.7	1.37
1000	37.9	26.0	93.3	3.1	128.1	25.3	39.9	0.17	10.7	1.35
1200	41.2	25.0	94.6	3.1	129.4	26.1	42.0	0.18	11.1	1.33
1400	44.4	25.0	97.8	3.1	132.8	27.4	44.9	0.19	11.6	1.32
1600	47.4	25.0	100.8	3.1	135.8	28.7	47.7	0.20	12.1	1.31

Table 40

Single-core cables, nominal voltage 400 kV (Um = 420 kV)										
630	29.8	32.0	98.2	3.1	132.8	26.1	38.8	0.13	9.6	1.40
800	33.7	30.0	98.1	3.1	133.1	26.5	40.2	0.15	10.7	1.37
1000	37.9	29.0	100.3	3.1	135.3	27.5	42.6	0.16	11.7	1.35
1200	41.2	27.0	99.6	3.1	134.6	27.7	44.0	0.18	12.9	1.33
1400	44.4	27.0	102.8	3.1	138.0	29.0	46.9	0.19	13.5	1.32
1600	47.4	27.0	105.8	3.1	141.0	30.4	49.7	0.19	14.1	1.31

TECHNICAL DATA FOR XLPE SUBMARINE CABLE SYSTEMS

Three-core cables with copper wire screen

Cross-section of conductor	Diameter of conductor	Insulation thickness	Diameter over insulation	Cross section of screen	Outer diameter of cable	Cable weight (Aluminium)	Cable weight (Copper)	Capacitance	Charging current per phase at 50 Hz	Inductance
mm ²	mm	mm	mm	mm ²	mm	kg/m	kg/m	µF/km	A/km	mH/km

Table 41

Three-core cables, nominal voltage 10 kV (Um = 12 kV)										
70	9.6	3.4	18.8	16	80.7	13.7	15.0	0.31	0.6	0.41
95	11.2	3.4	20.4	16	84.2	14.4	16.2	0.34	0.6	0.39
120	12.6	3.4	21.8	16	87.2	14.9	17.2	0.37	0.7	0.37
150	14.2	3.4	23.4	16	90.6	15.7	18.5	0.40	0.7	0.36
185	15.8	3.4	25.0	16	94.1	16.5	19.9	0.44	0.8	0.35
240	18.1	3.4	27.3	16	99.1	17.7	22.2	0.48	0.9	0.33
300	20.4	3.4	29.6	16	104.0	18.9	24.5	0.53	1.0	0.32
400	23.2	3.4	32.4	16	110.1	20.8	28.2	0.59	1.1	0.31
500	26.2	3.4	35.8	16	117.4	22.7	32.1	0.66	1.2	0.30

Table 42

Three-core cables, nominal voltage 20 kV (Um = 24 kV)										
70	9.6	5.5	23.0	16	89.8	15.1	16.4	0.21	0.8	0.44
95	11.2	5.5	24.6	16	93.2	15.8	17.6	0.23	0.9	0.41
120	12.6	5.5	26.0	16	96.2	16.6	18.8	0.25	0.9	0.40
150	14.2	5.5	27.6	16	99.7	17.3	20.1	0.27	1.0	0.38
185	15.8	5.5	29.2	16	103.2	18.2	21.6	0.29	1.1	0.37
240	18.1	5.5	31.5	16	108.1	19.3	23.7	0.32	1.2	0.35
300	20.4	5.5	33.8	16	113.1	20.6	26.2	0.35	1.3	0.34
400	23.2	5.5	36.6	16	119.1	22.5	29.9	0.39	1.4	0.33
500	26.2	5.5	40.0	16	126.5	24.5	33.8	0.43	1.6	0.32
630	29.8	5.5	43.6	16	134.3	26.7	38.5	0.48	1.7	0.31

Table 43

Three-core cables, nominal voltage 30 kV (Um = 36 kV)										
70	9.6	8.0	28.0	16	100.6	16.9	18.2	0.16	0.9	0.46
95	11.2	8.0	29.6	16	104.0	17.7	19.5	0.18	1.0	0.44
120	12.6	8.0	31.0	16	107.0	18.4	20.7	0.19	1.0	0.42
150	14.2	8.0	32.6	16	110.5	19.3	22.1	0.21	1.1	0.41
185	15.8	8.0	34.2	16	114.0	20.1	23.6	0.22	1.2	0.39
240	18.1	8.0	36.5	16	118.9	21.4	25.9	0.24	1.3	0.38
300	20.4	8.0	38.8	16	123.9	22.6	28.2	0.26	1.4	0.36
400	23.2	8.0	41.6	16	129.9	24.6	32.0	0.29	1.6	0.35
500	26.2	8.0	45.0	16	137.3	26.7	36.0	0.32	1.7	0.34
630	29.8	8.0	48.6	16	145.1	29.2	40.9	0.35	1.9	0.32
800	33.7	8.0	52.5	16	154.4	32.2	47.2	0.38	2.1	0.31

TECHNICAL DATA FOR XLPE SUBMARINE CABLE SYSTEMS

Three-core cables with lead sheath

Cross-section of conductor	Diameter of conductor	Insulation thickness	Diameter over insulation	Lead sheath thickness	Outer diameter of cable	Cable weight (Aluminium)	Cable weight (Copper)	Capacitance	Charging current per phase at 50 Hz	Inductance
mm ²	mm	mm	mm	mm	mm	kg/m	kg/m	µF/km	A/km	mH/km

Table 44

Three-core cables, nominal voltage 45 kV (Um = 52 kV)										
95	11.2	8.0	29.6	1.3	109.0	19.1	20.8	0.18	1.5	0.43
120	12.6	8.0	31.0	1.3	112.0	20.0	22.3	0.19	1.6	0.42
150	14.2	8.0	32.6	1.4	116.0	21.6	24.4	0.21	1.6	0.40
185	15.8	8.0	34.2	1.4	119.0	22.7	26.2	0.22	1.8	0.39
240	18.1	8.0	36.5	1.5	124.0	25.0	29.5	0.24	2.0	0.37
300	20.4	8.0	38.8	1.6	130.0	27.3	32.9	0.26	2.2	0.36
400	23.2	8.0	41.6	1.7	136.0	30.4	37.9	0.29	2.3	0.35
500	26.2	8.0	45.0	1.8	144.0	33.8	43.2	0.32	2.6	0.33
630	29.8	8.0	48.6	1.9	152.0	37.8	49.7	0.35	2.9	0.32
800	33.7	8.0	52.5	2.1	162.0	43.5	58.6	0.38	3.1	0.31
1000	37.9	8.0	57.3	2.2	173.0	49.3	68.1	0.42	3.5	0.30

Table 45

Three-core cables, nominal voltage 66 kV (Um = 72.5 kV)										
95	11.2	9.0	31.6	1.3	113.0	19.8	21.6	0.17	2.0	0.44
120	12.6	9.0	33.0	1.4	116.0	21.6	23.8	0.18	2.1	0.43
150	14.2	9.0	34.6	1.4	120.0	22.9	25.7	0.19	2.3	0.41
185	15.8	9.0	36.2	1.4	124.0	24.5	28.0	0.20	2.4	0.40
240	18.1	9.0	38.5	1.6	129.0	26.8	31.3	0.22	2.6	0.38
300	20.4	9.0	40.8	1.6	134.0	28.7	34.3	0.24	2.8	0.37
400	23.2	9.0	43.6	1.7	141.0	31.7	39.2	0.26	3.1	0.35
500	26.2	9.0	47.0	1.9	149.0	36.0	45.4	0.29	3.5	0.34
630	29.8	9.0	50.6	2.0	157.0	40.1	52.0	0.32	3.7	0.33
800	33.7	9.0	54.5	2.1	167.0	45.1	60.1	0.35	4.1	0.32
1000	37.9	9.0	59.3	2.3	178.0	51.8	70.7	0.38	4.6	0.31

Table 46

Three-core cables, nominal voltage 110 kV (Um = 123 kV)										
185	15.8	16.0	50.2	2.0	156.0	37.4	40.9	0.14	2.8	0.46
240	18.1	15.0	50.5	2.0	157.0	38.0	42.5	0.15	3.0	0.43
300	20.4	14.0	50.8	2.0	157.0	38.5	44.1	0.17	3.5	0.41
400	23.2	13.0	51.6	2.0	159.0	39.7	47.2	0.20	3.9	0.38
500	26.2	13.0	55.0	2.1	167.0	43.6	53.0	0.22	4.3	0.37
630	29.8	13.0	58.6	2.3	176.0	48.8	60.7	0.24	4.7	0.36
800	33.7	13.0	62.5	2.4	185.0	54.4	69.5	0.26	5.2	0.34
1000	37.9	13.0	67.3	2.6	197.0	61.6	80.5	0.28	5.6	0.33

TECHNICAL DATA FOR XLPE SUBMARINE CABLE SYSTEMS

Three-core cables with lead sheath

Cross-section of conductor	Diameter of conductor	Insulation thickness	Diameter over insulation	Lead sheath thickness	Outer diameter of cable	Cable weight (Aluminium)	Cable weight (Copper)	Capacitance	Charging current per phase at 50 Hz	Inductance
mm ²	mm	mm	mm	mm	mm	kg/m	kg/m	µF/km	A/km	mH/km

Table 47

Three-core cables, nominal voltage 132 kV (Um = 145 kV)										
185	15.8	18.0	54.2	2.1	165.0	41.4	44.9	0.13	3.0	0.47
240	18.1	17.0	54.5	2.1	166.0	41.8	46.3	0.14	3.4	0.44
300	20.4	16.0	54.8	2.1	167.0	42.4	48.0	0.16	3.8	0.42
400	23.2	15.0	55.6	2.1	168.0	43.6	51.1	0.18	4.3	0.40
500	26.2	15.0	59.0	2.3	176.0	48.6	58.0	0.20	4.6	0.38
630	29.8	15.0	62.6	2.4	185.0	53.3	65.2	0.21	5.1	0.37
800	33.7	15.0	66.5	2.5	194.0	59.0	74.0	0.23	5.6	0.36
1000	37.9	15.0	71.3	2.7	206.0	66.6	85.4	0.25	6.1	0.35

Table 48

Three-core cables, nominal voltage 150 kV (Um = 170 kV)										
240	18.1	21.0	62.5	2.4	184.0	51.1	55.5	0.13	3.4	0.47
300	20.4	20.0	62.8	2.4	185.0	51.7	57.3	0.14	3.7	0.44
400	23.2	19.0	63.6	2.4	187.0	52.9	60.5	0.15	4.1	0.42
500	26.2	18.0	65.0	2.5	190.0	55.7	65.1	0.17	4.7	0.40
630	29.8	17.0	66.6	2.5	194.0	57.8	69.7	0.19	5.3	0.38
800	33.7	17.0	70.5	2.7	204.0	64.7	79.8	0.21	5.7	0.37
1000	37.9	17.0	75.3	2.8	215.0	71.6	90.5	0.23	6.3	0.36

Table 49

Three-core cables, nominal voltage 220 kV (Um = 245 kV)										
500	26.2	24.0	77.6	2.9	219.0	71.8	81.3	0.14	5.7	0.43
630	29.8	23.0	79.2	3.0	224.0	74.9	86.7	0.16	6.4	0.41
800	33.7	23.0	83.1	3.1	234.0	80.2	95.3	0.17	6.9	0.40
1000	37.9	23.0	87.3	3.1	241.0	85.1	104.0	0.19	7.4	0.38

Table 50

Three-core cables, nominal voltage 275 kV (Um = 300 kV)										
500	26.2	26.0	81.6	2.9	229.0	75.3	84.7	0.14	6.8	0.44
630	29.8	24.0	81.2	3.0	228.0	77.0	88.9	0.16	7.7	0.42
800	33.7	24.0	85.1	3.1	237.0	82.5	97.6	0.17	8.3	0.40
1000	37.9	24.0	89.3	3.1	247.0	87.4	106.3	0.18	9.0	0.39

Contact us

**ABB's high voltage cable unit in
Sweden**

Phone: +46 455 556 00

Fax: +46 455 556 55

E-Mail: sehvc@se.abb.com

www.abb.com/cables

2010-04, 2GM 5007 -sub GE rev5

Power and productivity
for a better world™

ABB

REFERENCIAS

- [1] D. González Canca, *Caracterización Eléctrica de Cables Trifásicos Submarinos*, Sevilla: Universidad de Sevilla, 2018.
- [2] F. Faria da Silva y C. Leth Bak, *Electromagnetic Transients in Power Cables*, England, United Kingdom: Springer London Ltd, 2013.
- [3] P.S.C.A.D., «USER'S GUIDE» [En línea]. Available: <https://www.pscad.com/knowledge-base/article/160>. [Último acceso: 28 11 2022].
- [4] A. Amenati, «A general formulation of impedance and admittance of cables» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1980.
- [5] G. Abad, M. Zubiaga, D. Madariaga, J. Arza y C. Ruiz, «Frequency-Dependent Pi Model of a Three-Core Submarine Cable for Time and Frequency Domain Analysis,» *energies*, 2018.
- [6] B. Gustavsen y A. Semlyen, «Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting,» *IEEE Trans. Power Deliv.*, 1999.
- [7] Working Group C4.502, *Power System Technical Performance Issues Related to the Application of Long HVAC Cables*, CIGRE, 2013.
- [8] G. Carpinelli, A. Russo, P. Verde y P. Caramia, «Estimation of Thermal Useful Life of MV/LV Cables in Presence of Harmonics and Moisture Migration» *IEEE Bologna*, 2003.
- [9] «IEC 60287: Cables eléctricos. Cálculo de la capacidad de corriente» 2017.
- [10] EON grid codes, «High and extra high voltage 1» 2006.
- [11] IEEE Standard, «IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical» 1992.
- [12] IEC 61000-3-2:2018 *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)*.
- [13] T. S. Sørensen, P. E. Sørensen, T. Poulsen y Leif S. Christensen, «Spændingsforhold I mellemspændingsnettet i modern vindmølleparker,» *Slutrapport PSO-F&U-projekt nr. 2005-2-6345*, 2009.
- [14] Wikipedia, «Burbo Bank Offshore Wind Farm,» 10 2022. [En línea]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Burbo_Bank_Offshore_Wind_Farm#Burbo_Bank.
- [15] Vattenfall, «Horns Rev 1» 10 2022. [En línea]. Available: <https://powerplants.vattenfall.com/horns-rev/>.
- [16] S. Murray, J. Ging, B. Kelly, M. Norton y M. Val Escudero, «Harmonic analysis of wind farm clusters

- using HV-AC underground cables in the Irish transmission network» de *CIGRE*, Paris, Francia, 2014.
- [17] S. Wijesinghe, A. Shafiu y A.J. Hernandez, «Harmonic Amplification of the 576 MW Gwynt-y-Môr Offshore Wind Power Plant» de *11th International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power into Power Systems*, Lisboa, Portugal, 2012.
- [18] S. Deschanvres, N. Boudinet y Y. Fillion, «Cable constraints due to background harmonic amplifications» de *9th International Conference on Insulated Power Cables*, Paris, Francia, 2015.
- [19] S. Deschanvres, Y. Fillion, «Background harmonic amplifications within offshore wind farm connection projects» de *IPST conference*, Dubrovnik, Croacia, 2015.
- [20] «ITC-LAT 06. Líneas subterráneas con cables aislados» Ministerio de Industria, Turismo y Comercio, España, 2008.
- [22] B. Gustavsen, A. Bruaset, J.J. Bremnes y A. Hassel, «A finite-element approach for calculating electrical parameters of umbilical cables» *IEEE Trans. Power Deliv.*, 2009.
- [23] Y. Yin y H.W. Dommel, «Calculation of frequency-dependent impedances of underground power cables with finite element method» *IEEE Trans. Magn.*, 1989.
- [24] A. Xemard, F. Paladian, C.A. Nucci y A. Pagnetti, «An improved method for the calculation of the internal impedances of solid and hollow conductors with the inclusion of proximity effect» *IEEE Trans. Power Deliv.*, 2012.
- [25] H.W. Dommel y P. De Arizon, «Computation of Cable Impedances Based on Subdivision of Conductors» *IEEE Trans. Power Deliv.*, 1987.
- [26] B. Gustavsen, P. Triverio y U.R. Patel, «An equivalent surface current approach for the computation of the series impedance of power cables with inclusion of skin and proximity effects» *IEEE Trans. Power Deliv.*, 2013.
- [27] P. Triverio y U.R. Patel, «MoM-SO: A Complete Method for Computing the Impedance of Cable Systems Including Skin, Proximity, and Ground Return Effects» *IEEE Trans. Power Deliv.*, 2015.
- [28] P. Triverio y U.R. Patel, «Accurate Impedance Calculation for Underground and Submarine Power Cables Using MoM-SO and a Multilayer Ground Model» *IEEE Trans. Power Deliv.*, 2016.
- [29] A. E. d. Normalización, «UNE-EN IEC 60071-2:2018 - Coordinación de aislamiento. Parte 2: Guía de aplicación» 2018.
- [30] U. Gudmundsdottir, C. Bak, W. Wiechowski y F. da Silva, «Wave propagation and benchmark measurements for cable model validation» *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2009.
- [31] U. Gudmundsdottir, B. Gustavsen, C. Bak, W. Wiechowski y F. da Silva, «Field test and simulation of a 400 kV crossbonded cable system» *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2009.
- [32] U. Gudmundsdottir, C. Bak y W. Wiechowski, «Modeling of long High Voltage AC Underground Cables» 2016.
- [33] P. Cruz y J.C. del Pino, «Experimental validation of ultra-shortened 3D finite element models for the

frequency-dependent analysis of three-core armored cables» IEEE, 2021.