



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES

Departamento de Ingeniería Eléctrica.

Tesis Doctoral

OPTIMIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DE UNA RED
ELÉCTRICA DE DISTRIBUCIÓN MEDIANTE EL USO DE UN
ENLACE EN CORRIENTE CONTINUA VSC-HVDC/MVDC A PARTIR DE
LA METAHEURÍSTICA DE UN ALGORITMO EVOLUTIVO
GENÉTICO

Autor:
Antonio de la Rubia Herrera



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES

Departamento de Ingeniería Eléctrica.

Tesis Doctoral

OPTIMIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DE UNA RED
ELÉCTRICA DE DISTRIBUCIÓN MEDIANTE EL USO DE UN
ENLACE EN CORRIENTE CONTINUA VSC-HVDC/MVDC A PARTIR DE
LA METAHEURÍSTICA DE UN ALGORITMO EVOLUTIVO
GENÉTICO

Autor:

Antonio de la Rubia Herrera

Directores:

Dr. D. Angel Luis Zorita Lamadrid

Dr. D. Oscar Duque Pérez

Dr. D. Manuel Vicente Riesco Sanz

Valladolid, 2015



A Natalia. Por ti.

"Persevere. Nada en el mundo puede reemplazar a la perseverancia. El talento no lo hará; nada es más común que los fracasados con talento. El genio no lo hará tampoco; el genio sin recompensa ya es proverbial. Perseverancia y determinación son las únicas virtudes omnipotentes"

Ray Krock.



Esta tesis doctoral, si bien ha requerido de esfuerzo y mucha dedicación por parte del autor y sus Directores de tesis, no hubiese sido posible su finalización sin la cooperación desinteresada de todas y cada una de las personas que a continuación citaré y muchas de las cuales han sido un soporte muy fuerte en momentos de angustia y desesperación.

Primero y antes que nada, dar gracias como se cita, a mis Tutores del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Valladolid; D. Angel Luis Zorita Lamadrid, D. Oscar Duque Pérez y D. Manuel Vicente Riesco Sanz. Su infinita paciencia y excelente hacer pedagógico a través de sus correcciones, comentarios e incluso aliento en algunos momentos de verdadera oscuridad, sin ninguna duda, me han ayudado a seguir adelante.

Agradecer ayer, hoy y siempre a mi mujer Natalia por elegirme para estar con ella y formar con Mateo y Victoria (nuestros hijos) una familia. Sin su ayuda ni ella, todos mis objetivos no son posibles. A mi padre Antonio, que siempre me ha inculcado los valores de la perseverancia, la constancia y un infinito amor. A mis hermanas Consuelo y Montse, siempre dispuestas a ayudarme y cuyo tesón y coraje me obligan a seguir sus pasos. A mi madre Consuelo, siempre en mi memoria y alma.

A todos mis Compañeros de la Central Termoeléctrica La Pereda-Hunosa de los Servicios de Operación y Mantenimiento y en especial a; Jorge, Arturo, Miguel Ángel y Jose María, sin cuyos conocimientos y valores humanos no podría ser quien soy. A mis Maestros de Judo; D. Shu Taira, D. Eduardo Lombardero, D. Carlos de Cima, D. Joaquín Suárez y a mis Profesores-Compañeros de tatami del Palacio de Deportes de Oviedo y Club Deportivo Takeda, los cuales me hacen ver diariamente con su sabiduría la dificultad de superación de uno mismo y que la habilidad, la humildad y el respeto por todo cuanto nos rodea deben ir siempre juntos. A mis amigos; Jin, Ángela, Marcos, Julio, Álvaro, ..., por ser tan buenos y algunos soportar durante el desarrollo de esta tesis mi carácter. A mis amigos de Almagro (Ciudad Real) como Julio de Pablos Alcázar, Manuel Ramírez, Francisco Martínez y Francisco Borlado, los cuales ayudaron a dar difusión a este trabajo de investigación.

En general quisiera agradecer a todas y cada una de las personas que han vivido conmigo la realización de esta tesis doctoral, con sus altos y bajos y que no necesito nombrar porque tanto ellas como yo sabemos que desde los más profundo de mi corazón les agradezco el haberme brindado todo el apoyo, colaboración, ánimo y sobre todo cariño y amistad.



GLOSARIO DE ABREVIATURAS UTILIZADAS	9
GLOSARIO DE TÉRMINOS	11
ÍNDICE DE FIGURAS, TABLAS Y ESQUEMAS	15
CAPÍTULO 1	24
INTRODUCCIÓN	24
1.1 Planteamiento del problema. Motivación y <i>leitmotiv</i> del trabajo.	25
1.1.1 Problemática en las Redes de Distribución.	25
1.1.2 Soluciones planteadas	28
1.2 Objetivos de la tesis	33
1.3 Estructura de la tesis	34
CAPITULO 2	35
PRINCIPIOS BÁSICOS DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN VSC-HVDC/MVDC.	35
2.1 Estado Actual, Estado del Arte o Estado de la Técnica sobre el uso de la Corriente Continua en Sistemas de Potencia (SEP).	36
2.2 Descripción de los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC.	42
2.3 Estructura típica de un sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC	44
2.3.1 Transformador de potencia.	45
2.3.2 Filtros de alta frecuencia.	46
2.3.3 Filtros de corriente alterna.	46
2.3.4 Reactores de fase.	46
2.3.5 Módulos IGBTs.	47
2.3.6 Condensador de cd.	47
2.3.7 Filtros de cd.	48
2.3.8 Cables para transmisión VSC-HVDC/MVDC.	48
CAPÍTULO 3	49
EXPLICACIÓN DEL MODELO MATEMÁTICO PARA EL COMPORTAMIENTO DEL VSC-HVDC/MVDC.	49
3.1 Modelo de un sistema VSC-HVDC/MVDC por control vectorial.	50
3.2 Obtención de la tensión $e(t)$ (entrada-salida del convertidor) VSC.	51
3.2.1 Funcionamiento Inversor Monofásico	52
3.2.2 Funcionamiento Inversor Monofásico en Puente	53
3.2.3 Funcionamiento Inversor Trifásico en Puente	54



3.2.4	Funcionamiento de Inversor Trifásico de 3 niveles	57
3.2.5	Descripción para la obtención de las $e(t)$ en el VSC-HVDC/MVDC.	61
3.2.5.1	Introducción	61
3.2.5.2	Descripción de los módulos, [18]	62
3.2.5.3	Obtención del vector espacial con el inversor, [19]	63
3.3	Lazo de Control para obtener $e(t)$	68
3.3.1	ANALOGÍA DE FUNCIONAMIENTO ENTRE UN CONVERTIDOR INVERSOR Y UN GENERADOR SÍNCRONO DE ROTOR CILÍNDRICO.	76
3.3.2	LIMITACIONES FÍSICAS DEL VSC-HVDC/MVDC.	84
3.4	Principios básicos de control de los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC.	88
3.5	Operación del sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC.	90
3.6	Estrategias de control.	90
3.7	Modelo del Inner Controller en condiciones no estacionarias para variable discreta	94
3.8	Función $G(z)$ de transferencia del Proceso en variable discreta	99
3.9	Señales de Control Externo (<i>Outer Controller</i>)	100
3.9.1	Control de tensión continua (variable continua)	101
3.9.2	Control de potencia activa	104
3.10	PLL (Phase Loop Locked). Seguidor de fase	104
3.11	LIMITACIONES DE CORRIENTE Y ESTRATEGIAS	108
3.12	Diferencias entre control directo y control vectorial	111
3.13	Análisis cuantitativo sobre estrategias de control de estabilidad de la red con el uso del VSC-HVDC/MVDC	112
3.13.1	Primera estrategia (VSC-HVDC/MVDC en paralelo con la línea de transmisión)	112
3.13.1.1	Efecto del VSC-HVDC/MVDC en ángulo del rotor	113
3.13.2	Segunda estrategia de control ante variaciones de tensión.	115
CAPÍTULO 4		112
PRUEBA DEL MODELO VSC- HVDC/MVDC		112
4.1	Introducción	113
4.2	Control de Potencia Activa	118
4.3	Control de Potencia Reactiva	122
4.4	Control de Vac	125
4.5	Corto Trifásico en lado Red-1	127



4.6 Corto Trifásico en lado Red-2	131
4.7 Faltas desequilibradas: SLGF en Red lado-1	138
4.8 Conclusiones	142
CAPÍTULO 5	140
ALGUNOS ALGORITMOS DE OPTIMIZACIÓN METAHEURÍSTICOS EMPLEADOS EN LA GESTIÓN DE POTENCIA.	140
5.1 Algoritmos de gestión de una red de distribución.	142
5.1.1 Introducción	142
5.1.2 Métodos de programación avanzada o búsqueda inteligente	142
5.1.2.1 Métodos Heurísticos	142
5.1.2.2 Enfriamiento simulado o Recocido Simulado-Alliannig Simulated.	143
5.1.2.3 Búsqueda Tabú	148
5.1.2.4 Algoritmos evolutivos	153
5.1.2.5 Redes Neuronales	156
5.2 Síntesis y Justificación del uso de un Algoritmo Evolutivo Genético.	157
CAPÍTULO 6	157
ALGORITMOS GENÉTICOS Y APLICACIÓN A LA LOCALIZACIÓN DE UN ENLACE EN CORRIENTE CONTINUA PARA MAXIMIZAR LA CARGABILIDAD, MEJORAR FLUJOS DE CARGA Y PERFIL DE TENSIONES	157
6.1 Breve historia sobre los AG	159
6.2 Esencia del Algoritmo genético	159
6.3 Pasos para aplicar un algoritmo genético	161
6.3.1 Codificación	161
6.3.2 Población inicial	162
6.3.2.1 Función de evaluación o Función Fitness	163
6.3.3 Selección	163
6.3.4 Cruzamiento	165
6.3.5 Mutación	166
6.3.6 Elitismo	167
6.3.7 Criterio de Parada	167
6.3.8 Soluciones no factibles	168
6.4 Desarrollo de un algoritmo genético para localizar un enlace de continua VSC-HVDC/MVDC y mejorar así la cargabilidad del sistema, flujos de carga y perfil de tensiones.	168
6.4.1 Planteamiento del problema	168
6.4.2 Programación del AG	170



6.4.2.2	Población inicial (Paso 2)	172
6.4.2.3	Operadores Genéticos (Pasos 3 a 9)	172
6.4.2.4	Criterio de Parada.	173
6.4.2.5	Soluciones no factibles	173
6.5	Implementación del algoritmo	173
6.6	Síntesis.	182
CAPÍTULO 7		180
RESULTADOS SOBRE EL MODELO VSC-HVDC/MVDC EN LA RED DE DISTRIBUCIÓN OBJETO DE ESTUDIO TRAS APLICAR A LA MISMA UN ALGORITMO EVOLUTIVO GENÉTICO		
7.1	Introducción	181
7.2	Mejora de la Estabilidad Estática de la Tensión de la Red	181
7.3	Mejora de las caídas de tensión en la zona conflictiva, frente a cortocircuitos.	186
7.3.1	Cortocircuito en la Red de 220 kV lejos de la zona conflictiva (Área-2)	186
7.3.2	Cortocircuito en la Red de 50 kV dentro de la zona conflictiva (Área-2, línea 7)	191
7.4	Mejora de las caídas de tensión a pesar de que el sistema VSCpase a funcionar como STATCOM debido a pérdida de uno de los convertidores o bloqueo de uno de los mismos	193
CAPÍTULO 8		198
CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN FUTURAS		
8.1	Aportaciones.	199
8.2	Ventajas adicionales en los sistemas eléctricos habituales que contienen Enlaces en Continua.	202
8.3	Líneas de investigación futuras.	205
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS		206
ANEXOS AL CAPÍTULO 3		211
A.1	Control vectorial	211
A.2	Límites de funcionamiento.	214
A.3	Transformación Clarke-Park.	218
A.4	Análisis de ecuaciones según el concepto de Espacio - Estado.	232
A.4.1	Concepto de estado, vector de estado, ecuación de estado.	233
A.4.2	Ecuaciones de estado de los circuitos eléctricos lineales invariantes.	235
A.5	MODULACIÓN DEL VECTOR ESPACIAL.	237
A.5.1	Funcionamiento six-step.	237



A.5.2	Funcionamiento en modulación vectorial.	238
A.5.2.1	Formación de la Modulación del Vector Espacio, [20]	239
A.5.2.2	Distribución de los ciclos de trabajo, [21].	246
A.5.2.2.1	Distribución Clase II. Alineamiento por flanco de subida.	247
A.5.2.2.2	Distribución Clase II. Alineamiento por flanco de bajada.	247
A.5.2.2.3	Distribución Clase II. Alineamiento simétrico.	248
A.5.2.2.4	Distribución Clase II. Alineamiento de secuencia alternativa.	249
A.5.2.2.5	Distribuciones clase I.	250
A.5.2.3	Formación de la modulación del vector espacio (II),[20]	253
A.6	Operación del VSC en PWM	261
A.7	Esquema de Control General con Variable Discreta. Definiciones	274
A.8	Definición Topológica de Estabilidad	284
A.8.1	Definición Topológica de Estabilidad Asintótica	285
A.8.2	Definición de estabilidad asintótica global y local	285
A.8.3	Definición de inestabilidad	286
A.9	Función de Liapunov	286
A.9.1	Teorema de estabilidad de Liapunov	289
A.9.2	Teorema de Liapunov sobre la estabilidad asintótica.	293
A.9.3	Teorema de inestabilidad de Liapunov.	294
A.9.4	Teorema de estabilidad de Liapunov de los circuitos eléctricos lineales invariantes.	295
A.9.4.1	Para sistemas de variable continua.	295
A.9.4.2	Para sistemas en variable discreta	295
A.9.5	Hacia el punto de estabilidad Xref. Ejemplo en el análisis del lazo de control de tensión continua	299
A.10	Elección del tipo de Controlador. ¿PD o PI?	305
A.10.1	Efecto Wind-Up en Controladores PI.	316
A.11	Aplicación Heurística del comportamiento del Regulador. El regulador PI en Lógica Difusa (Fuzzy).	318
A.12	MODELO MATEMÁTICO DEL VSC-HVDC/MVDC PARA APLICAR EN EL CÁLCULO DE FLUJO DE CARGAS	332



GLOSARIO DE ABREVIATURAS UTILIZADAS

PST	Phase Shifting Transformer
TRBC	Transformador de Tensión Bajo Carga
SCR	Silicon Controlled Thyristor
TRIAC	Triode Altern Current
DIAC	Diode Altern Current
GTO	Gate-Off Thyristor
LCC	Line Commutated Converter
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
BJT	Bipolar Junction Transistor
FACTS	Flexible Altern Current Transmission Systems
AC, ca	Altern Current
DC, cc	Direct current
HVDC	High Voltage Direct Current
VSC	Voltage Source Converter
ABB	Asea Bobery Brown
kV	kilo Volts
MW	Mega Watts
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
GW	Giga Watts
PLC	Power Line Carrier
PWM	Pulse Width Modulation
PID	Proporcional Integral Derivativo
A/D	Analógico / Digital



NG	_____	Negativo Grande
NM	_____	Negativo Mediano
NP	_____	Negativo Pequeño
CE	_____	Cero
PP	_____	Positivo Pequeño
PM	_____	Positivo Mediano
PG	_____	Positivo Grande
PLL	_____	Phase Locked Looping
SLFG	_____	Single Line Fault on Ground (Falta de fase a tierra)
VCO	_____	Voltage Control Oscilator
SEP	_____	Sistema Electrico de Potencia
ERCN	_____	Energías Convencionales No Renovables
IA	_____	Interruptor Automático
MTDC	_____	MultiTerminal Direct Current
GADA	_____	Generador Asíncrono Doblemente Alimentado
DRNC	_____	Distribution Network Reconfiguration
REE	_____	Red Eléctrica de España



GLOSARIO DE TÉRMINOS

i_a	Corriente de fase “a” VSC-HVDC/MVDC
i_b	Corriente de fase “b” VSC-HVDC/MVDC
i_c	Corriente de fase “c” VSC-HVDC/MVDC
R	Resistencia de línea por fase
L	Inductancia de choque
e_a	Tensión de salida “a” del VSC
e_b	Tensión de salida “b” del VSC
e_c	Tensión de salida “c” del VSC
V_{sa}	Tensión fase “a” de Red
V_{cb}	Tensión fase “b” de Red
V_{sc}	Tensión fase “c” de Red
R_1	Resistencia devanado rotórico motor corriente continua de excitación independiente
L_1	Inductancia devanado rotórico motor corriente continua de excitación independiente
R_2	Resistencia del devanado estático del motor de excitación independiente
L_2	Inductancia del devanado estático del motor de excitación independiente
V_1	Tensión entrada devanado rotórico motor corriente continua de excitación independiente
i_1	Intensidad entrada devanado rotórico motor corriente continua de excitación independiente
V_2	Tensión entrada devanado estático motor corriente continua de excitación independiente
i_2	Intensidad entrada devanado estático motor corriente continua de excitación independiente
M	Motor de excitación de corriente continua
w	Velocidad angular del motor de corriente continua



$C=T_{res}$	Par aplicado al motor de corriente continua
J	Momento de inercia del motor de corriente continua
Φ	Flujo magnético del devanado estático
E	Fuerza electromotriz del motor de corriente continua
F	Frecuencia de la velocidad del rotor de corriente continua
T_1	Par ofrecido por el motor de corriente alterna trifásico
R_2	Resistencia devanado rotórico motor asíncrono
X_2	Reactancia devanado rotórico motor asíncrono
θ	Ángulo de cambio de ejes diagrama $p-q$ (PLL)
Φ	Angulo entre V_s e i_s en el marco $\alpha-\beta$
PLL	Phase Locked Loop (Rastreador Lazo de Fase)
n	Velocidad del rotor de motor de excitación independiente o de motor asíncrono
$V_{s\alpha}$	Tensión real en el plano complejo de V_s (representante del sistema trifásico)
$V_{s\beta}$	Tensión imaginaria en el plano complejo de V_s (representante del sistema trifásico)
$i_{s\alpha}$	Corriente real en el plano complejo de i_s (representante del sistema trifásico)
$i_{s\beta}$	Corriente imaginaria en el plano complejo de i_s (representante del sistema trifásico)
V_d	Tensión eje d marco síncrono $d-q$
V_q	Tensión eje q marco síncrono $d-q$
i_d	Corriente eje d marco síncrono $d-q$
i_q	Corriente eje q marco síncrono $d-q$
$V_s^{(r)}$	Tensión representativa de sistema trifásico en marco $d-q$ o rotatorio
$V_s^{(s)}$	Tensión representativa de sistema trifásico en marco $\alpha-\beta$ o estacionario
$\Phi(t-t_0) = e^{A(t-t_0)} X(t_0) = e^{At} X(0) = \Phi(t) X(0)$	Matriz de evolución de dos estados



$\int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} B u(\tau) d\tau$ _____ Integral de Convolución entre dos estados

\mathcal{L}^{-1} _____ Antitransformada de Laplace

A _____ Matriz evolución del circuito

B _____ Matriz generadora de excitación



-
- PWM _____ Pulse Width Modulation
- $SVPWM$ _____ Space vector Pulse Width Modulation
- $V_{LL} = V_{ab}$ _____ Tensión de línea
- V_{cd} _____ Tensión Continua
- S_1, S_1', S_4, S_4' _____ Interruptores IGBT de convertidor 3 niveles
- θ_r _____ Ángulo de salida de PLL
- X_l _____ Impedancia de línea
- X_c _____ Impedancia de carga
- I_a^* _____ Intensidad del alternador síncrono sin variación ante desigualdad de carga
- δ _____ Ángulo de desfase entre E y V del alternador síncrono
- X_c'' _____ Carga variada ante el alternador
- T _____ Tiempo de muestreo en señal discreta
- $K \in \mathbb{Z}^+$ _____ K número entero positivo que acompaña a la variable de muestreo
- P_a, P_b y P_c _____ Pulsos de entrada a los IGBT's por cada fase de entrada
- e_x _____ Valor eficaz de la componente a frecuencia fundamental del voltaje de fase del convertidor.
- V_{sx} _____ Valor eficaz del voltaje de fase del sistema de corriente alterna
- ω _____ Frecuencia angular
- δ _____ Ángulo de desfasamiento entre V_{sx} y e_x
- L_s _____ Inductancia del reactor de acoplamiento
- V_{cd} _____ Voltaje en el enlace de cd
- I_{cd} _____ Corriente en el enlace de cd
- $Z[f(K-m)] = Z^{-m} f(z)$ _____ Función escalón de transformada en Z
- e_{dp}, i_{dp} _____ Tensión e intensidad eje d secuencia positiva
- e_{dn}, i_{dn} _____ Tensión e intensidades de secuencia negativa
-



e_{dq}, i_{dq}	_____	Tensión e intensidad eje q secuencia positiva
e_{qn}, i_{qn}	_____	Tensión e intensidad eje q secuencia negativa
Δ	_____	Incremental finito para variable discreta
C_{cd}	_____	Condensador del lado continua
P_L	_____	Pérdidas en inductancia de línea
P_R	_____	Pérdidas en resistencia línea
P	_____	Potencia neta activa entregada al sistema
$G(s)$	_____	Función de proceso en variable continua
$G(z)$	_____	Función de proceso en variable discreta
$\mu(e)$	_____	Función de pertenencia del error en variables heurísticas
$\mu(de/dt)$	_____	Función de pertenencia de la tendencia del en variables heurísticas
$g(t)$	_____	Función antitransformada de Laplace
M	_____	Valor de acotamiento de una integral impropia
G_{ij}	_____	Conductancia entre los nudosi y j
B_{ij}	_____	Susceptancia entre los nudosi y j



ÍNDICE DE FIGURAS, TABLAS Y ESQUEMAS

Figura 2.1. Fuente [10]	41
Figura 2.2 Sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC. Fuente [13].	42
Figura 2.3 Diagrama Unifilar en un extremo del sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC. Fuente [13].....	45
Tabla 2.1 Características de los cables para transmisión VSC-HVDC/MVDC.....	49
Figura 3.1 Diagrama simplificado del VSC.....	50
Figura 3.2 Inversor Monofásico en IGBT's. Fuente [15].....	52
Figura 3.3 Inversor monofásico en puente. Fuente [15].....	53
Figura 3.4 Inversor trifásico en puente	55
Figura 3.5 Gráficas de Tensiones y Patrón de Disparos (1) para el Inversor Trifásico en Puente	55
Figura 3.6 Gráficas de Tensiones y Patrón de Disparo (2) para Inversor Trifásico en Puente. Fuente [15].....	56
Figura 3.8 Tensión de fase de salida en un convertidor de 3 niveles	59
Figura 3.9 Distintas representaciones simplificadas de los inversores de 2 y 3 niveles.....	60
Figura 3.10 Composición de Tensión de fase en un convertidor Multinivel.....	61
Ecuación 3.2.5.b para la transformación de Park Inversa (ipark).....	62
Figura 3.11 El inversor alimentado con fuente de punto y medio y carga en estrella. Fuente [12]	63
Figura 3.12 Valores de impedancias y las respectivas tensiones válidas durante la conducción de los elementos S1, S2, S6 (estos son valores de amplitud de las tensiones, no son valores eficaces, los cuales se calculan integrando la onda de salida en su período). Fuente [12]	63
Fig.3.13 Combinación “100” de las llaves del inversor. Fuente [12]	64
Fig.3.14 Las 8 combinaciones posibles de llaves del inversor puente trifásico. Fuente [12].....	65
Figura 3.16 A) Ubicación de los vectores directores en el plano complejo y el vector $V_{m\acute{a}x}$. B) Un vector $V < V_{m\acute{a}x}$ del sector I, modulado con sus respectivos vectores directores V_1 , V_2 y V_0 ; V_7 . Fuente [12]	68
Figura 3.17 Función de transferencia de planta	69
Figura 3.18 Circuitos equivalentes del VSC en el marco síncrono	71
Figura 3.19 Esquema de control sin desacoplamiento	72



Figura 3.20 Control de entrada.....	72
Figura 3.21 Representación en bloques de desacoplamiento	74
Figura 3.22 Control Inner Controller con DESACOPLADO ejes “d” y “q”	75
Figura 3.23 Control Parcial sobre <i>PWM</i>	76
Figura 3.24 Circuito Equivalente del Generador Síncrono XI (impedancia de línea) y X_c será la impedancia de carga ..	77
Figura 3.25 Circuito equivalente de Generador-Línea –Carga	78
Figura 3.26 Diagrama Fasorial de un generador síncrono acoplado a una red de potencia infinita.....	78
Figura 3.27 Diagrama Fasorial del Funcionamiento del generador para el caso 1.....	80
Figura 3.28 Diagrama Fasorial del Funcionamiento del generador para el caso 2.....	81
Figura 3.29 Distribución de Campos Magnéticos en motor trifásico	83
Figura 3.30 Diagrama Circular de Potencia de una Alternador	83
Figura 3.31 Esquemas de similitud entre Alternador y VSC.....	84
Figura 3.32 Plano <i>P-Q</i> de funcionamiento del VSC.....	85
Figura 3.33 Cuadrantes de Funcionamiento del VSC	86
Figura 3.34 Diagramas Fasoriales con; a) $Q=0$, b) $P=0$	87
Figura 3.35 Flujo de potencia real y reactiva entre el VSC y el sistema de ca. Fuente [21]	88
Figura 3.36 Flujo de potencia real y reactiva en un sistema de transmisión <i>HVDC-VSC</i> . Fuente [21]	89
Figura 3.37 Balance de Potencias en el <i>VSC-HVDC</i>	91
Figura 3.38 Esquema de Únicas entradas de un controlador.....	92
Figura 3.39 Esquema simplificado control VSC de tensión y potencia	93
Figura 3.40 Esquema completo de control VSC de un convertidor	93
Figura. 3.40 Representación de secuencia homopolar de tensiones trifásicas	95
Figura 3.41 Diagrama de bloques <i>inner controller</i> en estado dinámico en variable discreta.....	98
Figura 3.42 Lazo de control desacoplado en secuencia positiva	99
Figura 3.43 Lazo de control básico retroalimentado obviando efecto con ganancia de <i>PWM</i> unidad	100
Figuras 3.44 Respuesta de estabilidad en función de la localización de la raíz p de $G(s) = ps + p$	102



Figura 3.45 Control en variable continua de la tensión U_{dc}	103
Figura 3.46 Lazo de control de potencia activa	104
Figura 3.47 Lazo de control del PLL.....	105
Figura 3.48 Filtro pasa-bajos	105
Figura 3.49 Función de transferencia del VCO	106
Figura 3.50 Evolución de la frecuencia en el VCO.....	106
Figura 3.51 Desfase entre V_d y $V(t)$	108
Figura 3.52 Estrategia de limitación de corriente con prioridad a la componente i_d	109
Figura 3.53 Estrategia de limitación de corriente con prioridad a la componente i_q	110
Figura 3.54 Estrategia de limitación de corriente con prioridad igual a la componente i_d e i_q	110
Figura 3.55 Esquema de Control Directo	111
Figura 3.56 Curva $P-\delta$ de un alternador antes, durante y después de falta	112
Figura 3.57 Enlace en paralelo VSC-HVDC/MVDC.....	113
Figura 3.58 Enlace en serie VSC-HVDC/MVDC.....	115
Figura 4.1 Modelo de Red a estudiar y analizar.....	113
Figura 4.2 Esquema ortogonal de Red.....	114
Figura 4.3 Caídas de tensión y restricciones en red pasiva	115
Figura 4.4 Red de prueba para el control de VSC-HVDC/MVDC.....	117
Figura 4.5 Criterio de signos para el control de potencia activa y reactiva	119
Figura 4.6 Variación de SetPoints	119
Figura 4.7 Provocación de i_d en VSC-1.....	120
Figura 4.8 Variaciones de Tensiones en los nudos.....	120
Figura 4.9 Reacción i_q en VSC-2 para mantener Tensión en nudo-2	121
Figura 4.11 Tensión de continua.....	122
Figura 4.12 Criterio de signos para el control de potencia reactiva	122
Figura 4.13 Perfil de respuesta ante cambios de reactiva	123



Figura 4.14 Provocación de i_q en VSC-1	123
Figura 4.15 Evolución de la tensión en nudo 1 por cambios en VSC-1.....	124
Figura 4.16 Invariabilidad en el VSC-2 ante lo que ocurre en VSC-1.....	124
Fig. 4.17 Invariabilidad en potencia activa en ambos extremos.	124
Figura 4.18 Tensión de Continua	125
Figura 4.19 Perfil de tensiones en los nudos 1 y 2 deseado.....	125
Figuras 4.20 Perfil de tensiones en los nudos 1 y 2 deseado	126
Figuras 4.21 Perfil de potencias activas y control de potencia activa en nudo 1. No varía nada.....	127
Figura 4.22 Tensión Continua	127
Figura 4.23 Evolución de la tensión en nudo-1. Se aprecia la caída de tensión provocada por el cortocircuito	128
Figura 4.24 Evolución de la tensión Udc por cortocircuito en lado Red-1	128
Figura 4.25 Evolución de las corrientes absorbida por VSC-1 y emitida por VSC-2	129
Figura 4.26 Evolución de la tensión Bus-2 y reactivas del VSC-1 y VSC-2.....	130
Figura 4.26b Equilibrio de Potencia activa antes, durante y después del corto trifásico lado Red-1.....	130
Fig. 4.27 Evolución de la tensión en nudo-2. Se aprecia la caída de tensión provocada por el cortocircuito	131
Figura 4.28 Subida de corriente en VSC-2 y mantenimiento de corriente en VSC-1.....	132
Figuras 4.29 Control de tensión y Udc del VSC-2 y potencia reactiva del VSC-1	133
Figura 4.30 Equilibrio de Potencia activa antes, desequilibrio durante y equilibrio después del corto trifásico lado Red-2	134
Figura 4.32 Esquema de cambio de estrategia para control de tensión Udc	135
Figura 4.33 Evolución de la tensión en nudo-2. Se aprecia la caída de tensión provocada por el cortocircuito	135
Figura 4.34. Evolución de la tensión Udc. Falta en lado 2	136
Figura 4.35 Evolución de las reactivas de VSC-1 y VSC-2	137
Figura 4.36 Evolución de la tensión en nudo-1. Falta lado 2.....	137
Figura 4.37 Aumento de corriente de VSC-2 o disminución de corriente en VSC1	138
Figura 4.38 Equilibrio de Potencia activa antes, durante y después del corto trifásico lado Red-2.....	138



Figura 4.39 Aparición de componentes simétricas debido a la falta monofásica a tierra	139
Figuras 4.40 Aparición de componentes simétricas debido a la falta monofásica a tierra	141
Figura 6.1 Flujograma de un AG.	161
Figura 6.2 Esquema de un cromosoma biológico. Fuente [53]	162
Figura 6.3 Cruce simple o de un punto. Fuente [53]	166
Figura 6.4 Cruce multipunto. Fuente [53].	166
Figura 6.5 Pseudocódigo del AG.	171
Figura 6.6 Estructura del cromosoma.	172
Figura 6.7 Red equivalente de 4 nudos.	174
Tabla 6.1 Población inicial de la red de 4 nudos.	175
Tabla 6.2 Evaluación de la población inicial de la red de 4 nudos.	176
Figura 6.8 Gráfico de distribución de probabilidades para cada padre.	177
Tabla 6.3 Asignación de sectores	177
Tabla 6.4 Selección de padres.....	177
Tablas; 6.5 / 6.6 / 6.7 / 6.8 = Progenitores participantes en el proceso de cruce / Punto de cruce para la primera pareja de padres: gen 1 / Punto de cruce para la segunda pareja de padres: gen 2 / Descendencia por el método de cruce.....	179
Tabla 6.9 Mutacion de la poblacion de la red de 4 nudos.	179
Tabla 6.10	180
Tabla 6.11 Evolucion de las poblaciones de la red de 4 nudos.	181
Figura 6.9 Diagrama PV Sistema Eléctrico Equivalente.	182
Figura 7.1 Curvas PV para los nudos 2, 6 y 7	182
Figura 7.2 Modelo del Esquema Unifilar Simplificado para nudo 2	182
Figura 7.3 Curvas de sensibilidad para los nudos 2,6 y 7	183
Figuras 7.4. Respuestas de suministro de tensión sobre nudo 2 del VSC-MVDC	185
Figura 7.5. Representación de cortocircuito a partir de impedancia Xd y Rd	187
Figura 7.6 Propagación de la caída de tensión en la Red	188



Figura 7.7 Caída tensión en red	188
Figura 7.8 Tensión en extremos	189
Figura 7.9 Corriente en extremos	189
Figura 7.10 Tensión en continua y reactiva en extremos	190
Figura 7.11 Potencia activa en extremos	191
Figura 7.12 Comparativas con y sin enlace de extremos	192
Figura 7.13 Actuaciones del sistema eléctrico	193
Figura 7.15 Efecto Ferranti nudo 1	193
Figura 7.16 Variación de Udc.....	194
Figura 7.17 Absorción reactiva VSC-1	194
Figura 7.18 Variación tensión VSC-2.....	195
Figura 7.19 Variaciones de corriente nudos 1 y 2.....	195
Figura 7.20 Variación de potencia activa VSC´s.....	195
Figura 7.21 Bajada tensión VSC- 1	196
Figura 7.22 Variación corriente VSC´s y de Udc.....	197
Figura 7.23 Variaciones de reactiva VSC´s y tensión nudo 2.....	197
Figura 7.24 Potencia activa en VSC-2.....	198
Figura 7.25 Comportamiento por bloqueo VSC-2 de la red	199
Figura 8.1: Curvas agregadas de oferta y demanda para la hora H15 del 4 de junio de 2014. Las bandas verticales señalan los cuatro tramos de la oferta realizada por una central eléctrica. Fuente [62].....	202
Figura 8.2: Disposición típica de las tecnologías generadoras en la curva agregada de oferta. Fuente [62]	202
Figura A.1 Esquema motor excitación independiente.....	211
Figura A.2 Flujograma del control de velocidad motor cd ext. Independiente.....	212
Figura A.3 Características Par-Velocidad motor cd.....	213
Figura A.4 Característica C-n con límite de funcionamiento i_1	214
Figura A.5 Característica C-n con límite de funcionamiento i_1 e i_2	215



Figura A.6 Gráfica Par-Velocidad Motor Asíncrono Trifásico.....	218
Figura A.8 Proyección V_s sobre sistema trifásico	220
Figura A.9. Representación vectorial de un vector trifásico en un instante t	221
Figura A.10 Esquema de eliminación de los términos negativos de $V_s(t)$	222
Figura A.12 Cambio de coordenadas locales a globales	226
Figura A.13 Circuito modelo para determinar la ecuación espacio-estado. Fuente [14]	234
Figura A.14 Diagrama de bloques de la ecuación Espacio Estado	237
Figura A.15 Alineamiento flanco de subida - Clase II. Fuente [21]	247
Figura A.16 Alineamiento flanco de bajada - Clase II. Fuente [21].....	248
Figura A.17 Alineamiento simétrico - Clase II. Fuente [21]	249
Figura A.18 Secuencia alternativa - Clase II. Fuente [21].....	249
Figura A.19 Alineamiento flanco de subida - Clase I. Fuente [21].....	251
Figura A.20 Alineamiento flanco de bajada - Clase I. Fuente [21].....	251
Figura A.21 Alineamiento simétrico - Clase I. Fuente [21].....	252
Figura A.22 Secuencia alternativa - Clase I. Fuente [21]	252
Figura A.26 VSC trifásico de dos niveles. Fuente [12].....	262
Figura A.27 Modulación por ancho de pulso sinusoidal SPWM. Fuente [20]	263
Tabla A.1.b Armónicas generalizadas de VLL para un $m_f > 9$, impar, múltiplo de 3. Fuente [19]	267
Figura A.30 Evolución de la elaboración del patrón de pulsos hacia los <i>IGBT</i> 's	269
Figura A.31 Configuración de un VSC-Multinivel.....	273
Figura A.32 Señales involucradas en un VSC-Multinivel. Fuente [16]	273
Figura A.33 Esquema simplificado de control digital	275
Figura A.34 Proceso simplificado de muestreo de señales	276
Figura A.35 Modelo de discretización.....	276
Figura A.36 Función Delta de Dirac.....	276
Figura A.37 Señal por mantenedor de orden cero	278



Figura A.38 Cambio de señal digital a escalonada por mantenedor de orden 0	278
Figura A.39 Etapa 1ª y 2ª de actuación sobre proceso	279
Figura A.40 Esquema completo de control de VSC.....	279
Figura A.41 a) Trayectoria asintóticamente estable y b) Función de Liapunov	289
Figura A.42 Interpretación geométrica de estabilidad de Liapunov acorde con la definición topológica.	292
Figura A.43 Interpretación geométrica de estabilidad de Liapunov. Fuente [14]	295
Figura A.44 Gráfica exponencial decreciente.....	299
Figura A.45 Esquema de Potencias activas VSC-HVDC/MVDC.....	301
Figura. A.46 Entronque sistema VSC-HVDC/MVDC hacia Sistema Eléctrico.....	303
Figura A.47 Lazo de control de tensión en Continua Vcd	305
Figura A.48 Ejemplo de un regulador PI.....	305
Figura A.49 Evolución de nivel agua en regulador PI.....	306
Figura A.50 Evolución de la acción proporcional integral por variación de consigna	307
Figura A.51 Ejemplo de un regulador PD	308
Figura A.52 Evolución de la acción derivativa por variación de consigna	309
Figura A.53 Lazo de control del Proceso G(s) sin acción integral en variable continua	312
Figura A.54 Lazo de control del Proceso G(z) sin acción integral en variable discreta.....	312
Figura A.55 Lazo de control del Proceso G(s) con acción integral en variable continua	313
Figura A.56 Lazo de control del Proceso G(z) con acción integral en variable discreta.....	314
Figura A.57 Lazo de control del Proceso G(s) con acción derivativa en variable continua.....	314
Figura A.58 Respuesta de un sistema de 2º orden subamortiguada ante entrada de Escalón Unitario.....	316
Figura A.59 Respuestas de un sistema de 2º orden sin <i>Wind Up</i> (izqda.) y con <i>Wind Up</i> (dcha.)	317
Figura A.60 Lazo de control con sistema <i>Wind-Up</i>	317
Figura A.61 Ejemplo lazo de control con corrección de trayectoria	318
Figura A.61a Variación del error y tendencia del error	319
Figura A.61b Variación del error y tendencia del error	320



Tabla A.4 Motor de interferencia de variables heurísticas	326
Figuras A.62 Posiciones relativas de cañón balístico	329
Figura A.63 Asignación numérica para las funciones de pertenencia $\mu(e(t))$ y $\mu(dedt)$	330
Figura A.64 Intersección de 2 conjuntos en lógica Heurística	330
Figura A.65 Esquema simplificado entradas y salida de regulador PI en control heurístico	331
Figuras A.66 Ejemplo de aplicación de lógica heurística sobre regulador PI	331
Figura A.67 Sistema Eléctrico Equivalente Conexión VSC-HVDC.....	334
Figura A.68 Sistema equivalente para aplicación del Flujo de Cargas.....	336
Figura A.69 Representación Esquemática del comportamiento del Enlace VSC para Flujo de Cargas	336



CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En este primer Capítulo se mostrará la curiosidad y el interés por el que finalmente ha surgido la elaboración de esta tesis, justificándose que el uso de los Enlaces en Corriente Continua VSC-HVDC/MVDC (Voltage Source Converter-High Voltage Direct Current / Medium Voltage Direct Current), son una alternativa más que probada y global a la hora de subsanar los nuevos problemas a los que se tienen que enfrentar los Sistemas de Potencia y Redes de Distribución. Se enumeran cada uno de los objetivos de la tesis y se muestra la estructura del trabajo.



1.1 Planteamiento del problema. Motivación y *leitmotiv* del trabajo.

El suministro eléctrico actual depende principalmente de grandes plantas generadoras, como las termoeléctricas que queman combustibles fósiles, hidroeléctricas o centrales nucleares. Tradicionalmente, la estrategia de control de los operadores de Redes de Transporte y Distribución es aprovechar la naturaleza controlable de estas plantas para adaptarse al lado más inflexible e incontrolable de la demanda, sin embargo, la conciencia ambiental y el uso creciente de fuentes de energía renovables como la eólica y la solar están cambiando esta estrategia debido a que la disponibilidad de estas nuevas tecnologías es menos controlable y previsible.

Este aspecto, unido a las tradicionales demandas de crecimiento exigidas a las Redes de Distribución, que no siempre pueden ser satisfechas, traen consigo una problemática que afecta de manera especial a las Empresas de Distribución que llevan años intentando solventar.

El trabajo que aquí se expone, pretende ser una solución más efectiva que las empleadas en la actualidad, posibilitando una respuesta rápida, fiable y económica a las grandes e inesperadas fluctuaciones del suministro, solventando la problemática que afecta hoy en día principalmente a las Redes de Distribución, y que a continuación se describen.

1.1.1 Problemática en las Redes de Distribución.

Un primer problema (desde el punto de vista de flujos de carga) con que se encuentran las Redes de Distribución es debido a las fuentes de energía renovable que se conectan a las mismas y que entregan potencia de un modo muy irregular. El viento, por ejemplo, puede ser muy fuerte en algunos momentos, y muy flojo en otros. Y esa producción puede no coincidir con los momentos de mayor consumo de energía. La naturaleza estocástica del viento y la variabilidad de la demanda no van sincronizadas. Un ejemplo de esto último puede darse cuando la demanda es de una magnitud determinada de MW y está siendo abastecida en su mayoría por generación eólica. Si hay una pérdida súbita de viento, habrá una pérdida súbita de entrega de potencia con la consiguiente bajada de frecuencia y tensión en la red pudiéndose producir un Colapso de Red, y esto obligará a restituir dicha carencia de energía con grupos de ciclo combinado y centrales hidráulicas de gran salto las cuales son de entrada muy rápida pero muy caras.

Un segundo problema (desde el punto de vista de niveles de tensión) tiene que ver también con las fuentes renovables, más concretamente con las centrales



fotovoltaicas que se conectan a las Redes de Distribución. La variabilidad meteorológica (días nublados o soleados) hace que los niveles de tensión en dichas Redes de Distribución corran el peligro de salir de los márgenes adecuados acorde a la ley vigente. En la actualidad, la normativa existente en España, establecida en la Norma UNE-EN 50160, de obligado cumplimiento al estar recogida en el REAL DECRETO 1955/2000, *de 1 de diciembre por el que se regulan actividades de transporte, distribución, comercialización, suministro y procedimientos de autorización de instalaciones de energía eléctrica*, estipula unos rangos máximos de desviación de tensión con respecto a la nominal de un más-menos 7%, pero sin dejar unos objetivos claros a la hora de entregar un suministro de calidad óptima. Es decir, en dicha Norma, no se aclara en modo alguno, qué métodos son aplicables para determinar la calidad de una red en cuanto a niveles de tensión.

Un tercer problema que aparece en las Redes de Distribución surge cuando se produce un aumento de la demanda con el tiempo. Los medios de que se dispone (y que se describirán en el siguiente punto) no son suficientes para poder mantener los niveles de tensión a largo plazo, pues sucede que en muchos casos las Redes de Distribución son pasivas, es decir, que no hay fuentes de generación (tanto activas como reactivas) acopladas a las mismas y dichas Redes son exclusivamente demandantes de energía. Cabe resaltar que en determinados sistemas, como por ejemplo Dinamarca, tal problema no existe aunque en España sí. Además, en momentos pico de consumo, podrían producirse disparos de líneas *en efecto dominó*. Para dar una explicación de este *efecto* se pone como ejemplo explicativo el de un transformador elevador/reductor de distribución que falle porque la protección diferencial del mismo haya actuado y haga que la línea que une la subestación emisora (mayor tensión) con la subestación receptora (menor tensión) en la que está ubicado dicho transformador dispare haciendo que se deje de abastecer potencia a las barras de la subestación receptora de la que salen a su vez varias líneas. Normalmente los operadores lo que realizan es una alimentación inversa (con la energía en dirección a barras de la subestación receptora pero con los interruptores de salida de la misma en posición abiertos) gracias a la estructura en malla de la red para abastecer las cargas que han quedado sin alimentar. Sin embargo, ocurre en muchos casos que las nuevas líneas que ahora abastecen a la misma demanda no aguanten la nueva solicitud ya que vienen alimentadas de otras partes de la red que pudieran estar cercanas a su límite funcional y éstas disparen también, produciéndose por tanto el no deseado *efecto dominó*.

Un cuarto problema (derivado del tercer problema) surge precisamente cuando una Red de Distribución eléctrica que únicamente sea de alterna tuviese una contingencia o una contingencia más alguna que otra indisponibilidad de otras líneas eléctricas por descargos de mantenimiento realizados por la



Compañía Distribuidora. De esta forma el reparto de potencia por las líneas que queden operativas tendrá una naturaleza aleatoria.

Un quinto problema se debe a las interrupciones inevitables por la actuación de protecciones de la aparamenta del sistema de Transporte o Distribución eléctrica ante cualquier contingencia.

Se define el TIEPI (Tiempo de Interrpción Equivalente a la Potencia Instalada) como un índice que reflejaanualmente la duración, en horas, de una hipotética interrupción del suministro referid a la potencia total instalada en una zona, que fuese equivalente a la suma de la duración de todas las interrupciones reales fuera de servicio teniendo en cuenta la potencia afectada en cada uno de los cortes. En su cálculo se tienen en cuenta las interrupciones de más de 3 minutos de duración, e incluye tanto las interrupciones causadas por trabajos planificados (programados) como por incidentes en las instalaciones (imprevistos).

De la ley 54/1997 que regula, en su artículo 48, la calidad del suministro eléctrico, y establece que la Administración General del Estado determinará unos índices objetivos de calidad del servicio y que las empresas eléctricas estarán obligadas a facilitar a la Administración la información de sus índices de calidad y del Real Decreto 1955/2000, comentado anteriormente, donde en su Capítulo II, del Título VI, establece el contenido y extensión de la calidad del suministro eléctrico, se desprende que cuando en Distribución Eléctrica parte de la demanda queda durante un tiempo sin suministro, a la Compañía Distribuidora se le aplica una penalización. Así, dicha legislación pondera y cuantifica la calidad de suministro eléctrico entregado por la Compañía Distribuidora a través de un parámetro denominado TIEPI (Tiempo de Interrupción Equivalente de Potencia Instalada). De tal forma que cuanto mayor sea el TIEPI, peor será la calidad de suministro e irá a una mayor penalización para la Empresa Eléctrica.

Un sexto problema (derivado del primer y quinto problema) se da en aquellas Redes de Distribución donde haya generación distribuida. Aunque puede no cesar, en caso de desconexión de la red principal, la generación distribuida, ocurre que son más las ocasiones en estas condiciones, en caso de pérdida de dicha red, de arrastre de los grupos de generación distribuida a ella acoplados. es decir, que también se desconectan. Por ello, la red restante perderá una generación que la mantenía estable y por tanto deberán entrar grupos de reserva secundaria de alta capacidad rodante, es decir, que se acoplan a las condiciones de la red de forma rápida. Dichos grupos incrementan el precio final de la energía que se fija en el Mercado Eléctrico. Por lo tanto, cuanto más reserva secundaria haya de este tipo, mayor será el coste de la energía y puesto que suelen ser principalmente de combustibles fósiles, las emisiones



contaminantes de efecto invernadero (CO₂) en caso de que entren a funcionar serán mayores también.

Un séptimo problema se observa en experiencias profesionales que los estudios de planificación de mejora en una red eléctrica están muy basados en el análisis de parámetros eléctricos (tensión, potencia y frecuencia) a partir de los datos históricos (trends) que poseen las Compañías de Distribución. Este sistema puede llegar a ser muy arriesgado a la hora de acertar o no sobre la ubicación de un nuevo elemento en la red eléctrica para mejorar su comportamiento por lo que cabe pensar que debe haber un método que acote y minimice riesgos en la toma de decisiones a la hora de optimizar una Red de Distribución.

1.1.2 Soluciones planteadas

Ante esta problemática, y con el propósito de asegurar el suministro de potencia ahora y en el futuro, los operadores de la red empiezan a considerar una serie de soluciones, entre las que cabe destacar las siguientes:

-Uso de Baterías de Condensadores: Dichas baterías de condensadores desempeñan un papel fundamental e importante a la hora de compensar la potencia reactiva demandada, como ayuda a los generadores que están aguas arriba evitándose así que las cargas tengan un inadecuado nivel de tensión. Este sistema, ante variaciones bruscas de tensión, es “estático” en cuanto a su capacidad de regular y ajustar la tensión en diferentes niveles, habida cuenta que no es capaz de aportar potencia activa, con lo cual, ante los problemas anteriormente descritos, podrían servir de complemento pero no de solución. Se debe ir por tanto a un elemento de mayor espectro resolutivo.

-Uso de PST (Phase Shifting Transformer) o Transformadores de Regulación Bajo Carga. En muchas Redes de Distribución eléctrica estos dispositivos son muy utilizados, pues por su capacidad de cambiar de tomas o escalones en sus devanados, hacen que puedan regular a diferentes niveles de tensión. Además su capacidad de cambiar el ángulo de fase entre tensiones de entrada y salida facilitan el intercambio de potencia activa. El problema de estos dispositivos es precisamente las reactancias de toma de las que están formadas las cuales inevitablemente consumen reactiva y hace que en las líneas eléctricas exista una indeseada caída de tensión. Para los problemas descritos y en especial a largo plazo por un aumento continuo de demanda en las Redes de Distribución, esta solución queda acotada, por lo que hay que ir hacia un elemento de mayor espectro resolutivo también.

-Uso de Volantes de Inercia. Los volantes de inercia son elementos que están acoplados a la red eléctrica de forma que almacenan la energía eléctrica en forma de energía cinética. En las Redes de Distribución insulares sucede que



cuando existen contingencias, la frecuencia de la red cae en mayor medida que en un sistema interconectado como es el peninsular por lo que el disparo de muchas líneas (deslastre) se hace inevitable. Para ayudar a este problema se puede disponer de volantes de inercia, de tal modo que ante una bajada de frecuencia el volante conmute como generador para que en vez de almacenar energía cinética a partir de absorber energía eléctrica, lo que es capaz de hacer es justo lo contrario, es decir que la energía cinética almacenada la devuelve a la red eléctrica. Esto hace que transmita potencia y eleve la tensión y la frecuencia. El problema que presenta esta solución es el tiempo que dicho volante de inercia puede estar operativo. En 12 minutos dichos volantes de inercia pueden entregar la nada despreciable cantidad de 1,65 MW pero solamente durante esos 12 minutos. Por este hecho hay que ir hacia una nueva solución que tenga un mayor espectro resolutivo.

- **Uso de Baterías de Almacenamiento.** Las baterías de almacenamiento son dispositivos electroquímicos (baterías prismáticas de Ión-Litio) los cuales acumulan energía hasta su carga nominal y en caso de falta de abastecimiento de los grupos principales de la red en la que se encuentren dichas baterías intercaladas, estas respondan para suplir la carencia de potencia. La filosofía de su explotación es ayudar a la integración de las energías renovables y la mejora de los servicios de operación (modulación de la curva de carga y regulación de la potencia y frecuencia). Como ejemplo de esto se puede señalar un proyecto piloto (Proyecto Almacena) que REE está llevando a cabo en la subestación de Carmona de 400/220 kV, ubicada en la provincia de Sevilla, mediante el cual se ha instalado en dicha subestación una batería capaz de entregar 3MWh con el objeto de ayudar a regular la Red de Transporte. Sin embargo, al igual que sucedía con los volantes de inercia, el problema de estos dispositivos es el limitado tiempo que son capaces de aportar energía en caso de contingencia de los principales grupos de abastecimiento de la red en la que se encuentran intercaladas.

-**Uso de FACTS (Flexible Altern Current Systems).** Se define a los FACTS como un sistema de transmisión de corriente flexible alterna (FACTS) compuesto de equipos estáticos de electrónica de potencia utilizados para el Transporte y Distribución de corriente alterna.

Las ventajas que tienen dichos dispositivos son:

- Son capaces de controlar el flujo de potencia asegurando la cargabilidad de las líneas y amortiguando las oscilaciones del sistema de potencia.
- Aumentan la capacidad de carga hasta su límite térmico.
- Aumentan la seguridad del sistema en general a través del aumento del límite de estabilidad transitoria (limitando corrientes de cortocircuito y sobrecargas), ofreciendo la posibilidad de controlar apagones y



absorbiendo oscilaciones electromecánicas de sistemas de potencia y máquinas eléctricas.

- Reducen los flujos de potencia reactiva en las líneas y por tanto dan una mayor capacidad de transporte de potencia activa.

Los dispositivos tipo FACTS son por tanto una alternativa atractiva para aumentar la capacidad de transmisión que hay en las redes y mejoran la operatividad.

De una forma muy general los tipos de FACTS, acorde a las necesidades de explotación de la red, se pueden dividir en dos grupos; a) Serie y b) Shunt.

Los pertenecientes al primer grupo a) son capaces de cambiar los valores de ángulo de desfase entre las tensiones de los extremos de las líneas eléctricas. También pueden añadir a la misma línea de forma total o parcial elementos reactivos (capacitivos o inductivos) con el propósito de variar la impedancia de la línea y por tanto modificando el flujo de potencia activa y reactiva que por la misma fluya.

Los pertenecientes al segundo grupo b), realizan aportación de reactiva regulando gracias a la electrónica de potencia diferentes niveles de tensión.

Para mejorar la calidad de suministro en Redes de Distribución con dichos dispositivos se tendría un nivel de seguridad ante una explotación estacionaria o dinámica razonablemente aceptable.

Sin embargo surge otro problema como consecuencia de la mejora gracias al uso de los FACTS descritos de forma general anteriormente en Redes de Distribución, y es que, si se produjera un cortocircuito en una parte de la red que sea pasiva, dicho cortocircuito será alimentado por las fuentes de generación conectadas a la red mientras la falta no sea despejada por las protecciones de cabecera, y en función de la naturaleza de dicho cortocircuito, podría ocasionar daños muy severos a la instalación. Es decir, que el uso de estos FACTS en una Red de Distribución no cortarían dicha corriente de cortocircuito, e incluso podría deteriorarlos también.

Habida cuenta, por lo tanto, del problema planteado en el uso de los FACTS y de las limitaciones comentadas en las otras soluciones descritas, resulta necesario pensar en un sistema que globalice en la mayor medida toda la casuística en cuanto a contingencias se refiere y necesidades de explotación de una Red Eléctrica de Distribución y cuyo uso sea compatible con el uso de otras tecnologías que ayudan a mejorar la calidad de suministro en cualquier régimen de funcionamiento y en este punto surge la utilización de los Enlaces en Corriente Continua como una buena solución a la problemática planteada.



-Uso de Enlaces en Corriente Continua. El control de forma rápida de potencia activa y reactiva (incluso de forma independiente), la capacidad de interrumpir a modo de *cortafuegos* la alimentación de cortocircuitos, propagación de caídas de tensión entre áreas interconectadas y propagación de caídas de frecuencia del sistema, se consigue a partir de una tecnología tipo FACTS que engloba incluso a las anteriores descritas de una forma general. Este tipo de FACTS se llama Enlaces en Corriente Continua y es el apoyo más global ante las contingencias que pueda sufrir una Red de Distribución o de Transporte.

Se trata de un sistema en el que se convierte la corriente alterna en corriente continua y luego vuelve a convertirse en corriente alterna. Desde el punto de vista de flujos de carga, puede decirse que es un elemento reversible en un sistema eléctrico, ya que puede transportar energía bidireccionalmente en función de las necesidades de explotación de la red.

Cada estación se llama Convertidor y estará formada por tiristores de potencia controlados de tal forma que a partir de los mismos se pueda obtener la onda continua o sinusoidal deseada en caso de estar el Convertidor funcionando como Rectificador o como Inversor respectivamente. Al transformarse la corriente de alterna a continua, los problemas que la alterna conlleva (tales como bajada de frecuencia o alimentación de cortocircuito) no afectarán en el lado de continua y nuevamente se podrá transformar en alterna independientemente de lo que ocurra en el lado de alterna damnificado por la contingencia.

Las tecnologías de los sistemas de transmisión en corriente continua HVDC/MVDC han sido seleccionadas para trabajar en algunos de los sistemas de transmisión más exigentes de la actualidad, existiendo dos tipos de tecnologías, HVDC Clásico y VSC-HVDC/MVDC que se diferencian por el tipo de componentes electrónicos y conmutación que utilizan.

El primero, conocido como HVDC Clásico o simplemente HVDC, utiliza dispositivos de conmutación en línea SCR (Silicon Controller Rectifier). El segundo, VSC-HVDC/MVDC, utiliza dispositivos de conmutación forzada, como el transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés, Insulated Gate Bipolar Transistor).

También se diferencian por sus aplicaciones. HVDC Clásico se centra fundamentalmente en transmisión de potencia masiva punto a punto a grandes distancias, siendo una aplicación típica la transmisión de miles de megavatios desde fuentes hidroeléctricas remotas hasta los centros de carga, mientras que la tecnología VSC-HVDC/MVDC está siendo la primera elección para la transmisión de potencia desde los parques eólicos marinos alejados de la costa a las redes de corriente alterna.



Aunque la tecnología HVDC Clásico, es una tecnología consolidada, los avances técnicos han hecho que la VSC-HVDC/MVDC se esté introduciendo mejor en los mercados al conseguir principalmente respecto a la anterior;

- Mejores prestaciones en cuanto a controlabilidad de potencia activa y reactiva de forma independiente.
- Mejor contribución al control de la alimentación de cortocircuitos que pudieran aparecer en la Red de Transporte o Distribución.
- Mayor velocidad de conmutación en los Convertidores, lo que hace que la transformación de Onda de Alterna a Continua y viceversa sea más exacta y evite armónicos con la consecuente disminución de filtros tanto en tamaño como en número.
- Mejor aprovechamiento del espacio en las instalaciones puesto que son más compactas. Como ejemplo, en el sistema VSC-HVDC/MVDC tipo Back-to-Back, toda la aparamenta (convertidores, filtros transformadores, etc.) se encuentra dentro de una misma subestación.

Además, los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC, permiten un control rápido y preciso de las tensiones y los flujos de potencia. Son fiables y pueden utilizarse para mejorar con flexibilidad las redes de corriente alterna existentes. Por tanto esta tecnología, y no la HVDC Clásico, es la que se ha elegido como referencia para este trabajo.

Esta tecnología ha sido desarrollada por dos Compañías; ABB (Asea Brown Boveri) y Siemens. Los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC desarrollados por la compañía ABB son denominados HVDC-Light™ y los sistemas de transmisión desarrollados por la compañía Siemens son llamados HVDC-PLUSTM. Ambas son marcas registradas.

Teniendo en cuenta estas ventajas, parece que el uso de Enlaces en Corriente Continua sea una buena solución para solventar los problemas que en especial, en la Redes de Distribución, existen hoy en día, tal y como se ha señalado anteriormente. Este trabajo no pretende remplazar las líneas de corriente alterna por líneas de corriente continua, sino justificar su inclusión en aquellas redes de corriente alterna en las que haya problemas.



1.2 Objetivos de la tesis

El trabajo desarrollado en la presente tesis tiene como objetivo mejorar la gestión de los flujos de potencia activa y reactiva y mejorar los perfiles de tensión de una red eléctrica a partir del uso de enlaces en corriente continua.

Se trata de buscar una solución que satisfaga el binomio técnico económico de la red en cuanto a fiabilidad se refiere gracias a la intercalación de un dispositivo VSC-HVDC/MVDC determinando su ubicación más adecuada en la red.

Para la consecución de este objetivo primordial, será preciso ir cumplimentando los siguientes hitos:

- Se efectuará una justificación del uso de la tecnología VSC-HVDC/MVDC como una buena alternativa y método más global para el uso de los FACTS ante los problemas de redes de Transporte y Distribución, explicando desde un punto de vista matemático, la filosofía de funcionamiento de la misma.
- Será necesario conocer detalladamente la tecnología que sustentan estos enlaces en continua, las prestaciones que nos permitirán conseguir, así como su aplicabilidad de forma genérica en el transporte y distribución de energía eléctrica.
- Se desarrollará un modelo de enlace VSC-HVDC/MVDC para controlar las inyecciones de potencia entre dos áreas eléctricas donde se ha tenido en cuenta todos sus parámetros y límites de funcionamiento.
- Para la determinación más adecuada de la ubicación de esta tecnología de modo que sea operativa dentro de una Red de Distribución, se empleará la técnica más adecuada a esta clase de problemas, que en este caso resultará ser una técnica de tipo metaheurístico, por lo cual será preciso efectuar un estudio general del estado del arte de estas técnicas, razonando el criterio para la elección de la que se considerará más adecuada al propósito inicialmente fijado.
- Se realizará un estudio más detallado de la técnica metaheurística seleccionada para la gestión del perfil de tensiones y flujos de potencia en Redes Eléctricas de Distribución. Dicha técnica debe encargarse de localizar y dimensionar de forma óptima el enlace VSC-HVDC/MVDC, de forma que se mejore la cargabilidad del



sistema de potencia respetando los límites de operación establecidos por el mismo.

- Se aplicará lo anteriormente expuesto a una Red de Distribución que se tomará como ejemplo, comprobando la aplicación de la técnica metaheurística respecto a la posición del Enlace en Continua y sometiendo a la red a diferentes contingencias para poder ver que la calidad de la red mejora sustancialmente frente a la misma situación si no existiera el enlace en continua.

1.3 Estructura de la tesis

Esta tesis consta de 8 Capítulos, empezando por este Capítulo 1 a modo de Introducción donde después de plantear la problemática existente en los sistemas de distribución eléctrica actuales, se expone las ventajas que tendría la inclusión de la tecnología VSC-HVDC/MVDC para solventar dichos problemas, lo cual genera el *leitmotiv* de esta tesis, señalando además en este capítulo los objetivos que se pretenden alcanzar con el trabajo que aquí se propone.

A continuación se expone brevemente el contenido de los siguientes Capítulos:

Capítulo 2: En este tema se analizará el Estado Actual de la Técnica o Estado del Arte sobre el uso de la Corriente Continua en los sistemas de potencia. Se describe cómo son físicamente cada uno de los componentes que forman un enlace en corriente continua tipo VSC-HVDC/MVDC

Capítulo 3. Este capítulo, presenta y analiza el modelo matemático que atañe a todo lo referente al funcionamiento y características de la transformación de corriente alterna a corriente continua y viceversa.

A partir de las Ecuaciones de Estado de un convertidor se analiza el lazo de control de un Enlace en Continua a partir de la transformación de Clarke-Park, y donde se manifiesta la esencia de su función, que no es otra que la de imitar el comportamiento de un motor de excitación independiente de continua en sistemas de alterna y se realiza una introspección en “la caja negra” de los controladores convertidores VSC-HVDC/MVDC.

Se analiza a través de los Criterios de Liapunov la estabilidad de las respuestas del lazo de control a través de las variables de estado desde el punto de vista de variable continua y discreta. También se hace una referencia sobre la diferencia entre el uso de reguladores PI (Proporcionales Integrales) y PD (Proporcionales Derivativos) y se da un ejemplo del uso de los reguladores PI en lógica difusa. Finalmente se



analizan estrategias de control que son capaces de realizar los Enlaces en Continua.

Capítulo 4. En este capítulo se describe la red que será objeto de estudio. Seguidamente, para sentar las bases teóricas de las respuestas del enlace en continua ante diferentes contingencias y como preparación a la aplicación de un enlace en Corriente Continua a la red, en este capítulo se verá como primera parte una simulación que versará sobre el estudio del rendimiento dinámico bajo condiciones idealizadas de la red por medio del uso de faltas equilibradas y desequilibradas usando un Test del programa DigSilent Power Factory 14.1 utilizado de forma que se puedan evaluar los sistemas de control del enlace VSC-HVDC/MVDC y donde se explican las gráficas resultado de tal simulación.

Capítulo 5. En este capítulo se realiza una revisión del Estado de la Técnica Actual o Estado del Arte de los Métodos de búsqueda inteligente de resolución más relevantes para realizar una planificación de una Red Eléctrica de Distribución y se hace una presentación general de algunas de las diferentes técnicas metaheurísticas que se utilizan para la resolución de problemas de optimización.

Capítulo 6: Este capítulo muestra un resumen de la técnica metaheurística objeto de la tesis que es la del AEG (Algoritmo Evolutivo Genético) y en el mismo se implementará dicho algoritmo para encontrar una mejor localización en una Red Eléctrica de Distribución de un Enlace en Corriente Continua cara a mejorar la cargabilidad del sistema en cuestión así como mejorar sus flujos de carga, perfil de tensiones y respuesta ante contingencias.

Capítulo 7: Una vez el AEG nos ha indicado la mejor posición del Enlace en Corriente Continua en la Red de Distribución, en este capítulo se conecta el enlace entre los dos nudos conflictivos dado el modelo de red y en el que se pueden poner varios escenarios de simulación de tal forma que se pueda llegar a evaluar el rendimiento del uso del VSC-HVDC/MVDC como solución a las restricciones de la Red. Por ello, se presenta la explicación de las gráficas resultado de la simulación en DigSilent Power Factory 14.1 en base a la interconexión entre dos sistemas de áreas de la Red de Distribución objeto de mejora.

Capítulo 8: En este Capítulo se expondrán las conclusiones del modelo VSC-HVDC/MVDC sobre la Red de Distribución objeto de estudio y se presentará una justificación del uso de esta tecnología para desarrollos futuros.



CAPITULO 2

PRINCIPIOS BÁSICOS DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN VSC-HVDC/MVDC.

En este segundo capítulo cobra especial importancia hacer un breve repaso del Estado de la Técnica o Estado del Arte que hacen referencia a los diferentes usos sobre la corriente continua y los componentes para obtenerla desde el punto de vista de la electrónica de potencia. Seguidamente se hace referencia sobre cómo son físicamente los enlaces que realizan las bondades a los sistemas de Distribución Eléctrica y saber cómo y dónde pueden ser utilizados así como saber de sus principales características.



2.1 Estado Actual, Estado del Arte o Estado de la Técnica sobre el uso de la Corriente Continua en Sistemas de Potencia (SEP).

Es sabido que para pasar de corriente alterna a continua y viceversa se consigue con el uso de Tiristores de Potencia. Dentro de la gama de tiristores de potencia encontramos principalmente a los que no tienen control del apagado SCR (Silicon Controlled Rectifier), TRIAC (Triode Altern-Current), DIAC (Diode Altern-Current) y los que sí tienen control apagado GTO (Gate Turn-Off Thyristor).

Debido a su alta resistencia (mucho más alta que en los TRIAC y DIAC) de entre los tres primeros, el uso de los SCR ha hecho prosperar la tecnología denominada LCC (Line Commutated Converter). Dichos dispositivos usados en los convertidores (rectificador e inversor) pueden ser controlados en su encendido pero no en su desconexión. Esto hará que no se pueda tener un control independiente de la potencia activa y reactiva.

Para poder tener control de ambas potencias (ya que hay control en la desconexión) se podría usar el GTO, sin embargo la capacidad de tensión e intensidad son muy inferiores al SCR.

Una aplicación de la utilidad de esta tecnología se puede observar en [1] *Coordinación óptima de rellés de sobreintensidad para parques eólicos marítimos conectados a redes interiores con enlaces VSC-HVDC*. En dicho trabajo, el autor expone la conexión de un parque de turbinas eólicas compuestas por Generadores Asíncronos Doblemente Alimentados (GADA) cuya en esta configuración el estator de la máquina eléctrica está directamente conectado a la Red. Sin embargo, los devanados del rotor están alimentados a través de convertidores de electrónica de potencia tipo back-to-back que pueden variar la frecuencia eléctrica aplicada al rotor. De esta forma se consigue que la frecuencia mecánica y eléctrica del rotor estén desacoplados, haciendo posible la operación con velocidad variable del aerogenerador, lo que deriva en que la frecuencia del estator y del rotor pueden ser sincronizadas independientemente de la velocidad mecánica en la turbina.

Como la velocidad de la turbina es baja, resulta necesario conectar al generador una caja multiplicadora Asimismo, con un apropiado sistema de control implementado en los convertidores es posible controlar independientemente la potencia activa y reactiva que entrega el generador.

Dicha idea fue una de las que parte el objeto de la Tesis a exponer, al tratar de controlar de forma independiente la potencia activa y reactiva, desde la propia máquina, sin embargo el propio enlace en sí LCC no puede regular ambas potencias de forma independiente.



Debido a estos problemas se alcanza un punto de compromiso (intermedio entre los SCR y los GTO) con los dispositivos IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)=MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor)+BJT (Bipolar Junction Transistor)

Dichos IGBT's tienen una resistencia a la explotación por tensión e intensidad aceptable. La particularidad que presenta es que dichos “transistores” se controlan por puerta aislada mediante tensión por lo que su encendido y apagado dependerán de la tensión que se les inyecte por puerta y no de la naturaleza de la fuente de alimentación. De este modo se puede tener un control de potencia activa y reactiva como se podría conseguir con el GTO solo que con más robustez eléctrica. Debido a que los IGBT's son controlados por tensión el sistema que se idea para hacer que los controles de potencia puedan ser independientes es el de realizar una comparación entre corrientes de referencia (i_d -activa e i_q -reactiva) versus corrientes de procesos (i_d -activa e i_q -reactiva) mediante lo que más adelante se explicará cómo Transformada de Clarke-Park de tal forma que la señal de error implique la generación de un tren de pulsos de tensión que gobernarán las puertas de los IGBT's. Esta será la opción elegida para esta Tesis debido a los motivos que acaban de exponerse.

Con todo ello, se explicarán en este apartado parte de las Referencias Bibliográficas que se han necesitado investigar para la construcción de los 3 capítulos que se exponen, así como otros trabajos que se han necesitado para el mismo fin con el propósito de dar a conocer cuáles son las herramientas tecnológicas que hasta ahora se han utilizado en materia de Corriente Continua y que gracias a ellas se ha podido vislumbrar la idea del trabajo presente.

Los trabajos que directamente han servido para la elaboración de la Tesis y que a lo largo de la misma se indican son:

a). En el trabajo [2] *Diseño y Construcción de un prototipo de una estación convertidora VSC-HVDC* se presentan los principios básicos para comprender el funcionamiento, operación y control de los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC. Se observa en detalle el diseño e implementación del hardware y el software para el control de una estación convertidora de un sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC.

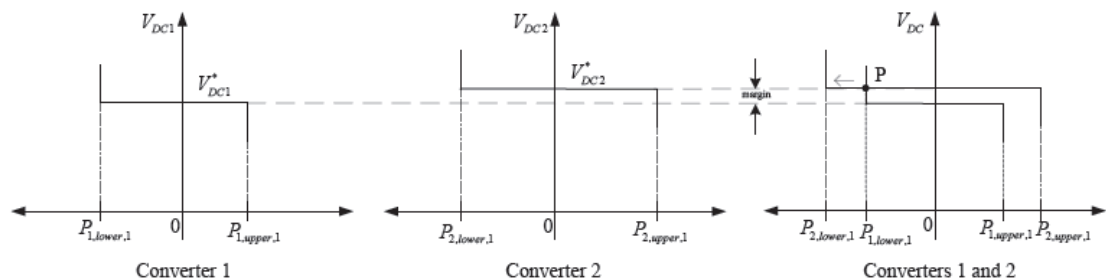
En el mismo se desarrolla el funcionamiento de un algoritmo de modulación SPWM.

Como en esta Tesis (aunque en esta más desarrollada) se incluye el diseño detallado del control desacoplado de la potencia real y potencia reactiva aplicado a una estación convertidora VSC-HVDC/MVDC, así como el del controlador del voltaje del condensador del lado de continua del convertidor.



Dicho trabajo ha permitido desarrollar y explicar mejor los modelos matemáticos expuestos en el actual.

b). Aunque la presente labor constata que la optimización de una red de distribución puede hacerse insertando entre dos Áreas un enlace en Continua, durante la investigación bibliográfica se han encontrado trabajos de excepcional interés en los que se estudian las mejoras de transporte en una red mallada en continua. Esto ocurre en la unión de la producción de turbinas eólicas en el mar y que emanan su energía hacia la costa. Concretamente en [3] *Modelo no estacionario y control del VSC a partir de redes multiterminales en continua*, se resalta de la referencia mencionada en este punto sobre el hecho de que en una red MTDC (MultiTerminal Direct Current) el punto de funcionamiento P de dos o más convertidores estará en la superposición de sus funciones $U_{dc}(P)$. Teniendo en cuenta que el valor de la tensión de referencia de cada convertidor puede diferir unos de otros por lo que se denomina Márgenes de Tensión. Esto hace que el control de tensión en continua sea transferido de una estación a otra en un efecto cascada. Así, el control de la tensión U_{dc} empezará siendo controlado por la estación con la tensión U_{dc} más bajo de referencia y finalmente será controlada por la estación con el valor de referencia de tensión más alta. A este tipo de Método se le llama Método por Márgenes de Tensión.



c). Una clara aplicación de la utilidad de los enlaces VSC-HVDC/MVDC se ve en el trabajo [4] *Control del VSC-HVDC y su uso en grandes industrias y sistemas de potencia*.

En el mismo se estudia un esquema de control de un enlace que conecta dos Redes (una de las cuales es un sistema pasivo pero no de una Red de Distribución sino de una carga Industrial pasiva -una gran fábrica-). En el mismo se estudian también diferentes tipos de contingencias.

En [4] se investigan las diferentes posibilidades del uso de convertidores Multinivel de Continua y además desarrolla una valoración cuantitativa muy exacta sobre el control discreto habida cuenta que tiene en cuenta en la investigación la posibilidad de ver la existencia de sistemas mixtos en alterna y continua.



d). Sin duda, si se inserta en un Sistema de Potencia o de Distribución uno o varios enlaces del tipo VSC-HVDC/MVDC lo que se tiene que tener en cuenta es que el flujo de cargas con respecto a la Red original cambiará. Siendo el objetivo de esta Tesis demostrar que al hacerlo mejora el Sistema, es necesario primeramente tratar de vislumbrar el modelo matemático en Estado Estacionario del enlace de Continua desde el punto de vista del Flujo de Cargas.

En la investigación bibliográfica de esta Tesis, se encontraron muchas respuestas en [5] *Líneas HVDC que permiten un mercado de energía único en la UE*.

En dicho trabajo además se presenta un estudio desde el punto de vista económico, técnico y medioambiental sobre cómo afecta en la Redes de Transporte Europeas la inserción de este tipo de tecnología comparándose con el uso de Redes de naturaleza exclusivamente Alterna.

e). Para comprender de una forma cualitativa y como primera aproximación del uso de la Tecnología VSC-HVDC, se presentan trabajos de los principales tecnólogos que fabrican y explotan esta Tecnología (ABB y Siemens). Concretamente ABB da a conocer, a través de [6] *Seminario Internacional de Interconexiones Regionales. Cigré. Interconexiones HVDC. ABB Technologies*, una primera aproximación de las ventajas que presenta el uso de los enlaces en paralelo con líneas de alterna (que podrían representar el Equivalente Thevenin de un Sistema de Eléctrico de Potencia-SEP-) entre dos nudos para evitar el desplazamiento angular de los generadores síncronos así como la ventaja ante las caídas de tensión cuando son usados en serie con otras redes posiblemente más débiles. En esta Tesis se usa un híbrido de ambas alternativas propuestas que como no podría ser de otra manera es perfectamente factible.

f). A la hora de realizar simulaciones e interpretar con claridad el comportamiento de la red cuando tiene insertado el enlace en Continua un trabajo que ha sido fundamental a la hora de la elaboración de esta Tesis para entender el comportamiento de la Red con y sin enlace en continua ante las fluctuaciones o caídas de tensión que pueda sufrir en un plazo largo donde se prevé un aumento de la demanda y por tanto una caída de tensión sin duda ha sido [7] *Shire, TW. Controladores de flujo de potencia como innovación y solución a las limitaciones de la red*.

En el mismo queda patente y demostrado que el uso de Controladores de potencia es al igual que se demuestra en la Tesis objeto de este trabajo, mejor que la repotenciación de las mismas.

Otros trabajos que han servido y hasta la fecha han orientado a la elaboración de esta Tesis han sido:

aa). Se pretende saber durante el periodo de investigación bibliográfica si



existe algún trabajo similar a la pretensión de la misma que no es otra cosa que de optimizar el comportamiento de una Red eléctrica de Distribución. Una guía que ha ayudado a la elaboración de la misma se encuentra en el trabajo [8] *Factibilidad Técnica para el Suministro Eléctrico del centro de Santiago de Chile mediante un enlace subterráneo* con Tecnología VSC-HVDC/MVDC mediante el cual se analiza con Matlab Simulink el estudio de flujos de carga con este tipo de enlaces del comportamiento de la Red.

bb). La expansión de los Sistemas de Transmisión, la necesidad de transmitir energía a grandes distancias (algunos cientos de km), conectar la energía producida mediante Energías Renovables No Convencionales (en adelante ERNC), interconectar sistemas de distintas frecuencias de funcionamiento o, simplemente aislar un sistema de potencia de las perturbaciones producidas por otro más inestable, hicieron necesario buscar una alternativa a la tradicional transmisión en corriente alterna. Con los nuevos desarrollos hechos en torno a la corriente continua y en especial a la electrónica de potencia, surge la idea o más bien la necesidad de transmitir en Corriente Continua utilizando Alta Tensión (del inglés High Voltage Direct Current, en adelante HVDC), ya que los nuevos requerimientos de consumo ya no están siendo satisfechos con la calidad de suministro necesaria. Dicho punto de partida visto desde esta perspectiva explica la necesidad de investigar el trabajo [9] *Detección de faltas y coordinación de protecciones de sobretensiones en parques eólicos marítimos conectados a redes interiores mediante VSC-HVDC*, donde se analiza la contribución de los enlaces HVDC convencionales a redes de gran dimensión.

En dicho trabajo se parte de un Gran Modelo de 14 nudos en el que se sustituye una línea convencional AC por un enlace HVDC convencional.

También, en un segundo de caso de estudio de [9], se ha conservado la línea de alterna 6-13 y se ha puesto en paralelo con el HVDC. En ambos casos se concluye que se puede controlar el flujo de potencia de las líneas cercanas cambiando el punto de trabajo del HVDC.

También se ha evaluado el efecto del HVDC sobre la calidad de servicio, concluyendo que el nivel de distorsión total armónica es mayor cuanto más cerca se esté del HVDC, pero hay que ponderar la cercanía del nudo de estudio a ambos extremos del enlace.

cc). En el estudio de la Tesis, se demuestra cómo las contingencias (según el lado de conexión del enlace donde se produzcan -puntos que se llamarán de acoplamiento PCC) son amortiguadas por el enlace VSC con el fin de estabilizar la Red en la que se encuentra (Capítulos 4 y 7). Trabajos como [10] *Protección Contra Faltas de c.c en Sistemas VSC* permiten conocer y acercarse al estudio sobre contingencias tipo cortocircuito pero dentro del enlace en continua. En el mismo se analizan, previa explicación de la naturaleza de este



tipo de faltas, las distintas posibilidades para poder despejar las mismas, siendo tres las más representativas;

A-Utilización de IA de c.c.

La corriente de falta se extingue mediante un IA (Interrupor Automático) de c.c.

Este método es el más eficaz pero es el más caro

B-Utilización de IA de c.a.

La corriente de falta se extingue utilizando un IA de corriente alterna. Es el método más barato, ya que los sistemas VSC ya están equipados en el lado de corriente alterna, pero que requiere un tiempo de actuación grande.

C-IA-IGBT

Se puede colocar un IGBT que realiza la función de un IA. Este método consiste en interruptores IGBT y diodos en antiparalelo situados entre los nodos del condensador y los nodos de la línea de corriente continua. (Fig. 2.1). Esta solución no posee una capacidad de bloqueo bidireccional, pero es económica. Cuando la corriente de c.c. circula desde el convertidor hacia la línea (flecha azul), el bloqueo del IGBT corta esta corriente. Cuando la corriente tiene la dirección contraria (flecha roja), no puede ser cortada por el IGBT y fluye a través del diodo. En este caso, el corte de la corriente se realiza bloqueando los IGBT del convertidor. En la figura 2.1 siguiente puede representarse este hecho.

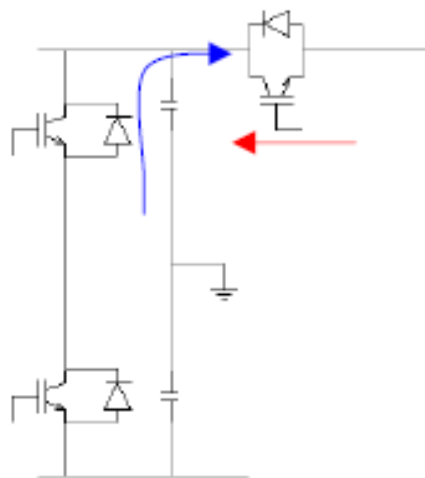


Figura 2.1. Fuente [10]



2.2 Descripción de los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC.

Los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC han demostrado ser fiables y más respetuosos con el medio ambiente que los sistemas de transmisión en corriente alterna, para transmisión de potencia a través de cables submarinos, cables subterráneos, líneas de transmisión aéreas o en configuraciones back-to-back. La potencia que se puede transmitir va desde decenas de megavatios hasta 1 GW.

El sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC está compuesto básicamente de dos estaciones convertidoras, reactores de fase y cables para transmisión de cd, como se muestra en la figura 2.2.

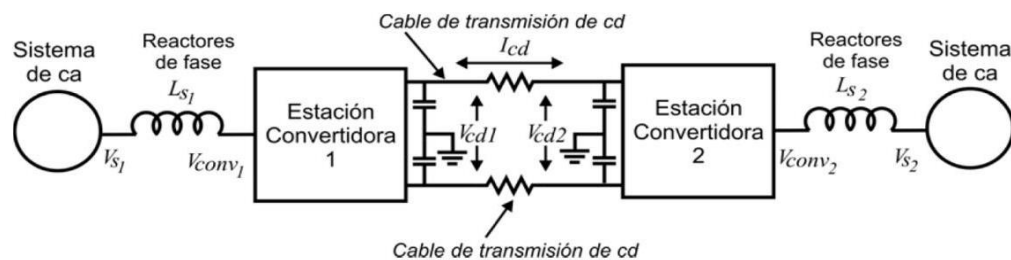


Figura 2.2 Sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC. Fuente [13].

La tecnología VSC-HVDC/MVDC está basada en VSC's en combinación con cables de cd extruidos. Los convertidores están basados en IGBT's, utilizan el estado del arte de la tecnología de encendido y apagado de los IGBT's. Los VSC son controlados utilizando técnicas de modulación por ancho de pulso de alta frecuencia a fin de alcanzar alta velocidad y controlar de forma independiente la potencia real y reactiva. Esto da flexibilidad sin importar la ubicación de los convertidores en el sistema de ca. Los convertidores alimentados por fuente de tensión pueden trabajar en dos modos de operación: modo rectificador y modo inversor. Esto permite que el flujo de potencia a través de ellos sea bidireccional.

Los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC están basados en un concepto de diseño modular. Para tensiones de hasta $\pm 150\text{kV}$, la mayoría del equipo es instalado en gabinetes en la fábrica. Para tensiones de Corriente Continua mayores, el equipo es instalado en interiores. Los requerimientos de área para la instalación de los convertidores también son pequeños comparados con los requeridos para la instalación de HVDC clásico. Todo el equipo, excepto el transformador de potencia, es instalado en interiores.



Todo el equipo es probado en la fábrica, lo que permite que sea rápida y eficiente la instalación y puesta en marcha.

Las estaciones VSC-HVDC/MVDC están automatizadas. Estas pueden ser operadas remotamente o incluso de forma autónoma, de acuerdo con las necesidades de las redes de corriente alterna interconectadas. Los requerimientos de mantenimiento están determinados principalmente por el equipo convencional, tales como interruptores de ca., equipo de enfriamiento, etc.

Los cables utilizados para los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC son operados normalmente en forma bipolar: un cable con polaridad positiva y un cable con polaridad negativa. Además, tienen un material aislante polimérico, que es muy fuerte y robusto. Estas características hacen que los cables sean perfectos para condiciones de instalación severas:

Cables submarinos que pueden ser tendidos en aguas profundas y en fondos ásperos.

Los cables subterráneos pueden ser instalados con técnicas sencillas de arar.

Los beneficios ambientales de utilizar los cables para transmisión de corriente continua que mencionan los fabricantes son:

- ✓ Los campos magnéticos son eliminados debido a que los cables son tendidos en pares con corrientes en dirección opuesta.
- ✓ El campo magnético en los cables no es pulsante sino estático, justo como el campo magnético natural de la tierra. La fuerza del campo magnético es de un décimo del campo magnético natural de la tierra un metro por encima de la tierra inmediatamente por encima del cable. Así no hay campos magnéticos relevantes cuando se utilizan cables para transmisión de corriente continua.
- ✓ El riesgo de fuga de aceite es eliminado.
- ✓ El aislamiento del cable es reciclable y respetuoso con el medio ambiente.
- ✓ El metal del cable puede ser reciclado.
- ✓ No hay impacto visual.
- ✓ No hay corrientes de tierra.

A continuación se describen brevemente algunas de las aplicaciones de los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC.



a) Cargas pequeñas aisladas remotas. Muchas comunidades no están conectadas a la red eléctrica y son dependientes de generación local costosa para sus necesidades. La transmisión VSC-HVDC/MVDC hace posible, en muchos casos, conectar estas comunidades a la red principal.

b) Alimentación de islas. La alimentación de energía eléctrica en islas pequeñas es generalmente provista por generación diesel local. Esto se puede reemplazar por un sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC, a fin de importar electricidad barata proveniente de tierra firme, lo que en la mayoría de las veces es una mejor solución económica, técnica y ambiental.

c) Alimentación de ciudades. Aumentar la capacidad de transmisión utilizando líneas de ca en ciudades es costoso y, en muchos casos, los permisos para nuevos derechos de vía son difíciles de obtener. Un cable de cd ocupa menos espacio que una línea aérea de ca y puede transportar más potencia. Muchas veces es la única solución práctica para cubrir las necesidades de potencia de una ciudad.

d) Generación remota a pequeña escala. La generación remota a pequeña escala, tal como la minihidráulica o la generación eólica, no han sido económicamente viables, debido a la baja capacidad de generación y a los altos costos de las líneas de transmisión de ca.

Un sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC permite conectar la generación remota a pequeña escala a la red principal o a cargas remotas a un bajo costo, lo que hace factible desarrollar y maximizar el uso de recursos energéticos renovables.

e) Generación en plataformas marinas, Las plataformas petroleras queman el exceso de gas en lugar de generar energía eléctrica y transmitirla a tierra firme. La razón de esto es que los sistemas de transmisión de ca. no han demostrado ser económicos. Un sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC combinado con cables extruidos para cd es una alternativa viable y así se puede evitar la quema inútil de gas.

f) Multiterminal. La salida de un convertidor VSC siempre tiene la misma polaridad. Esto hace fácil usarlo como un bloque de construcción en un sistema multiterminal. En un bus de cd con polaridad fija, puede ser conectado cualquier número de VSCs y, con esto, puede ser construido un sistema mallado de cd con la misma tipología de un sistema de ca.

2.3 Estructura típica de un sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC

En cada extremo del sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC se encuentran los siguientes componentes:



→Transformador de potencia.

→Filtros de alta frecuencia.

→Filtros para portadora de línea de potencia (PLC, por sus siglas en inglés, Power Line Carrier).

→Filtros de ca.

→Reactores de fase.

→Módulos IGBTs.

→Capacitor de cd.

→Filtros de cd.

→Cable para transmisión HVDC.

Los componentes listados se muestran en la figura 2.3. A continuación se describen los aspectos principales de cada uno de los componentes.

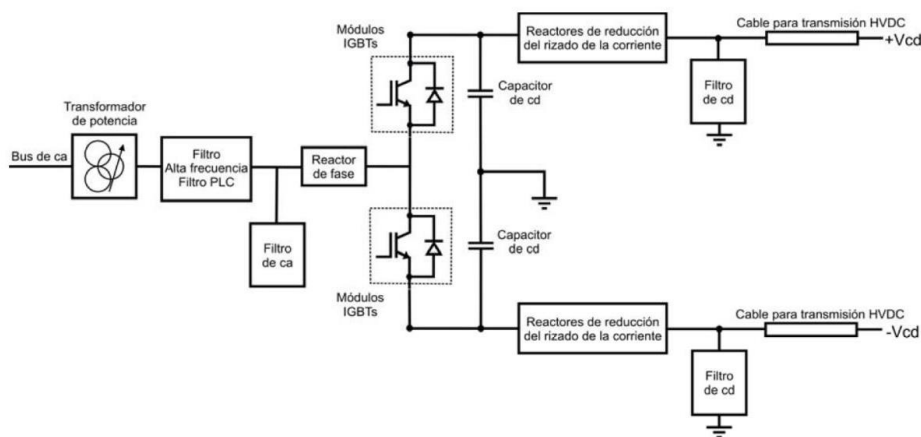


Figura 2.3 Diagrama Unifilar en un extremo del sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC. Fuente [13].

2.3.1 Transformador de potencia.

Es un transformador trifásico ordinario con cambiador de Taps. El voltaje del devanado secundario y el filtro del voltaje del bus serán controlados con el cambiador de taps para alcanzar los máximos niveles de potencia real y reactiva del convertidor, tanto en generación como en absorción. El cambiador de taps está localizado del lado del devanado secundario.



2.3.2 Filtros de alta frecuencia.

En VSC's, los altos dv/dt producidos por la conmutación de los IGBTs generan ruido de alta frecuencia. Para prevenir que el ruido de alta frecuencia se propague del convertidor a las redes de potencia conectadas, se presta particular atención al diseño de los módulos IGBTs, al blindaje del housing y a asegurar la apropiada conexión de tierra del ruido de alta frecuencia. Por ejemplo, los módulos IGBTs contienen circuitos de amortiguamiento del ruido de alta frecuencia tanto en el lado de ca como en el lado de cd para asegurar que el disturbio de alta frecuencia sea lo menor posible y que no se propague desde el área de los módulos IGBTs.

Si una PLC es usada en las cercanías de la red de potencia conectada, pueden ser requeridos filtros PLC adicionales.

2.3.3 Filtros de corriente alterna.

Los VSCs pueden operar con diferentes esquemas de control, la mayoría de los cuales usan modulación por ancho de pulso para controlar la magnitud y la fase del voltaje a frecuencia fundamental en las terminales de ca del convertidor. Este voltaje debe ser sinusoidal para conectarlo al sistema de potencia o distribución. Esto se logra por medio de los reactores de fase del convertidor y de los filtros de ca.

La forma de onda distorsionada del voltaje en terminales del convertidor puede ser descrita como una serie de voltajes armónicos. La magnitud de los armónicos variará con el voltaje de cd, la frecuencia de conmutación del convertidor, etc. Pero también dependerán de la estrategia PWM seleccionada para controlar el convertidor.

Un esquema típico de filtro de ca en una aplicación de VSC-HVDC/MVDC tiene dos o tres ramas de filtros sintonizados conectados a tierra o no aterrizados. Dependiendo de los requerimientos de desempeño del filtro, la configuración del filtro puede cambiar.

2.3.4 Reactores de fase.

El reactor de fase es uno de los componentes claves en un VSC para permitir el control independiente y continuo de la potencia real y reactiva.

Los propósitos principales de los reactores de acoplamiento son:

→ Proveer un filtro pasa bajas al patrón SPWM para obtener el voltaje deseado a la frecuencia fundamental. Las corrientes armónicas son bloqueadas por el reactor de acoplamiento y el contenido armónico en el bus de voltaje de ca es reducido por el filtro de ca.



→Permitir el control de la potencia real y reactiva. El voltaje a frecuencia fundamental a través del reactor del convertidor define el flujo tanto de potencia real como de potencia reactiva entre el lado de corriente continua y corriente alterna.

→Limitar la corriente de corto circuito.

Hay un reactor del convertidor por fase. Son bobinas verticales montadas sobre aisladores. Tienen varios metros de altura y de diámetro. Los blindajes eliminan los campos magnéticos fuera de las bobinas. El voltaje de corto circuito del reactor del convertidor es típicamente del 15 %.

La capacitancia parásita a través del reactor debe ser mantenida tan baja como sea posible a fin de minimizar las armónicas acopladas al filtro de corriente alterna.

El alto dv/dt en las terminales del puente de IGBTs en cada conmutación resultará en pulsos de corriente a través de todas las capacitancias a tierra. Estos pulsos de corriente deben ser minimizados cuando pasen a través de los IGBTs. El filtro de ca junto con el reactor puede ser considerado como tierra a altas frecuencias, y la capacitancia a través del reactor debe por lo tanto ser baja. Estos requerimientos conducen al diseño de los reactores del convertidor con núcleo de aire.

2.3.5 Módulos IGBTs.

Un módulo IGBT consiste en: un IGBT, una unidad de compuerta, un divisor de voltaje y un disipador enfriado por agua. Cada unidad de compuerta incluye circuitos manejadores de compuerta, circuitos de supervisión e interfase óptica. La electrónica de manejo de compuerta controla el voltaje de compuerta y la corriente de encendido y apagado, a fin de que el proceso de encendido y apagado sea el óptimo. El voltaje en el IGBT es medido durante el encendido y la información es enviada a la unidad de control de los módulos

IGBTs a través de fibra óptica. El divisor de voltaje conectado a través del IGBT provee a la unidad de compuerta de la corriente necesaria para manejar la compuerta y alimenta a los circuitos de comunicación óptica y al control electrónico.

2.3.6 Condensador de cd.

El objetivo principal del condensador de cd es proveer una trayectoria de baja inductancia para las corrientes de apagado y también servir como almacenamiento de energía. El condensador también reduce los armónicos de rizo en el voltaje de cd. Si hay disturbios en el sistema (por ejemplo, fallas de ca) se producirán variaciones en el voltaje de corriente continua. La habilidad



de limitar estas variaciones de voltaje depende del tamaño del condensador de cd.

2.3.7 Filtros de cd.

En las estaciones convertidoras para los sistemas de transmisión VSC-HVDC/MVDC usadas en combinación con cables para transmisión HVDC, el filtrado en el lado de cd es llevado a cabo por el condensador de corriente continua del convertidor y los reactores de reducción del rizado de la corriente.

Se considera que esta combinación es suficiente para proveer la supresión de cualquier armónico.

Sin embargo, bajo ciertas circunstancias, si el cable de cd comparte el mismo derecho de vía o está tendido en las cercanías de alambres de servicio telefónico, cables de comunicación para el ferrocarril o similar, hay una posibilidad de exponer al cable a interferencia armónica.

2.3.8 Cables para transmisión VSC–HVDC/MVDC.

Los cables para transmisión VSC-HVDC/MVDC utilizados para enlaces submarinos son de cobre y para enlaces terrestres son de aluminio. Las características físicas varían dependiendo del clima y de los niveles de potencia que se desean transmitir. La Tabla 2.1 muestra un resumen de las características de los cables para transmisión VSC-HVDC/MVDC.



	Cables Submarinos con conductor de cobre para enlaces de $\pm 80\text{kV}$, $\pm 150\text{kV}$ y $\pm 320\text{kV}$		Cables Terrestres con conductor de aluminio para enlaces de $\pm 80\text{kV}$, $\pm 150\text{kV}$ y $\pm 320\text{kV}$	
	Clima tropical	Clima moderado	Clima tropical	Clima moderado
Área (mm²)	De 95 a 2400	De 95 a 2400	De 95 a 2400	De 95 a 2400
Corriente máxima (A)	De 282 a 2198	De 343 a 2678	De 211 a 1681	De 258 a 2066
Transmisión de potencia (MW)	De 45 a 1407	De 55 a 1714	De 34 a 1076	De 41 a 1322
Peso por cable (kg/m)	De 4.7 a 61	De 4.7 a 61	De 1.2 a 16	De 1.2 a 16
Resistencia por fase (Ω)	De 0.193 a 0.0073	De 0.193 a 0.0073	De 0.32 a 0.00121	De 0.32 a 0.0121

Tabla 2.1 Características de los cables para transmisión VSC-HVDC/MVDC.



CAPÍTULO 3

EXPLICACIÓN DEL MODELO MATEMÁTICO PARA EL COMPORTAMIENTO DEL VSC-HVDC/MVDC.

En este capítulo, se hace una recopilación para describir por medio de las referencias bibliográficas y anexos señalados en el trabajo el modelo matemático que atañe a todo lo referente al funcionamiento y características de la transformación de corriente alterna a corriente continua y viceversa.

Se ofrecen los anexos a este capítulo para poder observar cómo a partir de las Ecuaciones de Estado de un convertidor se analiza el lazo de control de un enlace en continua a partir de la transformación de Clarke-Park, y donde se manifiesta la esencia de su función, que no es otra que la de imitar el comportamiento de un motor de excitación independiente de continua en sistemas de alterna.

También, se estudia la formación de los vectores de salida de cada convertidor para formar una onda lisa u ondulada según la necesidad. Esto es, la Modulación Vectorial.

Seguidamente, se analiza a través de los Criterios de Liapunov la estabilidad de las respuestas del lazo de control a través de las variables de estado desde el punto de vista de variable continua y discreta.

Se explica el modelo del controlador Interno y todo el lazo de control de los convertidores donde se analiza por qué es mejor usar para el mismo un regulador P_{in} que un regulador PD. Además en esta parte del capítulo se expone un ejemplo sobre el uso de una técnica heurística usando un regulador PI mediante criterios de lógica difusa.

Se expone después tras el análisis las limitaciones físicas que presenta un enlace VSC-HVDC/MVDC.

Finalmente se explica el modelo matemático del circuito equivalente que es aplicado en las redes eléctricas a la hora de implementar un Enlace en corriente Continua para que se le aplique un Flujo de



Cargas.

Finalmente se analizan estrategias de control que son capaces de realizar los Enlaces en Continua.



3.1 Modelo de un sistema VSC–HVDC/MVDC por control vectorial.

En este apartado y los que le siguen en este capítulo, se hace una recopilación sobre el funcionamiento de “la caja negra” de los convertidores y el enlace en corriente continua desde el punto de vista matemático. Dicha recopilación se pudo lograr a través de las referencias bibliográficas que se citan en el mismo y de los anexos de este capítulo. Así, da una explicación sobre el modelo matemático que atañe a todo lo referente al funcionamiento y características de la transformación de corriente alterna a corriente continua y viceversa.

Partiendo del esquema simplificado de un convertidor de fuente de tensión como indica la figura 3.1 y de las ecuaciones diferenciales que describen su funcionamiento [1], se demuestra en los Anexos A.1 hasta A.4 la esencia de la filosofía del control vectorial y las ecuaciones del Espacio Estado mediante las cuales se podrá describir cómo se pueden controlar los convertidores de un enlace en corriente continua:

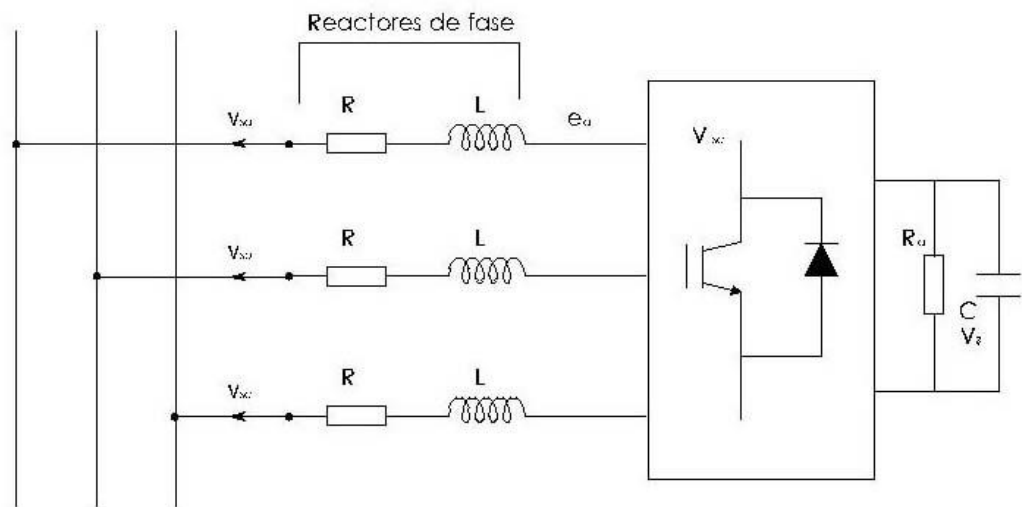


Figura 3.1 Diagrama simplificado del VSC

Diseño y construcción de un prototipo [11].

$$\frac{di_a(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{L}(e_a - V_{sa})$$

$$\frac{di_b(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{L}(e_b - V_{sb})$$

$$\frac{di_c(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_c + \frac{1}{L}(e_c - V_{sc})$$



Nota: todas las corrientes y tensiones son dependientes del tiempo.

En forma matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a - V_{sa} \\ e_b - V_{sb} \\ e_c - V_{sc} \end{bmatrix} \text{ ECUACIÓN [1]}$$

3.2 Obtención de la tensión $e(t)$ (entrada-salida del convertidor) VSC.

Se observa que $e(t)$ es un vector formado, como ya se sabe, como sigue:

$$U(t) = \begin{bmatrix} U_1(t) \\ U_2(t) \\ U_3(t) \\ \vdots \\ U_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1(t) \\ U_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d - |V| \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta e_d \\ \Delta e_q \end{bmatrix} = e(t)$$

Del diseño de reguladores con realimentación de los estados se observa que

$$U(t) = e(t) = r(t) = KX(t)$$

Si $r(t) = 0$, estamos ante el caso de que $e(t) = -KX(t)$, por lo que será un control cuya finalidad es la de llevar al sistema desde un estado inicial a un estado final deseado en un tiempo finito. (Este es nuestro caso de estudio).

Por otra parte, si $r(t) \neq 0$, estaríamos ante un sistema de seguimiento cuya regla de control es K , pero a diferencia del anterior caso, el interés es que el sistema adopte los estados impuestos por la referencia r .

Dado que:

$$[U(t)] = [e(t)] = [\Delta e_d \Delta e_q]^T$$

Está localizado a la salida (inversor) o entrada (rectificador) del convertidor, hay que analizar cómo se obtiene dicha $[e(t)]$, pues dará mucha información sobre cómo resolver la solución de la ecuación de estado $X(t)$.

Se analiza primeramente, antes de ver cuáles son los pasos para obtener a $e(t)$, el cómo se obtiene. ¿Qué proceso sigue el funcionamiento del VSC y cómo se controla?



3.2.1 Funcionamiento Inversor Monofásico

Para entender el funcionamiento de $e(t)$ se parte del funcionamiento de los inversores monofásicos a partir de sus gráficos.[15]

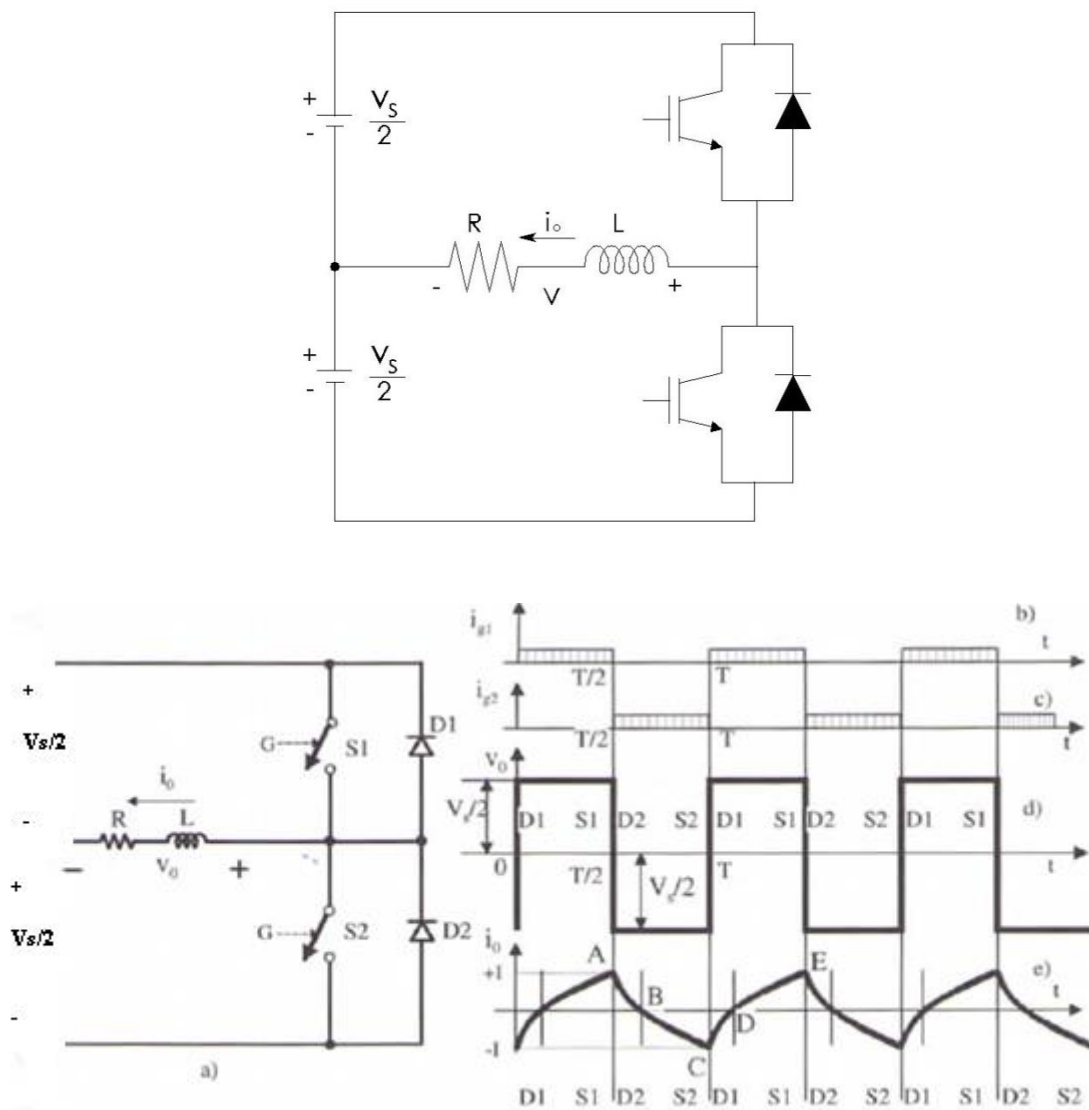


Figura 3.2 Inversor Monofásico en IGBT's. Fuente [15]

Los interruptores S_1 y S_2 (estáticos) se abren alternativamente cada $T/2$ segundos, siendo T el período de la señal resultante y cuya inversa será $f = 1/T$ la frecuencia de corriente alterna generada.



Cuando S_1 está cerrado, la corriente circula como indica el esquema. Al abrir S_1 cierra S_2 pero como la polaridad de la carga ha cambiado bruscamente el origen inductivo de la carga hace que circule corriente como lo hacía cuando estaba S_1 cerrado pero circulando por D_2 y contra el potencial del generador de continua de abajo.

Cuando termina, entonces ya no circula i_0 en ese sentido y lo hace en sentido contrario, pero ahora por S_2 y la tensión V_0 es de valor contrario.

Así sucesivamente. Este tipo de inversor es de 2 niveles.

Se puede demostrar que el desarrollo en serie de Fourier de la onda de tensión de este inversor monofásico es

$$V_0 = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t$$

Donde $\omega=2\pi f$ es la pulsación de la tensión alterna producida por el inversor y $f=\frac{1}{T}$ es la frecuencia. En la expresión anterior, para $n=1$ se obtiene el valor de la componente fundamental cuyo valor eficaz es

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi}$$

3.2.2 Funcionamiento Inversor Monofásico en Puente

Otro tipo de inversor de sumo interés es el denominado INVERSOR PUENTE.

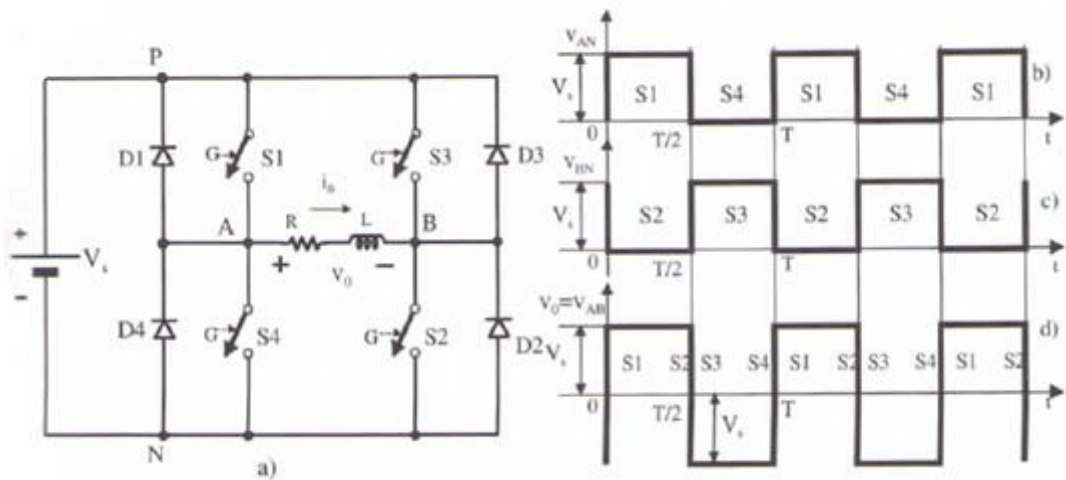


Figura 3.3 Inversor monofásico en puente. Fuente [15]



Se observa que S_1 y S_2 conducen durante el semiperiodo y S_3 y S_4 durante el segundo semiperiodo. Entre los terminales A-N se obtiene cuando conduce S_1 la tensión $+\frac{V_s}{2}$ y cuando lo hace S_4 se obtiene $-\frac{V_s}{2}$.

De un modo análogo se obtiene la tensión B-N. La tensión entre los terminales A-B es $V_{AN}-V_{BN}$ cuya amplitud es V_s .

Al igual que en el caso inmediatamente anterior la corriente va retrasada con respecto a la tensión por el origen inductivo de la carga donde habrá períodos de conducción para los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4 para devolver la energía inductiva a la red de corriente continua.

Se puede demostrar que el desarrollo de Fourier de la onda de tensión en este caso es

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t$$

que corresponde justamente al valor doble de la forma anterior.

3.2.3 Funcionamiento Inversor Trifásico en Puente

Hablaremos entonces del inversor trifásico.

Dicho inversor produce una tensión alterna trifásica a partir de una alimentación en corriente continua.

El funcionamiento de este inversor es esencialmente el mismo que el monofásico en puente comentado anteriormente. Es como si a un monofásico en puente le añadimos otra rama, de tal forma que los terminales R, S, T se conecten alternativamente (por medio de los interruptores estáticos) a los terminales positivos y negativos de la fuente de corriente continua dando lugar a una tensión trifásica siempre que los impulsos de disparo de los interruptores de las ramas de arriba y de abajo estén desfasados 120° entre sí y entren en conducción siguiendo un determinado orden cíclico.

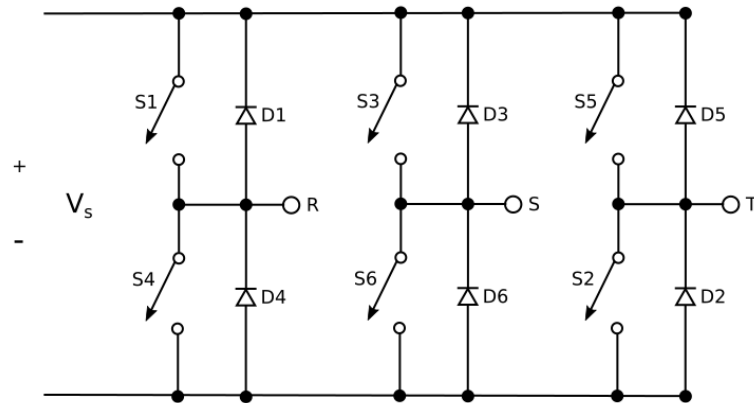


Figura 3.4 Inversor trifásico en puente

La numeración de cada interruptor corresponde al orden de estas secuencias de disparo para obtener un ciclo completo de la tensión de salida. El control de la frecuencia de esta tensión viene definido por la frecuencia de disparo de los interruptores estáticos. Suponiendo una conmutación instantánea se obtienen las ondas de tensiones V_{RN} , V_{SN} , y V_{TN} , mostradas de la siguiente forma:

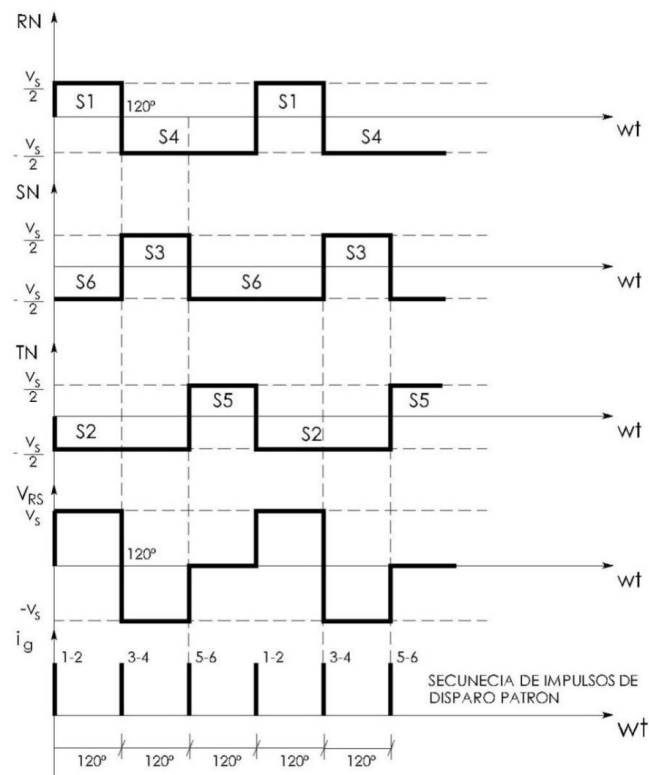


Figura 3.5 Gráficas de Tensiones y Patrón de Disparos (1) para el Inversor Trifásico en Puente



Las tensiones impuestas de salida son

$$V_{RN} = V_{RN} - V_{SN}$$

$$V_{SN} = V_{SN} - V_{TN}$$

$$V_{TN} = V_{TN} - V_{RN}$$

Si se hubiese elegido otro patrón de disparos la forma de onda resultaría muy distinta, siendo este hecho muy importante ya que el número de armónicos puede verse muy reducido. En efecto, de igual forma que antes:

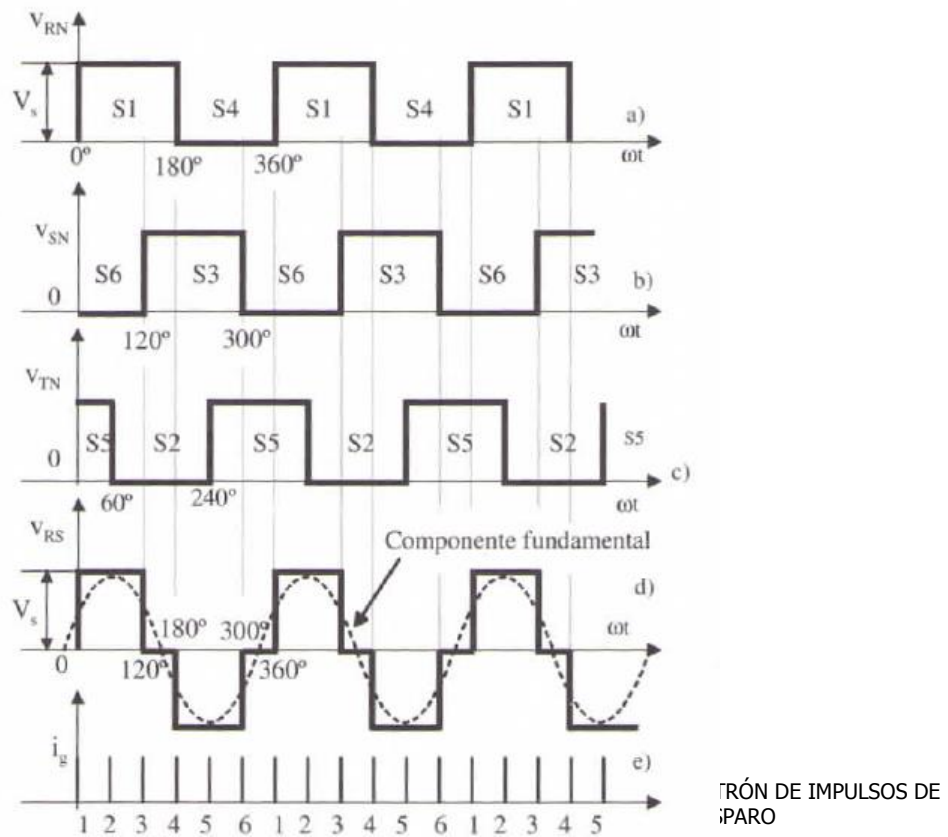


Figura 3.6 Gráficas de Tensiones y Patrón de Disparo (2) para Inversor Trifásico en Puente. Fuente [15]

Se puede demostrar que la tensión compuesta anterior tiene el desarrollo de Fourier de la forma

$$V_{RS} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \text{sen } n\omega t$$



Cuyo desarrollo nos da:

$$V_{RS} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_S (\text{sen}wt - \frac{1}{5}\text{sen}5wt - \frac{1}{7}\text{sen}7wt + \frac{1}{11}\text{sen}11wt + \dots)$$

Es decir, las tensiones compuestas no tienen armónico de orden tres ni múltiplos de tres, lo cual era de prever puesto que estos armónicos de las tensiones simples V_{RN} , V_{SN} , V_{TN} van en fase entre sí y al hacer diferencias entre ellos dichas componentes se anulan.

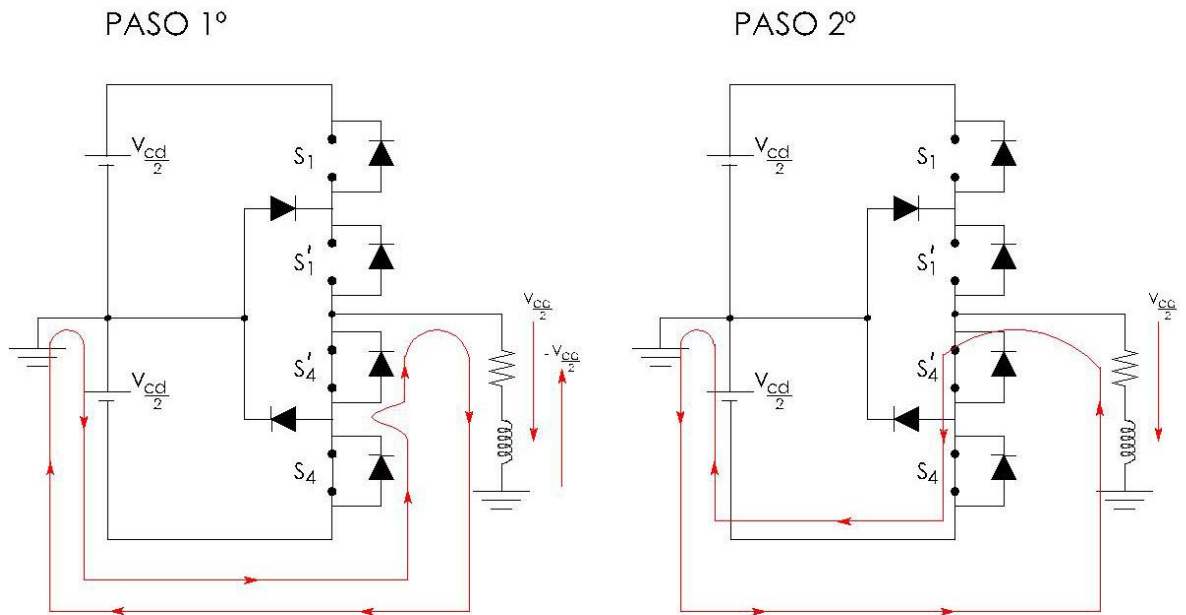
Hasta ahora, todo lo explicado se ha hecho pensando en que solo hay dos niveles en el inversor. Esto es que solo hay por rama dos interruptores.

¿Qué sucedería si hubiese tres o más ramas? Que la forma de onda sería más depurada.

3.2.4 Funcionamiento de Inversor Trifásico de 3 niveles

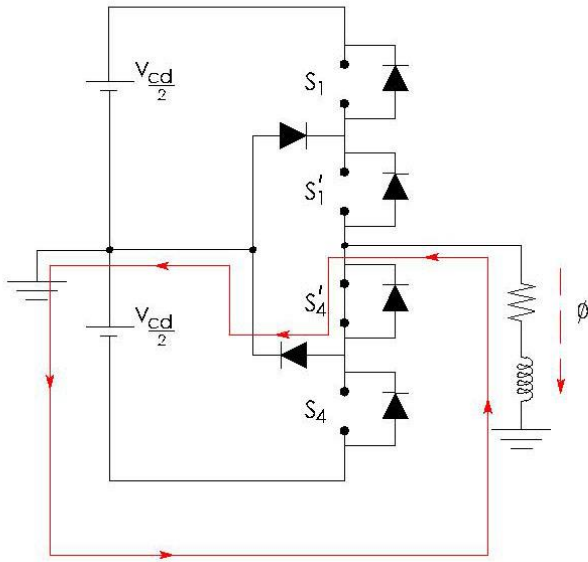
En efecto [16] y [17].

Supóngase un inversor monofásico de tres niveles cuyo patrón de funcionamiento explicamos a continuación:

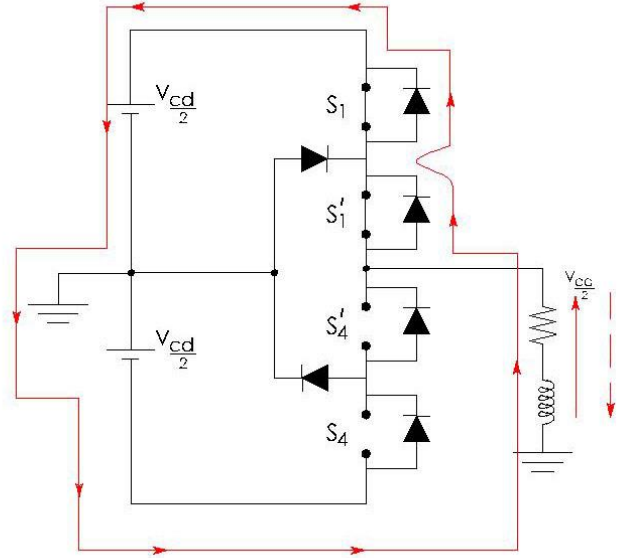




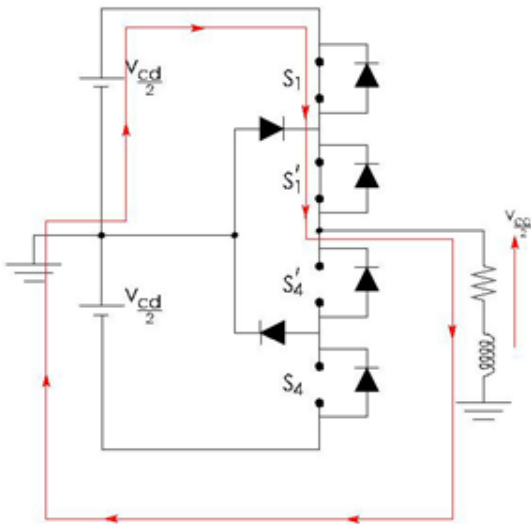
PASO 3°



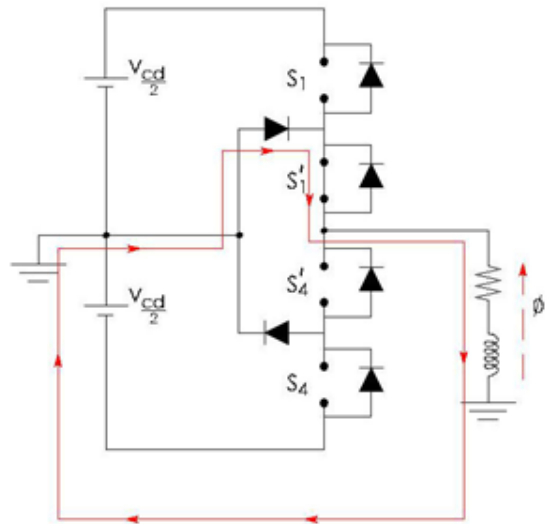
PASO 4°



PASO 5°



PASO 6°





PASO 7º (Coincide con PASO 1º)

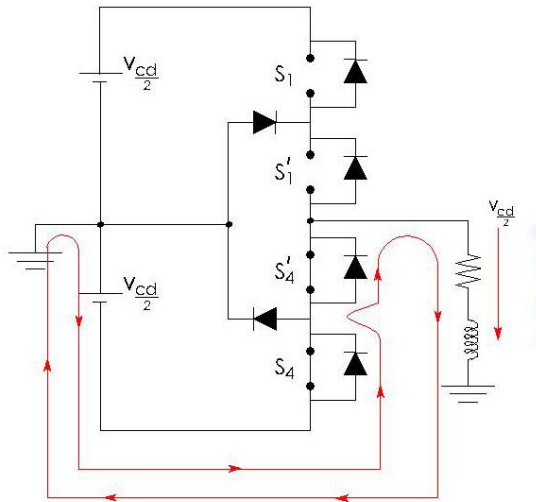


Figura 3.7 Comportamiento inversor tres niveles

Se observa que no conducen inmediatamente los IGBT's sino que tienen un retraso de conducción por eso es que conducen los diodos en paralelo a los mismos. Ejemplo : Pasos 1º y 7º, Pasos 4º y 5º.

También se observa que, al igual que en el estudio del inversor monofásico, aquí la tensión de salida es:

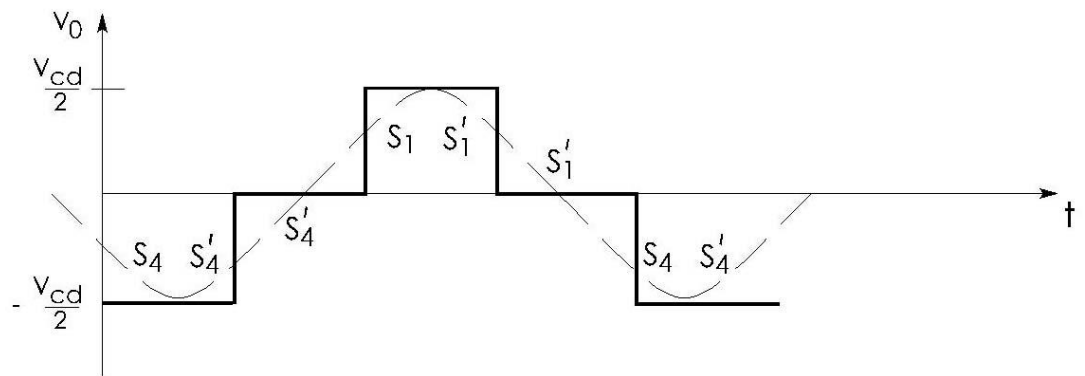


Figura 3.8 Tensión de fase de salida en un convertidor de 3 niveles

Siendo esta onda más parecida a la onda sinusoidal.

Si esto mismo se aplica al inversor tipo puente y al inversor tipo trifásico, es natural pensar que la onda sería mucho más parecida a una sinusoidal.



Si se dibujan los circuitos equivalentes eléctricos de lo hasta ahora expuesto se tiene;

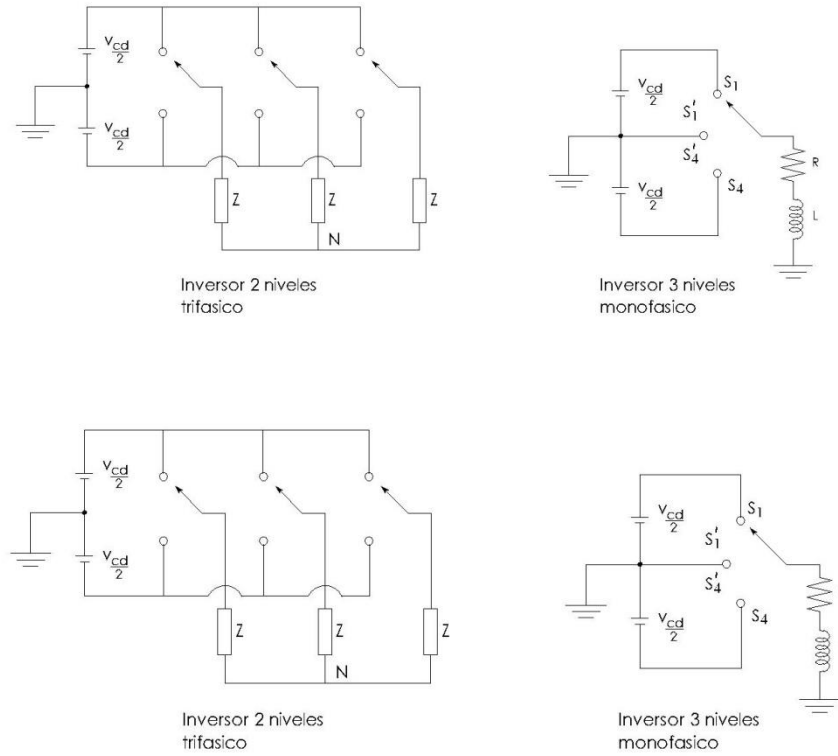


Figura 3.9 Distintas representaciones simplificadas de los inversores de 2 y 3 niveles

En resumen, se observa que cuantos más niveles haya, mejor tipo de onda de tensión de salida se obtiene.

Otro tipo de multinivel se puede conseguir colocando una cascada de puentes con distintos patrones de actuación sobre los interruptores, tal y como se indica en la figura 3.10:

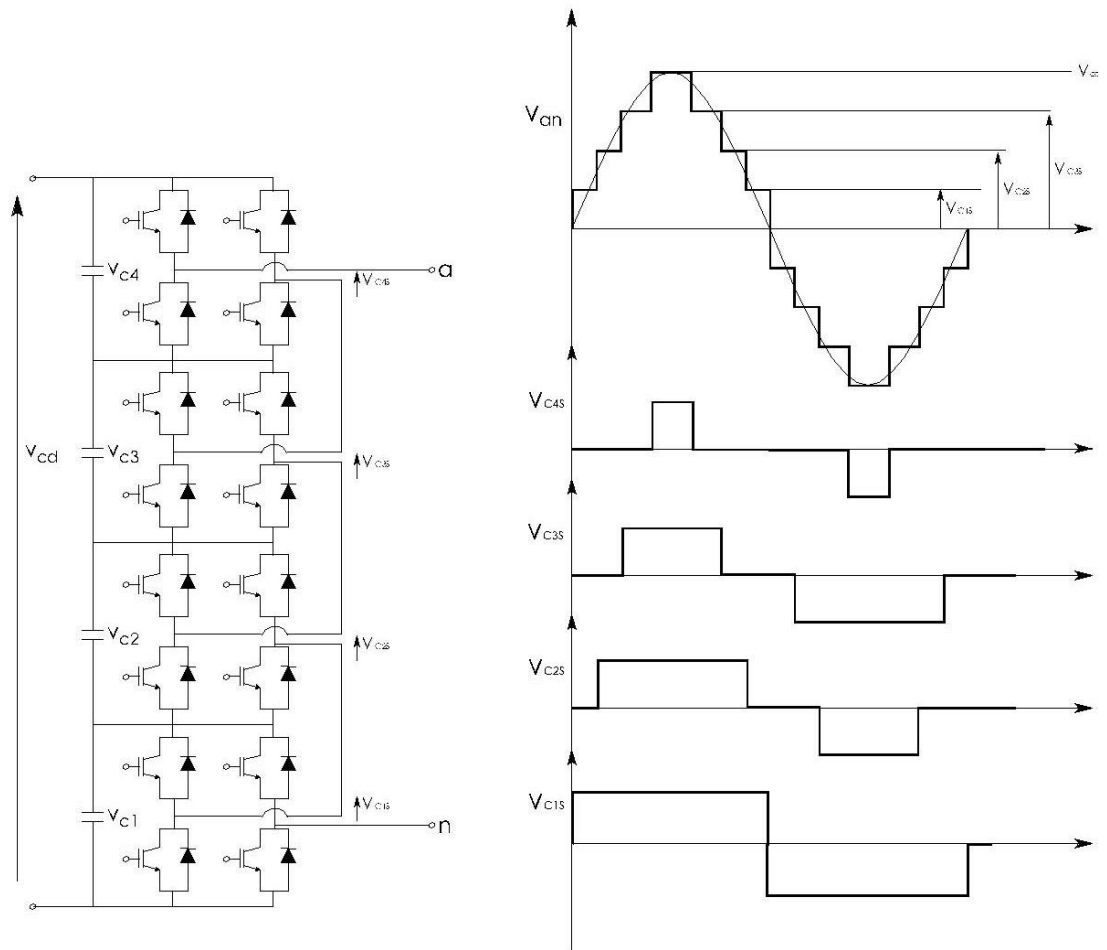


Figura 3.10 Composición de Tensión de fase en un convertidor Multinivel

Que es otra forma de ver que la tensión multinivel es más aproximada al valor deseado. Este tipo de multiniveles son utilizados en la tecnología Siemens-HVDC Pluso ABB-Light, evitándose muchas pérdidas por conmutación y ruidos, ya que es más suave y no tan brusca.

3.2.5 Descripción para la obtención de las $e(t)$ en el VSC-HVDC/MVDC.

3.2.5.1 Introducción

Llegados a este punto, se puede describir todos los módulos del circuito de control.

Se empezará por experimentar los efectos de las tensiones transformadas en lazo cerrado.



Con esto se pretende explicar y entender cuál es la función de cada uno de los módulos que representa el esquema para finalmente poder cerrar el lazo. De esta forma se facilita la comprensión de cada una de las partes del control vectorial, además de ver las diferencias entre lazo abierto y lazo cerrado.

3.2.5.2 Descripción de los módulos, [18]

Módulo Park Inversa:

El módulo Park Inversa es el primer módulo que se encuentra en el control. Este módulo es una función que realiza en parte el paso inverso a la transformada de Park, ya que tan sólo se invierte el giro realizado con la transformada de Park.

Ésta transforma las variables (las tensiones V_d y V_q) de la referencia en sincronismo con el rotor a la referencia estacionaria (ejes α y β). Las ecuaciones de la función Park son:

$$f_\alpha = f_d \cdot \cos \theta_r - f_q \cdot \text{sen } \theta_r$$

$$f_\beta = f_d \cdot \text{sen } \theta_r - f_q \cdot \cos \theta_r$$

Ecuación 3.2.5.b para la transformación de Park Inversa (ipark)

El módulo Park inversa además de la función ipark dispone de las variables de entrada y salida necesarias. Las de entrada son: las componentes de la variable en ejes d y q junto con el ángulo entre la referencia estacionaria y la que gira en sincronismo (recordar que era θ_r). Las de salida son: las componentes de las variables en los ejes de la referencia estacionaria α y β .

Las tensiones V_α y V_β , que serán la salida de este módulo, corresponden a dos ondas de tensión sinusoidales que se han de transformar en un nuevo sistema trifásico de tensiones que se adapte a las nuevas condiciones calculadas por el control para hacer girar el motor de la forma adecuada.

Módulo SVPWM:

El siguiente módulo es el denominado Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM). Calcula los ciclos de trabajo de los interruptores de cada fase (T_a , T_b , T_c), que se utilizarán en el siguiente módulo para poder calcular la onda sinusoidal, que se ha de aplicar en cada una de las fases del motor. Es un método de modulación basado en los 8 estados de los seis interruptores del puente mostrado en la Fig.3.14. La innovación que presenta frente a otras técnicas es que genera menos armónicos y usa de forma más eficiente la tensión de bus DC.



3.2.5.3 Obtención del vector espacial con el inversor, [19]

Usaremos la siguiente modelización matemática para crear el vector espacial (es una idealización para crear un patrón), pero no significa que realmente esté ocurriendo.

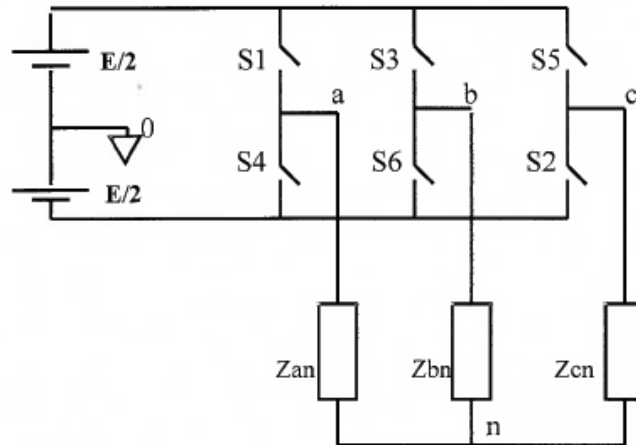


Figura 3.11 El inversor alimentado con fuente de punto y medio y carga en estrella. Fuente [12]

Sabemos que el inversor alimentado con fuente de tensión opera siempre con tres elementos en conducción y tres abiertos y siendo la carga en estrella equilibrada, la impedancia que ve la fuente en todo momento es como muestra la fig. 3.12, para el estado particular de las llaves S_1 , S_2 y S_6 cerradas.

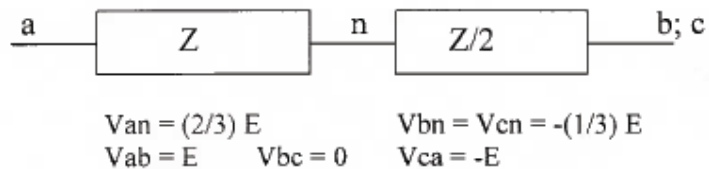


Figura 3.12 Valores de impedancias y las respectivas tensiones válidas durante la conducción de los elementos S_1 , S_2 , S_6 (estos son valores de amplitud de las tensiones, no son valores eficaces, los cuales se calculan integrando la onda de salida en su periodo). Fuente [12]

Al ser las tensiones simétricas y la carga equilibrada, no existe corriente por el conductor neutro; en nuestro caso dicho neutro se mantiene flotante, no se conecta a ningún potencial. El estado de conducción mencionado se sintetiza en la figura 3.13, y corresponde al vector espacial para ese estado de conducción, al cual se le llama \vec{V}_1 .

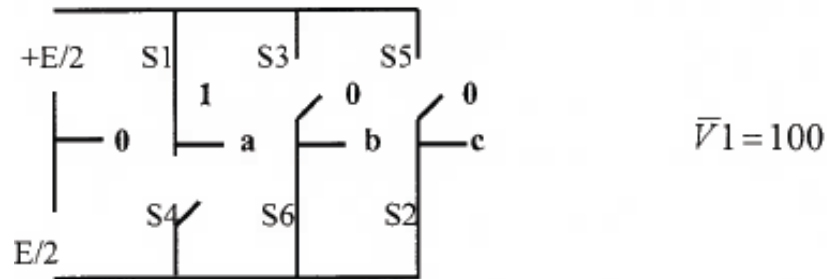


Fig.3.13 Combinación “100” de las llaves del inversor. Fuente [12]

Para reconocer cada estado de conducción, es suficiente identificar a los tres elementos superiores del puente. Se indica con un 1 cuando se encuentra cerrado y con un 0 cuando está abierto. En consecuencia, para el estado de fig. 3.13 es $\vec{V}_1 = 100$. Observando las fig. 3.13 y 3.14 vemos que la tensión $V_{a0} = E/2$ y $E/2 + E/2 = E = V_{an} + V_{n0}$ y como $V_{an} = (2/3)E$, resulta que $V_{n0} = (1/3)E$.

Con estos valores intuimos que el valor V_m del vector espacial (ecuación 3) es $(2/3)E$, pero esto debe ser demostrado, lo cual se hace trabajando con la ecuación básica (ecuación 2) y los valores V_{a0} , V_{b0} , V_{c0} que entrega el puente.

De la figura 3.13 se obtiene:

$$\begin{cases} V_{a0} = E/2 \\ V_{b0} = -E/2 \\ V_{c0} = -E/2 \end{cases}$$

Reemplazando en ecuación 2, resulta:

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} \left(\frac{E}{2} - \frac{E}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} E$$

Este es el valor y posición del vector espacial en el plano complejo para el estado de conducción $\vec{V}_1 = 100$ de la figura 3.13.

Se debe repetir este análisis (ecuaciones 4 y 5) para los restantes estados de conducción del inversor.



Los posibles son 8, como se ve en la figura.

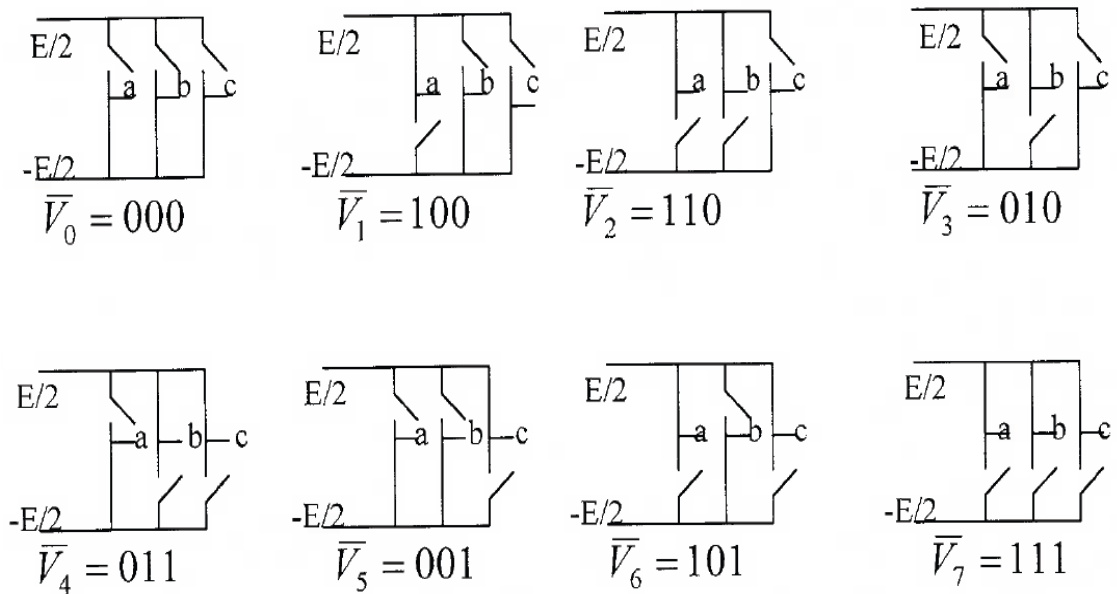


Fig.3.14 Las 8 combinaciones posibles de llaves del inversor puente trifásico. Fuente [12]

Existen seis combinaciones que generan un vector activo, donde tiene lugar una transferencia de energía entre la fuente y la carga y dos combinaciones ($\vec{V}_0 = 000$ y $\vec{V}_7 = 111$) sin intercambio de energía que corresponden a los vectores nulos.

En consecuencia, para cada combinación de llaves, utilizando la ecuación 2, se obtienen los ocho vectores básicos con su valor constante y ubicación fija en el plano complejo:



$$\begin{aligned}\bar{V}_0 &= \frac{2}{3} \left(-\frac{E}{2} - \frac{E}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = 0 \\ \bar{V}_1 &= \frac{2}{3} \left(+\frac{E}{2} - \frac{E}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} E \\ \bar{V}_2 &= \frac{2}{3} \left(+\frac{E}{2} + \frac{E}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} E e^{j\frac{\pi}{3}} \\ \bar{V}_3 &= \frac{2}{3} \left(-\frac{E}{2} + \frac{E}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} E e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \bar{V}_4 &= \frac{2}{3} \left(-\frac{E}{2} + \frac{E}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} E e^{j\pi} \\ \bar{V}_5 &= \frac{2}{3} \left(-\frac{E}{2} - \frac{E}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} E e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ \bar{V}_6 &= \frac{2}{3} \left(+\frac{E}{2} - \frac{E}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} E e^{j\frac{5\pi}{3}} \\ \bar{V}_7 &= \frac{2}{3} \left(+\frac{E}{2} + \frac{E}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = 0\end{aligned}$$

Estos 8 vectores llamados básicos o directores, son los únicos vectores que puede generar el inversor, y por tanto son vectores fijos en el plano complejo (no giran) y se ubican como muestra la fig. 3.15), donde los 6 vectores activos tienen el mismo módulo $(\frac{2}{3})E$ y están desfasados 60° entre sí; en cambio, los vectores nulos solo pueden indicarse como un punto en el centro del plano complejo ya que su módulo es cero y aún no tienen referencia de duración.

La acción de cada uno de los 6 vectores activos dura como máximo 60° , mientras que los 2 vectores nulos solo accionarán cuando se introduzca un espacio de tiempo de no conducción, es decir, cuando se reduzca el tiempo que duran los vectores activos, introduciendo un cierto tiempo sin intercambio de energía, ya sea con \vec{V}_0 o con \vec{V}_7 .



a	b	c	Vector	v_α	v_β	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
0	0	0	V_0	0	0	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	0	0	0
1	0	0	V_1	$2/3 V_{DC}$	0	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
1	1	0	V_2	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
0	1	0	V_3	$-V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
0	1	1	V_4	$-2/3 V_{DC}$	0	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
0	0	1	V_5	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
1	0	1	V_6	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
1	1	1	V_7	0	0	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	0	0	0

Fig.3.15 Estados y tensiones del convertidor. Fuente [12]

Los 6 vectores activos forman un hexágono equilátero que encierra un círculo tangente a sus lados.

El punto de tangencia del círculo con los lados del hexágono determina el valor máximo del vector modulado $\vec{V}_{m\acute{a}x}$, para lograr una modulación vectorial de tensiones senoidales. Este vector $\vec{V}_{m\acute{a}x}$ al girar describe el círculo mencionado.

El espacio exterior al círculo inscrito en el hexágono, encerrado entre los dos círculos, corresponde a la sobremodulación, ya que requiere de un vector cuyo módulo es mayor a $\vec{V}_{m\acute{a}x}$, la cual se interpreta como en el control escalar, de índice de modulación $m > 1$ y por tanto deja de ser lineal la relación entre la tensión de salida y dicho índice.

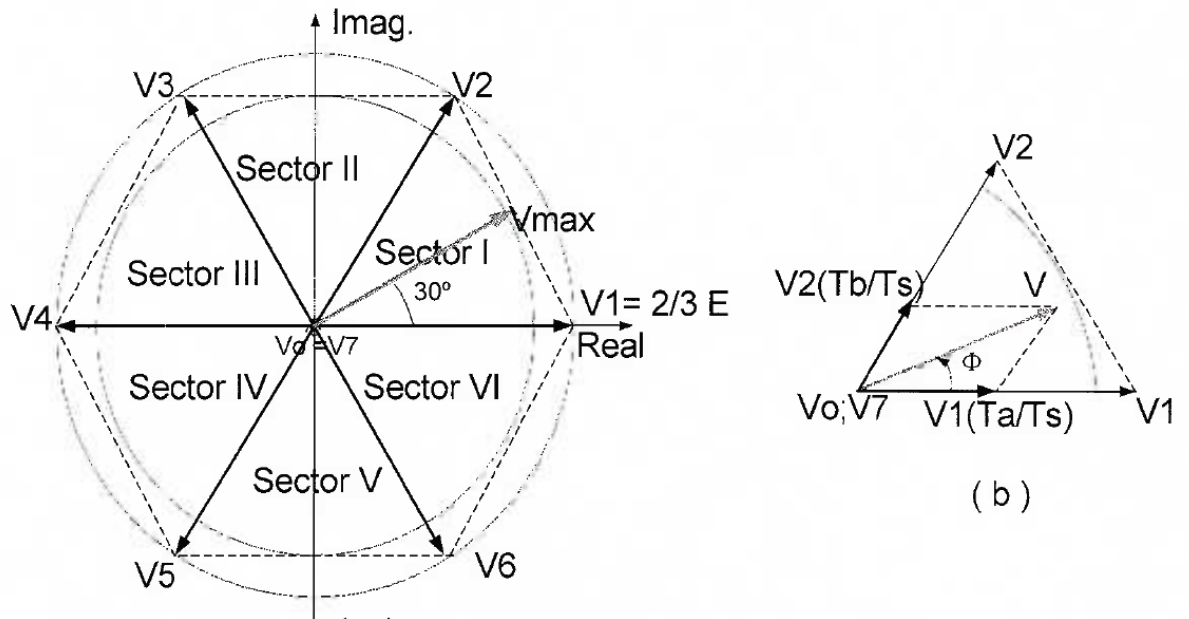


Figura 3.16 A) Ubicación de los vectores directores en el plano complejo y el vector $V_{m\acute{a}x}$. B) Un vector $V < V_{m\acute{a}x}$. del sector I, modulado con sus respectivos vectores directores V_1, V_2 y $V_0; V_7$. Fuente [12]

El valor de $\overrightarrow{V_{m\acute{a}x}}$ es:

$$V_{max} = \frac{2}{3} E \cos 30^\circ = \frac{2}{3} E \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{E}{\sqrt{3}} = 0,577 E$$

Siendo igual a $\frac{V_{ab}}{\sqrt{3}} = V_{fasem\acute{a}x.} = \frac{V_{ccm\acute{a}x.}}{\sqrt{3}}$

Esto dice que para obtener una trayectoria senoidal de los vectores a modular, la tensión de referencia deberá tener como valor máximo $0,577E$.

A partir de este apartado, cabe preguntarse sobre cómo se realiza la modulación del vector espacial. Para ello, recúrese a los Anexos A.5 hasta A.6

3.3 Lazo de Control para obtener $e(t)$

¿Y cómo es el lazo de control para obtener a $e(t)$?

Para poder tener herramientas de control de la potencia deseada se necesita un lazo de control.

El modelo en coordenadas $p-q$ del VSC o modelo matemático del comportamiento del VSC en el marco $p-q$ síncrono puede representarse de dos formas:



1ª FORMA

Así, a partir de la ecuación de estado que puede escribirse tal y como se ha demostrado;

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

1) Como ya se ha visto, en la ecuación de estado. Si se referencia estas ecuaciones respecto a un sistema de referencia síncrono con la tensión de red ($u_d=1, u_q=0$), las ecuaciones de planta quedarían de manera definitiva de la siguiente forma:

$$e_d = u_d + R \cdot i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L \cdot i_q$$

$$e_q = R \cdot i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot L \cdot i_d$$

Estas ecuaciones eléctricas de la planta permiten representarla como un diagrama de bloque para poder tener herramientas de control de la potencia deseada. Véase cómo son esos lazos de control. Fig.3.17

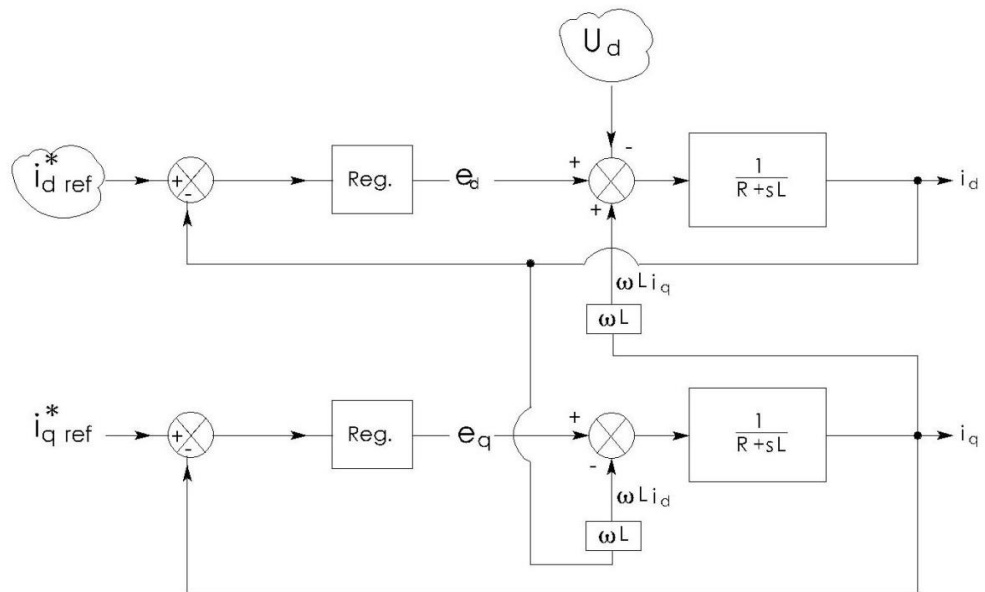
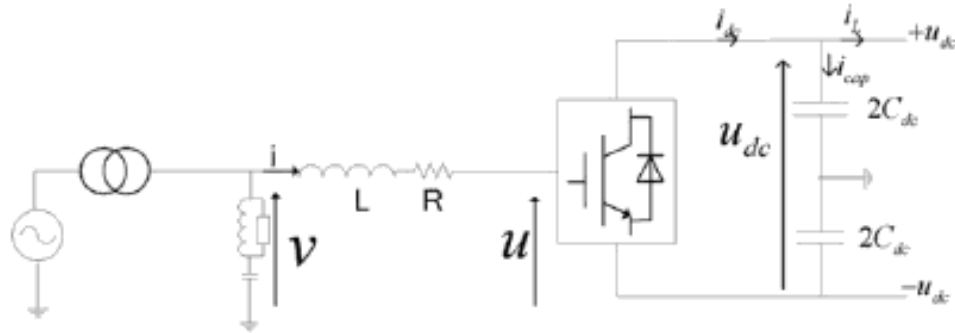


Figura 3.17 Función de transferencia de planta



2ª FORMA

La modelización del VSC-HVDC/MVDC dada anteriormente según el esquema



Se puede ver ahora cómo es el circuito equivalente en el marco síncrono del convertidor VSC.

Para ello se dice que partiendo de las ecuaciones (como inversor)

$$\frac{di_a(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_a(t) + \frac{1}{L} (e_a - V_{sa})$$

$$\frac{di_b(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_b(t) + \frac{1}{L} (e_b - V_{sb})$$

$$\frac{di_c(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_c(t) + \frac{1}{L} (e_c - V_{sc})$$

Se puede escribir que dichas ecuaciones en el marco $\alpha - \beta$ complejo serán

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{R}{L} i_{\alpha\beta} + \frac{1}{L} (e_{\alpha\beta} - V_{\alpha\beta}) \Rightarrow L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = e_{\alpha\beta} - V_{\alpha\beta} - R i_{\alpha\beta}$$

Por una parte

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = L \frac{d[i_s e^{j\theta}]}{dt}$$

Si $\theta = \omega t$

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = L \frac{d[e^{j\omega t} i_{dq}]}{dt} = L e^{j\omega t} j\omega \cdot i_{dq} + L e^{j\omega t} \frac{di_{dq}}{dt} = L e^{j\omega t} (j\omega i_{dq} + \frac{di_{dq}}{dt})$$

Además teniendo en cuenta que

$$e_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} e_{dq}; V_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} V_{dq}; i_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} i_{dq}$$



Sustituyendo se tiene:

$$L e^{j\omega t} \left(j\omega i_{dq} + \frac{di_{dq}}{dt} \right) = e^{j\omega t} e_{dq} - e^{j\omega t} V_{dq} - R e^{j\omega t} L i_{dq} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow L j\omega e i_{dq} \Rightarrow + L \frac{di_{dq}}{dt} = e_{dq} - V_{dq} - R i_{dq} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow L \frac{di_{dq}}{dt} = e_{dq} - V_{dq} - (R + j\omega L) i_{dq} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow L \frac{di_{dq}}{dt} = e_{dq} - V_{dq} - (R + j\omega L) (i_d + j i_q) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow L \frac{di_{dq}}{dt} = e_{dq} - V_{dq} - R i_d - j i_d \omega L + i_q \omega L - j i_q R$$

Separando la parte real de la imaginaria, quedará entonces:

Ecuaciones acopladas;

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= -R i_d + i_q \omega L - V_d + e_d \\ L \frac{di_q}{dt} &= -R i_q + i_d \omega L - V_q + e_q \end{aligned} \right\}$$

Además

$$\left. \begin{aligned} p &= V_d i_d - C_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \\ q &= -V_d i_q, \quad P_{dc} = U_{dc} i_{dc} \end{aligned} \right\}$$

Que obedecen respectivamente a los siguientes circuitos eléctricos, fig.3.18:

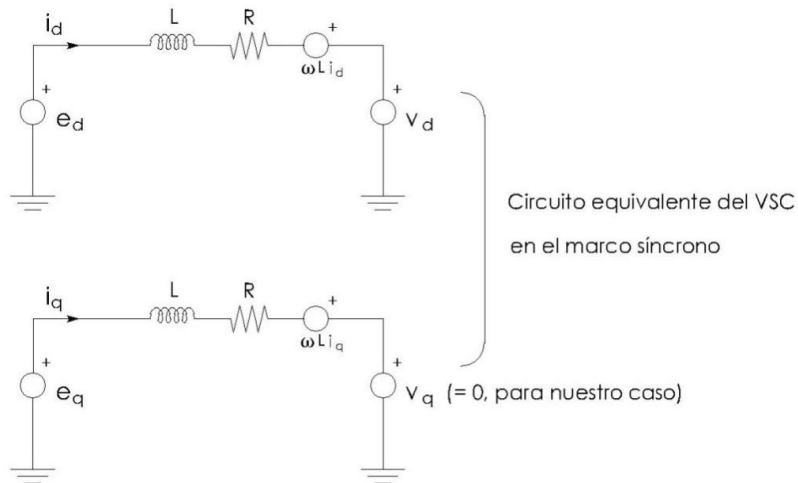


Figura 3.18 Circuitos equivalentes del VSC en el marco síncrono



Obsérvese que de las e y V no salen directamente solas las i_d y las i_q . Por tanto, habrá que desacoplar.

¿Cómo se desacoplan dichos circuitos de forma que el eje d sea independiente del eje q ?

Véase cómo:

ESQUEMA 1 DE CONTROL DE LA PONTENCIA Figura 3.19

Sin control independiente de i_d e i_q

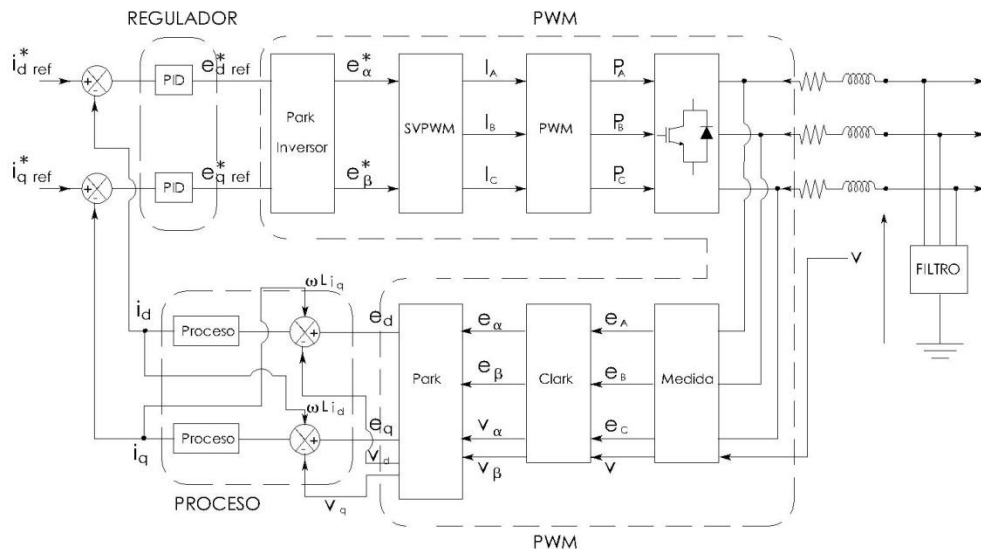


Figura 3.19 Esquema de control sin desacoplamiento

Hay que imitar lo que sucede en el circuito real con las i_d e i_q .

Se observa que el bloque de proceso puede expresarse si realmente se pretende desacoplar. A partir de la figura 3.20, se puede escribir:

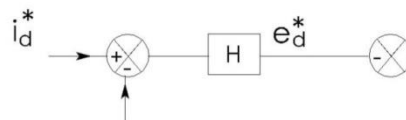


Figura 3.20 Control de entrada

Haciendo el cambio primero de:

$$e_d = e_d^* = -(i_d^* - i_d) H + w_e L i_q + V_d$$



Y sabiendo que:

$$V_d - e_d = L \frac{di_d}{dt} + R i_d - w_e L i_q$$

Entonces sustituyendo la ecuación penúltima sobre la última:

$$\cancel{V_d} + (i_d^* - i_d) H - \cancel{w_e L i_q} - \cancel{V_d} = L \frac{di_d}{dt} + R i_d - \cancel{w_e L i_q} \Rightarrow (i_d^* - i_d) H = L \frac{di_d}{dt} + R i_d$$

Por tanto de la figura 3.52 se deduce que:

$$e_d = L \frac{di_d}{dt} + R i_d$$

Se observa que el eje d se encuentra desacoplado del q

Se puede llegar a la misma conclusión de la siguiente manera:

$$\text{Si se denomina, } e_{dq} = (i_{dq}^{ref} - i_{dq}) H, [1]$$

Haciendo $e_d^{ref} = (i_d^{ref} - i_d) H + w_e L i_q + V_d$ se observa que ambas ecuaciones están acopladas. Para desacoplar usamos la expresión:

$e_d^* = e_d^{ref}$ ya que la ganancia del PWM la tomamos de valor 1.

$$\begin{aligned} \Rightarrow e_d &= (i_d^{ref} - i_d) H - \cancel{w_e L i_q} + V_d \Rightarrow \cancel{V_d} + (i_d^{ref} - i_d) H - \cancel{w_e L i_q} - \cancel{V_d} = \\ &= L \frac{di_d}{dt} + R i_d - w_e L i_q \end{aligned}$$

Por tanto queda:

$$(i_d^{ref} - i_d) H = L \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d$$

Pero según [1] se obtiene que:

$$e_d = (i_d^{ref} - i_d) H \Rightarrow e_d = L \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d \quad \text{cqd}$$

Análogamente, se demuestra que $e_q = L \frac{di_q}{dt} + R \cdot i_q$ cqd

Se tiene por tanto el control independiente de i_d e i_q .

Llegado a este término se puede decir que el diagrama de bloques representado en la figura 3.21:

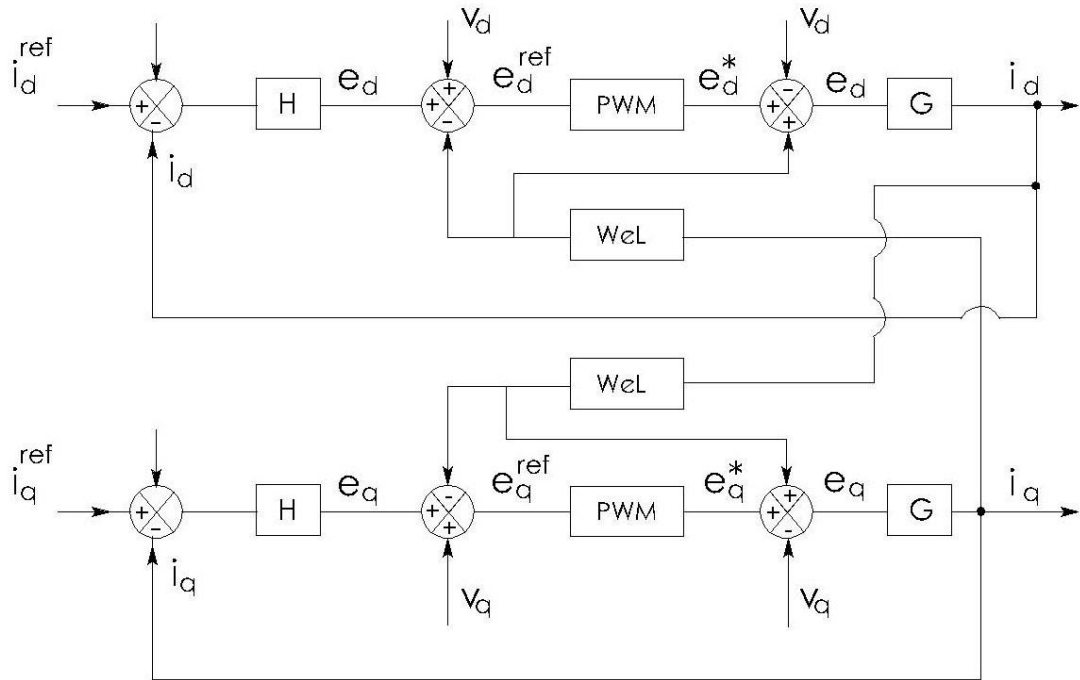


Figura 3.21 Representación en bloques de desacoplamiento

La función de transferencia del proceso y una vez todo desacoplado puede expresarse en el Campo de Laplace tal y como se indica:

$$e_d(s) = L s i_d(s) + R i_d(s) \Rightarrow e_d(s) = i_d(s) [Ls + R] \Rightarrow \frac{i_d(s)}{e_d(s)} = \frac{J}{Ls + R} \Rightarrow$$

$$i_d(s) = \left(\frac{1}{R} \cdot \frac{1}{L\frac{s}{R} + 1} \right) e_d(s) \Rightarrow i_d(s) = \frac{1}{R} \left[\frac{1}{\tau s + 1} \right] e_d(s)$$

Donde $\tau = \frac{L}{R}$ es la cte. de tiempo.



ESQUEMA 2 DE CONTROL DE POTENCIA. Con control independiente de i_d e i_q

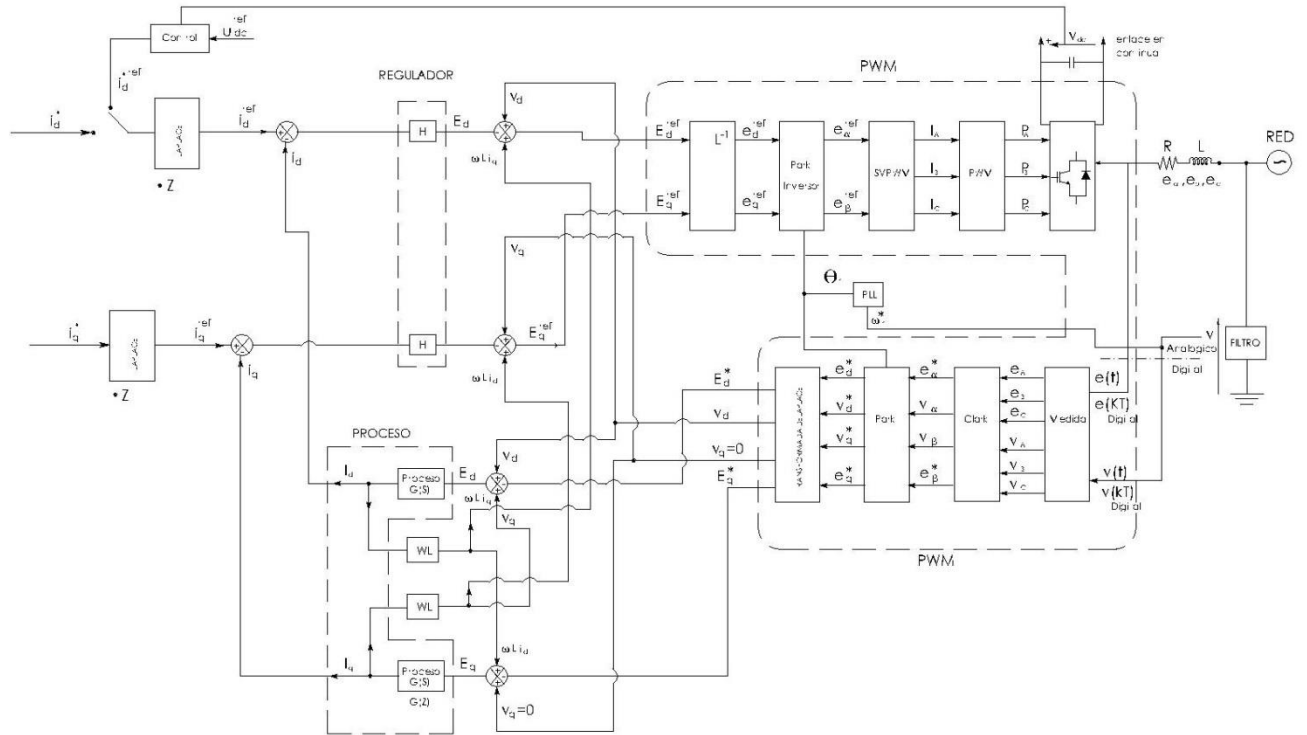


Figura 3.22 Control Inner Controller con DESACOPLO de ejes “d” y “q”

En el esquema de control 2, el proceso es el modelo que imita lo que ocurre en R y L. Hay que decirle a las variables que imiten lo que pasa en R-L de alguna forma y es con el uso de los bloques en Laplace (variable continua) y en Z en variable discreta.

De la figura 3.23 podemos representar lo que se sabe y es:

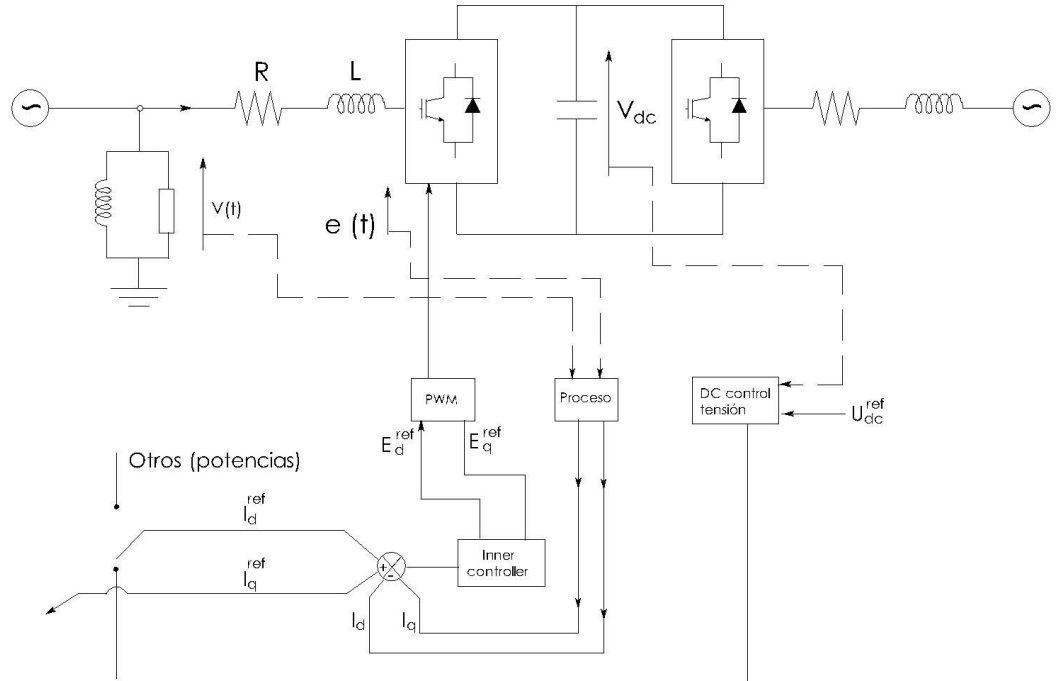
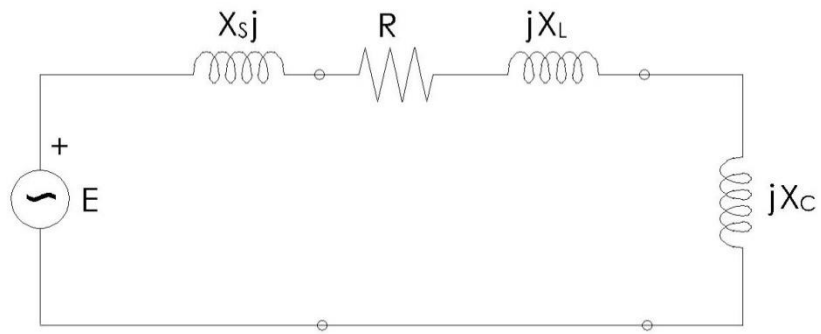


Figura 3.23 Control Parcial sobre PWM

3.3.1 ANALOGÍA DE FUNCIONAMIENTO ENTRE UN CONVERTIDOR INVERSOR Y UN GENERADOR SÍNCRONO DE ROTOR CILÍNDRICO.

Se va a intentar explicar las analogías que existen entre un convertidor VSC-HVDC/MVDC y un generador síncrono de rotor cilíndrico (usado en centrales térmicas).

Sea el circuito equivalente monofásico de un alternador de rotor cilíndrico conectado a un sistema de una línea con una inductancia y una resistencia y una carga de carácter inductivo. Figuras 3.24 y 3.25



El circuito equivalente se puede ajustar como

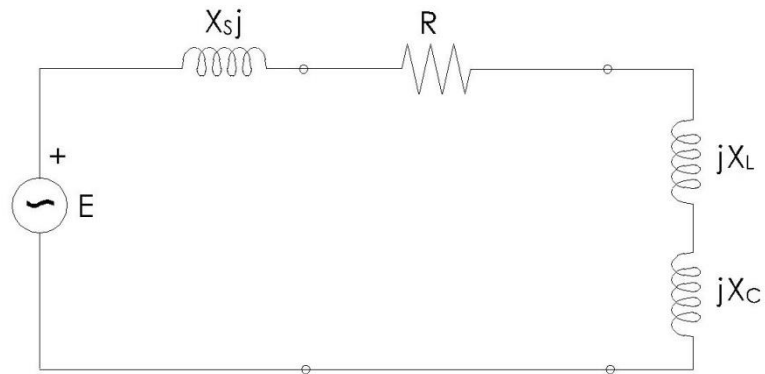


Figura 3.24 Circuito Equivalente del Generador Síncrono X_l (impedancia de línea) y X_c será la impedancia de carga

Por tanto:

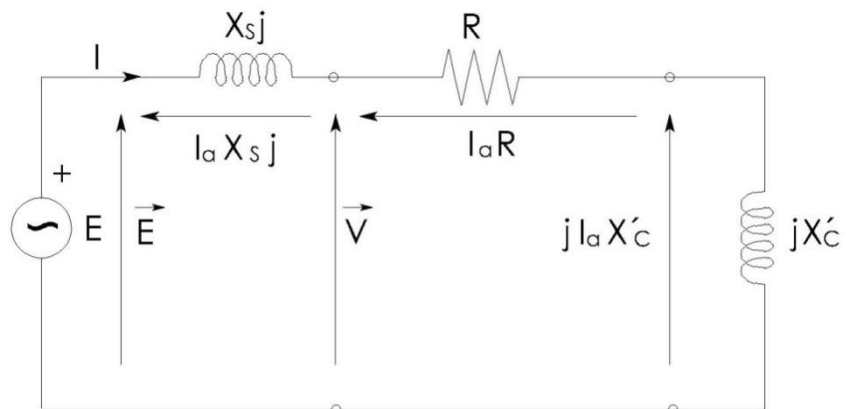
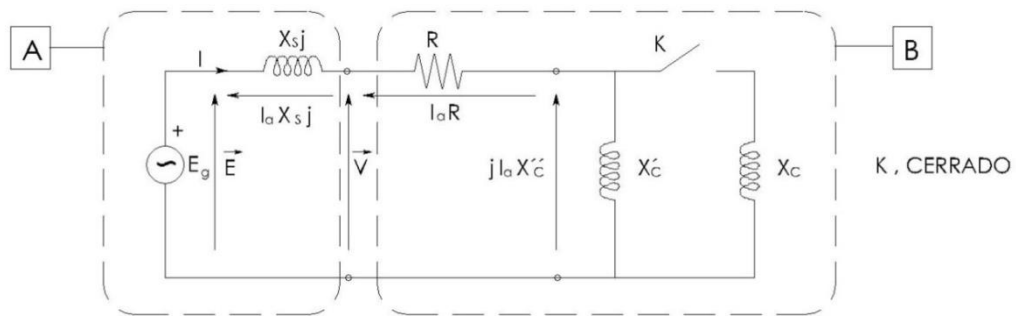




Figura 3.25 Circuito equivalente de Generador-Línea –Carga

Si se sumase una carga al sistema (porque aumenta la demanda), el circuito puede representarse como sigue:



Supongase que A representa el sistema de generador de un sistema eléctrico grande (suma de muchos generadores) y B representa la demanda eléctrica del sistema.

Suponiendo que no se ha añadido ninguna carga a la demanda, la representación fasorial del funcionamiento del alternador se puede representar así. Figura 3.26:

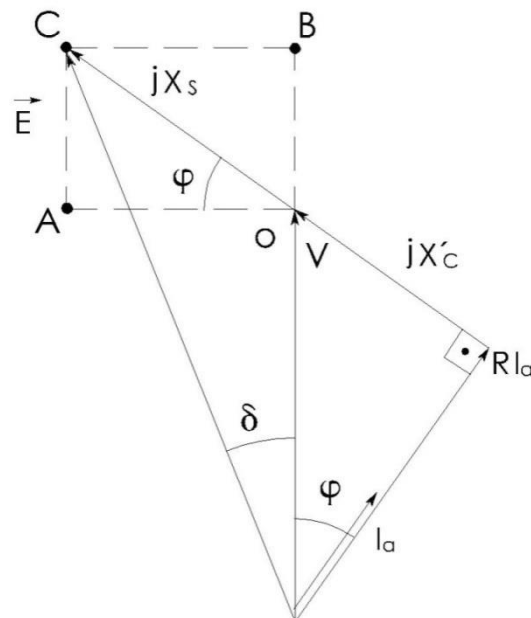


Figura 3.26 Diagrama Fasorial de un generador síncrono acoplado a una red de potencia infinita



De la geometría del diagrama fasorial se puede obtener:

$$X_S \cdot I_a \cdot \cos\varphi = \overline{OA} \Rightarrow I_a \cos\varphi = \frac{\overline{OA}}{X_S}$$

$$X_S \cdot I_a \cdot \sin\varphi = \overline{OB} \Rightarrow I_a \sin\varphi = \frac{\overline{OB}}{X_S}$$

Por continua, se sabe que *potencia* = $V \cdot I$. Aquí se tiene dos potencias, ya que $\sin\varphi$ y $\cos\varphi$ son adimensionales. Por tanto:

$$\text{POTENCIA 1} = 3 \cdot V \cdot I_a \cdot \cos\varphi = 3 \cdot V \cdot \frac{\overline{OA}}{X_S} = \frac{3V}{X_S} \overline{OA} = K \cdot \overline{OA}$$

$$\text{POTENCIA 2} = 3 \cdot V \cdot I_a \cdot \sin\varphi = 3 \cdot V \cdot \frac{\overline{OB}}{X_S} = 3 \cdot V \cdot \frac{1}{X_S} \overline{OB} = K \cdot \overline{OB}$$

Si estas potencias tuvieran signos contrarios se estaría con Q como si fuera una carga capacitiva, y en el caso de P como si fuera un motor.

Llegados a este punto se puede analizar dos clases de funcionamiento del alternador o sistema generador con respecto a la carga o la demanda.

- CASO 1° que haya una disminución de carga (K abre).
- CASO 2° que haya un aumento de carga (K cerrado)

- CASO 1°.- Se quita carga o disminuye demanda (K cerrado → K abierto).
Figura 3.27

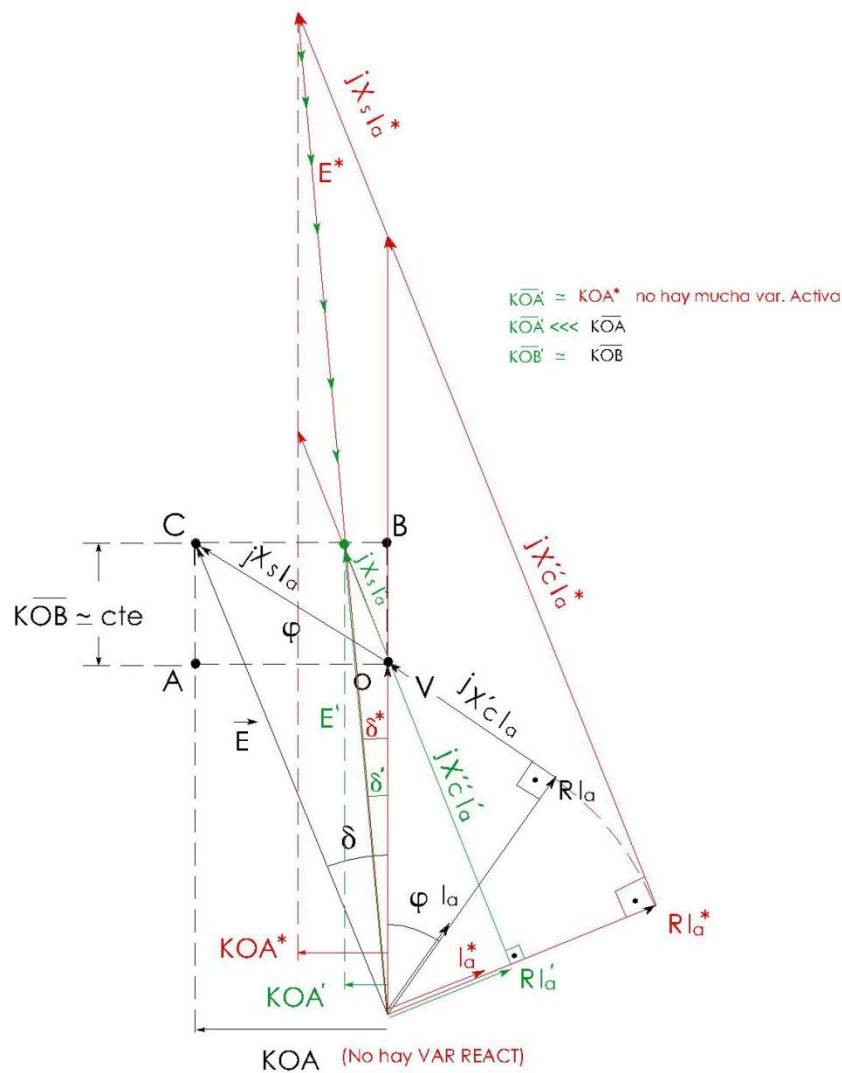


Figura 3.27 Diagrama Fasorial del Funcionamiento del generador para el caso 1

1º) Funcionamiento del alternador.

2º) Se ha desacoplado carga, por lo que la resultante de impedancias aumenta su parte inductiva, lo que retrasa la corriente del paso 1º. Consecuencia de esto es que se produce en la salida del alternador hacia el sistema un aumento de tensión V^* y E^* . Como la tensión de salida es mayor que la de referencia que marca el lazo de control para mantener la tensión constante, entonces sucede lo siguiente:

3º) La I_{ext} del alternador disminuye hasta que todo vuelve a su tensión normal; lo que sucede ahora es que $I_a' < I_a$ lo que hace que el alternador se embale ya que el campo magnético de la corriente no se opone al del rotor y no



lo frena. Ante ese embalamiento sucede que las válvulas de control de la turbina cierran el flujo de vapor y por tanto δ disminuye.

Nota: Hay que observar que la potencia 2 apenas ha variado; sin embargo, la potencia 1 sí que ha variado y lo ha hecho gracias al cierre de válvulas.

En el paso intermedio $K\overline{OA}^* \cong K\overline{OA}'$. Quiere decir esto que el alternador trabajó a $P \cong \text{cte}$ activa disminuyendo la I_{exct} .

El alternador además trabajó a reactiva constante disminuyendo δ .

CASO 2º: Se añade carga o sube la demanda (K abierto \rightarrow K cerrado), figura 3.28.

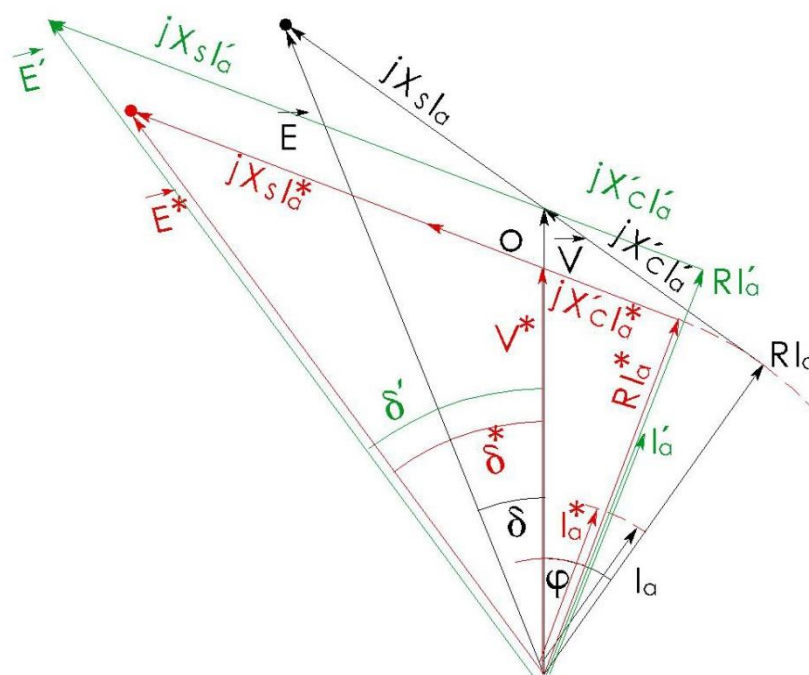


Figura 3.28 Diagrama Fasorial del Funcionamiento del generador para el caso 2

Pasos:

1º) Funcionamiento normal.



2º) Si se añade carga, esta se hace ante el alternador menos inductivo por lo que provoca una disminución de la tensión de salida. Por el mismo motivo que el caso anterior (pero al revés), la I_{ext} debe aumentar para igualar la tensión a como la tenía en referencia, por lo que sucede lo siguiente:

3º) Se observa que la intensidad ha aumentado ($I_a' > I_a$) y debido a esto el alternador se frenaría ya que su campo magnético concatena con el del rotor más fuertemente y lo frenaría perdiéndose frecuencia. Para evitar esto, las válvulas de la turbina abren dando un $\delta' > \delta$.

Del estudio anterior podemos ver que:

1º) Cuando aumenta verticalmente \overline{OB} es porque aumentamos la I_{ext} para mantener la tensión constante del sistema. Como consecuencia, aumenta E y se produce una intensidad que hace frenar al rotor (porque aumenta), por tanto disminuye la frecuencia. De este modo los campos magnéticos creados por esta I al pasar por los rotores de los posibles motores que alimente son más lentos. Como $e = \frac{d\theta}{dt}N$, al haber poca variación de flujo habrá poca e en los devanados del rotor de esos motores, lo que hará que las I rotóricas sean débiles y por la ley de Lenz que dice que $F = B \cdot I \cdot l$ esta disminuirá y se produce poco trabajo útil.

A cambio de mantenerse la tensión constante no se produce trabajo útil

Como ya se dijo, $P_2 = K \overline{OB}$ coincide con este hecho luego esta potencia P_2 es una potencia que no produce trabajo, es decir, no es activa. A esta potencia la llamaremos potencia reactiva.

2º) Cuando aumenta horizontalmente \overline{OA} , para mantener la frecuencia constante lo que hace es aumentar δ . Ahora los campos magnéticos de las corrientes en los motores giran con suficiente fuerza como para que $e = \frac{d\theta}{dt}N$ tenga un valor adecuado y se cumpla la ley de Lenz.

A cambio de mantener la frecuencia constante se produce trabajo útil

Como ya se dijo, $P_1 = K \overline{OA}$ coincide con este hecho, luego esta potencia P_1 es una potencia que produce trabajo, es decir, es activa. Esta potencia será la potencia activa.

Nota: en un motor asíncrono los campos que se distribuyen como se muestra en la figura (teorema de Leblanc). [22]

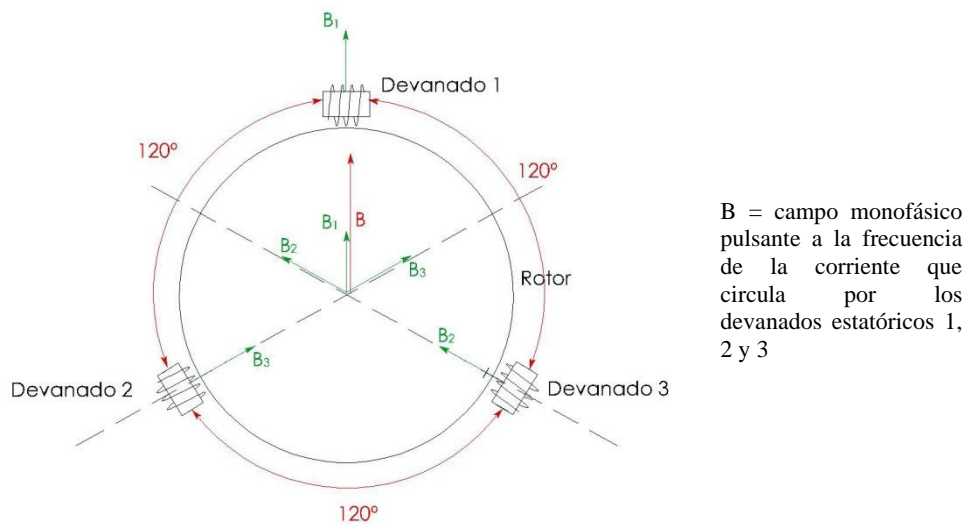


Figura 3.29 Distribución de Campos Magnéticos en motor trifásico

Aclarado este punto, y dada la figura 3.30

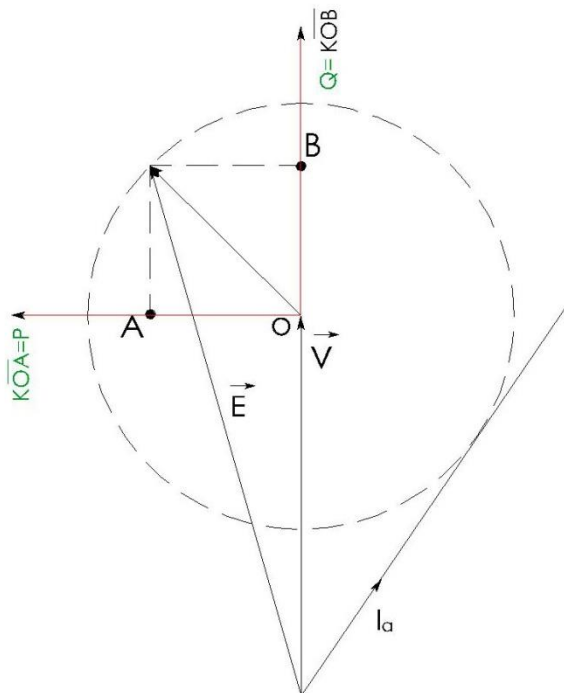


Figura 3.30 Diagrama Circular de Potencia de una Alternador

Los puntos de funcionamiento teóricos del alternador van sobre la circunferencia en cuanto a potencia se refiere.



Si esto se compara con cómo un convertidor VSC-HVDC/MVDC puede funcionar, se observa que es prácticamente igual, con la diferencia de que no hay inercia de máquina rotativa.

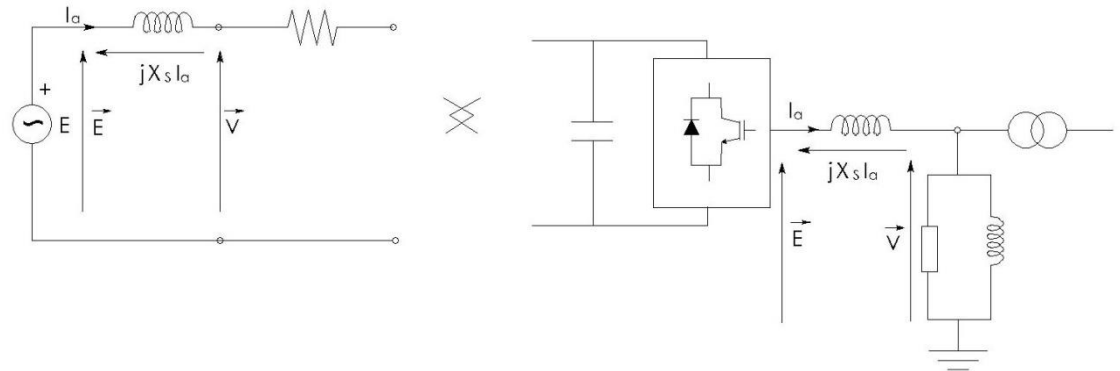


Figura 3.31 Esquemas de similitud entre Alternador y VSC

El alternador tiene limitaciones físicas y también las tiene el VSC-HVDC/MVDC. En este estudio analizaremos para el 2º caso (el VSC), no para el alternador.

3.3.2 LIMITACIONES FÍSICAS DEL VSC-HVDC/MVDC.

1º) El primer límite se toma a partir de la máxima tensión continua.

Se ve que, la potencia reactiva depende principalmente de la diferencia de tensión entre la tensión de alterna que el VSC genera, E , y la tensión de la red de alterna, V . Si, por ejemplo, la tensión de la red va aumentando, se observa que al ser máxima la E (del VSC, ya que se ha llegado a la máxima U_{dc} y E depende de U_{dc}) entonces no puede aumentar la magnitud de reactiva, sino que irá disminuyendo la reactiva. Por tanto, la emisión de reactiva quedará limitada.

2º) Una consecuencia del primer límite impuesto es que si la tensión de la red disminuyese, la reactiva podría pasar hacia la red. Esto hará que aumente la intensidad sobre la bobina de choque y, por tanto, sobre los IGBT's, pero esos IGBT's no soportarán toda la corriente que sea necesaria, sino la que se le permite. Por tanto, a menor tensión en red (provocado por un aumento súbito de carga) hará que la corriente de admisión máxima que pueden soportar los IGBT's no sea excedida.

No solo eso. La tensión E del VSC depende de la tensión U_{dc} . E no podrá bajar de valor ilimitadamente de forma que el VSC absorba reactiva no solo por la limitación de corriente. Antes no puede bajar por la limitación del mínimo valor de U_{dc} .



3º) El tercer factor limitante es la capacidad de carga del enlace en continua. Esto será la máxima potencia en continua que sea capaz de aguantar, es decir, que el límite de potencia activa también es un hecho por este tercer punto.

Gráficamente en el plano P-Q puede verse como indica la figura 3.32

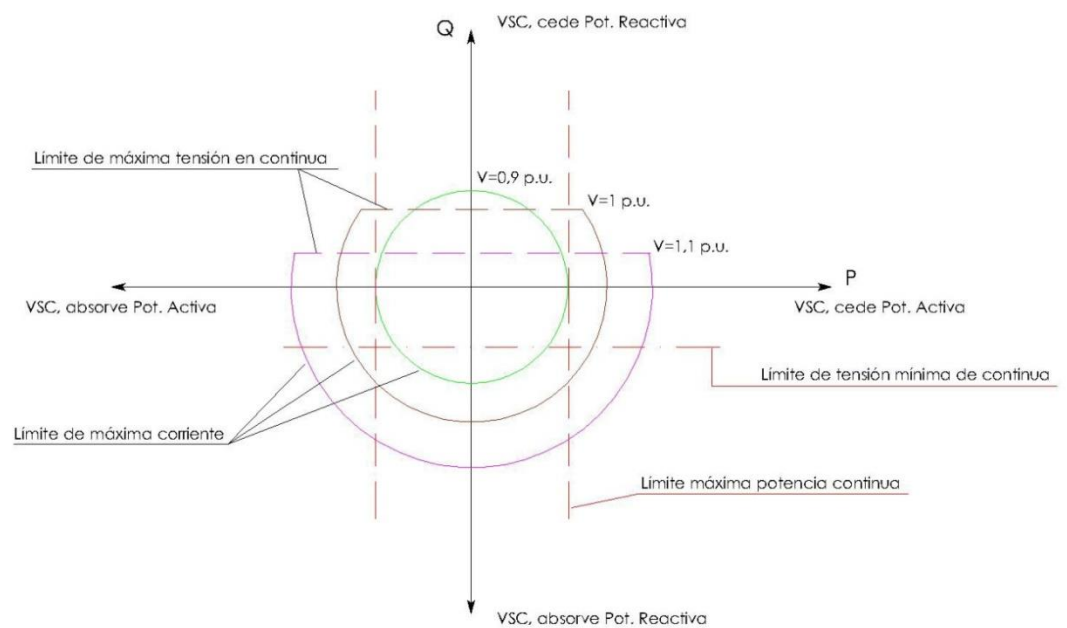


Figura 3.32 Plano P-Q de funcionamiento del VSC

Se observa que a mayores tensiones de VSC lo lógico es que se absorba potencia reactiva donde el único factor limitante será la máxima corriente permitida por los IGBT's.

Como puede apreciarse, el VSC tiene 4 cuadrantes de posible funcionamiento frente a los solos 2 cuadrantes que tiene un alternador síncrono (este último no puede absorber potencia activa ya que motorizaría la turbo-máquina). Además, su funcionamiento "no sirve" a los cambios de impedancia de la red sino que ajusta E para la necesidad requerida por la red, es decir, ahora lo controla el VSC dentro de unos límites físicos. Como se ha demostrado, en los VSC el control de potencia activa y reactiva es independiente. De entre todas las posiciones que el diagrama de tensión corriente nos puede dar el VSC las más representativas son 4, figura 3.33.

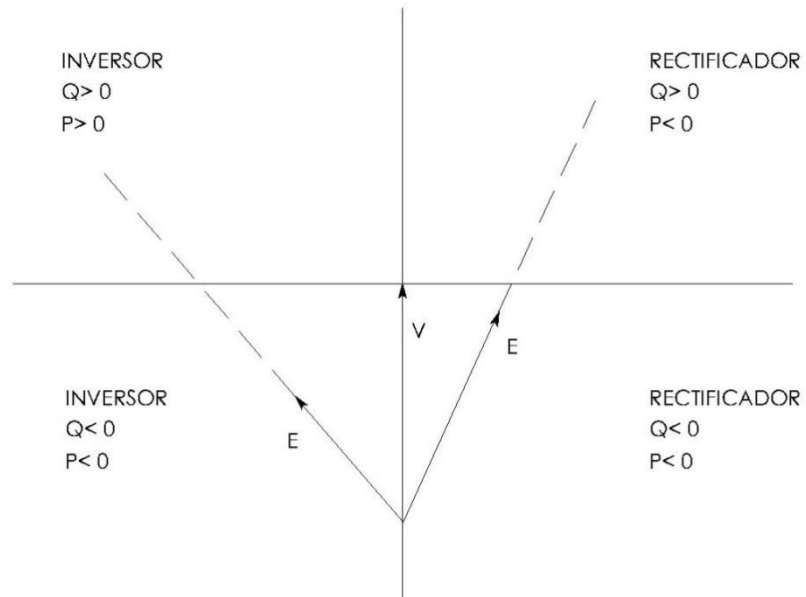
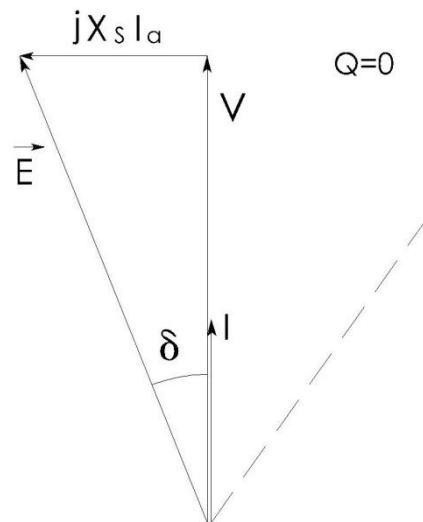


Figura 3.33 Cuadrantes de Funcionamiento del VSC

Además se puede ver que como inversor los casos "extremos" de control de potencia activa se puede representar:



Y para potencia reactiva (STATCOM).

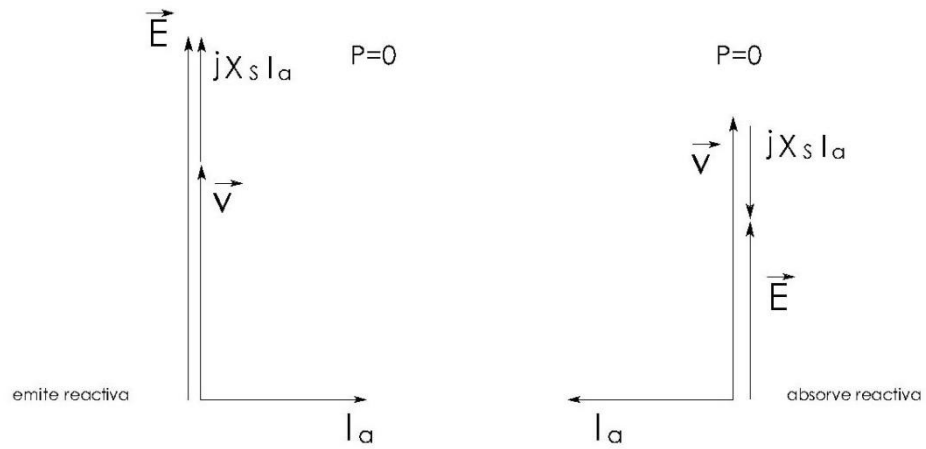
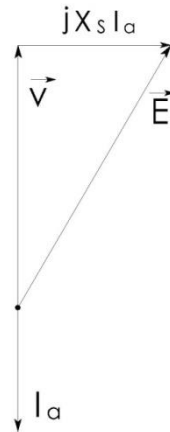


Figura 3.34 Diagramas Fasoriales con; a) $Q=0$, b) $P=0$

Para llegar a cada una de estas situaciones se puede llevar a E a la zona que interese. Aquí no se tiene por qué modificar la impedancia de la red, tan solo puede ocurrir que se quiera disminuir potencia reactiva o activa para ayudar a otras líneas conectadas en una red. Por eso se puede controlar la potencia, no depende de lo que ocurra en la red como sucedía en el alternador.

Análogamente para el caso rectificador:



Y las gráficas se repiten para el rectificador en el caso de potencia reactiva.

Un cuarto factor limitante podría ser la tensión mínima de continua, de tal forma que la potencia reactiva no podrá aumentar todo lo que quiera, sino hasta el punto donde la tensión mínima de continua se lo permita.



3.4 Principios básicos de control de los sistemas de transmisión VSC–HVDC/MVDC.

El flujo de potencia real entre el VSC y el sistema de corriente alterna es controlado cambiando el ángulo de fase entre el voltaje a frecuencia fundamental generado por el convertidor y el voltaje del sistema de corriente alterna. Esto se realiza modificando el ángulo de fase de la señal de control, $\hat{V}_{control,x}$ (donde $x = a, b, \text{ o } c$). Si el ángulo de fase de la componente fundamental del voltaje generado por el VSC, V_{sx} , el VSC consume potencia real del sistema. Esto es ilustrado en la figura 3.35.

Por su parte el flujo de potencia reactiva entre el VSC y el sistema de ca está determinado por la amplitud del voltaje a frecuencia fundamental generado por el convertidor, el cual es controlado variando la amplitud de la señal de control $\hat{V}_{control,x}$. Si la amplitud de la componente fundamental del voltaje generado por el VSC, $|e_x|$, es mayor que la magnitud del voltaje de fase del sistema, $|V_{sx}|$, el VSC entrega potencia reactiva al sistema. Por el contrario, si la amplitud de la componente fundamental del voltaje generado por el VSC, $|e_x|$, es menor que la magnitud del voltaje de fase del sistema, $|V_{sx}|$, el VSC absorbe potencia reactiva del sistema. El flujo de potencia reactiva entre el VSC y el sistema es ilustrado en la figura 3.36.

La modulación SPWM permite generar casi instantáneamente un voltaje a frecuencia fundamental a cualquier ángulo de fase y/o amplitud (hasta ciertos límites) en las terminales del VSC, modificando los parámetros de la señal de control, $V_{control,x}$. Por lo tanto, la modulación SPWM ofrece la posibilidad de controlar de forma independiente el flujo de potencia real y reactiva. La figura 3.37 muestra el flujo de la potencia real y reactiva en un sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC.

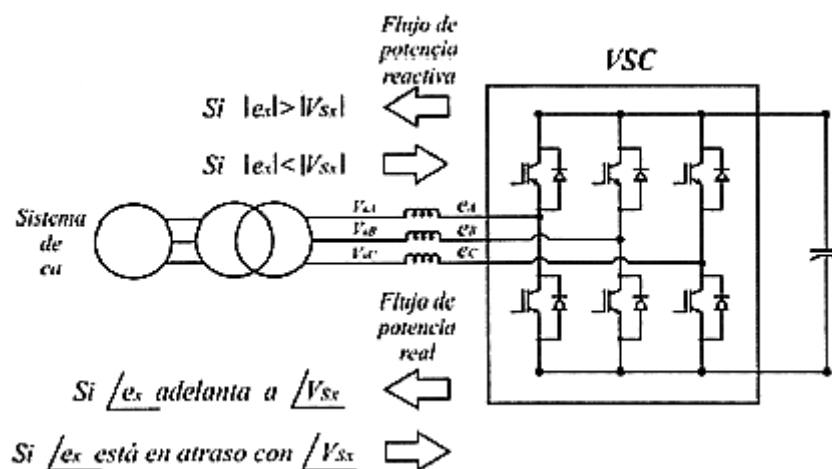


Figura 3.35 Flujo de potencia real y reactiva entre el VSC y el sistema de ca. Fuente [21]

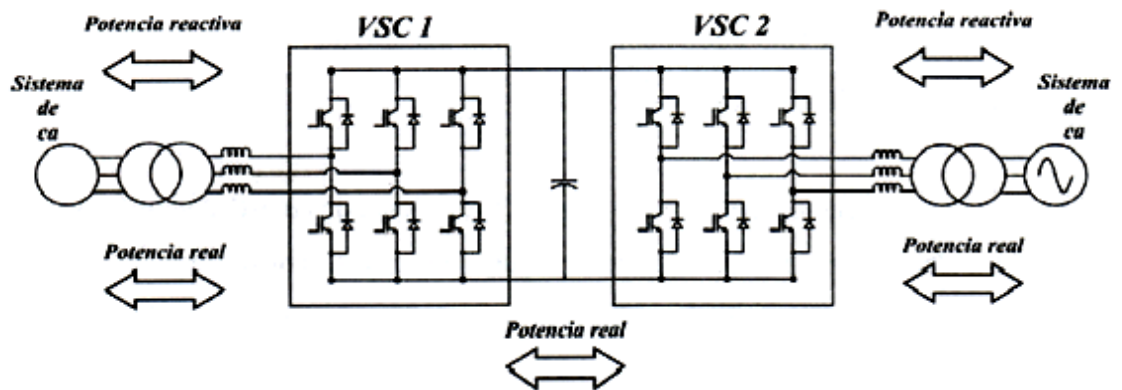


Figura 3.36 Flujo de potencia real y reactiva en un sistema de transmisión HVDC-VSC. Fuente [21]

El flujo de potencia real entre el VSC y el sistema de ca está dado por (A), mientras que el flujo de potencia reactiva entre el convertidor y el sistema de corriente alterna está dado por (B).

$$P = \frac{e_x V_{sx} \text{sen} \delta}{\omega L_s} \quad (\text{A})$$

$$Q = \frac{e_x (e_x - V_{sx} \text{cos} \delta)}{\omega L_s} \quad (\text{B})$$

Donde;

e_x = Valor eficaz de la componente a frecuencia fundamental del voltaje de fase del convertidor.

V_{sx} = Valor eficaz del voltaje de fase del sistema de corriente alterna.

ω = Frecuencia angular.

δ = Ángulo de desfaseamiento entre V_{sx} y e_x .

L_s = Inductancia del reactor de acoplamiento.

La potencia real en el enlace de cd está dada por:

$$P = U_{dc} i_{dc}$$

Donde:

U_{dc} = Voltaje en el enlace de cd.

i_{dc} = Corriente en el enlace de cd.



3.5 Operación del sistema de transmisión VSC-HVDC/MVDC.

Cada VSC puede ser monitorizado y controlado remotamente desde cualquier extremo del sistema de transmisión o de alguna localidad remota.

En el inicio de la operación del enlace de corriente continua, ambas estaciones pueden ser energizadas separadamente. Cuando los interruptores de potencia de ca son cerrados, los capacitores son cargados a través de los diodos en antiparalelo del convertidor, debido a que los IGBT's no están en operación. Una vez que las unidades de manejo de compuerta son habilitadas, los convertidores en las dos estaciones pueden ser conectados al enlace de cd por medio de los interruptores en el lado de corriente continua. El primer convertidor desbloqueado controlará el voltaje de cd; entonces, el otro convertidor es desbloqueado y la transmisión de potencia real puede iniciar.

3.6 Estrategias de control.

El modo normal de operación significa que cada estación controla su flujo de potencia reactiva independiente de la otra estación. Sin embargo, el flujo de potencia real hacia la red de cd debe estar balanceado, es decir, que la potencia real saliendo de la red debe ser igual a la potencia real hacia la red menos las pérdidas en el sistema. Cualquier diferencia significa que el voltaje de corriente continua en el sistema se incrementará o disminuirá rápidamente. Para alcanzar este balance de potencia, un VSC está controlando el voltaje de continua. Esto significa que la otra estación puede ajustar cualquier potencia real dentro de los límites del sistema. El VSC que está controlando el voltaje de cd ajustará su potencia para asegurar el balance de potencia, es decir, el voltaje de cd permanecerá constante. Esto se alcanza sin comunicación entre las dos estaciones, solo utilizando la medición del voltaje de corriente continua.

Así, cuando uno controla tensión U_{dc} , el otro controla la potencia activa.

Para demostrar esto último sobre el flujo de potencia activa o real tengamos en cuenta la siguiente expresión, [3]:

Si la energía almacenada en el condensador se calcula como;

$$E_{dc} = \frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot U_{dc}^2$$

La potencia que entra en el condensador será la derivada de la energía, y por tanto:

$$\frac{dE_{dc}}{dt} = \frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot \frac{dU_{dc}^2}{dt} = -P_{loss} - P_{ext} + P_2$$



Donde queda representado por la figura 3.37:

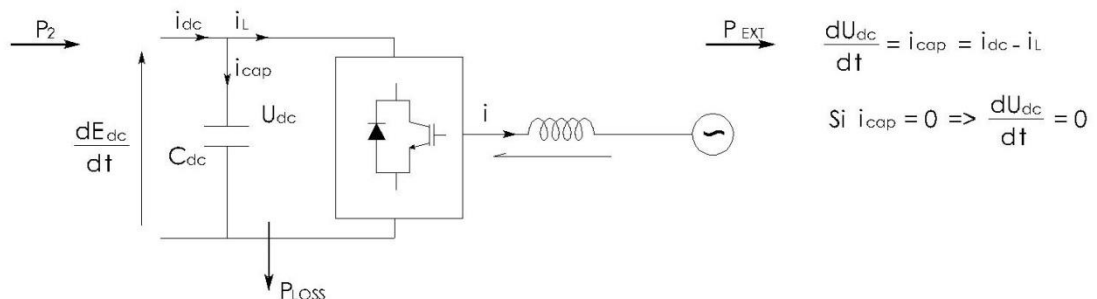


Figura 3.37 Balance de Potencias en el VSC-HVDC

Así se tiene que para mantener un control de potencia activa donde la potencia real que entra al sistema VSC-HVDC/MVDC sea igual a la potencia que sale del sistema VSC-HVDC/MVDC la variación de energía almacenada en el condensador debe ser nula. Es decir, el cuadrado de la tensión no debe variar en el tiempo.

Otra forma de verlo es que teniendo en cuenta que

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} i_{cap} = i_{dc} - i_L$$

Para que la potencia se mantenga constante en un convertidor debe cumplirse que:

$$U_{dc} i_{dc} = U_d i'_{dref}$$

Por tanto, un control de potencia real en el controlador interno tendrá que recibir una intensidad de referencia la cual le dice que hay equilibrio de potencia en ese convertidor. Pero ese controlador debe comprobarlo y por ello hace la medición de la intensidad de campo.

Si coinciden entonces no habrá una señal de error que regular.

En esta situación habrá equilibrio y se cumplirá que $i_{cap} = 0 \Rightarrow i_{dc} = i_L$ y como:

$$i_{dc} = \frac{U_d}{U_{dc}} i'_{dref} \Rightarrow i_{dc} = i_L = \frac{U_d}{U_{dc}} i'_{dref} \Rightarrow i'_{dref} = \frac{U_d}{U_{dc}} i_L$$

Esta condición será real siempre que U_{dc} sea constante, esto es, que no haya ($i_{cap} = \frac{dU_{dc}}{dt} = 0$) variación de tensión.



Esto es que la expresión $i'_{dref} = \frac{U_d}{U_{dc}} i_L$ dirá que hay equilibrio de potencia siempre que U_{dc} se mantenga constante.

¿Quién controla entonces que U_{dc} se mantenga constante?. Evidentemente el controlador interno ya no puede, ya que está controlando que la potencia sea constante a condición que U_{dc} sea constante.

Por tanto, obviamente el controlador, ni ningún controlador puede operar simultáneamente. Quien se ocupa de que U_{dc} sea constante será el otro convertidor. Así podemos deducir que el controlador interno puede funcionar o bien controlando la potencia o bien controlando la tensión U_{dc} . Si controla la potencia real, entonces el otro convertidor controlará la U_{dc} y viceversa. Véase fig.3.38.

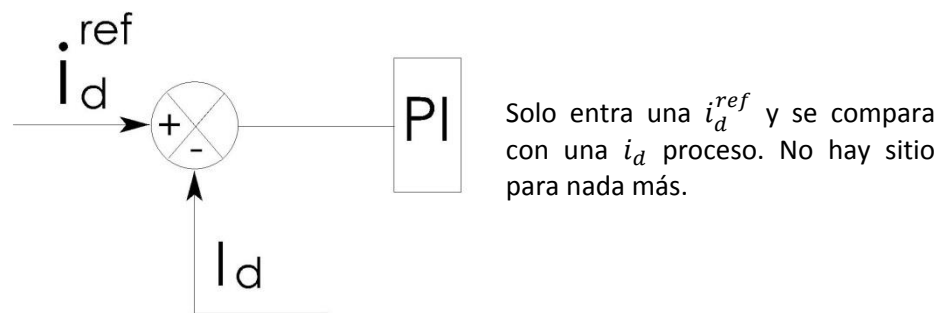


Figura 3.38 Esquema de Únicas entradas de un controlador

Un ejemplo de cómo funciona podría ser (ejemplo simplificado).

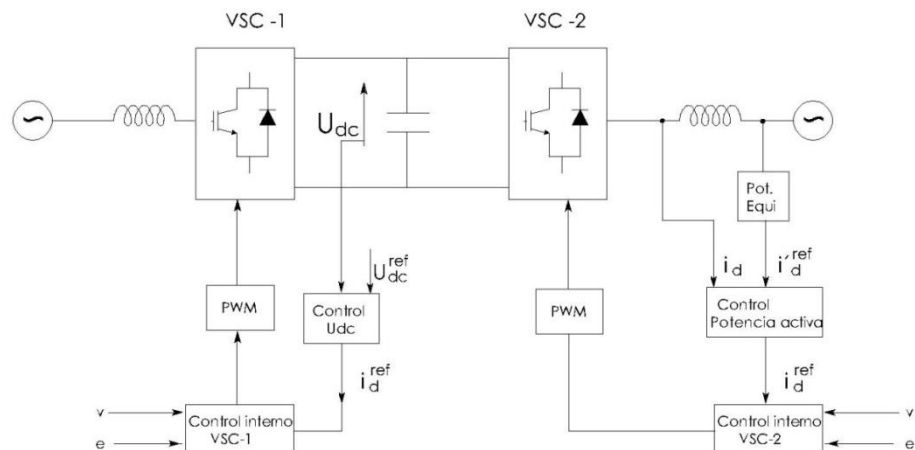




Figura 3.39 Esquema simplificado control VSC de tensión y potencia

Así, de un modo general, el control de potencia real en un convertidor puede dibujarse como sigue.

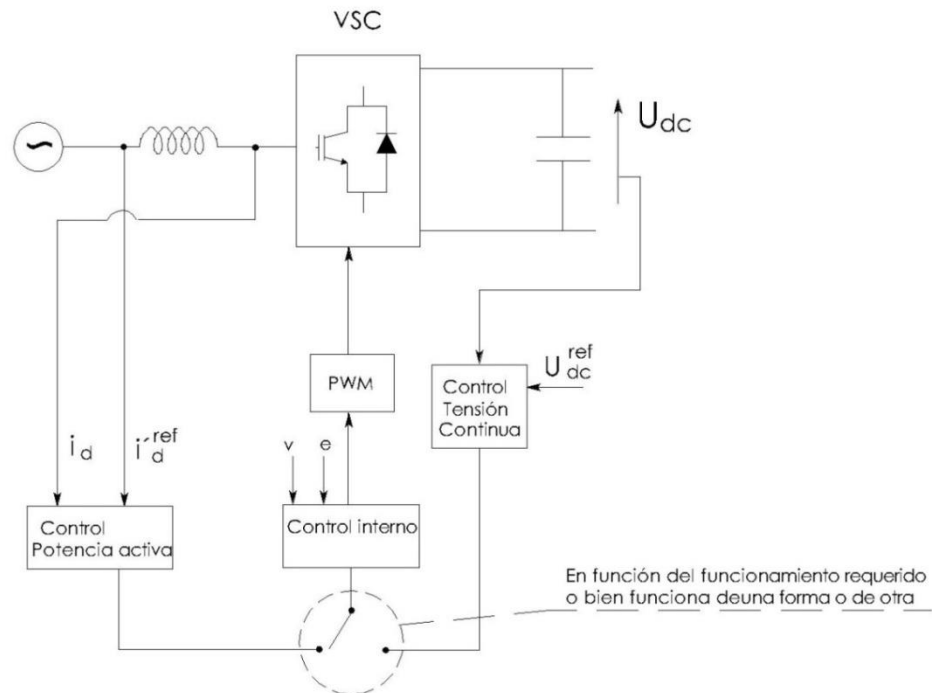


Figura 3.40 Esquema completo de control VSC de un convertidor

En el mismo modo que hemos visto el comportamiento con las i_d , también se puede hacer un control similar en cuanto a las intensidades i_q que se encargan de controlar la potencia reactiva y las tensiones por ende de la red.

En función de las necesidades donde esté sito el VSC-HVDC/MVDC y de la red, el control de potencia reactiva o de la tensión dependerá de la situación en la que el VSC-HVDC/MVDC se encuentre dentro de la topología de la red.

Por ejemplo:

Si el VSC-HVDC/MVDC alimenta una red pasiva (donde no tiene generación), en este tipo de topología es más útil tener un control de la tensión que de la potencia reactiva. Además será muy interesante llegar a tener un control de la frecuencia también.

Cuando el VSC-HVDC/MVDC está conectado a un sistema eléctrico, el cual podríamos considerar un bus de potencia infinita, el hecho de controlar la tensión no resulta tan significativo como en el caso anterior, en tanto en cuanto los servicios auxiliares de la instalación del VSC-HVDC/MVDC no se vean



afectados, y al igual que un generador síncrono de una central eléctrica conectada a la red, resulta mucho más eficiente controlar la potencia reactiva para eliminar obstáculos en el transporte en la red, por ejemplo, y controlar la tensión de salida a servicios auxiliares.

Por el otro extremo (emisor), el control de la tensión de la potencia reactiva o de la tensión de la red de alterna resulta completamente independiente de la forma en que el convertidor receptor esté trabajando, habida cuenta que el control de potencia tanto activa como reactiva son completamente independientes.

Así, la carga es un sistema en alterna existente, entonces el sistema VSC-HVDC/MVDC puede controlar: tensión alterna, flujo de potencia real y reactiva. Se pueden implementar dos estrategias diferentes:

→ Estrategia 1:

Convertor 1: controla la tensión directa y la tensión alterna.

Convertor 2: controla la potencia activa y la tensión alterna.

→ Estrategia 2:

Convertor 1: controla la tensión directa y la potencia reactiva.

Convertor 2: controla la potencia activa y la potencia reactiva.

Si la carga es un sistema pasivo, el sistema VSC-HVDC/MVDC puede controlar la frecuencia y la tensión alterna. Así la estrategia de control puede ser:

Convertor 1: controla la tensión directa y la tensión alterna.

Convertor 2: controla la frecuencia y la tensión alterna.

3.7 Modelo del Inner Controller en condiciones no estacionarias para variable discreta

El modelo que tenemos del inner controller (Apartado 3.3) solo responde a un modelo en estado de equilibrio y en variable continua. ¿Cómo es entonces el inner controller en un estado de no equilibrio o desequilibrado?. Evidentemente este nuevo modelo tendrá que englobar al modelo anteriormente descrito cuando el estado es solo equilibrado.

Para tratar este asunto se tendrá que exponer el Teorema de Fortescué, el cual establece que un sistema trifásico desequilibrado puede ser descompuesto en 3



sistemas equilibrados: uno de secuencia directa, otro de secuencia inversa, y otro de secuencia homopolar.

Como ya se sabe, para ver un vector temporal en t la transformación que se hace es bien conocida:

$$\vec{V}_s(t) = K \cdot [\vec{V}_{sa}(t) a^0 + \vec{V}_{sb}(t) a^1 + \vec{V}_{sc}(t) a^2]$$

¿Qué sucederá en una secuencia homopolar?.

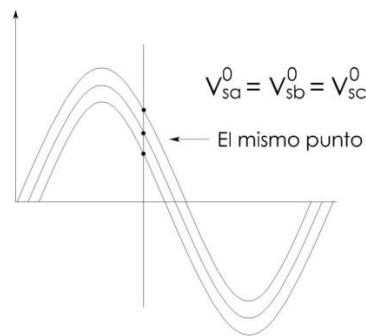
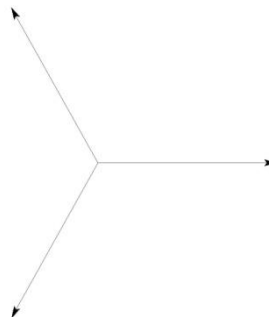


Figura. 3.40 Representación de secuencia homopolar de tensiones trifásicas

Por tanto;

$$\vec{V}_s^0(t) = K \cdot [\vec{V}_{sa}^0(t) + \vec{V}_{sb}^0(t) a + \vec{V}_{sc}^0(t) a^2]$$



El sistema se hace 0, ya que siempre es equilibrado.

Por tanto, en un sistema que esté desequilibrado tan solo podremos hablar en el marco $d-q$ de componentes directas e inversas y nunca de homopolares. Así tendremos que redefinir las siguientes ecuaciones de estado, una para secuencia positiva y otra para secuencia negativa.

Siendo para secuencia positiva:



$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dp} \\ i_{qp} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} +\frac{R}{L} & w \\ -w & +\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dp} \\ i_{qp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{dp} \\ e_{qp} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dp} \\ V_{qp} \end{bmatrix}$$

Y para secuencia negativa:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dn} \\ i_{qn} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} +\frac{R}{L} & w \\ -w & +\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dn} \\ i_{qn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{dn} \\ e_{qn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dn} \\ V_{qn} \end{bmatrix}$$

De este modo las tensiones de secuencia positiva y negativa se obtienen de las siguientes ecuaciones:

$$e_{dp} = V_{dp} + R i_{dp} - w L i_{qp} + L \frac{di_{dp}}{dt}$$

$$e_{qp} = V_{qp} + R i_{qp} + w L i_{dp} + L \frac{di_{qp}}{dt}$$

$$e_{dn} = V_{dn} + R i_{dn} - w L i_{qn} + L \frac{di_{dn}}{dt}$$

$$e_{qn} = V_{qn} + R i_{qn} + w L i_{dn} + L \frac{di_{qn}}{dt}$$

Discretizando todas estas ecuaciones, las tensiones medias en el periodo de muestreo que va de K a $K+1$ se obtienen al integrar las anteriores ecuaciones desde KT hasta $(K+1)T$ y dividir por T (siendo T el tiempo de muestreo). Así, y volviendo a utilizar Euler:

$$\overline{e_{dp}} = \overline{V_{dp}} + R \overline{i_{dp}} - w L \overline{i_{qp}} + \frac{L}{T} \{ i_{dp} (K+1) - i_{dp} (K) \}$$

$$\overline{e_{qp}} = \overline{V_{qp}} + R \overline{i_{qp}} + w L \overline{i_{dp}} + \frac{L}{T} \{ i_{qp} (K+1) - i_{qp} (K) \}$$

$$\overline{e_{dn}} = \overline{V_{dn}} + R \overline{i_{dn}} - w L \overline{i_{qn}} + \frac{L}{T} \{ i_{dn} (K+1) - i_{dn} (K) \}$$

$$\overline{e_{qn}} = \overline{V_{qn}} + R \overline{i_{qn}} + w L \overline{i_{dn}} + \frac{L}{T} \{ i_{qn} (K+1) - i_{qn} (K) \}$$

Donde las tensiones promedio en el periodo de muestreo se definen como:

$$\overline{e_{dp}} = \frac{1}{T} \int_{KT}^{(K+1)T} e_{dp}(t) dt$$

$$\overline{e_{qp}} = \frac{1}{T} \int_{KT}^{(K+1)T} e_{qp}(t) dt$$

$$\overline{e_{dn}} = \frac{1}{T} \int_{KT}^{(K+1)T} e_{dn}(t) dt$$



$$\overline{e_{qn}} = \frac{1}{T} \int_{KT}^{(K+1)T} e_{qn}(t) dt$$

Al asumir corriente lineal en la red y que estamos conectados a un sistema de potencia infinita donde la tensión de la red varía muy poco durante un periodo de conmutación KT , se obtiene de las anteriores ecuaciones lo siguiente:

$$e_{dp}(K+1) = V_{dp}(K) + \frac{R}{2} \{i_{dp}(K+1) + i_{dp}(K)\} - \frac{wL}{2} \{i_{qp}(K+1) + i_{qp}(K)\} + \frac{L}{T} \{i_{qp}(K+1) - i_{qp}(K)\}$$

$$e_{qp}(K+1) = V_{qp}(K) + \frac{R}{2} \{i_{qp}(K+1) + i_{qp}(K)\} + \frac{wL}{2} \{i_{dp}(K+1) + i_{dp}(K)\} + \frac{L}{T} \{i_{qp}(K+1) - i_{qp}(K)\}$$

$$e_{dn}(K+1) = V_{dn}(K) + \frac{R}{2} \{i_{dn}(K+1) + i_{dn}(K)\} - \frac{wL}{2} \{i_{qn}(K+1) + i_{qn}(K)\} + \frac{L}{T} \{i_{dn}(K+1) - i_{dn}(K)\}$$

$$e_{qn}(K+1) = V_{qn}(K) + \frac{R}{2} \{i_{qn}(K+1) + i_{qn}(K)\} + \frac{wL}{2} \{i_{dn}(K+1) + i_{dn}(K)\} + \frac{L}{T} \{i_{qn}(K+1) - i_{qn}(K)\}$$

El control está basado en las 4 últimas ecuaciones. Además, no podemos perder de vista el hecho de que el sentido de los voltajes e intensidades en el tiempo $K+1$ son iguales a los valores de referencia en el paso de tiempo K , de la siguiente manera:

$$e_{dp}(K+1) = \overline{e_{dp}}(K) = e_{dp}^{ref}(K)$$

$$e_{dq}(K+1) = e_{dq}^{ref}(K)$$

$$e_{dn}(K+1) = e_{dn}^{ref}(K)$$

$$e_{nq}(K+1) = e_{nq}^{ref}(K)$$

$$i_{dp}(K+1) = i_{dp}^{ref}(K)$$

$$i_{dq}(K+1) = i_{dq}^{ref}(K)$$

$$i_{dn}(K+1) = i_{dn}^{ref}(K)$$

$$i_{qn}(K+1) = i_{qn}^{ref}(K)$$

De este modo se podrá escribir de nuevo cada ecuación como sigue:

$$\begin{aligned} e_{dp}^{ref}(K) &= V_{dp}(K) + \frac{R}{2} i_{dp}(K) - \frac{wL}{2} (i_{qp}^{ref}(K) + i_{qp}(K)) + \frac{R}{2} i_{dp}^{ref}(K) + \frac{L}{T} i_{dp}^{ref}(K) - \frac{L}{T} i_{dp}(K) - \frac{R}{2} i_{dp}(K) + \frac{R}{2} i_{dp}(K) = \\ &= V_{dp}(K) + \left(\frac{R}{2} + \frac{R}{2}\right) i_{dp}(K) - \frac{wL}{2} (i_{qp}^{ref}(K) + i_{qp}(K)) + \left[\frac{R}{2} + \frac{L}{T}\right] i_{dp}^{ref}(K) - i_{dp}(K) = \\ &= V_{dp}(K) + R i_{dp}(K) - \frac{wL}{2} (i_{qp}^{ref}(K) + i_{qp}(K)) + K_p (i_{dp}^{ref}(K) - i_{dp}(K)) \end{aligned}$$



Operando de forma análoga con las otras 3 ecuaciones, se tiene:

$$e_{pq}^{ref}(K) = V_{qp}(K) + Ri_{qp}(K) + \frac{wL}{2}(i_{dp}^{ref}(K) + i_{dp}(K)) + K_p(i_{qp}^{ref}(K) - i_{qp}(K))$$

$$e_{dn}^{ref}(K) = V_{dn}(K) + Ri_{dn}(K) - \frac{wL}{2}(i_{qn}^{ref}(K) + i_{qn}(K)) + K_p(i_{dn}^{ref}(K) - i_{dn}(K))$$

$$e_{qn}^{ref}(K) = V_{qn}(K) + Ri_{qn}(K) + \frac{wL}{2}(i_{dn}^{ref}(K) + i_{dn}(K)) + K_p(i_{qn}^{ref}(K) - i_{qn}(K))$$

De esta forma, según la figura 3.89 el diagrama de bloques para el controlador interno de corriente discretizado y mostrando los casos de equilibrado y desequilibrado será:

Observar que el Inner Controller es distinto ya que simplemente tiene otra construcción dadas las ecuaciones de diferencias.

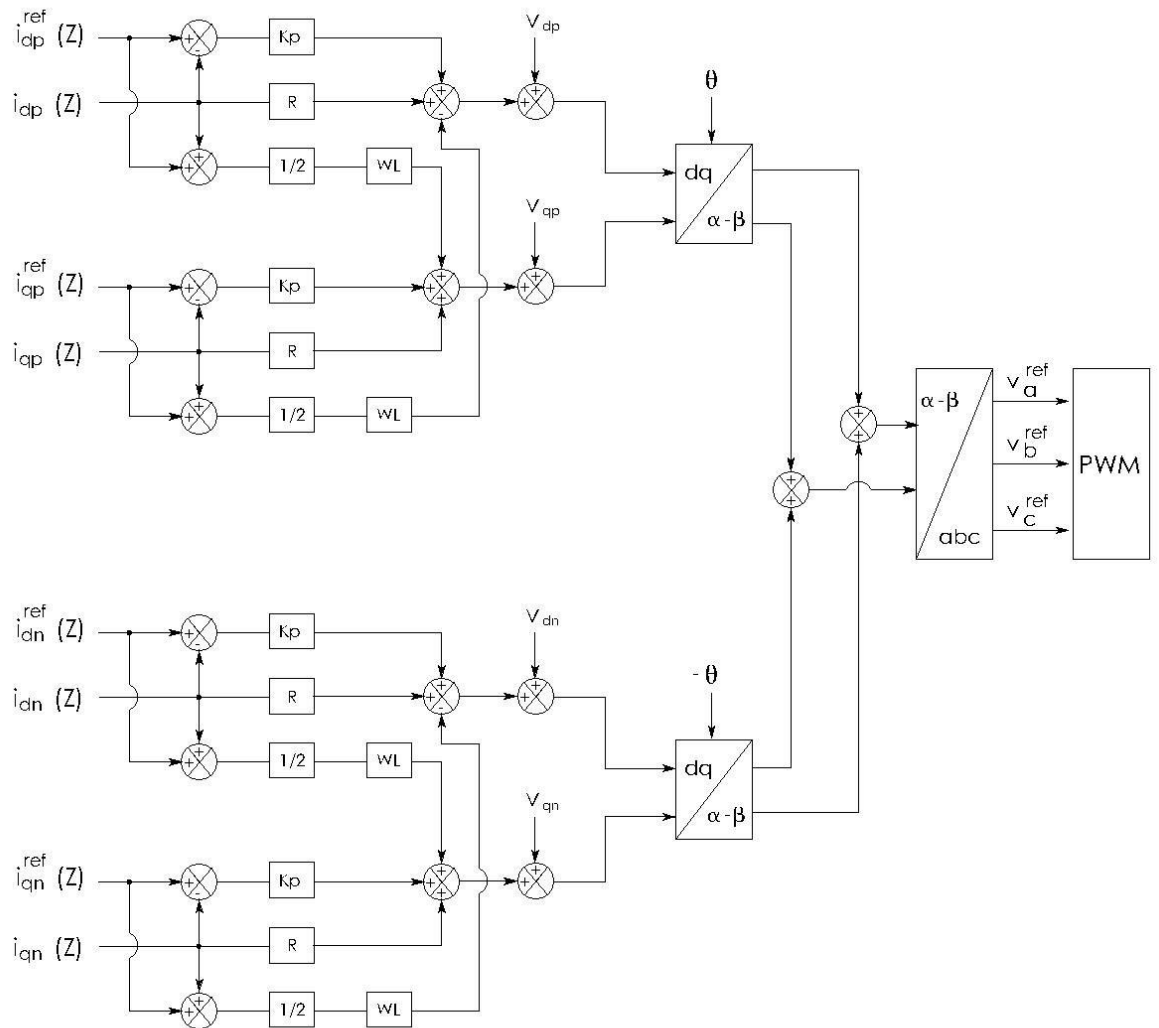


Figura 3.41 Diagrama de bloques *inner controller* en estado dinámico en variable discreta



3.8 Función $G(z)$ de transferencia del Proceso en variable discreta

Analizado hasta aquí este sistema en forma discreta se observa que de esta forma las ecuaciones están acopladas.

Lo mismo ocurriría en variable continua. Para poder obtener entonces una función de transferencia del proceso y poder trabajar con estrategias de control lineal (de álgebra de bloques) tendremos que adaptar de forma similar a como se hizo el proceso para que en vez de representarlo en forma dispersa como en la página anterior lo podamos representar como un bloque del tipo $G(Z)$.

Supóngase para simplificar todos los cálculos que solo nos fijamos en la secuencia positiva de las corrientes i_d .

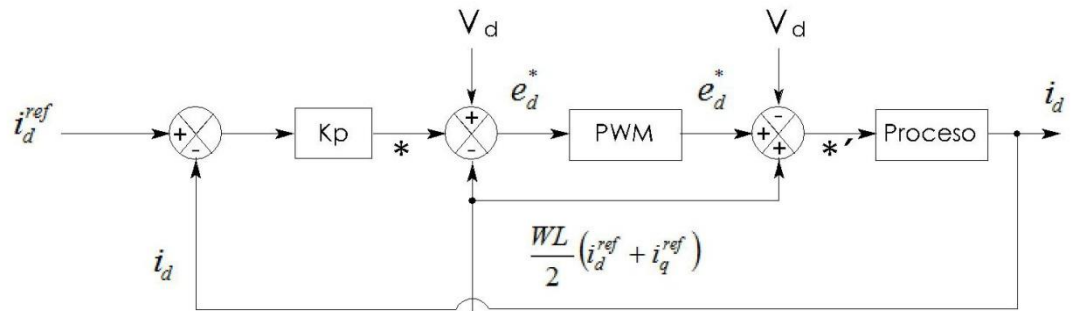


Figura 3.42 Lazo de control desacoplado en secuencia positiva

$$* = (i_d^{ref} - i_d) K_p = e_d$$

$$* ' = (i_d^{ref} - i_d) K_p = \frac{L}{T} (i_d^{ref} - i_d) + R i_d = e_d$$

(Análogamente ocurrirá para i_q)

$$\text{Como } e_d(K) = \frac{L}{T} i_d^{ref}(K) - i_d(K) + R i_d(K) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow e_d(K) = \frac{L}{T} (i_d(K+1) - i_d(K)) + R i_d(K) \Rightarrow$$

Como en la transformada de Z ocurre para $f(K-m)$ que:

$$\begin{aligned} Z[f(K-m)] &= Z^{-m} f(z) \Rightarrow Z[i_d(K+1)] = Z[i_d(K-(-1))] = Z^{(-1)} i_d(Z) = \\ &= Z i_d(Z) \end{aligned}$$



De la última expresión y pasándola al campo de Laplace para variable discreta, podremos decir:

$$\frac{L}{T} [Z i_d (Z) - i_d (Z)] = \frac{L}{T} i_d (Z) [Z-1] = \frac{L}{T} [Z-1] i_d (Z)$$

Así;

$$e_d (Z) = \frac{L}{T} [Z i_d (Z) - i_d (Z)] + R i_d (Z) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow e_d (Z) = \frac{L}{T} i_d (Z) [Z-1] + R i_d (Z)$$

$$\Rightarrow e_d (Z) = \left[\frac{L}{T} (Z-1) + R \right] i_d (Z) \Rightarrow \frac{i_d (Z)}{e_d (Z)} = G(Z) = \frac{1}{\frac{L}{T} [Z-1] + R}$$

Operando la última expresión:

$$\begin{aligned} G(Z) &= \frac{1}{\frac{L}{T} Z - \frac{L}{T} + R} = \frac{1}{\frac{L}{T} Z + (R - \frac{L}{T})} = \frac{1}{(R - \frac{L}{T})} \cdot \frac{1}{\frac{L}{T(R - \frac{L}{T})} Z + 1} = \frac{1}{(R - \frac{L}{T})} \cdot \frac{1}{\frac{L}{T(RT - L)} Z + 1} = \\ &= \frac{1}{(R - \frac{L}{T})} \cdot \frac{1}{(\frac{L}{RT - L}) Z + 1} = \frac{T}{RT - L} \cdot \frac{1}{(\frac{L}{RT - L}) [Z + (\frac{RT - L}{L})]} = \frac{T}{L} \cdot \frac{1}{Z + (\frac{RT - L}{L})} \end{aligned}$$

Con esto se observa que con todas las operaciones hasta aquí realizadas podríamos tener un lazo de control de la siguiente forma:

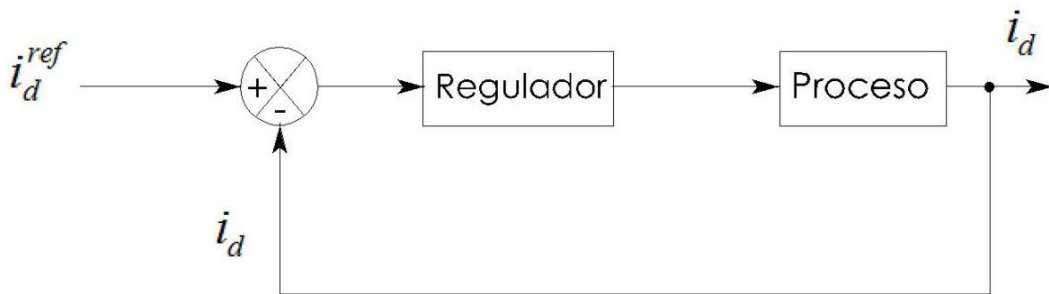


Figura 3.43 Lazo de control básico retroalimentado obviando efecto con ganancia de PWM unidad

3.9 Señales de Control Externo (*Outer Controller*)

Ya se ha estudiado cuál puede ser el origen algunas de las i_d^{ref} e i_q^{ref} , sean en secuencia positiva o negativa (caso de que fuese desbalanceado el sistema).



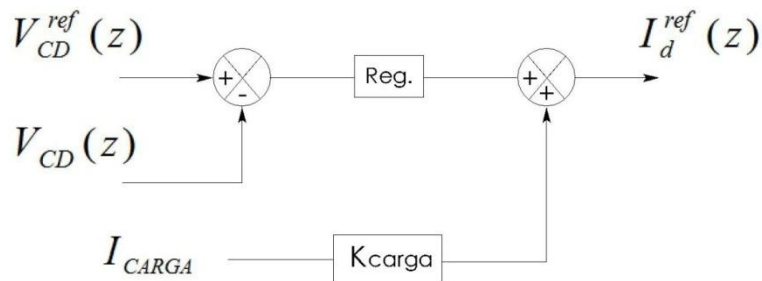
¿De dónde viene el resto de señales?

3.9.1 Control de tensión continua (variable continua)

En las estrategias de control puede verse que proceden del resto de controladores.

Uno de ellos ya demuestra cómo puede funcionar en variable discreta y es el controlador de tensión continua.

Ya se ha visto que en sistemas discretos el lazo de control de tensión continua se expresa de la forma:



Otra forma (en variable continua) de ver este tipo de control se puede hacer de la siguiente manera:

$$\text{Si } P = V_d i_d'^{ref} = U_{dc0} \cdot i_{dc} \Rightarrow i_{dc} = \frac{V_d}{U_{dc0}} i_d'^{ref}$$

U_{dc0} = valor de tensión del condensador en régimen permanente.

Si no existe equilibrio, ocurrirá como ya se sabe, que:

$$C_{dL} \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{V_d}{U_{dc0}} i_d - i_L$$

Pasando al campo de Laplace y considerando a i_L como una señal de disturbio, se tendrá que:

$$C \cdot U_{dc}(s) \cdot S = \frac{V_d}{U_{dc0}} I_d(s) \Rightarrow \frac{U_{dc}(s)}{I_d(s)} = \frac{V_d}{U_{dc0}} \frac{1}{sC}$$

Como la función de transferencia tiene un polo en el origen, esto se traducirá en que será una función cuya antitransformada de Laplace da un Escalón de Heaveside y por tanto no será integrable.

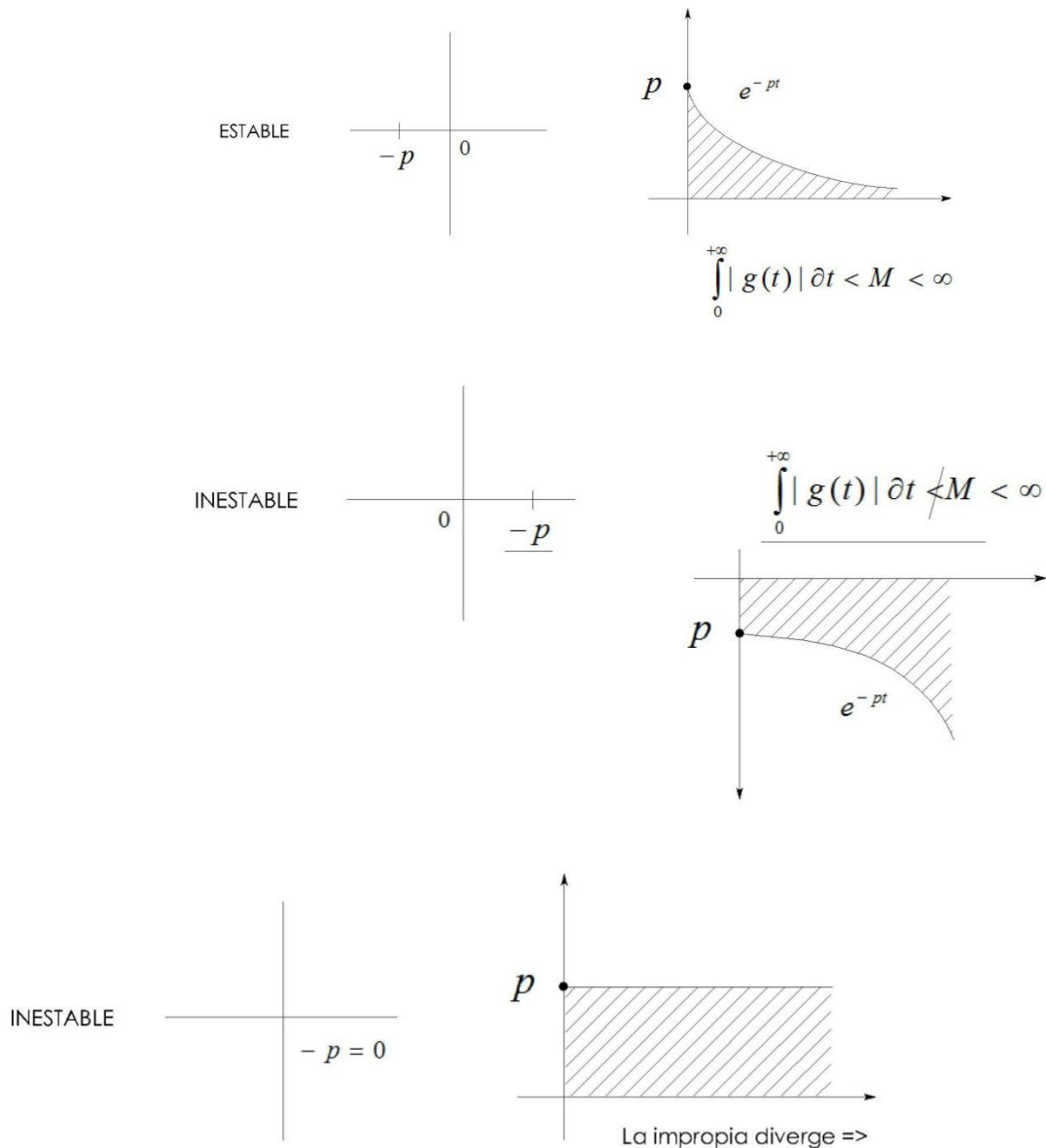
En efecto. Un sistema es estable si $\int_0^{+\infty} |g(t)| dt < M < \infty$



Si se tiene un sistema de primer orden tipo:

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{p}\right)+1} = \frac{p}{s+p} \Rightarrow \mathcal{L}^{-1} [G(s)] = g(t) = pe^{-pt}$$

Donde p es el Cero de la función de transferencia del sistema de primer orden, se nos pueden presentar los siguientes casos en función de la localización de dicha raíz o Cero.



Figuras 3.44 Respuesta de estabilidad en función de la localización de la raíz p de $G(s) = \frac{p}{s+p}$



Para evitar este último problema de inestabilidad donde se presenta un Escalón de Heaveside lo que se puede hacer es lo siguiente:

Si;

$$i'^{ref} = i'_d - G_a U_{dc}$$

Entonces $C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{V_d}{U_{dco}} (i'_d - G_a \cdot U_{dc})$. Pasándolo al campo de Laplace

$$C \cdot S \cdot U_{dc}(S) = \frac{V_d}{U_{dco}} (i'_d(S) - G_a \cdot U_{dc}(S)) \Rightarrow$$

$$C \cdot S \cdot U_{dc}(S) + \frac{V_d}{U_{dco}} G_a = \frac{V_d}{U_{dco}} i'_d(s) \Rightarrow \frac{U_{dc}(S)}{i'_d(s)} = \frac{\frac{V_d}{U_{dco}}}{C S + G_a \frac{V_d}{U_{dco}}} = G(s)$$

Así se ve que se puede tener un sistema de primer orden tipo

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{p}\right) + 1} = \frac{p}{s+p}$$

Bajo condiciones de equilibrio

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{V_d}{U_{dco}} (i'_d - G_a U_{dc}) = 0 \Rightarrow i'_d - G_a U_{dc} = 0 = i_d'^{ref}$$

Como $i_d'^{ref} = \frac{U_{dco}}{V_d} i_{dc}$ e $i_{dc} = i_L \Rightarrow i_d'^{ref} = \frac{U_{dco}}{V_d} i_L$ en el caso de desequilibrio.

Por tanto el esquema de control también podría dibujarse como indica la figura.

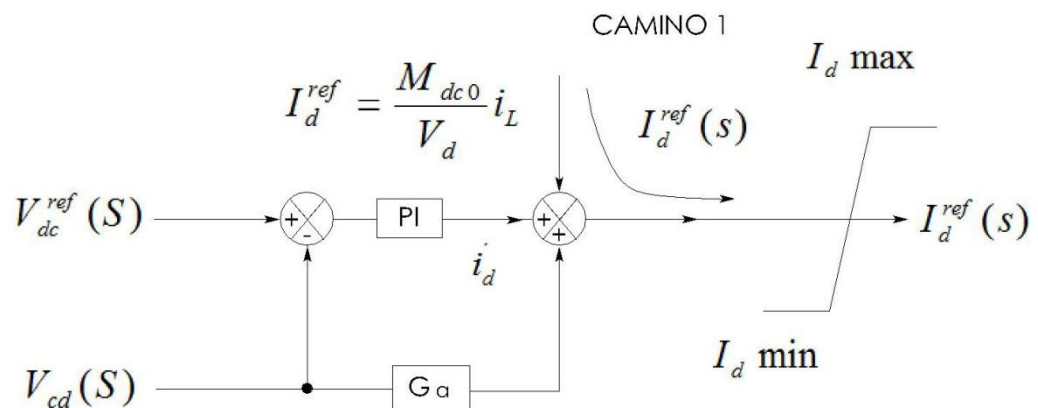


Figura 3.45 Control en variable continua de la tensión Udc



Es decir que así, o se toma un camino (el de equilibrio -CAMINO 1, figura 3.45-) y si no se cumple se toma el del lazo así definido para determinar i_d^{ref} .

3.9.2 Control de potencia activa

Si se desea una determinada potencia, sabemos que se puede conseguir asumiendo que V_d es constante como:

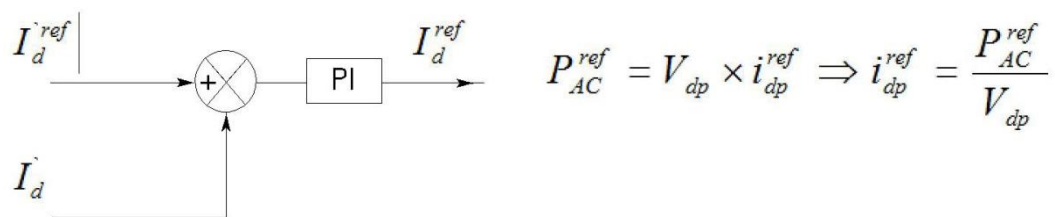


Figura 3.46 Lazo de control de potencia activa

Tomando la medida de corriente real i_d del proceso podemos compararla y si no hay error entonces el controlador PI no dará ninguna señal de referencia. Esto ya se vió al explicar los lazos de control.

Control de potencia reactiva y de tensión, se hace según los diagramas de bloques.

Así ahora se sabe de todas las corrientes e intensidades que tiene el diagrama de control y que entran al Inner Controller.

3.10 PLL (Phase Loop Locked). Seguidor de fase

Hasta ahora se ha visto todo lo relacionado con el control, pero falta analizar un último lazo de control y es el del PLL (Phase-Locked Loop).

Dicho sistema se encarga de "enganchar" el ángulo de desfase de la red adecuadamente para que se pueda hacer la conversión de Park tal y como se explicó anteriormente.

¿Cómo funciona el PLL?.[29],[30] [31] y [32].

El diagrama de bloques de la figura 3.47 muestra cómo lo hace:

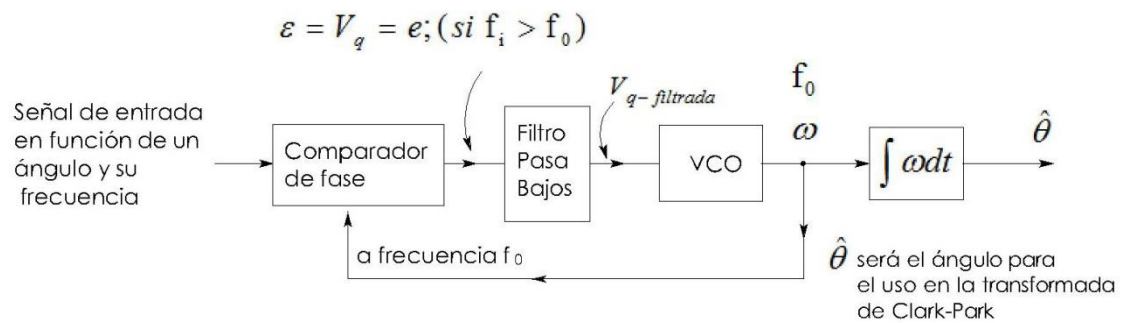


Figura 3.47 Lazo de control del PLL

Donde cada elemento podemos describirlo de la siguiente manera:

- **Comparador de fase.**

Examina la frecuencia de la señal de entrada ($f_{i f_i}$) y la compara con la frecuencia de la señal de salida del VCO (f_o).

Si $f_i > f_o$ en su salida aparece un "e". Si $f_i < f_o$ aparece un 0. Si no hay señal en la entrada, la salida también está a "0".

- **Filtro pasabajos (figura 3.48).**

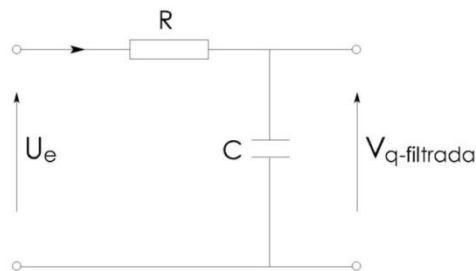


Figura 3.48 Filtro pasa-bajos

Para frecuencias altas como $X_c = \frac{1}{2\pi f C} \Rightarrow X_c \sim 0, U_s = V_{q-filtrada} = 0$

→ Para frecuencias bajas $U_e \cong V_q-filtrada$

La señal con altos armónicos no la deja pasar, solo deja pasar la señal que tenga armónicos de orden bajo o no los tenga.



-EL VCO

Figura 3.49. Voltage Control Oscillator (Oscilador Controlado por Tensión) es un dispositivo que entrega una señal cuadrada cuya frecuencia depende de la tensión que tiene en su entrada según una función del tipo

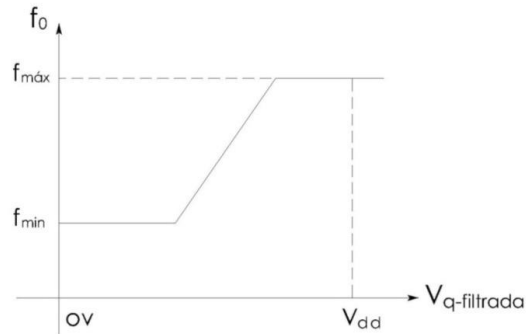


Figura 3.49 Función de transferencia del VCO

Cuando los tres dispositivos descritos se unen para trabajar como un PLL, actúan de la siguiente forma:

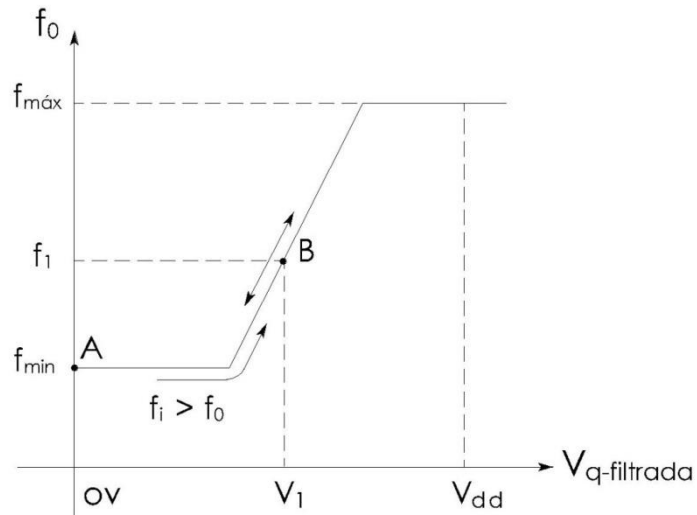


Figura 3.50 Evolución de la frecuencia en el VCO

Supóngase que inicialmente la señal de entrada es 0. En la salida del comparador habrá un 0 y en la salida del filtro habrá 0 voltios también, por lo que el VCO oscilará a una frecuencia mínima y el sistema estará en el punto A.

Si se introduce una señal de frecuencia f_i mayor que la f_0 mínima, la salida



del comparador tomará un valor $e(t)$ que llamaremos $V_q = E = e(t)$. Así, el condensador del filtro se irá cargando y la salida del filtro o la frecuencia f_0 del VCO irá aumentando, evolucionando el sistema de A hacia B.

Este proceso continuará hasta que f_0 aumente tanto que conseguirá hacerse que $f_0 > f_i$. A partir de ese momento, la salida del comparador pasa a 0 voltios, con lo que el condensador se descarga a través de la resistencia y la tensión del VCO disminuye, por lo que la frecuencia f_0 disminuye hasta que $f_0 < f_i$ otra vez, repitiéndose el proceso de antes.

Así de este modo el sistema permanecerá oscilando alrededor del punto B, con lo que la salida del filtro permanece alrededor de V_i , necesaria para que el VCO oscile a la misma frecuencia que la señal de entrada.

Cuando el PLL ha llegado a este estado, se dice que está "lock" (enganchado). A partir de este punto la frecuencia f_0 seguirá a la entrada f_i siempre que no salga del margen $f_{0-\text{mín}}$ y $f_{0-\text{máx}}$.

Como se aprecia, el inicio del proceso aparece cuando existe la señal de error $V_q = \varepsilon = e$.

Como anteriormente dijimos, el eje d (en la transformada de Park) deberá estar alineado con el vector giratorio $v(t)$ en los ejes $\alpha - \beta$ de forma que $V_q = 0$.

Si $V_q = \varepsilon \neq 0$ entonces es claro que hay un desfase que debe seguirse y evitarse. Figura 3.51:

En efecto:

El algoritmo PLL consiste en medir la tensión de red en coordenadas abc y transformarla a coordenadas dq utilizando un ángulo $\hat{\theta}$ estimado.

Así pues V_d es la tensión de entrada al VCO y estará en fase con la tensión V de entrada y ambas estarán en un ángulo θ respecto a las coordenadas $\alpha - \beta$.

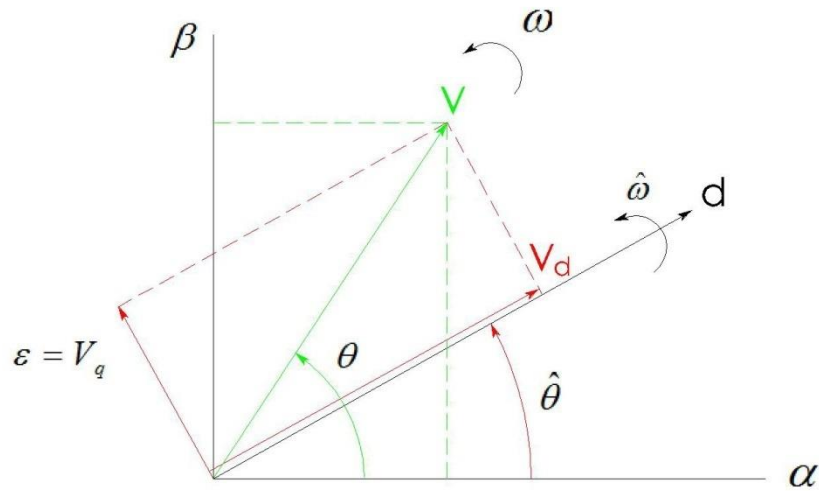


Figura 3.51 Desfase entre V_d y $V(t)$

En el caso de que la fase estimada no corresponda con la real, aparece una componente de cuadratura (V_q) que es un error de medición.

$$w_i > \hat{w} \Rightarrow f_i > f_o \Rightarrow \exists V_q = \varepsilon$$

Así el papel del PLL gracias al VCO es variar la velocidad estimada hasta que el eje d se alinee de nuevo con el vector \vec{V} en $\alpha - \beta$.

Dada la rapidez con que se repite este ciclo, la salida del comparador no tiene nivel definido y la salida del filtro permanece alrededor de la tensión V_d necesaria para que oscile el VCO a la misma frecuencia que la señal de entrada.

Por eso en un seguimiento de fase, porque $\hat{\theta}$, \hat{w} "orbitan" sobre θ , w .

3.11 LIMITACIONES DE CORRIENTE Y ESTRATEGIAS

Ya que la tecnología VSC-HVDC/MVDC no tiene capacidad de sobrecarga como los generadores síncronos, las sobrecorrientes debido a disturbios terminarían en degradaciones térmicas de los IGBT's o instantáneamente en daños permanentes.

La corriente máxima límite i_{max} es comparada con la magnitud de corriente formada por la corriente activa y pasiva. Cuando la corriente límite sea excedida, tanto la corriente activa y reactiva estarán limitadas a I_{dlim} e i_{qlim} . La elección de la estrategia límite depende de la aplicación que se le vaya a dar.

La primera estrategia, figura 3.52, podría ser dar a la corriente de referencia



activa alta prioridad cuando la corriente límite haya sido excedida, tal y como muestra la figura de abajo. Este tipo de estrategia es usada cuando el convertidor está conectado a una fuerte red con el fin de producir más potencia.

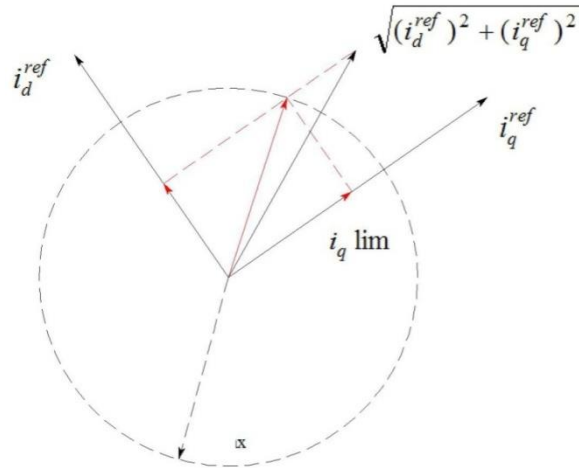


Figura 3.52 Estrategia de limitación de corriente con prioridad a la componente i_d

La segunda estrategia podría ser, por ejemplo, cuando el convertidor esté conectado a una red débil o se utilice para alimentar a una planta industrial en la que se daría mayor importancia a la componente reactiva de referencia. Este tipo de estrategia ayuda a mantener la tensión en el lado de alterna, permitiendo al convertidor incrementar la potencia reactiva cuando se producen caídas de tensión.

Una planta industrial tiene mucho más consumo de reactiva debido a los motores que en ella hay.

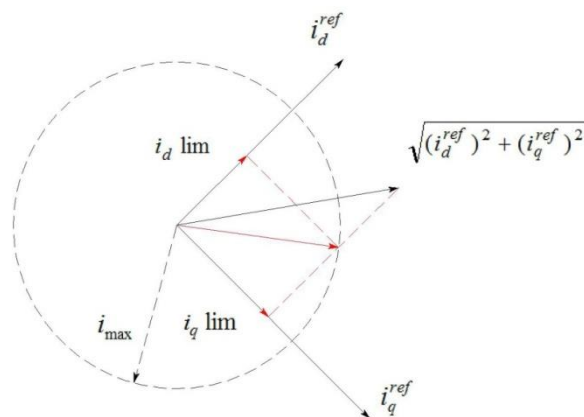




Figura 3.53 Estrategia de limitación de corriente con prioridad a la componente iq

La estrategia que nos quedaría por describir, sería la de igualar ambas escalas en activa y reactiva.

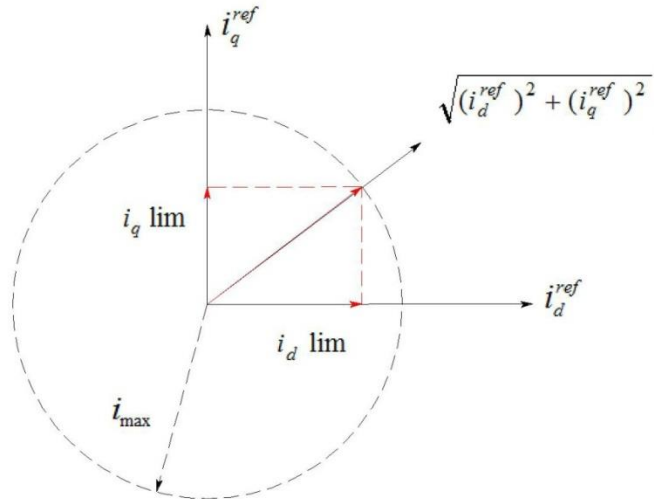


Figura 3.54 Estrategia de limitación de corriente con prioridad igual a la componente id e iq

Para el objeto de esta tesis usaremos la segunda estrategia, dando preferencia a la componente de corriente reactiva.



3.12 Diferencias entre control directo y control vectorial

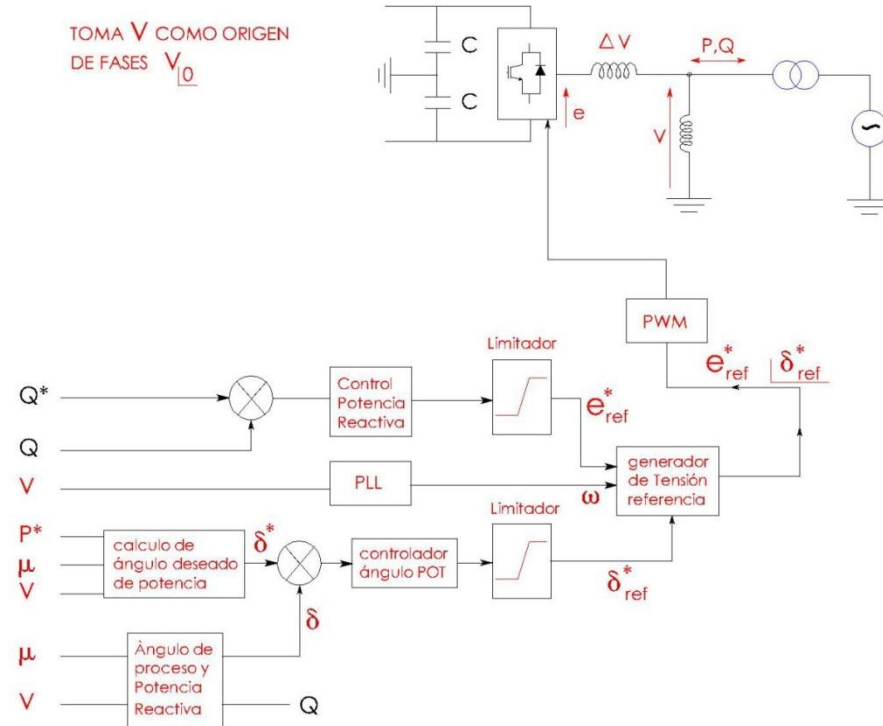


Figura 3.55 Esquema de Control Directo

Según el esquema de control directo, lo que se observa es que ante un cambio en cualquier variable, como por ejemplo el ángulo de la tensión del convertidor hace influencia tanto para la P como para Q , por lo que también cambiaría la tensión U de entrada.

Es decir, con el control directo no existiría un control independiente de potencia activa y reactiva.

Así pues, el control directo se usa para el control de la tensión del VSC-HVDC/MVDC. En el método vectorial descrito anteriormente, no solo controlamos la tensión de salida sino que podemos controlar de forma independiente la potencia activa y reactiva.



3.13 Análisis cuantitativo sobre estrategias de control de estabilidad de la red con el uso del VSC-HVDC/MVDC

3.13.1 Primera estrategia (VSC-HVDC/MVDC en paralelo con la línea de transmisión)

En el estudio de cortocircuito trifásico en barras del generador no se permite la transmisión de potencia durante el tiempo que tarda en despejarse la falla.

Sin embargo también hemos visto que la ocurrencia de un cortocircuito puede seguir permitiendo la circulación de potencia, aunque en menor medida que en el estado estable.

Cuando ocurre un cortocircuito en un punto intermedio de la línea existe cierta impedancia entre el nudo de conexión del generador y el punto de fallo. Puede ser transmitida cierta cantidad de potencia pero será sin duda menor que la potencia que pueda ser transmitida cuando el cortocircuito sea despejado y permanezca operativa la línea sana, [33]:y [34].

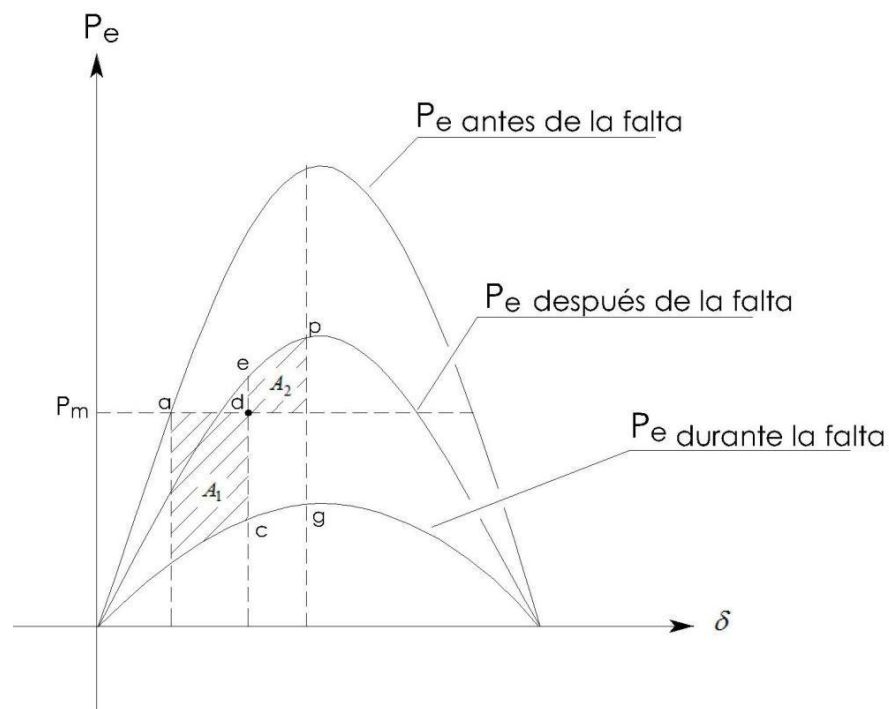


Figura 3.56 Curva P-δ de un alternador antes, durante y después de falta

Suponiendo un sistema donde diseñemos el enlace VSC-HVDC/MVDC en paralelo a una línea ¿qué mejora se podría encontrar?. Mejoraría la estabilidad



el ángulo del rotor ante perturbaciones. Véase por qué:

3.13.1.1 Efecto del VSC-HVDC/MVDC en ángulo del rotor

La estabilidad del ángulo del rotor se refiere a la capacidad de las máquinas síncronas interconectadas en un sistema de energía para permanecer en sincronismo bajo condiciones normales de funcionamiento y después de ser sometido a una perturbación.

La estabilidad transitoria del rotor se ve influida por el ángulo del rotor inicial, localización y el tipo de faltas, el tiempo de reposición de faltas y la reactancia de transmisión posterior a la perturbación.

A continuación se investiga el análisis detallado del efecto de la conexión VSC- HVDC/MVDC en el estado estacionario ángulo del rotor. Aunque la red de distribución se modela como una sola unidad de generador, se considera suficiente para comparar los ángulos del rotor de estado estacionario del generador equivalente, $G1$, para los casos de con y sin el enlace VSC- HVDC/MVDC .

Una representación simplificada del sistema estudiado en el estado de equilibrio puede representar como en la figura.

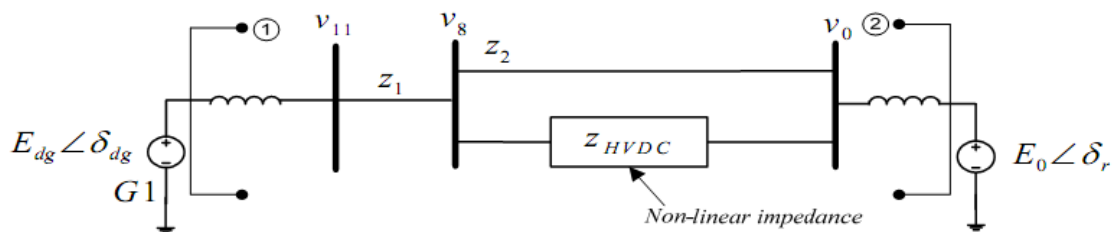


Figura 3.57 Enlace en paralelo VSC-HVDC/MVDC

La impedancia del circuito intermedio Z_{HVDC} es una función no lineal de la energía de corriente continua.

Se puede tomar el ángulo del rotor de la unidad del Sistema de Potencia en relación con la barra local (V_{11}), δ_{dg} , como iguales o tienen diferencia insignificante para el caso de con / sin VSC-HVDC/MVDC.

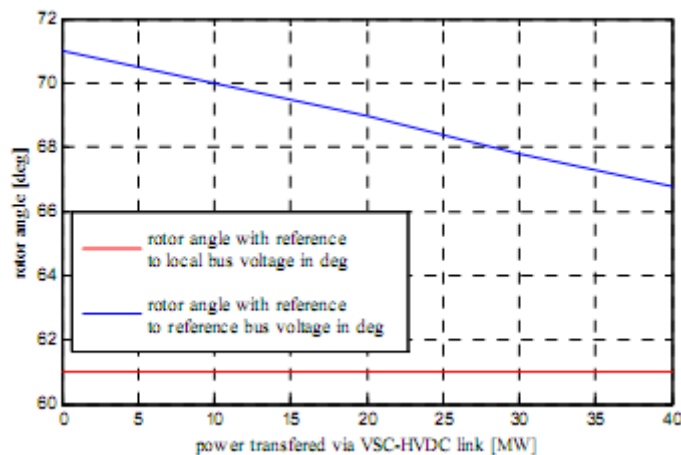
Por lo tanto, los cambios de potencia serán debidos a la diferencia de ángulo δ_{dg} y δ_r que haya entre el bus donde está enganchado el alternador de alimentación y el sistema de potencia.

La impedancia equivalente de estando las impedancias en paralelo es siempre menor que sin el enlace VSC-HVDC/MVDC, por lo tanto X_{eq} con

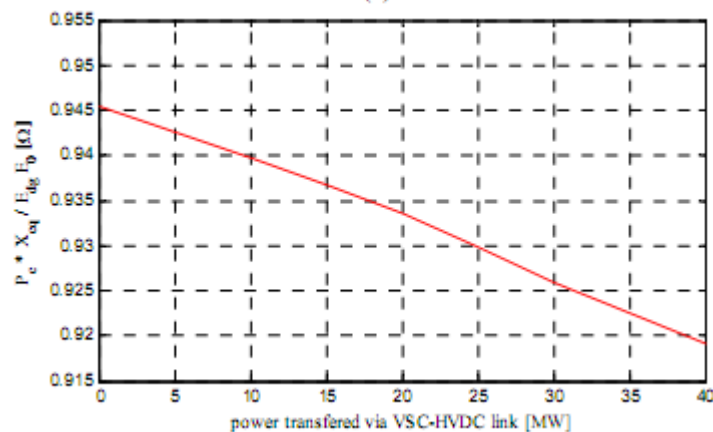


VSC-HVDC/MVDC será siempre menor o igual a la del caso sin el enlace VSC-HVDC/MVDC. Por lo tanto, el ángulo $\delta = \delta_{dg} - \delta_r$ es siempre menor para el caso de enlace de VSC-HVDC/MVDC. Esto está de acuerdo con los resultados que se muestran a continuación.

- a) Disminución del ángulo del rotor a mayor potencia enviada respecto al ángulo del sistema de potencia infinita. Se observa que respecto a la barra de conexión del alternador, el ángulo no varía.



- b) Disminución del $\text{sen}\delta$ a mayor potencia enviada.



Los resultados anteriores muestran que el estado de equilibrio del ángulo del rotor de la unidad de la DG depende de la alimentación de corriente continua transferido a través del enlace VSC-HVDC/MVDC pero es siempre menor o igual que el caso sin el enlace VSC-HVDC/MVDC. Así VSC-HVDC/MVDC mejora la estabilidad del ángulo del rotor del G1 al reducir el ángulo del rotor.



Resumiendo lo que hace esta disposición es mejorar la resonancia síncrona, ya que predispone a una disminución del ángulo del rotor y por tanto cuando aparezca una posible perturbación el transitorio del ángulo del rotor tendrá menor amplitud y se estabilizará antes.

3.13.2 Segunda estrategia de control ante variaciones de tensión.

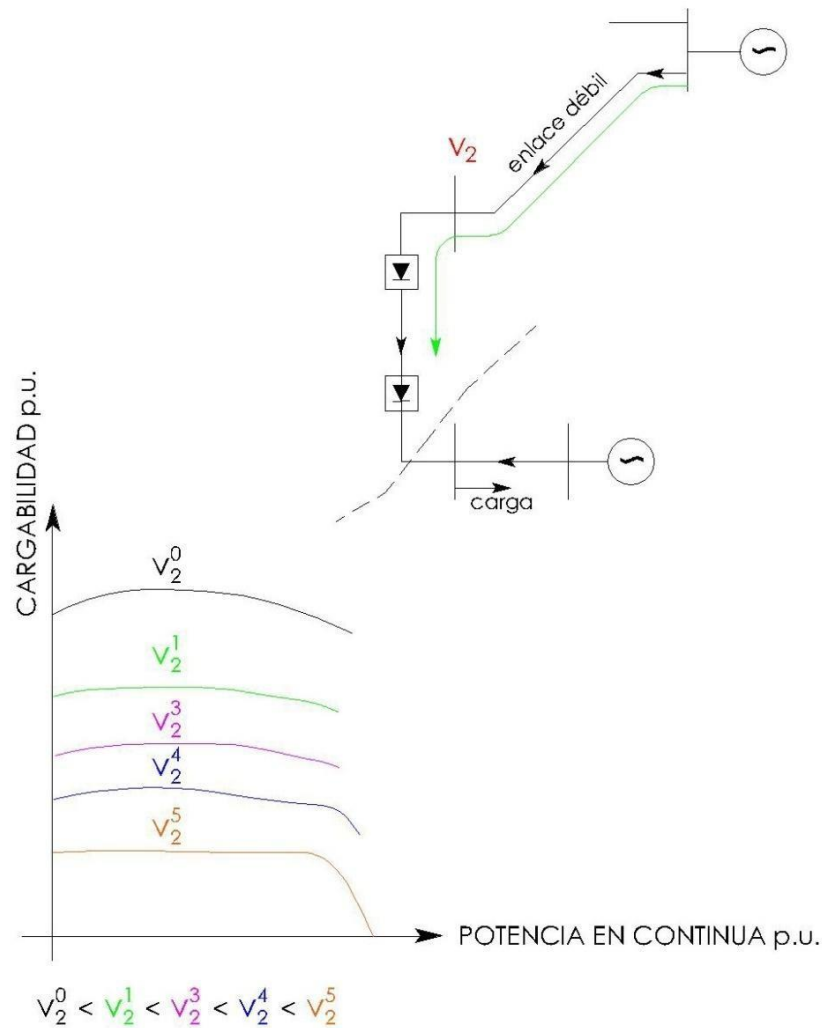


Figura 3.58 Enlace en serie VSC-HVDC/MVDC

Si la tensión es menor es porque la cargabilidad es muy alta, pero gracias a la controlabilidad del enlace en serie podemos transportar la potencia en continua deseada y llevarla a la carga. Es decir, que puede ayudar a una red débil. Aunque varíe mucho la tensión hacia valores bajos, el enlace en continua sigue transportando la capacidad de potencia que si la tensión fuese alta como demuestra la gráfica.





CAPÍTULO 4

PRUEBA DEL MODELO VSC- HVDC/MVDC

En este cuarto capítulo se describirá la red objeto de estudio, sus limitaciones y los medios propuestos actuales que hay y se proponen para solventarlas. Seguidamente se demostrará que con el uso de enlaces en continua dichas contingencias pueden ser mejoradas. Para ello se realizará una simulación que versará sobre el estudio dinámico (faltas equilibradas y desequilibradas) con la ayuda de un Test del programa DigSilent Power Factory 14.1 utilizado de forma que se puedan evaluar los sistemas de control del enlace VSC-HVDC y donde se explican las gráficas resultado de tal simulación. [35].



4.1 Introducción

Limitaciones

Para la realización de este capítulo se desarrolla primeramente y de forma teórica el análisis de una red de Distribución facilitada por la Compañía Eléctrica EDP-Distribución, la cual se muestra en la figura 4.1, **siendo este particular el *leitmotiv* de la investigación y deseo de mejorar un problema existente no solo para el caso que se describe, sino para que sirva como plataforma o molde a muchas otras Redes de Distribución Eléctrica.**

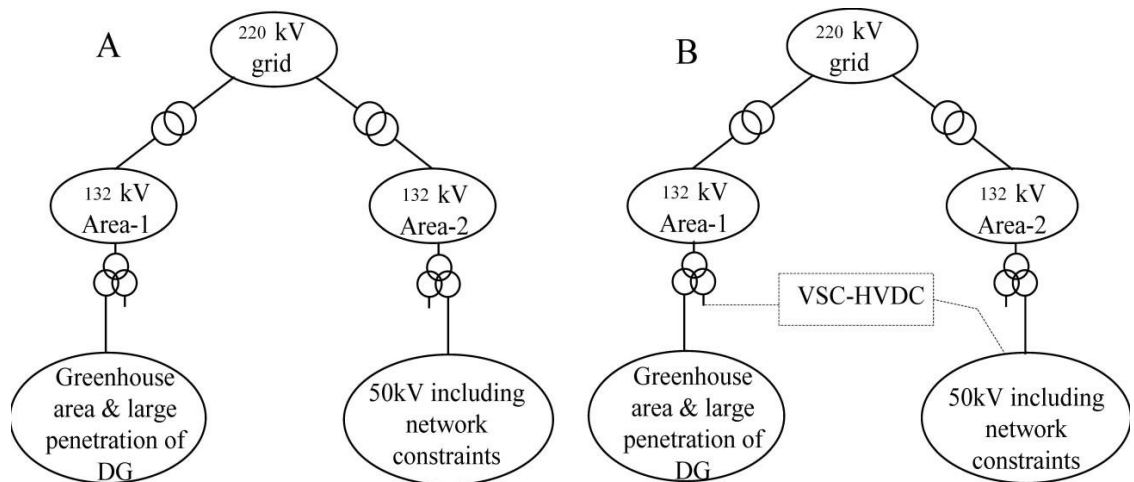


Figura 4.1 Modelo de Red a estudiar y analizar

Se ha visualizado conceptualmente una topología de forma que de una red de 220 kV de transporte nacional de la que radian dos redes que alimenten dos Áreas de Control que llamaremos Área 1 y Área 2.

El Área 1 es de 132 kV y es alimentada con Centrales de Cogeneración Renovables en 23 kV.

El Área 2 es de 132 kV y es alimenta a una Red de Distribución de 50 kV.

Sometiendo a contingencias la Red de 50 kV, se pretende ver que la misma llevará a una sobrecarga de algunos elementos de los restantes circuitos o transformadores e incluso a unos límites inadecuados de niveles de tensión.



(Caso A).

El propósito de esta teoría es justificar el uso de un enlace entre las dos Áreas descritas mediante un enlace VSC-HVDC/MVDC sobre el nivel de tensión de 50 kV en vez de repotenciar la red en diferentes puntos de la misma.

Se pretenderá explicar el modelo de la Red, así como sus limitaciones habida cuenta de las posibles alternativas de repotenciación que puedan haber para llegar a la conclusión de que el uso del VSC-HVDC/MVDC es un método de refuerzo potencialmente aceptable.

El detalle del modelo de la de Red se muestra en la figura 4.2. Téngase en cuenta que el Área 1 se idealizó como una Red alimentada por Centrales Eléctricas Renovables y de Cogeneración es una red de 23 kV.

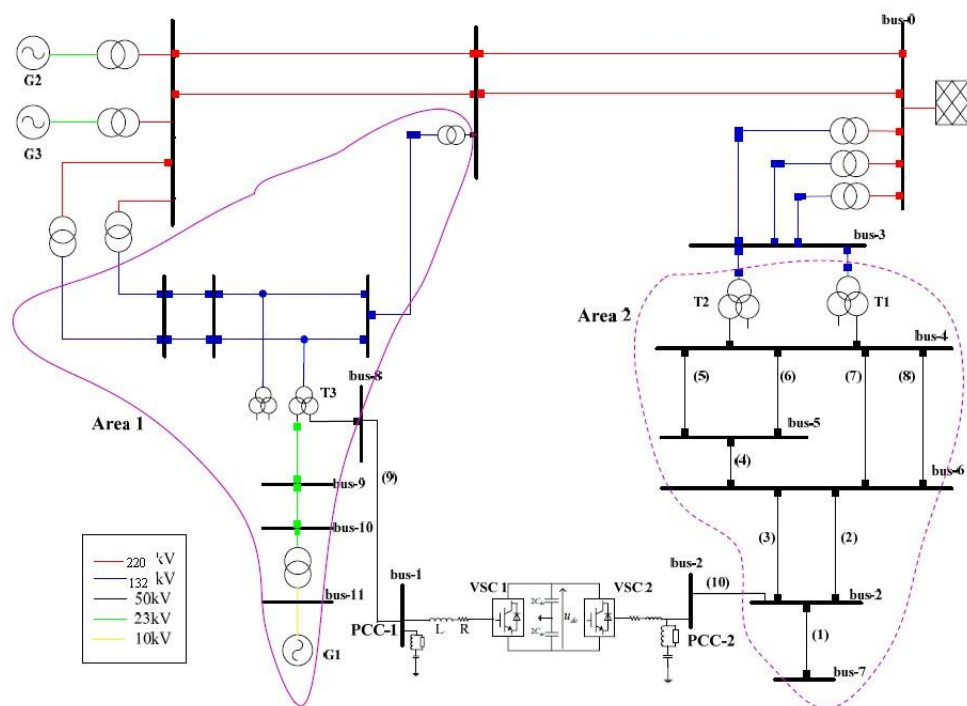


Figura 4.2 Esquema ortogonal de Red

Para simplificar la alimentación de esta área se ha sustituido todo el Parque de generación por un único generador G1 de unos 50 MVA de tal forma que los parámetros del mismo representan la suma de cada una de las unidades generadoras individualmente.

Así, la Red de distribución del Área 1 se puede modelizar como un generador



síncrono de potencia nominal 50 MVA conectado a un trafo elevador 10/23 kV. Al ser un Área alimentada por Centrales de Régimen Especial funcionan en factor de potencia unidad

Los generadores G2 y G3 se modelizan para representar Grandes Grupos Convencionales, de 625 MVA de potencia nominal que forman parte de la alimentación 21/220 kV. (Central Térmica de Aboño).

Realizándose un estudio previo de Análisis de Contingencias con criterio N-1 de la red teórica modelizada, la Compañía Eléctrica facilita los datos siguientes referidos al Área 2 en donde se revela que ante futuros aumentos de la carga se podrían causar limitaciones y sobrecargas en alguno de los restantes circuitos o transformadores e incluso llegar a unos límites inadecuados de niveles de tensión.

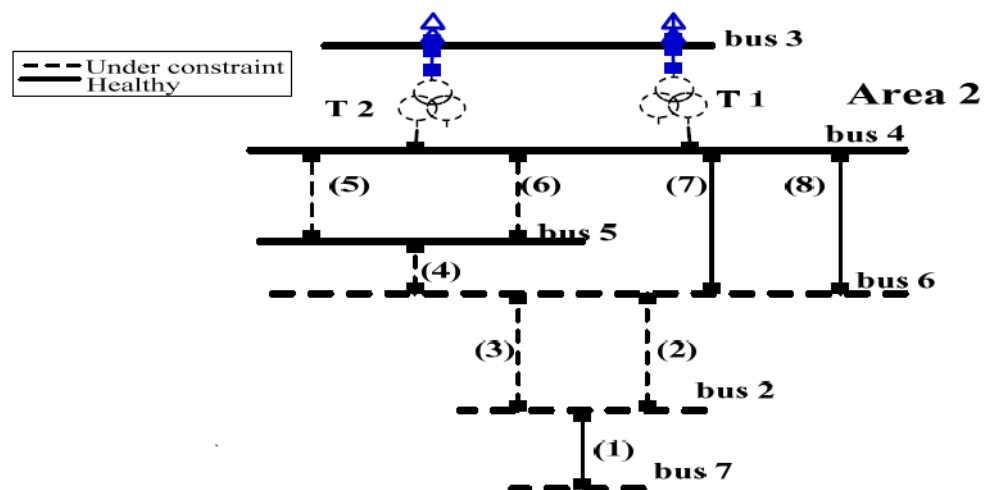


Figura 4.3 Caídas de tensión y restricciones en red pasiva

Repotenciación (Refuerzo de Red). Planteamiento actual

La Compañía eléctrica EDP, plantea las siguientes soluciones (y de hecho ya está aplicando alguna de ellas).

-La primera Solución, dada la naturaleza del Área 1 de ser un Área alimentada por centrales de Cogeneración (CHP-Combined Heat and Power-Cogeneración) y Centrales de Energía Renovables (Greenhouses) es la de instalar parques eólicos que inyecten en los nudos 7,2 y en las líneas 3 y 2. Esto reduciría el transporte de potencia que pase por los trafos T1 y T2 e incluso aplanaría el perfil de tensión.

Un problema que se presenta es la naturaleza estocástica de la



generación eólica, lo cual no conduce a una solución confiable. Además, la falta de medios y ayudas que la actual normativa ofrece a este tipo de tecnologías no hace atractiva a la Compañía EDP la inversión en nuevas fuentes de generación de esta índole. Además esta solución, dada la estrangulación de ayudas que la Administración vigente, aplica sobre estas tecnologías hacen que sean poco atractivas para la Compañía EDP-Renovables por la fuerte inversión que ello implica.

-La segunda solución que plantea EDP-Distribución es la de repotenciar cada línea y transformador que se encuentre bajo limitación. Esta solución tampoco es muy útil dado que sería muy cara ya que hay muchas componentes bajo limitación aunque en algunos tramos ya están aplicándose.

-La tercera solución que han tenido que aplicar en algunos momentos críticos es la podría reorganizar los flujos de potencia durante las contingencias a través del Control remoto que el Operador gestiones en tiempo real. Es decir, modificar la topología de la Red mientras dure la Contingencia. El problema de esta solución es que generara un gran estrés y además pone en compromiso la eficacia de la red. Además estas actuaciones generalmente no solventan las limitaciones de tensión en la red.

Para tener una trazabilidad de lo hasta aquí expuesto y de lo que se pretende hacer a partir de este punto, descrito el problema de la red objeto de estudio y las limitaciones que presenta habida cuenta de las soluciones que se plantean para mejorarlas las cuales no resultan completamente eficaces, se realizará en este Capítulo 4 una simulación para poder entender cómo se comporta un enlace en corriente continua que interconecta dos áreas.

Como se explicó en la introducción del Capítulo 1, una vez que el Algoritmo Evolutivo Genético (Capítulos 5 y 6) nos indique en la red real descrita al principio de este Capítulo 4 cuál es la mejor ubicación del enlace en continua, en el Capítulo 7 se aplicarán las bases que se desarrollan en este Capítulo 4 a efectos de análisis de contingencias en la red objeto de estudio.

Con el propósito de analizar el rendimiento del diseño de los controladores del sistema VSC-HVDC/MVDC, no será necesario representar la red en la que se encuentra en completo detalle. Por tanto, la conexión al Punto Común de Acoplamiento (PCC-Point Common Coupling) en los nudos (o buses) 1 y 2 son sustituidos por nudos denominados Slack con las mismas características de cortocircuito que la red, véase figura 4.4. Aun así, dado que la topología de la red mallada ha desaparecido, los resultados que se obtienen están más optimizados. Es decir, que los transitorios del sistema se ven más claramente al haber sustituido por los Slack, las cargas y los generadores. Las tensiones de los Slack se toman como 1p.u con desfase cero gracias a que el ángulo relativo entre las dos tensiones de los Slack no depende uno del otro gracias al enlace en continua (DC-Link).



La prueba de la red que se muestra en la figura 4.1 se hace usando el programa DigSilent Power Factory 14.1. Los resultados de la simulación se muestran en este capítulo, siendo el objetivo ver el funcionamiento del VSC-HVDC en estado estacionario y cuando se producen contingencias en la red de alterna.

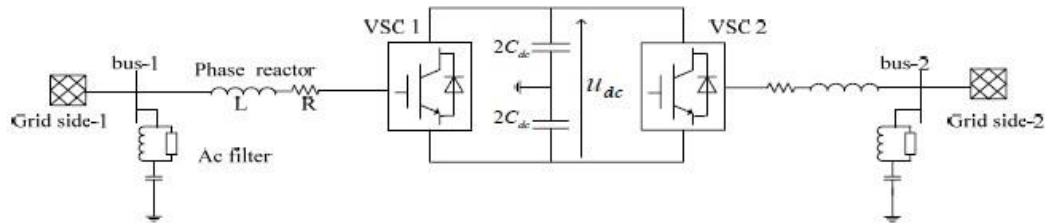


Figura 4.4 Red de prueba para el control de VSC-HVDC/MVDC

Asignación de valores de ganancia de los parámetros del controlador para el VSC-HVDC

TablaC.1: Valores en estado estacionario VSC, reactancia de fase y condensador DC

Parámetro	V_{LL}	U_{dc}	S	L	R	C_{dc}
Valor	52kV	100kV	45MVA	31.91mH	0.83Ω	37.5μF

TablaC.2: AC datos del filtro

Parámetro	L_{filter}	C_{filter}	R_{filter}	Q_f	Q_{filter}
Valor	1.04mH	7.94μF	0.34Ω	3 %	15%

TablaC.3: Datos de la red simplificada externa

Parámetro	Gridside1			Gridside2		
	S_k''	I_k''	R/X	S_k''	I_k''	R/X
Valor	630MVA	7 kA	0.041	360MVA	4 kA	0.21

TablaC.4: Datos del Inner controller VSC-HVDC



	VSC-1				VSC-2			
Parámetros	K_{pd}	T_{id}	K_{pq}	T_{iq}	K_{pd}	T_{id}	K_{pq}	T_{iq}
Valor	0.6	2 ms	0.6	2 ms	15%	2 ms	0.6	2 ms

TablaC.5: Datos del outer controller VSC-HVDC

	Activepower control		Dc-voltage control		Reactivepower control		Ac-voltage control	
Parámetro	K_p	K_I	K_p	K_I	K_p	K_I	K_p	K_I
Valor	0.015	70	8	0.8	0.01	50	1	600

Existen dos tipos de estrategias de control, de tal forma que el flujo de potencia (potencia que entra igual a pérdidas más salida) sea constante y que la tensión en continua sea constante:

Estrategia 1

VSC-1 controla potencia activa y reactiva

VSC-2 controla la tensión en alterna y la tensión en continua

Estrategia 2

VSC-1 controla la potencia reactiva y la tensión continua VSC-2 controla la potencia activa y la tensión en alterna

En este capítulo se usará la Estrategia 1 bajo condiciones normales, pero se conmutará a la Estrategia 2 en caso de contingencias como se demostrará en el apartado 4.6.

4.2 Control de Potencia Activa

Criterio de Signos para la explicación de las gráficas

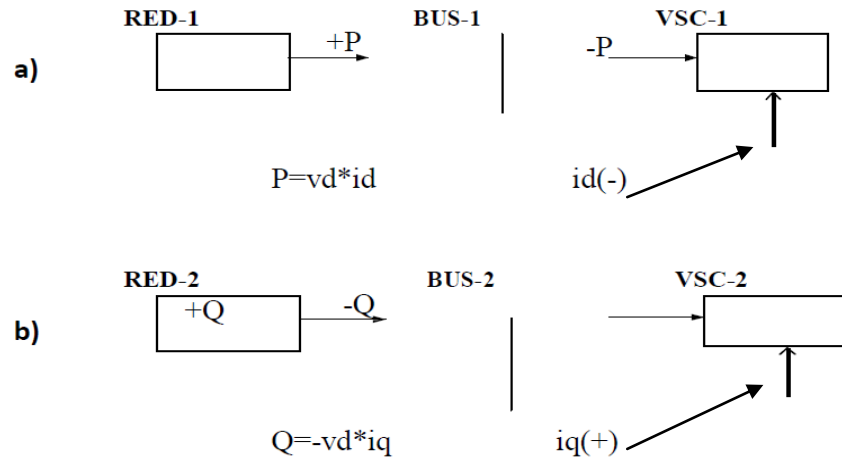


Figura 4.5 Criterio de signos para el control de potencia activa y reactiva

De la figura 4.5, se observa que la potencia que salga o bien de la red-1 o del VSC-1 será considerada emisora o positiva, por tanto el VSC-1 verá la potencia como negativa cuando va hacia él. Ya que esa potencia entra, quien provoca que así sea sobre el control del VSC-1 es i_d y por eso lleva signo negativo.

Con esta explicación previa podemos entender las gráficas que el Simulador DigSilent 14.1 ofrece en este apartado.

1) Fijado un setpoint de +0,5 p.u de potencia activa que emite la red-1 y -0,5 que absorbe la red-2, se desea cambiar el flujo de potencia activa en los mismos valores a los 0,1 segundos y restablecer las condiciones iniciales a los 0,15 segundos de haberse producido el cambio. Figura 4.6.

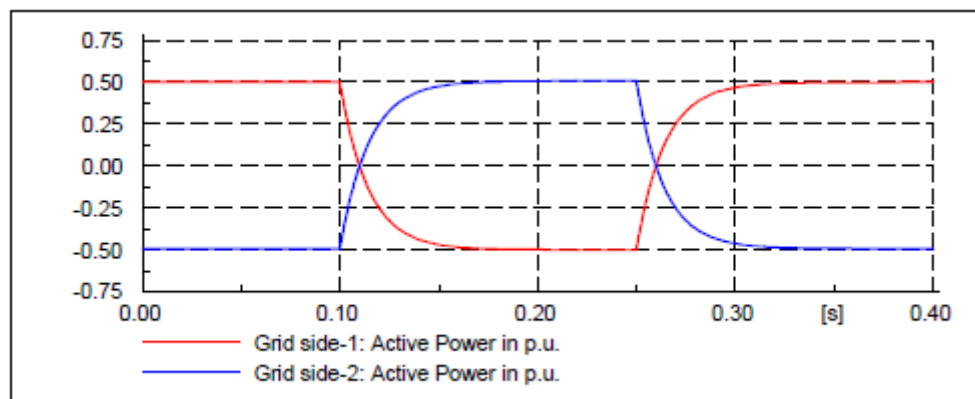


Figura 4.6 Variación de SetPoints



2) Para que esto suceda, dado que estamos en Estrategia 1 la i_d tendrá signo negativo ya que VSC-1 absorbe potencia activa pero cambiará su signo para que a partir de los 0,10seg. VSC-1 emita potencia ya que el flujo entre redes se desea que cambie. La i_q al no desearse que desde VSC-1 se varíe la potencia reactiva no se modifica y por tanto no varía. La corriente de fase en magnitud se representa con el mismo valor pero hay que tener en cuenta que ha cambiado de sentido en la red. Figura 4.7.

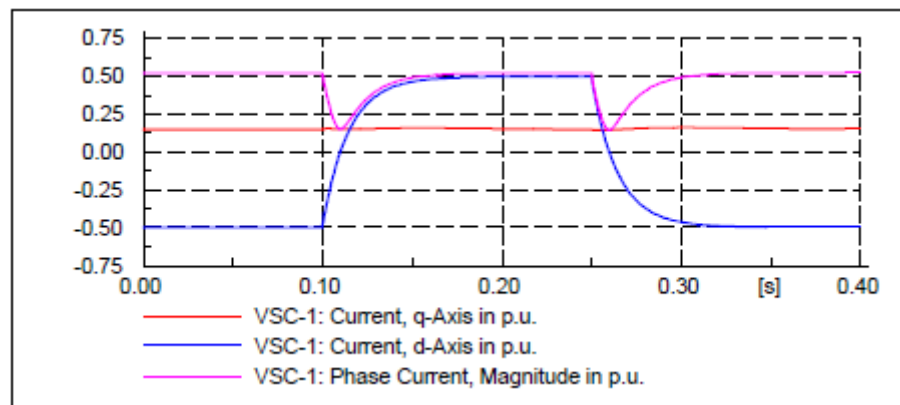


Figura 4.7 Provocación de i_d en VSC-1

3) Debido al cambio de flujo de potencia activa se produce transitorios en las tensiones de los nudos o buses de ambos extremos. Por las características de la Red en el nudo 1 hay una subida de tensión y en el nudo 2 hay una bajada de tensión. Figura 4.8.

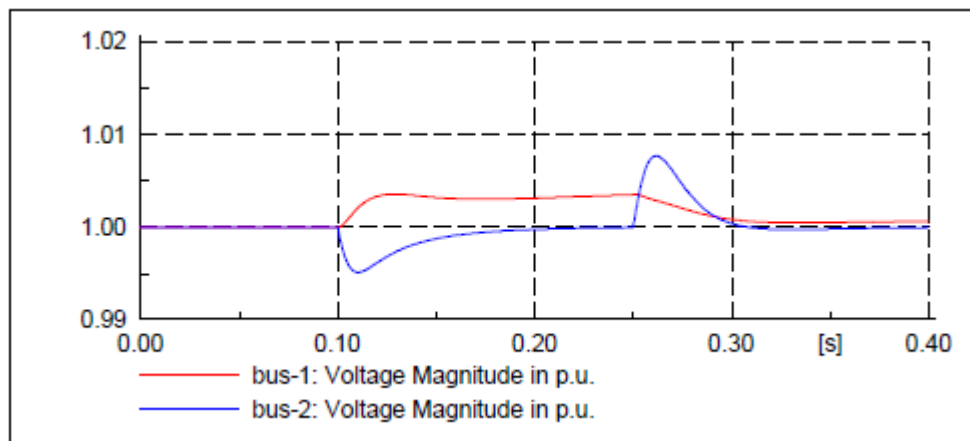


Figura 4.8 Variaciones de Tensiones en los nudos

4) Dado que la red-2, según el criterio de signos, está absorbiendo potencia y VSC-2 tiene control según estrategia-1 el sentido de la polaridad de la tensión de continua deberá cambiar a los 0,10 y a los 0,15 después de iniciarse el primer cambio flujo de potencia activa, por ello si VSC-2 está



emitiendo potencia antes de los 0,10seg es que la polaridad es positiva y si el flujo cambia la polaridad será negativa. Debido a lo explicado en la figura el valor de i_q en el VSC-2 está cercano a 0 (casi negativo) y la tomaremos como aceptable según nuestro criterio b) de signos en donde se entiende que VSC-2 está emitiendo reactiva y por tanto la red-2 absorbe reactiva, pero a partir de los 0,10 seg. Sucede que la tensión en el nudo 2 baja de 1p.u, entonces por estrategia-1 VSC- 2 impedirá esa bajada por tanto debe emitir más reactiva, es decir i_q debe ser más negativa.

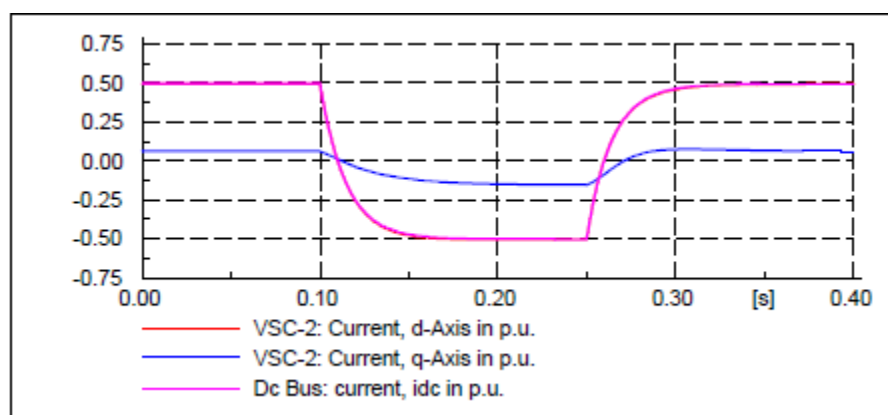


Figura 4.9 Reacción i_q en VSC-2 para mantener Tensión en nudo-2

5) Por tanto la Red 2 absorbe más reactiva para que dicha reactiva “bañe” desde el VSC-2 al nudo 2 de la misma y mejore su tensión de modo que a los 0,15seg tras haberse iniciado el cambio de flujo de potencia se restablezca la tensión a 1.pu. En VSC-1 al estar en Estrategia 1 no se observan cambios en la reactiva y está a 0 p.u. Figura 4.10.

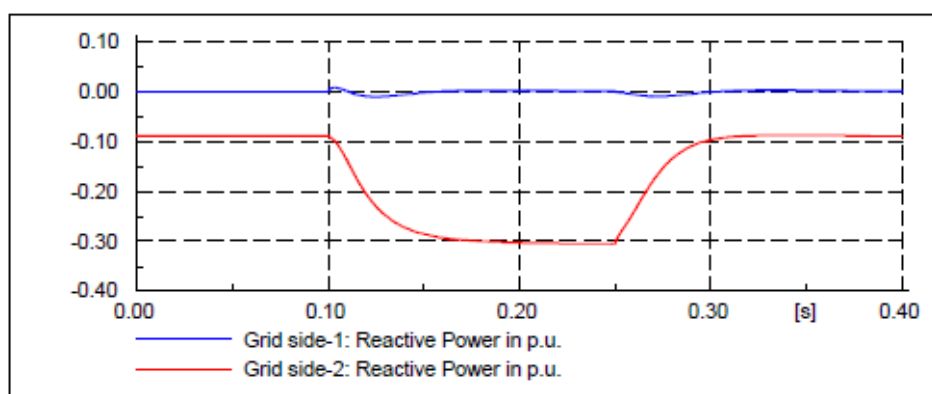


Figura 4.10 Absorciones de potencia reactiva por parte de la Red-2

6) Se puede observar que el sistema funciona correctamente ya que para esta solicitud ya que la tensión de continua se ha mantenido prácticamente invariante Figura 4.11.

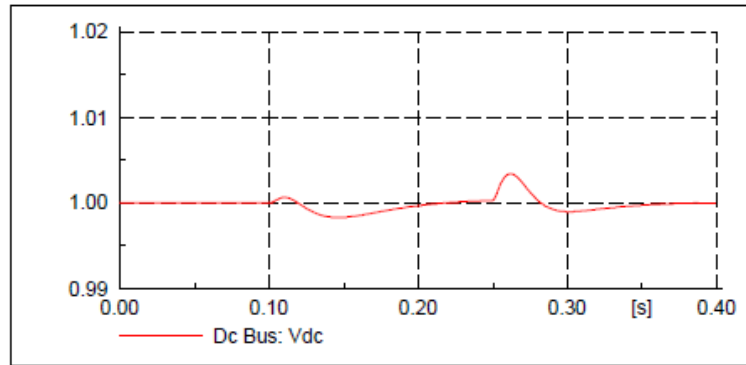


Figura 4.11 Tensión de continua

4.3 Control de Potencia Reactiva

Criterio de Signos para la explicación de las gráficas

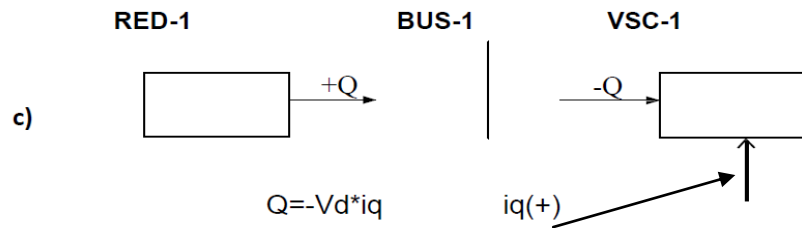


Figura 4.12 Criterio de signos para el control de potencia reactiva

Para este caso el estudio que se hace es en que tratamos de variar el setpoint de reactiva en la parte 1 de la red y de esto, acorde a la estrategia-1, quien se encarga es VSC-1.

1) Partiendo de una situación inicial donde el VSC-1 está absorbiendo reactiva y por tanto la red-1 está emitiendo reactiva, según el convenio de signos c) adoptado, lo que se desea es que a los 0,10seg VSC-1 emita reactiva y por tanto la red-1 la absorba. Nuestro perfil de reactiva a este respecto según un horizonte temporal lo podemos ver a partir de la figura 4.13.

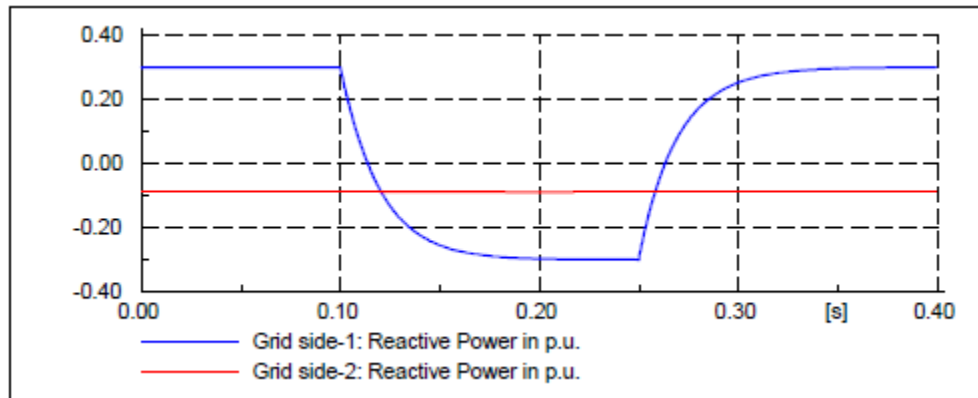


Figura 4.13 Perfil de respuesta ante cambios de reactiva

2) Dado que estamos en Estrategia-1, quien debe ocuparse de seguir este nuevo perfil de reactiva es VSC-1 a través de i_q acorde al convenio c) de signos de tal forma que si antes de los 0,10 seg VSC-1 absorbe reactiva a partir de esos 0,10 seg, i_q cambiará de signo hacia negativa para que VSC-1 emita reactiva. La i_d de VSC-1 no varía ya que no deseamos ningún cambio de flujo de activa. El sentido de la corriente de fase no varía. Figura 4.14.

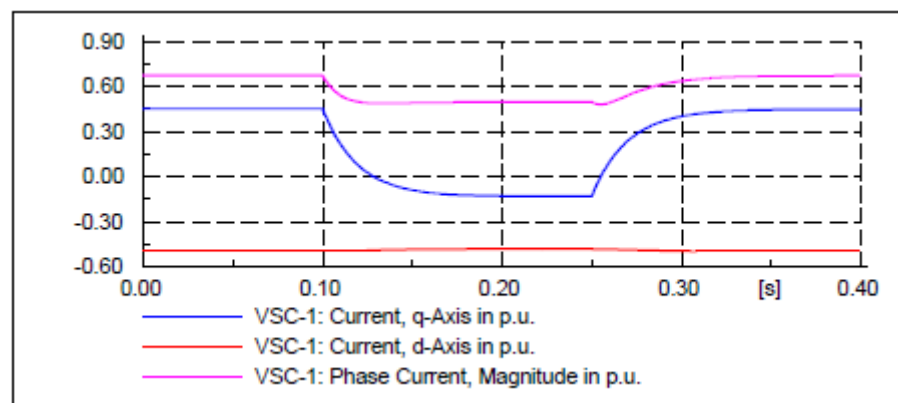


Figura 4.14 Provocación de i_q en VSC-1

3) Por lo explicado, la consecuencia lógica de lo que ocurra en el nudo 1 a causa del cambio de reactiva, dado que VSC-1 pasa a emitir reactiva, es que hace que la tensión por donde “baña” al nudo de reactiva suba. La tensión en el nudo 2 no se modifica ya que no hay acción sobre VSC-2. La potencia activa en ambos extremos no se modifica en absoluto, lo que demuestra la independencia de ambos extremos que es nuestro propósito (Transformada de Clarke-Park)

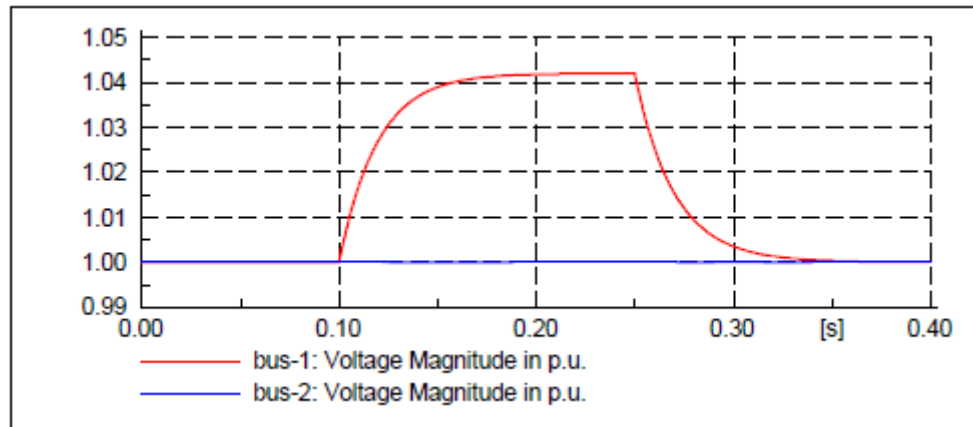


Figura 4.15 Evolución de la tensión en nudo 1 por cambios en VSC-1

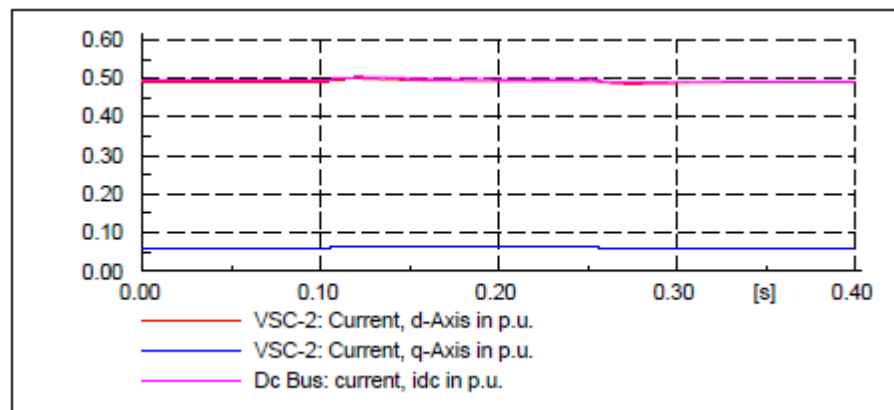


Figura 4.16 Invariabilidad en el VSC-2 ante lo que ocurre en VSC-1

Por tanto:

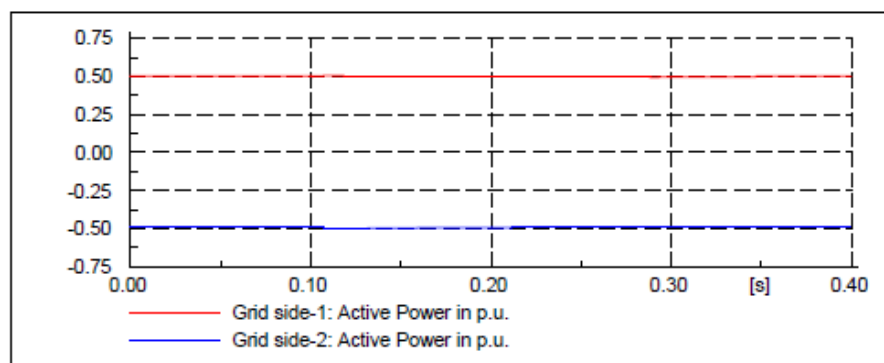


Fig. 4.17 Invariabilidad en potencia activa en ambos extremos.

4) Por último se destaca una vez más que la tensión en continua no varía



Figura 4.18

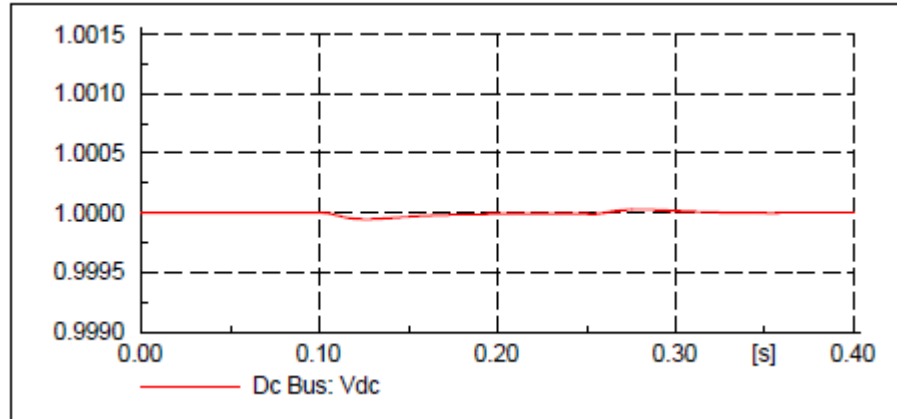


Figura 4.18 Tensión de Continua

4.4 Control de Vac

Con el propósito de probar la operación del VSC-HVDC como un controlador de tensión alterna, se realiza otra prueba, esta vez variando VSC-2 para que la tensión en el nudo 2 vaya cambiando de tal forma que la consigna de tensión alterna (dado que seguimos con estrategia-1) pase de 1 p.u a 0.95 p.u en un tiempo de 0,1seg y luego a 1.05 p.u a los 0.25 seg. Este será el perfil respecto al horizonte de tiempo descrito.

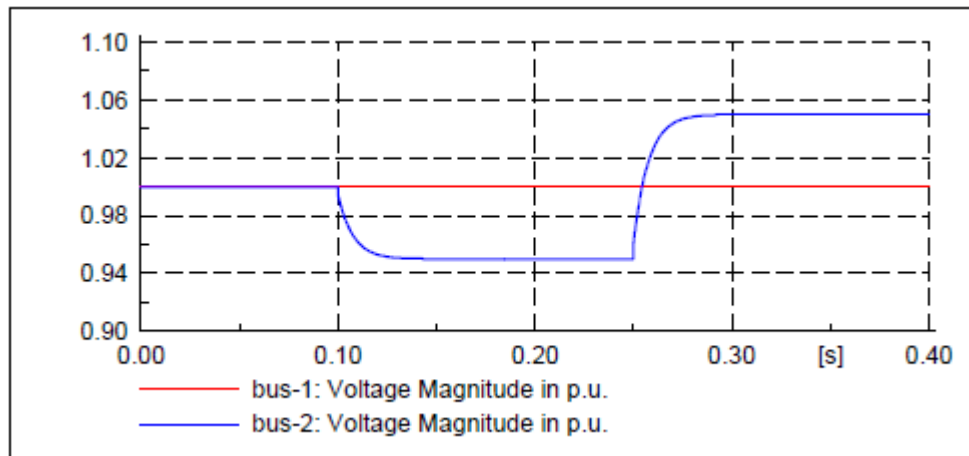
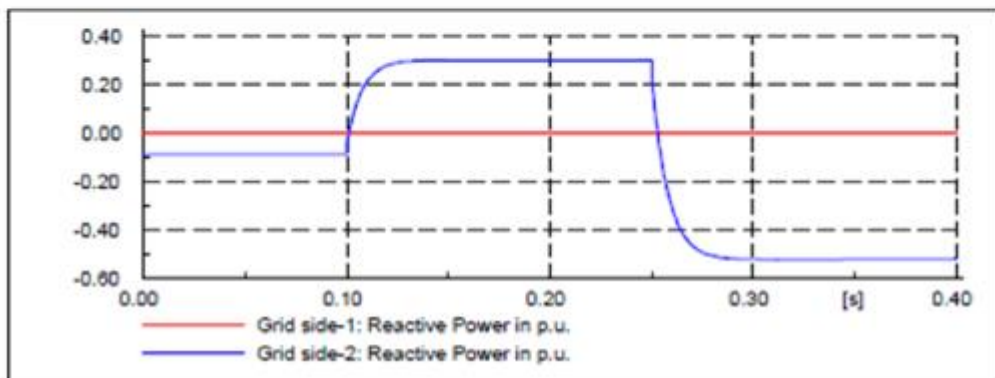
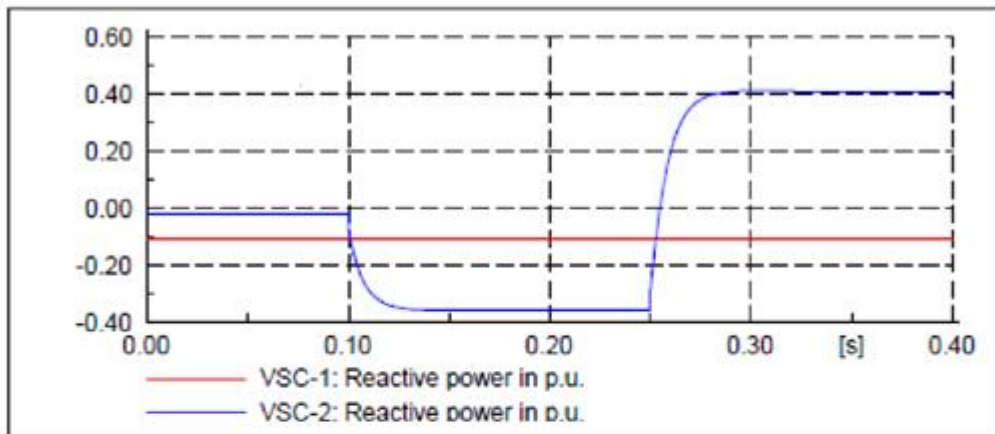
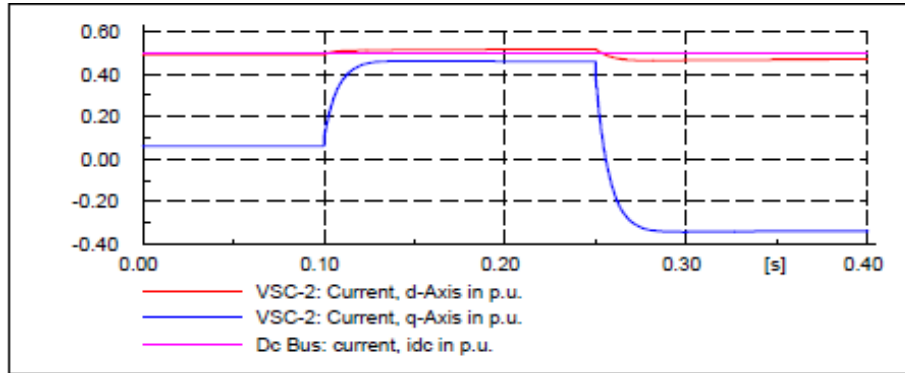


Figura 4.19 Perfil de tensiones en los nudos 1 y 2 deseado

2) Partiendo del hecho (dado en figura 4.19) que el flujo de potencia activa es de VSC-1 a VSC-2 y en esas condiciones la red-2 absorbe reactiva a razón de 0.10 p.u, si se desea el perfil de tensiones dado en 1) a partir de 0.10 seg donde el nudo-2 baja tensión es porque el VSC-2 debe absorber reactiva (-q) y entonces su i_q pasará a ser positiva

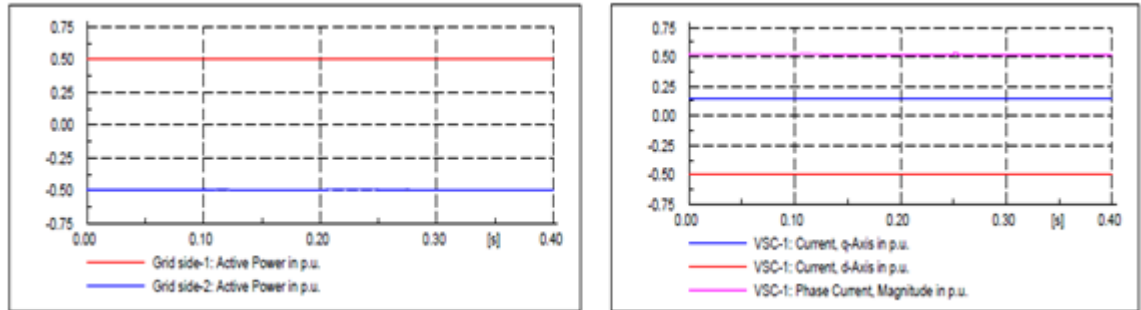


por el criterio de signos b). Si después (a partir de los 0.25seg) se quiere que la tensión en 2 sea mucho más alta que en el caso de partida, entonces VSC-2 deberá obedecer a una $i_q(-)$ y por tanto VSC-2 emitirá reactiva o lo que es lo mismo, red 2 absorberá reactiva. Figuras 4.20.



Figuras 4.20 Perfil de tensiones en los nudos 1 y 2 deseado

3) Queda de manifiesto la independencia del control de tensión y potencia activa ya que el VSC-1 y el flujo de potencia no varían. Figuras 4.19



Figuras 4.21 Perfil de potencias activas y control de potencia activa en nudo 1. No varía nada

4) El sistema opera correctamente al ver que la tensión en continua no varía. Figura 4.22.

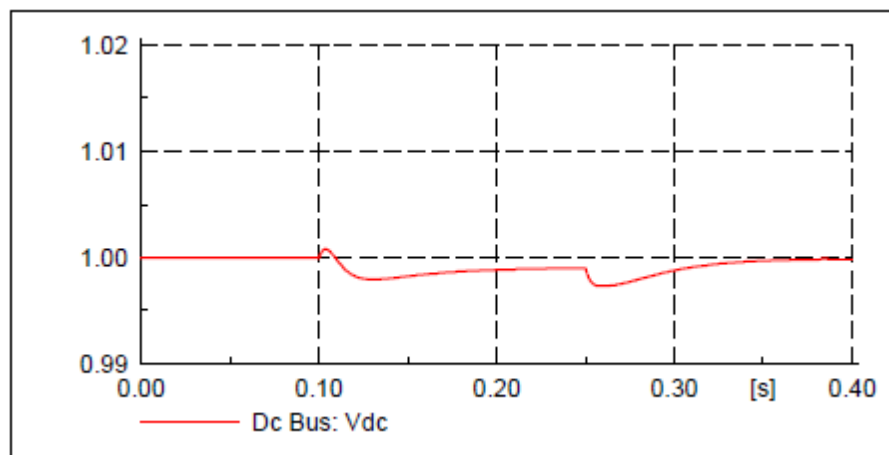


Figura 4.22 Tensión Continua

4.5 Corto Trifásico en lado Red-1

Las faltas de cortocircuito trifásico son probablemente las más dañinas contingencias que pueden darse en los enlaces VSC-HVDC. Por ello se analizan los comportamientos durante faltas trifásicas empezando en el lado 1. La falta se produce a los 0.1 seg. Y se despeja a los 0.2 seg del lado de red-1. Las condiciones iniciales de operación son tales que la tensión continua de referencia es 1p.u, la potencia reactiva está a 0p.u a ambos lados, la tensión de los nudos a 1p.u y el flujo de potencia activa para VSC-1 es +0.5p.u y para VSC-2 es -0.5p.u acorde al criterio de signos a). Se toma como falta de impedancia $0+1j$.

1) Se produce la falta a los 0.10seg en el lado de red-1 por tanto la tensión del nudo 1 cae. (Cuando la falta se despeje volverá a su valor). Figura 4.23.

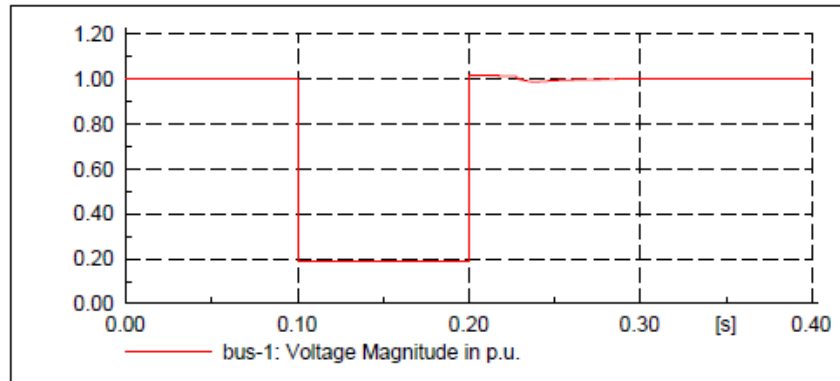


Figura 4.23 Evolución de la tensión en nudo-1. Se aprecia la caída de tensión provocada por el cortocircuito

2) Cuando se produce en el lado red-1 el cortocircuito trifásico, la red-1 se hace demandante de corriente a partir de sus generadores para alimentar inevitablemente al cortocircuito y por ello a la cargas de lared-1 “sin haberlo solicitado” mientras el corto dure. La red se hace muy inductiva y hace caer la tensión del nudo-1. Debido a las caídas de tensión que el aumento de corriente en red-1 provoca no iba a ser menos el nudo-1 al que a ella está conectado para que su tensión baje drásticamente. Es como si la consigna de reactiva de la red-1 pasara de 0 p.u a necesitar absorber reactiva, por tanto el VSC-1 debe actuar emitiendo reactiva a red-1 de forma que “baña” al nudo-1 haciéndole por ende recuperar su tensión. De otro lado, en el momento del cortocircuito la tensión U_{dc} tiende a subir y al final del corto a bajar.

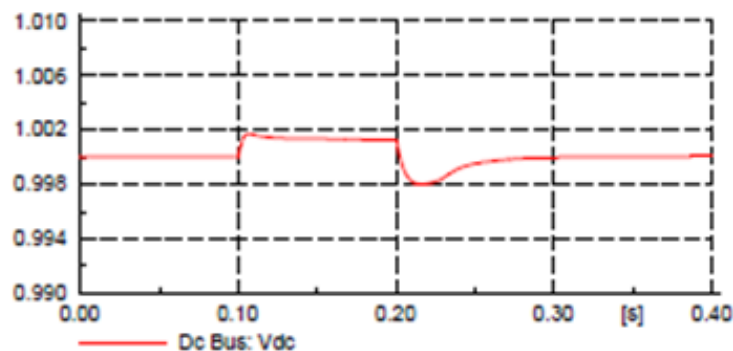


Figura 4.24 Evolución de la tensión U_{dc} por cortocircuito en lado Red-1

Esto implicaría un desequilibrio de potencia de entrada y salida por lo que al estar VSC-2 en Estrategia 1 (controlando U_{dc} -Vac) lo que hace es; respecto a U_{dc} es disminuir la corriente que emite (disminuyendo la corriente de continua que absorbe de condensador hacia VSC-2) pues la intensidad que llega al VSC-1 en el intervalo que dura la falta aumenta pero no todo lo que le viene de la falta



alimentado por la red-1, sino hasta el valor límite de absorción máxima de corriente que puede tener el VSC-1, esto es, a 1 p.u (en situación de desequilibrio VSC-1 emite más corriente en continua hacia condensador).

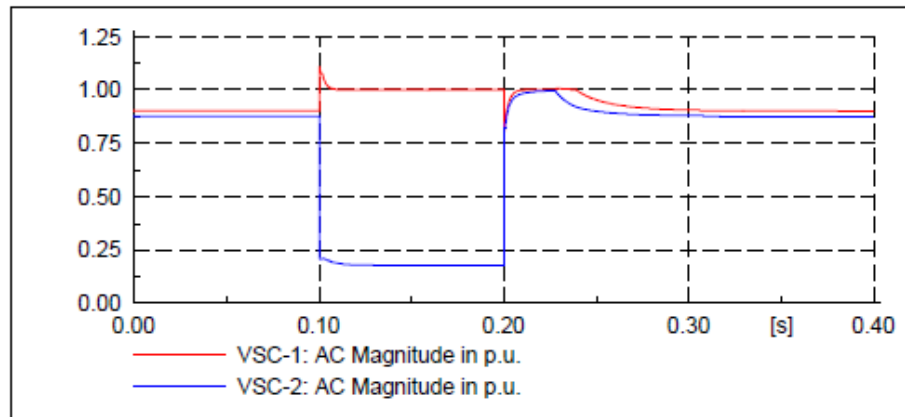


Figura 4.25 Evolución de las corrientes absorbida por VSC-1 y emitida por VSC-2

En este transitorio de U_{dc} y al estar el VSC-2 en estrategia-1, lo que hace VSC-2 es “adelantarse” y antes de que suba la tensión en el bus 2 debido a que:

$$\hat{u} = \frac{1}{2} u_{dc} M \sin(\omega_e t + \delta) + \text{harmonics}$$

VSC-2 absorberá reactiva de forma tal que la tensión en el nudo 2 baje premeditadamente y para ello lo que hace es al estar en Estrategia-1 y controlar V_{ac} de forma que cuando baje de un valor vuelva a absorber menos reactiva y por tanto se restablezca la tensión en el nudo 2 a su valor de consigna (amortigua la absorción) de modo que el nudo-2 va aumentando su tensión a la par que la tensión del VSC-2 va disminuyendo y por ende la U_{dc} (¡que tenía a subir!), de modo que hay tendencia tanto de U_{dc} como de la tensión del nudo-2 a estar en equilibrio, siendo esta la verdadera filosofía de la Estrategia-1 donde VSC-“ controla U_{dc} y V_{ac} . El VSC-2 actúa “adelantándose” a las consecuencias que la subida de U_{dc} tendrá sobre la tensión del nudo 2. Análogamente sucederá lo contrario en caso de que la U_{dc} baje.

Respecto a VSC-1 dado que se produjo el cortocircuito en ese lado lo que ha sucedido es que ha caído la tensión por excesivo aumento de la corriente por lo que VSC1 debe emitir reactiva.

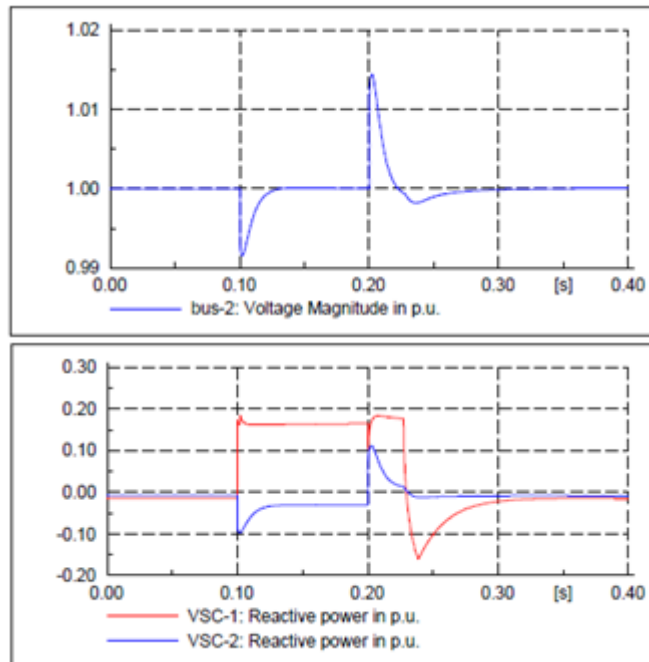


Figura 4.26 Evolución de la tensión Bus-2 y reactivas del VSC-1 y VSC-2

3) De este modo el flujo de potencia se mantiene constante, ya que según el convenio de signos a), VSC-1 absorbe potencia antes del corto y debido a la subida de intensidad brusca caída de tensión en nudo 1 hace que VSC-1 absorba menos potencia. Por el otro lado, VSC-2, que emitía potencia, cuando ocurre el cortocircuito disminuye su corriente para mantener la tensión del condensador constante y, por tanto, el equilibrio de potencia, de modo que VSC-2 emite menos potencia. Es decir, menos potencia activa absorbe VSC-1 y menos potencia activa emite VSC-2., por tanto hay equilibrio.

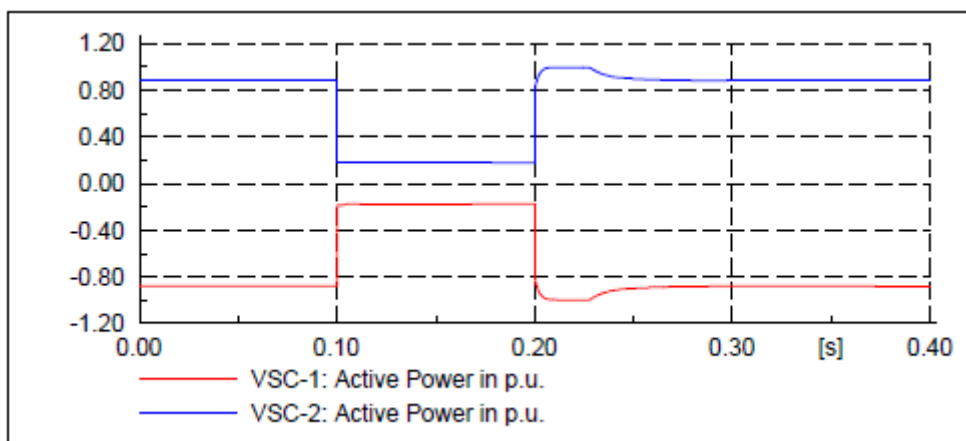


Figura 4.26b Equilibrio de Potencia activa antes, durante y después del corto trifásico lado Red-1



Nota: Obsérvese de la figura 4.26b que a pesar del corto, el enlace ha sido capaz de seguir enviando potencia al otro extremo mientras no ha sido despejado el mismo. Sin el enlace VSC-HVDC las dos redes hubiesen alimentado al cortocircuito mientras éste no hubiese sido despejado.

4.6 Corto Trifásico en lado Red-2

A los 100 ms o 0.10 seg se simula que se produce un cortocircuito trifásico en el lado de la red-2 el cual presenta una impedancia de falta de $0+5j$. Los valores iniciales de estacionarios son tales que la tensión de referencia en el lado alterna es 1p.u y el flujo de potencia va de VSC-1 a VSC-2.

1) Cuando se produce el cortocircuito en el lado red-2 la tensión en el nudo-2 cae drásticamente (cuando la falta se despeja a los 0.20seg) volverá a su valor original de 1p.u. Figura 4.27.

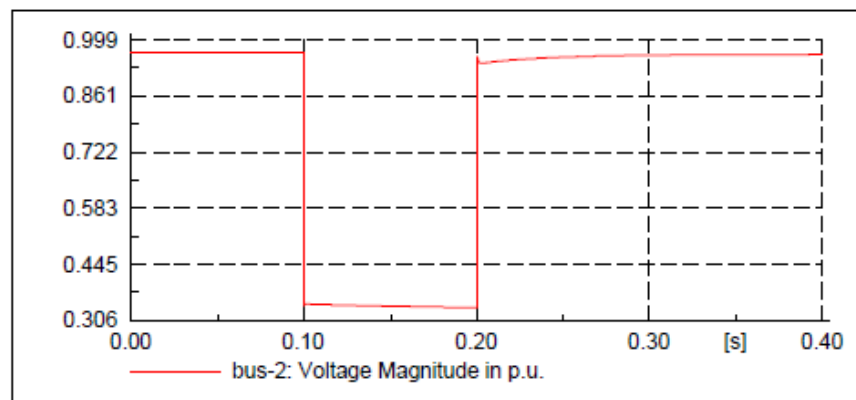


Fig. 4.27 Evolución de la tensión en nudo-2. Se aprecia la caída de tensión provocada por el cortocircuito

2) Cuando se produce en el lado red-2 el cortocircuito trifásico, la red-2 se hace demandante de corriente a partir de sus generadores para alimentar inevitablemente al cortocircuito y por ello a las cargas de la red-2 “sin haberlo solicitado” mientras el corto dure. La red se hace muy inductiva y hace caer la tensión del nudo-2. El VSC-2 aumenta la corriente emitida pero, al igual que absorbía hasta el límite VSC-1, VSC- 2 emitirá hasta el límite mientras que ahora VSC-1 sigue absorbiendo la misma corriente. Figura 4.28.

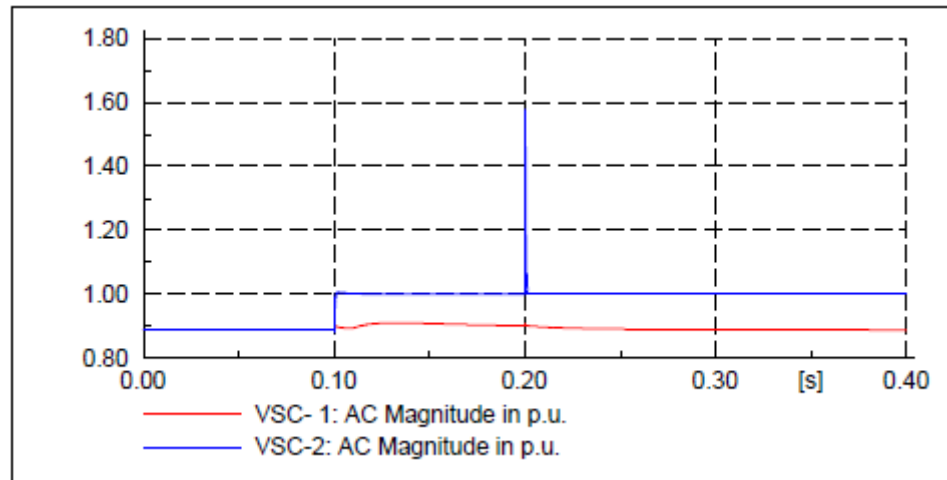
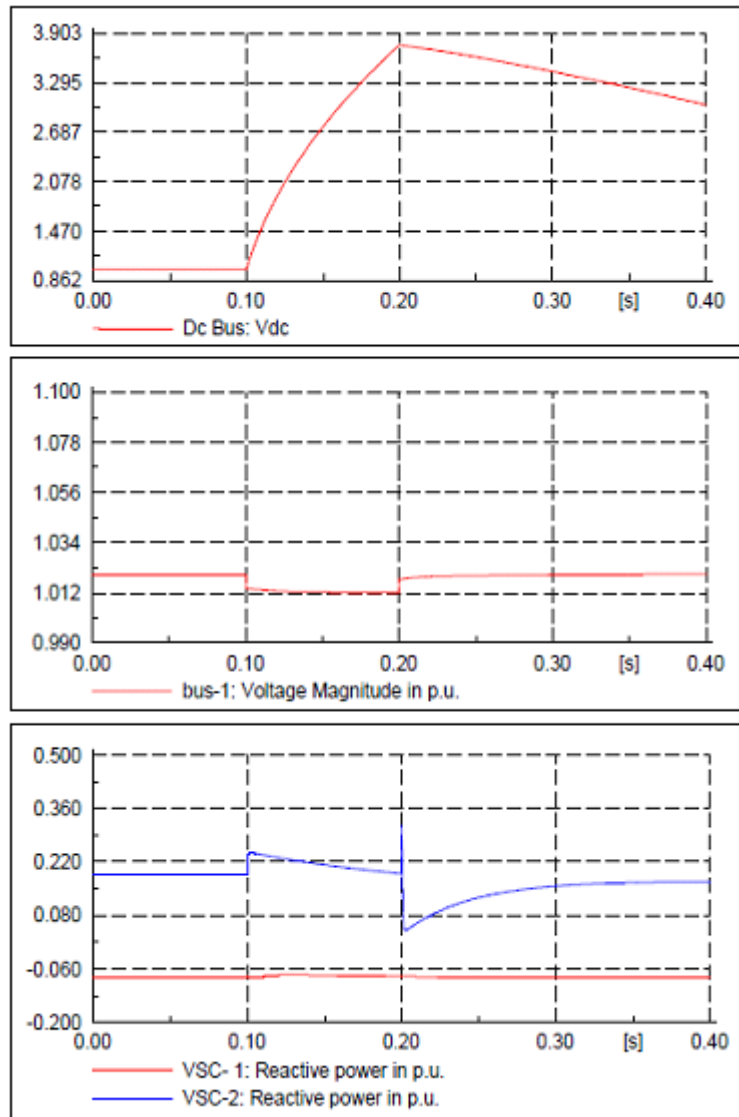


Figura 4.28 Subida de corriente en VSC-2 y mantenimiento de corriente en VSC-1

3) Debido a este hecho último, es claro que cuando estábamos en el cortocircuito lado red-1, el aumento de corriente continua en lado red-1 era compensado con la disminución de corriente en lado red-2 y así la tensión en continua se mantenía constante. Pero ahora eso no ocurre ya que el aumento de corriente en el lado red-2 no es compensado con ninguna disminución de corriente en el lado red-1, por lo que la tensión en continua se eleva hasta valores (mientras dura la falta) inaceptables. La tensión en el lado red-1 que ahora no ha sufrido ninguna contingencia apenas ha variado durante la falta ya que su papel ahora sigue las reglas de juego de una estrategia-1 y su reactiva se mantiene incluso con la falta en lado red-2. Debido a la bajada de tensión en el nudo -2 y dado que estamos en estrategia-1, VSC-2 envía reactiva hacia red-2 para que el bus 2 se “bañe” de reactiva y pueda subir la tensión tal y como habíamos expuesto anteriormente.

El VSC-2 se encuentra con el dilema de controlar o bien la tensión o bien U_{dc} . Se necesitará otra estrategia donde no pueda darse tal contradicción.



Figuras 4.29 Control de tensión y Udc del VSC-2 y potencia reactiva del VSC-1

4) El flujo de potencia activa ahora no se puede mantener constante ya que debido a que VSC-2 ha llegado al límite de la corriente que entrega y haber caído tanto la tensión en el nudo 1 (mucho más que cuando el corto estaba en lado red-1) el balance de potencia sabe que VSC-2 entrega menos potencia que antes, sin embargo VSC-1 absorbe la misma potencia activa que antes ya que está en estrategia-1 y en su lado no se han apreciado cambios de potencia activa o reactiva. Por tanto se produce un desequilibrio en el intercambio de potencia.

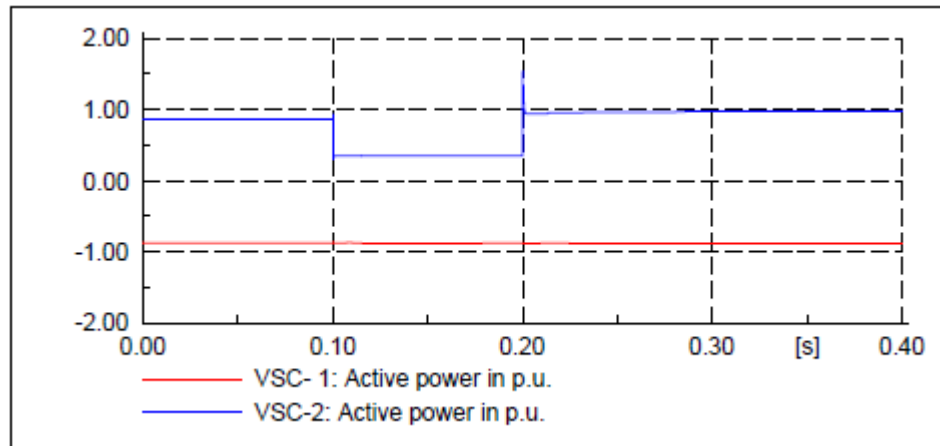


Figura 4.30 Equilibrio de Potencia activa antes, desequilibrio durante y equilibrio después del corto trifásico lado Red-2

Con el fin de controlar la tensión continua dentro de valores aceptables, en nuestro caso entre 0.9 y 1.1 p.u, se deben añadir controles de tensión y potencia a los VSC-1 y VSC-2, los cuales se activarán solo cuando la tensión continua abandone el nivel especificado. El esquema que seguiremos obedecerá a que si la tensión de continua está comprendida entre los valores 0.9 y 1.1 p.u seguiremos con estrategia-1 pero en el momento en que U_{dc} sea bien inferior a 0.9 o superior a 1.1, entonces el control de U_{dc} conmutará con estrategia-1. Figura 4.31 y Figura 4.32.

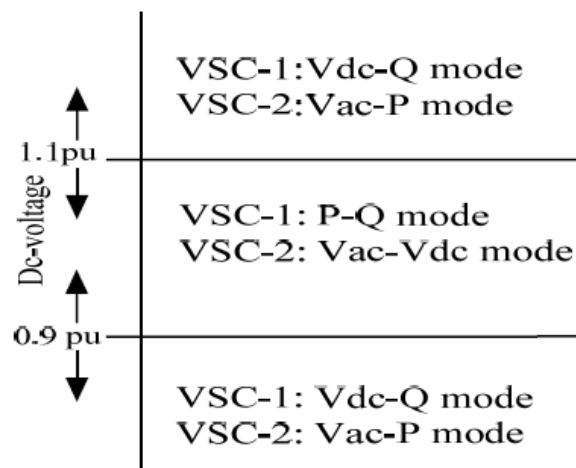


Figura 4.31 Resumen de control de tensión continua U_{dc}

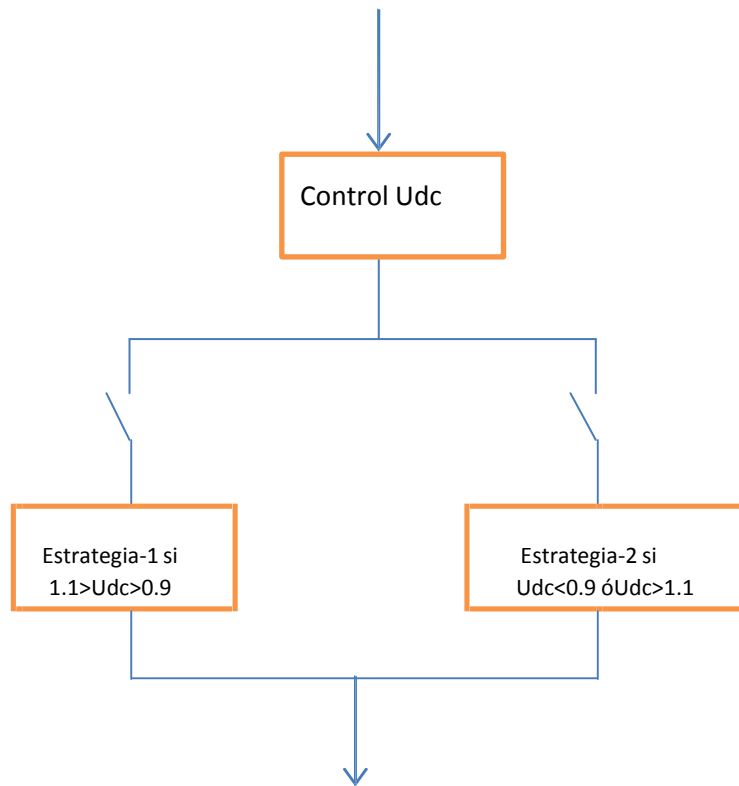


Figura 4.32 Esquema de cambio de estrategia para control de tensión Udc

5) Cuando se produce el cortocircuito en el lado red-2 la tensión en el nudo-2 cae drásticamente (cuando la falta se despeja a los 0.20 seg) volverá a su valor original de 1 p.u. Figura 4.31.

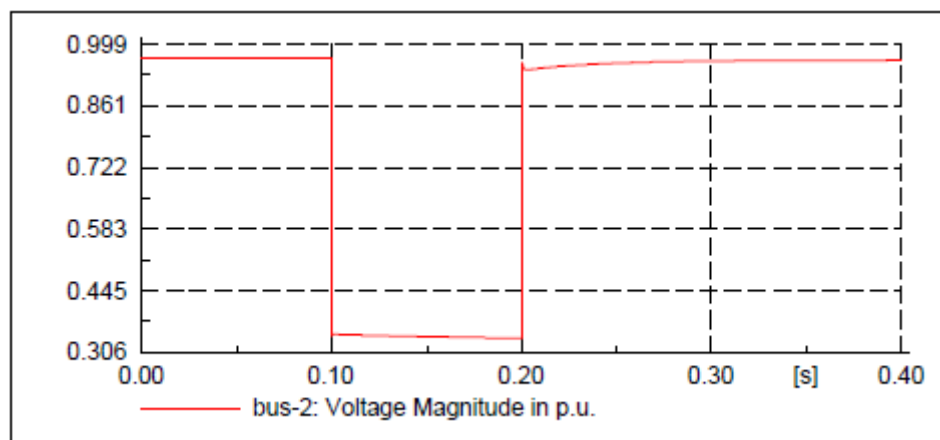


Figura 4.33 Evolución de la tensión en nudo-2. Se aprecia la caída de tensión provocada por el cortocircuito



6) Cuando se produce en el lado red-2 el cortocircuito trifásico, la red-2 se hace demandante de corriente a partir de sus generadores para alimentar inevitablemente al cortocircuito y por ello a las cargas de la red-2 “sin haberlo solicitado” mientras el corto dure. VSC-2 aumenta la corriente hasta su valor límite máximo de corriente emitida a 1p.u. Como U_{dc} aumenta la tensión en un valor mayor a 1.1p.u se hace conmutación de estrategia de 1 a 2,

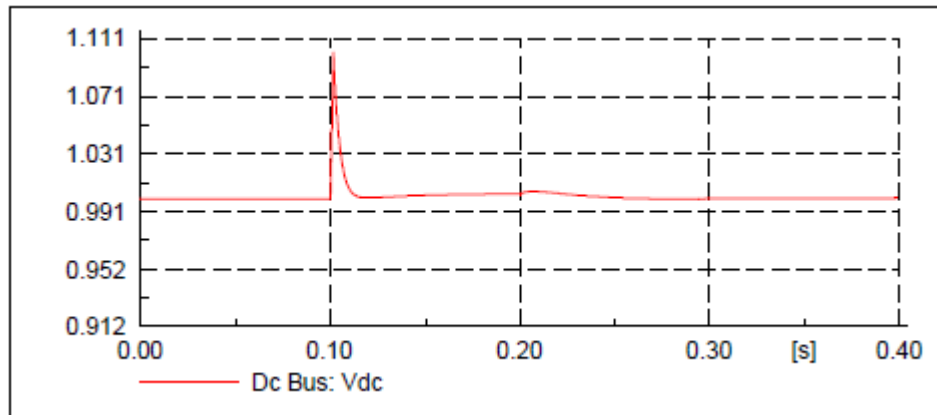


Figura 4.34. Evolución de la tensión Udc. Falta en lado 2

En este transitorio de U_{dc} y al estar el VSC-1 en estrategia-2, lo que hace VSC-1 es “adelantarse” y antes de que suba la tensión en el bus 1 debido a que:

$$\hat{u} = \frac{1}{2} u_{dc} M \sin(\omega_e t + \delta) + \text{harmonics}$$

VSC-1 absorberá reactiva de forma tal que la tensión en el nudo 1 baje premeditadamente y para ello lo que hace es al estar en Estrategia-2 y controlar Q, cuando baje de un valor Q vuelva a absorber menos reactiva y por tanto se restablezca la tensión en el nudo 1 a su valor de consigna (amortigua la absorción) de modo que el nudo-1 va aumentando su tensión a la par que la tensión del VSC-1 va disminuyendo y por ende la U_{dc} (¡que tendía a subir!), de modo que hay tendencia tanto de U_{dc} como de la tensión del nudo-1 a estar en equilibrio, siendo esta la verdadera filosofía de la Estrategia-2 donde VSC-1 controla U_{dc} y Q. El VSC-1 actúa “adelantándose” a las consecuencias que la subida de Udc tendrá sobre la tensión del nudo 1.

Respecto a VSC-2 dado que se produjo el cortocircuito en ese lado lo que ha sucedido es que ha caído la tensión por excesivo aumento de la corriente por lo que VSC-2 debe emitir reactiva.

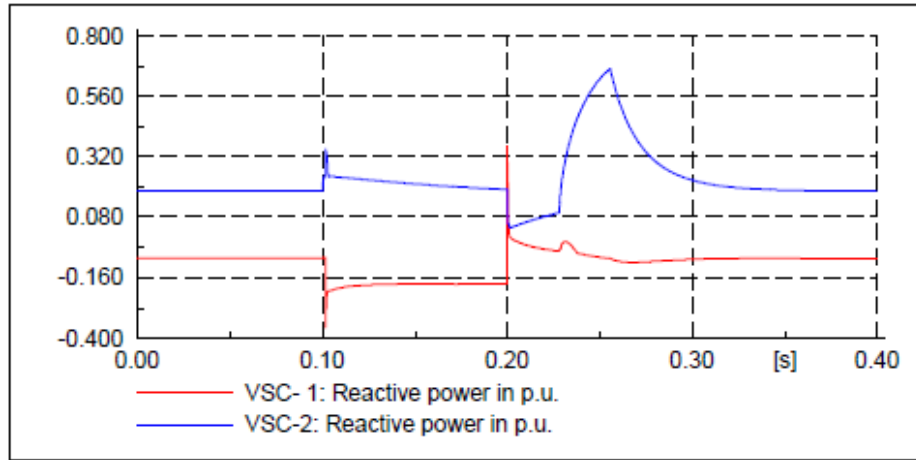


Figura 4.35 Evolución de las reactivas de VSC-1 y VSC-2

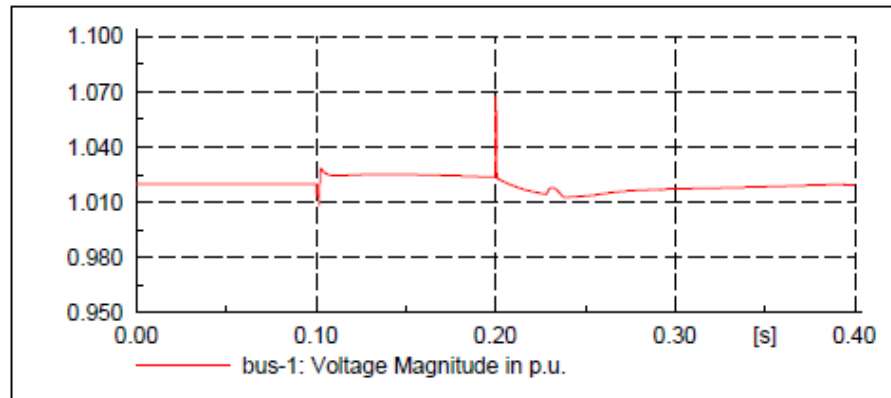


Figura 4.36 Evolución de la tensión en nudo-1. Falta lado 2

Habida cuenta que debido a que se produce un desequilibrio entre la corriente que sale de VSC-2 y la que entra a VSC-1, ahora sucede que al estar en estrategia-2 el VSC-1 al ver ese aumento de tensión lo que hace es disminuir la corriente de entrada para que U_{dc} no se desvíe de los valores programados.

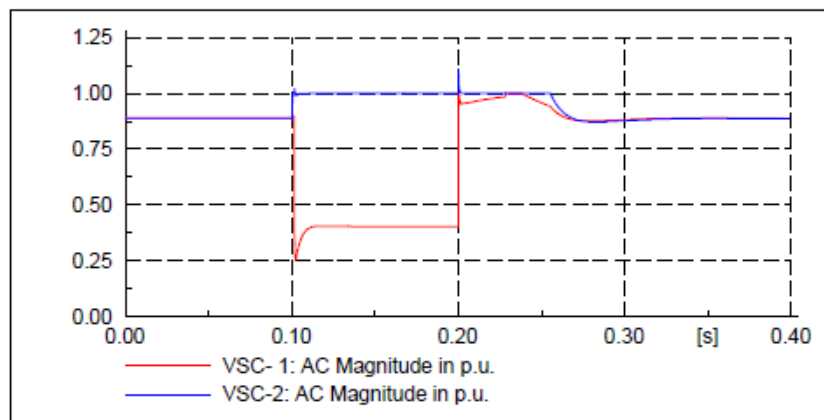




Figura 4.37 Aumento de corriente de VSC-2 o disminución de corriente en VSC1

7) De este modo VSC-1 que absorbía potencia activa cuando se produce el corto, al absorber menos corriente absorbe menos potencia activa y a pesar de la falta, como la tensión en el nudo 2 ha caído tan bruscamente, incluso con la subida de corriente que emite el VSC-2 la potencia emitida por el VSC-2 también disminuye. Es decir, menos potencia activa absorbe VSC-1 y menos potencia activa emite VSC-2., por tanto hay equilibrio. Figura 4.38.

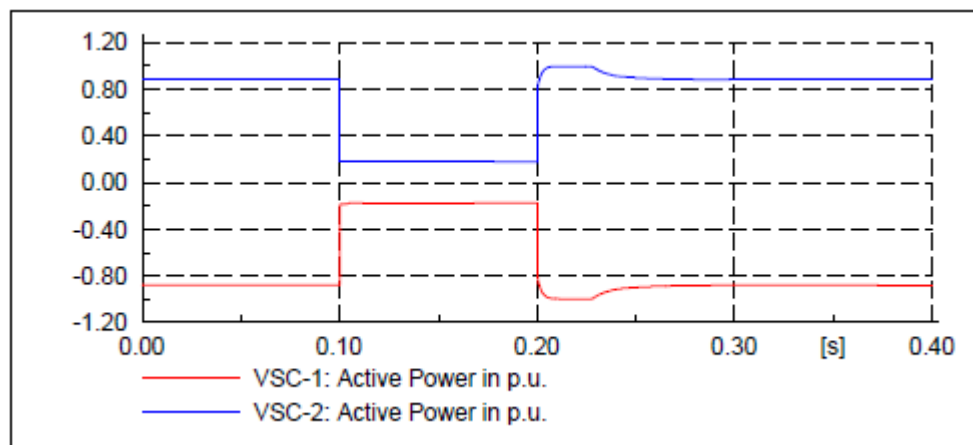


Figura 4.38 Equilibrio de Potencia activa antes, durante y después del corto trifásico lado Red-2

4.7 Faltas desequilibradas: SLGF en Red lado-1

Por SLGF entenderemos las siglas Single Line Ground Fault, esto es, una falta monofásica a tierra. Es aquí donde estudiaremos el comportamiento de este tipo de faltas en el enlace en continua mediante la herramienta DigSilent. Las condiciones iniciales en régimen estacionario y equilibrado son; que ni VSC-1 ni VSC-2 intercambian reactiva (están a 0p.u), el flujo de potencia es +0.5p.u del VSC-1 al VSC-2. A los 0.10 segundos se produce una falta monofásica a tierra en el lado de la red-1.

Dado que es una falta desequilibrada, aparecen componentes simétricas de corriente de entrada en el VSC-1 (secuencia directa, inversa y homopolar).

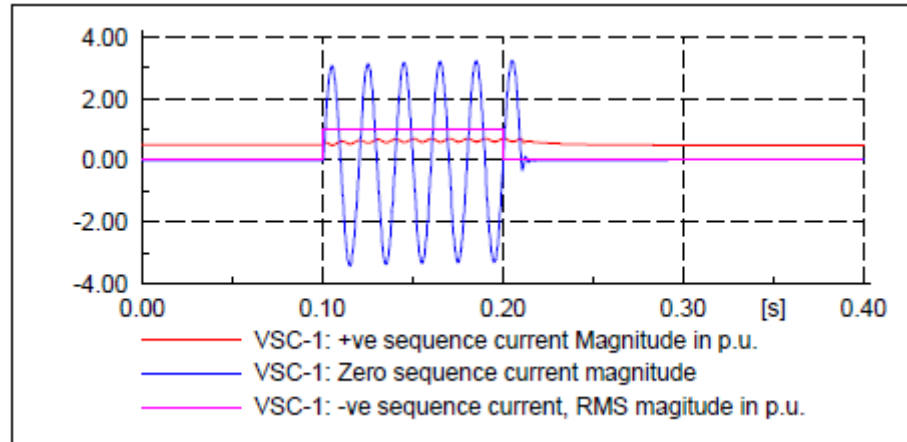
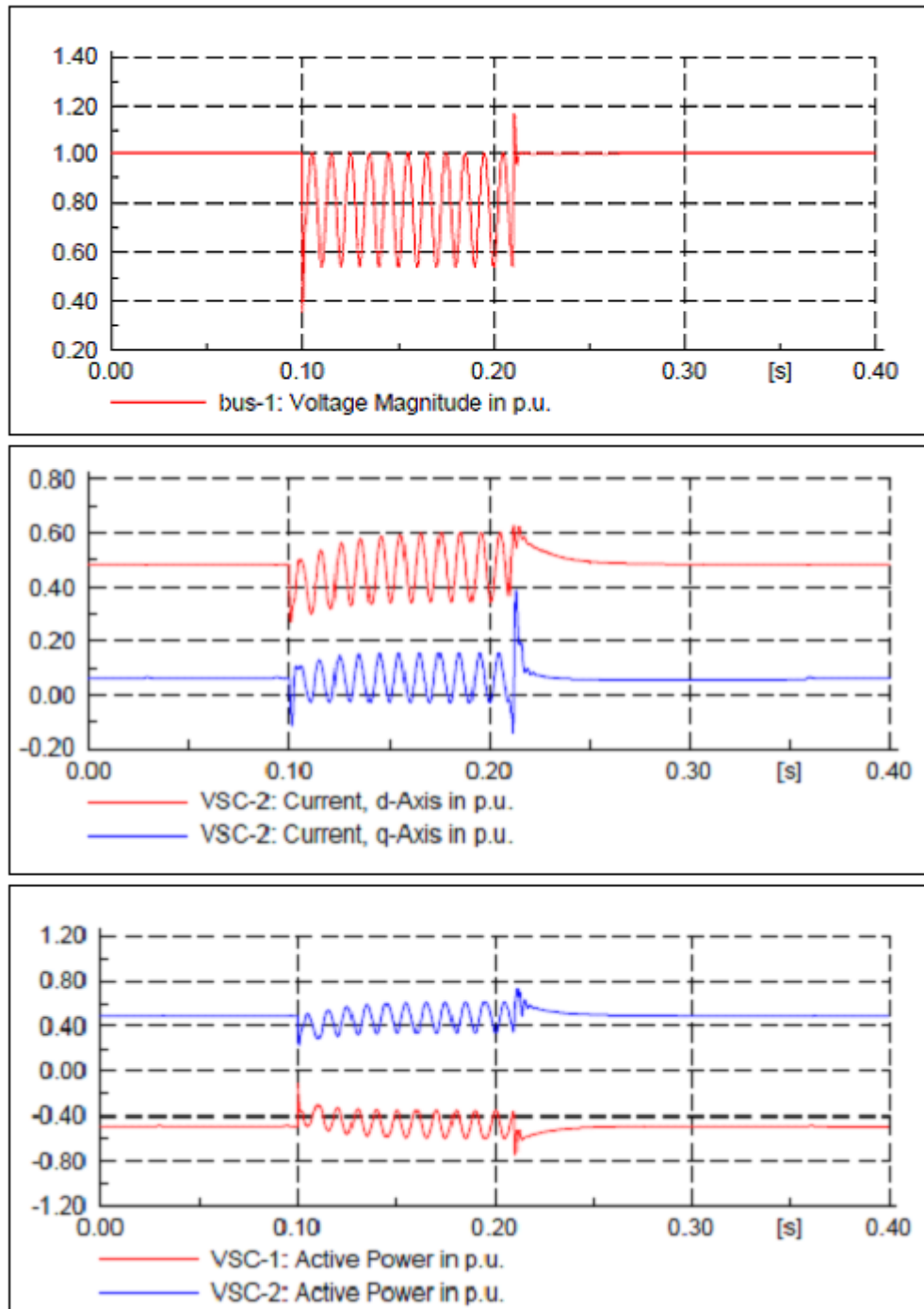
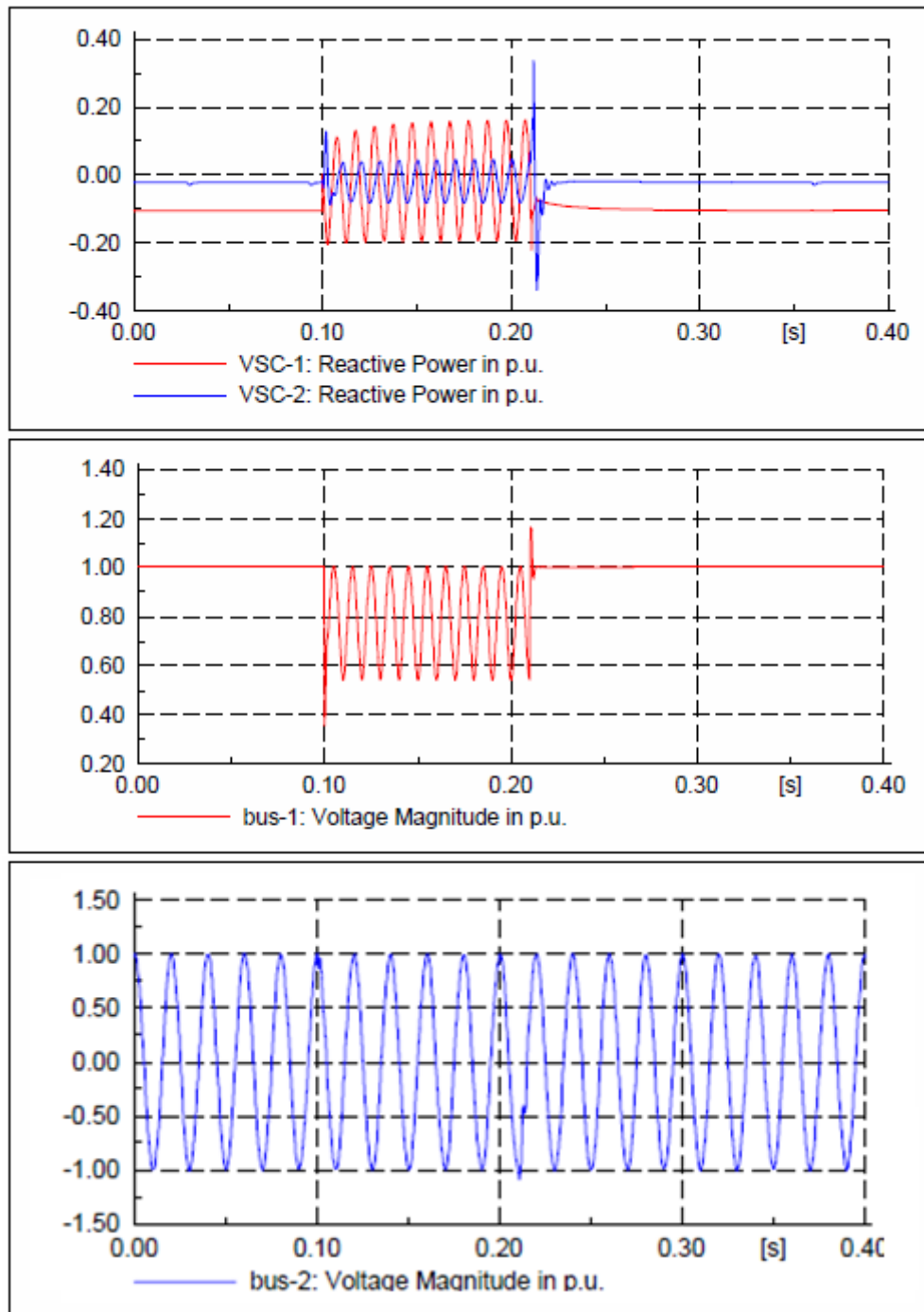


Figura 4.39 Aparición de componentes simétricas debido a la falta monofásica a tierra

La tensión en el nudo 1 oscila mientras dura la falta. Las componentes i_d e i_q acorde al criterio de signos a) y debido al paso anterior entran en oscilación y desequilibrio mientras dura la falta para el VSC-1 y VSC-2, por tanto sus potencias representativas (activa para i_d y reactiva para i_q) también lo hacen. Debido a estas oscilaciones la tensión en continua también oscila mientras existe la falta. La tensión en el nudo 2 se mantiene constante. Como se observa, mientras i_d e i_q suben o bajan así les siguen sus setpoints de activa y reactiva en estrategia-1.





Figuras 4.40 Aparición de componentes simétricas debido a la falta monofásica a tierra



4.8 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el comportamiento transitorio del VSC- HVDC/MVDC durante cambios de solicitudes de potencia activa y reactiva y durante faltas equilibradas y desequilibradas. De los resultados de las simulaciones se concluye que el VSC-HVDC/MVDC puede perfectamente transferir rápida y de forma bidireccional potencia y ajustar la tensión en alterna.

Se ha simulado y comprobado la buena actuación de dicho enlace mientras interconecta dos áreas con las características descritas en el apartado 4.1. A todo el conjunto se le sometió mediante diferentes estrategias de control a variaciones en la red de potencia activa, reactiva y tensión a ambos lados del enlace así como faltas de cortocircuitos y se ha verificado que el resultado es satisfactorio a la hora de aplicarlo a un sistema eléctrico real, como se demostrará en el capítulo 7.

Gracias al ensayo así realizado en este cuarto capítulo, se pueden establecer las bases que servirán para entender los resultados que el programa Digsilent 14 dará sobre el comportamiento de una red eléctrica real que se verá en el Capítulo 7 previa ubicación del enlace VSC-HVDC/MVDC mediante un Algoritmo Evolutivo Genético.



CAPÍTULO 5

ALGUNOS ALGORITMOS DE OPTIMIZACIÓN METAHEURÍSTICOS EMPLEADOS EN LA GESTIÓN DE POTENCIA.

La gestión de potencia en las redes eléctricas es una de las estrategias de planificación para que una red sea siempre lo más fiable ante un aumento de demanda y cualquier contingencia que se produzca.

Dichas estrategias pueden ser las siguientes: Etapa de planificación para seleccionar la ubicación de los mejores enlaces o fuentes de generación de potencia activa y/o reactiva (etapa de planificación), y acorde a los resultados, decidir la asignación para comprobar en campo la correcta explotación (etapa de operación).

Tanto en la planificación de potencia como en la asignación, es necesario emplear métodos de optimización con distintos objetivos y restricciones.

Los objetivos comprenden, principalmente, funciones de coste, como pueden ser las asociadas a los costes fijos y variables derivados del funcionamiento de las unidades, o bien como los costes asociados a las pérdidas en el sistema o el coste del combustible. Pero también existen otros objetivos como los que tienen en cuenta las desviaciones de las consignas de tensión en los nudos del sistema, los márgenes de estabilidad de tensión, o incluso se puede emplear una función multiobjetivo como combinación de varios objetivos.

Se establecerá por tanto en este quinto capítulo un compendio general sobre el estado del arte o estado de la técnica para poder conocer los Métodos de resolución más relevantes para realizar una planificación de un red eléctrica de distribución y por las cada vez más importantes apariciones que en la literatura científica existen, se hace una presentación general de las diferentes técnicas metaheurísticas que se utilizan para la resolución de problemas de optimización. Tras una



visión general de lo expuesto, se justificará al final del Capítulo 5 el por qué, de entre todas las metaheurísticas descritas en el mismo, se ha elegido la de un algoritmo evolutivo genético.



5.1 Algoritmos de gestión de una red de distribución.

5.1.1 Introducción

El estudio para afrontar los problemas de optimización de los sistemas eléctricos consta de una función objetivo y una serie de restricciones que dicha función debe cumplir y que refleja la realidad del problema (Restricciones). Dichas restricciones asociadas al problema de planificación son las relacionadas con las ecuaciones del flujo de cargas. Las condiciones de funcionamiento actuales de los sistemas de potencia implican la necesidad de replantear el problema de planificación para mejorar los flujos de potencia activa y reactiva, perfiles de tensión, previsión de variación de cargabilidad y defensa ante contingencias. Debido a la grandísima dificultad que se plantea a la hora de solucionar matemáticamente el problema se elabora en este capítulo un breve Estado del Arte o Estado de la Técnica general de los principales sistemas de búsqueda inteligente y de programación avanzada los cuales en la mayoría imitan procesos o bien físicos o bien biológicos para obtener la solución, sino la mejor porque no se puede, al menos la más óptima o adecuada.

Es por ello que en este Capítulo 5 sea necesario presentar las principales metaheurísticas utilizadas para resolver este tipo de problemas, que aunque de un modo general aquí descritas y mediante ejemplos, podrá hacer entender que para los tipos de problemas descritos (Capítulo 1), la utilización de un AEG resulta satisfactoria y fácil de manejar tal y como se demostrará al final de este Tema.

5.1.2 Métodos de programación avanzada o búsqueda inteligente

5.1.2.1 Métodos Heurísticos

Dada la disposición de las redes eléctricas que disponen de cientos de nudos se plantean numerosos problemas de análisis combinatorio difíciles de resolver de forma exacta para mejor localización de un elemento que añadido a la red mejore la misma, pero que a fin de cuentas necesariamente requieren de alguna solución. Ante dichos problemas aparecieron dentro de la rama de la matemática, Investigación Operativa, una serie de técnicas que permiten obtener una solución factible del problema, es decir, soluciones que satisfacen las restricciones del problema, las cuales, aunque no optimicen la función objetivo, o sean una solución global, da como solución una aceptable solución local o conjunto de soluciones locales en tiempo razonablemente cortos y con un coste de computación razonablemente bajo.

Una posible forma intuitiva de aproximarse a estos métodos es entenderlos como “procedimientos simples” que están basados en experiencias cotidianas



o sentido común que darán una buena solución (o aceptable) de una modo relativamente rápido [36].

En [37] puede apreciarse uno de las formas más claras sobre la aplicación de una técnica heurística denominada “Intercambio de Rama”. En el mismo se explica que la reconfiguración de la red de distribución es también parte de la operación de los sistemas eléctricos de potencia. En este trabajo, concretamente en el capítulo 3, apartado 3.17, se aplica una técnica heurística basada en la Lógica Difusa y el concepto de centro de gravedad como ejemplo de cómo puede dar una respuesta de un regulador PI.

El problema de reconfiguración de la red de distribución, conocido en la literatura como DNRC (Distribution Network Reconfiguration), es encontrar una estructura de operación radial que minimice las pérdidas de potencia del sistema satisfaciendo las restricciones de operación. En dicho trabajo se presenta un algoritmo heurístico basado en el incremento de rama simple. La ventaja de este método radica en que es fácil de programar y poner en práctica por su simplicidad para producir siempre variantes radiales. Procediéndose de esta manera se evitan las demoras de los chequeos de radialidad que realizan otras implementaciones del algoritmo. La desventaja fundamental consiste en que la solución obtenida es un óptimo local que no necesariamente tiene que ser el óptimo global.

Frente a técnicas de optimización convencionales que buscan una solución exacta (Pogramación Lineal o No Lineal) es que mediante las Técnicas Heurísticas se obtiene de una forma flexible y cómoda soluciones aceptables y trabajan en sistemas lineales y no lineales dando lugar a un espectro de soluciones que en algunos casos puede hasta resultar más conveniente.

Por contrapartida, hay que decir que saber cuánto de cerca de la solución óptima se está usando estas técnicas heurísticas, es muy difícil.

Así hay que dejar claro que si existe una forma exacta de obtener una solución, ésta será prioritaria frente a cualquier heurística.

5.1.2.2 Enfriamiento simulado o Recocido Simulado–Alienning Simulated.

Como ya se dijo, las técnicas heurísticas intentan imitar procesos físicos o biológicos. En este caso, la técnica se basa en el concepto de enfriamiento empleado en metalurgia para obtener un estado sólido ordenado de los metales con mínima energía, evitando las posibles configuraciones metaestables características de mínimos locales. Consiste pues en reblandecer el metal sometiéndolo a una elevada temperatura y, a continuación, enfriarlo lentamente hasta que las partículas se van colocando por sí mismas en el “estado



fundamental” del sólido. Para que el material alcance el equilibrio térmico es necesario que el enfriamiento se produzca lentamente, de lo contrario, el sólido puede alcanzar un equilibrio meta- estable en lugar del fundamental en el cual las partículas forman retículas perfectas y el sistema está en su nivel energético más bajo.

Esta técnica es adoptada por la Programación Matemática. Así, de lo que se trata es de minimizar la función objetivo del problema, similar a la energía del material, mediante el empleo de una temperatura ficticia que es un parámetro controlable del algoritmo.

En la práctica se utilizan los algoritmos de Metrópolis, [38], basados en las técnicas de Monte Carlo, para simular el enfriamiento del material. La forma aleatoria de buscar soluciones está fundamentada en no quedarse con una solución local. Se puede describir el proceso de recocido simulado como sigue:

Dado un estado inicial del problema, si la evolución de dicho estado posee una energía menor (menor valor de la función de evaluación) que el estado que actualmente se tiene, entonces se acepta el estado generado como estado actual. Por el contrario, si el estado generado provoca un incremento (δE) de la función objetivo, el estado generado se aceptará con una determinada probabilidad dada por $e^{-\delta E/T}$, donde T es la temperatura. Esta probabilidad de aceptación dependiente de la temperatura permite que cada estado tenga posibilidad de ser alcanzado pero con diferente probabilidad debido a diferentes temperaturas.

Para comprender mejor esta comparativa se expone el siguiente ejemplo;

Sea un experimento aleatorio que consiste en lanzar un poliedro que tiene en cada cara dibujado δ_i hasta δ_n donde cada δ_i representa una distancia $f(c_j)-f(c_i)$.

Si se lanza el poliedro, se obtiene un valor δ_k comprendido entre δ_i y δ_n .

La probabilidad de que se obtenga un resultado \mathcal{R} menor o igual a δ_k (es decir, que aparezcan valores menores o iguales \mathcal{R} a ese δ_k) es un valor ξ que se puede dar de una cadena de números aleatorios. Al ser números aleatorios y el experimento aleatorio elegido el lanzamiento del poliedro regular, entonces se asegura estar en una función de distribución uniforme. Es decir;

$$p(\mathcal{R} \leq \delta_k) = \xi \in (0,1)$$

Por otra parte, en el proceso real si se obtiene una distancia δE y se observa que la probabilidad de obtener un resultado menor o igual a ese δE (es decir, que



aparezcan valores menores o iguales a esa distancia δE) FUESE MAYOR que la probabilidad de obtener valores menores o iguales a δE en el experimento aleatorio descrito, entonces se dirá que se acepta δE .

Esto es, que hay más probabilidades de que aparezcan valores menores o iguales a δE que a δ_k . Matemáticamente se expresaría entonces;

$$e^{-\delta E/T} > p(\mathcal{N} \leq \delta_k) = \xi \in (0,1) \Rightarrow \delta E \text{ es aceptada}$$

Por tanto lo que se está comparando son dos funciones de distribución donde si hay más posibilidades de que aparezcan valores menores o iguales a δE que de que aparezcan valores menores o iguales a δ_k fruto de un experimento aleatorio (experimento ficticio que se puede hacer computacionalmente) entonces ese criterio servirá para aceptar que δE es una buena vía de solución.

Hay que observar que esta comparación se hace a Temperatura constante donde dicha temperatura es el parámetro de control.

Se puede considerar, por tanto, el enfriamiento simulado como un proceso iterativo de algoritmos de Metrópolis que se van ejecutando con valores decrecientes del parámetro de control (temperatura). Cuanto mayor es la temperatura, aumentan las posibilidades de aceptar una solución degradada.

A medida que se vayan haciendo iteraciones a Temperaturas más bajas se van disminuyendo las posibilidades de que sea aceptada una desviación determinada y por tanto es posible que se esté en una solución local (más probable) o global.

El peor lado de este algoritmo reside en que dependiendo de la habilidad del programador para ajustar el parámetro T se tardará más o menos en que la solución sea convergente.

Existen trabajos donde la aplicación de estos algoritmos se utiliza para localizar por ejemplo fuentes de generación de energía reactiva. En [39] se emplea esta técnica para obtener el tipo, la localización y tamaño óptimo de fuentes de generación de reactiva.

Consideremos el ejemplo para solucionarlo mediante el método de recocido simulado a partir de una función que depende de un vector $\vec{x} = \mathbf{x} \in R^5$ y que está sujeta a las restricciones según se define en el siguiente ejemplo:

$$\text{Minimizar} \quad c(\mathbf{x}) = 2x_1 + 2.4x_2 + 3x_3 + 4x_4 + 4.4x_5$$



Sujeto a $x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 = 3$

$$x_4 + x_5 \leq 1$$

Donde x_i pertenece a $\{0, 1\}$, $i = 1, \dots, 5$.

Adaptación del problema:

- Conjunto S de configuraciones: serán los vectores $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_5)$ tal que $x_i \in \{0, 1\}$, $i = 1, \dots, 5$.
- Función de coste: $c(\mathbf{x}) = 2x_1 + 2.4x_2 + 3x_3 + 4x_4 + 4.4x_5 + 182y_1 + 8y_2$ siendo $y_1 = 1$, si la solución \mathbf{x} no verifica la primera restricción y 0 en caso contrario. De forma análoga se define y_2 pero teniendo en cuenta si se verifica la segunda restricción o no.
- Vecindad de cada configuración: Definiremos un vecino cambiando la posible localización de un parque de una finca a otra, es decir, intercambiando 0 por 1 en el vector solución.
- Configuración inicial: empezaremos con una solución inicial que sea razonable, por ejemplo, $\mathbf{x} = (1, 0, 0, 1, 1)$.

Parámetros del algoritmo:

- Sabemos que el peor empeoramiento que se puede producir es que no se verifique ninguna restricción; es decir, que se construyan más de 3 parques y que se contruyan parques en las fincas 4 y 5 simultáneamente. En este caso dicho empeoramiento sería $\delta = 18 + 8 = 26$. A partir de éste, calculamos el valor inicial de la variable de control T (temperatura inicial) de forma que sea lo suficientemente grande para inicialmente movernos por todo el conjunto de la región factible. De esta forma queremos que:

$$\exp\left(-\frac{\delta}{T}\right) = 0.99 \Leftrightarrow T = -\frac{\delta}{\log(0.99)} = 2586.98$$

- Como factor de disminución de la temperatura tomamos $\alpha = 0.3$, e iremos actualizando la temperatura de la siguiente forma:

$$T_{new} = \alpha \cdot T_{old} \quad (0 < \alpha < 1).$$

- Actualizaremos la temperatura cada $N(T) = 1$ iteración.



- Criterio de parada: no mejora de la función objetivo en 2 iteraciones consecutivas.

Iteración 1:

Comenzamos con la solución inicial $\mathbf{x} = (1, 0, 0, 1, 1)$, $c(\mathbf{x}) = 18.4$. Calculamos un vecino $\mathbf{y} = (0, 1, 0, 1, 1)$, para el que obtenemos el valor $c(\mathbf{y}) = 18.8$. De esta forma como $\delta = c(\mathbf{y}) - c(\mathbf{x}) = 0.4 > 0$, quiere decir que no estamos mejorando la función objetivo; entonces generamos un número aleatorio u de una distribución uniforme $(0, 1)$ y obtenemos $u = 0.6$. Como $u = 0.6 < \exp(-\delta) = 0.99$ aceptamos el empeoramiento y hacemos la actualización $\mathbf{x} = \mathbf{y}$. Por último actualizamos la temperatura $T = \alpha \cdot T = 0.3 \cdot 2586.98 = 776.094$.

Iteración 2:

Partimos de $\mathbf{x} = (0, 1, 0, 1, 1)$ con $c(\mathbf{x}) = 18.8$ y calculamos un vecino $\mathbf{y} = (0, 1, 1, 1, 1)$ obteniendo $c(\mathbf{y}) = 19.4$. De esta forma $\delta = c(\mathbf{y}) - c(\mathbf{x}) = 0.6 > 0$, por lo tanto generamos una uniforme para ver si aceptamos el empeoramiento, obteniendo $u = 0.75$. Como $u = 0.75 < \exp(-\delta) = 0.99$, aceptamos el empeoramiento y actualizamos: $\mathbf{x} = \mathbf{y}$, $T = 0.3 \cdot 776.094 = 232.8282$.

Iteración 3:

Calculamos un vecino de $\mathbf{x} = (0, 0, 1, 1, 1)$ con $c(\mathbf{x}) = 19.4$, por ejemplo $\mathbf{y} = (0, 1, 1, 0, 1)$. Tenemos que $c(\mathbf{y}) = 9.8$ y $\delta = -9.6 < 0$, luego hemos encontrado un vecino mejor y hacemos $\mathbf{x} = \mathbf{y}$. Actualizamos la temperatura $T = 0.3 \cdot 232.8282 = 69.84$.

Iteración 4:

Calculamos un vecino de $\mathbf{x} = (0, 1, 1, 0, 1)$ con $c(\mathbf{x}) = 9.8$, $\mathbf{y} = (1, 0, 1, 0, 1)$. Tenemos que $c(\mathbf{y}) = 9.4$ y $\delta = -0.4 < 0$, como es un vecino mejor actualizamos $\mathbf{x} = \mathbf{y}$. Actualizamos la temperatura $T = 0.3 \cdot 69.84 = 20.9545$.

Iteración 5:

Calculamos un vecino de $\mathbf{x} = (1, 0, 1, 0, 1)$ con $c(\mathbf{x}) = 9.4$, $\mathbf{y} = (1, 0, 1, 1, 0)$. Tenemos que $c(\mathbf{y}) = 9$ y $\delta = -0.4 < 0$, entonces mejora la solución y actualizamos $\mathbf{x} = \mathbf{y}$. Actualizamos la temperatura $T = 0.3 \cdot 20.9545 = 6.2863$.

Iteración 6:

Calculamos un vecino de $\mathbf{x} = (1, 0, 1, 1, 0)$ con $c(\mathbf{x}) = 9$, $\mathbf{y} = (1, 1, 1, 0, 0)$.



Tenemos que $c(\mathbf{y}) = 7.4$ y $\delta = -1.6 < 0$, entonces como mejora la solución actualizamos $\mathbf{x} = \mathbf{y}$. Además $T = 0.3 \cdot 6.2863 = 1.859$.

Iteración 7:

Calculamos un vecino de $\mathbf{x} = (1, 1, 1, 0, 0)$ con $c(\mathbf{x}) = 7.4$, $\mathbf{y} = (1, 1, 0, 1, 0)$. Se verifica que $c(\mathbf{y}) = 8.4$ y $\delta = 1 > 0$, entonces como no mejora la solución generamos una uniforme y obtenemos $u = 0.3 < \exp(-\delta) = 0.59$. Por lo tanto actualizamos la solución y hacemos $T = 0.3 \cdot 1.859 = 0.56577$.

Iteración 8:

Calculamos un vecino de $\mathbf{x} = (1, 1, 0, 1, 0)$ con $c(\mathbf{x}) = 8.4$, $\mathbf{y} = (0, 1, 1, 1, 0)$, $c(\mathbf{y}) = 9.4$ y $\delta = 1 > 0$. Entonces como no mejora la solución generamos una uniforme y obtenemos $u = 0.15 < \exp(-\delta) = 0.17$. De este modo actualizamos la solución y hacemos $T = 0.3 \cdot 0.56577 = 0.1697$.

Como hemos completado dos iteraciones consecutivas sin mejorar la solución, el algoritmo terminaría ya que verifica el criterio de parada que habíamos impuesto. Por lo tanto, la solución final obtenida es $\mathbf{x} = (1, 1, 1, 0, 0)$ con un valor óptimo de $c(\mathbf{x}) = 7.4$. Cabe destacar que obtenemos convergencia al óptimo global del problema.

5.1.2.3 Búsqueda Tabú

La búsqueda Tabú fue desarrollada por F. Glover en 1986, según el cual “guía un procedimiento de búsqueda local para explorar el espacio de soluciones más allá del óptimo local”. Se fundamenta en el mecanismo empleado por la memoria humana. Esta es su principal diferencia con respecto a la técnica de enfriamiento simulado, y por tanto de los conocimientos adquiridos en el pasado. Por otro lado, es importante destacar que el modelo de memoria empleado posee múltiples grados de libertad, lo que impide realizar un análisis matemático riguroso de esta técnica.

El principio de funcionamiento de la búsqueda Tabú es simple: se emplea una única solución del problema que se va actualizando en sucesivas iteraciones. En cada iteración, el paso de la solución actual (i) a la siguiente ($i+1$) comprende dos estados:

a) En primer lugar se genera el conjunto de posibles soluciones (vecindario, $\text{Vecindario}(i)$) alcanzables a partir de la solución actual en un movimiento elemental.

b) Se evalúa cada una de las posibles soluciones que comprenden el



vecindario ($f(\text{Vecindario}(i))$) y se selecciona aquella solución que minimiza la función objetivo. Es importante destacar que la elección de dicha solución se realiza independientemente de si el valor alcanzado por la función objetivo mejora la de la solución del estado “-iésimo” o no, de modo que se puede escapar de óptimos locales y continuar estratégicamente con la búsqueda de soluciones.

Para evitar que el proceso vuelva sobre viejos óptimos locales, la búsqueda Tabú clasifica un determinado número de movimientos más recientes como “movimientos Tabú”, los cuales no se pueden volver a repetir en un determinado horizonte temporal. Esto permite al algoritmo escapar de óptimos locales de forma sistemática y no aleatoria. Esta memoria de los eventos del pasado permite a la búsqueda tabú alterar el entorno de búsqueda de la solución actual modificando de este modo el proceso de búsqueda.

Las estructuras de memoria pueden ser de varios tipos: puede almacenar la información de modo completo (memoria explícita) o sólo parcialmente, guardando información de ciertos atributos que cambian de una solución a otra (memoria atributiva). Esto permite seleccionar tanto eventos a memorizar como eventos a olvidar.

Junto con la memoria a corto plazo, mencionada anteriormente y que almacena información sobre los eventos que se han producido recientemente, se emplean dos mecanismos adicionales: la intensificación y la diversificación, que complementan el algoritmo con una memoria a largo plazo.

Estos mecanismos emplean principalmente la información correspondiente a la frecuencia, información con respecto al tiempo que un determinado atributo ha permanecido en diferentes soluciones visitadas en la búsqueda. La intensificación consiste en explorar ciertas áreas del espacio de soluciones, en las que se presume se puede encontrar el óptimo global. La diversificación favorece la exploración de regiones del espacio de soluciones cuyos atributos han sido poco usados en el paso, con el objeto de dirigir la búsqueda hacia nuevas regiones. Mediante el empleo de pesos asignados a diferentes atributos de las mejores soluciones, es posible explorar regiones que resultan altamente interesantes.

En comparación con el enfriamiento simulado, la búsqueda Tabú emplea menos parámetros, lo que la convierte en un algoritmo más sencillo de utilizar. Sin embargo, el empleo de mecanismos como la diversificación e intensificación aumentan la complejidad del método.

Para comprender de forma más directa el concepto de búsqueda tabú considerese un ejemplo de aplicación donde se nos da los valores de x que se



toman como una posible vecindad del punto óptimo buscado;

Vecinos de \mathbf{x}	Valor función objetivo
(1,0,1,0,1)	9.4
(1,1,0,0,1)	8.8
(1,1,0,1,0)	8.4
(1,0,1,1,0)	9
(0,1,0,1,1)	18.8
(0,0,1,1,1)	19.4

$$\text{Minimizar } c(\mathbf{x}) = 2x_1 + 2.4x_2 + 3x_3 + 4x_4 + 4.4x_5$$

$$\text{Sujeto a } x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 = 3$$

$$x_4 + x_5 \leq 1$$

Donde x_i pertenece a $\{0, 1\}$, $i = 1, \dots, 5$.

Siendo $c(\mathbf{x})$ la función objetivo. Aplicando el método de la búsqueda Tabú se procede como se indica a continuación;

NOTA: Se da fin del algoritmo a la cuarta iteración y la lista Tabú tendrá un máximo de tres elementos de tal forma que cuando la misma se complete el primer movimiento que entró será el primero que tenga que salir de la lista tabú en cuestión.

Iteración 1:

Paso 1

Consideramos la solución inicial: $\mathbf{x}^0 = (1, 0, 1, 0, 1)$ con función objetivo $c(\mathbf{x}^0) = 9.4$

Paso 2

Presentamos los posibles movimientos:

$$m_1(\mathbf{x}^0) : x_1 = 0, \mathbf{x}^{0-1} = (0, 0, 1, 0, 1) \text{ y } c(\mathbf{x}^{0-1}) = 25.4$$

$$m_2(\mathbf{x}^0) : x_2 = 1, \mathbf{x}^{0-2} = (1, 1, 1, 0, 1) \text{ y } c(\mathbf{x}^{0-2}) = 29.8$$

$$m_3(\mathbf{x}^0) : x_3 = 0, \mathbf{x}^{0-3} = (1, 0, 0, 0, 1) \text{ y } c(\mathbf{x}^{0-3}) = 24.4$$

$$m_4(\mathbf{x}^0) : x_4 = 1, \mathbf{x}^{0-4} = (1, 0, 1, 1, 1) \text{ y } c(\mathbf{x}^{0-4}) = 39.8$$



$$m_5(\mathbf{x}^0) : x_5 = 0, \mathbf{x}^{0-5} = (1, 0, 1, 0, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{0-5}) = 23$$

Paso 3

El mejor vecino es para $x_5 = 0$, $\mathbf{x}^{0-5} = (1, 0, 1, 0, 0)$ con valor $c(\mathbf{x}^{0-5}) = 23$. Así, la lista Tabú es: $L = \{x_5 = 0\}$. Es decir, que para la próxima iteración, denominando previamente $\mathbf{x}^{0-5} = \mathbf{x}^1$, la variable x_5 del vector \mathbf{x}^1 no puede mantener el valor 0.

Iteración 2:

Paso 1

Consideramos la solución actual: $\mathbf{x}^{0-5} = \mathbf{x}^1 = (1, 0, 1, 0, 0)$ con función objetivo $c(\mathbf{x}^1) = 23$

Paso 2

Presentamos los posibles movimientos:

$$m_1(\mathbf{x}^1) : x_1 = 0, \mathbf{x}^{1-1} = (0, 0, 1, 0, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{1-1}) = 21$$

$$m_2(\mathbf{x}^1) : x_2 = 1, \mathbf{x}^{1-2} = (1, 1, 1, 0, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{1-2}) = 7.4$$

$$m_3(\mathbf{x}^1) : x_3 = 0, \mathbf{x}^{1-3} = (1, 0, 0, 0, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{1-3}) = 20$$

$$m_4(\mathbf{x}^1) : x_4 = 1, \mathbf{x}^{1-4} = (1, 0, 1, 1, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{1-4}) = 9$$

$$m_5(\mathbf{x}^1) : x_5 = 1, \mathbf{x}^{1-5} = (1, 0, 1, 0, 1) \text{ y } c(\mathbf{x}^{1-5}) = 9.4$$

Paso 3

El mejor vecino es $x_2 = 1$, $\mathbf{x}^{1-2} = (1, 1, 1, 0, 0)$ con valor $c(\mathbf{x}^{1-2}) = 7.4$. Así, la lista Tabú es: $L = \{x_5 = 0, x_2 = 1\}$. Es decir, que para la próxima iteración, denominando previamente $\mathbf{x}^{1-2} = \mathbf{x}^2$, las variables x_2 y x_5 del vector \mathbf{x}^2 no pueden mantener los valores 1 y 0 respectivamente.

Iteración 3:

Paso 1

Consideramos la solución inicial: $\mathbf{x}^{1-2} = \mathbf{x}^2 = (1, 1, 1, 0, 0)$ con función objetivo $c(\mathbf{x}^2) = 7.4$



Paso 2

Presentamos los posibles movimientos:

$$m_1(\mathbf{x}^2) : x_1=0, \mathbf{x}^{2-1} = (0, 1, 1, 0, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{2-1}) = 23.4$$

$$m_2(\mathbf{x}^2) : x_2=0, \mathbf{x}^{2-2} = (1, 0, 1, 0, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{2-2}) = 23$$

$$m_3(\mathbf{x}^2) : x_3=0, \mathbf{x}^{2-3} = (1, 1, 0, 0, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{2-3}) = 22.4$$

$$m_4(\mathbf{x}^2) : x_4=1, \mathbf{x}^{2-4} = (1, 1, 1, 1, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{2-4}) = 29.4$$

$$m_5(\mathbf{x}^2) : x_5=1, \mathbf{x}^{2-5} = (1, 1, 1, 0, 1) \text{ y } c(\mathbf{x}^{2-5}) = 29.8$$

Paso 3

El mejor vecino es para $x_3=0$, $\mathbf{x}^{2-3} = (1, 1, 0, 0, 0)$ con valor $c(\mathbf{x}^{2-3}) = 22.4$

La lista Tabú es: $L = \{x_5 = 0, x_2 = 1, x_3 = 0\}$

Iteración 4

Paso 1

Consideramos la solución inicial: $\mathbf{x}^{2-3} = \mathbf{x}^3 = (1, 1, 0, 0, 0)$ con función objetivo $c(\mathbf{x}^3) = 22.4$

Paso 2

Presentamos los posibles movimientos:

$$m_1(\mathbf{x}^3) : x_1=0, \mathbf{x}^{3-1} = (0, 1, 0, 0, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{3-1}) = 20.4$$

$$m_2(\mathbf{x}^3) : x_2=0, \mathbf{x}^{3-2} = (1, 0, 0, 0, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{3-2}) = 20$$

$$m_3(\mathbf{x}^3) : x_3=1, \mathbf{x}^{3-3} = (1, 1, 1, 0, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{3-3}) = 7.4$$

$$m_4(\mathbf{x}^3) : x_4=1, \mathbf{x}^{3-4} = (1, 1, 0, 1, 0) \text{ y } c(\mathbf{x}^{3-4}) = 8.4$$

$$m_5(\mathbf{x}^3) : x_5=1, \mathbf{x}^{3-5} = (1, 1, 0, 0, 1) \text{ y } c(\mathbf{x}^{3-5}) = 8.8$$

Paso 3

El mejor vecino es para $x_3=1$, $\mathbf{x}^{3-3} = (1, 1, 1, 0, 0)$ con valor



$$c(\mathbf{x}^{3-3}) = 7.4$$

La lista Tabú es: $L = \{x_2 = 1, x_3 = 0, x_3 = 1\}$

Por lo tanto la solución óptima es $\mathbf{x}^{3-3} = \mathbf{x}^4 = \mathbf{x} = (1,1,1,0,0)$ con valor de función objetivo $c(\mathbf{x}^4 = \mathbf{x}) = 7,4$.

Un ejemplo aplicable a la mejora en redes eléctricas de distribución mediante el uso de búsqueda tabú muy aclaratorio puede verse en [39] y [40].

En dicho artículo se presenta una metodología para solucionar el problema del planeamiento de sistemas de distribución secundarios empleando como técnica de solución el algoritmo de Búsqueda Tabú. El problema se formula como un modelo no lineal, en el cual se tienen en cuenta la ubicación y capacidad de nuevos elementos (transformadores de distribución y tramos de red primaria y secundaria), reubicación de transformadores de distribución existentes, aumento de capacidades de elementos existentes, reconfiguración de red secundaria y balance de fases. Adicionalmente, se consideran los costos asociados a la conexión entre red primaria y secundaria y las pérdidas de energía en transformadores. Se emplean dos casos de prueba; en el primero se realizan ensayos comparativos con un algoritmo genético para verificar la eficiencia del método propuesto y, en el segundo, se analizan los resultados obtenidos en un sistema de distribución.

Ejemplos de la aplicación de este método a la resolución de la planificación de potencia reactiva se pueden encontrar en [41] y [42].

5.1.2.4 Algoritmos evolutivos

Los algoritmos evolutivos están basados en la teoría de la Evolución de Charles Darwin. La evolución natural es un proceso de optimización basado en poblaciones en las cuales sobreviven los que mejor se adaptan a los cambios que en entorno de las mismas poblaciones se producen.

El principio en el que se fundamentan los algoritmos evolutivos es sencillo: se selecciona de manera aleatoria un número “N” de individuos del espacio de búsqueda de forma aleatoria, dicho conjunto se considera la población inicial. A continuación, se realiza una evaluación de cada individuo para determinar su grado de adaptación al medio. Las sucesivas generaciones se obtienen a partir de la aplicación de las operaciones de mutación, recombinación, reproducción, cruce y selección de la población de trabajo. La mutación permite modificar un atributo de un individuo de forma aleatoria; la recombinación combina la información de varios individuos; la reproducción permite perpetuar los mejores



atributos de un individuo en sucesivas generaciones; el cruce permite intercambiar la información entre dos individuos de forma aleatoria; por último, la selección permite eliminar de la población aquellos individuos peor adaptados.

Los algoritmos evolutivos se clasifican en función del elemento sobre el que se aplican los operadores genéticos en:

1. Programación evolutiva: centra el cambio a nivel de la población, empleando reglas de probabilidad transitoria para seleccionar las generaciones de manera que cada individuo de una población compite con los individuos de la población anterior y de la población generada a partir de la mutación de la misma. Los ganadores de la población antigua pasan a formar parte de la nueva población.

2. Estrategias de evolución: el cambio se realiza a nivel de individuo, realizando mutaciones sobre los padres seleccionados para el proceso de reproducción e introducidos en la nueva población dependiendo de unas variables de decisión.

3. Algoritmos genéticos (AG): realiza operaciones a nivel de cromosoma. Los AG se perfilan como una buena herramienta para la resolución de problemas de optimización multiobjetivo con variables continuas o discretas. La búsqueda del óptimo se realiza a través de una población, en lugar de un único individuo, lo que permite explorar rápidamente el espacio de soluciones. Estos algoritmos emplean sólo la información correspondiente a la función objetivo sin necesidad de calcular derivadas ni gradientes.

Por último, al contrario que otras técnicas, los AG emplean reglas probabilísticas de transición para dirigir la búsqueda.

La aplicación de los algoritmos evolutivos se realiza, principalmente en aquellos casos en los que las heurísticas no pueden obtener una solución o no es satisfactoria. Los algoritmos evolutivos se perfilan como los mejores métodos de resolución de problemas de optimización cuya función de optimización es no continua o abrupta, frente a la programación no lineal.

En [43] se plantea la optimización de la configuración topológica de redes eléctricas de distribución secundarias tendiente a minimizar las pérdidas técnicas por efecto Joule, utilizando Algoritmos Genéticos. Mediante la aplicación sobre dos sistemas de distribución, se encontró que el método de optimización utilizado es capaz de hallar la solución óptima entre todas las posibles combinaciones que ofrecen las maniobras de los interruptores, comprobándose su flexibilidad para adaptarse a las restricciones de radialidad y nivel de tensión, involucrando un tiempo menor que el necesario para una búsqueda exhaustiva.



Durante el desarrollo de la aplicación se validaron los operadores genéticos, determinándose cuáles eran aquéllos que proporcionaron el mejor desempeño en la búsqueda de la solución. Los resultados indican la factibilidad y viabilidad de la aplicación en la configuración óptima de sistemas de distribución eléctrica.

Al igual que en las metaheurísticas comentadas en los apartados anteriores, existen en la literatura numerosos ejemplos de aplicación de los algoritmos evolutivos a la resolución del problema de planificación de potencia reactiva.

En [44] se describe la aplicación de estrategias de evolución a la resolución del problema de planificación de potencia reactiva, así como una comparación entre las diferentes técnicas de algoritmos evolutivos y la programación lineal. Finalmente, las referencias [45] - [48] contienen ejemplos de resolución de la planificación de potencia reactiva empleando los AG y ofreciendo alguna mejora de estos algoritmos de optimización.

Los AG difieren de los métodos matemáticos de optimización tradicionales en cuatro puntos fundamentalmente:

1. Los AG trabajan con codificaciones de las variables del problema a optimizar y múltiples parámetros simultáneamente.
2. Los AG trabajan a partir de una población de potenciales soluciones, en lugar de con una única solución posible, es decir, los AG son intrínsecamente paralelos. Esta característica hace de los AG un método de optimización capaz de escapar de los óptimos locales ya que permite al algoritmo trabajar con diferentes direcciones de búsqueda, en lugar de con una sola, explorando simultáneamente múltiples direcciones del espacio de soluciones. Aquellas direcciones de búsqueda no fructíferas son eliminadas rápidamente mediante los operadores genéticos al igual que sucede en la naturaleza con los individuos peor adaptados. Este paralelismo permite a los AG trabajar con espacios de búsqueda amplios en los que la aplicación de métodos de búsqueda exhaustiva no obtendría resultados en un tiempo razonable.
3. Los AG no utilizan derivadas ni otras propiedades de la función objetivo, como los métodos tradicionales, utilizan únicamente la propia función objetivo. Esta propiedad permite a los AG trabajar con funciones discontinuas, ruidosas, dependientes del tiempo o con múltiples óptimos locales. El operador genético de cruce es clave para escapar de óptimos locales ya que permite transmitir información entre los candidatos prósperos de sucesivas generaciones.
4. Los AG se rigen mediante reglas de transición probabilística, no



determinísticas.

Dentro de las técnicas de computación evolutiva, los AG son los más utilizados debido principalmente a los siguientes motivos:

Las ideas fundamentales del enfoque evolutivo están recogidas de manera natural en dicha técnica, mediante el empleo del operador genético principal: la recombinación o cruzamiento.

Son flexibles y adaptables a una gran cantidad de problemas diferentes pertenecientes a distintas áreas. Los AG permiten ser combinados con otras técnicas no evolutivas dando lugar a hibridación entre técnicas de optimización.

Los AG son los que poseen mayor base teórica. Se fundamentan en la teoría de los esquemas desarrollada por Holland en 1975. Una descripción detallada de la teoría de los esquemas se encuentra en [49].

Poseen una gran versatilidad ya que necesitan menos conocimiento específico del problema para su realización.

Es posible implementarlos en ordenadores con capacidades medias obteniendo resultados aceptables.

5.1.2.5 Redes Neuronales

Una red neuronal se puede definir como un “sistema de procesamiento de datos que consiste en una arquitectura de elementos (neuronas artificiales) inspiradas en la estructura del córtex cerebral del cerebro humano”. Estas neuronas artificiales se encuentran organizadas en una secuencia de capas con conexiones entre ellas. Las redes neuronales se asemejan al cerebro humano en dos aspectos: el conocimiento se adquiere mediante un proceso de aprendizaje, y la conexión interneuronal (pesos sinápticos) se utiliza para el almacenamiento del conocimiento.

Una red neuronal puede expresarse mediante un grafo dirigido en el que los nodos interconectan dos tipo de enlaces: sinápticos y de activación. Los sinápticos mantienen una relación entrada-salida lineal, multiplicándose la señal de entrada por el peso sináptico de la unión para generar la señal de salida. Los enlaces de activación presentan una relación no lineal entre nodos incidentes. Cada neurona se representa mediante un conjunto de enlaces sinápticos lineales, un umbral aplicado externamente, y un enlace de activación no lineal. El modo en el que las neuronas se estructuran en la red determina su arquitectura, la cual está muy relacionada con el algoritmo de aprendizaje usado para entrenar la red.



La capa de entrada de las arquitecturas de neuronas recoge la información del exterior y, mediante la activación de las neuronas de las capas intermedias se obtiene una respuesta enviada al exterior a través de la capa de salida.

Las principales características de las redes neuronales se pueden resumir en:

1. Poseen una gran capacidad de cálculo, principalmente por dos motivos: su estructura distribuida y paralela de procesamiento masivo, y su habilidad para aprender y, por tanto, generar salidas razonables a partir de entradas no halladas durante el aprendizaje.
2. Son robustas, o al menos, son potencialmente tolerantes a los fallos, dado que al tener muchos nodos en su estructura, unos pocos de ellos o de enlaces que se dañen no degradan significativamente la calidad del sistema.
3. El aprendizaje supervisado, entrena la red con muestras de entrenamiento, modificándose los pesos de los enlaces sinápticos hasta que no se producen cambios significativos.

En [50] se desarrolla una red neuronal optimizada para la resolución del problema de planificación de consumo y demanda. En [51] se emplean las redes neuronales, junto a sistemas expertos, para el control del problema de la potencia reactiva teniendo en cuenta la incertidumbre de la cargabilidad del sistema de potencia.

5.2 Síntesis y Justificación del uso de un Algoritmo Evolutivo Genético.

En este capítulo se ha mostrado una breve revisión del estado del arte de las principales técnicas metaheurísticas empleadas en la resolución del problema de planificación y operación de potencia.

Ya se comentó que las redes de distribución son cada vez mayores y llegan a tener cientos de nudos con lo que la obtención de una localización de un elemento tal como una fuente de reactiva, un enlace en continua, etc, se hace extremadamente difícil si se quiere hacer usando un método convencional. Así la incursión que están teniendo las metaheurísticas en este campo están siendo buenas alternativas a la mejora de los Sistemas eléctricos.

Por último se añaden a modo de justificación los puntos por lo que se ha optado a elegir a un AEG (Algoritmo Evolutivo Genético) de entre todas las otras metaheurísticas descritas;



-
- ✓ Trabajan con una codificación de un conjunto de parámetros, no con los mismos parámetros.
 - ✓ No necesitan un conocimiento específico sobre el problema que intentan resolverse con los mismos habida cuenta de que son más intuitivos. Véase ejemplo Recocido Simulado punto 5.1.2.2 el cual resulta muy complejo. Lo mismo sucede en otros ejemplos como Colonia de Hormigas o Búsqueda Tabú. La idea o concepto de Algoritmo Evolutivo resulta mucho más fácil de asimilar, lo cual es un buen punto de partida.
 - ✓ Trabajan con un conjunto de puntos, no con un único punto y su entorno (su técnica de búsqueda es global) utilizan un subconjunto del espacio total, para obtener información sobre el universo de búsqueda, a través de las evaluaciones de la función a optimizar.
 - ✓ Se pueden aplicar a funciones no continuas o polinomiales, lo cual les abre un amplio campo de aplicaciones que no podrían ser tratadas por los métodos tradicionales.
 - ✓ Son simples de implementar ya que la única información necesaria es la función objetivo y las restricciones correspondientes.



CAPÍTULO 6

ALGORITMOS GENÉTICOS Y APLICACIÓN A LA LOCALIZACIÓN DE UN ENLACE EN CORRIENTE CONTINUA PARA MAXIMIZAR LA CARGABILIDAD, MEJORAR FLUJOS DE CARGA Y PERFIL DE TENSIONES

Ya que como en el Capítulo 5 se llegó a las conclusiones a la hora de elegir un AEG frente a otras metaheurísticas que son;

Trabajan con una codificación de un conjunto de parámetros, no con los mismos parámetros.

No necesitan un conocimiento específico sobre el problema que intentan resolverse con los mismos habida cuenta de que son más intuitivos. Véase ejemplo Recocido Simulado punto 5.1.2.2 el cual resulta muy complejo. Lo mismo sucede en otros ejemplos como Colonia de Hormigas o Búsqueda Tabú. La idea o concepto de Algoritmo Evolutivo resulta mucho más fácil de asimilar lo cual es un buen punto de partida.

Trabajan con un conjunto de puntos, no con un único punto y su entorno (su técnica de búsqueda es global) utilizan un subconjunto del espacio total, para obtener información sobre el universo de búsqueda, a través de las evaluaciones de la función a optimizar.

Se pueden aplicar a funciones no continuas o polinomiales, lo cual les abre un amplio campo de aplicaciones que no podrían ser tratadas por los métodos tradicionales.

Son simples de implementar ya que la única información necesaria es la función objetivo y las restricciones correspondientes.

Los AG están basados en la Teoría de la Evolución Natural de Charles Darwin (El Origen de las Especies.1859) según la cual las especies que mejor se adaptan a su entorno son las que tienen más probabilidades de sobrevivir.

Aquí se expondrá un resumen sobre los AEG. Para ello, se muestra el funcionamiento del algoritmo genético básico, introducido por Holland, así como



las sucesivas mejoras que sobre él se han realizado.

Debe quedar claro que en este Capítulo se trabaja con un circuito equivalente al descrito en el Capítulo 4 para que pueda ser aplicado el AEG de una forma más sencilla sin perder exactitud en los resultados.

Finalmente, se desarrollará el AG que será el eje motor de la tesis para localizar la posición de un Enlace en Corriente Continua tipo VSC-HVDC/MVDC descrito en los capítulos anteriores con el objeto de poder maximizar la cargabilidad de los sistemas de potencia. Dicho algoritmo se aplicará a una red normalizada de distribución.



6.1 Breve historia sobre los AG

En los años sesenta John Holland que trabajaba en la Universidad de Michigan, en Ann Arbor, dentro del grupo de investigación “Logic of Computer”. Trabajó sobre sistemas adaptativos y estableció las bases de los AG como ahora se conocen, introduciendo los conceptos de cruzamiento y otros operadores como la recombinación.

Según [52] hubo que esperar a 1975, donde en el libro “Adaptación en sistemas naturales y artificiales”, se sientan los pilares fundamentales de la aplicación de los AG para resolver problemas, utilizando la mutación, la selección y el cruzamiento, y sobretodo, simulando el proceso de la evolución biológica.

El desarrollo de la capacidad de los ordenadores y de la capacidad de los programas hace que durante los últimos años la aplicación de los AG tengan cada vez más y más aceptación para la resolución de problemas cotidianos.

6.2 Esencia del Algoritmo genético

Los algoritmos genéticos son métodos sistemáticos para la resolución de problemas de búsqueda y optimización que aplican a éstos los mismos métodos de la evolución natural: selección basada en la población, reproducción sexual y mutación.

Los individuos mejor adaptados tendrán mayor probabilidad de sobrevivir y por tanto podrán generar descendencia. Por el contrario los peor adaptados tienen un menor número de descendientes y están condenados a perecer. Así, los genes de los individuos mejor adaptados se transmiten a futuras generaciones mientras que los genes de los individuos peor adaptados se pierden por el camino de la evolución.

Una vez expuestas las bases biológicas de los AG hay que establecer una similitud con los métodos matemáticos desarrollados a partir de ellas.

La mecánica de los AG es muy sencilla. La simplicidad de las operaciones y la gran capacidad de resolución son las principales bazas de esta técnica de cálculo.

De un modo sencillo y general, la estrategia operativa de un AG es la siguiente: los AG trabajan con una población (conjunto de individuos) generada aleatoriamente al principio del proceso y que evoluciona en cada iteración. Cada uno de los individuos que componen la población representa una posible solución del problema a resolver, y su codificación se puede realizar mediante



cadenas binarias.

Estos individuos se evalúan mediante una función (Fitness-Aptitud) que indica el grado de adaptación del individuo al entorno. Después, se realizan una serie de operaciones encaminadas a generar una nueva población. Estas operaciones son: selección de los individuos mejor dotados que participarán en el proceso de reproducción o cruce y mutación de los individuos de la nueva generación. Este proceso se repite una y otra vez hasta llegar finalmente a una población que hace que la función fitness tenga un valor mínimo. Los AG admiten una “operación” que se llama elitismo que consiste en mantener en la siguiente población al mejor de los individuos de la población anterior (quien mejor fitness tenga).

Los principales operadores de una AG son:

Cruce: este operador imita o emula la herencia genética transmitida de padres a hijos. Es una reproducción de tipo sexual en la que se genera una descendencia a partir normalmente de individuos. En algunos casos puede darse una reproducción asexual que da lugar a una copia del individuo directamente

Mutación: es la encargada de introducir diversidad en el proceso de búsqueda, mediante la variación de una o varias características de alguno de los individuos de la población. La probabilidad de que se produzca una mutación suele ser baja, entre el 0,1% y 2%. La Figura 6.1, simplifica el mediante el flujograma las líneas generales de cómo opera un AG.

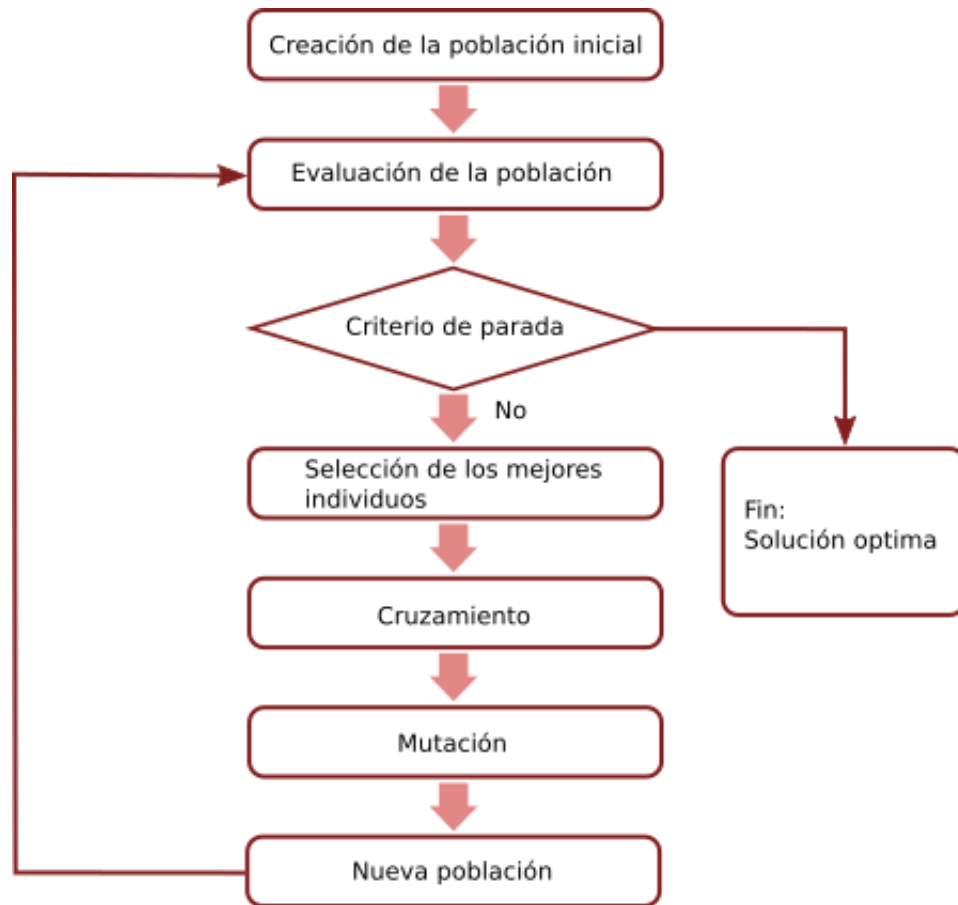


Figura 6.1 Flujoograma de un AG.

6.3 Pasos para aplicar un algoritmo genético

6.3.1 Codificación

Los AG no trabajan directamente con las variables implicadas en el problema propuesto, sino codificando las soluciones potenciales. Es tan importante este paso, que la codificación de las variables del problema a resolver es un factor clave en el desarrollo de los AG. Existen varios métodos para codificar las variables de un problema, la elección de uno u otro dependerá de la naturaleza del problema a resolver. Una elección adecuada del método de codificación permitirá obtener una mejor adaptación del AG al problema.

La estructura de datos resultante de la codificación de las variables se conoce como cromosoma o individuo (genotipo en biología). Cada cromosoma se identifica con una solución potencial del problema y su representación en el entorno se conoce como fenotipo. La diferencia entre genotipo y fenotipo se



ve claramente en el siguiente ejemplo: considérese una codificación binaria “1010110” Esa cadena binaria es el genotipo (cromosoma) el cual está formado por alelos. El resultado es 86 pasándolo a base diez. 86 es por tanto su fenotipo.

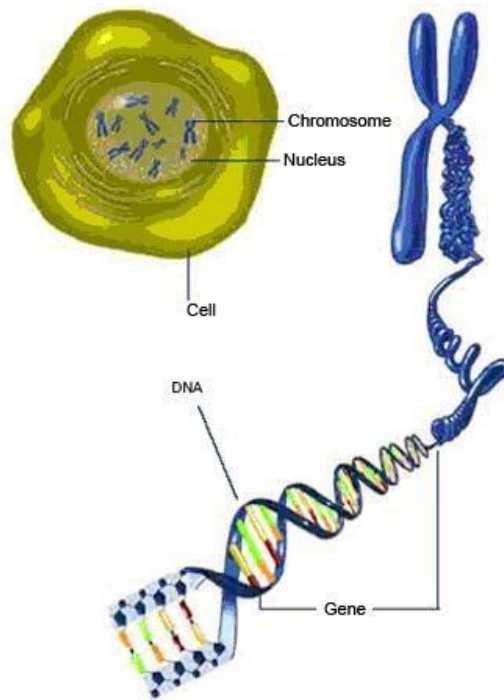


Figura 6.2 Esquema de un cromosoma biológico. Fuente [53]

Para esta tesis se va a hacer referencia a las dos formas más empleadas para codificar un cromosoma que son: codificación binaria y codificación mediante valores reales o enteros. Existen otros métodos de codificación como el empleo de letras para generar los vectores de variables, matrices, etc. [53].

La codificación binaria es la más difundida. En ella cada variable se codifica mediante una serie de $[0,1]$ y se habla por tanto de cadenas de bits.

6.3.2 Población inicial

Una vez definido el método de codificación de las soluciones potenciales del problema, el AG necesita una población inicial de individuos para comenzar a trabajar. El proceso para generar la población inicial puede ser aleatorio o arbitrario. Generalmente se emplea el método aleatorio ya que permite obtener poblaciones variadas.

La velocidad de convergencia del algoritmo puede depender en gran medida



de la población inicial escogida. Poblaciones iniciales en las que predomine un individuo sobre el resto implica problemas de convergencia prematura y aquellas en las que la diversidad es baja pueden provocar deriva genética [54]. Estos problemas pueden resolverse con tamaños mayores de población.

6.3.2.1 Función de evaluación o Función Fitness

El primer paso en cada iteración del AG es la evaluación de la calidad de los individuos y posterior comparación entre ellos. Para determinar cuán aptos son los individuos se emplea la función de evaluación.

Contiene por tanto el objetivo del problema planteado. En ocasiones, la programación de esta función no es sencilla y requiere un elevado coste computacional. Esta función evalúa la bondad de cada individuo con respecto a la población, traduciéndose en posibilidades de supervivencia. El segundo mecanismo empleado en la transformación de la función de evaluación es el escalado. Mediante este procedimiento se ajusta la presión selectiva de los elementos de la población en la fase de evaluación, es decir se distribuye la probabilidad de elección de cada uno de los elementos de la población para que no prevalezcan unos sobre otros.

6.3.3 Selección

En la naturaleza, los individuos mejor adaptados son los que consiguen sobrevivir y transmitir su carga genética a las sucesivas generaciones manteniendo de esta manera los fenotipos exitosos. Por el contrario, los individuos peor adaptados tendrán menos probabilidades de sobrevivir y reproducirse. A este proceso se le denomina Selección Natural y da lugar a la evolución de las especies en las que se basa la teoría de los AG. Por analogía con los AG el proceso de Selección Natural se realiza mediante los operadores de selección y reemplazo.

La selección se convierte así en la característica fundamental del AG como método de búsqueda guiada (y no aleatoria), ya que permite establecer una dirección de búsqueda en función de las mejores soluciones.

El operador de selección es el encargado de determinar cuáles son los individuos que van a participar en el proceso de creación de la nueva población en función de la aptitud de cada cromosoma. Este operador permite que individuos con mejores valores de aptitud sobrevivan entre poblaciones o se reproduzcan transmitiendo su carga genética. El proceso de selección no debe eliminar por completo los individuos peor adaptados para mantener cierta diversidad y evitar problemas de convergencia prematura.



Existen numerosos métodos de selección. En este documento se van a tratar los más difundidos.

1) *Selección proporcional a la función de aptitud*

Está basado en el concepto estadístico de esperanza matemática. La selección de los padres de la futura generación se realiza en función de su aptitud, así los individuos con mayores valores tendrán más posibilidades de sobrevivir.

2) *Selección por ruleta*

Posiblemente, el método de selección más extendido y el más fiel al proceso de selección natural. También se la llama Monte Carlo.

Es una técnica de selección proporcional, en la cual, a cada individuo se le asigna un valor proporcional a su aptitud de tal manera que la probabilidad de ser seleccionado es proporcional a la diferencia entre su aptitud y la de sus competidores. Se establece la siguiente analogía con el juego de la ruleta: consiste en simular el giro de una ruleta con tantos compartimientos como el tamaño de la población, cada una con tamaño proporcional a la aptitud del cromosoma que representa. En cada giro de la ruleta se selecciona un padre.

3) *Selección por torneo o competición*

Este método realiza la selección comparando los valores de aptitud entre varios individuos. Existen dos modalidades de esta selección:

Determinística: en este caso se selecciona al azar un número “nt” de individuos (generalmente 2) y a continuación se selecciona el más apto para convertirse en padre.

Probabilística: en este caso la selección del superviviente entre los participantes en el sorteo se realiza generando un número aleatorio en el intervalo [0,1]. A continuación, si el valor obtenido es mayor que el parámetro representativo de la presión selectiva, “p”, el individuo que se convierte en padre será el que posea una mayor aptitud, por el contrario si el número aleatorio generado es menor que la presión selectiva dada para todos en el proceso, el cromosoma seleccionado será el de menor aptitud. Generalmente el valor “p” toma valores en el rango [0,5 - 1].

4) *Selección por rango*

En esta técnica, tras la evaluación de los individuos, éstos se ordenan en función del valor de aptitud asignándoles una probabilidad de selección en



función de la posición que ocupan. Así el individuo con mayor valor ocupará la primera posición del rango. La selección se realiza entonces en función de este rango en lugar de emplear el valor de aptitud.

5) Selección de Boltzman

Esta técnica de selección difiere de las anteriores en que es dinámica. Este método emplea una variable “t” para definir la generación en la que nos encontramos y que determina la presión selectiva a lo largo de las iteraciones del proceso. De esta manera, en las primeras generaciones la presión selectiva es menor lo que permite explorar mejor el espacio de soluciones, y según avanza la simulación la presión selectiva aumenta favoreciendo el proceso de explotación de las soluciones existentes realizando una búsqueda más localizada, y aumentando la convergencia del AG.

6.3.4 Cruzamiento

Una vez seleccionados los individuos que van a actuar como padres de la siguiente generación se realiza la recombinación genética entre ellos empezando por el proceso de cruzamiento que simula la reproducción natural. Mediante el cruzamiento, los padres intercambian su material genético para generar la nueva descendencia. Existen diferentes métodos de cruce, los más difundidos se detallan a continuación [55], [56].

A. Cruce simple o de un punto

Es la técnica de cruce más sencilla. Una vez seleccionada la pareja de padres a reproducir se elige, aleatoriamente, un punto que se empleará como referencia de corte de la cadena de cromosomas. A partir de este punto se intercambiará el material genético entre los progenitores. De esta manera los descendientes heredan información genética de ambos padres como se puede observar en la Figura 6.3.

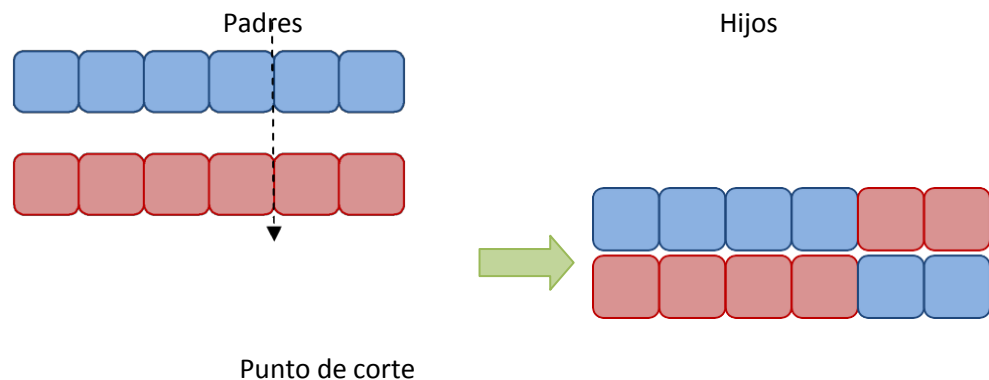




Figura 6.3 Cruce simple o de un punto. Fuente [53]

B. Cruce multipunto

Es una variante del cruce simple en la que se eligen aleatoriamente varios puntos de corte de la cadena de cromosomas para, posteriormente, intercambiar la información genética de los progenitores. El más difundido es el cruce de dos puntos. A la hora de aplicar esta técnica de cruce es necesario comprobar que ninguno de los puntos de corte coincide con los extremos de la cadena de cromosomas para garantizar que se originan varios segmentos de intercambio entre progenitores. La Figura 6.4 representa un ejemplo de cruce de 2 puntos.

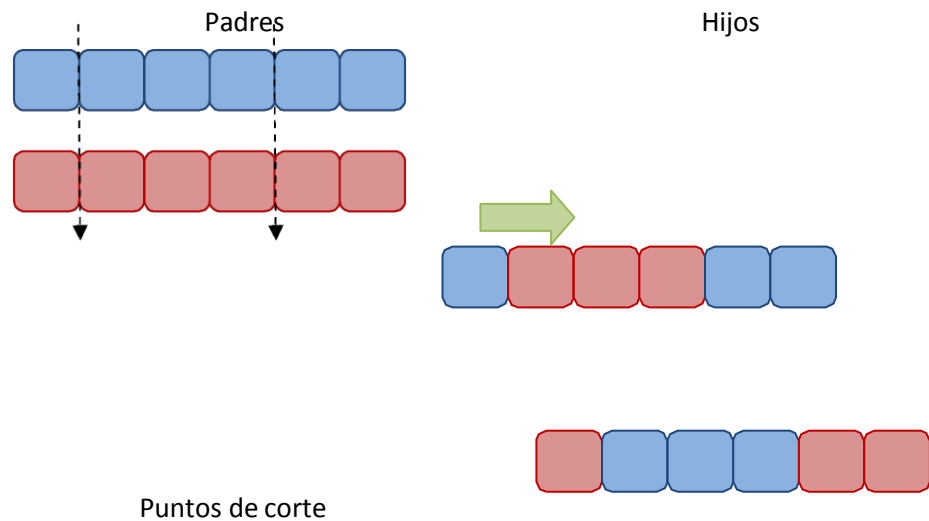


Figura 6.4 Cruce multipunto. Fuente [53].

6.3.5 Mutación

En la naturaleza a la hora de transmitir la carga genética entre generaciones se producen errores que implican una mutación en el ADN de los individuos. Estas mutaciones, normalmente, suponen una deficiencia en el grado de adaptación de los individuos al medio. Dichas alteraciones generalmente no tiene mayor transcendencia pero en ocasiones pueden llegar a ser letales. En contrapartida, las mutaciones son beneficiosas para el proceso evolutivo ya que aportan diversidad genética a las especies.

En el campo de los AG el operador mutación se encuentra a la sombra del operador selección, determinante a la hora de generar las nuevas poblaciones. Sin embargo, estudios recientes [57] han demostrado que la aplicación de



operadores de mutación con mayores probabilidades de ocurrencia, en detrimento del cruce, puede obtener resultados tan satisfactorios como los AG convencionales. Por lo tanto, podríamos considerar el operador cruce como un operador de mutación masivo.

La mutación consiste en modificar de forma aleatoria uno o más genes de un individuo según una probabilidad de mutación dada. La probabilidad de mutación (p_m) puede ser la misma para todos los genes o se puede asignar una probabilidad distinta para cada gen. Una vez establecida dicha probabilidad se recorren las cadenas de cromosomas asignando un valor aleatorio, comprendido entre 0 y 1, a cada uno de los genes. Si dicho valor es inferior a la probabilidad de mutación, el elemento de la cadena (gen o alelo) sufre un cambio, una mutación. La p_m suele ser baja, generalmente inferior al 1%.

6.3.6 Elitismo

El operador élite es el encargado de mantener una serie de individuos fijos entre poblaciones, en términos de función de adaptación. Este operador se emplea para mantener vivas las mejores soluciones encontradas a lo largo del proceso generacional ya que, debido a los operadores de cruce y selección, se podría perder esta valiosa información.

Generalmente, se emplea un valor de 1 ó 2 individuos élite por cada población de 50 individuos. Aunque su utilización supone una mejor exploración del espacio de soluciones en torno a la élite, realizando una búsqueda más explotadora que exploratoria, su aplicación a poblaciones pequeñas puede desembocar en problemas de convergencia prematura debido a la rápida disminución de la diversidad.

El uso de estrategias elitistas se considera fundamental en la aplicación del AG a la búsqueda del óptimo global en problemas de optimización de funciones especialmente de tipo multiobjetivo, [58].

6.3.7 Criterio de Parada

Los principales criterios para determinar cuándo un algoritmo ha llegado a una solución óptima son tres:

Algún individuo de la población ha alcanzado un valor prefijado de adaptación.

El algoritmo converge. Se dice que un gen converge cuando el 95% de la población posee el mismo valor para ese gen, en el caso de codificaciones binarias, o valores dentro de un rango especificado en caso de codificaciones



de mayor cardinalidad. Cuando todos los genes alcanzan la convergencia se dice que el proceso ha convergido.

Se ha alcanzado el número máximo de generaciones establecidas a priori.

6.3.8 Soluciones no factibles

El AG es un método de búsqueda irrestrictiva, es decir, no tiene en cuenta las posibles restricciones del problema a resolver. Esto supone una limitación a la hora de aplicar este método a la resolución de problemas como el planteado en esta tesis. Por lo tanto, es necesario establecer una serie de mecanismos que sean capaces de tratar las restricciones de cualquier problema de optimización. La búsqueda de alternativas al problema de las restricciones equivale a buscar una metodología que nos permita discriminar, o incluso eliminar del proceso, las soluciones no factibles que suponen la incorporación de conocimiento específico del problema a resolver.

En la literatura podemos encontrar diversos métodos para tratar las soluciones no factibles que pasamos a detallar [59] pero solo se señala uno:

Penalización o descarte.

El procedimiento de descarte elimina las soluciones no factibles del problema una vez generadas y evaluadas.

El mecanismo de penalización consiste en generar soluciones del AG sin tener en cuenta las restricciones y, a posteriori, penalizar a aquellos individuos que incumplan las restricciones disminuyendo su calidad de adaptación, de esta manera, su posibilidad de reproducción y supervivencia disminuye.

6.4 Desarrollo de un algoritmo genético para localizar un enlace de continua VSC-HVDC/MVDC y mejorar así la cargabilidad del sistema, flujos de carga y perfil de tensiones.

Se desarrolla aquí un algoritmo para determinar la ubicación óptima de unidades de un enlace VSC-HVDC/MVDC, con el objetivo de maximizar la cargabilidad del sistema bajo condiciones de estabilidad de tensión y seguridad de red.

6.4.1 Planteamiento del problema

El problema a resolver es localizar la ubicación y tamaño óptimo de un enlace en corriente continua (cuya explicación detallada se dará en los siguientes capítulos) en un sistema eléctrico dado con restricciones de estabilidad de



tensión para maximizar la cargabilidad del sistema y la mejora del funcionamiento de dicho sistema.

La determinación de la máxima carga que puede ser abastecida por el sistema de estudio se realiza en base a los límites de operación del sistema. Dichos límites estarán relacionados con la máxima y mínima tensión admisible en condiciones normales de funcionamiento del sistema, que para el Sistema Eléctrico Español se encuentra en el intervalo de $\pm 5\%$ de la tensión nominal del nudo de estudio, es decir, en el intervalo (0,95 : 1,05) en valores p.u., [60].

Por lo tanto, se puede formular el problema de optimización de la siguiente manera:

$$\text{Mín } F(y) = 1 - FF(y)$$

Sujeto a:

$$\sum_{i=1}^{N_G} P_{Gi} - \sum_{i=1}^{N_C} P_{Di} = \sum_{i=1}^{N_B} P_{Lik}$$

$$\sum_{i=1}^{N_G} Q_{Gi} - \sum_{i=1}^{N_C} Q_{Di} + \sum_{i=1}^{N_{SVC}} P_{QDi} = \sum_{i=1}^{N_B} Q_{Lik}$$

$$Y_{ik} = G_{ik} + jB_{ik}$$

$$\vec{V}_i = V_i \angle \theta_i$$

$$\vec{V}_k = V_k \angle \theta_k$$

$$P_{Lik} = V_i \sum_{i=1}^N V_k (G_{ik} \cos \theta_{ik} + B_{ik} \sin \theta_{ik})$$

$$Q_{Lik} = V_i \sum_{i=1}^N V_k (G_{ik} \sin \theta_{ik} - B_{ik} \cos \theta_{ik})$$

$$V_{i,\text{mín}} \leq V_i \leq V_{i,\text{máx}}$$

$$P_{gi,\text{mín}} \leq P_{gi} \leq P_{gi,\text{máx}}$$

$$Q_{ci,\text{mín}} \leq P_{ci} \leq Q_{ci,\text{máx}}$$

$$PC_{gi,\text{mín}} \leq PC_{gi} \leq PC_{gi,\text{máx}}$$



Donde:

- $FF(y)$ es la función de aptitud. (Factibilidad del Fitness). Su valor dependerá de la factibilidad de la solución alcanzada. Así, para soluciones factibles el valor de $FF(y)$ será igual al coeficiente de cargabilidad, λ , empleado en la solución, mientras que las soluciones no factibles serán penalizadas con un valor de $FF(y) = 0$.
- N_B es el número de nudos del sistema de potencia.
- N_C es el número de cargas del sistema de potencia.
- N_G es el número de unidades de generación introducidas en el sistema.
- $V_{i,\text{mín}}$ y $V_{i,\text{máx}}$ son los límites de tensión de operación de los nudos del sistema.
- $P_{gi,\text{mín}}$ y $P_{gi,\text{máx}}$ son los límites de generación de potencia activa de los generadores distribuidos.
- $Q_{ci,\text{mín}}$ y $Q_{ci,\text{máx}}$ son los límites de capacidad de potencia reactiva del enlace en corriente continua.
- $PC_{gi,\text{mín}}$ y $PC_{gi,\text{máx}}$ establecen el rango de los puntos de conexión de las unidades de generación distribuida en la zona de influencia del recurso.

6.4.2 Programación del AG

La programación de la localización y tamaño óptimo del enlace en corriente continua para maximizar la cargabilidad del sistema, se va realizar mediante un AG cuyo pseudocódigo se muestra en la Figura 6.5.



- (1) Generar Población inicial, P_0 ;
 - (2) Generación $\leftarrow 0$;
 - (3) **Mientras NO** (criterio de parada) **hacer:**
Comienza
 - (4) Evaluar $P_{\text{generación}}$
 - (5) Población intermedia, $P_{\text{int}} \leftarrow \text{Seleccionar}(P_{\text{generación}})$
 - (6) Población intermedia, $P_{\text{int}} \leftarrow \text{Aplicar cruzamiento}(P_{\text{int}})$
 - (7) Población intermedia, $P_{\text{int}} \leftarrow \text{Aplicar mutación}(P_{\text{int}})$
 - (8) $P_{\text{generación}+1} \leftarrow \text{Reemplazar}(P_{\text{generación}}, P_{\text{int}})$
 - (9) Generación $\leftarrow \text{Generación} + 1$
- Termina**

Figura 6.5 Pseudocódigo del AG.

6.4.2.1 Codificación de las soluciones (Paso 1)

El primer paso en la programación del AG es la determinación del método para codificar las potenciales soluciones del problema, es decir, definir la codificación de los cromosomas empleados en el AG.

Las variables a codificar son:

1. Cargabilidad del sistema.
2. Ubicación del enlace VSC-HVDC/MVDC.
3. Relación de Potencia activa / Potencia reactiva que es capaz de transportar, en función de la ubicación del enlace VSC-HVDC/MVDC

Las tres variables empleadas en el proceso, se van a considerar como números enteros. La Figura 6.6 muestra el esquema de los cromosomas que van a ser utilizados:



<i>Gen1</i>	<i>Gen2</i>	<i>Gen3</i>	<i>Gen4</i>	<i>Gen5</i>	.	<i>Gen 2*N_{GD}</i>	<i>Gen 1+2*N_{GD}</i>
λ (p.u.)	Pos.1	P/ Q1	Pos2	P/ Q2	...	Pos <i>N_{GD}</i>	P/Q <i>N_{GD}</i>

Figura 6.6 Estructura del cromosoma.

6.4.2.2 Población inicial (Paso 2)

La población inicial del problema será generada mediante un procedimiento aleatorio en el que se tendrán en cuenta las restricciones asociadas a las variables: zona de influencia de los recursos empleados en la generación de electricidad y los límites de capacidad de las unidades de generación de reactiva.

El tamaño de la población deberá ser suficientemente grande para asegurar la exploración óptima del espacio de soluciones.

6.4.2.3 Operadores Genéticos (Pasos 3 a 9)

A partir de este momento (**Paso 3**), y hasta que se cumplan los criterios de parada, comienza un bucle cuyo objetivo es generar una nueva población, $P_{\text{generación}+1}$, mediante la aplicación de los operadores genéticos a la población actual, $P_{\text{generación}}$.

Una vez evaluada la función objetivo ($F(y)$, **paso 4**) y mientras no se cumplan los criterios de parada, se aplicarán los operadores genéticos para crear la siguiente población de estudio.

En primer lugar, es necesario realizar una selección (**paso 5**) de los individuos que van a formar parte de los padres en el proceso reproductivo. El método empleado es la **selección por ruleta** que prima aquellas soluciones que obtienen mejores valores de aptitud en detrimento de las que obtienen peores valores de aptitud. Este método permite realizar una explotación de las mejores zonas de búsqueda dando lugar a la exploración de zonas menos ventajosas.

Una vez obtenida la población de padres se realiza el cruzamiento (**paso 6**). Entre todas las técnicas relacionadas con este proceso hemos elegido el **cruzamiento monopunto** ya que la dimensión de los cromosomas empleados es pequeña y el empleo de otras técnicas podría romper mucho la cadena perdiendo información relevante sobre las mejores zonas de búsqueda. En cuanto a la **probabilidad de cruce se ha establecido un valor de 0,8**, es decir, se aplica cruzamiento sobre el 80% de la población.

El siguiente paso en la generación de una nueva población es la aplicación del operador de mutación (**paso 7**).



Puesto que la probabilidad de cruce empleada es alta se ha seleccionado una probabilidad de mutación ($p_m=0,1\%$) que permite ampliar la capacidad exploratoria del algoritmo.

Finalmente, es necesario introducir los hijos en la población existente para generar la población empleada en el siguiente proceso iterativo.

Se ha elegido la opción de reemplazo (paso 9) de los padres por los hijos, basado en la teoría de la evolución, según la cual los hijos heredan las mejores propiedades de los padres en cuanto a adecuación al entorno.

A partir de la población intermedia, compuesta por los hijos resultantes de los procesos de cruce y mutación y junto con la población de la generación actual, se obtiene una nueva población correspondiente a la siguiente generación, $P_{\text{generación}+1}$.

6.4.2.4 Criterio de Parada.

Se han definido 2 criterios de parada:

- 1) Tolerancia de las soluciones: se ha establecido un valor mínimo de la tolerancia entre el valor de aptitud obtenido por la mejor solución de dos generaciones consecutivas en $1e-6$.
- 2) Máximo número de generaciones: se ha elegido un número máximo de 100 generaciones.

6.4.2.5 Soluciones no factibles

El método empleado en la discriminación de las soluciones no factibles que se puede resumir de la siguiente manera:

$$FF(y) = \begin{cases} \lambda & \text{para soluciones factibles} \\ 0 & \text{para soluciones no factibles} \end{cases}$$

6.5 Implementación del algoritmo

Una vez expuesto el problema a resolver, se ha implementado el AG en MATLAB, [61]. Se analiza la Red de Distribución expuesta en la figura 6.7 la cual por motivos operacionales se simplifica en 4 nudos dentro del rango de 50 kV. Esto es, se hace un circuito equivalente de 4 nudos.

Así, se analizan el caso de estudio correspondiente a la validación del algoritmo para maximizar la cargabilidad de sistemas y ubicar de forma



simultánea un enlace de corriente continua VSC-HVDC/MVDC entre dos de los nudos de 50 kV de la red de distribución eléctrica.

Se describe paso a paso la implementación del AG en un sistema de potencia mencionado de 4 nudos el cual se representa en la Figura 6.7.

El sistema eléctrico de dicha figura es el equivalente al circuito objeto de estudio de los próximos capítulos donde través de los datos facilitados por el Dpto. de Redes de Explotación de EDP Distribución se REmodeliza la red objeto de estudio para facilitar la aplicación del algoritmo. Dado que los datos de potencia de cortocircuito de la Compañía coinciden en ambos circuitos, admitiremos en esta tesis la implementación del algoritmo el esquema de la figura 6.7

Dicho algoritmo se encarga de determinar la localización y capacidad óptima de un enlace en corriente continua VSC-HVDC/MVDC con el objeto de mejorar la cargabilidad del sistema, flujos de carga y perfiles de tensión.

El enlace de corriente continua tiene una relación de capacidad de potencia activa- reactiva máxima de 0,250 p.u y se puede conectar entre los buses 2 y 4.

(NOTA: Para la interpretación de los cromosomas se tomará en cuenta que; La posición 2 indicará que en enlace está entre los nudos o buses 2 y 4 y la posición 3 indicará que el enlace estará entre los nudos o buses 4 y 0).

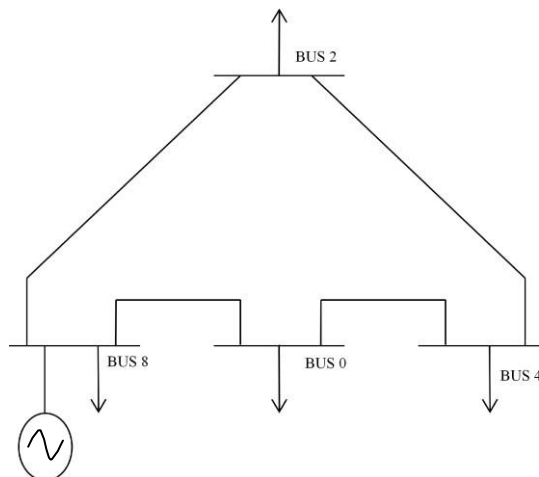


Figura 6.7 Red equivalente de 4 nudos.

a) *Generación de la población inicial*

En el primer paso de la implementación se genera la población inicial de



trabajo de forma aleatoria y respetando los límites establecidos para cada una de las variables que componen el cromosoma. La población de trabajo está compuesta por 5 individuos, cada uno de los cuales se compone de 3 genes: el primero representa el incremento de cargabilidad del sistema (λ), el segundo el nudo de conexión del VSC-HVDC/MVDC, y por último, el tercero indica la relación de potencia activa-reactiva que puede soportar el enlace VSC-HVDC/MVDC.

Según la tabla 6.1 se estudia el caso correspondiente al cromosoma 1 el parámetro que determina la variación de carga del sistema (λ), es una variable continua cuyo valor se encuentra dentro del intervalo [0,1], en este caso el valor seleccionado aleatoriamente ha sido 0,13205;

El gen 2 (posición entre nudos) es una variable discreta que puede tomar valores entre 2 y 3, el valor seleccionado ha sido 2 ver NOTA: pág anterior;

finalmente, la P/Q del VSC-HVDC/MVDC elegida ha sido 1,49537, variable continua comprendida entre 0 y 2,5. De forma similar se determina la codificación para el resto de los cromosomas.

	λ (p.u.)	Pos.Bus _{VSC}	P/Q
Cromosoma 1	0,13205	2	1,49537
Cromosoma 2	0,69965	2	1,87455
Cromosoma 3	0,48590	2	2,33818
Cromosoma 4	0,18272	3	2,09539
Cromosoma 5	0,10121	3	2,21811

Tabla 6.1 Población inicial de la red de 4 nudos.

b) Evaluación

Una vez obtenida la población de trabajo, se evalúa la misma en base a la función de aptitud del problema. En este caso, $FF(y)=\lambda$, y a continuación se calcula la función objetivo (ver Tabla 6.2).

Tras la evaluación de la población se realiza un escalado de los valores obtenidos para la función de evaluación. Para proceder a dicho escalado se ha seleccionado el método del rango. En primer lugar se realiza una ordenación de los cromosomas en función del valor de $F(y)$. Una vez ordenados los individuos (columna orden de la Tabla 6.2), se obtiene su valor de escalado según la expresión “**rango=SQRT i**”) en la que “i” representa la posición del elemento a escalar en la lista de cromosomas ordenados.



	$FF(y)$	$F(y)$	Orden	rango
Cromosoma 1	0	1,0000	3	0,557
Cromosoma 2	0	1,0000	4	0,5
Cromosoma 3	0	1,0000	5	0,407
Cromosoma 4	0,18272	0,8173	1	1
Cromosoma 5	0,10121	0,8988	2	0,707

Tabla 6.2 Evaluación de la población inicial de la red de 4 nudos.

c) Selección

Una vez evaluada la población inicial, se realiza la selección de los individuos que van a formar parte del grupo de los padres. El proceso de selección se realiza mediante el método de la ruleta. En primer lugar es necesario establecer la frecuencia de cada uno de los individuos, en función de su valor de rango.

$$\text{Frecuencia } i = \text{rango } i / \text{suma total del rango}$$

A continuación, se calcula la distribución de frecuencia de selección como la suma acumulada de las frecuencias individuales, que dará lugar a los sectores de la ruleta para cada individuo (Figura 6.8).

$$\text{Sector } i = \text{frecuencia } i-1 + \text{frecuencia } i$$

Vamos a utilizar el cromosoma 1 para explicar este proceso: el cromosoma 1 tiene un valor de rango de 0,557, la suma de los valores de rango de los individuos de la población es 3,231. Por lo tanto, la frecuencia de este individuo será;

$$0,557/3,231 = 0,1787.$$

De la misma manera podemos calcular la frecuencia del resto de los individuos de la población. Utilizando los cromosomas 1 y 2 como ejemplo, la distribución de probabilidades del cromosoma 2 viene dada por la suma de la frecuencia del cromosoma 1 más la del cromosoma 2, es decir,

$$0,1787+0,1547=0,3333.$$

Una vez obtenida la distribución de frecuencias se selecciona un valor aleatorio entre 0 y 1, (r). El individuo seleccionado como padre será aquel cuya frecuencia acumulada sea inmediatamente superior al valor r .

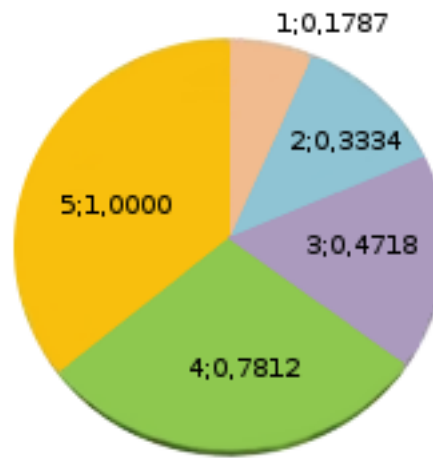


Figura 6.8 Gráfico de distribución de probabilidades para cada padre.

De los 5 cromosomas seleccionados para formar el grupo de los padres o progenitores (población intermedia), 4 participarán en el proceso de cruce, del cual se obtendrán 2 individuos de la nueva población. El quinto elemento del conjunto de los padres muta para obtener un tercer hijo.

	<i>rango</i>	<i>frecuencia_i</i>	<i>sector_i</i>
Cromosoma 1	0,557	0,1787	0,1787
Cromosoma 2	0,5	0,1547	0,3333
Cromosoma 3	0,407	0,1384	0,4718
Cromosoma 4	1	0,3094	0,7812
Cromosoma 5	0,707	0,,2188	1

Tabla 6.3 Asignación de sectores

	sector		r	Padre
Cromosoma 1	0,1787	➔	0,8631	5
Cromosoma 2	0,3333		0,3807	3
Cromosoma 3	0,4718		0,749	4
Cromosoma 4	0,7812		0,1567	1
Cromosoma 5	1		0,0581	1

Tabla 6.4 Selección de padres

d) Cruzamiento

Para realizar la operación de cruzamiento se ha seleccionado el **método**



monopunto ya que los individuos tienen sólo 3 genes.

Para realizar el cruzamiento se reordenan los padres elegidos en el proceso de selección, y se seleccionan, al azar, los puntos de corte de los cromosomas. Para ello se toman los cromosomas cuyo valor asociado de r vaya de mayor a menor. Es decir; Cromosoma 5 con valor de $r = 0,8631$, luego Cromosoma 4 con valor de $r = 0,749$, después Cromosoma 3 con $r = 0,3807$ y finalmente Cromosoma 1 con valor $r = 0,1567$. Se eligen de dos en 2 los cromosomas emparejables por orden descendiente de r , esto es, Cromosoma 5 con Cromosoma 4 y Cromosoma 3 con Cromosoma 1.

De La Tabla 6.5, Tabla 6.6, Tabla 6.7 y Tabla 6.8 muestran la evolución del proceso de cruce. La Tabla 6.5 muestra los padres participantes en el proceso de cruce. La Tabla 6.6 muestra la primera pareja de padres, compuesta por los cromosomas 5 y 4, cuyo punto de cruce se corresponde con la posición comprendida entre los genes 1 y 2, y cuya combinación da lugar al Hijo 1 (Tabla 6.8).

Del mismo modo, la Tabla 6.7 muestra la segunda pareja de padres, que darán lugar al Hijo 2 (Tabla 6.8) a partir de la combinación de su información genética con punto de corte entre los genes 2 y 3.

Padres			
	λ (p.u.)	Pos.Bus _{VSC}	P/Q
Cr. 5	0,10121	3	2,21811
Cr. 4	0,18272	3	2,09539
Cr. 1	0,13205	2	1,49537
Cr. 3	0,48590	2	2,33818

Primera pareja de padres			
	λ (p.u.)	Pos.Bus _{VSC}	P/Q
Cr. 5	0,10121	3	2,21811
Cr. 4	0,18272	3	2,09539

Segunda pareja de padres			
	λ (p.u.)	Pos.Bus _{VSC}	P/Q
Cr. 1	0,13205	2	1,49537
Cr. 3	0,48590	2	2,33818



	Padre			Hijo			
	λ (p.u.)	Pos _{VSC}	P/Q	λ (p.u.)	Pos.Bus _{VSC}	P/Q	
Cr. 5	0,10121	3	2,21811	0,10121	3	2,09539	Hijo 1
Cr. 4	0,18272	3	2,09539				
Cr. 1	0,13205	2	1,49537	0,13205	2	2,33818	Hijo 2
Cr. 3	0,48590	2	2,33818				

Tablas; 6.5 / 6.6 / 6.7 / 6.8 = Progenitores participantes en el proceso de cruce / Punto de cruce para la primera pareja de padres: gen 1 / Punto de cruce para la segunda pareja de padres: gen 2 / Descendencia por el método de cruce.

e) Mutación

En el proceso de mutación se ha seleccionado, para este ejemplo, una probabilidad de cruce alta (0,5) aplicada a todos los genes del individuo que deben mutar, lo que permite ampliar el espacio de búsqueda de soluciones.

En el proceso de mutación se genera un número aleatorio (m), entre 0 y 1, para cada individuo de la población, si dicho número es inferior a la probabilidad de mutación, pm, entonces se produce un cambio en alguno de los genes seleccionado aleatoriamente, dentro de los límites establecidos para dicho gen.

La Tabla 6.9 muestra la aplicación de dicho operador genético a la población inicial del ejemplo del sistema de 4 nudos.

	Padre			m	Hijo		
	λ (p.u.)	Posbus _{VSC}	P/Q(*100)		λ (p.u.)	Posbus _{VSC}	P/Q
	0,13205	2	1495,37	0,05	0,89842	3	1,51358

Tabla 6.9 Mutacion de la poblacion de la red de 4 nudos.

f) Generación de la nueva población

Hasta ahora, a partir de la población de 5 padres seleccionados, se han obtenido 2 hijos por cruce y 1 por mutación. Es necesario completar la población con 2 nuevos hijos más que serán el resultado de la aplicación del operador elitismo, según el cual los dos mejores individuos de la población se mantendrán en la nueva población. En nuestro caso los dos cromosomas considerados élites son el 4 y 5.

El resultado de la aplicación de los operadores genéticos (elitismo, cruce y mutación) a la población inicial da como resultado la siguiente población, denominada *población 1*.



Población I	Op. genético	$\lambda(p.u.)$	$Posbus_{VSC}$	P/Q
	Hijos elite		0,18271625	3
		0,10121454	3	2,21,810899
Hijos cruce		0,10121454	3	2,09,539142
		0,13205468	2	2,33,817557
Hijo mutación		0,89842469	3	1,51,358383

Tabla 6.10

g) *Solución final*

Este proceso se repite hasta que, o bien se alcanza el número máximo de generaciones predefinidas para el algoritmo, o bien la diferencia entre el valor de la función de evaluación de los mejores individuos de dos poblaciones consecutivas es menor que la tolerancia establecida.

La configuración óptima dada por el AG para este sistema, Tabla 6.11, establece que para un VSC-HVDC/MVDC de P/Q (*100) = 282,95, conectado en el nudo entre los buses 4 y 0, puede llevar a una máxima cargabilidad al sistema en un 20% superior a la inicial ($\lambda_{lim.}=0,2$).



		$\lambda(p.u.)$	PosbusVS	P/Q(*100)	F
P ₀		0,1321	2	149,54	1,0000
		0,6997	2	187,46	1,0000
		0,4859	2	233,82	1,0000
		0,1827	3	209,54	0,8173
		0,1012	3	221,81	0,8988
P ₁	Elite	0,1012	3	221,81	0,8988
	Cruce	0,1012	3	209,54	0,8988
		0,1321	2	233,82	1,0000
	Mutación	0,8984	3	151,36	1,0000
P ₂	Elite	0,1012	3	221,81	0,8988
	Cruce	0,1827	3	209,54	0,8173
		0,1012	3	151,36	0,8988
	Mutación	0,1329	3	213,05	0,8671
P ₃	Elite	0,1827	3	209,54	0,8173
	Cruce	0,1329	3	213,05	0,8671
		0,1827	3	209,54	0,8173
	Mutación	0,8291	3	135,23	1,0000
P ₄	Elite	0,1827	3	209,54	0,8173
	Cruce	0,1827	3	209,54	0,8173
		0,1827	3	209,54	0,8173
		0,1827	3	209,54	0,8173
	Mutación	0,7937	3	155,33	1,0000
P ₁₀	
	
	Elite	0,2040	3	282,95	0,7958
		0,2040	3	282,95	0,7958
	Cruce	0,1827	3	282,95	0,8173
		0,2040	3	209,54	0,8173
	Mutación	0,5526	2	180,46	1,0000
Mejor individuo		0,2040	3	282,95	0,7958

Tabla 6.11 Evolucion de las poblaciones de la red de 4 nudos.



En la Figura 6.9 podemos observar como la incorporación del Enlace en Continua en una Red de Distribución a partir de un Algoritmo Genético tal y como se hizo en este sexto capítulo (línea roja), desplaza las curvas P-V del sistema hacia la derecha, aumentando, por tanto, la cargabilidad del mismo.

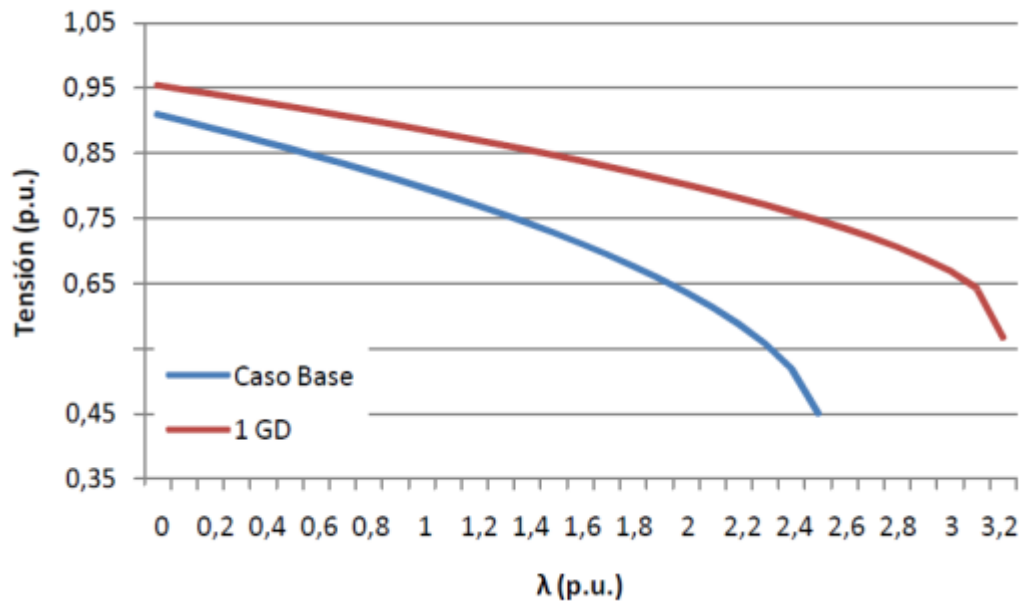


Figura 6.9 Diagrama PV Sistema Eléctrico Equivalente.

6.6 Síntesis.

A la vista de los resultados mostrados en esta sección podemos concluir que el estudio de la localización óptima un enlace VSC-HVDC/MVDC, unidades permite mejorar la cargabilidad del sistema, el perfil de tensión y la estabilidad de tensión.

Para llegar a la anterior conclusión se han alcanzado los siguientes hitos en este sexto capítulo:

1) Con el fin de comprender mejor qué es un Algoritmo Evolutivo genético se hizo una introducción histórica de los mismos y las primeras aplicaciones en las que se utilizaron.

2) Se hizo una descripción de los operadores que se usan en un Algoritmo Evolutivo Genético para poder aplicar en el mismo los pasos para su ejecución.



3) A partir del circuito facilitado por la Compañía EDP (Electricidad de Portugal) equivalente y simplificado al circuito del Capítulo 7 que será objeto de aplicación final en este trabajo se realizaron las operaciones iterativas de aplicación del Algoritmo Evolutivo Genético para ubicar un Enlace en Corriente Continua VSC-HVDC/MVDC, habiéndose mejorado la cargabilidad y la tensión de la red eléctrica representada en el circuito equivalente. Es decir, en el capítulo 7 (de los 8 que contiene la tesis), una vez ubicado óptimamente través de un Algoritmo Evolutivo Genético un Enlace en Corriente Continua VSC-HVDC/MVDC se volverá del circuito equivalente de 4 nudos de la figura 6.7 al de la figura 1.2, ya que son eléctricamente iguales sobre la red de 50 kV de distribución, para realizar diferentes estudios del comportamiento de la capacidad de dicho enlace y así amortiguar las consecuencias provocadas por las contingencias que se presenten en cada una de las áreas del sistema eléctrico de distribución objeto de estudio que interconecta.

4) Se obtienen los resultados en la tabla 6.11 y la figura 6.9 los resultados favorables en la aplicación del Algoritmo Evolutivo Genético en la red equivalente de este sexto capítulo donde ubicando en la posición 3 del circuito equivalente (entre nudos 4 y 0) el Enlace en Continua se mejora la cargabilidad y se desplaza la curva P-V hacia la derecha mejorando la red eléctrica a estudiar.

5) Frente a otros estudios de planificación de mejora en una red eléctrica basado en el análisis de parámetros eléctricos (tensión, potencia y frecuencia) a partir de los datos históricos (trends) que poseen las Compañías de Distribución, se ha demostrado que un estudio de ubicación usando la metaheurística de un Algoritmos Evolutivo Genético es una buena opción que simplifica y vectoriza mejor el objetivo de optimizar una Red de Distribución.



CAPÍTULO 7

RESULTADOS SOBRE EL MODELO VSC-HVDC/MVDC EN LA RED DE DISTRIBUCIÓN OBJETO DE ESTUDIO TRAS APLICAR A LA MISMA UN ALGORITMO EVOLUTIVO GENÉTICO

Ya que en el Capítulo 6, quedó ubicado óptimamente a través de un Algoritmo Evolutivo Genético un Enlace en Corriente Continua VSC-HVDC/MVDC en la red descrita en el capítulo 4 entre los nudos 0 y 4, se volverá del circuito equivalente de 4 nudos de la figura 6.7 al de la figura 4.2, ya que son eléctricamente iguales sobre la red de 50 kV de distribución, para realizar diferentes estudios del comportamiento de la capacidad de dicho enlace y así amortiguar las consecuencias provocadas por las contingencias que se presenten en cada una de las áreas del sistema eléctrico de distribución objeto de estudio que interconecta.

Es decir, una vez el AG ha indicado la mejor posición del Enlace en Corriente Continua en la red de distribución (Capítulo 6), y previo estudio del Capítulo 4, en este nuevo capítulo se conecta el enlace entre los dos nudos conflictivos dado el modelo real objeto de estudio de red y en el que se pueden poner varios escenarios de simulación de tal forma que se pueda llegar a evaluar el rendimiento del uso del VSC-HVDC/MVDC como solución a las restricciones de la Red. Por ello, se presenta la explicación de las gráficas resultado de la simulación en DigSilent Power Factory 14.1 en base a la interconexión entre dos sistemas de áreas de la Red de Distribución objeto de mejora. Finalmente como sistema más global a los FACTS que se están utilizando en la actualidad se hace una demostración de cómo en caso de fallo de un convertidor, el otro puede pasar a funcionar como un STATCOM regulando potencia reactiva.



7.1 Introducción

A partir del circuito equivalente descrito en el Capítulo 6 y las bases teóricas demostradas en el Capítulo 4, en este séptimo capítulo se va a comprobar que mediante la aplicación de ambos métodos (Capítulos 4 y 6) sobre el circuito que se describe en el presente (y que se introdujo también en el Capítulo 4) se optimiza el comportamiento frente a diferentes contingencias que se describirán.

Para ello, se expondrán varios escenarios en los que la instalación del VSC-HVDC/MVDC tras el resultado que en Capítulo 6 se obtuvo al aplicarse a la red un Algoritmo Evolutivo Genético es del todo aceptable para la Optimización del funcionamiento de una Red de Distribución facilitada por la Compañía de Energía EDP la cual está representada en el Estado del Arte de esta Tesis. Nota: Aunque no es trascendental a la hora de realizar el estudio, la Compañía Eléctrica no facilita nombres de Subestaciones ni líneas por lo que se les asignan números para su identificación.

Dichos escenarios son:

→Mejora de la Estabilidad Estática de la Tensión de la Red

→Mejora de las caídas de tensión en la zona conflictiva, suponiendo una fuerte caída de tensión en la Red de transporte (cortocircuito en sistema de transporte) y suponiendo en otro caso una fuerte caída de tensión de la zona conflictiva (cortocircuito en línea).

Aclarar que en este caso, se interpretan a los cortocircuitos como si “acelerasen” en el tiempo las caídas de tensión que la previsión de carga haría si continúa el crecimiento de demanda y no se actualizase la red.

→Mejora de las caídas de tensión a pesar de que el sistema VSC pase a funcionar como STATCOM debido a pérdida de uno de los convertidores o bloqueo de uno de los mismos

7.2 Mejora de la Estabilidad Estática de la Tensión de la Red

Por Estabilidad Estática se entenderá a la capacidad de mantener un correcto nivel de tensión en el caso de que la carga nominal del Sistema de Potencia incremente su valor y la potencia transferida se incremente también.

De la figura 7.1 se observa que cuando la carga del sistema aumenta gradualmente como es el caso del Área 2 del Sistema que se trata, lentamente se observa que el suministro de potencia reactiva y por tanto la tensión en barras de la red pasiva disminuye. A medida que se prevé el aumento de carga, las tensiones van empeorando. A estas curvas donde se representan las crecientes demandas frente a la tensión se las denomina Curvas PV. El



punto donde exista a partir de una determinada demanda la tensión caiga súbitamente, se le denomina Punto Crítico (Inflexión-Knee). Así el par (Pr, Vr) será ese punto crítico, donde:

Pr = Potencia crítica y Vr = Tensión crítica.

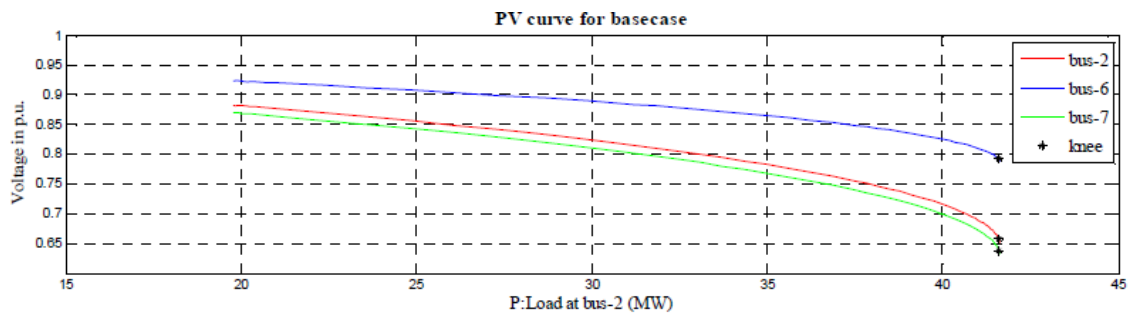


Figura 7.1 Curvas PV para los nudos 2, 6 y 7

Queda de manifiesto que de la red a estudiar, son los nudos 2 y 7 los más conflictivos frente a una previsión de aumento de carga.

Un sistema para la interpretación de estas curvas que se escoge (sobre nudo 2 por ejemplo) puede representarse como (figura 7.2);

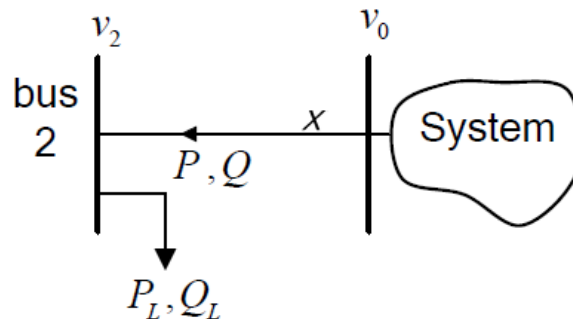


Figura 7.2 Modelo del Esquema Unifilar Simplificado para nudo 2

Donde P_L es la potencia activa demandada y Q_L la reactiva demandada.

El punto crítico (Pr, Vr) puede calcularse según [7] de la siguiente forma:

$$V_{cr} = \frac{v_0}{\sqrt{2 + 2 \sin \phi}}$$

$$P_{cr} = \frac{v_0^2 \cos \phi}{X(2 + 2 \sin \phi)}$$



Donde $\cos\Phi$ es el factor de potencia de la potencia transferida (P,Q) y X la reactancia la de la línea equivalente. Como el sistema VSC-HVDC/MVDC puede absorber potencia activa y reactiva, se puede modificar el factor de potencia y por ende la Pr, por ello este sistema puede mejorar el punto crítico.

Normalmente, el uso de baterías de condensadores cerca de las zonas más débiles mejora los márgenes de estabilidad estática de tensión. Así el nudo más débil se define como el que más cerca esté de experimentar un colapso de tensión. Dicho de otro modo, el nudo más débil es el que tiene una relación de variación de tensión respecto a variación de potencia demandada grande ($\partial v/\partial p$ =sensibilidad de tensión)

La siguiente figura muestra lo explicado donde puede verse que los nudos 2 y 7 son los más sensibles a cambios de carga.

Por datos facilitados por la Compañía EDP, se establece que 2 y 7 pueden ser dos buenos candidatos para instalar en ellos el enlace de continua pero si se instalase en el nudo 7 la impedancia será menor y a la hora de inyectar potencia al mismo las pérdidas en el enlace de transmisión aumentarán por aumentar la corriente. Por lo tanto 2 será siempre el nudo a enlazar.

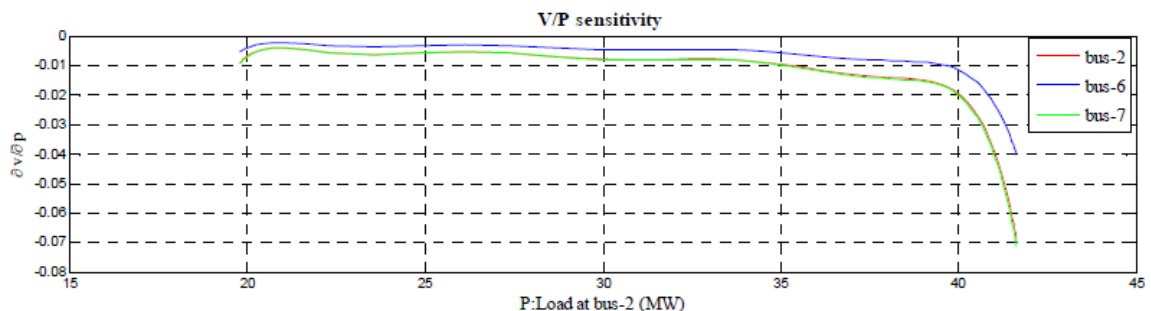
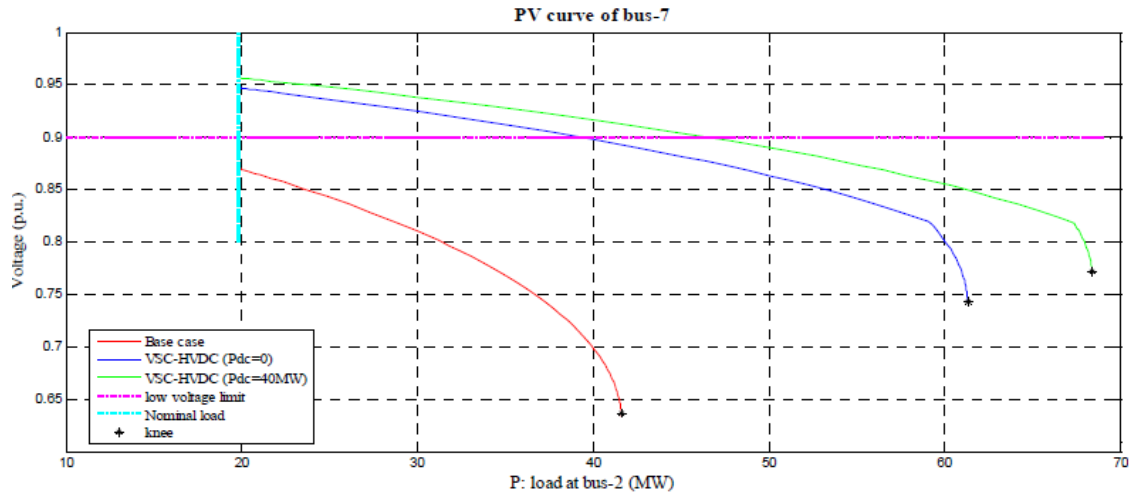


Figura 7.3 Curvas de sensibilidad para los nudos 2,6 y 7

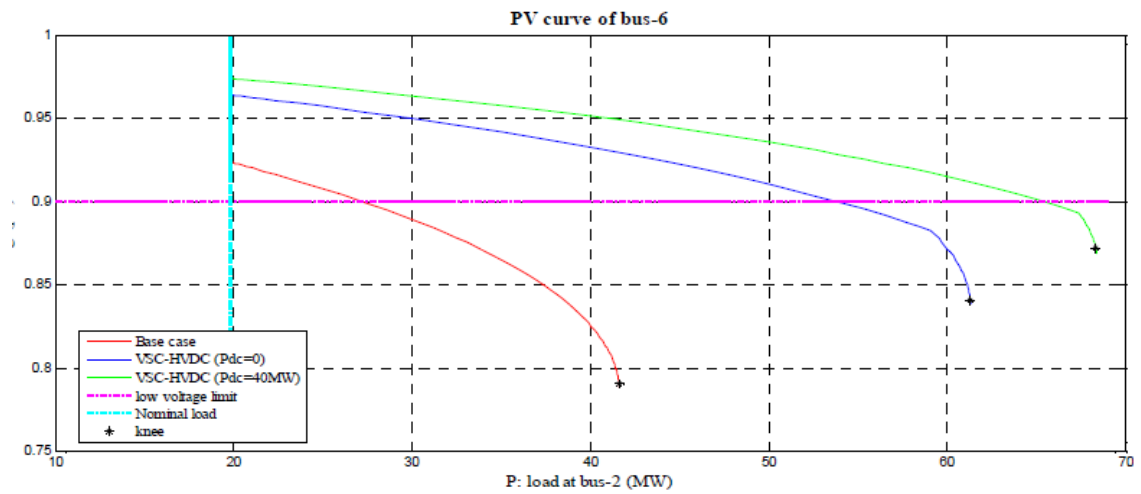
Se estudian 3 casos donde se aumenta la carga en el nudo 2 utilizando 3 tecnologías diferentes para ver la evolución del punto crítico en los **nudos 7,6 y 2** (sin enlace, con enlace STATCOM y con enlace de Pdc=40 MW respectivamente):



a) **Nudo 7**

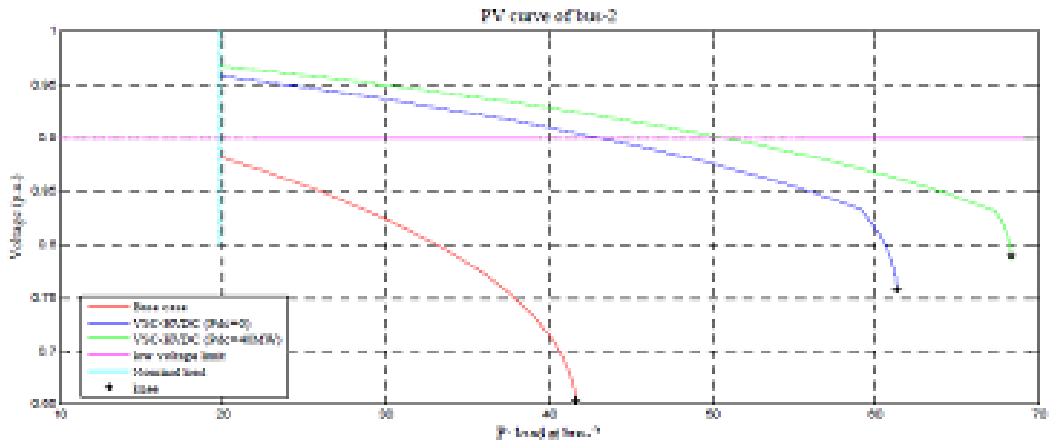


b) **Nudo 6**





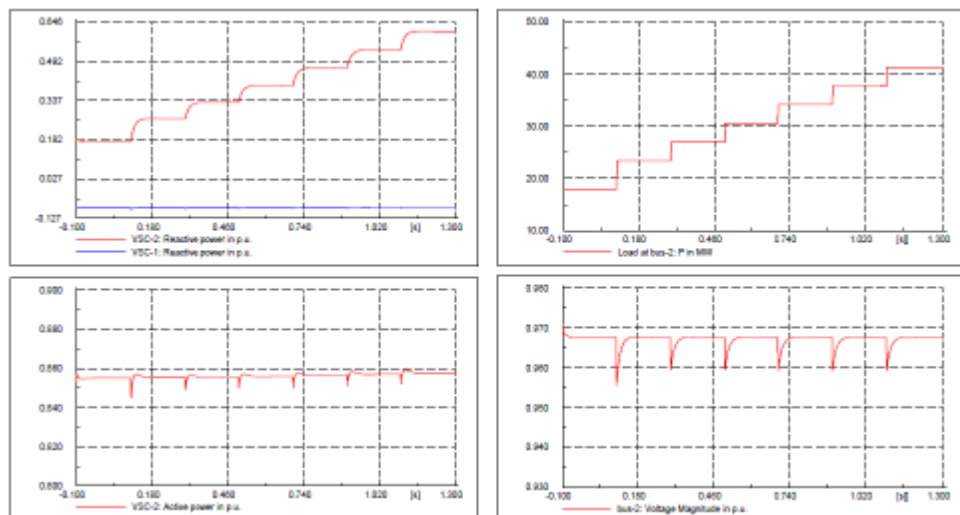
c) **Nudo 2**



En todos los casos puede observarse que con la aplicación del VSC-HVDC/MVDC la tensión en los nudos ha mejorado significativamente.

En las siguientes gráficas puede observarse como a pesar de que la carga en el nudo 2 aumente, el VSC-2 puede ir aumentando la reactiva que entrega y mantener casi constante la potencia activa entregada para mantener la tensión en el nudo 2 constante.

En efecto:



Figuras 7.4. Respuestas de suministro de tensión sobre nudo 2 del VSC-MVDC



7.3 Mejora de las caídas de tensión en la zona conflictiva, frente a cortocircuitos.

Como casos extremos, se simularán diferentes cortocircuitos en el Área 2 a modo de poder observar el comportamiento del enlace VSC-HVDC/MVDC sobre la red de distribución de forma que se “acelera” el comportamiento de la misma Red, respecto a la caída de tensión que experimenta, a medida que su demanda de carga fuese aumentando en un horizonte temporal largo.

Las caídas de tensión son causadas por contingencias en los sistemas de potencia tales como cortocircuitos. El impacto de las caídas de tensión está fuertemente ligado a la localización de los cortos en la Red.

Las caídas de tensión se caracterizan por su magnitud, frecuencia y tiempo de duración. La magnitud se determina por la localización de la falta en la Red y impedancia del corto.

La duración de la falta depende de cómo estén taradas las protecciones de los interruptores de cabecera de las líneas entre los que se produzca la falta.

Las falta más extremas son los cortocircuitos equilibrados trifásicos aunque como ya se ha visto en el capítulo 4 hay otros tipos por ejemplo; SFGL-Single Fault Ground Line.

A continuación se detallan diferentes faltas:

7.3.1 Cortocircuito en la Red de 220 kV lejos de la zona conflictiva (Área-2)

Para simular un corto en la Red de 220 kV se crea a través de una impedancia en paralelo con el nudo 0.

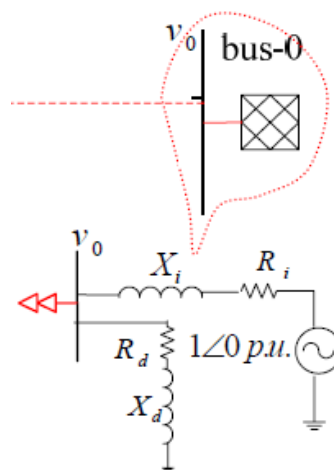




Figura 7.5. Representación de cortocircuito a partir de impedancia X_d y R_d

El criterio que se toma a la hora de elegir X_d y R_d será aquel que mantenga constante la relación R/X (donde R y X son valores de la Red de 220 kV). Esto es que debe cumplirse:

$$\frac{R_d}{X_d} = \frac{R}{X}$$

Este criterio así tomado hace que la referencia de la tensión del nudo 0 no varíe y su generador pueda tomarse como SLACK, tal y como se muestra en la figura anterior.

Los valores de la reactancia y la resistencia en derivación que simulan la falta se expresan como sigue:

$$X_d = \frac{k_1}{1-k_1} \frac{V_{LL}^2}{S} \frac{1}{\sqrt{1+k_2^2}}$$
$$R_d = k_2 X_d$$

Donde:

k_1 es la caída de tensión en valores por unidad k_2 es la relación constante de R/X

V_{LL} es la tensión de línea de la red

S es la potencia de cortocircuito del sistema de 220 kV

Si se produjese una falta en el sistema de 220 kV la compañía EDP facilita un esquema donde se puede ver la propagación de la caída de tensión en la Red la cual a pesar de estar enlazados mediante VSC-HVDC/MVDC. La gráfica siguiente muestra lo dicho a través de las líneas punteadas. Figura 7.6:

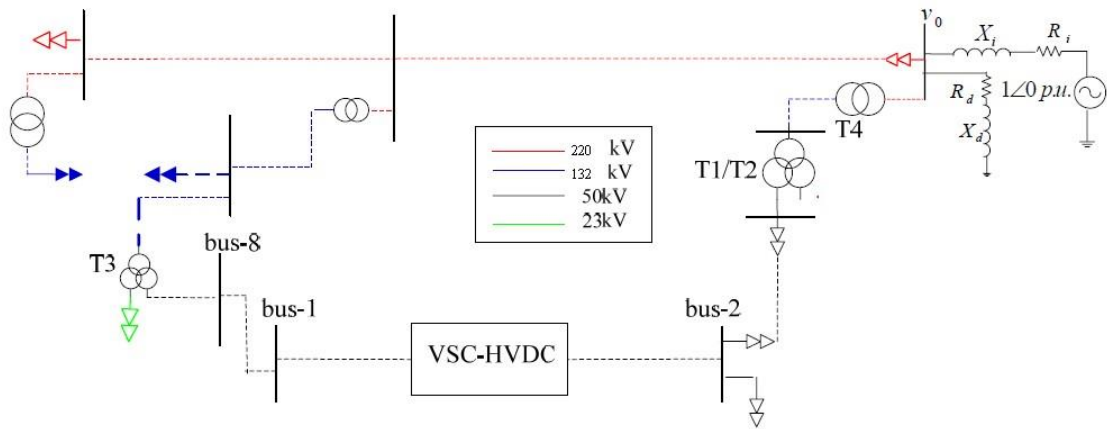


Figura 7.6 Propagación de la caída de tensión en la Red

A continuación se muestra una simulación de una caída de tensión en el nudo 0 de valor 0,8 p.u con una duración de 0.1seg. Dicha caída de tensión es provocada por un corto a través de la impedancia R_d , X_d descrita anteriormente. La respuesta del VSC-HVDC/MVDC y el resto de la Red se describe en las siguientes gráficas teniendo en cuenta que las que van punteadas será la respuesta del sistema suponiendo que no hay enlace (es decir, como la red está actualmente) y las líneas continuas representan las respuestas con el enlace incorporado.

a) Primeramente se produce el fallo y la caída de tensión. Con enlace o sin él apenas se observa variación en la tensión del nudo 0. Se superponen las gráficas:

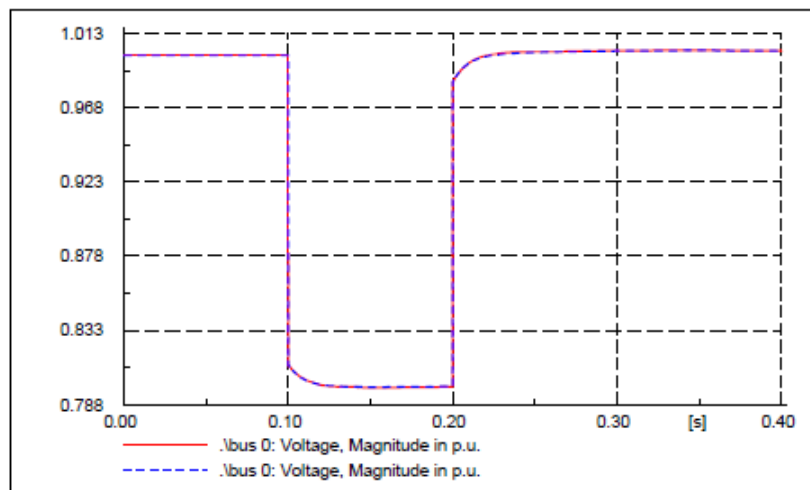


Figura 7.7 Caída tensión en red

b) Antes, durante y después de producirse la falta se observa que la tensión en el nudo 1 es más alta sin enlace que con enlace y en el nudo 2 justo



los contrario debido a las características de la Z_{HVDC} y su influencia en la topología de la red. Las respuestas son:

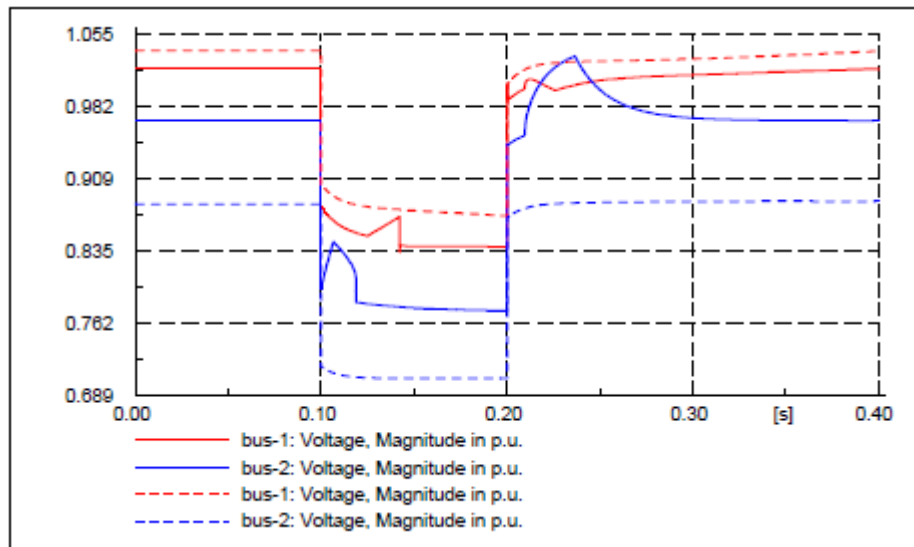


Figura 7.8 Tensión en extremos

c) Debido a la propagación de la caída de tensión y las características de la red que se produce tanto en el nudo 1 como en el 2, se muestra inevitable que las corrientes del VSC-1 y VSC-2 se vean arrastradas a alimentar la falta con lo que alcanzarán su límite de corriente:

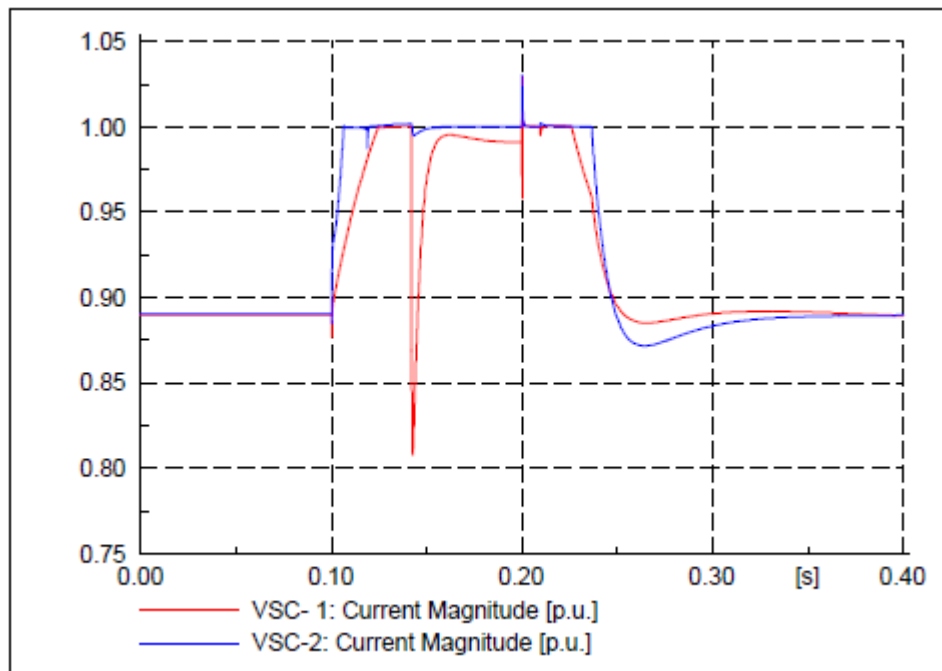


Figura 7.9 Corriente en extremos



d) Debido a esto se produce un pico en U_{dc} y un desequilibrio el balance de potencia dentro del enlace ya que el incremento de la corriente de salida del VSC-2 no se ve compensado por un decremento en la corriente de entrada del VSC-1 por tanto hará que los valores de U_{dc} superen 1.1 p.u y la Estrategia de control deba ser la 2 tal y como se explicó en el Capítulo 4 apartado. 4.6. En efecto:

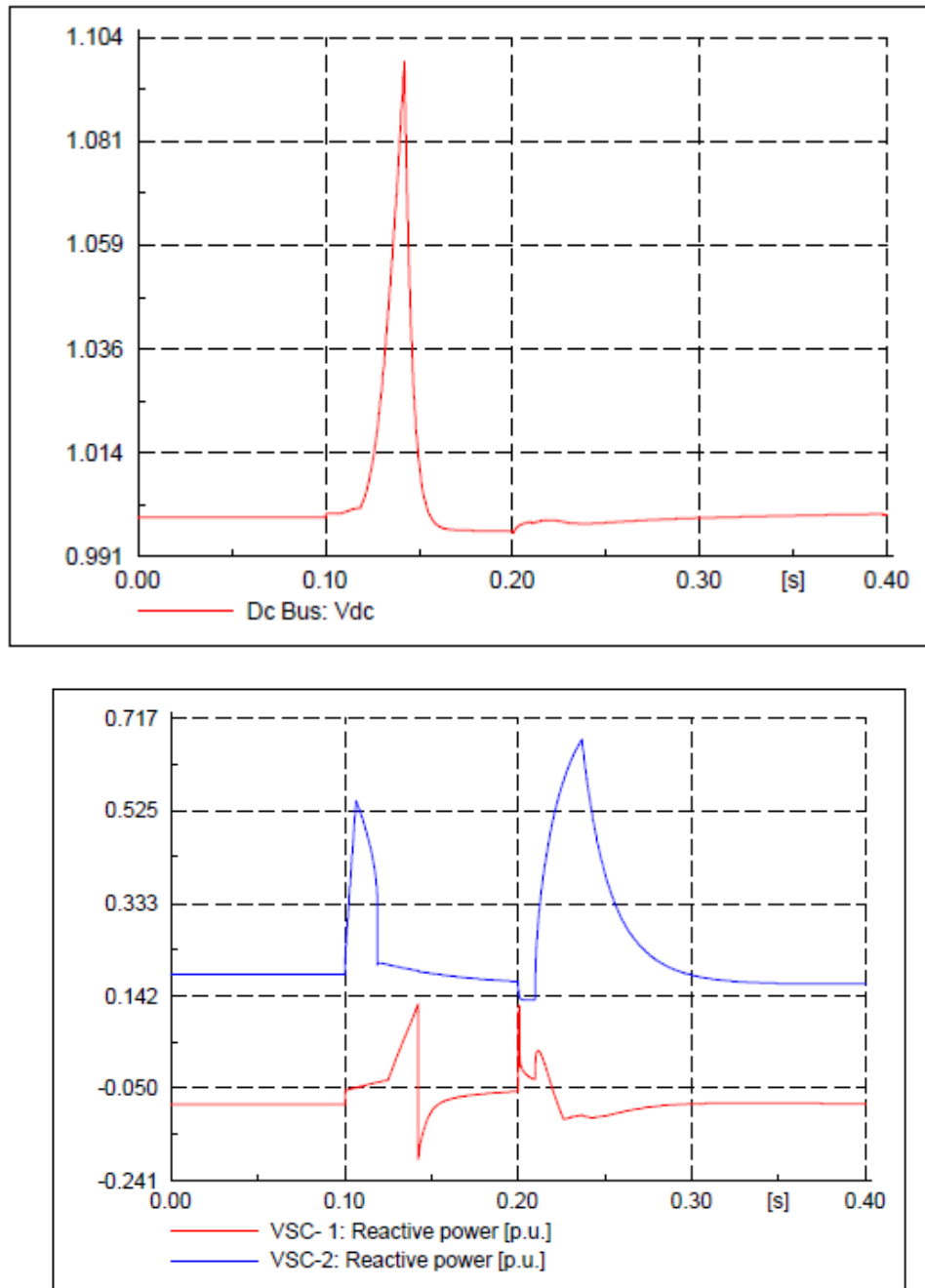


Figura 7.10 Tensión en continua y reactiva en extremos

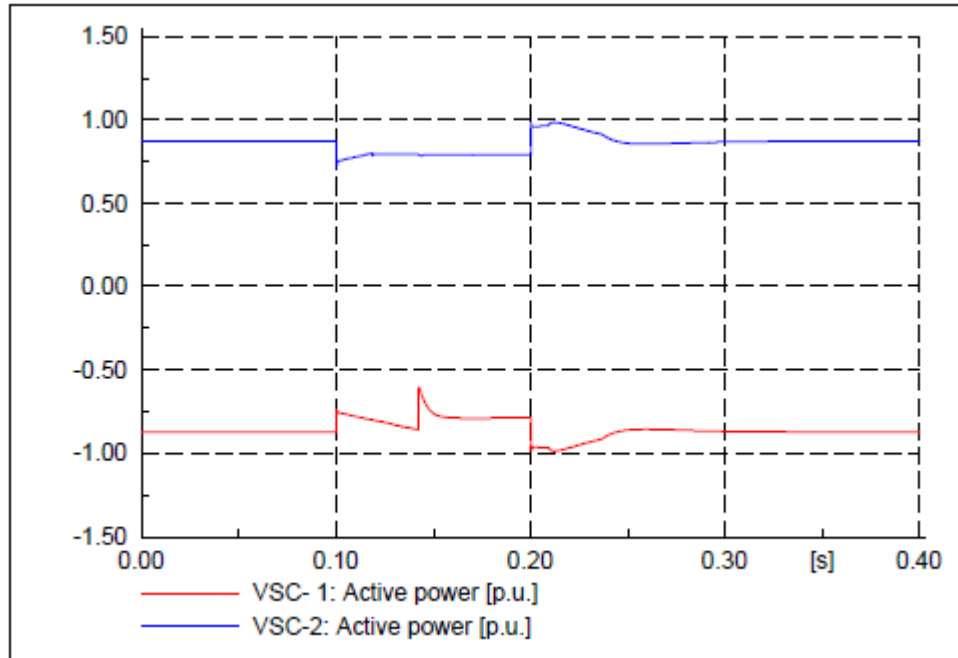


Figura 7.11 Potencia activa en extremos

e) Se observa que el enlace VSC-HVDC/MVDC lograría mantener tras la falta los niveles de tensión en valores aceptables, especialmente en el nudo 2 que es nuestro objetivo y además durante la falta se consigue “estrangular” la entrada y la salida de potencia en el enlace de continua de modo que se puede controlar más la alimentación a la localización de la falta.

7.3.2 Cortocircuito en la Red de 50 kV dentro de la zona conflictiva (Área-2, línea 7)

f) Se simula un cortocircuito en la línea 7 del área 2 (con un tiempo de 100ms y una falta de impedancia $1j \Omega$). Las caídas de tensión con y sin enlace se detallan a continuación observándose que debido a la topología de la red y la localización de la falta la tensión en el nudo 1 apenas si ha variado.

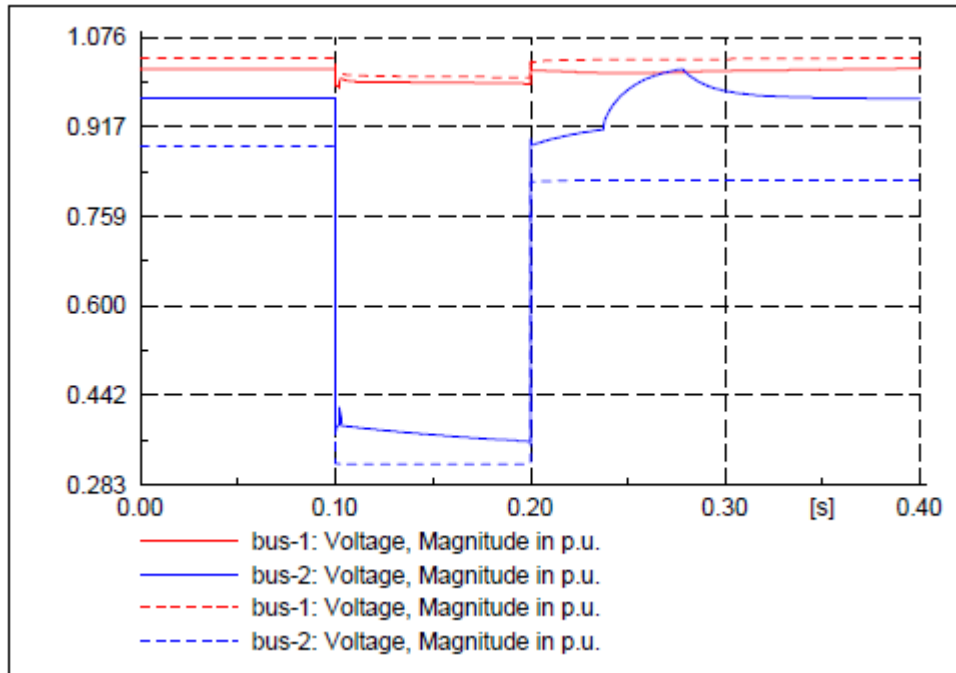


Figura 7.12 Comparativas con y sin enlace de extremos

g) Ante esta situación, se repite el mismo caso que en apartado 4.6 del capítulo 4. En efecto:

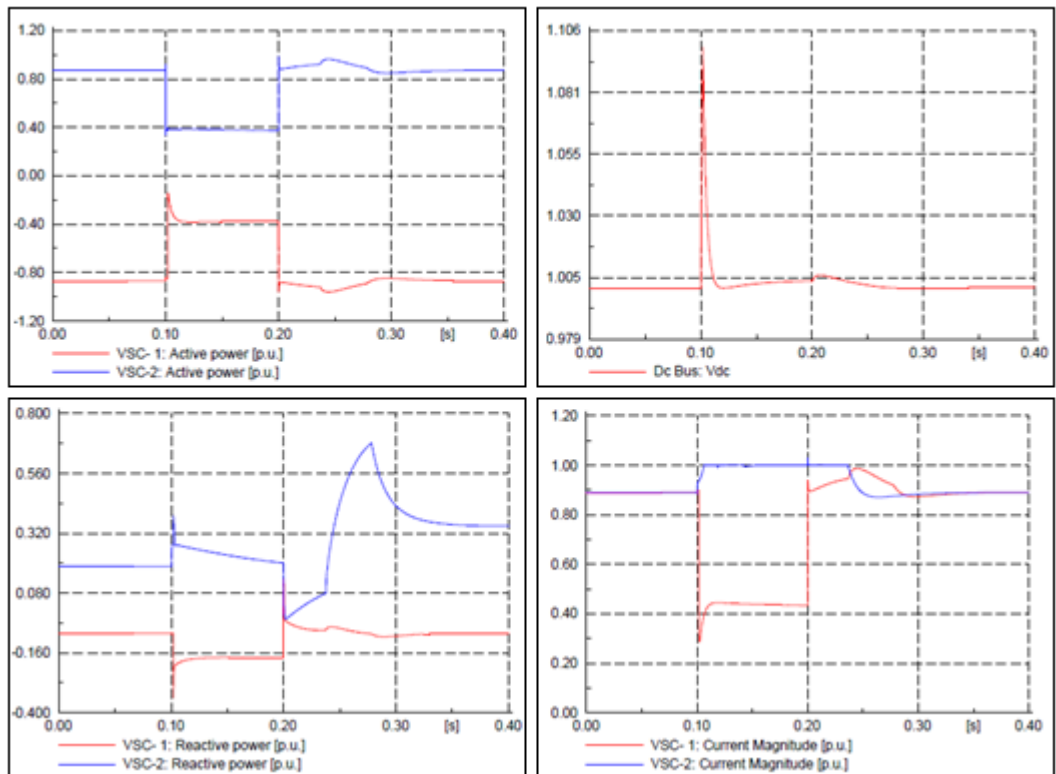




Figura 7.13 Actuaciones del sistema eléctrico

7.4 Mejora de las caídas de tensión a pesar de que el sistema VSC pase a funcionar como STATCOM debido a pérdida de uno de los convertidores o bloqueo de uno de los mismos

El VSC-MVDC/HVDC es capaz de operar sin transmitir potencia activa siendo capaz de hacerlo solo en modo reactiva (STATCOM). En esta Tesis se plantea la posibilidad de que a pesar de existir las faltas, uno de los dos convertidores pudiera quedar inoperativos o bloqueados. Para ello se analizan los siguientes casos:

7.4.1 Se desconecta el VSC-1 junto con su banco de filtros de alterna debido a una falta interna del convertidor.

En este caso se considera que la falta dura 100ms.

- a) La tensión del nudo 1 aumenta al desaparecer carga (se produce un cierto Efecto Ferranti).

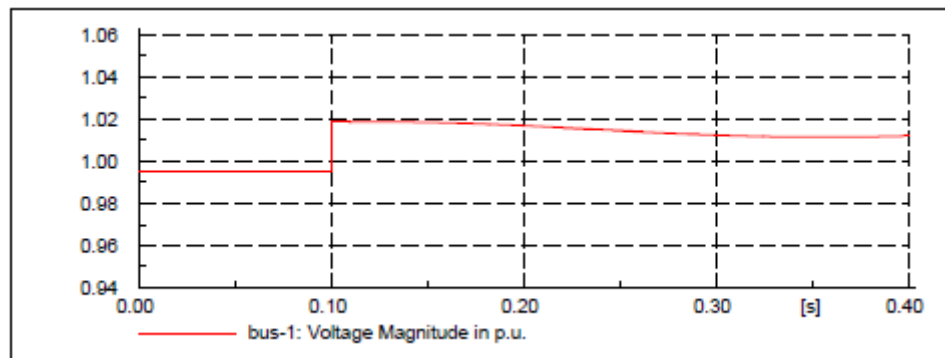


Figura 7.15 Efecto Ferranti nudo 1

- b) Debido a que U_{dc} depende de la tensión en el nudo 1, ya que

$$\hat{u} = \frac{1}{2} u_{dc} M \sin(\omega_e t + \delta) + \text{harmonics}$$

Esto provoca al principio de la desconexión una pequeña subida de U_{dc} .

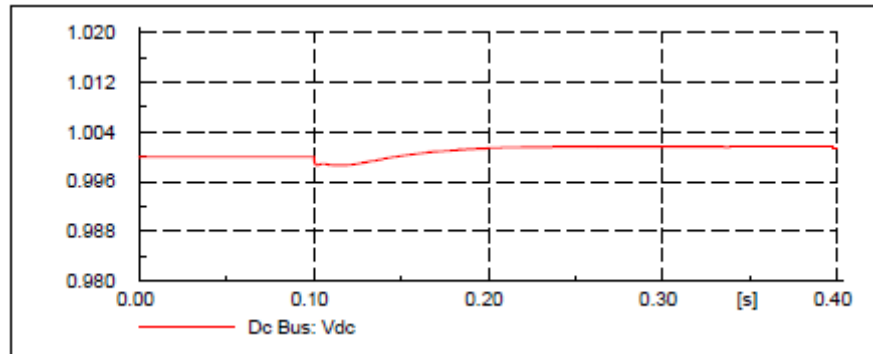


Figura 7.16 Variación de Udc

c) Al estar en principio siempre en Estrategia-1 lo que hace VSC-2 es adelantarse a este cambio absorbiendo reactiva. El VSC-1 recordemos que se ha desconectado.

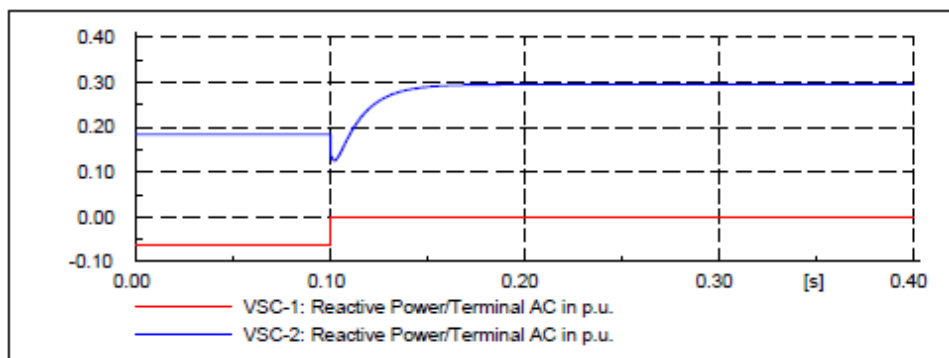


Figura 7.17 Absorción reactiva VSC-1

d) De este modo la tensión en el nudo 2 bajará también, pero al estar en Estrategia-1 la tensión bajará hasta un valor limitado a partir del cual VSC-2 dejará de absorber reactiva y estabilizará la tensión en el nudo 2 y por ende la tensión Udc. Recordemos que es VSC-2 quien tiene el control de la reactiva ya que VSC-1 se ha desconectado

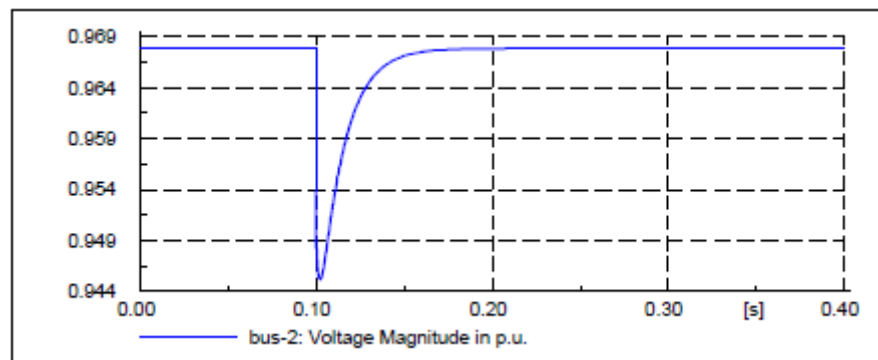




Figura 7.18 Variación tensión VSC-2

e) A medida que la tensión va aumentando en el nudo 2 gracias a la disminución de absorción de reactiva por parte de VSC-2 para controlar U_{dc} , al encontrarse con la impedancia del nudo 2 (filtros) la corriente del nudo 2 va aumentando acorde a la ley de Ohm. La del VSC-1 al estar desconectado lógicamente es 0

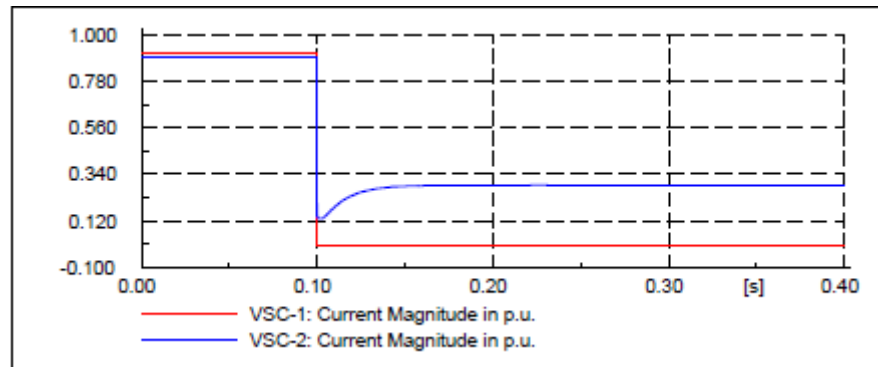


Figura 7.19 Variaciones de corriente nudos 1 y 2

f) Al estar en control STATCOM el VSC-2 y el VSC-1 estar desconectado la potencia activa de ambos convertidores durante la falta y posterior a ella es 0.

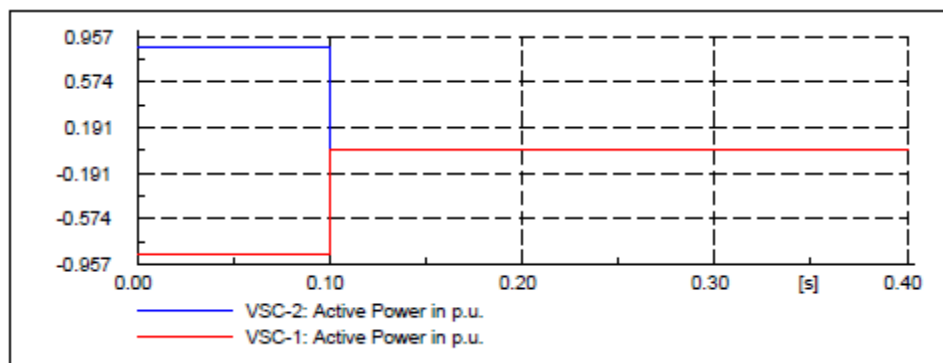


Figura 7.20 Variación de potencia activa VSC's

7.4.2 Se bloquea el VSC-1 debido a una falta externa del convertidor (cortocircuito en línea 9 del Área 1).

Condiciones de contorno: La falta tiene un tiempo de duración de 100 ms. El VSC-1 se ha bloqueado mientras dura la falta por lo que ambos convertidores solo regulan reactiva



g) Al producirse un cortocircuito en el lado del VSC-1 la tensión en el nudo 1 por los motivos explicados en apartados anteriores cae y en este caso al valor 0 p.u

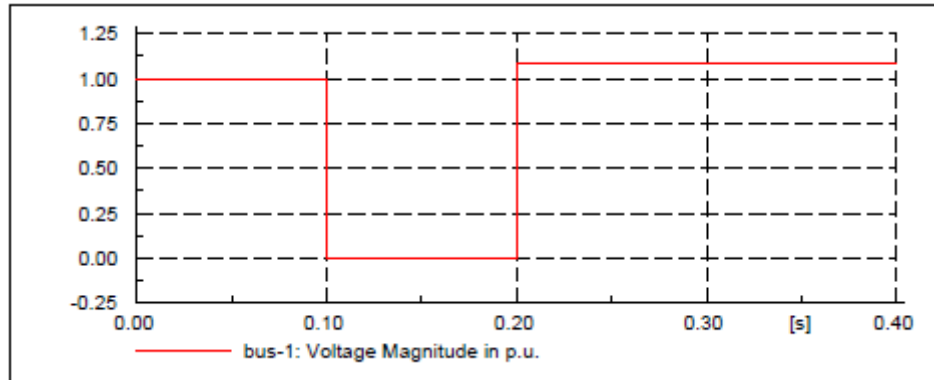


Figura 7.21 Bajada tensión VSC- 1

h) Inevitablemente el lado del VSC-1 se “baña” de la corriente que la falta le aporta por lo que la corriente del VSC-1 sube a sus valores máximos. Esto hará que la tensión Udc tienda a subir. Para mantener la tensión Udc cte. La corriente de VSC-2 disminuye.

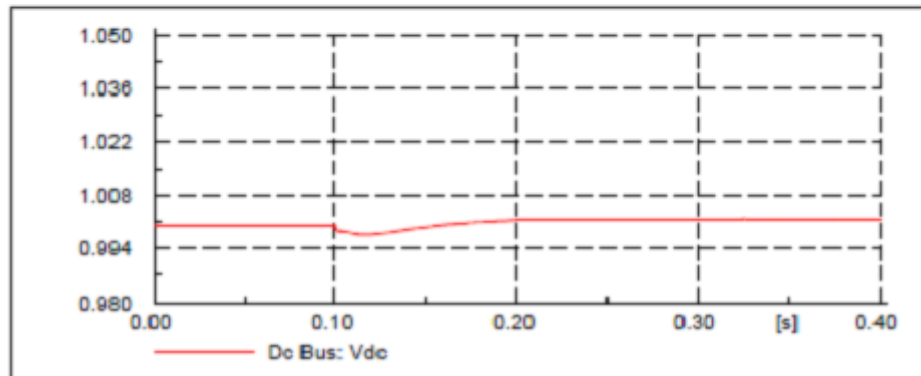
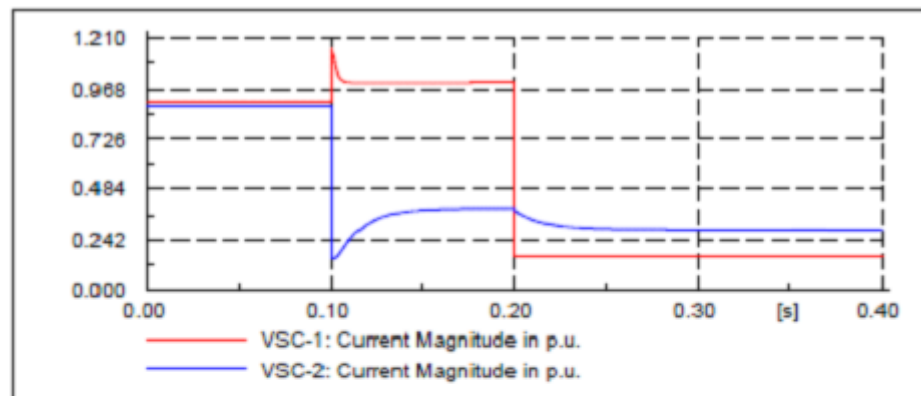




Figura 7.22 Variación corriente VSC's y de Udc

i) Ya que VSC-2 está en Estrategia-1 lo que hace es absorber reactiva para bajar la tensión del nudo 2 y estabilizar la tensión en continua ya que Al tener control de la tensión del nudo 2 esta bajará hasta un valor y luego absorbiendo menos reactiva consigue estabilizar. Por su parte el VSC-1 emite reactiva para compensar la caída de tensión

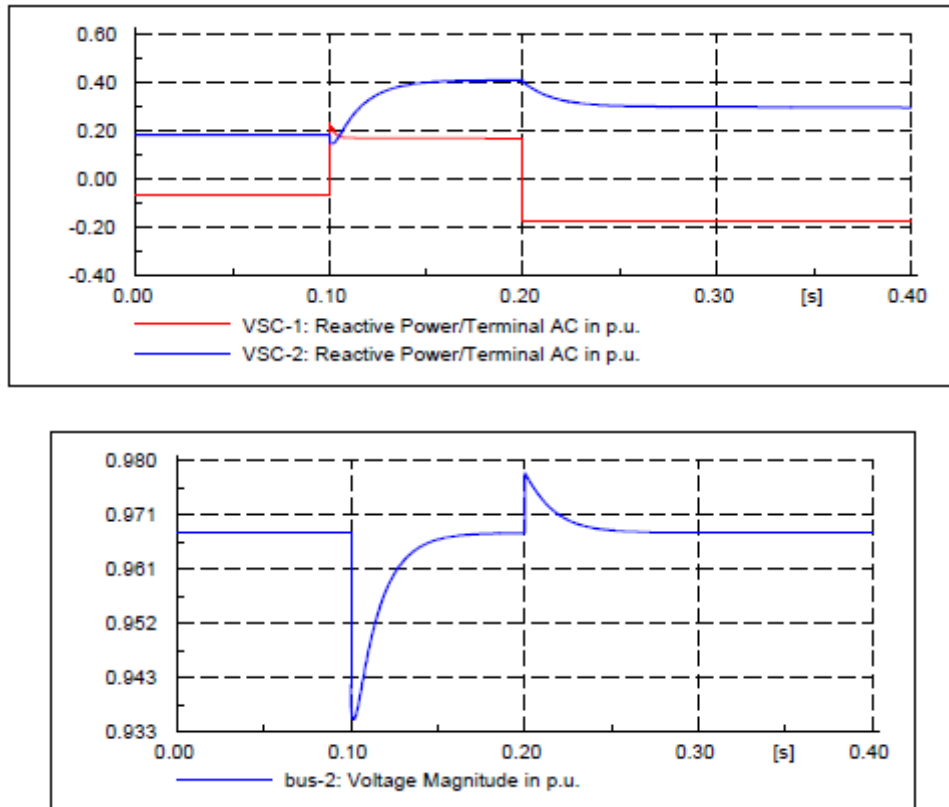


Figura 7.23 Variaciones de reactiva VSC's y tensión nudo 2

j) La potencia en VSC-1 mientras dura la falta es 0 ya que la tensión en el nudo es lo que vale y como Udc es cte la potencia de entrada (0) debe ser igual a la que entrega el VSC-2 (cero también)

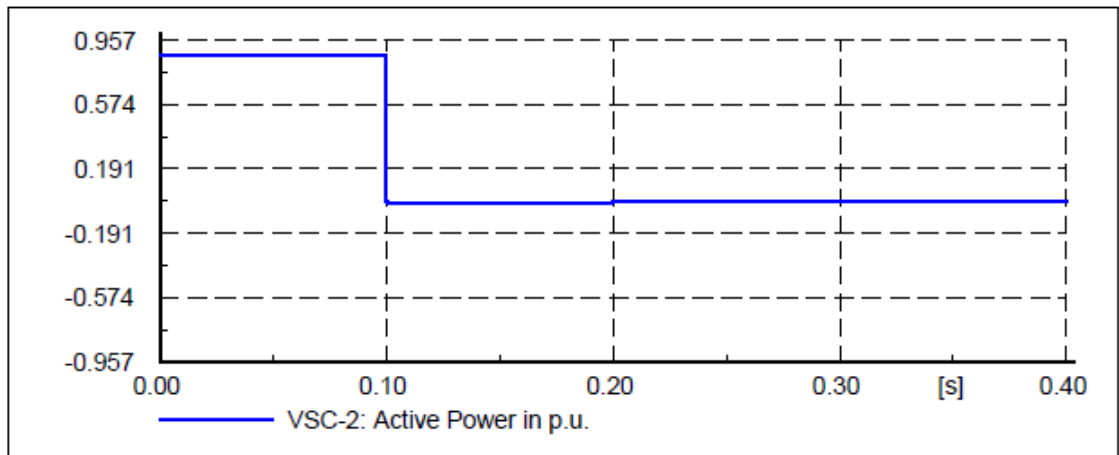


Figura 7.24 Potencia activa en VSC-2

k) Hay que observar que tras la desaparición de la falta el VSC1 la corriente del VSC-1 no vuelve a su valor original debido al bloqueo y para que la U_{dc} se mantenga cte entonces la corriente de VSC-2 tampoco vuelve a su posición. Análogamente ocurre con la reactiva. En el nudo 1 al absorberse menos reactiva la tensión en el 1 se mantiene en un valor superior a la prefalta y la reactiva en el nudo 2 se queda en un valor algo más alto para estabilizar la tensión en el nudo 2

Las conclusiones que de este Análisis se pueden obtener es que a pesar de las contingencias el perfil de tensión del Área 2 se mantendría estable.

7.4.3 Se bloquea el VSC-2 debido a una falta externa del convertidor (cortocircuito en línea 10 del Área 2).

Condiciones de contorno: la falta es igual que en el caso anterior.

Las características de la pre-falta y falta son iguales a como se ha explicado para un caso de Estrategia 2 del capítulo 4 apartado 4.6.

En el periodo de post-falta ocurre lo mismo que en el caso B) de este apartado. En efecto:

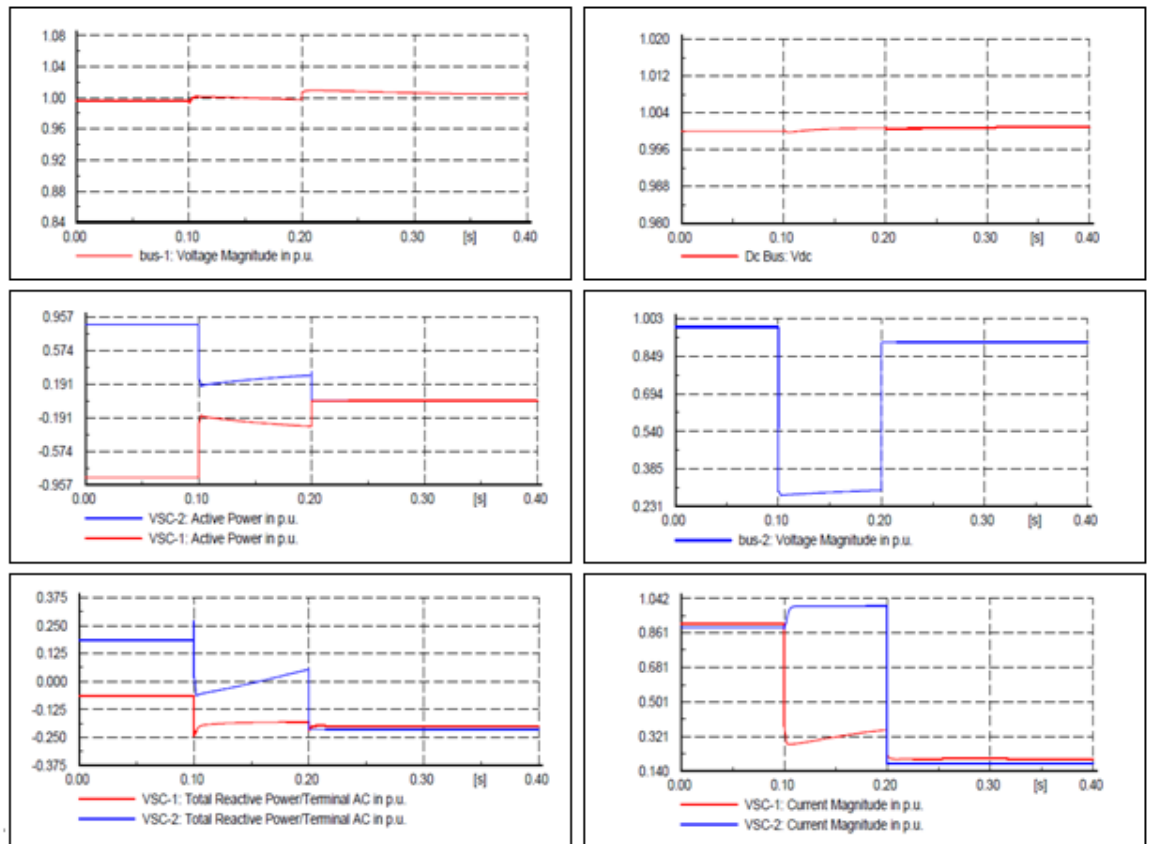


Figura 7.25 Comportamiento por bloqueo VSC-2 de la red

7.5 Síntesis.

A partir del circuito equivalente descrito en el Capítulo 6 y las bases teóricas demostradas en el Capítulo 4 se ha realizado en este séptimo capítulo el estudio de la red eléctrica objeto de estudio para su mejora. En dicho capítulo se han demostrado los siguientes hitos:

1) Se ha introducido el concepto de Estabilidad Estática de Tensión (mostrado en la figura 6.9) y se ha demostrado que mediante el uso de un enlace en corriente continua dentro de la red del capítulo 7 la curva P-V se despalza a la derecha a medida que la cargabilidad aumenta, lo cual encaja con los resultados obtenidos en el circuito equivalente del Capítulo 6.

2) Ubicado el Enlace en Continua VSC-HVDC/MVDC en la red objeto de estudio del Capítulo 7, se ha demostrado que las caídas de tensión al otro lado del área interconectada por el mismo se amortiguan y no son tan severas como



en el caso que dicho enlace no interconectase las áreas del sistema eléctrico del Capítulo 7. Para ello se realizó un estudio de cortocircuito en el área de 220 kV alejada de la zona conflictiva (lado red pasiva de 50 kV) y se demostró lo descrito. Después se realizó un estudio de cortocircuito en la red dentro del área conflictiva de 50 kV. Se recuerda que la zona conflictiva de 50 kV es la zona de la red pasiva por cuyo aumento de demanda en la misma se pone en peligro la estabilidad de toda la red a diha zona conectada.

3) Para poner en un mayor límite el sistema del Capítulo 7 y comprobar que puede seguir existiendo estabilidad en el mismo, se ha demostrado que a pesar que en el sistema VSC (convertidores) uno de los que forman el Enlace en Corriente Continua se bloquee o se separe del sistema por alguna contingencia, el oro convertidor pasa a funcionar como STACOM (tipo de FACT), no tan global con el Enlace en Corriente Continua, pero que como tal es capaz de mantener en el área que no haya sufrido contingencia los niveles de tensión y potencia cerca de los valores nominales.

Por todo ello, se concluye que la aplicación mediante un Enlace en Corriente Continua a partir de la ubicación de un Algoritmo Evolutivo Genético es un buen método para optimizar una Red Eléctrca de Distribución Eléctrica.



CAPÍTULO 8

CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN FUTURAS

En este último Capítulo se muestra un resumen de las principales conclusiones obtenidas al usar mediante un Algoritmo Evolutivo Genético un enlace VSC-HVDC/MVDC en una Red de Distribución Eléctrica para solventar los problemas técnicos a los que se enfrenta la misma. También se exponen desarrollos futuros o líneas de trabajo que podrían surgir a partir de esta tesis.



8.1 Aportaciones.

Las Redes Eléctricas de Distribución se ven obligadas a trabajar en condiciones próximas a su umbral de correcto funcionamiento debido a diferentes causas como las del aumento de la demanda cada vez mayor, malas condiciones meteorológicas y la adaptación a la aparición del nuevo modelo de Red debido a la Generación Distribuida.

Cuando la Red es explotada en estas condiciones, presenta comportamientos no estables que repercuten en la calidad del suministro pudiéndose producir un colapso.

Esta tesis ha analizado formas efectivas de resolver este problema, alcanzándose las siguientes conclusiones:

- Se ha justificado que los Enlaces en Corriente Continua, por sus mejores prestaciones en cuanto a la contribución al control de alimentación de cortocircuitos, es mejor solución para solventar los problemas actuales de las Redes de Distribución frente a otras soluciones como el uso de baterías de condensadores, volantes de inercia, baterías de almacenamiento y el uso de otros FACTS menos resolutivos.
- Se ha justificado la elección del tipo VSC-HVDC/MVDC frente al HVDC Clásico, por sus mejores prestaciones en cuanto al control de potencia activa y reactiva de forma independiente, mejor conmutación en sus convertidores haciendo que disminuyan los armónicos en la Red menores pérdidas de calentamiento y un mejor aprovechamiento espacial de las instalaciones ya que la conexión entre dos áreas se puede realizar desde una misma estación.
- Un Enlace en Corriente Continua es un sistema FACTS más resolutivo que otros sistemas FACTS. Se ha comprobado que si en un FACTS de Enlace en Corriente Continua tipo VSC-HVDC/MVDC, uno de los Convertidores quedase inoperativo, dicho Enlace en Continua con el Convertidor operativo puede pasar a funcionar como FACTS tipo Compensador Estático (STATCOM) de modo que se puede regular la tensión de una forma rápida aunque no se podrá controlar la potencia activa.
- Se han investigado diferentes situaciones para comprobar el rendimiento del VSC-HVDC/MVDC a la hora de mitigar las limitaciones de la red y con ello posponer los posibles refuerzos en la infraestructura de la misma pudiéndose concluir que la respuesta del sistema es rápida.



- Se ha comprobado que la filosofía de funcionamiento del Enlace VSC-HVDC/MVDC, ante las contingencias que se puedan presentar en uno de sus extremos, es la de mantener la tensión entre los convertidores (U_{dc} , tensión en continua) en niveles constantes. Así también, se ha observado que el otro extremo no damnificado puede seguir manteniendo sus condiciones de tensión lo más aproximada a los valores que antes de la contingencia tenía y que la variación de transmisión de energía en la parte donde no hay contingencias no es muy grande, por lo que las cargas conectadas en el otro extremo del Enlace que no ha sufrido contingencia, no sufren tanto.
- Se ha analizado de qué manera se puede resolver el problema de la ubicación de los Enlaces en Continua de modo que la operatividad del conjunto (Enlace y Red) sea lo más óptima posible. Para ello se empleó la técnica más adecuada a esta clase de problemas, que en este caso resultó ser una técnica de tipo metaheurística, y tras efectuar un estudio general del estado del arte de estas técnicas, se concluyó que el criterio más conveniente a elegir era el de un Algoritmo Evolutivo Genético.

La aplicación de dicho algoritmo para ubicar un Enlace en Continua se ha ejecutado, por simplificación de cálculos, sobre un circuito equivalente al circuito objeto de estudio. En este circuito equivalente se ha demostrado, a través de las distintas iteraciones requeridas en la aplicación de la metaheurística elegida, la mejora de la Red en cuanto a que la solicitud de las cargas puede aumentar ya que soportan mejor los aumentos de demanda. La relación entre potencia activa y reactiva donde está ubicado el Enlace puede aumentar también, liberando al resto de líneas de la Red de tener un mayor flujo de carga. Por ello, las caídas de tensión en las mismas líneas son menores y las tensiones en los nudos no caen tanto como en el caso de no ubicar un Enlace en corriente Continua tipo VSC-HVDC/MVDC, por lo que se mejora el perfil de tensiones de la Red.

Frente a otros estudios de planificación de mejora en una red eléctrica basado en el análisis de parámetros eléctricos (tensión, potencia y frecuencia) a partir de los datos históricos (trends) que poseen las Compañías de Distribución, se ha demostrado que un estudio de ubicación usando la metaheurística de un Algoritmos Evolutivo Genético es una buena opción que simplifica y vectoriza mejor el objetivo de optimizar una Red de Distribución.

- Se ha comprobado en el circuito objeto de estudio que incluye grupos de generación eólica que pueden provocar huecos de tensión, que gracias al enlace VSC-HVDC/MVDC, ante grandes huecos de tensión en la parte de 220 kV, el resto de la Red no ve alterado su perfil de



tensiones tanto como el caso de que no estuviera dicho Enlace ubicado en la misma.

- En definitiva, teniendo en cuenta que el objetivo de esta tesis es la de proponer una solución que mejore el funcionamiento de una Red de Distribución Eléctrica mediante la ubicación de un Enlace en Corriente Continua tipo VSC-HVDC/MVDC, se ha justificado el cumplimiento de los hitos que a continuación se detallan, sin los cuales no sería posible el logro de dicho objetivo.
 - ✓ Se ha justificado que el uso de la tecnología VSC-HVDC/MVDC es una buena alternativa y un método más global ante otros sistemas para resolver problemas de la Red.
 - ✓ Se ha detallado la tecnología que sustentan estos Enlaces en Corriente Continua.
 - ✓ Se ha desarrollado un modelo de enlace VSC-HVDC/MVDC para controlar las inyecciones de potencia entre dos áreas eléctricas donde se ha tenido en cuenta todos sus parámetros y límites de funcionamiento.
 - ✓ Ante la problemática que surge al ubicar un Enlace en Corriente Continua en una Red, se ha justificado que mediante el uso de una técnica metaheurística, y concretamente, mediante la de un Algoritmo Evolutivo Genético, resulta la forma más adecuada de hacerlo, y se ha explicado detalladamente, sobre un modelo equivalente de la Red objeto de estudio, cómo se aplica dicho algoritmo.
 - ✓ Se ha aplicado lo anteriormente expuesto a una Red de Distribución y se ha comprobado que, previa aplicación de la técnica metaheurística respecto a la posición del Enlace en Continua, tras haber sometido a la Red a diferentes contingencias, la calidad de la Red mejora sustancialmente frente a la misma situación si no existiera el Enlace en Continua.

Además de las ventajas señaladas en la aplicación de las técnicas propuestas se pueden reseñar otra serie de aspectos positivos derivados de la regla de funcionamiento del sistema eléctrico que se describen en el siguiente apartado.



8.2 Ventajas adicionales en los sistemas eléctricos habituales que contienen Enlaces en Continua.

Una primera ventaja es **Mejora del Precio de Mercado Eléctrico (Precio Pool)**. **Desplazamiento de la Curva de Oferta hacia la izquierda**. En, [62], se explican las reglas de una parte importante del funcionamiento del Mercado Eléctrico español dentro del marco liberalizado. Concretamente explica cómo se hace una casación de Oferta y Demanda.

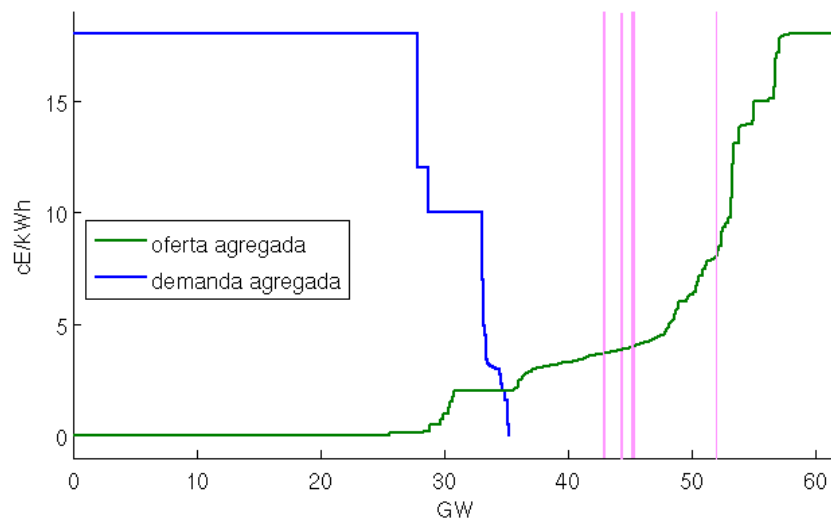


Figura 8.1: Curvas agregadas de oferta y demanda para la hora H15 del 4 de junio de 2014. Las bandas verticales señalan los cuatro tramos de la oferta realizada por una central eléctrica. Fuente [62]

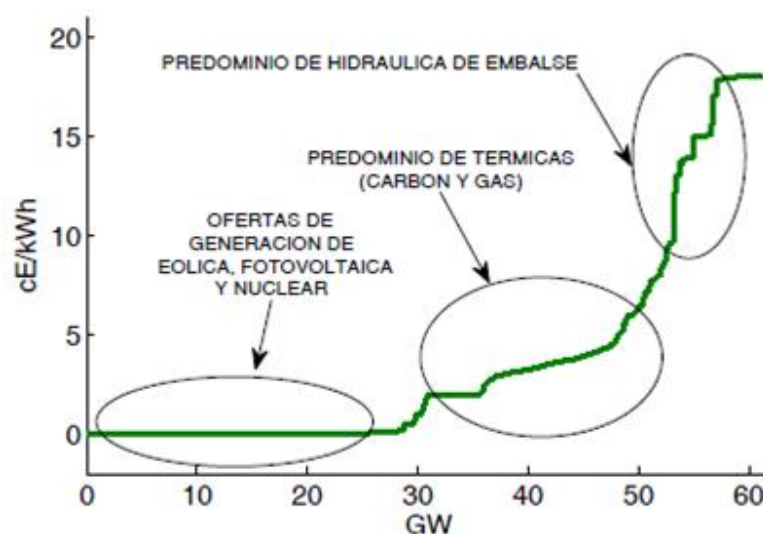


Figura 8.2: Disposición típica de las tecnologías generadoras en la curva agregada de oferta. Fuente [62]



Si los enlaces eléctricos VSC-HVDC/MVDC son capaces de amortiguar las contingencias presentadas en los capítulos anteriores, la oferta en Regulación Secundaria que deban presentar las Compañías Generadoras serán menores en número y capacidad. Esto hará que las curvas de oferta se desplacen hacia la izquierda con lo que los precios marginales de casación serán menores y por tanto la componente de la factura eléctrica libre será menor ya que la Compañía de Distribución, pagará menos a la de Generación redundando en que lo que se le cobre al Cliente por parte de la Compañía de Distribución sea menos coste a favor del Cliente.

La posible pérdida de ingreso por parte de la Compañía Eléctrica queda disminuida en sí misma ya que muchas centrales de gas (Ciclos Combinados) no entrarían a funcionar por necesidades de suministro.

Ello redundará en una menor compra de combustible fósil y por ello derivaría en una optimización económica a nivel de Oferta y Demanda.

Una segunda ventaja es la mejora de los resultados en las subastas de interrumpibilidad. Como uno de los problemas del sistema eléctrico actuales, se hace un repaso sobre las subastas de interrumpibilidad de suministro basadas en que el Operador del Sistema (REE) convoca a grandes Compañías demandantes de flujo eléctrico (Arcelor, Asturiana de Zinc, Alcoa, etc.) para que a partir de un precio de salida dichas Compañías adquieran unos determinados paquetes de energía interrumpibles a cambio del precio de salida dado por REE. Al ser un precio de salida alto muchas de ellas irán a subasta, sin embargo puede ocurrir que sea más la suma de potencia de todas Compañías que están dispuestas a dejarse interrumpir el suministro que la cantidad de potencia que tiene el paquete ofertado por REE, por tanto REE solo deja entrar (y dará el precio de salida) a las primeras Compañías que sumen la potencia necesaria a interrumpir.

REE entonces oferta otro paquete pero a un precio menor para aquellas compañías que no han podido entrar en la primera subasta. Pudiera ocurrir que algunas de las ahora restantes ya no les interese el nuevo precio y vean que sus costes de parada sean muy superiores a lo que REE oferta por interrumpibilidad. En caso de necesidad por parte de REE dicha Compañía deberá interrumpir su demanda y por tanto su producción de forma irrevocable y si además asumió el riesgo de no entrar en subasta su pérdida no se ve amortiguada.

Ante esta situación muchas empresas como Alcoa Aluminio amenazan con cerrar sus fábricas y trasladarlas a otros lugares donde las reglas del Mercado Eléctrico les sean más propicias con la consiguiente damnificación de la población y Gobiernos.

Mediante la implementación de un Algoritmo Evolutivo Genético para usar un Enlace en Corriente Continua VSC-HVDC/MVDC en una Red de



Distribución Eléctrica se ha demostrado que dicha Red resulta más estable. Al ser así, la interrumpibilidad en caso necesario por parte de REE se verá disminuida de tal forma que si las Compañías eléctricas demandantes de electricidad y enganchadas a la red de AT/MT se encuentran en este nuevo escenario disminuirán su riesgo en caso de no poder asistir a una subasta de interrumpibilidad ya que para REE el sistema es más estable, y por tanto se disminuiría la amenaza de fuga de las grandes Compañías demandantes de flujo eléctrico y los problemas sociales que conlleva.

Una tercera ventaja es la mejora del TIEPI (Tiempo de Interrupción Equivalente de Potencia Instalada) para la Compañía de Distribución. Cuando en Distribución Eléctrica parte de la demanda queda durante un tiempo sin suministro, a la Compañía Distribuidora se le aplica una penalización. Como ya se explicó en el Capítulo 1, la legislación pondera y cuantifica la calidad de suministro eléctrico entregado por la Compañía Distribuidora a través de un parámetro denominado TIEPI (Tiempo de Interrupción Equivalente de Potencia Instalada), de tal forma que cuanto mayor sea el TIEPI, irá a una mayor penalización para la Empresa Eléctrica.

Gracias a la mejora introducida en la Red de Distribución, mediante el uso de Enlaces en Continua, ya que disminuyen riesgos de disparo de líneas, haría que la deficiencia de suministro fuese menor, y por tanto el TIEPI que penaliza a la Compañía Distribuidora se vería mermado.

Una cuarta ventaja es la consecución de poder ir hacia una Red Eléctrica Inteligente (Smart Grid). Respecto a la mejora técnica, aparte de las descritas, es perfectamente factible pensar que, si en una red de distribución eléctrica, que únicamente sea de alterna tuviese una contingencia, el reparto de potencia por las líneas que no hayan disparado (en caso de que algunas lo hayan hecho o que estén descargadas por necesidades de mantenimiento de la red) tendrá una naturaleza aleatoria.

Mediante el uso de Enlaces en Corriente Continua VSC-HVDC/MVDC ubicados en una Red de Distribución a partir de un Algoritmo Evolutivo Genético, se puede redirigir de una forma controlada la cantidad de flujo de potencia hacia otras líneas que no hayan disparado evitándose así que en ausencia de dicho enlace disparen otras restantes por exceso de potencia recibida de manera aleatoria. Se entraría en un concepto de Red Eléctrica Inteligente (Smart Grid).

Una quinta ventaja es sobre la disminución de emisiones contaminantes y mejora del impacto ambiental en la biosfera. Según la gráfica que indica la disposición típica de las tecnologías generadoras en la curva agregada de oferta para una hora cualquiera del día, se observa que las tecnologías generadoras más caras tienen una mejor regulación que las que solamente pueden dar potencia base (como las nucleares) y las eólicas y fotovoltaicas (que tienen un escaso



margen de regulación de carga). Por este motivo, este tipo de tecnología generadora más cara (ciclos combinados e hidráulicas de embalse) se ofertan como Regulación Secundaria o Terciaria, ya que sus respuestas ante necesidades de reposición de potencia en la red son muy rápidas. Sin embargo estas tecnologías generadoras son ciclos combinados (emisores de CO₂ en altas concentraciones) y centrales hidráulicas de embalse (gran salto) las cuales alteran la biosfera del entorno donde se encuentran. Mediante la continuación del uso de la tecnología VSC-HVDC/MVDC la cual estabiliza la red, se podría conseguir que los requerimientos (por parte de REE) de estas tecnologías generadoras pudieran ser menores ya que la compensación de potencia ante contingencias la podrían hacer los Enlaces en Continua ubicados en la Red Eléctrica y no grupos contaminantes o de impacto hacia la biosfera. Véase Figura 8.2.

8.3 Líneas de investigación futuras.

El trabajo realizado en esta Tesis ha consistido en el desarrollo de un problema de optimización basado en algoritmos genéticos que permite determinar la ubicación de un Enlace en Corriente Continua el cual tiene una gran capacidad de respuesta para mejorar el funcionamiento de una Red Eléctrica de Distribución ante los problemas que se le presentan.

Esta línea de trabajo tiene previsto continuarse, investigando los siguientes aspectos:

- Aplicación de técnicas metaheurísticas híbridas donde en vez de usar un solo algoritmo (Genético por ejemplo) del que de cada individuo obtenido no se devuelva a su función fitness, sino que se envíe a otro algoritmo (Colonia de Hormigas, por ejemplo), de modo que sea el que salga del último algoritmo el que se introduzca en la función de evaluación (o fitness) del primer algoritmo. Con este tipo de búsqueda se ajustará aún más el objetivo buscado.
- Efectuar pruebas en redes de mayor tamaño HVDC/ MTDC (High Voltage Direct Current / Multi Terminal Direct Current) tratando de ir hacia una super Red en Continua. Se trata de ayudar a mejorar los grandes sistemas interconectados, no haciendo crecer más lo que ya hay sino sustituyendo los Enlaces de Alterna principales por los de Continua para ayudar en la cargabilidad del resto de líneas e incluso mejorar la interconexión de sistemas asíncronos (que trabajan a diferente frecuencia).
- Seguir investigando esta tecnología ya que su uso todavía no es muy extendido en países como España por su carestía, sin embargo a medida que se conoce y se demuestran más las bondades de la misma en las Redes se podrá llegar a un uso más normalizado de la misma.



REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]→Perven, R, Mohanty, S.R., Kishor, N., *Coordinación óptima de relés de sobreintensidad para parques eólicos marítimos conectados a redes interiores con enlaces VSC-HVDC*, (2014). *Procedencia de la 6ª Conferencia Internacional de Energía de la India IEEE, PIICON 2014*, art.no.7117721,. _____ 36
- [2]→*Diseño y Construcción de un Prototipo de Laboratorio de una Estación Convertidora HVDC-VSC*.(Luis Eduardo Ugalde Caballero, 2010) _____ 37
- [3]→*Modelo No estacionario y Control del VSC a partir de Redes Multiterminales en Continua*.Silvio Miguel Fragoso Rodríguez . Instituto Superior Técnico. Universidad Técnica de Lisboa. Diciembre de 2011 _____ 38&90
- [4]→*Control del VSC-HVDC y su uso en Grandes Industrias y Sistemas de Potencia* (Departamento Ingeniería Eléctrica CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY.Göteborg. Autor Tesis: Cuiqing Du. Suecia 2003)_____ 38
- [5]→ *Líneas HVDC que permiten un mercado de energía único en la UE*. <http://digital.power-grid.com/powergrid/201510>. (Octubre 2015) _____ 39&332
- [6]→*Seminario Internacional de Interconexiones Regionales*. Cigré. *Interconexión de Sistemas Eléctricos HVDC*. ABB Power Technologies. (Roberto Rudervall&JanJohansson .Sweden, 2003) _____ 39
- [7]→Shire,TW.“Control del flujo de potencia como innovación y solución a las limitaciones de la red”, Documento Interno, STEDIN, Rotterdam, Países Bajos, 2008. 39&182
- [8]→*Factibilidad Técnica para el Suministro Eléctrico del Centro de Santiago de Chile mediante un Enlace Subterráneo con Tecnología VSC-HVDC* (Romina Andrea Riquelme Zeladá, 2011) _____ 40
- [9]→ Perven, R., Kishor, N.,Mohanty, S.R.,*Detección de faltas y coordinación de protecciones de sobrecorriente en parques eólicos marítimos conectados a redes interiores mediante VSC-HVDC*, (2015) *Transacciones Internacionales para Sistemas de Energía Eléctrica* _____ 40
- [10]→ *Protección Contra Faltas de c.c en Sistemas VSC* (D.M. Larruskain, I. Zamora, J.J. Zamora and O. Abarategui). Departamento de Ingeniería Eléctrica.Universidad del País Vasco.(2013)._____ 40
- [11]→*Diseño y Construcción de un Prototipo de Laboratorio de una Estación Convertidor HVDC-VSC*.(Luis Eduardo Ugalde Caballero, 2010) _____ 50
-



-
- [12]→ *Control de Motores de DC .Electrónica de Potencia.Instituto de Ingeniería Eléctrica. (Gonzalo Casavilla, 1996)* _____ 211
- [13]→ *VSC-HVDC Refuerzo de Red a partir de VSC-HVDC. Universidad Tecnológica TU Delf.(Tamiru Woldeyeseus Shire, 2009)* _____ 228
- [14]→ *Circuitos Eléctricos. Servicio de Publicaciones de la Universidad de Oviedo. (José Gómez Campomanes, 2012)* _____ 232
- [15]→ *Máquinas Eléctricas. Servicio de Publicaciones de la Universidad Politécnica de Madrid. (Jesús Fraile Mora, 2014)* _____ 52
- [16]→ *Convertidores CC/CA. Inversores, Universidad de Valencia, www.uv.es/emaset/iep00/descargas/INVERSORES, mayo 2013)* _____ 57
- [17]→ *Control Directo de Potencia de Inversores Trifásicos ante Perturbaciones de Red. Universidad Carlos III de Madrid.(Fernando José de Sisternes Jiménez, 2005)* _ 57
- [18]→ *Metodología para la docencia del control vectorial de la máquina síncrona de imanes permanentes. Universidad Politécnica de Cataluña.(Carlos Montes Chacón & Samuel Galcerán Arellano, 2006)* _____ 62
- [19]→ *Control PWM Trifásico y Control Escalar del Motor Asíncrono SPWM. Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura de la Universidad Nacional de Rosario. (Angel Vernavá, Roberto Gibbons, Antonio Sánchez, 2007)* _____ 63
- [20]→ *Control de Inversores Trifásicos. Universidad de Oviedo. (Villarejo, www.cyclopedia.net, septiembre 2013)* _____ 239&253&262
- [21]→ *Capítulo 1.Introducción a la eficiencia energética.Generación, receptores y equipos de mejora. Universidad Politécnica de Valencia.(Salvador Orts G.,2008)* ____ 246
- [22]→ *Física. Editorial Edelvives.(Esteban de Manuel Torres, Francisco Salinas López, 2011)* _____ 82
- [23]→ *Muestreo de Señales: De la Señal de Planta hasta el Algoritmo de Control. (M.López, E.Pérez, Control de Procesos, 2011)* _____ 268
- [24]→ *Sistemas de Control en Tiempo Discreto 2ª Edición.(Katsuhiko Ogata, 2010. Editorial Prentice Hall)* _____ 273
- [25]→ *Sistemas Digitales de Control. Análisis y Diseño.Universidad de Oviedo.Servicio de Publicaciones (José Gómez Campomanes, 2010)* _____ 280
-



-
- [26]→ *Información Técnica del Departamento de Formación de Unión Eléctrica Fenosa. Control e Instrumentación. (Edición 4, diciembre de 2011)* _____ 296
- [27]→ *Teoría de Control Discreto. (Francisco Clavería. www.academia.edu/1132 febrero 2014)* _____ 308
- [28]→ *Análisis de un Regulador Proporcional Integral a partir de criterios heurísticos. Revista Técnica Industrial. Nº306. Antonio de la Rubia Herrera. Junio 2015.* _____ 308
- [29]→ *Teoría de Conjuntos Difusos y Lógica Difusa. <http://www.lcc.uma.es/~eva/aic/apuntes/fuzzy.pdf>. Abril 2013)* _____ 104
- [30]→ *PLL <http://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/ElectronicaAplicadaIII/Aplicada/Cap02RedesPLL.pdf>. 20/04/2013)* _____ 104
- [31]→ *Control de Potencia de un inversor trinivel conectado a una red. Universidad de Zaragoza. (José Ramiro Canal Barginero, 2012)* _____ 104
- [32]→ *Compensación de sobretensiones en redes eléctricas con generadores fotovoltaicos. Universidad Carlos III de Madrid. (Ricardo Albarracín S. 2010)* _____ 104
- [33]→ *Sistemas de Energía Eléctrica. Editorial Paraninfo. Félix Barrero (2008)* _____ 112
- [34]→ *Análisis de Sistemas Eléctricos de Potencia. Servicio de Publicaciones de la Universidad de Oviedo. (José Coto Aladro, 2007)* _____ 112
- [35]→ *Seminario Internacional de Interconexiones Regionales. Cigré. Interconexión de Sistemas Eléctricos HVDC. ABB Power Technologies. (Roberto Rudervall&JanJohansson .Sweden, 2003)* _____ 112
- [36]→ *Mejora del Comportamiento de una Red Eléctrica de Distribución mediante el Uso de Enlaces en Corriente Continua. Editorial Antonio Vicente Madrid Ediciones. Antonio de la Rubia Herrera.(2015)* _____ 143
- [37]→ *Algoritmo Heurístico para la Reconfiguración de Sistemas de Distribución Mediante Intercambio de Ramas (Ingeniería Energética. Vol. XXXIII, Nº 3/ Septiembre-Diciembre 2012 p. 196-204)* _____ 143
- [38]→ *Investigación de Operaciones en acción: Heurísticas para la Solución del TSP Roger Z.Ríos Mercado, Jose Luis González Velarde (Universidad Autónoma de de Nuevo León, 2000)* _____ 144
-



-
- [39]→A. DIAZ, F. GLOVER, H.M. GHAXIRI, J.L. GONZALEZ, M.LAGUNA, P. MOSCATO Y F.T. TSENG. *Optimización Heurística y Redes Neuronales en dirección de operaciones e ingeniería*. Paraninfo, Madrid, 2008. _____ 145&153
- [40]→Kilic, U.,Ayan, K.,Arifoglu.,*Optimización de flujo de potencia reactiva en sistemas HVDC usando algoritmos genéticos*, (2014). *Encuentro Internacional de Sistemas de Energía y Sistemas Eléctricos de Potencia*, 55,pp.1-12 _____ 153
- [41]→V́ctor Mario V́lez Marín, Ricardo Alberto Hincapié Isaza, Ramón Alfonso Gallego Rendón. *Revista EIA, ISSN 1794-1237 / Año XI / Volumen 11 / Edición N. 21 / Enero-junio 2014 / pp. 23-39 Publicación semestral de carácter técnico-científico / Escuela de Ingeniería de Antioquia —EIA—, Envigado (Colombia)*_____ 153
- [42]→R. A. Gallego, A. J. Monticelli y R. Romero. "Emplazamiento óptimo de condensadores en redes de distribución radiales", *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.16, pp. 630-637, 2001 _____ 153
- [43]→Jiang, P., Liang, L., *Optimización de potencia reactiva para sistemas de potencia híbridos AC/HVDC mediante algoritmos genéticos*, (2015) *Gaodianya Jishu/ Ingeniería de Alta Tensión*, 41 (3), pp.724-729)_____ 154
- [44]→W. Zhang, Y. Liu y Y. Liu. "Planificación Óptima de Reactancias en áreas de Sistema de potencia", *Proc. Int. Conf. Power System Technology*, pp. 2072-2075, 2002 _____ 155
- [45]→Kilic, U., Ayan, K., *Optimización de flujos de potencia para sistemas HVDC biterminales usando algoritmos genéticos*, (2014), *Ingeniería Eléctrica*, 96 (1), pp.65-77 _____ 155
- [46]→Janaki, M., Prabhu, N., Thirumalaivasan, R., *Diseño de controlador robusto para VSC-HVDC usando algoritmos genéticos*. (2014) *2014 Conferencia Internacional de Avances en Ingeniería Eléctrica, ICAEE 2014*, art.no.6838495, .____ 155
- [47]→Selvakumaran, S., Rajasekaran, V., Karthigaivel, R., *Algoritmos genéticos aplicados a controladores de Frecuencia y carga de sistemas de potencia interconectados mediante enlaces HVDC*, (2014) *Archivos de Ingeniería Eléctrica*, 63 (2), pp.161-175. _____ 155
- [48]→A. J. Urdaneta, J.F. Gómez, E. Sorrentino, L. Flores y R. Díaz. "Algoritmo Genético Híbrido para planificación de reactiva a partir de programación lineal", *IEEE Trans. on PAS*, vol. 14, no. 4, pp.1292-1298, Nov. 1999 _____ 155
-



-
- [49]→Z. Y. Dong y D. J. Hill. “Planificación de Potencia reactiva dentro de los mercados eléctricos,” Conferencia Internacional sobre Avances en Control, Operación y Mantenimiento en Sistemas de Potencia, vol. 1, pp. 70-75, 30 Oct. – 1 Nov. 2000 _____ 156
- [50]→Pronóstico de Consumo de energía Eléctrica usando Redes Neuronales Artificiales (Anislei Santiesteban Velázquez , 2014) _____ 157
- [51]→J. Z. Zhu, C. S. Chang, W. Yan y G. Y. Xu. “Optimización de Potencia Reactiva a partir de heurísticas y optimización de una aproximación de redes neuronales”, IEE Proc. Generación. Transporte y Distribución, vol. 145, pp. 89-97, 1998 _____ 157
- [52]→ K. H. Abdul-Rahman, S. M. Shahidehpour y M. Daneshdoost. “Enfoque para optimizar reactiva a partir de reactancias difusas,” IEEE Trans. en PAS, vol. 10, no. 1, pp 88-97, Feb. 1995 _____ 159
- [53]→J. H. HOLLAND, Adaptación de Sistemas naturales a Sistemas Artificiales Universidad de Michigan Press, Ann Arbor. Reeditado por el MIT. press, 1992 _____ 162
- [54]→Algoritmos Genéticos y Estructura de Datos, (Leticia Palacios G., 2000) _____ 163
- [55]→D. B. FOGEL. Computación Evolutiva. Hacia una nueva Inteligencia de las Máquinas. 2ª Edición. IEEE Press. Nueva York (EEUU).2000 _____ 165
- [56]→C. Perfumo, G. Mora, y L. Rojas. “Algoritmos genéticos paralelos aplicados a la resolución de problemas de asignación de frecuencias en redes celulares”. Tesina de Licenciatura en Informática. Universidad Nacional de la Patagonia San Juan Bosco Comodoro Rivadavia, Argentina, 2006 _____ 165
- [57]→A. Marczyk, “Algoritmos Genéticos y Computación Evolutiva”, disponible en <http://www.talkorigins.org/faqs/genalg/genalg.html> 20/02/2015 _____ 166
- [58]→Optimización multiobjetivo mediante algoritmos genéticos (R.Lagunas Campeche, V. Moo-Yam y B. Ortiz Moctezuma. Univesidad Autónoma Campeche , 2013) _____ 167
- [59]→J.A. Diego-Mas, “Optimización de la distribución en planta de instalaciones industriales mediante algoritmos genéticos. Aportación al control de la geometría de las actividades.”. Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Valencia, 2006 _____ 168
- [60]→BOE 197. P.O.-1.4. “Condiciones de entrega de la energía en los puntos frontera de la red gestionada por el operador del sistema”. Disponible en <http://www.ree.es>, Julio 2014 _____ 169
-



[61]→ *Compañía Mathworks, y <http://www.mathworks.com/> Año 2014 y enero, febrero, marzo, abril y mayo 2015* _____ 173

[62]→ *[http://www.omel.es/aplicaciones/datosftp/datosftp.js\(mayo,2015\)](http://www.omel.es/aplicaciones/datosftp/datosftp.js(mayo,2015))* _____ 202



ANEXOS AL CAPÍTULO 3

A.1 Control vectorial

La finalidad de la modulación vectorial aplicado a máquinas asincrónicas o sistemas de enlace continuo es lograr un tipo de control lineal, independizando a la corriente que produce flujo magnético de la que produce par motor.

Significado físico de la transformación de Clarke-Park.

Para entender la necesidad de la transformación de Clark-Park se debe previamente hablar de qué es lo que realmente significa dicha transformación, o lo que es lo mismo, cuál es su interpretación física.

Para ello se toma el ejemplo de un motor de corriente continua con excitación independiente [12]:

Sea el motor

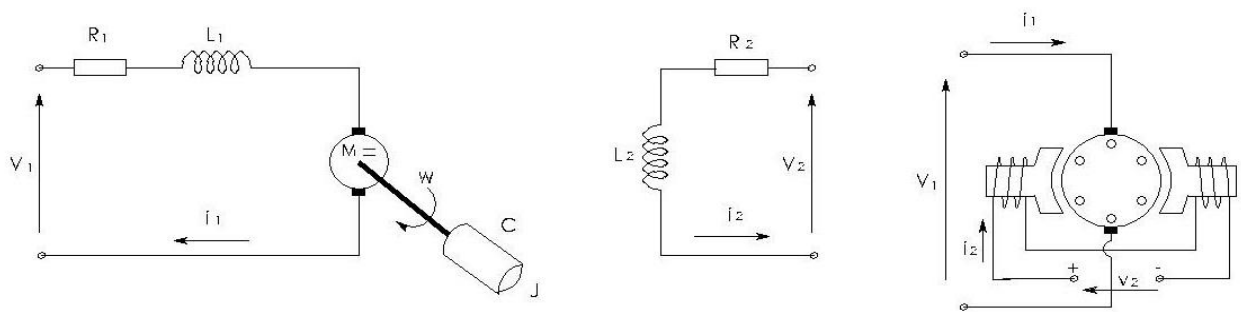


Figura A.1 Esquema motor excitación independiente

La ecuación del $\Phi = K \cdot i_2$ donde K es una constante de proporcionalidad.

La ecuación de la velocidad es $E = K_1 \cdot \Phi \cdot n$, donde n son rpm y $w = \frac{2\pi}{60} n$ son rad /seg.

Balance energético $E \cdot i_1 = C \cdot w$, donde C es el par motor.

$$\text{Par motor: } E = K_1 \cdot \Phi \cdot \frac{60}{2\pi} w \cdot i_1 \Rightarrow K_1 \cdot \Phi \cdot \frac{60}{2\pi} w \cdot i_1 = C \cdot w \Rightarrow C = \frac{60}{2\pi} K_1 \Phi \cdot i_1 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow C = \frac{60}{2\pi} K_1 \cdot K_2 \cdot i_2 \cdot i_1$$



Circuito de la armadura: $V_1 = R_1 \cdot i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + E$

Circuito de excitación: $V_2 = R_2 \cdot i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}$

Ecuación mecánica: $\Sigma M = J\alpha \Rightarrow C - C_{aplicación} = J \frac{dw}{dt}$

Representando el control de velocidad en un diagrama de bloques que tendrá el motor, se puede ver que según la figura A.2:

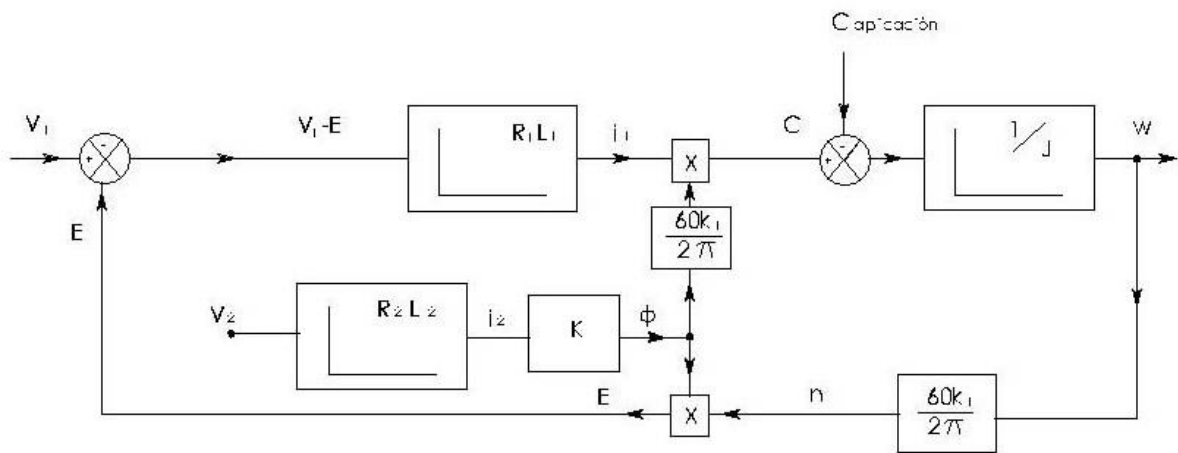


Figura A.2 Flujograma del control de velocidad motor cd exact. Independiente.

El control de la velocidad del motor de corriente continua puede hacerse de dos formas:

- a) Por armadura.
- b) Por la excitación.

a) Control de velocidad por la armadura:

$$i_1 = \frac{V_1 - E}{R_1}; C = \frac{60}{2\pi} K_1 \Phi \cdot \left(\frac{V_1 - K_1 \Phi n}{R_1} \right) = \frac{60}{2\pi R_1} K_1 \Phi V_1 - K_1^2 \Phi^2 \cdot n \Rightarrow$$

$$\Rightarrow C = \frac{60}{2\pi R_1} K_1^2 \Phi^2 \left[\frac{V_1}{K_1 \Phi} - n \right] \Rightarrow \text{Si } V_1 = cte \Rightarrow c(n) = \text{recta}$$

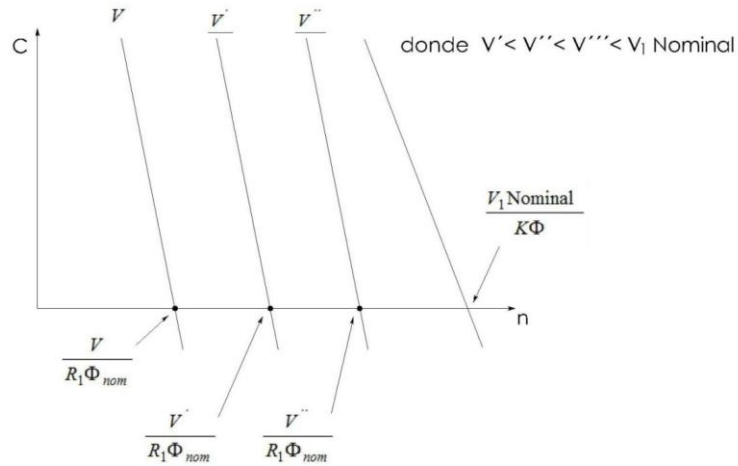
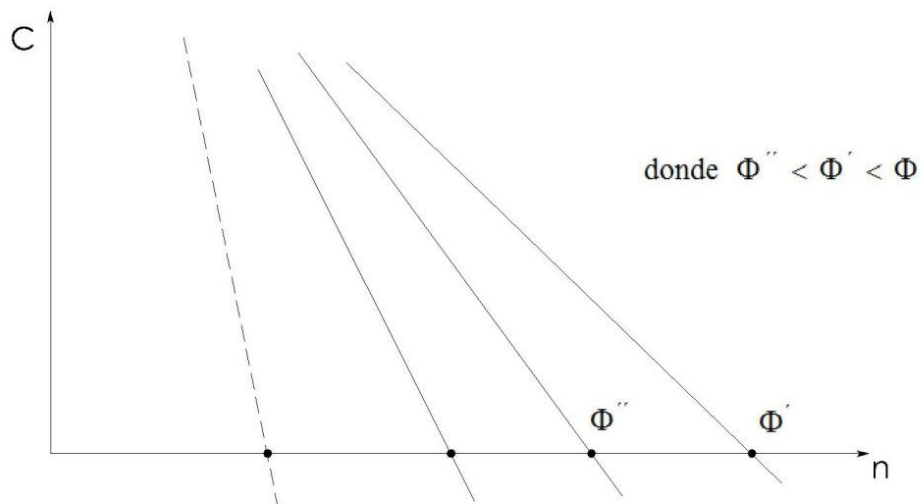


Figura A.3 Características Par-Velocidad motor cd

b) Control de velocidad por la excitación (sabiendo que la armadura se mantiene constante).

$$\Phi = K_2 i_2 = K_2 \frac{V_2}{R_2}$$

Si $V_1 = \text{cte} \Rightarrow V_2 \downarrow \Rightarrow \Phi \downarrow \Rightarrow i_{\text{ext}} \downarrow \downarrow$



Si se mantiene V_1 constante al disminuir V_2 , la excitación de la máquina baja, por lo que las rectas cruzan el eje de abscisas en puntos a mayor velocidad que antes (a mayores velocidades);



Por lo tanto, la pendiente de la recta disminuye.

A.2 Límites de funcionamiento.

Funcionando en régimen estacionario por debajo de la velocidad nominal está acotada por la máxima corriente de la armadura, superada la cual se recalentaría el rotor. Esta zona de trabajo es denominada de par constante (excitación cte.)

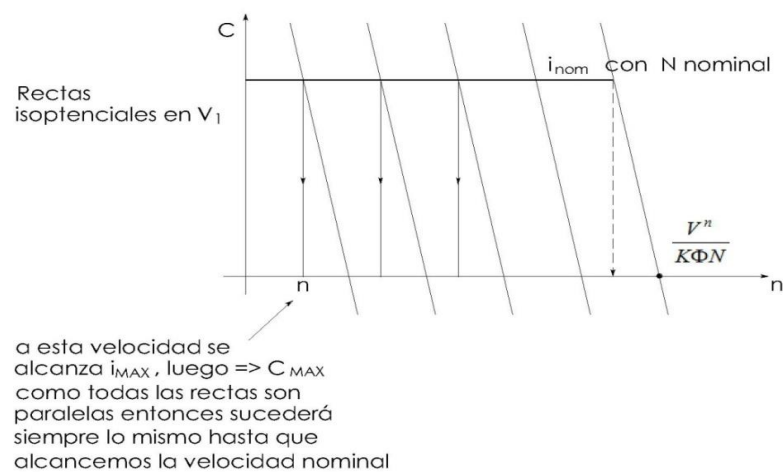


Figura A.4 Característica C-n con límite de funcionamiento i_1

Quiere decir esto que el par a lo largo de cada isométrica no puede evolucionar hasta el punto que quiera, sino hasta el valor donde el devanado o circuito de armadura se lo permita, ya que en $C = \frac{60}{2\pi} K_1 \Phi \cdot i_1$ todo es constante excepto i_1 .

Por tanto, la i_1 máxima alcanzada dará el mismo par independientemente de la isotopotencial que evolucione el par en la gráfica $c-n$.

Si se tiene que superar la velocidad nominal del motor sabiendo que:

$$K_1 \Phi_1 n = V_1 - i_1 R_1 \Rightarrow n = \frac{V_1 - i_1 R_1}{K \Phi}$$

Al haber alcanzado la i_1 máxima, la salida que se podría tomar es aumentar V_1 pero esto haría que se tuviese problemas en el dieléctrico de la armadura (problemas de aislamiento); por tanto, la única opción es que disminuya el Φ (que viene del circuito de excitación independiente). Justo en velocidades mayores o iguales a la nominal, este hecho ocurre, pero en ese intervalo el par ya no es constante ya que depende de la variación de Φ (no de i_1).



$$C = \frac{60}{2\pi} K_1 \Phi i_1$$

Por tanto, el par máximo vendrá limitado por la i_1 máxima, igual que antes, pero tomaría valores sobre las isopotenciales de menor pendiente.

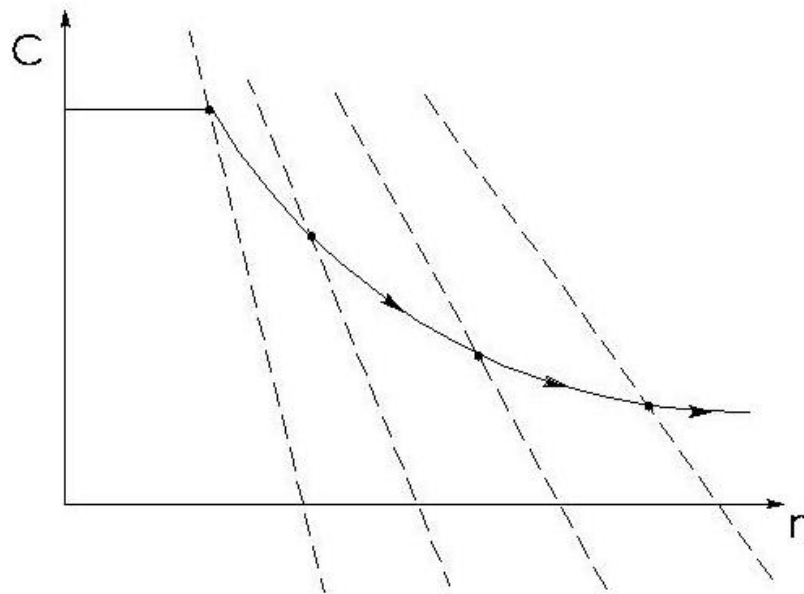


Figura A.5 Característica C-n con límite de funcionamiento i_1 e i_2

Así pues, la reducción del par decae de forma inversamente proporcional a la velocidad. Como en esta zona $E = cte$ e $i_1 = cte$, $E \cdot i_1 = cte$, por tanto la máquina trabaja en zona de potencia constante.

Ya que $C = \frac{60}{2\pi} K_1 K_2 i_1 i_2$, cuando i_1 varía y todo es constante, se dirá que se trabaja en zona de par constante.

Cuando i_2 varía y todo lo demás es constante, se dice que se trabaja a potencia constante.

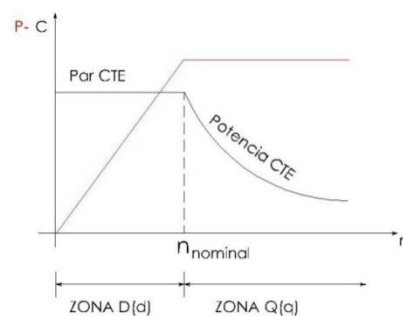


Figura 1

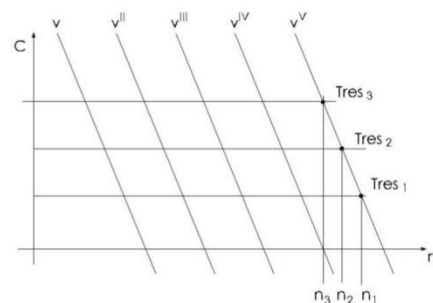


Figura 2



En la zona donde sucede que $E i_1 = K \Phi n i_1 = C \cdot w$

Si i_1 máxima tolerada por la armadura y Φ es constante por ser el nominal, entonces la potencia aumenta con la velocidad linealmente.

Por tanto, si se disminuye el par resistente aumentaría la velocidad n sobre una línea isopotencial, haciendo que el par que tiene que dar el motor para vencer al resistente (carga) disminuya y la intensidad por tanto disminuye.

Es por tanto que si se invierte el proceso de la intensidad (aumentando el par), la intensidad de armadura aumenta. Por tanto, en esta zona quien provoca el par o la potencia útil de trabajo es la i_1 .

En la zona donde sucede que $E \cdot i_1 = K \cdot \Phi \cdot n \cdot i_1$, al ser $i_{m\acute{a}x}$, $\Phi \downarrow$ y $n \uparrow = Cw = cte$, ya que $C \downarrow$ y $w \uparrow$. Se está en zona de potencia constante y se observa que al bajar i_2 , entonces $\Phi \downarrow \downarrow$ sin tocar i_1 , luego i_2 provoca campo magnético.

$$\text{Como } i_1 = \frac{V_1 - K \Phi n}{R} \Rightarrow i_1^{(3)} > i_1^{(2)} > i_1 \text{ donde } i_1^{(3)} = \frac{V_1^V - K \Phi n_3^V}{R}$$

La carga máxima que obliga a la intensidad máxima tolerable por la armadura se mueva en menores tensiones $i_{1m\acute{a}x} = \frac{V^{IV} - K \Phi n_3^{IV}}{R}$. La intensidad máxima es la misma en cada nivel de tensión.

Supóngase que para alcanzar la velocidad nominal con el par resistente que provoca la $i_{m\acute{a}x}$ tolerada por la armadura se tiene que:

$$n = \frac{V_1 - i_1 R}{K \Phi} \Rightarrow \text{si } i_{m\acute{a}x} \text{ y } n_{nominal} = \frac{V^V - i_{m\acute{a}x} R}{K \Phi}$$

Si se quiere superarla ya se ha visto que $\Phi \downarrow \downarrow$ para conseguirlo.

Dado este ejemplo, se podrá entender ahora muy bien cómo se aplica a un motor de corriente alterna o trifásico pensando en la forma que se tiene de regular la velocidad de los motores asíncronos.

$$\text{Si } n_2 = (1-s) \cdot n_1 = (1-s) \frac{60f}{p}$$

$n_1 =$ velocidad síncrona
 $s =$ deslizamiento $s = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$
 $p =$ pares de polos
 $f =$ frecuencia
 $n_2 =$ velocidad del motor

Con base en esta fórmula, las formas de variar la n_2 serán:



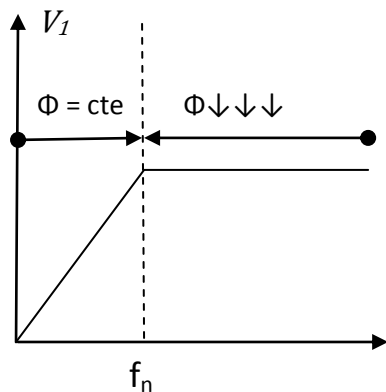
a) Por S variando V_1

b) Variando la R_2 que modifica a S

c) Variando sobre f_1 $\left\{ \begin{array}{l} \text{si } f_1 < f_n \Rightarrow \Phi = cte \\ \text{para } f_1 > f_n \Rightarrow \Phi \downarrow \downarrow \downarrow \text{flujo disminuye} \end{array} \right.$

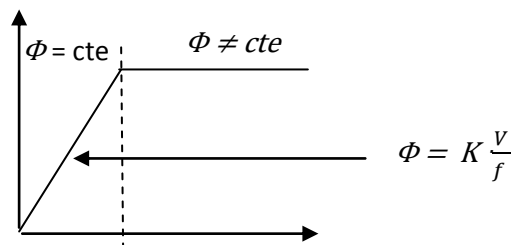
Precisamente sobre este punto se para:

Según $\Phi f_1 = KV_1 \Rightarrow V_1 = \frac{1}{K} \Phi f_1 \Rightarrow$ si $\Phi = cte$ o $\Phi \neq cte$



Para aumentar la frecuencia por encima de f_n , V_{1n} no puede aumentar por lo mismo que sucedía en el motor de cc de excitación independiente, por tanto $\Phi \downarrow \downarrow \downarrow$ con $V_{1n} = cte$

Dejando las curvas del par en función de n_2 se tiene que:



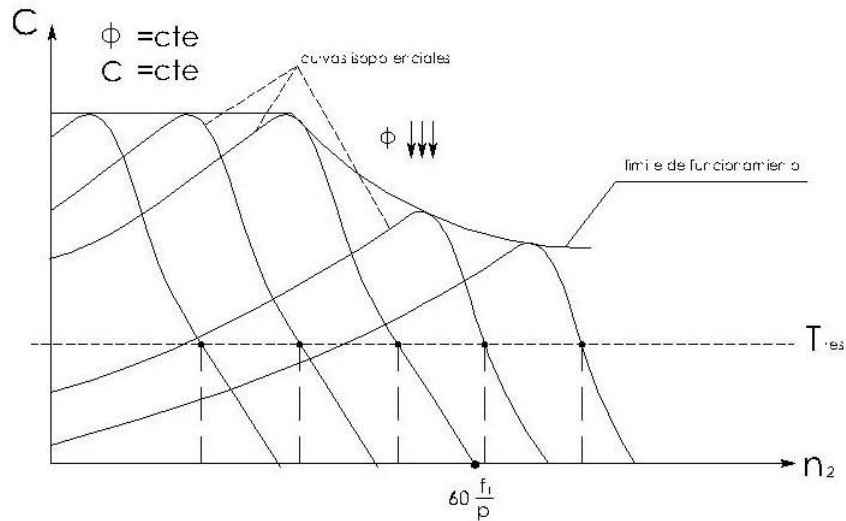


Figura A.6 Gráfica Par-Velocidad Motor Asíncrono Trifásico

Las velocidades van variando. De la figura A.6, téngase en cuenta que:

$$T_1 = K \cdot f_1 \cdot \Phi \frac{SR_2}{R_2^2 + (SX_2)^2}$$

Esto se consigue con un variador de velocidad donde sobre la misma carga (par resistente a vencer) se puede variar la velocidad.

Observando la similitud entre las dos gráficas c-n, se puede pensar en un sistema o transformación en el que un motor de alterna se asemeje a uno de continua.

A.3 Transformación Clarke–Park.

Dicha transformación se asemeja a su vez a que en un sistema VSC-HVDC/MVDC el par será trabajo útil. Es decir, que i_1 es quien producirá par, porque manteniendo i_2 constante hasta no alcanzar el valor máximo de la armadura el par es proporcional a i_1 . Después el par dependerá de i_2 ya que, alcanzando $i_{1máx}$ la única posibilidad de aumentar la velocidad es disminuyendo el Φ y de eso se encarga i_2 . Ambas corrientes son perpendiculares, i_2 da flujo, i_1 da trabajo.

Si el trabajo útil es dado por energía activa y es el par, entonces i_1 será quien se encargue de la reactiva y este es el significado físico de la transformada de Clarke-Park.



Se explica directamente:

De las ecuaciones dadas anteriormente:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{L}(e_a - V_{sa}) \\ \frac{di_b}{dt} &= -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{L}(e_b - V_{sb}) \\ \frac{di_c}{dt} &= -\frac{R}{L}i_c + \frac{1}{L}(e_c - V_{sc}) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left. \begin{aligned} V_{sa} &= Ri_a + L\frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_{sb} &= Ri_b + L\frac{di_b}{dt} + e_b \\ V_{sc} &= Ri_c + L\frac{di_c}{dt} + e_c \end{aligned} \right\} [1]$$

Se tiene que pensar en preparar un cambio de sistema de referencia de tal forma que lo que se represente en el mismo haga el papel de i_1 e i_2 en un motor de corriente continua de excitación independiente.

Hasta ahora el único cambio de coordenadas que se puede aplicar sería uno como este:

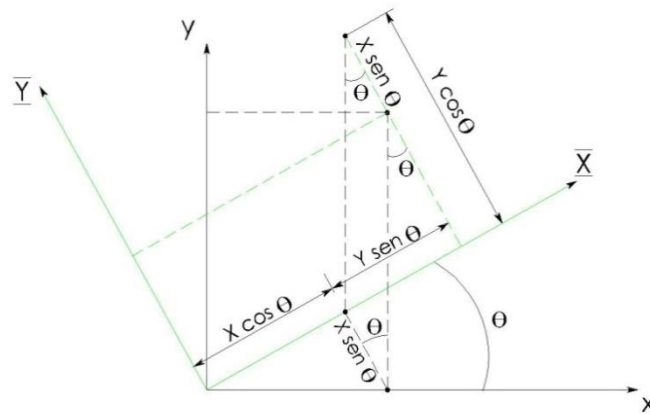


Figura A.7 Cambio de ejes x-y a X-Y

$$\left. \begin{aligned} X &= x \cos \theta + y \sin \theta \\ Y &= -x \sin \theta + y \cos \theta \end{aligned} \right\} \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$$

Serán X-Y el marco donde se encuentran esas coordenadas que permitirán un control desacoplado (como i_1 e i_2 en motor de corriente continua).



Se necesita pues encontrar un marco X-Y pero se está ante un sistema de 3 vectores giratorios desfasados 120°.

Se podría pensar que el enlace entre un sistema trifásico y un sistema ortonormal podría darse proyectando a un vector dado \vec{V}_s sobre los 3 ejes que forman el sistema trifásico perpendicularmente a cada uno de ellos, tal y como indica la figura.

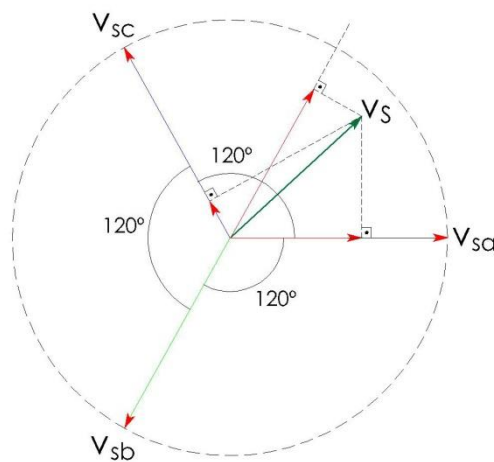


Figura A.8 Proyección V_s sobre sistema trifásico

Se puede relacionar las proyecciones del vector \vec{V}_s sobre los 3 ejes haciéndolo de la forma:

$$\vec{V}_s = K_1 \vec{V}_{sa} + K_2 \cdot a \cdot \vec{V}_{sb} + K_3 \cdot a^2 \cdot \vec{V}_{sc}$$

Los problemas que se tienen son:

1º) Quedan 3 valores (de K_1 , K_2 y K_3) que nos darían muchísimas opciones y una difícil relación entre los vectores \vec{V}_{sa} , \vec{V}_{sb} y \vec{V}_{sc} con un nuevo marco de referencia.

2º) Que $a^2 \cdot \vec{V}_{sc}$ tiene sentido contrario.

Para ello, en vez de pensar sobre valores eficaces, lo que se hace es pensar sobre valores instantáneos, tal y como describe el sistema de ecuaciones [1] "e imitar" lo que serían esas proyecciones con valores eficaces.

Supóngase que dentro de la progresión en el tiempo de un sistema trifásico, tal y como indica la figura, se toma un instante t en el cual se puede representar



vectorialmente sus valores instantáneos.

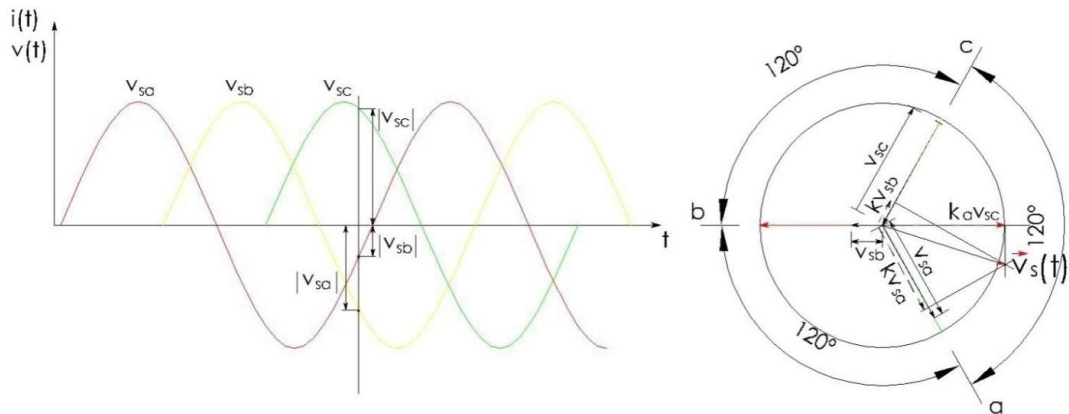


Figura A.9. Representación vectorial de un vector trifásico en un instante t

Se observa que un vector siempre irá en sentido contrario al que van los otros dos vectores.

De esta forma se puede elegir un vector $\vec{V}_s(t)$ para ese instante justo de tal manera que puede proyectarse sobre sus tres ejes, de forma tal que dado que ambos vectores son desiguales en módulo, podamos elegir una K adecuada válida para cada una de las 3 proyecciones, y además las proyecciones están en la misma dirección para cada eje. Por tanto escribiremos que:

$$\vec{V}_s(t) = K[\vec{V}_{sa}(t) + \vec{V}_{sb}(t).a + \vec{V}_{sc}(t).a^2] \text{ siendo } a = 1 \angle 120^\circ = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

Se puede reescribir diciendo que:

$$\vec{V}_s(t) = K[\vec{V}_{sa}(t) . a^0 + \vec{V}_{sb}(t) . a^1 + \vec{V}_{sc}(t) . a^2]$$

Teniendo en cuenta que $a = 1 \angle 120^\circ = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ se puede decir que si los vectores $\vec{V}_{sa}(t)$, $\vec{V}_{sb}(t)$ y $\vec{V}_{sc}(t)$ son sinusoidales y se escriben de la forma que sigue:

$$\vec{V}_{sa}(t) = \cos wt$$

$$\vec{V}_{sb}(t) = \cos (wt - \frac{2\pi}{3})$$

$$\vec{V}_{sc}(t) = \cos(wt - \frac{4\pi}{3}) = \cos(wt + \frac{2\pi}{3})$$

Y teniendo en cuenta que:



$$\cos wt = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}$$

Se puede decir que:

$$\vec{V}_s(t) = K[V \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} e^{j0} + V \frac{e^{j(\omega t - 2\pi/3)} + e^{-j(\omega t - 2\pi/3)}}{2} e^{j2\pi/3} + \frac{e^{j(\omega t - 4\pi/3)} + e^{-j(\omega t - 4\pi/3)}}{2} e^{j4\pi/3}] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \vec{V}_s(t) = K \cdot V \left[\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} + \frac{e^{j\omega t} + e^{-j(\omega t + 4\pi/3)}}{2} + \frac{e^{j\omega t} + e^{-j(\omega t + 8\pi/3)}}{2} \right] = K \cdot V \left[\left(\frac{1}{2}\right) (3e^{j\omega t}) \right]$$

Ya que los términos con exponente negativo se hacen 0:

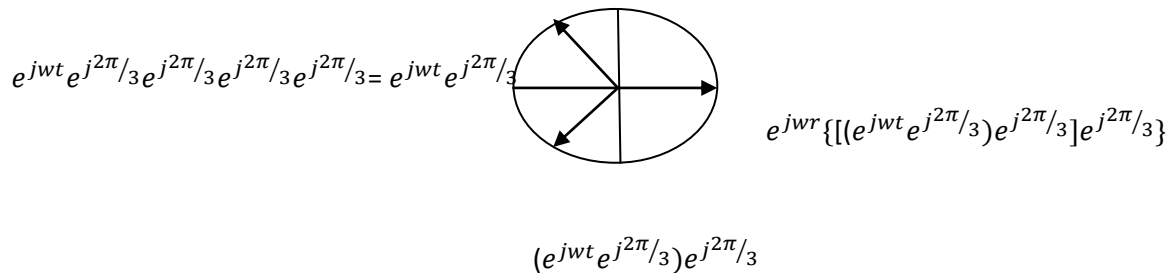


Figura A.10 Esquema de eliminación de los términos negativos de $V_s(t)$

Por tanto:

$$\vec{V}_s(t) = K \frac{3}{2} V e^{j\omega t}$$

Así se observa que para $K = \frac{2}{3} \Rightarrow \vec{V}_s(t) = V e^{j\omega t}$ donde es un vector de la forma:

Esta "t" se puede generalizar a cualquier t.

$$\vec{V}_s(t) = [\cos \omega t + j \sin \omega t] \cdot V \quad \text{para ese instante } t.$$

Vector espacial que gira en el plano complejo, con módulo V_m cte y velocidad síncrona cte ω y representa al sistema trifásico simétrico de tensiones simples, afectado del cociente $\frac{2}{3}$ y podrá aplicarse siempre que se alimente una carga



equilibrada.

Como se ve es un vector para ese instante t que tiene una parte real y una parte imaginaria, luego en un marco real-imaginario este vector está girando a la velocidad de sincronismo mientras este marco es estacionario. Obviamente se acaba de encontrar al marco x - y .

$$\text{Por tanto, } \vec{V}_s(t) = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \frac{2}{3} [\vec{V}_{sa}(t) + \vec{V}_{sb}(t).a + \vec{V}_{sc}(t).a^2]$$

Teniendo en cuenta que $a = 1 \angle 120^\circ$ y $a^2 = 1 \angle -120^\circ$ pueden escribirse como:

$$a = 1 \angle 120^\circ = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \text{ y } a^2 = 1 \angle -120^\circ = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Entonces:

$$\vec{V}_s(t) = \frac{2}{3} [\vec{V}_{sa}(t) + (-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}) \vec{V}_{sb}(t) + (-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}) \vec{V}_{sc}(t)]$$

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{3} [\vec{V}_{sa}(t) - \frac{1}{2} \vec{V}_{sb}(t) - \frac{1}{2} \vec{V}_{sc}(t)]$$

$$V_{s\beta} = \frac{2}{3} [\frac{\sqrt{3}}{2} \vec{V}_{sb}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \vec{V}_{sc}(t)]$$

Expresándolo en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

Considerando que $\vec{V}_{sa} + \vec{V}_{sb} + \vec{V}_{sc} = 0$ se puede escribir que:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

Sea definida la matriz para $K = \frac{2}{3}$ y $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$;

$$[C] = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$



Puede demostrarse que $C^{-1} = \frac{3}{2}$, C^t y $C^{-1} = C^t$, respectivamente.

Así pues si $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$;

$$\begin{aligned}
 [P] &= [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sb}] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c^{-1} & & \\ & c^{-1} & \\ & & 0 \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} c^{-1} & & \\ & c^{-1} & \\ & & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ 0 \end{bmatrix} = [c^t]^t \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ 0 \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} c^{-1} & & \\ & c^{-1} & \\ & & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ 0 \end{bmatrix} = \\
 &= [C] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ 0 \end{bmatrix} [C^{-1}] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ 0 \end{bmatrix}^t [C] [C^{-1}] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ 0 \end{bmatrix} = [i_{sa} \ i_{sb} \ 0] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \boxed{P = V_{sa} i_{sa} + V_{sb} i_{sb}}
 \end{aligned}$$

Nota: Obsérvese que con $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$ no aparece el término pero si $K = \frac{2}{3}$ entonces

$$P = \frac{3}{2}(V_{sa} i_{sa} + V_{sb} i_{sb})$$

Continuando con el desarrollo de las potencias a través de la Transformada Clark-Park a través de la figura A.11

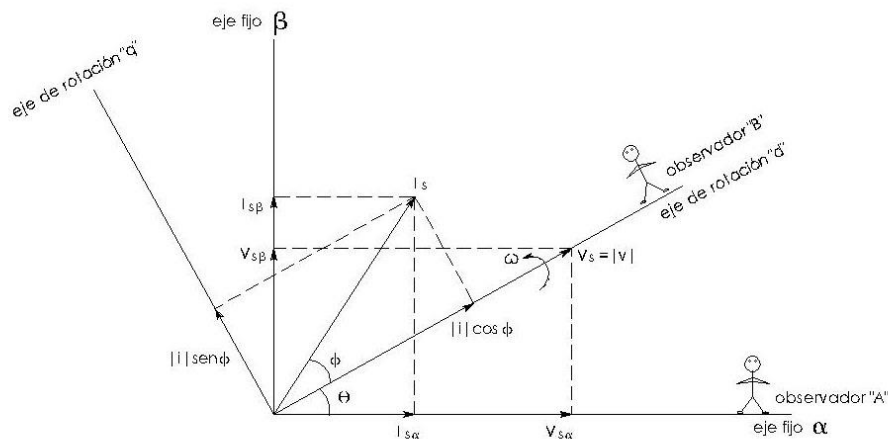


Figura A.11 Cambio de coordenadas α - β a p - q

$$\begin{aligned}
 P &= |V_s| \cos\theta |i_s| \cos(\Phi+\theta) + |V_s| \sen\theta |i_s| \sen(\Phi+\theta) = \\
 &= |V_s| |i_s| [\cos\theta \cos(\Phi+\theta) + \sen\theta \sen(\Phi+\theta)] = \\
 &= |V_s| |i_s| [\cos\theta (\cos\Phi \cos\theta - \sen\Phi \sen\theta) + \sen\theta (\sen\Phi \cos\theta + \sen\theta \cos\Phi)] =
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 &= |V_s| |i_s| [\cos^2\theta \cos\Phi - \cos\theta \sin\Phi \sin\theta + \sin\theta \sin\Phi \cos\theta + \sin^2\theta \cos\Phi] = \\
 &= |V_s| |i_s| \cos\Phi (\sin^2\theta + \cos^2\theta) = |V_s| |i_s| \cos\Phi \Rightarrow \\
 &\Rightarrow P = |V_s| |i_s| \cos\Phi
 \end{aligned}$$

Para determinar la expresión de la reactiva podemos ver que:

$$\begin{aligned}
 S(t) &= V_{s\alpha\beta} i_{s\alpha\beta}^* = (V_{s\alpha} + jV_{s\beta})(i_{s\alpha} - ji_{s\beta}) = V_{s\alpha}i_{s\alpha} - jV_{s\alpha}i_{s\beta} + jV_{s\beta}i_{s\alpha} + V_{s\beta}i_{s\beta} = \\
 &(V_{s\alpha}i_{s\alpha} + V_{s\beta}i_{s\beta}) + j(V_{s\beta}i_{s\alpha} - V_{s\alpha}i_{s\beta}) \Rightarrow Q = V_{s\beta}i_{s\alpha} - V_{s\alpha}i_{s\beta}
 \end{aligned}$$

Para lograr una separación útil de variables para propósitos de control de potencia de tal forma que al igual que en el control de velocidad de un motor de con excitación independiente donde la corriente i_1 genera trabajo y la i_2 campo y su control es muy sencillo, se hace exactamente lo mismo aquí, donde una corriente $i_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$ puede descomponerse sobre un marco tal que sus nuevas proyecciones sobre este nuevo marco hagan el papel de i_1 (a la que se le llama i_{sd}) y el papel de i_2 (a la que se le llama i_{sq}). Es decir, i_{sd} da trabajo "par", o sea, potencia activa y es este parámetro el que regulará la potencia activa, y, análogamente, la i_{sq} da flujo, o sea, potencia reactiva y es el parámetro que controlará dicha potencia reactiva.

Se eligen los nuevos ejes que son llamados q (ordenadas) y d (abscisas), de tal modo que coincidan con las proyecciones $|i_s| \cos\Phi$ sobre d e $|i_s| \sin\Phi$ sobre q , esto es, cada eje con su potencia, tal y como indica la figura A.11.

Téngase en cuenta que el marco de referencia $\alpha\text{-}\beta$ es un marco estacionario. Pero con el marco $d\text{-}q$ ocurre que gira respecto al sistema trifásico y respecto a $\alpha\text{-}\beta$ a la velocidad de sincronismo. Si un observador "A" mirase desde el marco $\alpha\text{-}\beta$ a los vectores \vec{V}_s e \vec{i}_s , los vería siempre girando a la velocidad de la red ya que él se encuentra en un marco definido así estacionario.

Pero si otro observador "B" estuviese subido a un sistema de referencia que girase a la velocidad síncrona, este observador vería siempre a \vec{V}_s e \vec{i}_s quietos, pues todos, marco, observador y vectores giran a la vez. No giran respecto al tiempo exactamente igual que si se manejan i_2 e i_1 en continua, las cuales no varían en el tiempo. Y esto es lo que nos interesa, tener este sistema así hecho para asemejar un sistema trifásico a uno de corriente continua donde i_q haga el papel de i_2 e i_d haga el papel de i_1 . El control de potencia activa y reactiva se hace tan fácil entonces como el de un motor de corriente continua de excitación independiente.

A esta transformación se la llama Clarke-Park.



En base a la transformación que sufren las coordenadas de un punto desde un sistema de coordenadas locales frente a unas coordenadas globales (matriz de giro en el campo de Teoría de Estructuras) a partir de la figura A.12.

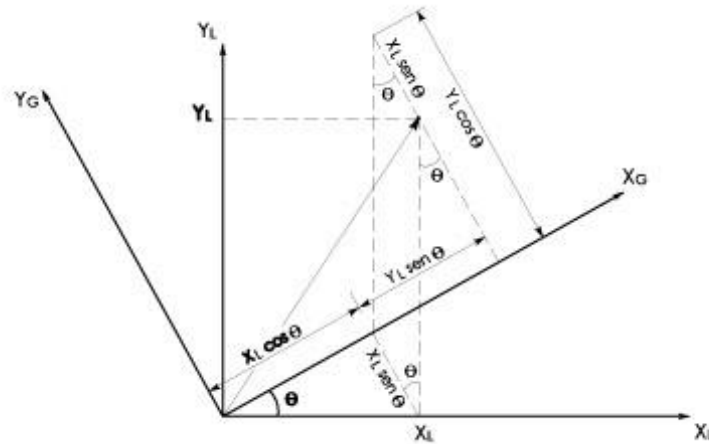


Figura A.12 Cambio de coordenadas locales a globales

Se observa que:

$$X_G = X_L \cos\theta + Y_L \sin\theta$$

$$Y_G = -X_L \sin\theta + Y_L \cos\theta$$

En forma matricial

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix}_G = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix}_L$$

Se puede aplicar el mismo criterio para un vector \vec{V}_s en el marco $\alpha - \beta$ y verlo en el marco $d-q$.

Resultando que si:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

Se tiene que:



$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta & 0 \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Evita indeterminación

Donde:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta & 0 \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

Por tanto, la matriz de cambio será;

Si $K = \frac{2}{3}$:

$$[C_1] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}\theta & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

A esta matriz se la llama matriz de Clarke-Park y me relacionará cualquier vector en el sistema trifásico en vectores del sistema $q-d$ para un mejor control y operatividad.

En efecto, de las expresiones de la potencia activa y reactiva calculadas para un marco de referencia $\alpha-\beta$ que son:

$$\left. \begin{aligned} P &= V_{s\alpha} i_{s\beta} + V_{s\beta} i_{s\alpha} \\ Q &= V_{s\beta} i_{s\alpha} - V_{s\alpha} i_{s\beta} \end{aligned} \right\}$$

Para eso se había elegido elegido $\sqrt{\frac{2}{3}}$ en vez de $\frac{2}{3}$ (este solo era para demostrar que \vec{V}_s es al fin y al cabo un vector giratorio en el plano complejo).

Como ahora se puede transformar cada componente, se obtienen sus equivalentes en el plano $d-q$. La potencia es la misma se mire desde el sistema de referencia que se mire, puesto que los vectores \vec{V}_s e \vec{i}_s no cambian sean proyectados sobre el plano $\alpha - \beta$ o sobre el plano $d-q$.

$$P = V_d i_d + V_q i_q$$



$$Q = V_q i_d - V_d i_q$$

Como se ha elegido elegido los ejes d - q de la forma que coincida con las potencias:

$$P = |V_s| |i_s| \cos\Phi$$

$$Q = |V_s| |i_s| \sin\Phi$$

Se observa que $V_q = 0$ siempre. Así se evita un parámetro de control, de forma que en el plano d - q siempre se tiene, [13]

$$\begin{aligned} P &= V_d i_d \\ Q &= -V_d i_q \end{aligned}$$

Es decir, que se controla la potencia activa con i_d y la potencia reactiva con i_q .

Se puede entonces decir que:

$$V_s^{(r)}(t) = V_{sd} + j V_{sq} = |V_s^{(s)}| \cos\Phi + j |V_s^{(s)}| \sin\Phi = |V_s^{(s)}| e^{j\Phi}$$

$$V_s^{(s)}(t) = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} = |V_s^{(s)}| \cos(\Phi+\theta) + j [|V_s^{(s)}| \sin(\Phi+\theta)] = [V_s^{(s)}] e^{j(\Phi+\theta)}$$

Por tanto, si: $V_s^{(r)} = |V_s^{(s)}| e^{j\Phi}$

$$V_s^{(s)} = |V_s^{(s)}| e^{j(\Phi+\theta)} = |V_s^{(s)}| e^{j\Phi} e^{j\theta}$$

Dividiendo ambas expresiones se tiene;

$$\frac{V_s^{(r)}}{V_s^{(s)}} = \frac{e^{j\Phi}}{e^{j\Phi} \cdot e^{j\theta}} = \frac{1}{e^{j\theta}} \Rightarrow$$

$$V_s^{(r)}(t) = V_s^{(s)} e^{j\theta}$$

$$V_s^{(s)}(t) = V_s^{(r)} e^{j\theta}$$

Esto es otra forma de escribir lo que ya se dedujo, ya que;

$$V_{sd} + j V_{sq} = [\cos\theta - j \sin\theta] V_{s\alpha} + j [\cos\theta - \sin\theta] V_{s\beta} =$$

$$= [\cos\theta - j \sin\theta] [V_{s\alpha} + j V_{s\beta}]$$

De esta forma, separando partes reales e imaginarias

$$\left. \begin{aligned} V_{sd} &= V_{s\alpha} \cos\theta + V_{s\beta} \sin\theta \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$



$$V_{sq} = -V_{s\alpha} \operatorname{sen}\theta + V_{s\beta} \operatorname{cos}\theta$$

Que no es otra cosa que la matriz de giro.

Estas relaciones serán muy útiles a la hora de desarrollar las ecuaciones diferenciales en un conjunto al que llamaremos espacio-estado.

Con todo, se está en condiciones de modelizar el VSC-HVDC/MVDC.

Dada la matriz de cambio de fase $[C_1]^{-1}$ tal y como la hemos definido, se puede demostrar que:

$$[C_1]^{-1} = \frac{3}{2} [C_1]^T$$

Las transformaciones de las variables de fase al marco de referencia síncrono están dadas por las siguientes expresiones:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_b \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} V_d - |V| \\ V_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Dado que hemos situado así al eje.}$$

Bajo condiciones de estado estacionario, las coordenadas de los vectores de voltaje y corriente en el marco de referencia síncrono son cantidades constantes. Esta característica es muy útil para el análisis y control desacoplado de las potencias activa y reactiva.

A partir de la ecuación [1] donde existe un VSC funcionando como inversa, se puede, dados los datos así ya conocidos, decir;

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a & -V_{sa} \\ e_b & -V_{sb} \\ e_c & -V_{sc} \end{bmatrix}$$



$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} e_{d-|V|} \\ e_q \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[C_1]^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} e_{d-|V|} \\ e_q \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[C_1]^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} [C_1]^{-1} - \frac{d}{dt} [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} e_{d-|V|} \\ e_q \\ 0 \end{bmatrix}$$

Multiplicando ambos extremos por $[C_1]^{-1}$, tendremos

$$[C_1][C_1]^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} [C_1][C_1]^{-1} - [C_1] \frac{d}{dt} [C_1]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} [C_1][C_1]^{-1} \begin{bmatrix} e_{d-|V|} \\ e_q \\ 0 \end{bmatrix}$$

Si se toma $K = \frac{2}{3}$ por ejemplo, se tiene que;

$$\frac{d}{dt} [C_1]^{-1} = \frac{d}{dt} \left(\frac{3}{2} [C_1]^t \right)$$

Por tanto:



$$\frac{d}{dt} [C_1]^{-1} = \frac{3}{2} \frac{2}{3} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \theta & -\cos \theta & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt}$$

Donde $\frac{d\theta}{dt} = w$, que es la velocidad angular del marco de referencia.

Se puede demostrar que para cualquier θ :

$$C_1 \frac{d}{dt} [C_1]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En efecto:

$$\begin{aligned} C_{dq \leftarrow abc} \cdot \frac{dC_{abc \leftarrow dq}}{dt} &= \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120) & \cos(\theta + 120) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120) & -\sin(\theta + 120) \end{bmatrix} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin \theta & \cos \theta \\ -\sin(\theta - 120) & -\cos(\theta - 120) \\ -\sin(\theta + 120) & -\cos(\theta + 120) \end{bmatrix} = \\ &= (2/3)\omega \begin{bmatrix} \cos \theta & -\frac{\cos \theta}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta & -\frac{\cos \theta}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \\ -\sin \theta & \frac{\sin \theta}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta & \frac{\sin \theta}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin \theta & -\cos \theta \\ \frac{\sin \theta}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta & \frac{\cos \theta}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \\ \frac{\sin \theta}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta & \frac{\cos \theta}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \end{bmatrix} = \\ &= \frac{2}{3} \omega \begin{bmatrix} (-\sin \theta \cos \theta - \frac{\sin \theta \cos \theta}{4} - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos^2 \theta + & (-\cos^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{4} - \frac{3}{4} \sin^2 \theta + \\ + \frac{\sqrt{3}}{4} \sin^2 \theta + \frac{3}{4} \sin \theta \cos \theta - \frac{\sin \theta \cos \theta}{4} & + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \cos \theta - \frac{\cos^2 \theta}{4} - \frac{3}{4} \sin^2 \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \cos \theta) \\ -\frac{\sqrt{3}}{4} \sin^2 \theta + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos^2 \theta + \frac{3}{4} \sin \theta \cos \theta) & (\sin \theta \cos \theta \frac{\sin \theta \cos \theta}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos^2 \theta) \\ (\sin^2 \theta + \frac{\sin^2 \theta}{4} + \frac{3}{4} \cos^2 \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \cos \theta + & (-\frac{\sqrt{3}}{4} \sin^2 \theta - \frac{3}{4} \sin \theta \cos \theta + \frac{\sin \theta \cos \theta}{4} + \\ + \frac{\sin^2 \theta}{4} + \frac{3}{4} \cos^2 \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \cos \theta) & + \frac{\sqrt{3}}{4} \sin^2 \theta - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos^2 \theta - \frac{3}{4} \sin \theta \cos \theta) \end{bmatrix} = \\ &= w \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$



Sustituyendo, entonces:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{d-|v|} \\ e_q \\ 0 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{2}{3} w \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} \\ \frac{3}{2} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Por lo que se puede escribir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w \\ -w & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_d \\ \Delta e_q \end{bmatrix} \quad [A]$$

Ecuación de la forma:

$$\frac{d}{dt} X(t) = AX(t) + BU(t) \quad [A]$$

Donde:

$$\Delta e_d = e_d - |V| \quad y \quad \Delta e_q = e_q$$

A.4 Análisis de ecuaciones según el concepto de Espacio - Estado.

Para analizar esta ecuación se tomarán en cuenta unas breves nociones sobre el análisis de circuitos en el espacio estado [14].

El concepto de resolución de circuitos en el espacio estado responde a la necesidad de encontrar un modelo matemático para resolver circuitos en su respuesta transitoria cuando estos son lineales variantes en el tiempo, no lineales invariantes en el tiempo o variantes en el tiempo. Así es un método que puede englobar al estudio de la respuesta transitoria de los circuitos eléctricos de primer y segundo orden, lineales e invariantes mediante los conocidos métodos de las corrientes de mallas adyacentes, tensiones de nudo y el empleo de la transformada de Laplace.



A.4.1 Concepto de estado, vector de estado, ecuación de estado.

Se entiende como estado de un circuito eléctrico, en un instante t_0 , la mínima información que se requiere de él en ese instante dado para, conociendo las ecuaciones de las fuentes de excitación $M(t)$ a partir del instante t_0 , conocer su respuesta transitoria $X(t)$ para cualquier $t > t_0$.

Esta información está contenida en un cierto número de variables $X_i(t)$, siendo $X_i(t) \in R^n$, llamadas "variables de estado", que se consideran en general como las componentes de un vector denominado vector de estado, $X_i(t) \in R^n$ del espacio de n dimensiones.

El vector espacio tiene por expresión;

$$X(t) = \begin{Bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ X_n(t) \end{Bmatrix} = \{X_1(t), X_2(t), \dots, X_n(t)\}^T$$

Al vector de estado que resume lo que pasa en el instante t_0 , evaluando también en cualquier instante $t=t_0$, se le puede asociar una relación de la forma

$$X(t) = \frac{dX(t)}{dt} = F[X(t_0), U(t_0, t), t]$$

Denominada ecuación de estado del circuito eléctrico.

$U(t)$ es el vector de fuentes de excitación del circuito eléctrico.

El vector $U(t)$ es un vector columna de n componentes.

$X(t)$ es el vector estado del sistema. El vector $X(t)$ es un vector columna de n componentes.

$X(t_0)$ es el conjunto de condiciones iniciales que es necesario conocer para determinar $X(t)$, para todo $t = t_0$.

Por ejemplo:

Se considera el circuito eléctrico de la figura:

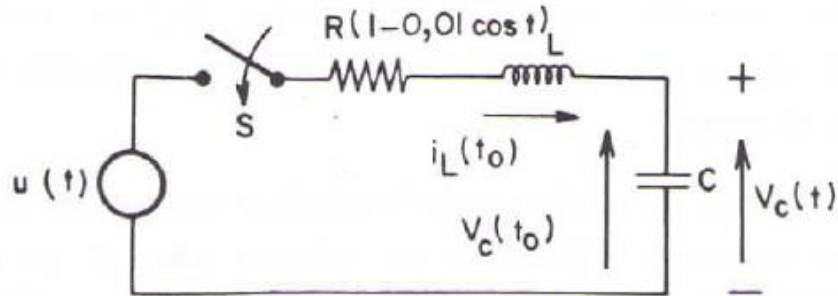


Figura A.13 Circuito modelo para determinar la ecuación espacio-estado. Fuente [14]

Las variables de estado pueden ser la corriente $i_L(t)$ que circula por la bobina y la tensión entre los electrodos del condensador.

En este caso, las variables de estado son:

$$X_1(t) = i_L(t)$$

$$X_2(t) = V_C(t)$$

La ecuación del vector estado es, sustituyendo:

$$X(t) = \begin{Bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} i_L(t) \\ V_C(t) \end{Bmatrix} = \{i_L(t), V_C(t)\}^T$$

Tomando las ecuaciones diferenciales:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R(1-0,01 \cos t)}{L} i_L(t) - \frac{1}{L} V_C(t) + \frac{1}{L} U(t)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{L} i_L(t)$$

Que definen la respuesta transitoria del círculo eléctrico, se tiene que;

$$\dot{X}_1(t) = \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R(1-0,01 \cos t)}{L} X_1(t) - \frac{1}{L} X_2(t) \frac{1}{L} U(t)$$

$$\dot{X}_2(t) = \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{L} X_1(t)$$

En forma matricial:



$$\begin{Bmatrix} \dot{X}_1(t) \\ \dot{X}_2(t) \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R(1 - 0,01 \cos t)}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \{u(t)\}$$

A.4.2 Ecuaciones de estado de los circuitos eléctricos lineales invariantes.

Cuando un circuito es lineal y variante, las ecuaciones de estado pueden escribirse de la forma

$$\dot{X}(t) = A(t) X(t) + B(t) U(t)$$

Si el sistema es lineal e invariante, la misma ecuación podrá escribirse de la forma

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$$

Donde A es la matriz de evolución del circuito y B la matriz de generador de excitación.

Para determinar la solución de la ecuación diferencial de este tipo, que precisamente es del tipo de la ecuación [A], se hará de la siguiente forma:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$$

Empleando el cambio de variable:

$$X(t) = e^{At}W(t)$$

Al derivar se obtiene:

$$\dot{X}(t) = Ae^{At}W(t) + e^{At}\dot{W}(t)$$

Por tanto:

$$Ae^{At}W(t) + e^{At}\dot{W}(t) = Ae^{At}W(t) + BU(t)$$

De donde:

$$\dot{W}(t) = \frac{dW(t)}{dt} = e^{-At}BU(t) \quad dW(t) = e^{-At}BU(t)dt$$

Integrando, resulta que:



$$W(t) = \int_0^t e^{-At} BU(t) dt = \int_0^{t_0} e^{-At} BU(t) dt + \int_{t_0}^t e^{-At} BU(t) dt$$

De donde:

$$W(t) = W(t_0) + \int_{t_0}^t e^{-At} BU(t) dt$$

Puesto que la ecuación $X(t) = e^{At} W(t)$ tiene que cumplirse para todo valor de tiempo, cuando $t = t_0$ se tendrá:

$$X(t_0) = e^{At_0} W(t_0) \Rightarrow W(t_0) = e^{-At_0} X(t_0)$$

Sustituyendo esto en la ecuación anterior, se tiene que:

$$W(t) = e^{-At_0} X(t_0) + \int_{t_0}^t e^{-A\tau} B U(\tau) d\tau$$

Multiplicando por e^{At} a ambos lados, se tiene que:

$X(t) = e^{A(t-t_0)} X(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} B U(\tau) d\tau$ (Al término integral se le llama Integral de Convolución).

El término $e^{A(t-t_0)}$ recibe el nombre de matriz de transición entre dos estados y se denotará como

$$\Phi(t-t_0) = e^{A(t-t_0)} X(t_0) = e^{At} X(0) = \Phi(t) X(0)$$

Siendo esta matriz la que hace que el sistema evolucione del estado $X(t_0)$ al estado $X(t)$ en el intervalo de tiempo $t - t_0$.

Salvo que la matriz sea diagonal, para determinar el valor de $\Phi(t-t_0)$ se hace de la siguiente forma:

$$\dot{X}(t) = AX(t)$$

$$X(t) = \Phi(t) X(0)$$

Pasándolas a campo de Laplace tendremos;

$$\left. \begin{array}{l} sX(s) - X(0) = AX(s) \\ X(s) = \Phi(s)X(0) \end{array} \right\} s[\Phi(s)X(0)] - X(0) = A[\Phi(s)X(0)] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow s\Phi(s)X(0) - A\Phi(s)X(0) = X(0) \Rightarrow sI\Phi(s) - A\Phi(s) = I \Rightarrow$$



$$\Rightarrow (sI-A)\Phi(s) = I \Rightarrow \Phi(s) = (sI-A)^{-1} \Rightarrow \Phi(t) = \mathcal{L}^{-1} [(sI-A)^{-1}]$$

Teniendo en cuenta que de la ecuación;

$$X(t) = A(t) X(t) + B(t) U(t)$$

$$Y(t) = C(t) X(t) + D(t) U(t)$$

$Y(t)$ es la ecuación de observabilidad y puede escribirse de la forma siguiente al ser un circuito lineal invariante;

$$X(t) = AX(t) + BU(t)$$

$$Y(t) = CX(t) + DU(t)$$

Y su representación en diagrama de bloques puede hacerse como se indica:

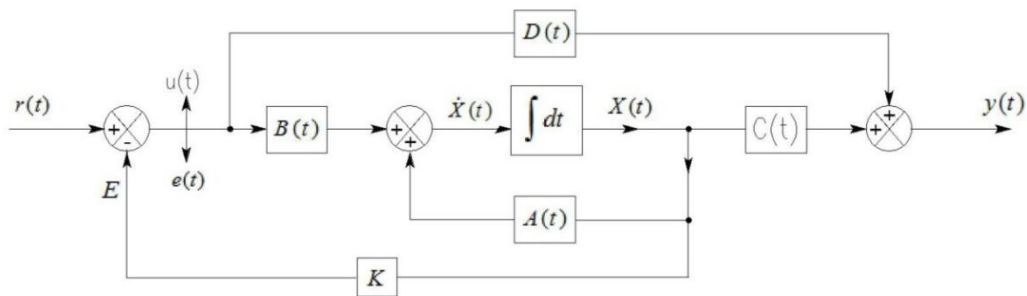


Figura A.14 Diagrama de bloques de la ecuación Espacio Estado

Se saca la conclusión de que el proceso se inicia con $U(t)$ para llegar a tener $X(t)$ finalmente.

A.5 MODULACIÓN DEL VECTOR ESPACIAL.

A.5.1 Funcionamiento six-step.

Conceptualmente, si cada uno de los vectores directores $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \dots, \vec{V}_7$ se le mantiene activo con el valor máximo dado por la ecuación que saca el valor de $V_{\text{máx}}$, y haciéndolos variar en el tiempo, a esta forma de funcionamiento en control vectorial se llama six-step (seis pasos), y no presenta aún modulación alguna ya que los vectores nulos no intervienen.

En consecuencia, la trayectoria senoidal pretendida quedará discretizada con solo 6 puntos dados por los 6 vectores activos de la fig.3.30.a .



Con este tipo de control la tensión a la salida del inversor resulta fija, no tiene posibilidad de variar y por tanto no permite variar la velocidad del motor ya que si se disminuye la frecuencia, teniendo en cuenta la relación V/f se producirá una saturación del núcleo.

No obstante, puede lograrse un funcionamiento especial en six-step, introduciendo tiempos muertos al principio y final de cada sextante, en la proporción adecuada para lograr V/f constante.

Veamos cómo:

A.5.2 Funcionamiento en modulación vectorial.

Conceptualmente consiste en generar nuevos vectores con los 8 que entrega el inversor, lo cual se logra reduciendo el tiempo de acción de los 6 vectores activos fijos intercalando tiempos inactivos con los vectores nulos.

Esta acción se lleva a cabo en cada sextante con los dos vectores activos que encierran al mismo y los dos vectores nulos.

Se define:

V_n : Tensión nominal del motor

f_0 : Frecuencia nominal del motor

V_{ref} : Tensión de salida para la velocidad fijada (o la frecuencia f_{ref})

f_{ref} : Frecuencia de la tensión de salida $f_{ref} = 1/T$ (para la velocidad fijada)

m_v : Índice de modulación de tensión $m_v = V_{ref} / V_{máx}$

T : Período para un giro completo de 360° del vector

T_s : Período de muestreo, es el tiempo total para generar un vector

T : Tiempo que permanece activo el primer vector director del sextante

t_a : Tiempo que permanece activo el segundo vector director del sextante

t_0 : Tiempo de duración del vector \vec{V}_0

t_7 : Tiempo de duración del vector \vec{V}_7

K_d : Constante de discretización de la senoide: es la cantidad de puntos que se fijan sobre el círculo inscrito en el hexágono para obtener la onda de tensión

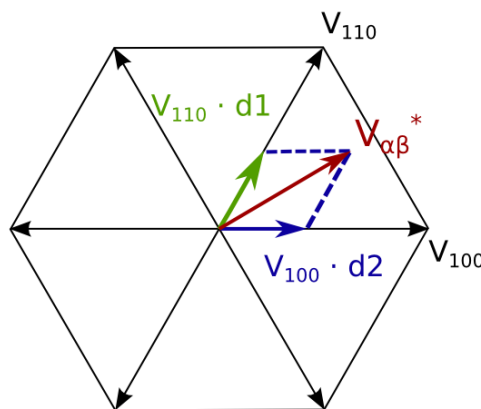


de salida senoidal referenciada a dicha cantidad de puntos y por tanto es la cantidad de vectores fijos en el período T .

Por ejemplo, para el sentido de giro anti-horario dado a los sextantes de la fig.3.30.a, el primer vector del sextante 1 será \vec{V}_1 y el segundo será \vec{V}_2 , en cambio, para el sentido horario, el primer vector del mismo sextante será \vec{V}_2 y el segundo \vec{V}_1 .

La fig.3.30.b muestra cómo se obtiene un vector modulado $\vec{V} < \overline{V}_{m\acute{a}x}$ en el sextante 1, su valor \vec{V} y posición θ están determinados por la discretización adoptada, y estará compuesto con \vec{V}_1 y \vec{V}_2 fijados por la relación t_a / T_s y t_b / T_s respectivamente, más un tiempo de inactividad.

A.5.2.1 Formación de la Modulación del Vector Espacio, [20]

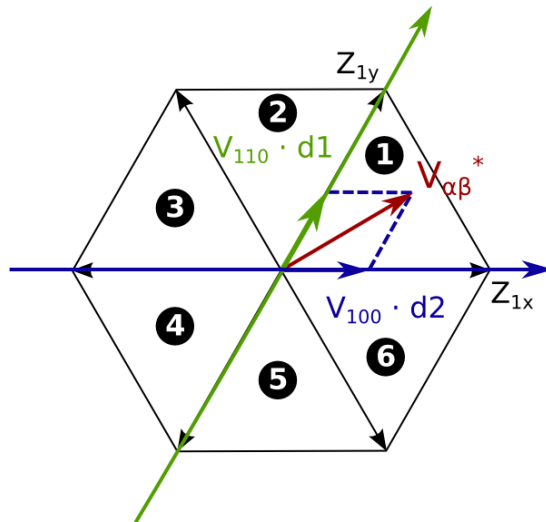


$$\begin{array}{c}
 \text{V1} \quad \text{V2} \\
 \swarrow \quad \searrow \\
 \mathbf{V_{\alpha\beta}^*} = \mathbf{V_{110} \cdot d1} + \mathbf{V_{100} \cdot d2} + \mathbf{V_{000} \cdot 0,5 \cdot d_3} + \mathbf{V_{111} \cdot 0,5 \cdot d_3}
 \end{array}
 \longrightarrow
 \begin{array}{l}
 \text{Vectores nulos, se} \\
 \text{elige el que menos} \\
 \text{conmutaciones} \\
 \text{requiera}
 \end{array}$$

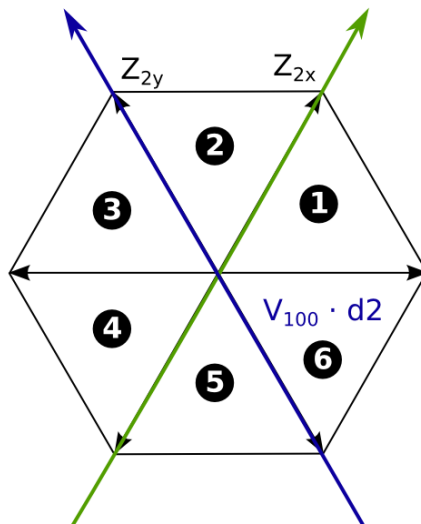
$\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ es la tensión de referencia que se debe seguir e imitar.



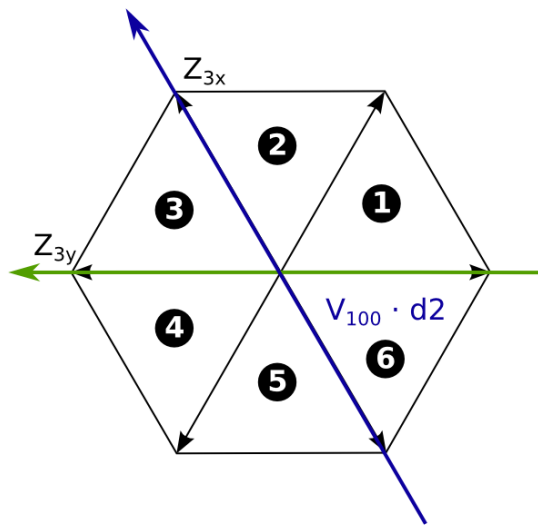
- 1.- Se utilizan los vectores más próximos. Para ello se necesita conocer el "sector".
- 2.- Se obtiene el valor de \vec{V}_1 y \vec{V}_2 .
- 3.- Se calculan los tiempos.



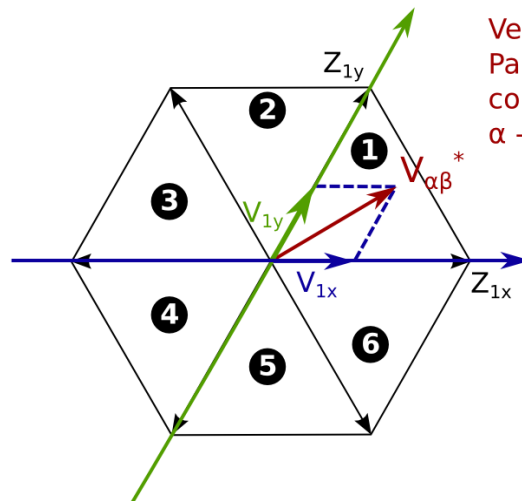
- 1.- Conociendo las proyecciones del vector $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ sobre los ejes Z_{1x} y Z_{1y} se podrá determinar si está en (1) o en (4).



- 1.- Conociendo las proyecciones del vector $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ sobre los ejes Z_{1x} y Z_{1y} se podrá determinar si está en (1) o (4).
- 2.- Conociendo las proyecciones del vector vector $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ sobre los ejes Z_{2x} y Z_{2y} se podrá determinar si está en (2) o (5).



- 1.- Conociendo las proyecciones del vector $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ sobre los ejes Z_{1x} y Z_{1y} se podrá determinar si está en (1) o (4).
- 2.- Conociendo las proyecciones del vector vector $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ sobre los ejes Z_{2x} y Z_{2y} se podrá determinar si está en (2) o (5).
- 3.- Conociendo las proyecciones del vector vector $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ sobre los ejes Z_{3x} y Z_{3y} se podrá determinar si está en (3) o (6).



Vector de referencia entregada por Park inversa que hay que conseguir. Dicho vector gira en $\alpha - \beta$

- 4.- Conociendo las proyecciones del vector $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ sobre los ejes Z_{1x} y Z_{1y} se podrá determinar si está en (1) o (4).

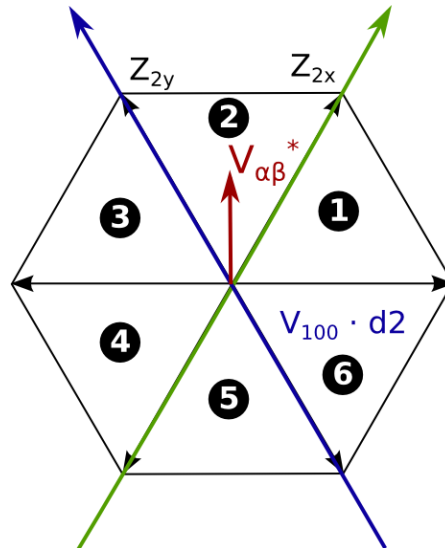
$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* = V_{1x} \cdot \cos(0) + V_{1y} \cdot \cos(60) + jV_{1y} \cdot \sin(60)$$



$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* = [V_{1x} \quad V_{1y}] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}^{-1} = [V_{1x} \quad V_{1y}]$$

$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix}^{-1} = [V_{1x} \quad V_{1y}]$$

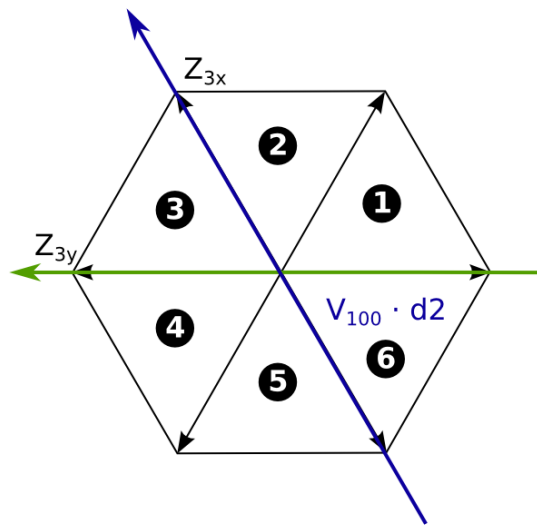


5.- Conociendo las proyecciones del vector $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ sobre los ejes Z_{2x} y Z_{2y} se podrá determinar si está en (2) o (5).

$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* = [V_{2x} \quad V_{2y}] \cdot \begin{bmatrix} 1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} = [V_{2x} \quad V_{2y}]$$

$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* = V_{2x} \cdot \cos(60) + jV_{2x} \cdot \sin(60) + V_{2y} \cdot \cos(120) + jV_{2y} \cdot \sin(120)$$



6.- Conociendo las proyecciones del vector $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$ sobre los ejes Z_{3x} y Z_{3y} se podrá determinar si está en (3) o (6).

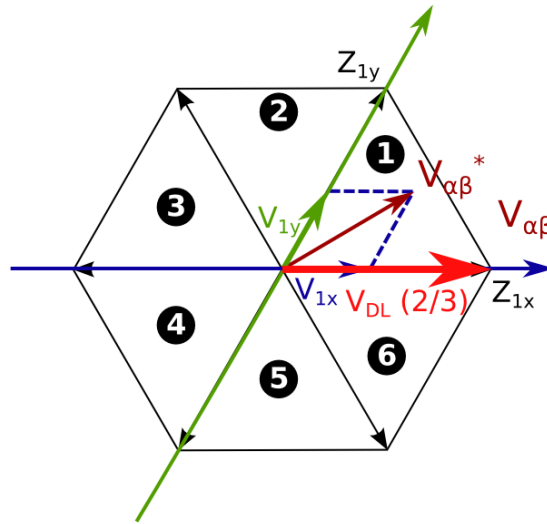
$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* = [V_{3x} \quad V_{3y}] \cdot \begin{bmatrix} -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 2/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} = [V_{3x} \quad V_{3y}]$$

$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} = [V_{1x} \quad V_{1y}]$$

$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} = [V_{2x} \quad V_{2y}]$$

$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 2/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} = [V_{3x} \quad V_{3y}]$$



Si se conoce el valor de V_{1x} y V_{1y} , se pueden calcular los ciclos de trabajo.

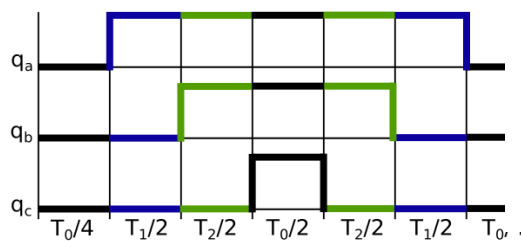
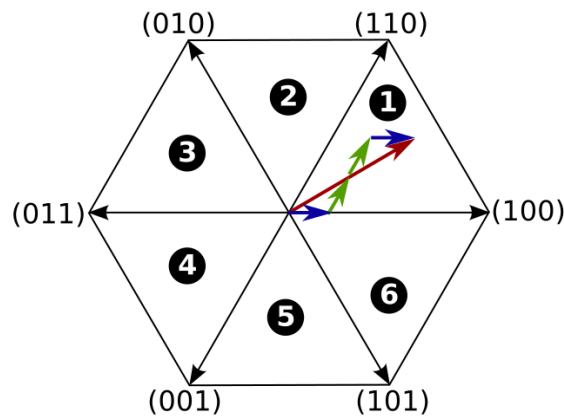
$$V_{\alpha\beta}^* = V_{110} \cdot d_1 + V_{100} \cdot d_2 + \begin{matrix} V_{000} \cdot d_3 / 2 \\ V_{111} \cdot d_3 / 2 \end{matrix}$$

$$d_1 = \frac{V_{1x}}{V_{110}} = \frac{V_{1x}}{\left(\frac{2}{3}\right)V_{cd}} = \frac{t_1}{T_s} ; d_2 = \frac{V_{1y}}{V_{100}} = \frac{V_{1y}}{\left(\frac{2}{3}\right)V_{cd}} = \frac{t_2}{T_s} ;$$

$$d_3 = 1 - d_1 - d_2$$

Se puede extender para todos los cuadrantes.

Tomando a T_s el tiempo total para generar un vector y asociando a cada d_i un valor de tiempo que será relativo el tiempo total de formación de cada componente tendremos que $T_s = t_1 + t_2 + t_0 \Rightarrow 1 = \frac{t_1}{T} + \frac{t_2}{T} + \frac{t_0}{T} \Rightarrow \frac{t_0}{T} = d_3 = 1 - \frac{t_1}{T} - \frac{t_2}{T} = 1 - d_1 - d_2$ c.q.d.



¿Podrían existir otros ciclos de trabajo que cumplieren esta premisa?

- Cada sector se ha numerado (1-6)
- Cada combinación de transistores también se ha numerado de igual forma:
 1. Q1 (100)
 2. Q2 (110)
 3. Q3 (010)
 4. Q4 (011)
 5. Q5 (001)
 6. Q6 (101)
 7. Q7 (111) intercalamos todos los tiempos de actuación
 8. Q0 (000)
- Se busca que sólo cambie un polo de potencia a la vez, así minimizamos conmutaciones ¿Podría ver otro? Sí.
- Esto llevará a que la secuencia de los sectores pares y los impares sea diferente.

Esto es un ejemplo, pero podría haber más. Con este caso hasta aquí demostrado tendremos que entender que hemos generado un valor de $\vec{V}_{\alpha\beta}(t)$ en ese mismo t . Esto la carga lo ve como la suma de 3 valores ya que sumará lo que dé el IGBT cuando esté en (0,0,0), luego en (1,0,0), luego en (1,1,0) y luego en (1,1,1), hasta (0,0,0) otra vez en todo ese T_s será el valor que vea la carga que será en un instante t determinado. Cada cambio se hace a 50Hz.



A.5.2.2 Distribución de los ciclos de trabajo, [21].

Existen diferentes opciones para la distribución de los ciclos de trabajo a lo largo del periodo de conmutación. Las posibles combinaciones para repartir la aplicación de los vectores de conmutación dentro de un periodo de conmutación son muy numerosas. Los criterios a seguir para la elección de una distribución concreta de los ciclos de trabajo son básicamente dos, estando ambos relacionados. Estos criterios son:

- Reducción de la distorsión armónica de la forma de onda de las tensiones generadas. La secuencia de aplicación de los vectores de conmutación en un periodo de conmutación puede conseguir la reducción del contenido armónico de la señal generada.

- Reducción de las pérdidas en conmutación. Una de las características de cada secuencia es el número de conmutaciones de los transistores del convertidor que se producen en un ciclo de conmutación.

Los dos criterios están relacionados entre sí ya que, si bien una reducción del número de conmutaciones logrará reducir las pérdidas del convertidor, también se reducirá la frecuencia real de conmutación disminuyendo, por tanto, el índice de modulación de frecuencia. Esta reducción afectará a la distorsión armónica.

Los tipos de distribución de los ciclos de trabajo se pueden agrupar en dos grandes bloques:

- Distribuciones de los ciclos de trabajo que utilizan los dos vectores nulos.
- Distribuciones de los ciclos de trabajo que sólo utilizan uno de los dos vectores nulos.

Las distribuciones básicas de los ciclos de trabajo de los vectores de conmutación son:

- Disparos alineados con el flanco de subida.
- Disparos alineados con el flanco de bajada.
- Disparos alineados simétricamente.
- Disparos alineados de forma inversa.

Para distinguir entre las distribuciones de los ciclos de trabajo que utilizan los dos vectores nulos de aquéllas que sólo utilizan uno, se ha incluido en los gráficos siguientes la designación Clase II cuando utiliza los dos vectores nulos y Clase I cuando sólo utiliza uno de los dos vectores nulos. Los ejemplos mostrados en las siguientes figuras corresponden a las posibles distribuciones de



un vector de referencia situado en el sector 1, el cual se conforma mediante los vectores directores \vec{V}_1 y \vec{V}_2 .

A.5.2.2.1 Distribución Clase II. Alineamiento por flanco de subida.

La figura A.15 muestra la secuencia de aplicación de los vectores de conmutación para este modo de alineamiento. Se arranca con la transición del vector \vec{V}_0 al vector \vec{V}_7 , lo que significa alineamiento por flanco de subida. La secuencia de conmutación es \vec{V}_7 (111), \vec{V}_2 (110), \vec{V}_1 (100), \vec{V}_0 (000). El paso de un vector al siguiente sólo implica la conmutación de una rama; este criterio permite reducir el número de conmutaciones de la secuencia. En un periodo de conmutación $T_s(k)$ tres transistores pasan a conducción y otros tres pasan a corte, con un total de seis conmutaciones. Cuando arranca el ciclo, en el paso del \vec{V}_0 al \vec{V}_7 todos los transistores cambian de estado, produciéndose seis conmutaciones. En total en un periodo de conmutación se invierten 12 conmutaciones de los transistores. Este tipo de distribución es usada en convertidores de conmutación suave.

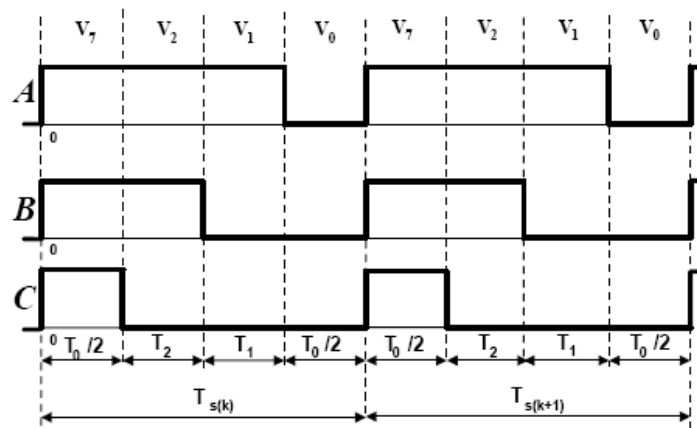


Figura A.15 Alineamiento flanco de subida - Clase II. Fuente [21]

A.5.2.2.2 Distribución Clase II. Alineamiento por flanco de bajada.

La figura A.16 muestra la secuencia de aplicación de los vectores de conmutación para este modo de alineamiento. Este caso es similar al anterior con la excepción del arranque, el cual se produce mediante una transición de \vec{V}_7 a \vec{V}_0 , lo que determina alineamiento por flanco de bajada. El paso de un vector al siguiente sigue el criterio de mínimas conmutaciones. El número de conmutaciones es el mismo que en el caso anterior.

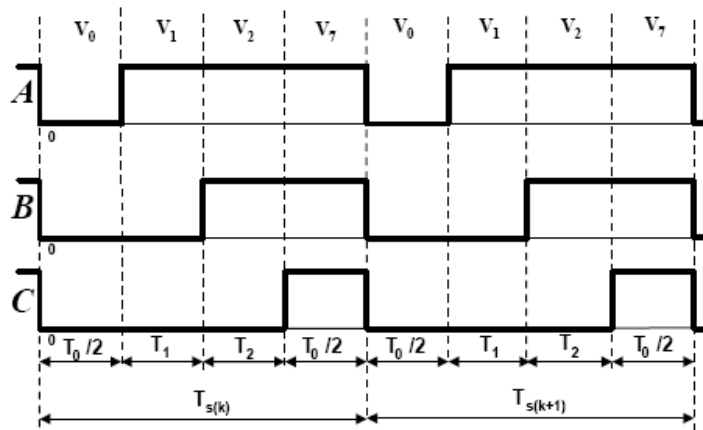


Figura A.16 Alineamiento flanco de bajada - Clase II. Fuente [21]

A.5.2.2.3 Distribución Clase II. Alineamiento simétrico.

La generación de pulsos de esta forma hará formar los vectores de tal forma que la aparición de los pulsos S_i , S_j en una misma fase (por ejemplo, S_1 , S_4) serán hechas de tal forma que la onda creada de fase será tal que tendrá una cierta simetría tal que a la hora de desarrollar su espectro de Fourier desaparecerán muchos armónicos. Por eso es la más común y utilizada en VSC-HVDC/MVDC.

La figura A.17 muestra la secuencia de aplicación de los vectores de conmutación para este modo de alineamiento. Este patrón de conmutación presenta la menor distorsión a la salida y el mejor espectro armónico, debido a la simetría que se consigue en la aplicación de los vectores de conmutación.

Las funciones simétricas tienen un espectro de Fourier en menor contenido de armónicos. Asegura una simetría de media onda respecto a $\pi/2$ ya que así sale algo parecido a la senoide.

El número de conmutaciones que se producen durante un ciclo es de doce.

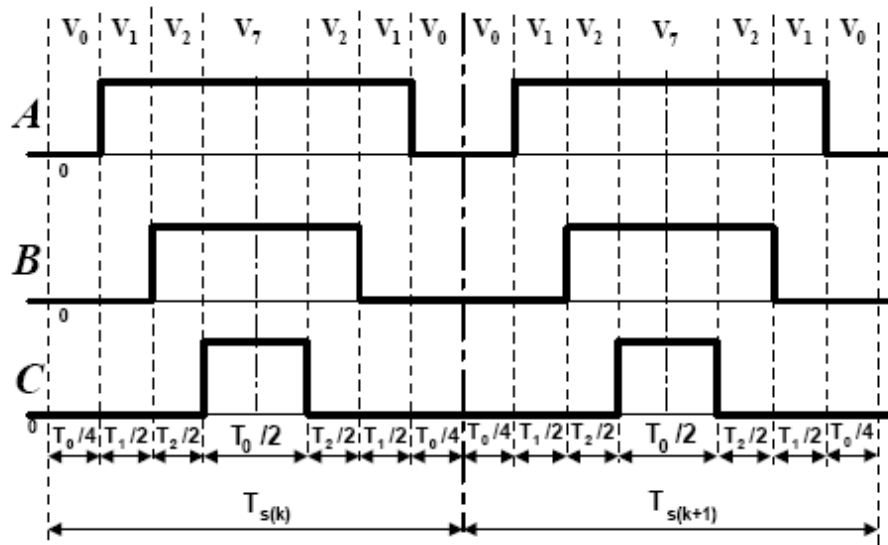


Figura A.17 Alineamiento simétrico - Clase II. Fuente [21]

A.5.2.2.4 Distribución Clase II. Alineamiento de secuencia alternativa.

La figura A.18 muestra la secuencia de aplicación de los vectores de conmutación para este modo de alineamiento. Como principal característica destaca la utilización alternativa de los vectores nulos \vec{V}_7 y \vec{V}_0 . La frecuencia efectiva de conmutación se reduce a la mitad, ya que cada dos ciclos de conmutación se repite la secuencia. Las pérdidas de conmutación son un 50 % inferiores a otras distribuciones, ya que sólo se producen seis conmutaciones en un ciclo de conmutación. La distorsión armónica total (THD) aumenta con respecto a los modos anteriores.

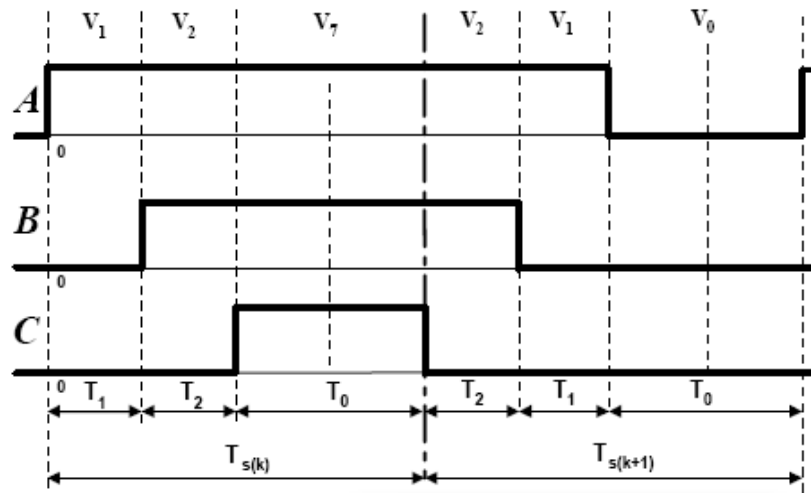


Figura A.18 Secuencia alternativa - Clase II. Fuente [21]



A.5.2.2.5 Distribuciones clase I.

Este tipo de técnicas de distribución de los vectores de conmutación, se muestran en las figuras A.19, A.20, A.21 y A.22. Al utilizar un solo vector nulo reducen las pérdidas por conmutación. Resulta interesante su aplicación en equipos de gran potencia, donde estas pérdidas son de gran importancia. Las pérdidas por conmutación se pueden reducir si la fase que soporta una mayor corriente no conmuta [123]. Este es posible de implementar ya que los vectores adyacentes que se conmutan sólo difieren en el estado de una de las ramas del puente inversor. Eligiendo sólo uno de los vectores nulos para completar el periodo de conmutación, existirá una rama que no conmute.

Comparando con las distribuciones que utilizan los dos vectores nulos (clase II), las distribuciones Clase I reducen en 1/3 el número de conmutaciones, con lo que se puede llegar a reducir hasta en un 50 % las pérdidas por conmutación. Por el contrario, el contenido de armónicos de las tensiones generadas es superior. De todas las distribuciones, la alineada simétricamente es la que presenta un mejor compromiso entre pérdidas por conmutación y distorsión en la señal de salida.

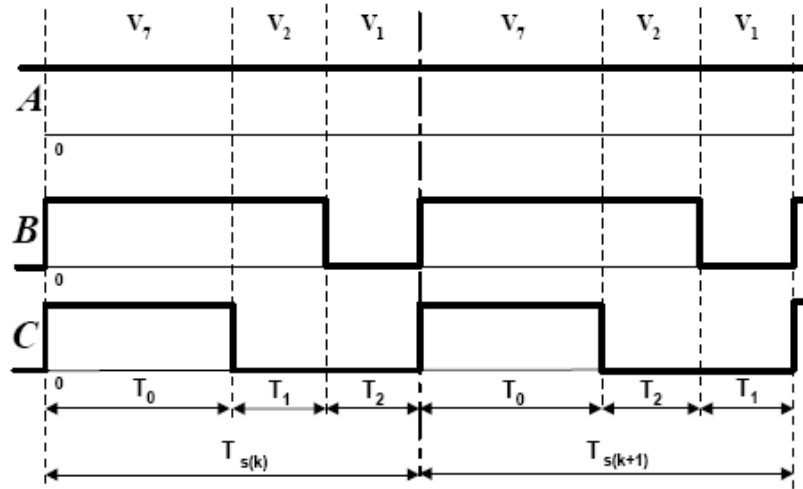


Figura A.19 Alineamiento flanco de subida - Clase I. Fuente [21]

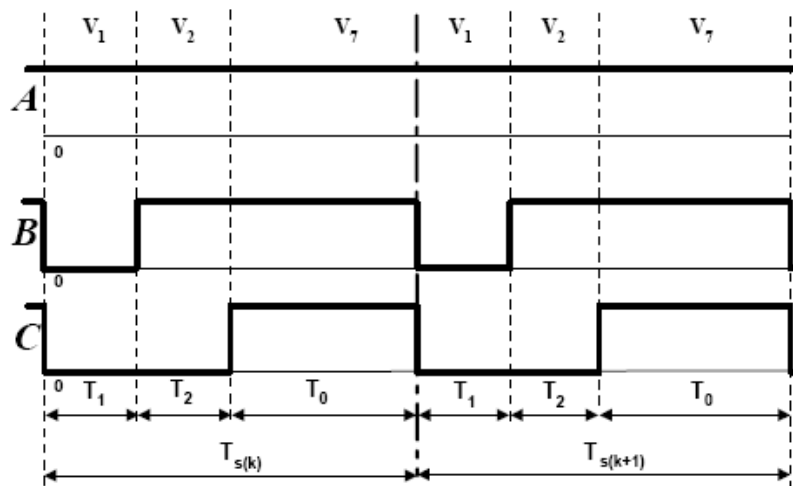


Figura A.20 Alineamiento flanco de bajada - Clase I. Fuente [21]

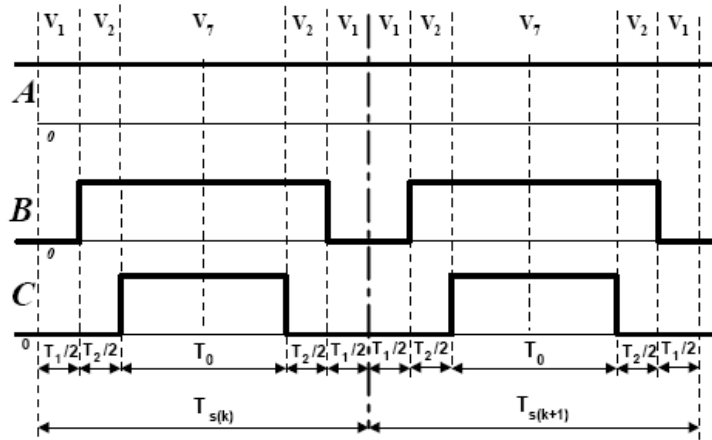


Figura A.21 Alineamiento simétrico - Clase I. Fuente [21]

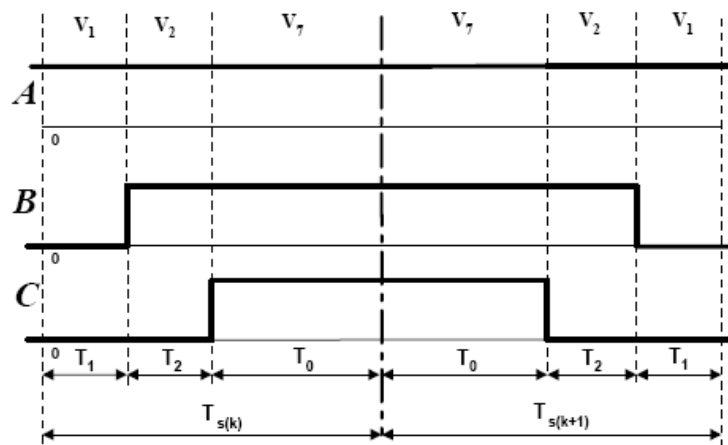
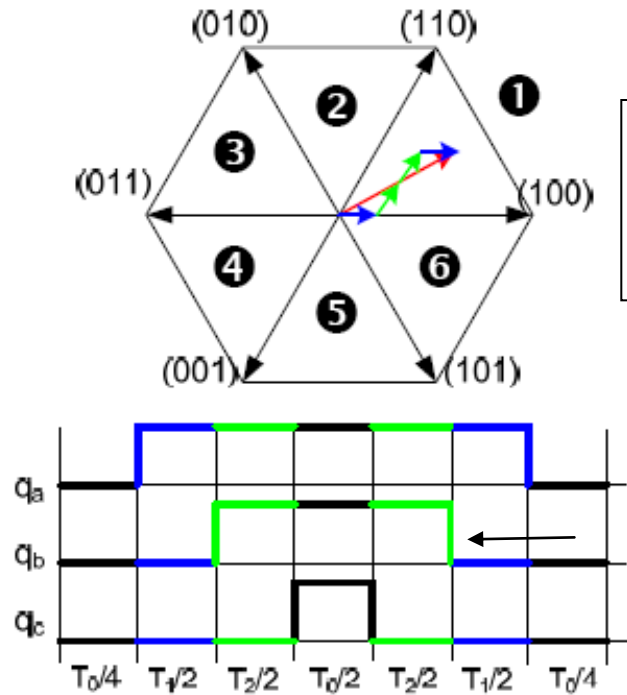


Figura A.22 Secuencia alternativa - Clase I. Fuente [21]



A.5.2.3 Formación de la modulación del vector espacio (II),[20]



Dado que este sistema denominado DISTRIBUCIÓN DE CLASE II. Alineamiento simétrico es mucho más apropiado, será el que utilizemos por los motivos anteriormente explicados.

Suma de todos los tiempos será el periodo de conmutación.

T_1 corresponde a d_1

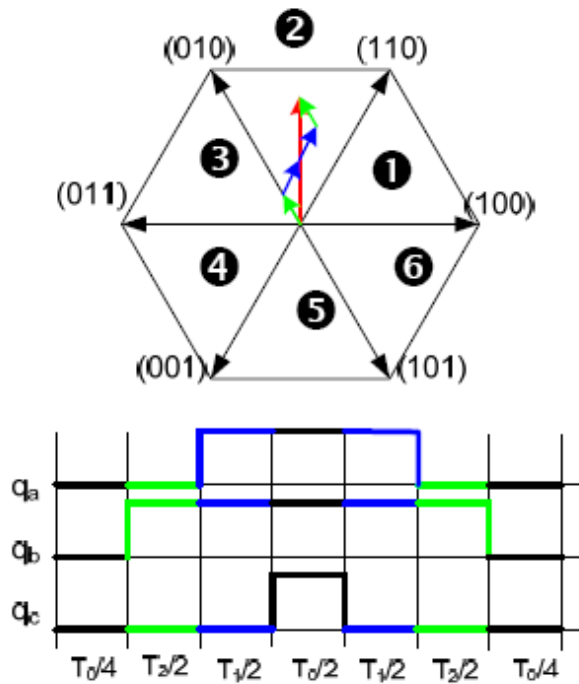
T_2 corresponde a d_2

T_0 corresponde a d_3



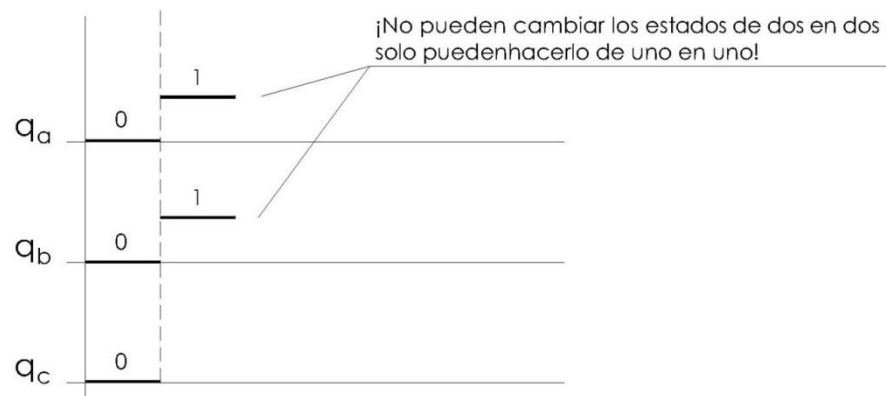
El tiempo que las salidas deben estar con valor nulo se reparte entre los dos vectores "nulos" 000 y 111.

Se empieza siempre por 000 y en el centro se utiliza 111.



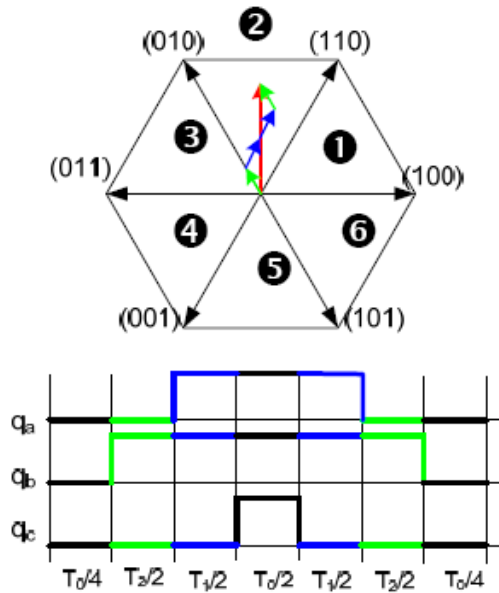
* Se puede comprobar cómo al trabajar en un sector "par" el orden de las conmutaciones se ha modificado.

En caso contrario, sería



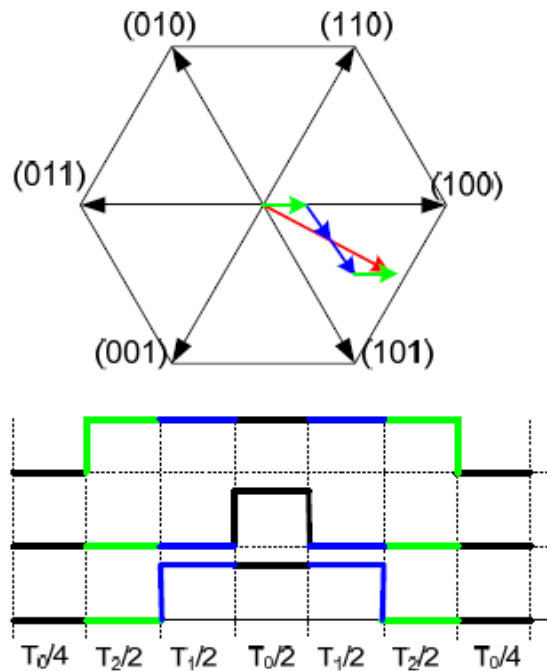
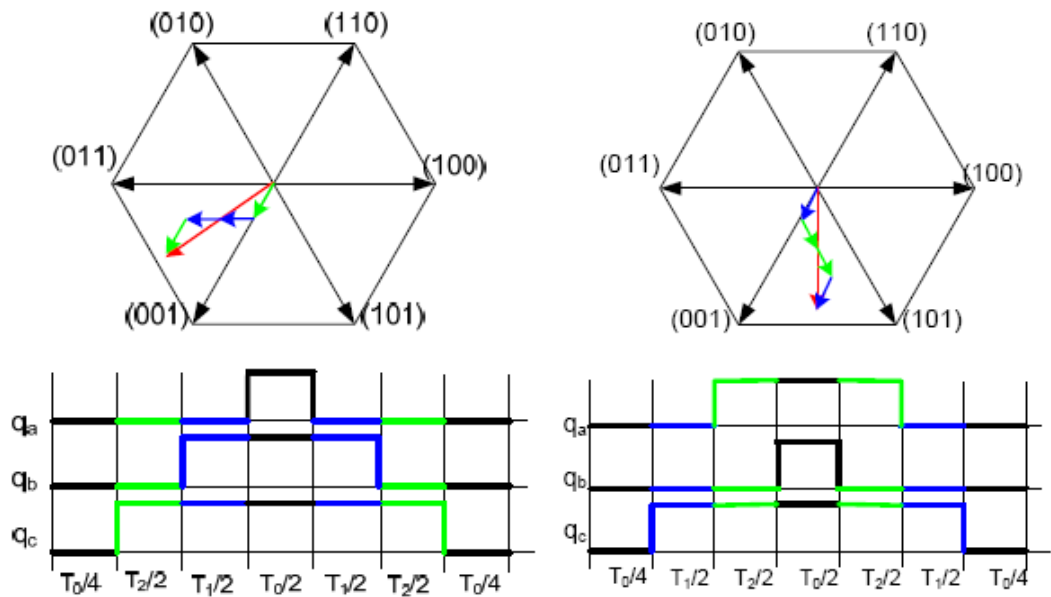


* Se empieza por V_Y y se continúa por V_X .



Se puede comprobar cómo al trabajar en un sector "impar" el orden de las conmutaciones se ha modificado.

Se empieza por V_X y se continúa por V_Y .



Se ve que $t_0 + t_7 = 2t_0 = d_3 \Rightarrow t_0 = \frac{d_3}{2}$ por eso se pone ese término.

Visto todo lo anterior, se observa que:



t_o / T_s introducido por el vector \vec{V}_0 (o \vec{V}_7). Por tanto este será un vector modulado, fijo en la ubicación del punto discretizado que le corresponde y tendrá una duración total T_s .

Este vector significa que la tensión fase-neutro de salida del inversor puede representarse por

$$\vec{V} = \frac{t_a}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{t_b}{T_s} \vec{V}_2 + \frac{t_0}{T_s} \vec{V}_0$$

Para el sextante 1 es: $t_a = T_1$ y $t_b = T_2$

Es decir, que el vector obtenido presenta un valor promedio definido por los tiempos de las tensiones que intervienen. Así, durante el T_1 / T_s en la carga se aplica la tensión V_1 , durante T_2 / T_s la tensión V_2 y durante t_0 / T_s no se aplica tensión.

Los tiempos de duración de cada vector no son arbitrarios sino que siguen una ley definida por las expresiones (7) para lograr una trayectoria de los vectores modulados que represente una onda senoidal de salida:

Se tiene entonces que:

$$T^* \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} * V_{ref} = T_1 \frac{2}{3} V_{cc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{cc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

De la ecuación anterior se deduce que

$$T.V_{ref} \cos \alpha = T_1 \frac{2}{3} V_{cc} + T_2 \frac{2}{3} V_{cc} \cos \frac{\pi}{3}$$

$$T.V_{ref} \sin \alpha = T_2 \frac{2}{3} V_{cc} \sin \frac{\pi}{3}$$

De donde:

$$T_2 = T \frac{V_{ref} \sin(\alpha)}{\frac{2}{3} V_{cc} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}$$

$$T_1 = T \frac{V_{ref} \sin\left(\left(\frac{\pi}{3}\right) - \alpha\right)}{\frac{2}{3} V_{cc} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}$$

El ángulo α es el que corresponde a la ubicación de cada vector a generar en cada sextante y en consecuencia es necesario fijar previamente el número de veces (K_d) que se adoptarán, con lo cual queda fijado el número de puntos de referencias en el círculo inscrito, es decir, que se debe discretizar la senoide pretendida.



Cuantos más puntos se ubiquen, mejor será la tensión de salida, con un menor contenido armónico, pero debemos tener en cuenta que el inversor para cada punto debe generar un vector haciendo una serie de combinaciones con sus llaves.

Se podría pensar en discretizar la senoide en 360° , es decir, crear 360 vectores por período, lo que da 360 pulsos por período y 18.000 pulsos de salida por segundo (en 50 Hz). Esto trae aparejado una cantidad elevada de conmutaciones para el inversor y en consecuencia deben calcularse las pérdidas por conmutación de los transistores de potencia, (las cuales, en estos equipos son las más elevadas respecto a las restantes pérdidas) y evaluar si realmente se obtiene un rendimiento total que supere a un funcionamiento con menor cantidad de puntos que, si bien dará un contenido armónico mayor que el anterior, tendrá menos pérdidas por conmutación.

Por el contrario, la cantidad mínima de vectores a generar es duplicando los 6 vectores del funcionamiento en six-step, obteniéndose 12 vectores ubicados a 30° entre sí, pero no se obtendrá el funcionamiento esperado de un SVPWM.

Para una operación simple y demostrativa se adopta 24 vectores por período, o sea, 4 vectores por sextante ubicados a 15° entre sí, como se ve en fig. A.24.

La ubicación de estos vectores y la secuencia de conmutación necesaria para crear los patrones de las señales de disparo para cada sextante determinará la duración (t_a, t_b, t_0) de cada vector director.

En esta gráfica $\vec{V}_a = \vec{V}_1$ y $\vec{V}_b = \vec{V}_2$.

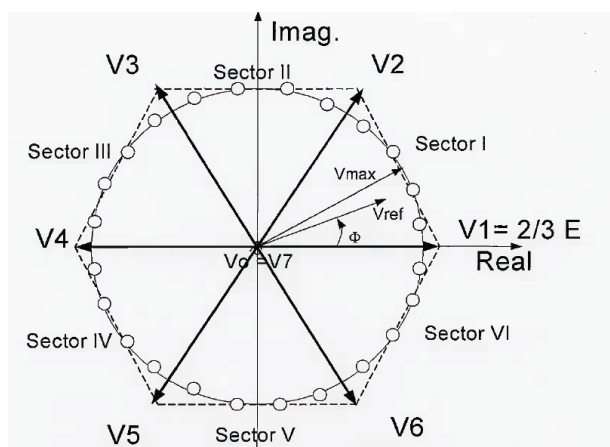


Figura A.23 Discretización de la senoide en 24 puntos. Fuente [21]

La simetría de la secuencia con respecto $T_s/2$ se logra tomado la mitad de los tiempos respectivos en cada mitad de T_s .



Puede verse que el vector nulo está ubicado en el origen; medio y final de cada secuencia en forma simétrica, se indican además los vectores directores que intervienen en el sextante 1 para generar los 4 vectores de dicho sextante.

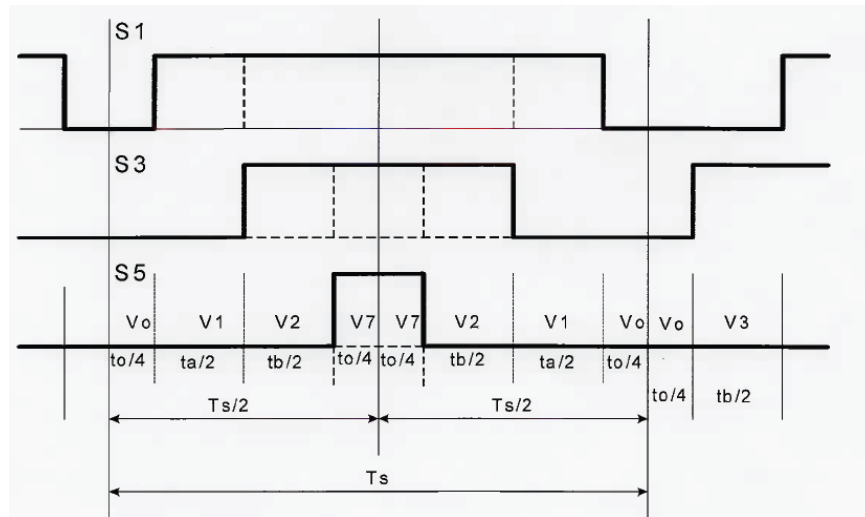


Figura A.24 Pulsos patrones de conmutación del sextante I para los gates del inversor en el modo "Secuencia Simétrica de los vectores nulos". Fuente [21]

Nota: El tipo de secuencia patrón que se adopte debe asegurar que la tensión de salida del inversor presente simetría de media onda y simetría respecto a $\pi/2$, ya que así sale algo parecido a la senoide y se redireccionan mayor número de armónicos para los filtros que así están preparados.

Resumiendo, en la última fig. A.25 expuesta, se representa un vector \vec{V} que viene \vec{V}_1 y \vec{V}_2 como vectores adyacentes, por lo tanto se utilizarán junto con los vectores nulos para obtener \vec{V} . El trabajo del módulo SVPWM es calcular los tiempos t_0 , t_1 y t_7 tal que la media ponderada de las tensiones \vec{V}_0 , \vec{V}_1 , \vec{V}_2 y \vec{V}_7 , con sus respectivos tiempos, y el tiempo de ciclo T , den como resultado la tensión \vec{V} . Si se analiza gráficamente la fig. 3.40 se observa que una vez calculados los tiempos t_0 , t_1 , t_2 y t_7 , si se dividen estos tiempos entre el periodo y se multiplican por los vectores correspondientes \vec{V}_0 , \vec{V}_1 , \vec{V}_2 y \vec{V}_7 , se obtienen unos vectores que sumados gráficamente dan como resultado el vector \vec{V} .

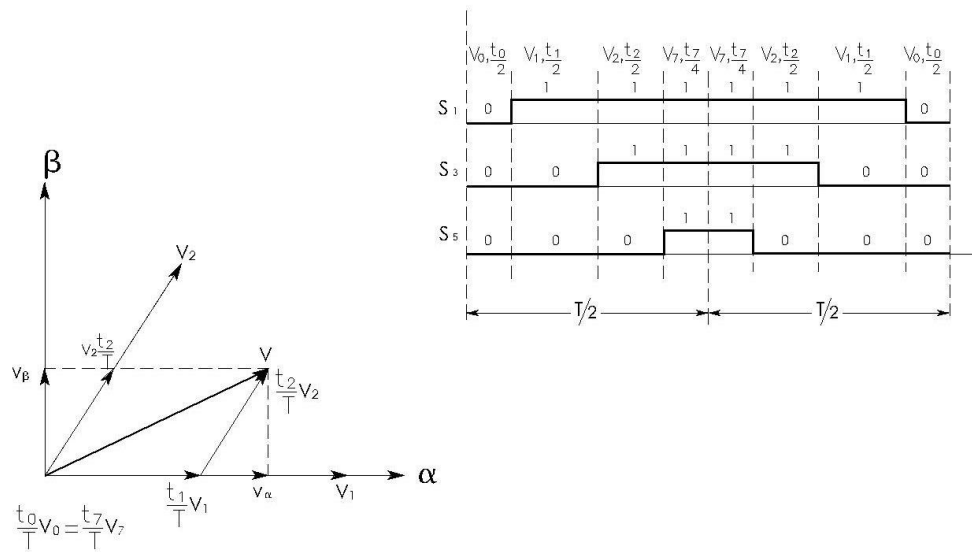


Figura A.25 Representación esquemática del funcionamiento del módulo SVPWM. Fuente [21]

De la gráfica A.26 podemos ver que:

$$\vec{V}(t) = \frac{t_0}{T} \vec{V}_0 + \frac{t_1}{T} \vec{V}_1 + \frac{t_2}{T} \vec{V}_2 + \frac{t_7}{T} \vec{V}_7$$

Que es la expresión de la formación de $\vec{V}(t)$, como media ponderada y es un vector que gira 360° en el plano $\alpha - \beta$.

t_0 es el tiempo que se aplica a la carga al vector 0 respecto a la formación del vector $\vec{V}(t)$ durante el periodo de muestreo.

T es el tiempo que tarda en componerse ese vector, ya que está formado por el tiempo que se aplica la posición 0 más el tiempo que se le aplica a la carga el vector \vec{V}_1 más el tiempo que se le aplica a la carga la tensión \vec{V}_2 más el tiempo que se aplica a la carga la tensión \vec{V}_7 .

La parte superior de la fig. A.26 muestra que el gráfico del estado de los interruptores está dividido en la mitad del período, pues así se consigue reducir los armónicos y gastar menos energía, ya que tan solo cambia de estado un interruptor en cada cambio de t .

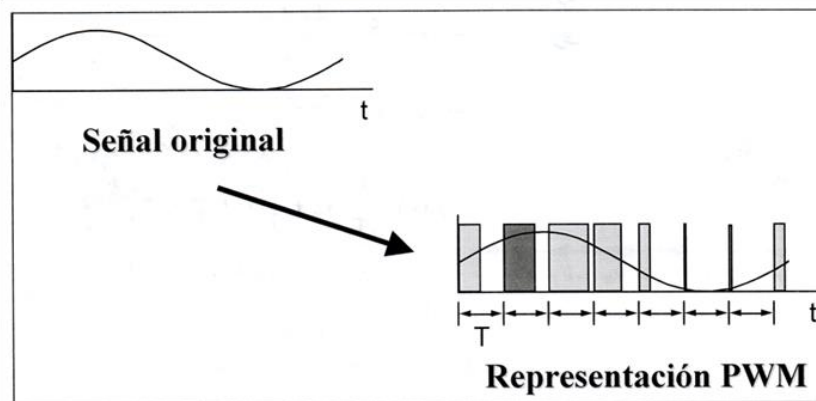
El módulo SVPWM tiene como entradas los componentes de los ejes α y β del vector \vec{V} y como salidas los ciclos t_a , t_b y t_c de trabajo de cada una de las fases t_a , t_b y t_c corresponden al tiempo total que están abiertos los interruptores de cada fase respecto al tiempo de ciclo T , por lo tanto t_a , t_b y t_c se obtienen de la suma de los diferentes t_i donde i puede ser a, b o c .

Módulo PWM:



El siguiente módulo es el denominado Pulse Width Modulation (PWM) y se encarga de crear las pulsiones sinusoidales V_a , V_b y V_c , pulsiones sinusoidales que serán la referencia, que se aplicarán al IGBT. PWM significa representar una señal como una secuencia de pulsos que tienen las siguientes características: frecuencia portadora del pulso fija (cada periodo T se aplica un pulso), amplitud del pulso fija, anchura del pulso proporcional a la amplitud que se quiere representar y la energía del PWM es aproximadamente igual a la energía de la señal.

En la siguiente figura presentada se muestra un esquema del proceso PWM. El objetivo es obtener una señal sinusoidal a partir de una secuencia de pulsos con las características mencionadas anteriormente.



En realidad el módulo PWM está basado en comparadores ya que calcula los valores a poner en los comparadores a partir de los ciclos de trabajo ya calculados. Este módulo hace de interfaz entre la parte software y hardware, ya que genera las señales que van a parar a los drivers, los cuales adaptan la tensión a aplicar en cada transistor IGBT, representados en la figura. Para hacer la modulación por amplitud de pulso (PWM) de una señal, se compara esta señal con una señal triangular de frecuencia fija, la portadora. El resultado de esta comparación es la señal PWM.

El módulo comparadores PWM tiene como entradas los ciclos de trabajo de cada transistor obtenidos en el módulo SVPWM y como salidas proporciona señales de excitación de cada uno de los seis transistores IGBT que aplicarán las tensiones e_a , e_b y e_c .

A.6 Operación del VSC en PWM

Para el desarrollo de este trabajo se utilizó un VSC trifásico de dos niveles que utiliza la técnica PWM. Los voltajes de salida de un VSC trifásico de dos niveles que utiliza la técnica SPWM están determinados por la comparación de una señal portadora triangular (\hat{V}_{tri}) con tres señales de control sinusoidal



desfasadas 120° ($\hat{V}_{control,A}$, $\hat{V}_{control,B}$, y $\hat{V}_{control,C}$). La figura A.27 muestra la tipología de un VSC trifásico de dos niveles, mientras que la figura A.28 muestra la generación de los voltajes de salida del VSC utilizando la técnica de modulación SPWM. Como resultado de la comparación se obtienen los siguientes niveles de los voltajes de salida [20] :

$$\hat{V}_{control,A} > V_{tri} \rightarrow TA+: encendido V_{AN} = V_d$$

$$\hat{V}_{control,A} > V_{tri} \rightarrow TA-: encendido V_{AN} = 0$$

$$\hat{V}_{control,B} > V_{tri} \rightarrow TB+: encendido V_{BN} = V_d$$

$$\hat{V}_{control,B} > V_{tri} \rightarrow TB-: encendido V_{BN} = 0$$

$$\hat{V}_{control,C} > V_{tri} \rightarrow TC+: encendido V_{CN} = V_d$$

$$\hat{V}_{control,C} > V_{tri} \rightarrow TC-: encendido V_{CN} = 0$$

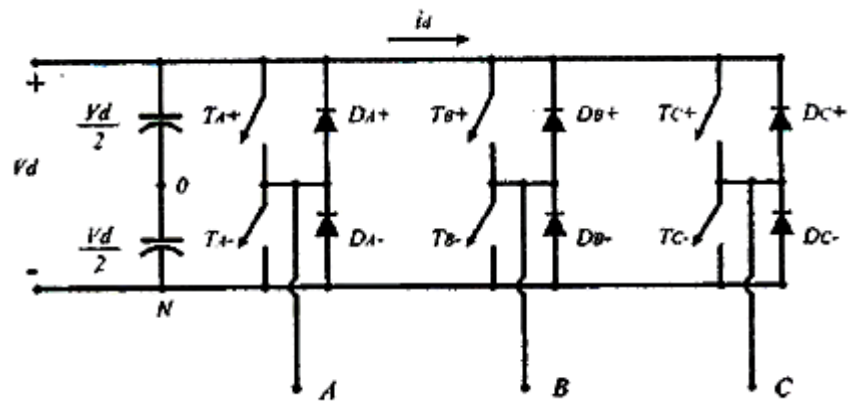


Figura A.26 VSC trifásico de dos niveles. Fuente [12]

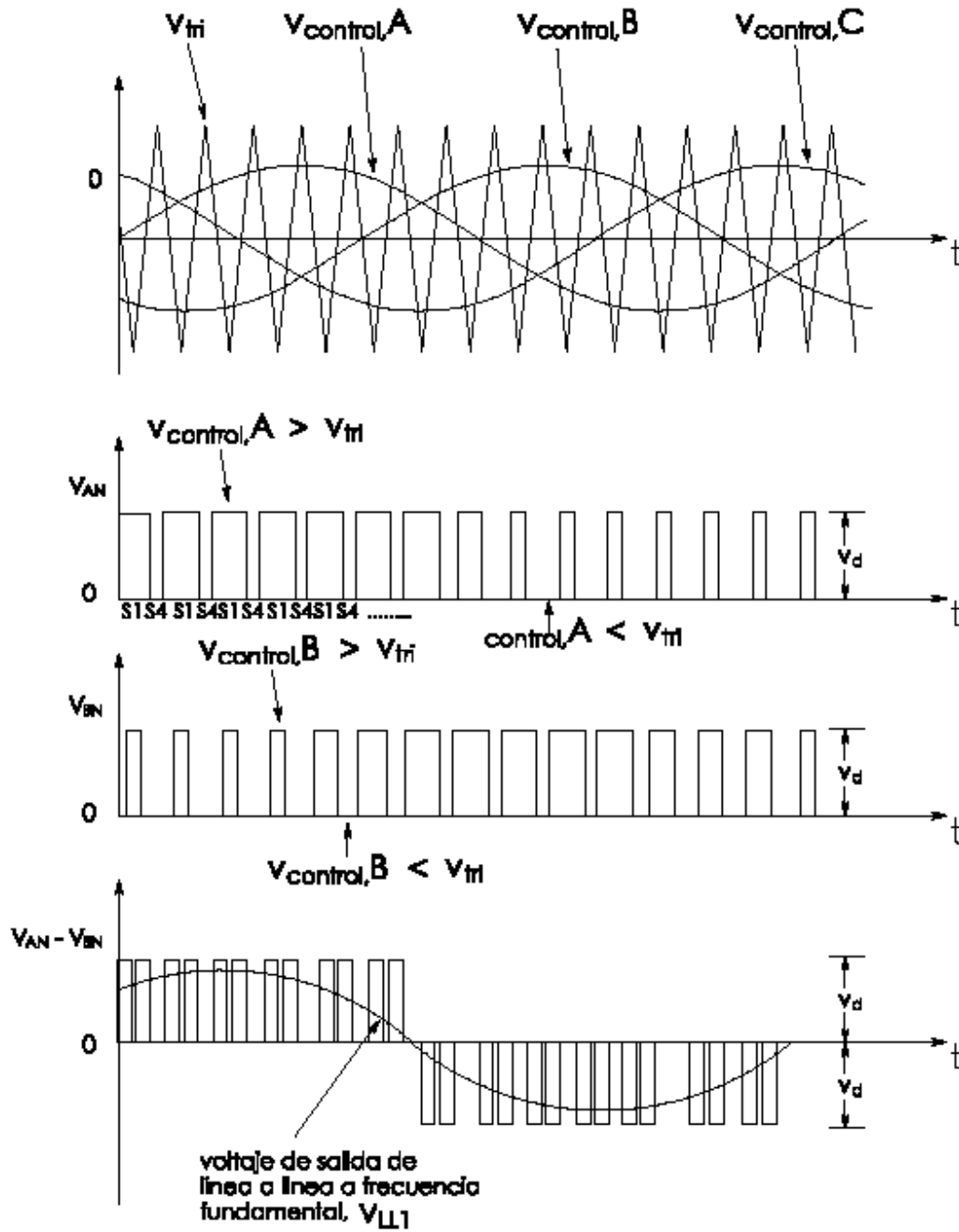


Figura A.27 Modulación por ancho de pulso sinusoidal SPWM. Fuente [20]



La frecuencia de la onda triangular establece la frecuencia de conmutación del VSC y generalmente se mantiene constante junto con su amplitud \hat{V}_{tri} . A la frecuencia de conmutación, f_{tri} , también se le conoce como frecuencia portadora. Las señales de control, $\hat{V}_{control, A}$, $\hat{V}_{control, B}$ y $\hat{V}_{control, C}$, se utilizan para modular el ciclo de trabajo de los interruptores y todas tienen la misma frecuencia f_1 , la cual es la frecuencia fundamental deseada de salida del VSC. A esta frecuencia también se la conoce como frecuencia de modulación. Los voltajes de salida no son ondas sinusoidales puras conteniendo frecuencias armónicas.

La razón o índice de modulación de amplitud m_a está definida como:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control, A}}{\hat{V}_{tri}} = \frac{\hat{V}_{control, B}}{\hat{V}_{tri}} = \frac{\hat{V}_{control, C}}{\hat{V}_{tri}}$$

Donde $\hat{V}_{control, X}$ es la magnitud pico de la señal de control. La amplitud \hat{V}_{tri} de la señal triangular se mantiene constante. En la región lineal ($m_a \leq 1.0$), el valor pico de la componente de frecuencia fundamental en el voltaje de salida, $(\hat{V}_{AN})_1$, varía linealmente con la razón de modulación de amplitud m_a como se muestra en la ecuación siguiente.

$$(\hat{V}_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2}$$

Así, el voltaje rms de línea a línea a la frecuencia fundamental debido al desplazamiento de 120° entre los voltajes de fase puede escribirse como:

$$V_{LL1(rms)} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{AN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \approx 0,612 m_a V_d$$

$(m_a \leq 1.0)$

La razón o índice de modulación de frecuencia mf se define como:

$$mf = \frac{f_{tri}}{f_1}$$

En la tabla A.1.a se muestran las componentes armónicas generalizadas para los voltajes de fase de salida del VSC; además se observa que las armónicas en la forma de onda del voltaje de fase de salida del VSC aparecen como bandas laterales centradas alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, esto es, alrededor de las armónicas mf , $2mf$, $3mf$, $4mf$... Este patrón general se mantiene para todos los valores de m_a en el rango de 0 a 1. Por su parte la figura A.28 muestra las componentes armónicas generalizadas para los voltajes de fase de salida del VSC.



Teóricamente las frecuencias en las que las armónicas de voltaje pueden ser indicadas como sigue:

$$fh = (j mf + k) f1$$

Esto es, la armónica de orden h corresponde a la k -ésima banda lateral de j veces la relación de modulación de la frecuencia mf , o bien:

$$h = (j mf) \pm k$$

Donde la frecuencia fundamental corresponde a $h = 1$.

Para valores impares de j , existe la j -ésima armónica y las armónicas de banda lateral para valores pares de k . Es decir, existen $mf, 3mf, 5mf, \dots$ y $mf \pm 2, mf \pm 4, \dots, 3mf \pm 2, 3mf \pm 4, 3mf \pm 6, \dots$

Para valores pares de j , no existe la j -ésima armónica y existen solamente para valores impares de k . Es decir, no existen $2mf, 4mf, 6mf, \dots$ y existen $2mf \pm 1, 2mf \pm 3, 2mf \pm 5, \dots, 4mf \pm 1, 4mf \pm 3, 4mf \pm 5, 4mf \pm 7, \dots$

Además, si se elige mf como entero impar resultará una simetría impar y también una simetría de media onda. Con lo cual solamente estarán presentes las armónicas impares y desaparecerán las armónicas pares de la forma de onda de voltaje.

En la Tabla A.1.b se muestran las componentes armónicas generalizadas para los voltajes de línea a línea de salida del VSC. Esto se muestra gráficamente en la figura A.29.



Armónica	<i>ma</i>				
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Fundamental	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
<i>mf</i>	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
<i>mf</i> ± 2	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
<i>mf</i> ± 4					0.018
2 <i>mf</i> ± 1	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
2 <i>mf</i> ± 3		0.024	0.071	0.139	0.212
2 <i>mf</i> ± 5				0.013	0.033
3 <i>mf</i>	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
3 <i>mf</i> ± 2	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
3 <i>mf</i> ± 4		0.012	0.047	0.104	0.157
3 <i>mf</i> ± 6				0.016	0.044
4 <i>mf</i> ± 1	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
4 <i>mf</i> ± 3	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
4 <i>mf</i> ± 5			0.034	0.084	0.119
4 <i>mf</i> ± 7				0.017	0.050

Tabla A.1.a Armónicas generalizadas de VAO para un *mf* grande (*mf*>9). Fuente [19]

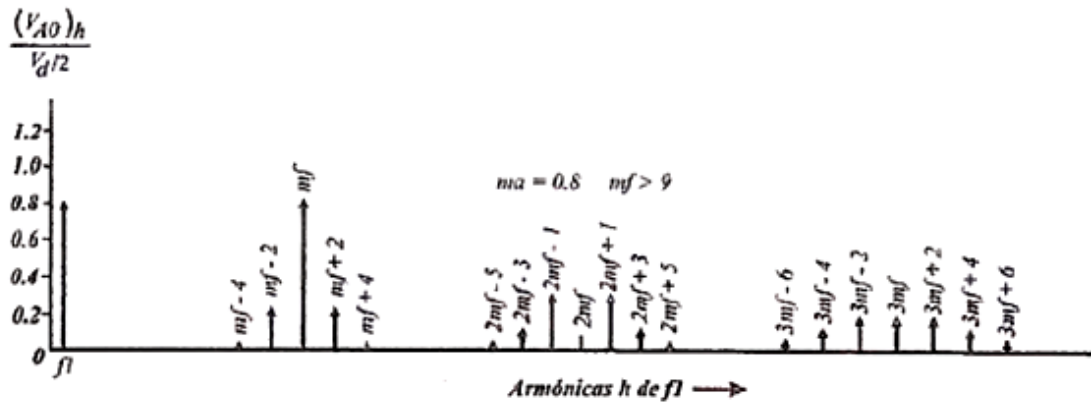


Figura A.28 Espectro armónico en la forma de onda del voltaje de fase. Fuente [19]



Armónica	ma				
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Fundamental	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$mf \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$mf \pm 4$				0.005	0.011
$2mf \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2mf \pm 5$				0.008	0.020
$3mf \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3mf \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4mf \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4mf \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4mf \pm 7$				0.010	0.030

$(V_{LL})_h/V_d$ están tabulados como una función de m_a , donde $(V_{LL})_h$ son los valores rms de los voltaje armónicos

Tabla A.1.b Armónicas generalizadas de VLL para un mf grande ($mf > 9$), impar, múltiplo de 3. Fuente [19]

En la forma de onda del voltaje de línea en un VSC trifásico sólo existen las armónicas impares como bandas laterales, centradas alrededor de mf y sus múltiplos, siempre y cuando mf sea impar. Considerando las armónicas en mf (lo mismo aplica para sus múltiplos impares), la diferencia de fases entre la armónica en V_{AN} y V_{BN} es 120° . Esta diferencia de fases será equivalente a cero (un múltiplo de 360°) si mf es impar y un múltiplo de 3. Como consecuencia, la armónica en mf es suprimida en el voltaje de línea a línea V_{AB} . El mismo argumento aplica en la supresión de las armónicas en los múltiplos impares de mf si mf es elegido a ser un múltiplo impar de 3 (donde la razón para elegir mf a ser un múltiplo impar de 3 es mantener a mf impar, eliminando las armónicas pares). Así, algunas de las armónicas dominantes en una fase del VSC pueden ser eliminadas del voltaje de línea a línea de un VSC trifásico.

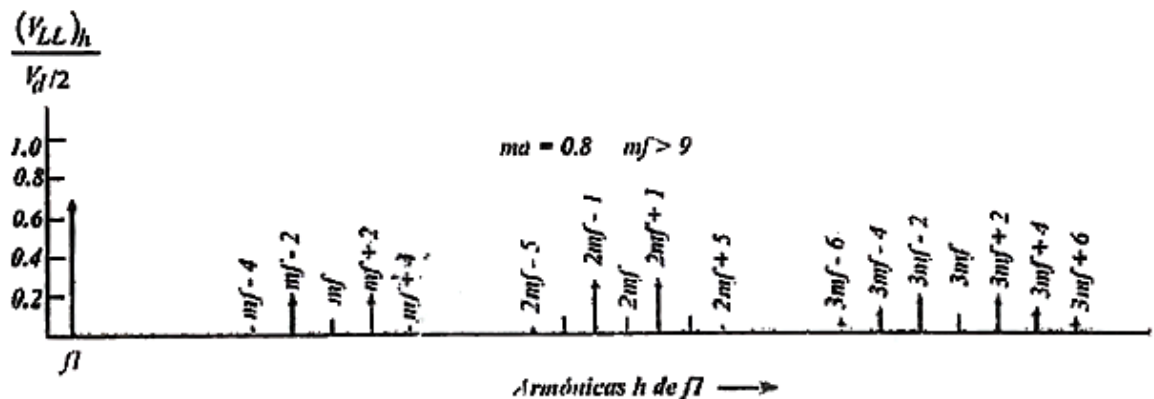


Figura A.29 Espectro armónico en la forma de onda del voltaje de línea. Fuente [19]

Hay que tener muy en cuenta que las modulaciones de las señales de portadoras se hacen a través de un control denominado SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation), de tal manera que las señales portadoras son ajustadas en el PWM a través del SPWM para que los pulsos que emita el PWM se ajusten a lo deseado.

De un modo tosco se podría decir que el SVPWM envía la señal de referencia al PWM y este ajusta las señales portadoras para que los pulsos emitidos coincidan con los tiempos de referencia que le envía el SVPWM al PWM.

Se usa un inversor de dos niveles trifásico como modo de ajustar el número de explicaciones y cálculos.

El nexo de unión entre lo que sucede en el control de proceso y lo que se desea obtener $e(t)$ enviando órdenes a los IGBT's son los elementos SVPWM y PWM.

Esto es que SVPWM recogerá todo lo que venga del control e imitará un comportamiento sinusoidal de tal forma que al enviar la información recogida al PWM este lo traducirá a pulsos patrones para enviárselos a los IGBT's y se obtenga la tensión de salida deseada.

- Esquema de funcionamiento entre el SPWM y PWM.

A] Como ya se explicó en la formación de un vector girante en $\alpha - \beta$ representativo del sistema trifásico que se pretende seguir a partir de V_{ref} , dicho vector girante (que imita al de referencia) se descompone sobre los 3 ejes trifásicos desfasados 120° . Así se crean puntos discretizados de funcionamiento, tal y como se explicó en la transformada de Clark.

B] Todos los puntos (para cada fase) obtenidos siguen una trayectoria senoidal (con pocos armónicos gracias a la disposición de conmutación elegida en el SPWM, la cual era simétrica).



Dicha trayectoria senoidal tendrá para cada semiperiodo un valor eficaz, el cual será imitado a través de los IGBT's superponiendo convenientemente una función triangular sobre la senoidal creada de tal forma que si la señal triangular y señal senoidal active el interruptor correspondiente.

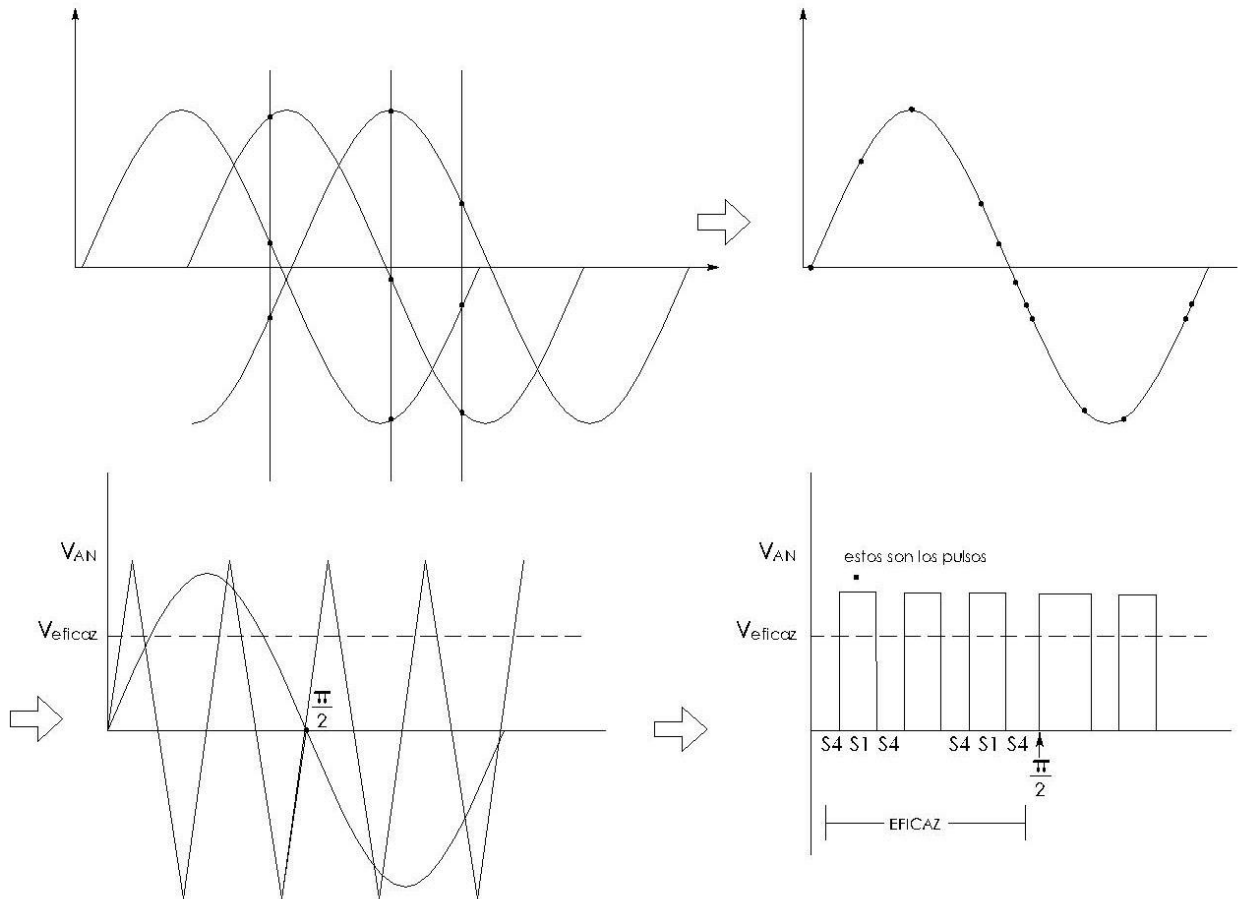
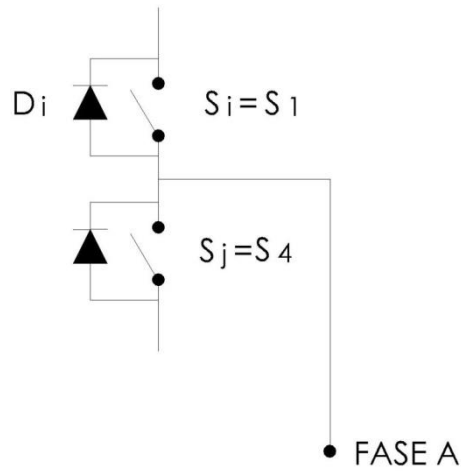


Figura A.30 Evolución de la elaboración del patrón de pulsos hacia los IGBT's

Así, está última gráfica (figura A.30) representa lo que realmente se envía a los IGBT's 1 y 4 de la fase A (ya que es el ejemplo tomado). Los cambios y conmutaciones en el hexágono, como vemos, es un artilugio matemático para poder imitar el comportamiento sinusoidal en el plano $\alpha - \beta$ de un vector representativo de un sistema trifásico.

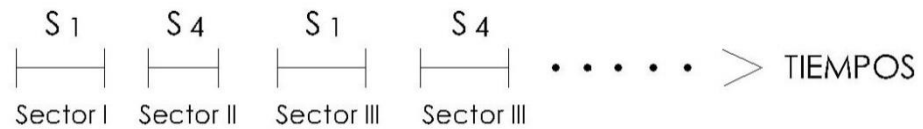
Nótese que el valor eficaz de los trenes de pulsos que envían los IGBT's 1 y 4 es igual que el valor eficaz de la señal senoidal.

Profundizando sobre el hexágono, lo que hace el SPWM es ver los tiempos que cada si y su contiguo S_j toman en estado cerrado mientras $V(t)$ en el plano $\alpha - \beta$ va girando.



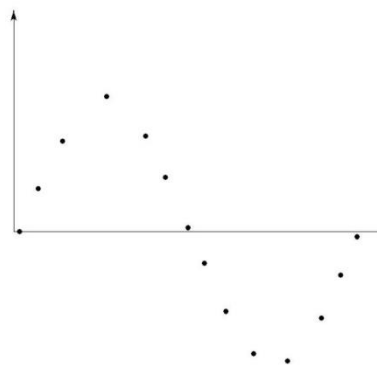
Lo hace tomando primero los tiempos en los que actúa primero S_1 por ejemplo, y lo alterna seguidamente con el primer tiempo donde aparece cerrado S_4 (podrían estar en sectores de 60° diferentes). Así se ordenan los tiempos de aparición:

1°



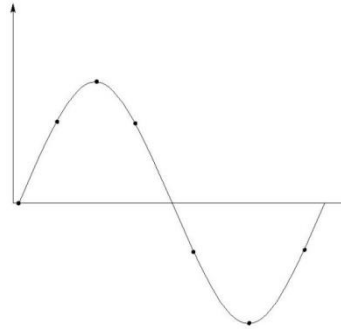
Además, el SPWM coloca los puntos de funcionamiento, ya que cada $V(t)$ se descompone sobre los trifásicos;

2°





El PWM lo que hace es generar una onda que una los puntos anteriores y mediante una adecuada modulación m_a y m_f hace tener una onda triangular que intersectada sobre la onda creada hace que coincidan los intervalos de encendido de los S_i y S_j (S_1 y S_4) cuando la onda es mayor que la triangular, como se ha explicado.



Quiere decirse finalmente que lo que ocurra en una fase con este procedimiento ocurrirá exactamente igual $120^\circ = \omega t$ más adelante en el tiempo, con lo que estamos seguros de que se está creando una inversa trifásica.

Al estar en modo inversor lo que hacemos a los IGBT's es darle pulsos en los cuales conducen la corriente continua de la que están alimentados, esto es, U_{dc} .

¿Y qué hay del funcionamiento en modo rectificador?

Todo lo hasta aquí explicado ha servido para entender el modo inversor del VSC, pero hay que recordar que el funcionamiento también es en modo rectificador.

Muchos aspectos son similares a los del modo inversor, por lo que no hará falta entrar en tantos detalles explicativos ya que serán repetitivos.

Lo que sí va a cambiar es la esencia del funcionamiento.

En este caso, el rectificador no busca crear $e(t)$, pues ya existe para él, ya que viene de la suma de $V(t)$ y la caída de tensión en la reactancia y la resistencia.

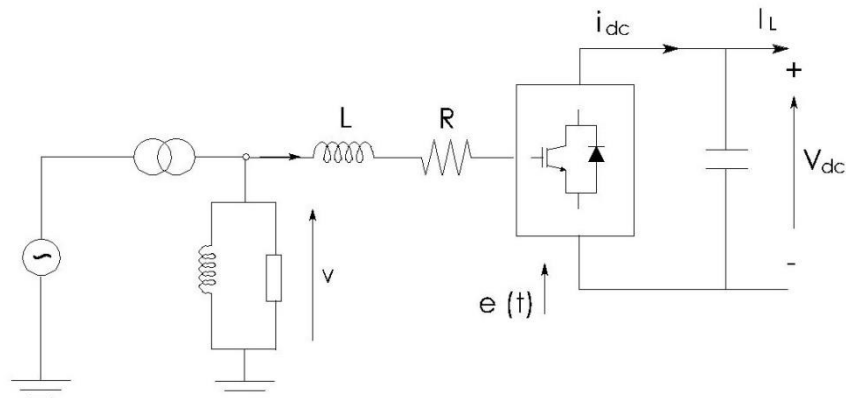
Lo que el rectificador busca ahora es imitar la $e(t)$ dada mediante una onda de pulsos tal que al verla el condensador genere la continua tras el mismo.

Los signos del lazo de control del proceso cambiarán pero el funcionamiento es similar en lo demás.

Ahora se les dice a los IGBT's que actúen para crear una onda, y no que actúen para "cortar" la de continua que ya existía en el inversor.



¿Hasta qué valor se genera esa U_{dc} ? Hasta el que marque la referencia o la potencia necesaria a transportar por el enlace. Como la potencia de entrada al rectificador debe ser igual a la potencia de salida en el mismo, será $U_{dc} i_{dc} = P_d i_d$ y ese es el valor que marque de U_{dc} tras el condensador (Figura de rectificador siguiente).



Antes, en modo inversor, se le da unos pulsos a los IGBT's donde se les indica el patrón de corte de la señal de continua sobre la que están conectados.

Ahora en modo rectificador se le da unos pulsos a los IGBT's que forman una onda del mismo valor eficaz que la $e(t)$ ya dada por el propio flujo de energía, de tal modo que como desde el lado de continua "no viene nada" tan solo el condensador se encarga de alisar la onda imitadora creada a la $e(t)$, creando así continua.

En el modo rectificador hay que tener en cuenta que si la tensión continua no es la deseada habrá una señal de error entre la $U_{dc\text{ref}}$ y la U_{dc} proceso, por esto dará una señal de error que hará que cambie la tensión que imita a la $e(t)$ del proceso. Esto en sí ya es la esencia del VSC, ya que controla la forma de regulación independientemente de lo que pueda hacer el proceso. Por eso es una ventaja tan grande su uso.

Para un inversor sucedería lo mismo si quisiéramos tener una tensión de salida diferente ya que es el propio VSC quien controlaría que los pulsos de salida de corte de la señal de continua fuesen mayores y cortados debidamente. Por eso se controla la U_{dc} . A toda esta forma de control, tanto para el inversor como para el rectificador, la denominaremos Inner Controller o Control Interno. Una forma de representar esto podría ser acorde al esquema que está dibujado en el esquema II de control.



La siguiente cuestión es saber quién provoca las señales i_{dref} e i_{qref} que entran al inner controller y cómo funcionan.

Someramente ya hemos visto a través del esquema II de control al que hemos denominado Inner Controller que una de las señales viene del controlador de tensión continua. ¿Y los demás? Se explicarán todos pero no se debe obviar obviar que hasta ahora el objeto de estudio es saber la naturaleza de $e(t)$ creada en un inversor o imitada en un rectificador y, como podemos ver, es de naturaleza discreta.

Como se ve, la naturaleza de $e(t)$ se ha demostrado que es discreta pero cuanto mayor sea el número de puentes interruptores, menor será el número de armónicos y más sinusoidal será la forma de onda obtenida.

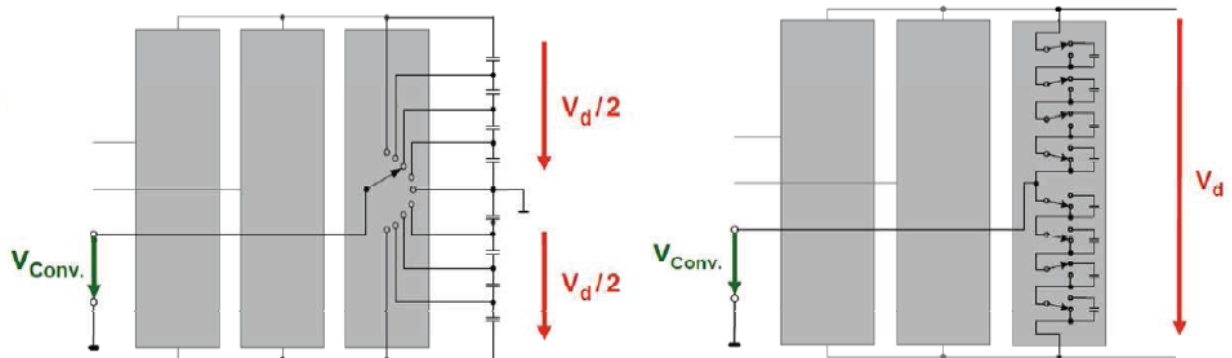


Figura A.31 Configuración de un VSC-Multinivel

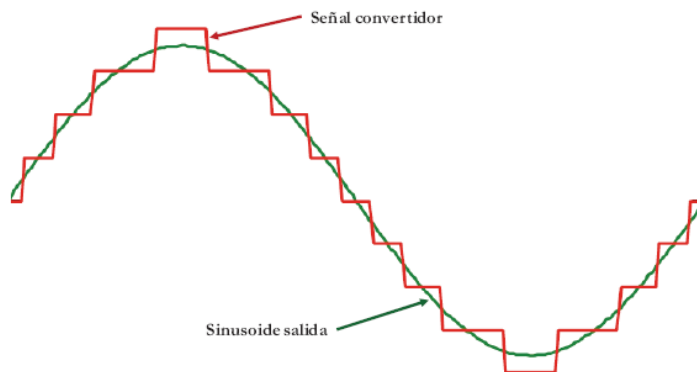


Figura A.32 Señales involucradas en un VSC-Multinivel. Fuente [16]



A mayor número de conmutaciones, será por tanto más depurada la onda de salida. Para nuestro caso usamos un puente de 2 IGBT's entre cada fase, pero esta consideración hay que tenerla en cuenta (esta última consideración es usada por los tecnólogos ABB y la llaman HVDC-Light, mientras que Siemens la denomina HVDC-Plus). En esencia, ambas son iguales. Para nuestra explicación es suficiente con un puente doble.

A.7 Esquema de Control General con Variable Discreta. Definiciones

En un esquema de control de variable discreta todos los datos son recogidos a través de tarjetas lectoras que pasan señales analógicas a digitales, ya que resulta esta forma de operar a través de computadores mucho más eficientes habida cuenta de que al ser los algoritmos programables evita muchísimo tendido.

Para poder entender este proceso usaremos el símil de un sensor y una válvula de actuación. Para nuestro caso el sensor podría ser las señales de control de potencia activa, reactiva, intensidad y tensión directa y la válvula de actuación serían los IGBT's (que no dejan de ser válvulas).

Asignaremos pues algunas definiciones, [23]:

Las señales usadas en control de procesos dependen del nivel en que nos situemos, mientras que a nivel más bajo las señales sin tensión o corriente procedentes de lecturas de variables o de actuaciones sobre válvulas, relés, etc.

Cuando tenemos un sistema de control, se capturan las señales con objeto de controlar el proceso, es decir, mantener las variables dentro de las consignas fijadas. Se requieren tres partes: entrada de variables, un algoritmo de control y salida de señales de actuación hacia las variables de control para corregir las variables controladas.

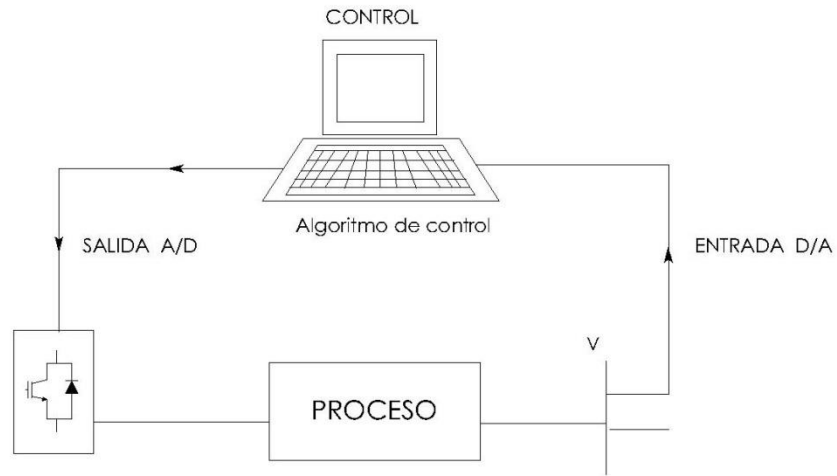


Figura A.33 Esquema simplificado de control digital

Actualmente el control de procesos moderno es un control digital, por lo que las señales anteriores deber ser convertidas previamente para que puedan ser tratadas por el algoritmo de control del PC. Dado que el PC opera de forma discreta (no continua), esta operación recibe el nombre de muestreo de señales.

Las señales digitales, puesto que sólo tienen dos estados, en función de que haya o no tensión no presentan problema alguno. Existen dispositivos de adquisición de datos en el mercado para tales señales conocidos como Devices Input Output (DIO). En realidad, estas señales ya son discretas, así por ejemplo, una EV (electroválvula) o una lámpara solo tienen dos estados, abierta o cerrada, encendida o apagada respectivamente, no pueden existir valores intermedios entre ambos estados.

Por el contrario, las señales analógicas varían continuamente dentro de un rango de valores. Por ejemplo, entre 0° y 200° , existiendo infinitos valores entre los extremos.

El muestreo consiste en tomar valores cada cierto tiempo regular.

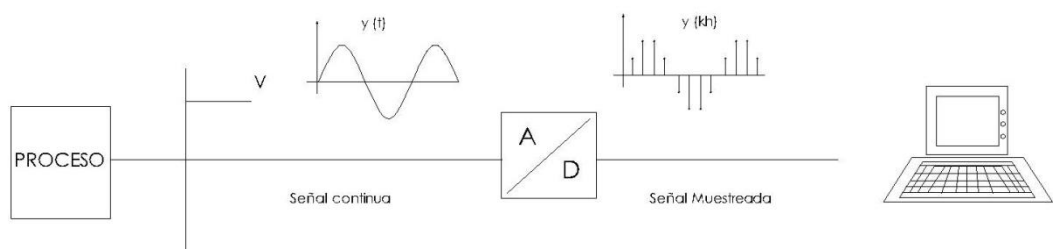




Figura A.34 Proceso simplificado de muestreo de señales

El muestreador actúa como un interruptor, cortando la señal que va por la línea.

Cada h segundos se cierra durante un tiempo muy breve, dejando pasar la señal hacia el convertidor A/D. El tiempo que permanece cerrado es finito aunque en la práctica es tan pequeño que teóricamente se considera un punto.

Durante el muestreo las señales analógicas en tiempo continuo se reemplazan por una secuencia de números proporcionales al valor de las señales en el instante de muestreo. A partir de ahora, en vez de usar el término muestreo usaremos el término discretización.

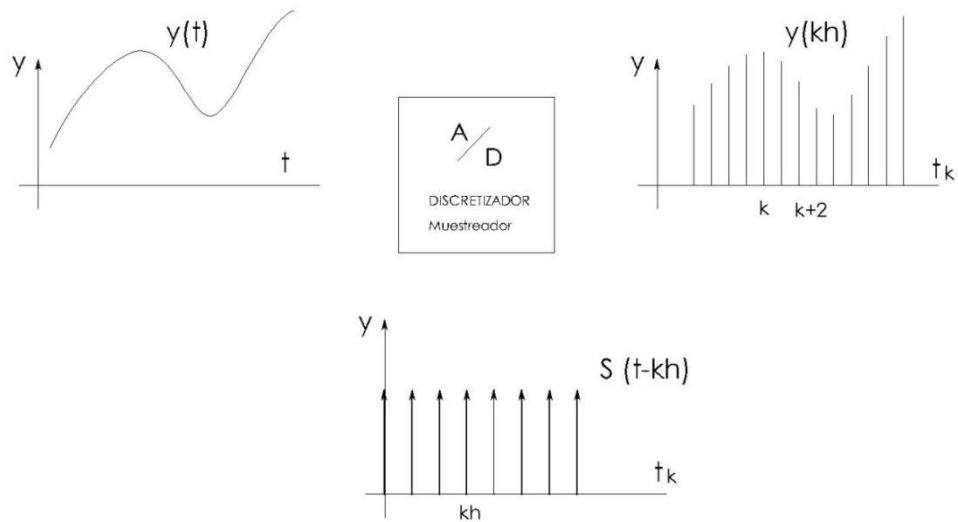


Figura A.35 Modelo de discretización

Desde el punto de vista matemático, discretizar una señal continua se consigue multiplicando la señal continua por la Delta de Dirac.

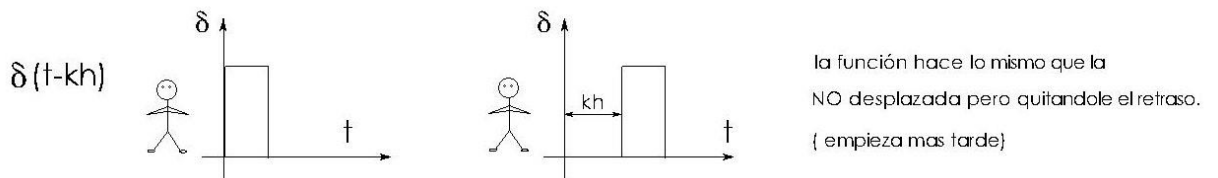


Figura A.36 Función Delta de Dirac



Solo tiene valores en $t=k \cdot h$, donde k es un entero 0, 1, 2, etc., que representa el instante de muestreo. Dado que para los demás valores la función vale 0, la señal resultante sólo presentará valores en el instante de muestreo.

En un instante de muestreo cualquiera, k , el tiempo transcurrido t_k será

$$t_k = k \cdot h = kh.$$

El valor de la variable será y_k

En el siguiente instante los valores serán:

$$t_{k+1} = (k+1) \cdot h \text{ e } y_{k+1}$$

Fuera de los momentos de muestreo, el valor de la señal de salida del muestreador es 0 y en el instante k el valor será:

$$y(kh) = y(t_k) \cdot \delta(t-kh)$$

Donde:

$y(kh)$ señal muestreada para todo k que pertenezca a Z^+

$y(t_k)$ valor de la señal continua en el instante de muestreo de k , es decir, cuando ha transcurrido un tiempo igual a $t_k = k \cdot h$

Si posteriormente fuese necesario obtener la señal continua será necesario reconstruirla. Este proceso se conoce con el nombre de retención o mantenimiento de la señal. Se puede realizar matemáticamente o mediante dispositivos de retención o mantenedores. El mantenedor más simple es un mantenedor de orden 0 que consiste en mantener el valor de una variable hasta que llegue al siguiente valor.

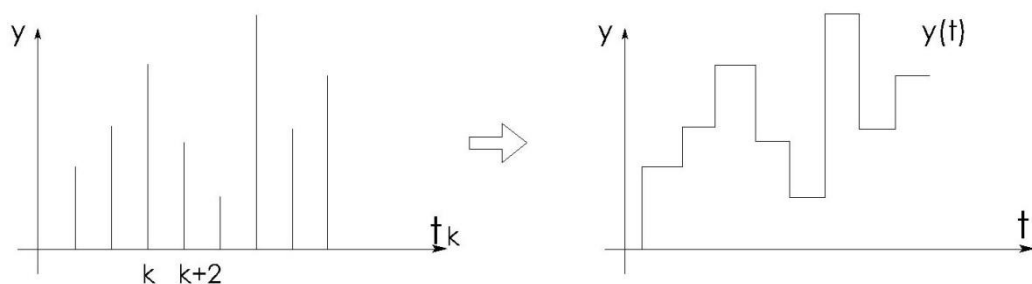




Figura A.37 Señal por mantenedor de orden cero

Señales antes del mantenedor de orden 0

$$y(0h) \delta(t); y(1h) \delta(t-h); y(2h) \delta(t-2h); \dots; y(kh) \delta(t-kh)$$

Señales después del mantenedor de orden 0:

$$\text{Para } 0 \leq t < h \quad y(t) = y(0h)$$

$$\text{Para } h \leq t < 2h \quad y(t) = y(1h)$$

$$\text{Para } 2h \leq t < 3h \quad y(t) = y(2h)$$

$$\text{Para } kh \leq t < (K+1)h \quad y(t) = y(Kh)$$

Resumiendo, el algoritmo de control traduce las señales digitales a señales escalonadas (1ª etapa, figura A.38) para que a través de estas últimas señales dé la respuesta digital hacia el proceso (válvula, por ejemplo, 2ª etapa).

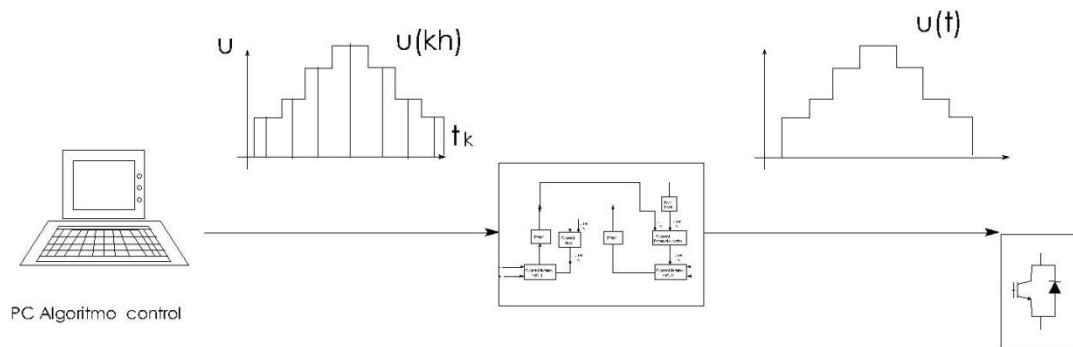


Figura A.38 Cambio de señal digital a escalonada por mantenedor de orden 0

Puesto que la válvula u otro dispositivo de actuación debe recibir continuamente la señal, es preciso convertir la señal discreta procedente del PC en una señal continua.

El esquema final de este tipo de funcionamiento lo podríamos ver así.

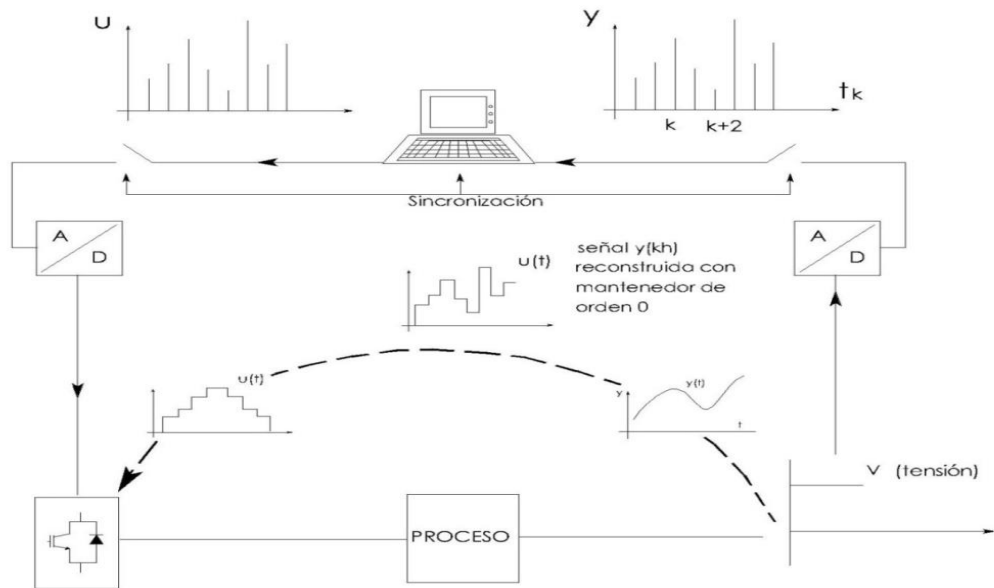


Figura A.39 Etapa 1ª y 2ª de actuación sobre proceso

En variable continua el esquema de control puede representarse así.

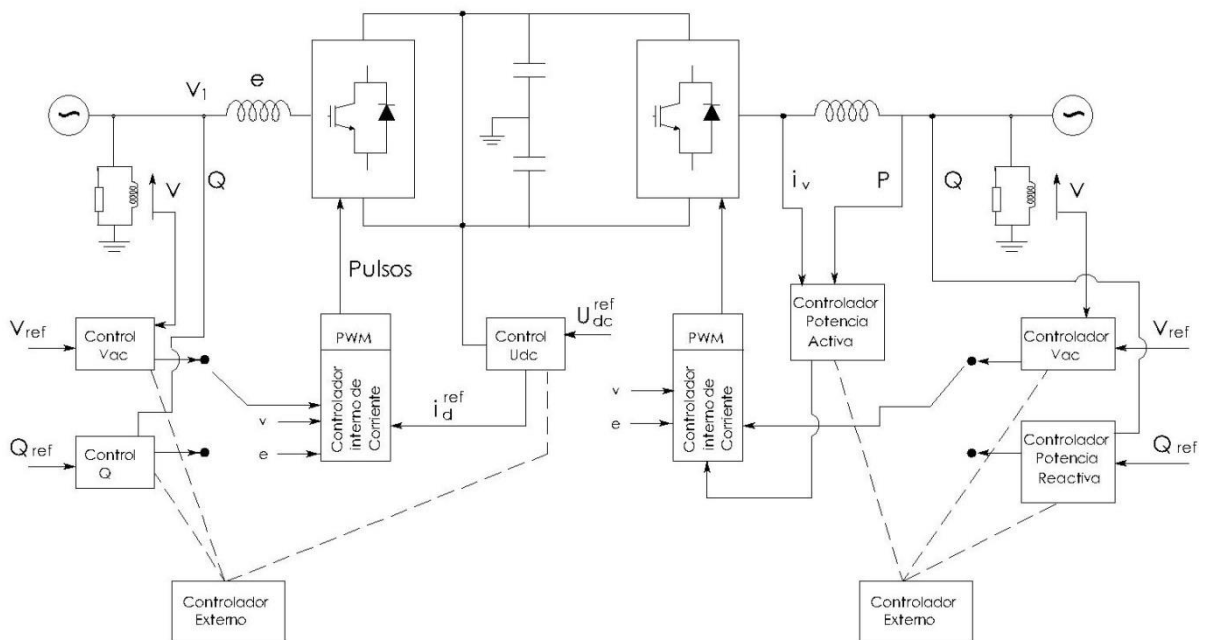


Figura A.40 Esquema completo de control de VSC

Los inner controller generan internamente la i proceso la comparan con i^{ref} .



Sin embargo, vamos a ver cómo en variable discreta la filosofía cambia un poco. Cambia a la hora de ver el inner controller debido a la forma de las ecuaciones que lo gobiernan.

En cuanto al Outer Controller, es igual.

Se irá por partes para ver todo esto:

1° Se resolverá la ecuación de estado de variable discreta.

2° Se verá si esa solución es una solución estable.

3° Se analizará el outer controller de tensión DC como caso desbalanceado de potencia.

4° Se analizará finalmente el Inner Controller en variable discreta.

5° se analizará el resto de los controladores.

La forma matemática de $e(t) = \frac{1}{2} M \cdot U_{dc} \text{sen}(wt + \delta) + \text{Armónicos}$

Y es lógico pensando, después de lo visto hasta ahora, pues depende el lazo de control de U_{dc} , de la modulación de PWM y de los armónicos que presenta al no ser una sinusoidal pura.

La forma digital de cómo un algoritmo de control da una predicción de cómo será la señal de salida para que se ajuste todo el proceso a los valores de referencia puede verse a continuación.

Ahora se está en condiciones de resolver la ecuación de estado, [24].

Volviendo a la ecuación de variable continua;

$$[X(t)] = [e^{A(t-t_0)} X(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} BU(\tau) d\tau]$$

En atención precisamente a la naturaleza del vector $u(\tau)$, es tal que usando un mantenedor de orden 0 $U(KT) = U(t), \forall t \in [KT, K(T+1)]$ se puede hacer una transformación necesaria de variable continua a variable discreta para poder ver la evolución de " $X(t)$ " de una forma más sencilla.

Tomando espacios de tiempo que se llama T (o espacio de muestreo) suficientemente pequeños como para que cada uno de esos KT para todo K que pertenezca a Z^+ , los valores de $U(t)$ sean siempre iguales (dentro de cada KT), es decir $U(t) = cte$ pertenece a $[KT, (K+1)T]$ y por tanto uniformemente espaciados se tiene que la ecuación anterior tomará la forma:



$$X[(K+1)T] = G(T)X(KT) + H(T)U(KT).$$

En efecto: obsérvese que las matrices G y H dependen del periodo de muestreo T y donde una vez fijados los periodos de muestreo T , G y H son matrices constantes.

Ya que $U(t) = U(KT)$ para $KT \leq t < KT+T$ y suponiendo que la ecuación $x(t)$ evoluciona desde 0 hasta t en variable continua, es decir, sustituyendo $t=(k+1)T$ y $t=KT$

$$\begin{aligned} X(t) &= e^{At}X(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} BU(\tau)d\tau \Rightarrow \\ \Rightarrow X[(K+1)T] &= e^{A(K+1)T}X(0) + \int_0^{(K+1)T} e^{A[(K+1)T-\tau]} BU(\tau)d\tau \Rightarrow \\ \Rightarrow X[(K+1)T] &= e^{A(K+1)T}X(0) + \int_0^{(K+1)T} 1 e^{A(K+1)T} e^{-A\tau} BU(\tau)d\tau \Rightarrow \\ \Rightarrow X[(K+1)T] &= e^{A(K+1)T}X(0) + e^{A(K+1)T} \int_0^{(K+1)T} e^{-A\tau} BU(\tau)d\tau \Rightarrow \\ \Rightarrow X[KT] &= e^{AKT} x(0) + e^{AKT} \int_0^{kT} e^{-A\tau} BU(\tau)d\tau \end{aligned}$$

Multiplicando la última ecuación por e^{AT} y sustituyéndola convenientemente en la penúltima ecuación da como resultado:

$$X[(K+1)T] = e^{AT} X(T) + e^{A(k+1)T} \int_{kT}^{(k+1)T} e^{-A\tau} BU(\tau)d\tau$$

Dado que la ecuación $U(t) = U(KT)$ para $KT \leq t < (K+1)T$, entonces se puede sustituir $U(\tau)d\tau = U(KT)$. (Obsérvese que $U(t)$ puede tomar un valor $t=KT+T$, es decir, $U(KT+T)$ un valor distinto de $U(KT)$).

Así podemos escribir

$$X[(K+1)T] = e^{AT} X(KT) + e^{AT} \int_0^T e^{-At} B U(KT) dt$$

Tomando el cambio de $\lambda = T-t \Rightarrow dt = -d\lambda \Rightarrow t = T-\lambda \Rightarrow$

Si $t = 0 \Rightarrow \lambda = T$ y si $t = T \Rightarrow \lambda = 0$

Con esto ; $X[(K+1)T] = e^{AT} X(KT) + e^{AT} \int_T^0 e^{-A(T-\lambda)} B.U(KT) (-d\lambda) \Rightarrow$

$$\Rightarrow X[(K+1)T] = e^{AT} X(KT) - (-1) e^{AT} e^{-AT} \int_0^T e^{A\lambda} B.U(KT) d\lambda \Rightarrow$$

$$\Rightarrow X[(K+1)T] = e^{AT} X(KT) + \int_0^T e^{\lambda} B.U(KT) d\lambda \Rightarrow$$



$$\Rightarrow X[(K+1)T] = e^{AT} X(KT) + \left[\int_0^T e^{\lambda} d\lambda \right] B U(KT) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow G(T) = e^{AT}$$

$$H(T) = \left(\int_0^T e^{\lambda} d\lambda \right) B$$

Con esta información completada, si volvemos a la ecuación:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w \\ w & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_d \\ \Delta e_q \end{bmatrix}$$

La solución en variable discreta toma la forma:

$$X[(K+1)T] = H(T) X(KT) + G(T) U(KT)$$

Para ello resolveremos entonces cada término de la ecuación

$$H(T) = \phi(T) = e^{AT} \text{ (matriz no simétrica)} = \mathcal{L}^{-1} [(sI-A)^{-1}]$$

Por tanto si:

$$(sI - A) = \begin{bmatrix} s + \frac{R}{L} & -w \\ w & s + \frac{R}{L} \end{bmatrix}$$

La matriz inversa de $(sI-A)$ es:

$$\begin{bmatrix} s + \frac{R}{L} & -w \\ w & s + \frac{R}{L} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{(s + \frac{R}{L})^2 + w^2} \begin{bmatrix} s + \frac{R}{L} & w \\ -w & s + \frac{R}{L} \end{bmatrix} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow H(T) = \phi(T) = \mathcal{L}^{-1} \left(\begin{bmatrix} \frac{s + \frac{R}{L}}{(s + \frac{R}{L})^2 + w^2} & \frac{w}{(s + \frac{R}{L})^2 + w^2} \\ \frac{-w}{(s + \frac{R}{L})^2 + w^2} & \frac{s + \frac{R}{L}}{(s + \frac{R}{L})^2 + w^2} \end{bmatrix} \right)$$

Obteniéndose la transformada inversa de Laplace.

$$H(T) = \phi(T) = \begin{bmatrix} e^{-\frac{R}{L}T} \cos wT & e^{-\frac{R}{L}T} \sen wT \\ -e^{-\frac{R}{L}T} \sen wT & e^{-\frac{R}{L}T} \cos wT \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1 & \Phi_2 \\ -\Phi_2 & \Phi_1 \end{bmatrix} = e^{AT}$$

Para obtener $G(T)$:



$$\begin{aligned}
 G(T) &= \int_0^T \begin{bmatrix} e^{-\frac{R}{L}\lambda} \cos w\lambda & e^{-\frac{R}{L}\lambda} \sin w\lambda \\ -e^{-\frac{R}{L}\lambda} \sin w\lambda & e^{-\frac{R}{L}\lambda} \cos w\lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(KT) - V(KT) \\ e_q(KT) \end{bmatrix} d\lambda = \\
 &= \left\{ \int_0^T \begin{bmatrix} e^{-\frac{R}{L}\lambda} \cos w\lambda & e^{-\frac{R}{L}\lambda} \sin w\lambda \\ -e^{-\frac{R}{L}\lambda} \sin w\lambda & e^{-\frac{R}{L}\lambda} \cos w\lambda \end{bmatrix} d\lambda \right\} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(KT) - V(KT) \\ e_q(KT) \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 \\ -\gamma_2 & \gamma_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_d(KT) \\ \Delta e_q(KT) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Siendo:

$$\gamma_1 = \left(\frac{1}{L}\right) \left[\frac{1}{\frac{R^2}{L} + w^2} \right] \left[\frac{R}{L} \frac{R}{L} e^{-\frac{R}{L}T} \cos wT + w e^{-\frac{R}{L}T} \sin wT \right]$$

$$\gamma_2 = \left(\frac{1}{L}\right) \left[\frac{1}{\frac{R^2}{L} + w^2} \right] \left[w \frac{R}{L} e^{-\frac{R}{L}T} \sin wT - w e^{-\frac{R}{L}T} \cos wT \right]$$

O también más simplificado

$$\gamma_1 = \left(\frac{1}{L}\right) \left[\frac{1}{\frac{R^2}{L} + w^2} \right] \left[\frac{R}{L} (1 - \Phi_1) + w \Phi_2 \right]$$

$$\gamma_2 = \left(\frac{1}{L}\right) \left[\frac{1}{\frac{R^2}{L} + w^2} \right] \left[w (1 - \Phi_1) - \frac{R}{L} \Phi_2 \right]$$

Por tanto, el modelo del convertidor en variable discreta toma la expresión:

$$\begin{bmatrix} i_d[(K+1)T] \\ i_q[(K+1)T] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1 & \Phi_2 \\ -\Phi_2 & \Phi_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(KT) \\ i_q(KT) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 \\ -\gamma_2 & \gamma_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_d(KT) \\ \Delta e_q(KT) \end{bmatrix}$$

Control predictivo

Engloba aquellas estrategias basadas en el cálculo anticipado del estado del sistema en base a un modelo dinámico explícito. Precalcula los valores de corriente de salida en base a un modelo dinámico y elige la mejor combinación de conmutación para guiar dicha variable a valores de referencia.

Expresión que da solución a la ecuación de estado de la que partimos y por tanto nos da la trayectoria de cómo evolucionan i_d e i_q de un tiempo KT hacia otro $KT+T=(K+1)T$

Si en el lazo de control para variable discreta, en vez de usar la transformada de Laplace, usásemos la transformada en Z (cuyo papel es el mismo que tiene la



la de Laplace en continua, pero aquí para variable discreta) es razonable pensar y además se puede demostrar que en el proceso:

Si la solución en Z es $X(z) \Rightarrow Z^{-1}[X(z)] = X[(K+1)T]$ ya que el vector $X(z)$ o $X(s)$ es la salida del proceso y la solución de la ecuación diferencial en campo Laplaciano o en Z . Por tanto estamos ante el modelo del convertidor en variable discreta.

Ahora es el momento de hacerse la siguiente pregunta:

¿Una respuesta de esta forma es estable? ¿El sistema es estable? ¿Qué criterios existen para que podamos decir que, hechas así las cosas, podamos afirmar que nuestro sistema de control tiende hacia un equilibrio?

En este apartado habrá que definir y contestar a estas preguntas.

Se analiza el sistema desde la perspectiva de un sistema continuo y cuando haya alguna particularidad en caso de un sistema discreto se anotará. Habrá que notar que cuando el sistema es discreto la variable es KT y cuando es continuo será t . Para evitar interferencias operacionales denotaremos sin variable de tiempo todo a excepción de que haya diferencias entre el uso de variables de estado continuas o discretas.

A.8 Definición Topológica de Estabilidad

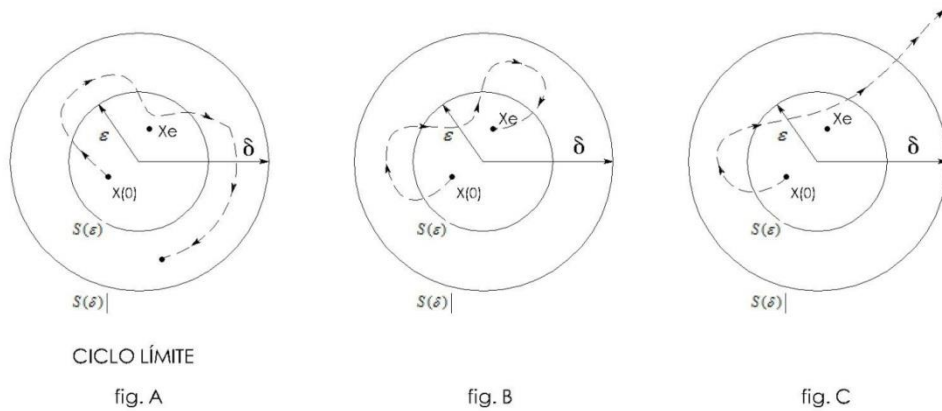
Sea X_e un punto de equilibrio en R^n tal que:

$$X_1 = X_2 = \dots = X_n = 0$$

Y $S(\delta)$ una hiperesfera de radio δ que rodea el punto de equilibrio y contiene a todos los puntos de hiperespacio de estado tales que la norma de $\|X(0) - X_e\| \leq \delta$ y $S(\varepsilon)$ una hiperesfera de radio ε contenida en la hiperesfera $S(\delta)$ que a su vez contenga las condiciones $X(t)$ en todo $t \geq t_0$ se dice que el punto de equilibrio es estable (X_e estable) si cualquier trayectoria de estado que comienza en la hiperesfera $S(\varepsilon)$ no abandona a la hiperesfera $S(\delta)$ al crecer t indefinidamente.

Esta definición de estabilidad permite la existencia de una oscilación alrededor de un punto de equilibrio. En este caso particular, la trayectoria de estado describe lo que se denomina un ciclo límite, Fig.A.

Nota: $\|X(0) - X_e\| \leq \delta$ significa todos los puntos de partida $X(0)$ suficientemente cercanos al punto de equilibrio.



A.8.1 Definición Topológica de Estabilidad Asintótica

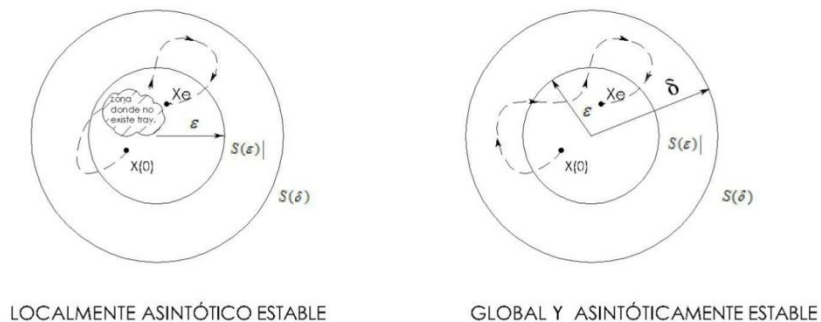
Un punto de equilibrio es asintóticamente estable si además de ser estable toda la trayectoria de estado que comienza dentro de la hiperesfera $S(\varepsilon)$ tiende al punto de equilibrio cuando t tiende a ∞ . Fig. B.

A.8.2 Definición de estabilidad asintótica global y local

Se dice que el estado de equilibrio X_e es asintótica y globalmente estable cuando es asintóticamente estable para cualquier valor de la condición inicial $X(0)$. Es decir, cuando toda trayectoria de estado que comienza dentro de la hiperesfera $S(\varepsilon)$ abarca todo el hiperespacio de estado y tiende hacia el punto de equilibrio X_e cuando t tiende a infinito.

Cuando la trayectoria de estado que comienza dentro de la hiperesfera $S(\varepsilon)$ abarca solamente una región limitada del hiperespacio de estado, se dice que el estado de equilibrio es local asintóticamente estable.

Si en la fig. A fuesen todas asintóticas excepto para ese $X(0)$, entonces solo es localmente estable.





A.8.3 Definición de inestabilidad

Se dice que un estado de equilibrio X_e es inestable si cualquier trayectoria de estado que comience dentro de la hiperesfera $S(\varepsilon)$ abandona la hiperesfera $S(\delta)$ al crecer t indefinidamente. Figura C.

A.9 Función de Liapunov

El método de análisis de la trayectoria de estudio y el empleo del ciclo límite en el estudio de la estabilidad de los circuitos eléctricos no lineales solamente son prácticos al estudiar los circuitos eléctricos lineales y no lineales de segundo orden, pues la determinación de la trayectoria de estado para circuitos eléctricos de orden superior a dos es prácticamente imposible.

Para salir del paso de esta dificultad, el matemático ruso Liapunov desarrolló un método algebraico que permite determinar si un circuito eléctrico lineal o no lineal y de cualquier orden que sea la ecuación diferencial de estado es estable o no.

Liapunov demostró que la estabilidad de cualquier sistema físico definido por un sistema de ecuaciones diferenciales de primer orden lineales o no lineales puede determinarse si es posible establecer una función $V(X)$ de las variables X_1, X_2, \dots, X_n , llamada función de Liapunov, que reúne las siguientes propiedades:

1.- $V(X)$ debe estar definida, ser continua y derivable respecto a t en un cierto dominio del hiperespacio estado. Si $X=KT$ entonces solo

2.- $V(X) > 0$ para todo $X \neq 0$.

3.- $V(0) = 0$ para todo $X = 0$.

4.- Su derivada $\dot{V}(X) = \frac{dV(X)}{dt} = \frac{dV(X)}{dx_1} \frac{dx_1}{dt} + \frac{dV(X)}{dx_2} \frac{dx_2}{dt} + \dots + \frac{dV(X)}{dx_n} \frac{dx_n}{dt} =$

$$= \sum_{i=1}^{i=n} \frac{dV(X)}{dx_i} \frac{dx_i}{dt} = \left[\frac{dV(X)}{dx_1} \quad \frac{dV(X)}{dx_2} \quad \dots \quad \frac{dV(X)}{dx_n} \right] \begin{bmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ | \\ \frac{dx_n}{dt} \end{bmatrix}$$



$$\text{Si } [\text{grad } V(X)] = \begin{bmatrix} \frac{dV(X)}{dx_1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{dV(X)}{dx_n} \end{bmatrix} \text{ y } [\dot{X}] = \begin{bmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{dx_n}{dt} \end{bmatrix} \Rightarrow \left[\frac{dV(X)}{dx_1} \frac{dV(X)}{dx_2} \dots \frac{dV(X)}{dx_n} \right] = [\text{grad}V(X)]^T$$

Por tanto,

$$\dot{V}(X) = [\text{grad}V(X)]^T \dot{X} = [\nabla V(X)]^T \dot{X} \text{ debe ser no positiva en dicho dominio.}$$

Esta última expresión indica que la función de Liapunov debe estar definida en el dominio que contenga la trayectoria de estado puesto que las variables X_1, X_2, \dots, X_n son las coordenadas de dicha trayectoria de estado y la expresión X_1, X_2, \dots, X_n deben calcularse sobre la trayectoria de estado.

Bien, esto es válido para el caso donde el sistema sea continuo.

¿Qué ocurre en caso de un sistema discretizado?

Se definirán las condiciones de Liapunov de la siguiente manera para tener un criterio de estabilidad.

$V(KT)$ será función estable Liapunov si cumple las condiciones:

1.- $V(X(K))$ debe estar definida en el espacio hiperestado

2.- $V(X(K)) > 0, \forall X(KT) \neq 0$

3.- $V(X(K)) = 0, \forall X(KT) = 0$

4.- Al igual que la derivada es una anticipación o un incremento infinitesimal, en variable continua se tendrá un incremento de la función. Así

$\Delta V[(K)T] = \{V[(K+1)T] - V(KT)\}$ debe ser no positiva en dicho dominio.[25]

Por ejemplo:

Sea la ecuación de estado en variable discreta definida de la siguiente forma:

$$X_1(K+1) = 2\sqrt{X_1(K)X_2(K)}$$

$$X_2(K+1) = 2X_1(K) - X_2(K)$$

Y sea la función de Liapunov $V(X(K)) = X_1^2(K) + X_2^2(K)$



Analizar la estabilidad del sistema según Liapunov.

La función de Liapunov cumple:

- 1.- Está definida en el espacio estado formado por $X_1(K) - X_2(K)$
- 2.- Es definida positiva $\forall KT \neq 0$
- 3.- Es $V(0) = 0, \forall KT = 0$
- 4.- ¿ $\Delta V(K+1) < 0$?

$$\Delta V[X(K+1)] = V(X(K+1)) - V(X(K)); V(X(K+1)) = (2\sqrt{X_1(K)X_2(K)})^2 + (2X_1(K) - X_2(K))^2 = 4X_1(K)X_2(K) + 4X_1^2(K) - 4X_1(K)X_2(K) + X_2^2(K) = 4X_1^2(K) + X_2^2(K); V(X(K)) = X_1^2(K) + X_2^2(K); V(X(K+1)) - V(X(K)) = 4X_1^2(K) + X_2^2(K) - X_1^2(K) - X_2^2(K) = 3X_1^2(K) > 0 \Rightarrow \text{No hay estabilidad Liapunov.}$$

Aclarado este punto, se puede seguir escribiendo tanto si las variables son continuas o discretas.

Eligiendo como función de Liapunov la hiper-superficie de ecuación,

$$V(X) = X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_n^2$$

Que como se observa cumple las 3 primeras condiciones de Liapunov, se puede estudiar el signo de $\dot{V}(X)$ o de $\Delta V(X(K+1))$ teniendo en cuenta que $\dot{X}_1, \dot{X}_2, \dots, \dot{X}_n$, ó $X_1(K+1), X_2(K+1), \dots, X_n(K+1)$ deben calcularse a partir de;

$$\dot{X} = F(X, t) \text{ o de } X(K+1) = F(X(K), K).$$

Así, sabiendo que si,

$$Z = V(X) = X_1^2 + \dots + X_n^2$$

define una hiper-superficie o hiperfunción, para el caso particular de dos variables de estado la hiper-superficie resultará ser un paraboloide.

El sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} Z = X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_n^2 \\ Z = C_i \end{cases}$$



Donde $C_1 < C_2 < \dots < C_n$ define diferentes líneas de nivel que se proyectan sobre el espacio n-dimensional en el campo de escalares.

$$C_i = X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_n^2 = V(X)$$

Disminuyendo el valor de $V(X)$ cuando se atraviesan las proyecciones de las curvas de nivel caminando hacia el origen del espacio n-dimensional. Si $V(X)$ queda definida como función Liapunov, no podrá aumentar su valor a lo largo de la trayectoria de estado. Por consiguiente, una trayectoria de estado con condiciones iniciales inferiores a la curva $V(X) = C_i$ no podrá nunca atravesar dicha curva si el circuito es estable. También entonces se podrá decir que si las curvas $C_i = X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_n^2$ contienen el origen del espacio n-dimensional y cuando t crece, la trayectoria de estado tiende hacia el origen, también entonces el circuito eléctrico en estudio (o el sistema analizado) es estable si $\lim_{t \rightarrow \infty} X(t) \rightarrow 0 \Rightarrow$ Circuito asintóticamente estable.

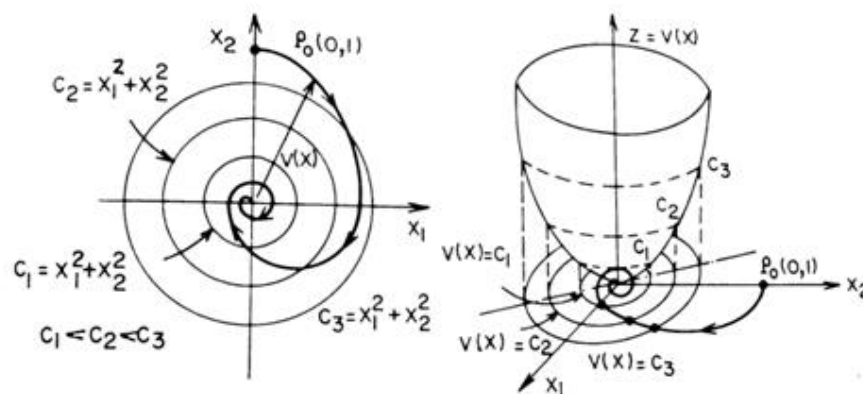


Figura A.41 a) Trayectoria asintóticamente estable y b) Función de Liapunov

A.9.1 Teorema de estabilidad de Liapunov

Un circuito eléctrico lineal o no lineal, invariante, de ecuación de estado $\dot{X} = F(X)$, es estable en las proximidades de un punto de equilibrio, $[X_1 = X_2 = \dots = X_n = 0]$, si existe una función de Liapunov $V(X)$ definida, positiva, acotada y continua, en un cierto dominio D (por ejemplo, una forma cuadrática ene-aria) tal que su derivada $\dot{V}(X)$, respecto al tiempo, calculada a lo largo de la trayectoria de fase del circuito en régimen libre, sea no positiva para todos los valores de $X \neq 0$ y $t > 0$.

Es decir, el circuito eléctrico es estable cuando cumpla las condiciones:

1. $V(X)$ sea continua y sean continuas sus primeras derivadas parciales.



2. $V(X) > 0, \forall X \neq 0$
3. $V(X) = 0, \forall X = 0$
4. $\dot{V}(X) = \frac{dV(X)}{dt} < 0, \forall X \neq 0$

En un cierto dominio D del espacio de estado.

Si el dominio D abarca todo el espacio de estado se dice que el circuito eléctrico es "globalmente estable". En este caso, debe cumplirse que

$$\lim_{X \rightarrow \infty} V(X) = \infty$$

- Si el dominio D solamente abarca una región limitada del espacio de estado se dice que el circuito es "localmente estable".

En efecto; dadas las condiciones impuestas a las funciones de Liapunov, admitiremos que $V(X)$ es una función definida, positiva y continua sobre todos los radios vectores que pasan por el origen de coordenadas, pudiendo tomar todos los valores comprendidos en el intervalo:

$$C_1 < C_2 < \dots < C_n$$

Además, en virtud de las hipótesis establecidas, la familia de hipersuperficies:

$$V(X_1, X_2, \dots, X_n) = C_1$$

$$V(X_1, X_2, \dots, X_n) = C_2$$

.....

$$V(X_1, X_2, \dots, X_n) = C_n$$

En donde; $C_1 < C_2 < \dots < C_n$ son cerradas y rodean al origen de coordenadas. Al mismo tiempo, por cada punto del espacio de estado pasará una sola de estas hipersuperficies, ya que se ha supuesto que la función $V(X)$ es uniforme.

Teniendo en cuenta las condiciones anteriores y, por tanto, al ser los subconjuntos $V(X_1, X_2, \dots, X_n) = C_i$ acotados, se puede determinar un número positivo, δ tal que los subconjuntos puedan ser encerrados en una hiperesfera de radio δ y centro en cualquier punto de dicho subconjunto, en particular el punto $(X_1 = X_2 = \dots = X_n = 0)$. En consecuencia, se puede definir un número real positivo δ que permitirá encerrar las hipersuperficies $V(X)$ en la hiperesfera D de ecuación:



$$X^T X = \{X_1, X_2, \dots, X_n\} \begin{Bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ X_n \end{Bmatrix} = X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_n^2 = \delta^2$$

Determinemos el valor mínimo de $V(X)$ sobre dicha esfera.

Sea, por ejemplo,

$M = \text{mín } V(X)$ (dada la hipersfera $X^T X = \delta^2$ el valor más pequeño de todos los que encajan dentro de ella de los $V(X) = C_i, i = 1, 2, \dots, n$ es $V(x) = M$)

$$X^T X = \delta^2 \geq \varepsilon$$

Se determina la mínima distancia desde el origen a la hiper-superficie $V(X) = M$, mínima distancia que representaremos por la norma del vector $X(X_1, X_2, \dots, X_n)$.

En el caso del plano de estado y una función $V(X_1, X_2)$ cualquiera, la gráfica correspondería a la figura A.41.

En el dominio $\|X\| < \varepsilon$, se tiene $V(X) < M$ y teniendo en cuenta que $\dot{V}(X)$ debe ser no positiva, resulta que toda trayectoria de estado que empiece [en las condiciones iniciales $X(0)$] en puntos que satisfacen la condición $\|X\| < \varepsilon$ implica que $V(X) \leq M$, luego dicha trayectoria de estado debe conservarse en el interior de la hipersfera $X^T X \leq \delta^2$ y el circuito eléctrico es estable, como también se puede deducir de la siguiente interpretación geométrica.

Al ser $\dot{V}(X) < 0$, resulta que

$$\dot{V}(X) = \frac{\delta V}{\delta X_1} \cdot \frac{dX_1}{dt} + \frac{\delta V}{\delta X_2} \cdot \frac{dX_2}{dt} + \dots + \frac{\delta V}{\delta X_n} \cdot \frac{dX_n}{dt} = \{\nabla V(X)\}^T \cdot \dot{X} = \{\nabla V(X)\}^T \cdot v$$

Es decir, el producto escalar del gradiente de la función $V(X)$ y de la velocidad del punto considerado sobre la trayectoria de estado, debe ser menor de cero y en consecuencia, el ángulo formado por los vectores $\{\nabla V(X)\}^T$ y V debe ser obtuso.

Ahora bien, puesto que el vector $\{\nabla V(X)\}^T$ es perpendicular a la hipersuperficie $V(X) = C_i$ y tiene el sentido de las $V(X)$ crecientes, resulta que el vector velocidad deberá dirigirse hacia el interior de la hipersuperficie $V(X)$ considerada; es decir, que siendo el vector velocidad tangente a la trayectoria de estado, en el punto considerado, este punto debe aproximarse al origen y por tanto, al tender hacia el origen la trayectoria de estado, el circuito eléctrico es estable.



La fig. A.42 representa la interpretación geométrica de; $M = \min V(X)$ y para un circuito eléctrico de segundo orden.

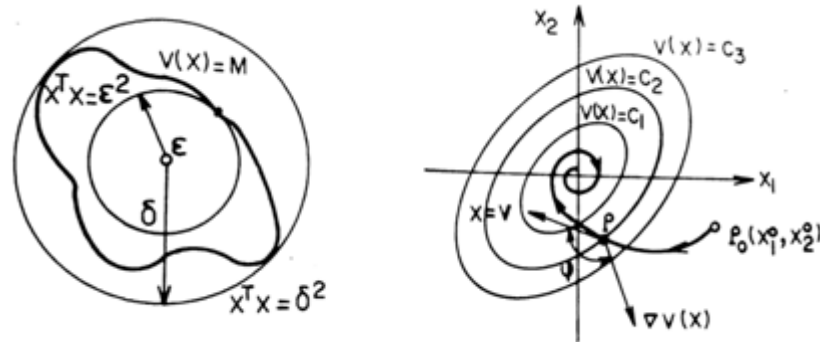


Figura A.42 Interpretación geométrica de estabilidad de Liapunov acorde con la definición topológica.

Ejemplo:

Determinar la estabilidad del circuito eléctrico no lineal definido por la ecuación de estado

$$\dot{X}_1 = X_2$$

$$\dot{X}_2 = -X_1 - X_2 - X_2^3$$

$$X(0) = \{X_1^0, X_2^0\}^T$$

Solución:

Adoptando como función de Liapunov la familia de circunferencias:

$$V(X) = \frac{1}{2}X_1^2 + \frac{1}{2}X_2^2$$

Su derivada es:

$$\dot{V}(X) = X_1\dot{X}_1 + X_2\dot{X}_2 = X_1X_2 - X_1X_2 - X_2^2 - X_2^4 = -(1 + X_2^2)X_2^2$$

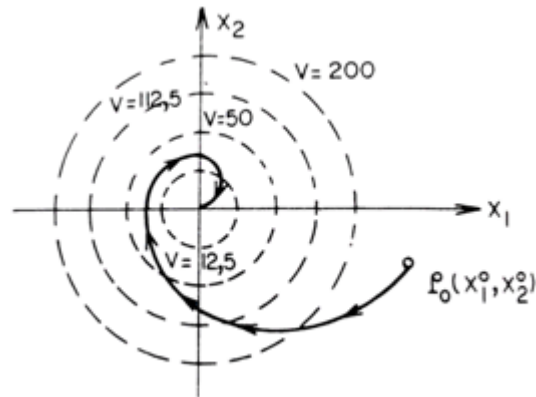
Como la función $\dot{V}(X)$ es negativa definida, en el plano de fase, el circuito eléctrico no lineal es globalmente estable.

La función $V(X)$ positiva y definida, representa una familia de circunferencias de ecuación $X_1^2 + X_2^2 = 2V$. Dando valores a V se obtienen las circunferencias representadas por puntos.

Al ser la derivada de $V(X)$ negativa, la función de Liapunov tiende hacia el origen de coordenadas a medida que con el tiempo el extremo de $V(X)$ se



desplaza sobre la trayectoria de estado. Esto equivale a decir que la trayectoria de estado del circuito eléctrico intercepta a las circunferencias $V(X)$, en dirección hacia el origen, por lo que el circuito eléctrico no lineal es globalmente estable.



A.9.2 Teorema de Liapunov sobre la estabilidad asintótica.

Un circuito eléctrico lineal o no lineal, invariante de ecuación de estado $\dot{X} = F(X)$ es asintóticamente estable si existe una función de Liapunov $V(X)$ (por ejemplo una forma cuadrática ene-aria) definida, positiva, acotada y continua en un cierto dominio D , tal que su derivada $\dot{V}(X)$ respecto al tiempo calculada a lo largo de la trayectoria de estado, sea no positiva para todos los valores $X \neq 0$ y $t > 0$ y además se cumpla que $\lim_{t \rightarrow \infty} X = 0$ cuando t tiende a infinito.

Es decir, el circuito eléctrico será estable cuando cumpla las condiciones:

1. $V(X)$ sea continua y sean continuas sus primeras derivadas parciales.
2. $V(X) > 0, \forall X \neq 0$
3. $V(0) = 0, \forall X = 0$
4. $\dot{V}(X) = \frac{dV(X)}{dt} < 0, \forall X \neq 0$ (hasta el punto 4º sería semidefinida negativa)
5. $\lim_{t \rightarrow \infty} X = 0$ en un cierto dominio D del espacio de estado

El punto 5º que otro criterio es decir que $\dot{V}(0) = 0$ y $\dot{V}(X) \leq 0, \forall X \neq 0 \in D$, para que sea asintóticamente estable.

-Si el dominio D abarca todo el espacio de estado se dice que el circuito eléctrico es "asintótica y globalmente estable" o totalmente estable.

-Si el dominio D solamente abarca una región limitada del espacio de estado se dice que el circuito es "asintótica y localmente estable".



A.9.3 Teorema de inestabilidad de Liapunov.

Un circuito lineal o no lineal de ecuación de estado $\dot{X} = F(X)$ es inestable en un dominio D en el espacio estado si existe una función $V(X)$ tal que su derivada respecto al tiempo, calculada a lo largo de la trayectoria de estado del circuito eléctrico, sea definida positiva en el dominio D . Es decir, un circuito eléctrico será inestable si se cumplen las condiciones:

1. $V(X,t)$ sea continua y sean continuas sus primeras derivadas parciales.
2. $V(X,t) > 0, \forall X \neq 0$
3. $V(X,t) = 0, \forall X = 0$
4. $\dot{V}(X,t) > 0, \forall X \neq 0$

En efecto. Al ser :

$$\dot{V}(X) = \{\nabla V(X)\}^T \cdot \dot{X} = \{\nabla V(X)\}^T \cdot v > 0$$

El producto escalar de la transpuesta del vector gradiente de la función de Liapunov y de la velocidad del punto considerado sobre la trayectoria de estado debe ser mayor de cero y, en consecuencia, el ángulo formado por los dos vectores debe ser agudo.

Ahora bien, puesto que $\{\nabla V(X)\}^T$ es perpendicular a la proyección de la hipersuperficie de nivel $V(X)$ sobre el espacio ene-dimensional y tiene el sentido de las $V(X)$ crecientes, resulta que el vector velocidad deberá dirigirse hacia el exterior de la proyección de la hipersuperficie $V(X)$ considerada, es decir, el punto situado sobre la trayectoria de estado se alejará del origen de coordenadas y por consiguiente la trayectoria se aleja del origen siendo el circuito eléctrico inestable.

La figura representa la interpretación del teorema de inestabilidad para un circuito eléctrico de segundo orden.

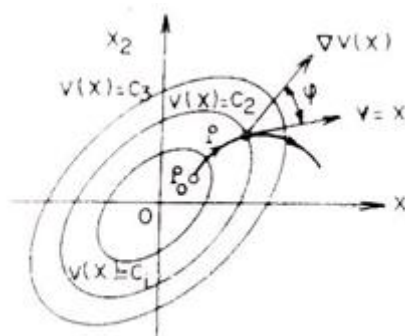




Figura A.43 Interpretación geométrica de estabilidad de Liapunov. Fuente [14]

A.9.4 Torma de estabilidad de Liapunov de los circuitos eléctricos lineales invariantes.

A.9.4.1 Para sistemas de variable continua.

Sea un sistema cuya ecuación de estado es de la forma:

$$\dot{X} = F(X)$$

La condición necesaria y suficiente para que un circuito eléctrico lineal así definido sea estable es que exista una matriz simétrica positiva definida P que cumpla la ecuación matricial

$$A^T P + P A = -Q$$

Donde Q es otra matriz definida positiva (normalmente se coge la I).

En efecto, sea:

$$V(X) = X^T P X = \sum_{i=1}^{i=n} \sum_{j=1}^{j=n} P_{ij} X_j X_i \quad \text{una forma cuadrática.}$$

Por ejemplo,

$$\begin{aligned} V(X) &= \sum_{i=1}^{i=2} \sum_{j=1}^{j=2} P_{ij} X_j X_i = \sum_{i=1}^{i=2} (P_{i1} X_1 X_i + P_{i2} X_2 X_i) = \\ &= P_{11} X_1 X_1 + P_{12} X_1 X_2 + P_{21} X_1 X_2 + P_{22} X_2 X_2 = (X_1 X_2) \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Entonces

$$\begin{aligned} \dot{V}(X) &= \dot{X}^T P X + X^T P \dot{X} = X^T A^T P X + X^T P A X = X^T (A^T P + P A) X = \\ &= -X^T Q X < 0 \end{aligned}$$

A.9.4.2 Para sistemas en variable discreta

Sea un sistema cuya ecuación de estado es de la forma

$$X(K+1) = F(X(K))$$

La condición necesaria y suficiente para que un circuito eléctrico lineal así definido sea estable es que exista una matriz simétrica positiva definida P que cumpla la ecuación matricial.

$$A^T P A - P = -Q$$



Donde Q es otra matriz definida positiva (normalmente se toma la matriz identidad I).

En efecto:

$$\begin{aligned} \Delta V[X(K)] &= V[X(K+1)] - V[X(K)] = X^T(K+1)P_X(K+1) - X^T(k)P_X(K) = \\ &= X^T(K)A^T P_A X(K) - X^T(k)P_X(K) = X^T(K)(A^T P_A - P) X(K) = -X^T Q X \end{aligned}$$

Definido esto, analizaremos la estabilidad del sistema que tenemos, primero en variable continua y después en variable discreta.

- Para variable continua.

Sea:

$$\dot{X}_1 = \left(-\frac{R}{L}\right) X_1 + (-w) X_2$$

$$\dot{X}_2 = w X_1 + \left(-\frac{R}{L}\right) X_2$$

Donde $\dot{X}_1 = \frac{di_d}{dt}$, $\dot{X}_2 = \frac{di_q}{dt}$, $X_1 = i_d$, $X_2 = i_q$

Se busca que:

$$A^T P + P A = -Q$$

Es decir,

$$\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w \\ -w & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{12} & P_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{12} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -w \\ w & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

El sistema quedará:

$$\left. \begin{aligned} P_{11} \left(\frac{2R}{L}\right) + P_{12}(2w) + P_{22} \cdot 0 &= -1 \\ P_{11}(-w) + P_{12}\left(\frac{2R}{L}\right) + P_{22}w &= 0 \\ P_{11}(0) + P_{12}(-2w) + P_{22}\left(\frac{2R}{L}\right) &= -1 \end{aligned} \right\}$$

Así, resolviendo por Cramer:



$$P_{11} = \frac{\begin{vmatrix} -1 & 2w & 0 \\ 0 & (-\frac{2R}{L}) & w \\ -1 & -2w & (-\frac{2R}{L}) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} (-\frac{2R}{L}) & 2w & 0 \\ -w & (-\frac{2R}{L}) & w \\ 0 & -2w & (-\frac{2R}{L}) \end{vmatrix}} = \frac{\left(\frac{4R^2}{L^2} - 2w^2\right) - (0 + 2w^2)}{\left(-\frac{8R^3}{L^3}\right) - \left(\frac{4Rw^2}{L} + \frac{4Rw^2}{L}\right)} = \frac{-\frac{4R^2}{L^2} - 4w^2}{-\frac{8R^3}{L^3} - \frac{8w^2R}{L}} > 0$$

$$P_{12} = P_{21} = 0$$

$$P_{12} = P_{21} = \frac{\begin{vmatrix} (-\frac{2R}{L}) & -1 & 0 \\ -w & 0 & w \\ 0 & -1 & (-\frac{2R}{L}) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} (-\frac{2R}{L}) & 2w & 0 \\ -w & (-\frac{2R}{L}) & w \\ 0 & -2w & (-\frac{2R}{L}) \end{vmatrix}} = \frac{-\left(\frac{2Rw}{L} - \frac{2Rw}{L}\right)}{-\frac{8R^3}{L^3} - \frac{8w^2R}{L}} = 0$$

$$P_{22} = \frac{\begin{vmatrix} (-\frac{2R}{L}) & 2w & -1 \\ -w & (-\frac{2R}{L}) & 0 \\ 0 & -2w & -1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} (-\frac{2R}{L}) & 2w & 0 \\ -w & (-\frac{2R}{L}) & w \\ 0 & -2w & (-\frac{2R}{L}) \end{vmatrix}} = \frac{-\frac{4R^2}{L^2} - 2w^2 - (-2w^2)}{-\frac{8R^3}{L^3} - \frac{8w^2R}{L}} = \frac{-\frac{4R^2}{L^2}}{-\frac{8R^3}{L^3} - \frac{8w^2R}{L}} > 0$$

Así, según el teorema de Silvester, como todos los menores principales de la matriz P son positivos, entonces la matriz P es definida positiva y simétrica, y se puede decir que:

$$\dot{V}(X) = -X^T Q X = -(X_1 X_2) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \end{pmatrix} = -X_1^2 - X_2^2 < 0$$

Y por tanto, dado que el resto de condiciones Liapunov se cumplen, el sistema es estable.

- Para variable discreta.

Para discretizar una ecuación de la forma:

$$\dot{X} = AX + BU$$

Donde



$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix}$$

Se ha podido demostrar que se representa según la ecuación

$$X[(K+1)T] = H(T)X(KT) + G(T)U(KT)$$

Donde se ha dicho dicho que

$$X(K+1) = \begin{bmatrix} X_1 & (K+1) \\ X_2 & (K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1 & \Phi_2 \\ -\Phi_2 & \Phi_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 & (K) \\ X_2 & (K) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 \\ -\gamma_2 & \gamma_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_d \\ \Delta e_q \end{bmatrix}$$

Si se toman las ecuaciones en diferencias:

$$X_1(K+1) = \Phi_1 X_1(K) + \Phi_2 X_2(K)$$

$$X_2(K+1) = -\Phi_2 X_1(K) + \Phi_1 X_2(K)$$

Buscando la matriz P tal que $A^T P A - P = -Q$ si $Q=I$, los cálculos resultarán muy laboriosos.

Sin embargo, tomando la función de Liapunov $V(K) = X_1^2(K) + X_2^2(K)$, se puede observar lo siguiente:

$$\begin{aligned} \nabla V(X(k)) &= v[X(K+1)] - V(X(k)) = X_1^2(K+1) + X_2^2(K+1) - X_1^2(K) - \\ &- X_2^2(K) = [\Phi_1 X_1(K) + (\Phi_2) X_2(K)]^2 + [(-\Phi_2) X_1(K) + \Phi_1 X_2(K)]^2 - \\ &- X_1^2(K) - (\Phi_2) = \Phi_1^2 X_1^2(K) + (\Phi_2)^2 X_2^2(K) + 2\Phi_1 \Phi_2 X_1(K) X_2(K) + \\ &+ (-\Phi_2)^2 X_1^2(K) + \Phi_1^2 X_2^2(K) + 2\Phi_1 (-\Phi_2) X_1(K) X_2(K) - X_1^2(K) - X_2^2(K) = \\ &= X_1^2(K) [\Phi_1^2 + (-\Phi_2)^2 - 1] + X_2^2(K) [\Phi_1^2 + \Phi_2^2 - 1] = [\Phi_1^2 + \Phi_2^2 - 1] [X_1^2(K) \\ &+ X_2^2(K)] \end{aligned}$$

Llegados a este punto hay que tener en cuenta que ;

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= e^{-\frac{R}{L}T} \cos wT \Rightarrow \Phi_1^2 = e^{-\frac{2R}{L}T} \cos^2 wT \\ \Phi_2 &= e^{-\frac{R}{L}T} \sin wT \Rightarrow \Phi_2^2 = e^{-\frac{2R}{L}T} \sin^2 wT \end{aligned} \right\}$$

$$\text{Como } \Phi_1^2 + \Phi_2^2 \Rightarrow \Phi_1^2 + \Phi_2^2 = e^{-\frac{2R}{L}T} (\sin^2 wT + \cos^2 wT) = e^{-\frac{2R}{L}T}$$



Ya que en la línea eléctrica siempre se cumple que la inductancia es mucho mayor que la resistencia, esto es: $L \gg \gg R$.

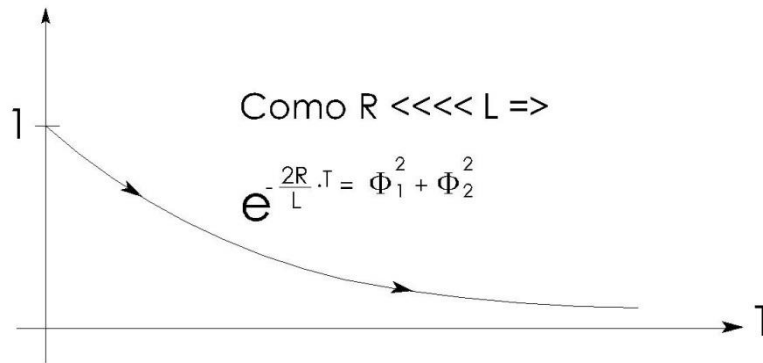


Figura A.44 Gráfica exponencial decreciente

(Para $T=0$, $1-1=0$, de la expresión $\Delta V(X(K))$) y a medida que pasa el tiempo $\frac{-2R}{L}T - 1 < 0$, $\forall T$, por tanto el valor de $e^{\frac{-2R}{L}T} < 0$, por tanto podremos decir que si $\varphi(T) = e^{\frac{-2R}{L}T} < 0$, $\forall RT < 0$.

Así:

$$\Delta V(X(K)) = [e^{\frac{-2R}{L}T} - 1] [X_1^2(K) + X_2^2(K)] \leq 0$$

Por tanto el sistema es estable, como ya se intuía ya que en variable continua también lo era y además $V(X(K))$ cumple todas las condiciones de Liapunov.

Por tanto queda contestada la pregunta sobre si la respuesta en variable discreta es estable. Lo es.

Además, $\lim_{K \rightarrow \infty} X[(K + 1)T] \rightarrow 0 \Rightarrow$ converge asintóticamente hacia el equilibrio debido a los exponentes de la matriz $\begin{bmatrix} \Phi_1 & \Phi_2 \\ -\Phi_2 & \Phi_1 \end{bmatrix}$

A.9.5 Hacia el punto de estabilidad X^{ref} . Ejemplo en el análisis del lazo de control de tensión continua

De la ecuación y con todo lo explicado sobre su estabilidad se puede ir diciendo:

Si;



$$X[(K+1)T] = \begin{bmatrix} i_d[(K+1)T] \\ i_q[(K+1)T] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1 & \Phi_2 \\ -\Phi_2 & \Phi_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d[KT] \\ i_q[KT] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d(KT) - V_d(KT) \\ e_q(KT) \end{bmatrix}$$

Se debe interpretar como que tras el algoritmo de control, la señal de salida del Inner Controller se prevé que será $X[(K+1)T]$ y esta se comparará con las de referencia para anular el error y ver que todo está acorde a la señal de consigna o referencia. Las señales de referencia se podrán representar en el espacio estado de forma discretizada por cómo trabajan los algoritmos de control así:

$$X_{ref}(K) = [i_d^{ref} \ i_q^{ref}]^T$$

De lo que se trata, al fin y al cabo, es de que

$$X[(K+1)T] = X_{ref}(K)$$

O lo que es lo mismo, que el inner controller consiga la igualdad de esta forma.

$$[i_d[(K+1)T] \ i_q[(K+1)T]]^T = [i_d^{ref} \ i_q^{ref}]^T$$

Si esto se consigue, podremos decir que la trayectoria $X[(K+1)T]$ tiende hacia una estabilidad o un punto de estabilidad que será $X_{ref}(K)$.

Ejemplo:

Si por ejemplo, $i_d^{ref}(K)$ viene del control de la tensión del condensador y el inner controller emite un $i_d(K)$ tal que $i_d(K) \neq i_d^{ref}(K) \in \text{control } U_{cd}$, entonces es que $U_{cd} \neq cte$.

Significará esto que la siguiente vez (con la señal de error $i_d^{ref} - i_d$) el inner controller dará $i_d[(K+1)T] = i_d^{ref}$ y el error desaparecerá.

Así, mientras está ocurriendo que por parte del inner controller se emita $i_d[(K+1)T]$, el condensador emitirá una tensión $U_{dc}(K+1)$ que hará que sea la de referencia.

Es decir, el condensador volverá a su estado estable.

En efecto:

Teniendo como positiva la potencia real que entra al convertidor y negativa la que de él sale, podemos decir que a partir de la figura 3.85

$$E_{cap} = \frac{1}{2} C \cdot U_{dc}^2$$



Como $\frac{dE_{cap}}{dt} = \text{Potencia hacia red} = -P_e$ ya que ha existido un desequilibrio donde $P_e =$ potencia real que entrega al convertidor y está dada por

$$P_e = P + (P_L + P_R)$$

Siendo $P =$ potencia entregada al bus del sistema $= \frac{3}{2} V_d i_d$ si $K = \frac{3}{2}$

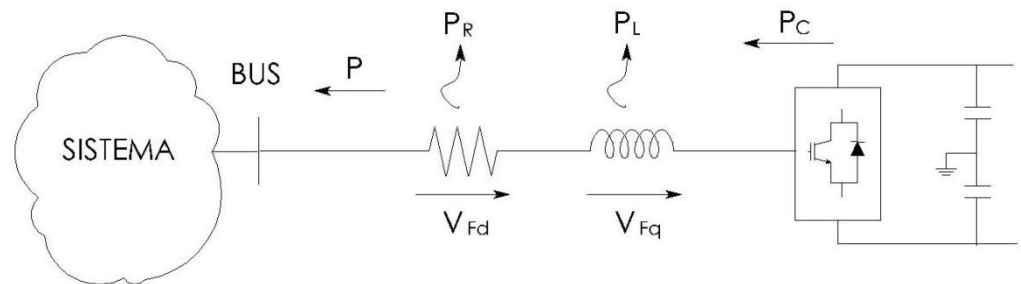
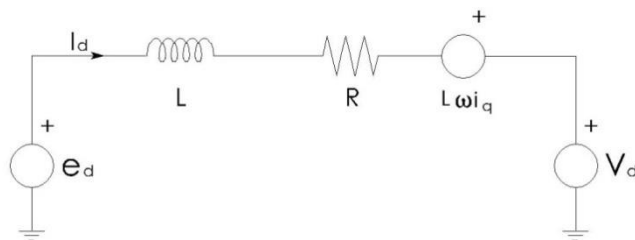


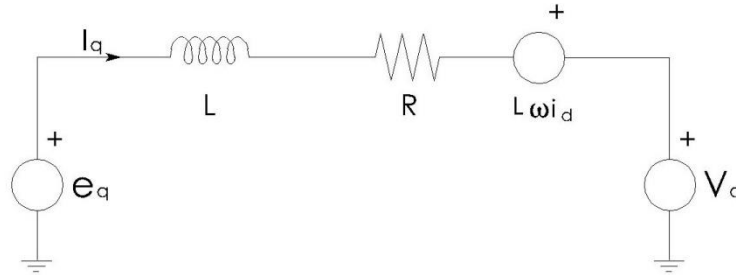
Figura A.45 Esquema de Potencias activas VSC-HVDC/MVDC

$$P_R + P_L = (V_{Fd} i_d + V_{Fq} i_q) \frac{3}{2}$$

Donde V_{Fd} y V_{Fq} son las caídas de tensión del voltaje en el filtro de acoplamiento y se pueden calcular como sigue:



$$V_{Fd} = e_d - V_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} - L \omega \cdot i_q$$



$$V_{Fq} = e_q - V_q = R \cdot i_d + L \frac{di_q}{dt} - L\omega \cdot i_q$$

De este modo, sumando P_L con P_R tendremos

$$\begin{aligned} P_L + P_R &= \frac{3}{2} (R i_d^2 + R i_q^2 + L \frac{di_d}{dt} \cdot i_d + L \frac{di_q}{dt} \cdot i_q) = \\ &= \frac{3}{2} (R i_d^2 + R i_q^2 + \frac{1}{2} L \frac{di_d^2}{dt} + \frac{1}{2} L \frac{di_q^2}{dt}) \end{aligned}$$

Por tanto, con $P_e = P + (P_L + P_R)$, entonces

$$P_e = \frac{3}{2} V_d i_d + \frac{3}{2} (R i_d^2 + R i_q^2 + \frac{1}{2} L \frac{di_d^2}{dt} + \frac{1}{2} L \frac{di_q^2}{dt})$$

$$\text{Como } \frac{dE_{cap}}{dt} = c \frac{1}{2} \frac{dU_{dc}^2}{dt} = -P_e \Rightarrow \frac{dU_{dc}^2}{dt} = -\frac{2}{c} P_e \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{dU_{dc}^2}{dt} = -\frac{2}{c} \left[\frac{3}{2} V_d i_d + \frac{3}{2} (R i_d^2 + R i_q^2 + \frac{1}{2} L \frac{di_d^2}{dt^2} + \frac{1}{2} L \frac{di_q^2}{dt^2}) \right] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{dU_{dc}^2}{dt} = -\frac{3}{2} V_d i_d - \frac{3R}{c} i_d^2 - \frac{3R}{c} i_q^2 - \frac{3L}{2c} \frac{di_d^2}{dt^2} - \frac{3L}{2c} \frac{di_q^2}{dt^2}$$

Aproximando la derivada con una diferencia en adelante (Método de Euler), se puede hacer el modelo discreto tal y como un algoritmo de control ejecutaría todo este proceso. De este modo,

$$\frac{U_{dc}^2(K+1) - U_{dc}^2(K)}{T} = -\frac{3V_d(K)i_d(K)}{c} - \frac{3Ri_d^2(K)}{c} - \frac{3Ri_q^2(K)}{c} - \frac{3L}{2c} \left[\frac{i_d^2(K+1) - i_d^2(K)}{T} \right] - \frac{3L}{2c} \left[\frac{i_q^2(K+1) - i_q^2(K)}{T} \right]$$

Despejando se tiene:

$$U_{dc}^2(K+1) = U_{dc}^2(K) - \frac{3T}{c} V_d(K) i_d(K) - \frac{3RT}{c} i_d^2(K) - \frac{3RT}{c} i_q^2(K) - \frac{3L}{2c} [i_d^2(K+1) - i_d^2(K)] - \frac{3L}{2c} [i_q^2(K+1) - i_q^2(K)]$$

Como se vé, este valor será el que dé tras haber dado el inner controller el $X[(K+1)T]$, por eso aparece que :



$$U_{dc}^2 [(K+1)T] = f ([i_a^2 [(K+1)T], i_q^2 [(K+1)T]]T)$$

Entonces, el inner controller es más rápido.

Por tanto con esa $U_{dc}(K+1)$ alcanzará el valor de consigna $U_{dc}^{ref}(K)$

Para clarificar mejor lo estudiado, se denota a partir de la figura.

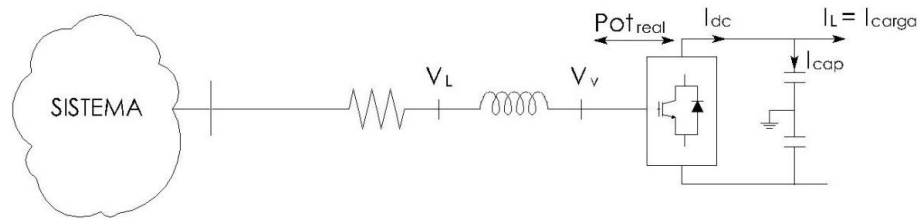


Figura. A.46 Entronque sistema VSC-HVDC/MVDC hacia Sistema Eléctrico

$P = V_{Lpd} \cdot i_{vpd}^{ref}$ donde definimos a $V_{Lpd} = V_L$ positiva directa (ya que vamos a suponer que no hay desequilibrio y no hay secuencia negativa ni homopolar).

Si hay equilibrio;

Potencia que entra en corriente alterna = Potencia en continua \Rightarrow

$$V_{Lpd} \cdot i_{vpd}^{ref} = U_{dc} \cdot i_{dc} \Rightarrow i_{dc} = \frac{V_{Lpd} i_{vpd}^{ref}}{U_{dc}}$$

Si hay desequilibrio sucederá entonces que:

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{CARGA}$$

Pasándolo a forma discretizada (Método de Euler, como anteriormente se hizo), tendremos, [4]:

$$\frac{C_{dc}}{T} \{U_{cd}[(K+1)T] - U_{cd}[(KT)]\} = \overline{i_{dc}} - \overline{i_{CARGA}}$$

Donde:

$$\overline{i_{dc}} = \frac{1}{T} \int_{KT}^{(K+1)T} i_{dc}(t) dt$$

$$\overline{i_{CARGA}} = \frac{1}{T} \int_{KT}^{(K+1)T} i_{CARGA}(t) dt$$



Si $\overline{i_{dc}} = \frac{i_{dc}(K+1) + i_{dc}(K)}{2}$ debe entenderse que este $i_{dc}(K+1)$ será aquella corriente que al existir hará que todo vuelva a su sitio. Es decir, cuando $X[(K+1)T]$ haga que aparezca $U_{dc}(K+1)T$ para estabilizar las potencias y hacer que todo vuelva a estar como antes (en estado estable) implicará que $i_{dc}(K+1)T$ debe ser igual a $i_{dc}(K)$. Esto implicará que $\overline{i_{dc}} = i_{dc}(K)$.

Análogamente, sucederá con i_{CARGA} ; $\overline{i_{CARGA}} = i_{CARGA}(KT)$

Así, se puede escribir:

$\frac{C_{dc}}{T} \{U_{dc}(K+1) - U_{dc}(K)\} = i_{dc}(K) - i_{CARGA}(K)$ (el lazo del inner controller es más rápido como hemos visto anteriormente que el lazo de control de tensión de continua).

Sabiendo que el objetivo de que aparezca la nueva $U_{dc}[(K+1)T]$ es que;

$$U_{dc}[(K+1)T] = U_{cd}^{ref}(K)$$

Sustituyendo en la última ecuación que nos daba el valor de i_{cd} , se podrá tener:

$$\frac{C_{dc}}{T} \{U_{dc}(K+1) - U_{dc}(K)\} = \frac{V_{Lpd} i_{vpd}^{ref}}{U_{dc}} - i_{CARGA}(K)$$

Debido a que el lazo de inner controller es más rápido que el del control de la tensión en continua, se tiene que i_{vpd}^{ref} le ha dado tiempo a corregirse en el controlador de potencia y sacar una i_{vpd}^{ref} tal que la de proceso será igual a la de referencia. Entonces la potencia será buscada a partir de la corriente $i_{vpd}^{ref} = i_{vpd}^{ref}$, por lo que puede escribirse como:

$$\begin{aligned} \frac{C_{dc}}{T} \{U_{dc}(K+1) - U_{dc}(K)\} &= \frac{V_{Lpd} i_{vpd}^{ref}}{U_{dc}} - i_{CARGA}(K) \Rightarrow \\ \Rightarrow i_{vpd}^{ref}(K) &= \frac{U_{dc}(K)}{V_{Ldp}(K)} \left\{ \frac{C_{dc}}{T} (U_{dc}^{ref}(K) - U_{dc}(K)) + i_{CARGA}(K) \right\} \Rightarrow \\ \Rightarrow i_{vpd}^{ref}(K) &= K_{cdp} (U_{dc}^{ref}(K) - U_{dc}(K)) + K_{CARGA} i_{CARGA}(K) \end{aligned}$$

Donde:

$$K_{cdp} = \frac{U_{dc}(K)}{V_{Ldp}(K)} \cdot \frac{C_{dc}}{T} \text{ y } K_{CARGA} = \frac{U_{dc}(K)}{V_{Ldp}(K)}$$



Así se puede dibujar un diagrama de bloques de un controlador de tensión directa (según transformada en Z –caso particular de Laplace para variable discreta-).

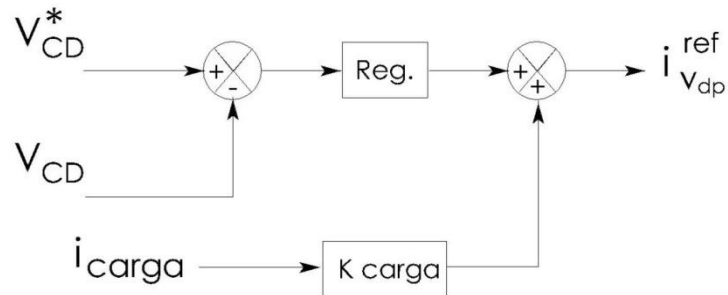


Figura A.47 Lazo de control de tensión en Continua Vcd

Como se ha visto, podemos ver cómo responde el controlador de tensión continua ante un desequilibrio de potencia.

A.10 Elección del tipo de Controlador. ¿PD o PI?

¿Qué regulador elegir para este tipo de procesos?. ¿Un PI o un PD?, Analizando previamente qué es una acción integral y acción derivativa según los ejemplos siguientes, podrá verse cuál es la mejor opción.[26]

REGULADOR PROPORCIONAL- INTEGRAL

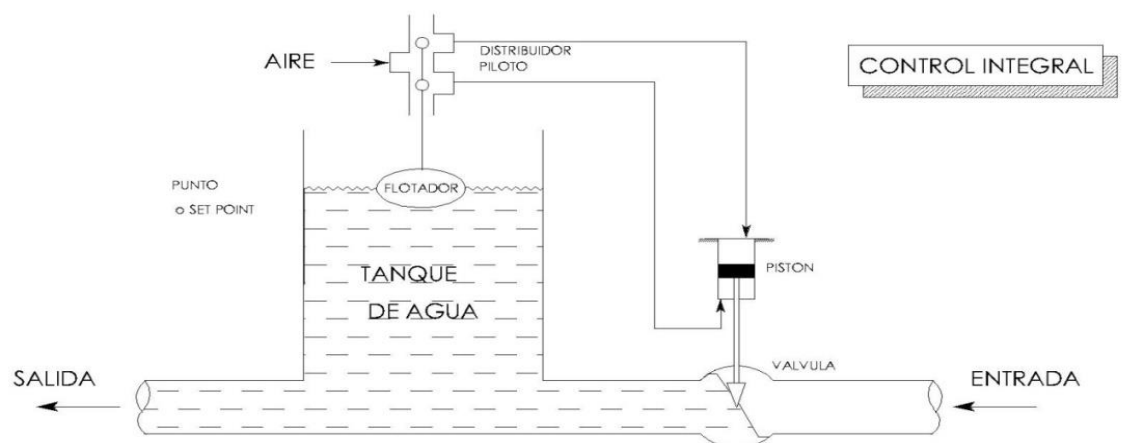


Figura A.48 Ejemplo de un regulador PI



Si la demanda de agua desciende, el flotador empieza a subir de su set point. Tenemos, por tanto, un error. Al suceder esto se deja pasar aire hacia el pistón por su parte superior, luego la válvula empieza a cerrarse. La bajada del flotador no es inmediata, por tanto el error queda mantenido mientras dure la presión a lo largo de tiempo, o sea, hay un tiempo en que la presión va aumentando encima del pistón pero no consigue hacer pasar al pistón, por lo que el error se mantiene un tiempo. El error queda mantenido, está aumentando en el pistón (la válvula sigue cerrando). Debido a que entra menos agua, el nivel del flotador comienza a descender para ir a buscar el nivel adecuado. De esta forma, se ha actuado de un modo integral.

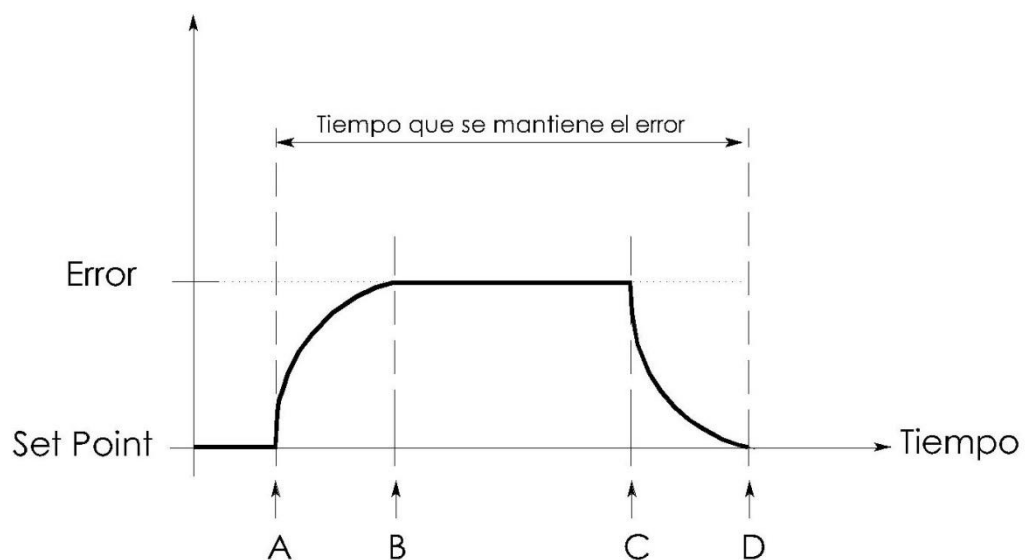


Figura A.49 Evolución de nivel agua en regulador PI

A- Momento donde aparece que el flotador empieza a subir debido a que la salida de agua disminuye (por menor demanda de agua).

B- tiempo que tarda en subir el flotador.

C- momento donde el flotador empieza a descender, aunque sobre la parte superior del pistón ha ido aumentando la presión ya que se introducía aire.

D- momento en el que ha terminado de bajar el flotador hasta llegar a su set point.

Por tanto, la gráfica de la acción integral será según figura A.50.

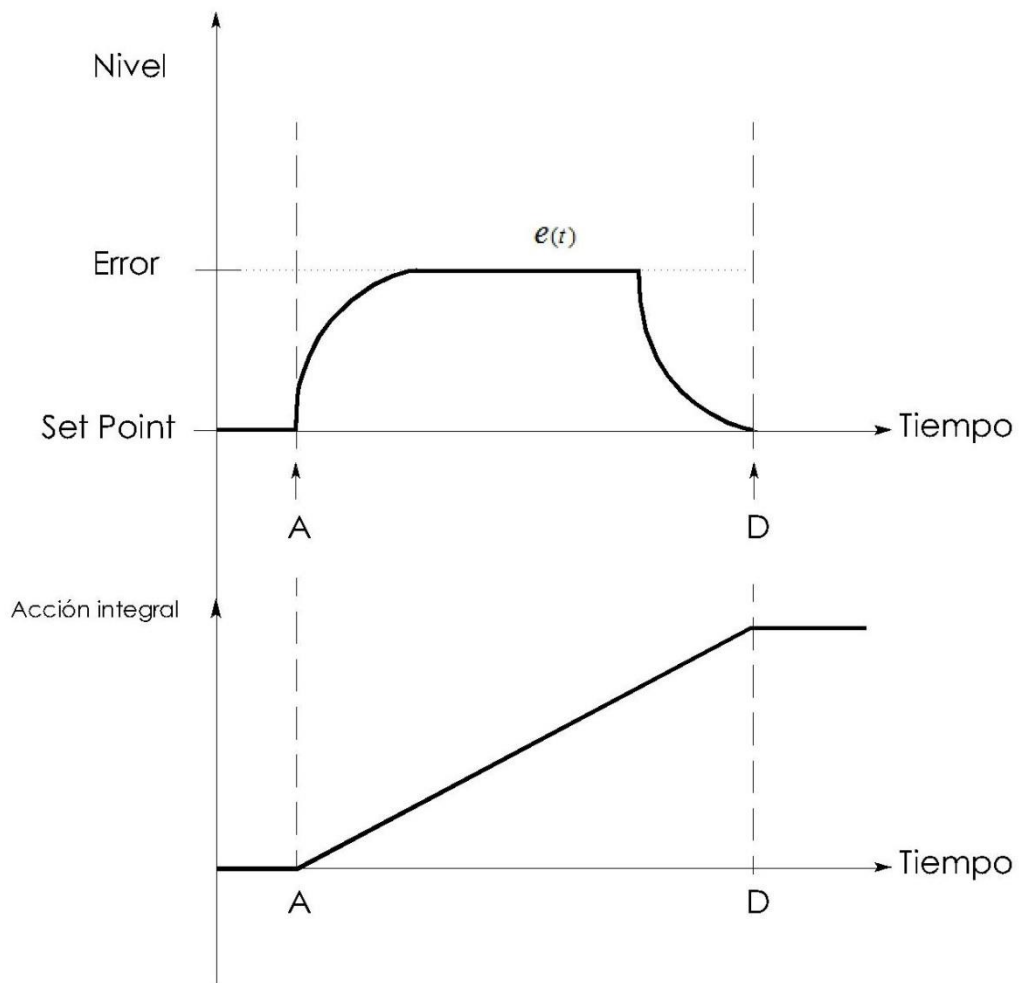


Figura A.50 Evolución de la acción proporcional integral por variación de consigna

Como se observa, la acción integral ha ido añadiendo presión a la parte superior del pistón hasta conseguir que bajase el distribuidor piloto y, por tanto, el flotador alcanza su set point.

Es decir, cada subida de presión ha sido a costa de la permanencia del error en el tiempo hasta que el pistón descendiera.

Sea cada subida de presión sobre la parte superior del pistón; $\frac{dM}{dt}$

Sea $e(t)$ a la evolución del error en el tiempo.

Entonces ya que cada subida de presión ha sido a costa del error, será entonces que cada subida de presión será de alguna forma directamente proporcional al error que durante ese tiempo tenemos, luego



$$\frac{dM}{dt} = K_i e(t) \Rightarrow M = K_i \int_A^D e(t) dt$$

Obsérvese de la gráfica de la acción integral que el $e(t)$ es casi constante a lo largo del tiempo; por tanto, de la expresión

$$\frac{dM}{dt} = K_i e(t) \Rightarrow \frac{dM}{dt} = K_i e \Rightarrow \frac{dM}{dt} = K_i e dt \Rightarrow \int dM = \int K_i e dt \Rightarrow$$

Donde $K_i e(t)$ es la ecuación de una recta

Donde K_i es la constante de proporcionalidad integral.

Se ha ido acumulando el error para dar más salida.

Análogamente, el razonamiento a este sería: si la demanda de agua aumentase y por tanto el flotador descendería y el aumento de presión sería desde la parte inferior.

REGULADOR PROPORCIONAL- DERIVATIVO

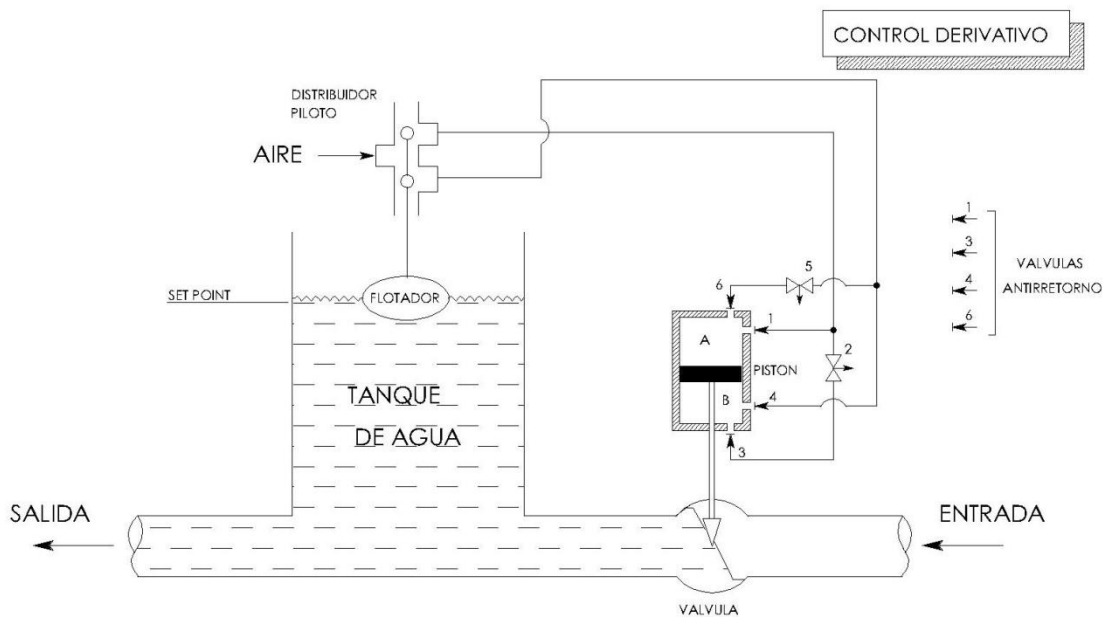


Figura A.51 Ejemplo de un regulador PD

Si la demanda de agua desciende, el flotador empieza a subir de su set point. Tenemos, por tanto, un error.

Al suceder esto, se deja pasar aire hacia el pistón por su parte superior, luego la válvula comenzará a cerrar. Pudiera suceder que la bajada del flotador, a diferencia del efecto integral, fuera más rápida, pudiendo incluso salirse del set point.



Para evitar esta acción lo que hacemos es anticiparnos a este hecho dejando pasar aire a través de la válvula 2 hacia la 3 y de ahí a la cámara B, haciéndose así una amortiguación inmediata frente al inmediato descenso del flotador. De esta forma hemos hecho una acción derivativa.

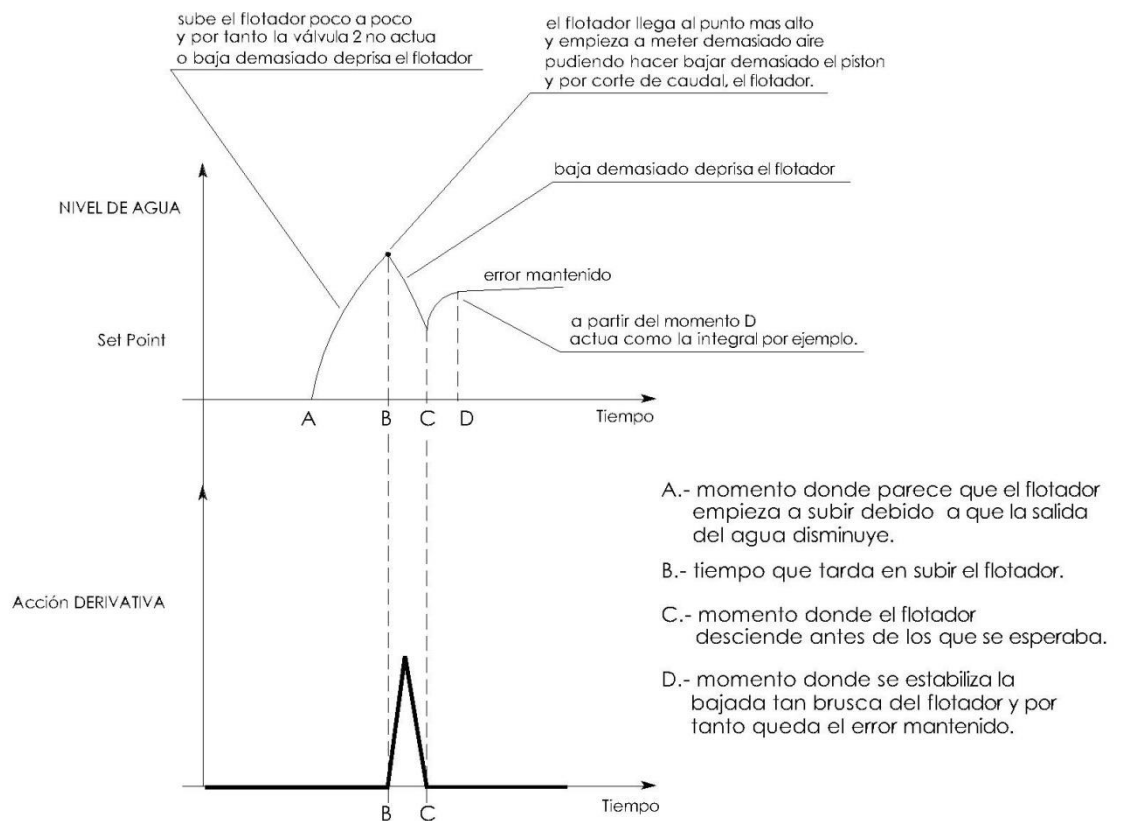


Figura A.52 Evolución de la acción derivativa por variación de consigna

Como se observa, la acción derivativa ha actuado justo en la acción donde vio una variación de presión. Si denominamos a la acción de evitar la variación del error M y a la variación brusca del error $\frac{de(t)}{dt}$, entonces la acción M será directamente proporcional a la variación de error. Puede decirse que esta acción se anticipa a la variación del error.

$$M = K_D \frac{de(t)}{dt}$$

Se observa que si el error es constante o tiene una lenta tendencia, la derivada es 0. Análogamente, si el flotador bajase se pensaría de la misma forma.

Se puede comparar sobre el proceso (tanto en variable continua como discreta) el efecto de usar un regulador de un tipo u otro.

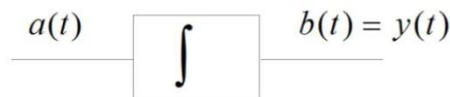


Efecto o función de transferencia de un regulador integral en variable continua.



$$b(t) = \int a(t) \Rightarrow B(s) = \frac{1}{s} A(s) \Rightarrow \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{1}{s}$$

Efecto o función de transferencia de un regulador integral en variable discreta.



Basándose en que se puede obtener del siguiente proceso en variable continua;



$$U(s) = \frac{1}{s} \text{ (función escalón unitario)}$$

$$y(s) = \frac{1}{s} G(s) = \frac{G(s)}{s} \Rightarrow \text{como } y(z) = Z[y(s)] = Z\left[\frac{G(s)}{s}\right]$$

Sabiendo que:

$$G(z) = \frac{y(z)}{u(z)}$$

$$\text{Y la transformada en Z del escalón unitario es } Z[1] = u(z) = \frac{z}{z-1}$$

Puede decirse decir que:

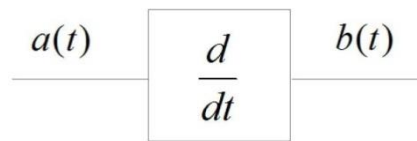
$$G(z) = \frac{z-1}{z} Z\left[\frac{G(s)}{s}\right]$$



Si $G(s) = \frac{1}{s}$ por ser un proceso integrador, se tendrá que:

$$G(z) = \frac{z-1}{z} Z\left[\frac{1}{s}\right] = \frac{z-1}{z} Z\left[\frac{1}{s^2}\right] = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{T_0 Z}{(z-1)^2} = \frac{T_0}{z-1} \cdot \frac{T_0 z^{-1}}{1-z^{-1}}, \text{ si } T_0 = 1 \Rightarrow G(z) = \frac{1}{z-1}$$

Función de transferencia de un regulador derivativo en variable continua.



$$b(t) = \frac{da(t)}{dt} \Rightarrow B(s) = S A(s) \Rightarrow \frac{B(s)}{A(s)} = S$$

Función de transferencia de un regulador derivativo en variable discreta.

$$\text{Si } G(s) = S \Rightarrow G(z) = \frac{z-1}{z} Z[1] = \frac{z-1}{z} U(z) = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{z}{z-1} = 1$$

Con esto así, se puede obtener desde el punto de vista de la variable continua que sin acción integral se tendrá;

Ha de tenerse en cuenta que la $G(s)$ o $G(z)$ utilizadas en los siguientes análisis, son la función de transferencia total (salida C entre la entrada U) y no la función de proceso

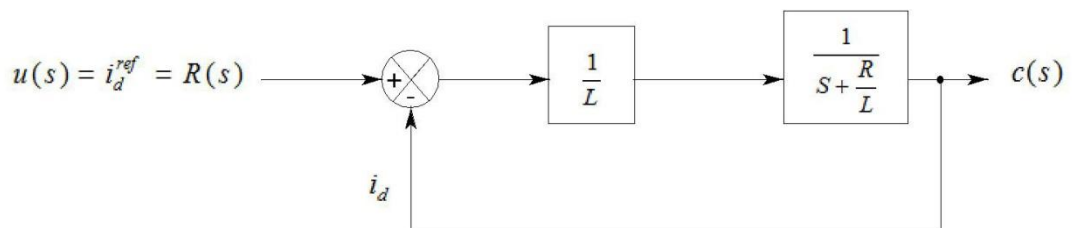




Figura A.53 Lazo de control del Proceso G(s) sin acción integral en variable continua

Teniendo en cuenta las igualdades siguientes:

$$E(s) = R(s) - C(s) = U(s) - U(s).G(s); A = \frac{1}{L}; B = \frac{R}{L}$$

Se puede razonar a partir del lazo de control de la figura A.53 que:

$$G(s) = \frac{\frac{1}{L} \frac{1}{s} \frac{R}{L}}{1 + \frac{1}{s} \frac{RL}{L}} = \frac{A \frac{1}{s+B}}{1 + \frac{A}{s+B}} = \frac{\frac{A}{s+B}}{\frac{s+(B+A)}{s+B}} = \frac{A}{s+(B+A)}$$

$$E(S) = \frac{1}{s} - \frac{1}{s} \frac{A}{s+(B+A)} = \frac{s+(B+A) - A}{s(s+(B+A))} = \frac{s+B}{s(s+(B+A))}$$

Aplicando el teorema del valor final de Laplace en variable continua:

$$e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sG(S) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{s+B}{s+(B+A)} = \frac{B}{B+A} = \frac{\frac{R}{L}}{\frac{R}{L} + \frac{1}{L}} = \frac{R}{R+1}$$

Este error quedaría de forma permanente.

Análisis del mismo problema en variable discreta:

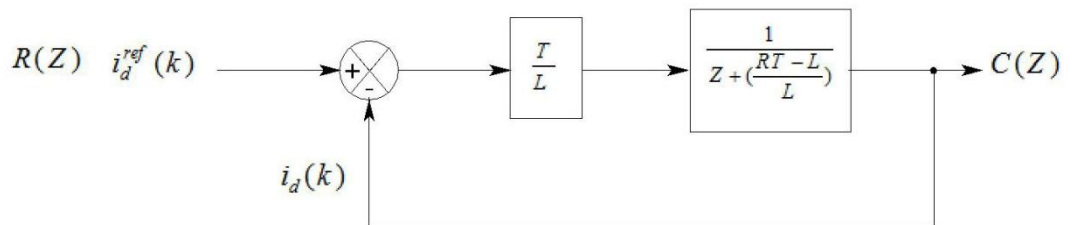


Figura A.54 Lazo de control del Proceso G(z) sin acción integral en variable discreta

Estableciendo las igualdades siguientes:

$$\text{Si } A = \frac{T}{L} \text{ y } B = \frac{1}{\left(\frac{RT-L}{L}\right)}$$

Se puede ver que:

$$G(Z) = \frac{\frac{A}{Z+B}}{1 + \frac{A}{Z+B}} = \frac{\frac{A}{Z+B}}{\frac{Z+(B+A)}{Z+B}} = \frac{A}{Z+(B+A)}$$



$$E(Z) = R(Z) - C(Z) = R(Z) - R(Z)G(Z) = U(Z) - U(Z)G(Z) =$$

$$= \frac{Z}{z-1} - \frac{Z}{z-1} \frac{A}{Z+(B+A)} = \frac{Z(Z+(B+A)) - ZA}{(Z-1)(Z+(B+A))} = \frac{Z[(Z+(B+A)) - A]}{(Z-1)(Z+(B+A))} = \frac{Z[Z+B]}{(Z-1)(Z+(B+A))}$$

Aplicando el Teorema del valor final de Laplace en variable discreta:

$$e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{Z \rightarrow 1} (1 - Z^{-1}) E(Z) =$$

$$= \lim_{Z \rightarrow 1} \frac{Z-1}{Z} \frac{Z(Z+B)}{(Z-1)(Z+(B+A))} = \lim_{Z \rightarrow 1} \frac{Z+B}{Z+(B+A)} = \frac{B+1}{B+A+1}$$

Que es el error permanente que quedaría.

Análisis si usásemos un regulador integrador en variable continua.

Según la figura A.55.

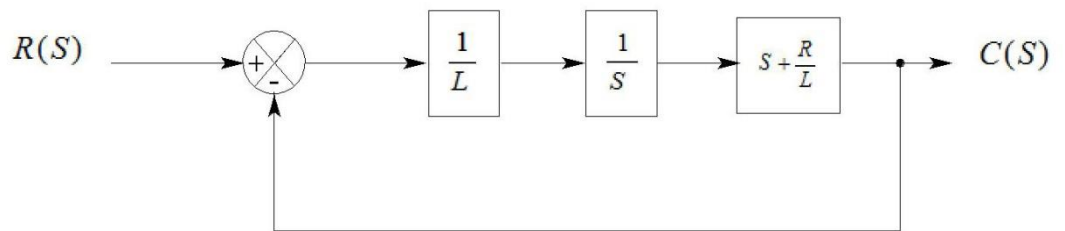


Figura A.55 Lazo de control del Proceso G(s) con acción integral en variable continua

$$G(S) = \frac{C(S)}{R(S)} = \frac{\frac{A}{(S+B) \cdot S}}{1 + \frac{A}{S(S+B)}} = \frac{A}{S(S+B)+A}$$

$$E(S) = R(S) - C(S) = R(S) - C(S)R(S) = \frac{1}{S} - \frac{1}{S} \frac{A}{S(S+B)+A} = \frac{1}{S} \frac{S(S+B)}{S(S+B)+A}$$

Aplicando el teorema del valor final de Laplace en variable continua:

$$e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{S \rightarrow 0} S \frac{1}{S} \frac{S(S+B)}{S(S+B)+A} = \frac{0}{A} = \emptyset \Rightarrow \text{El error se va.}$$

Si se usa variable discreta:

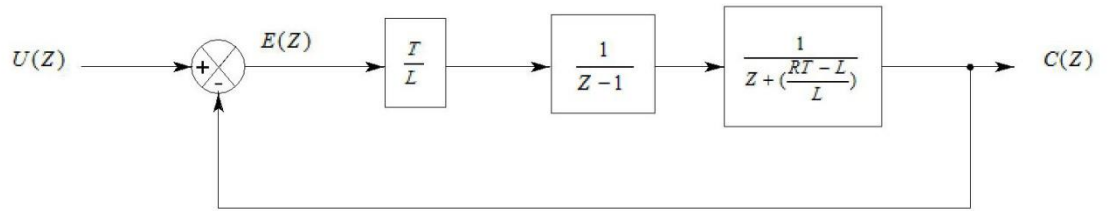


Figura A.56 Lazo de control del Proceso G(z) con acción integral en variable discreta

$$G(Z) = \frac{A \frac{1}{z-1} \frac{1}{z+B}}{1+A \frac{1}{z-1} \frac{1}{z+B}} = \frac{\frac{A}{(z-1)(z+B)}}{\frac{(z-1)(z+B)+A}{(z-1)(z+B)}} = \frac{A}{(z-1)(z+B)+A} = \frac{C(Z)}{U(Z)}$$

$$\begin{aligned} E(Z) &= U(Z) - C(Z) = U(Z) - U(Z)G(Z) = \\ &= \frac{Z}{z-1} - \frac{Z}{z-1} \frac{A}{(z-1)(z+B)+A} = \frac{Z((z-1)(z+B)+A) - ZA}{(z-1)((z-1)(z+B)+A)} = \\ &= \frac{Z((z-1)(z+B)+A) - ZA}{(z-1)((z-1)(z+B)+A)} = \frac{Z[(z-1)(z+B)]}{(z-1)((z-1)(z+B)+A)} = \frac{Z(z+B)}{(z-1)(z+B)+A} \end{aligned}$$

Aplicando el Teorema del valor final de Laplace en variable discreta:

$$\begin{aligned} e(\infty) &= \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - Z^{-1}) E(Z) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \frac{z(z+B)}{[(z-1)(z+B)+A]} = \\ &= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(z-1)(z+B)}{[(z-1)(z+B)+A]} = \frac{0}{A} = 0 \quad \text{El error desaparece.} \end{aligned}$$

Análisis si usásemos regulador derivativo en variable continua.

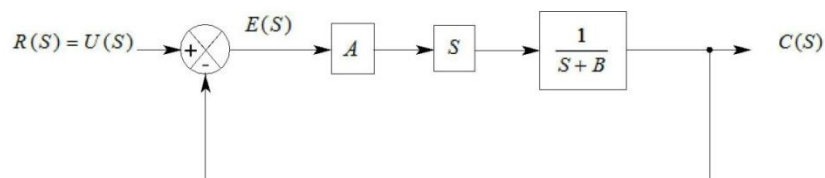


Figura A.57 Lazo de control del Proceso G(s) con acción derivativa en variable continua

Sea la función de transferencia del sistema definida de la forma habitual:



$$G(S) = \frac{C(S)}{R(S)} = \frac{A \frac{S}{S+B}}{1 + \frac{AS}{S+B}} = \frac{\frac{AS}{S+B}}{\frac{S+B+AS}{S+B}} = \frac{AS}{S(A+B)+B}$$

La señal de error se puede establecer como en los casos anteriores:

$$\begin{aligned} E(S) &= R(S) - C(S) = R(S) - G(S)R(S) = U(S) - G(S)U(S) = \\ &= \frac{1}{S} - \frac{1}{S} \frac{AS}{S(A+B)+B} = \frac{S(A+B)+B-AS}{S(S(A+B)+B)} = \frac{BS+B}{S(S(A+B)+B)} \end{aligned}$$

Por el teorema del valor final de Laplace:

$$e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{BS+B}{S(S(A+B)+B)} = \frac{B}{B} = 1$$

El error no solo NO desaparece, sino que se hace más grande que sin usar ninguna acción (ni integral ni derivativa) a expensas de "alisar" las variaciones que en el mismo se presentan.

Análisis si usásemos regulador derivativo con variable discreta.

Como se vió, la función de transferencia si $G(S) = S$ es que $G(Z) = \frac{Z-1}{Z} Z[1]$ ya que $G(S)/S = 1 = \frac{S}{S} \Rightarrow G(Z) = 1$.

Así se repite el estudio sin haber usado regulador, por tanto se dice que el error aquí no desaparece.

A todas luces se puede ver que se usará un regulador integral para el proceso de primer orden.

Debe reiterarse que hay que tener en cuenta que el proceso es de primer orden pero el lazo de realimentación usando un control integral tiene una función de transferencia de segundo orden.

Se ha visto que tanto en variable continua como discreta el proceso es estable, luego la función de transferencia dará, frente a un escalón, una respuesta que se aproximará a la referencia.

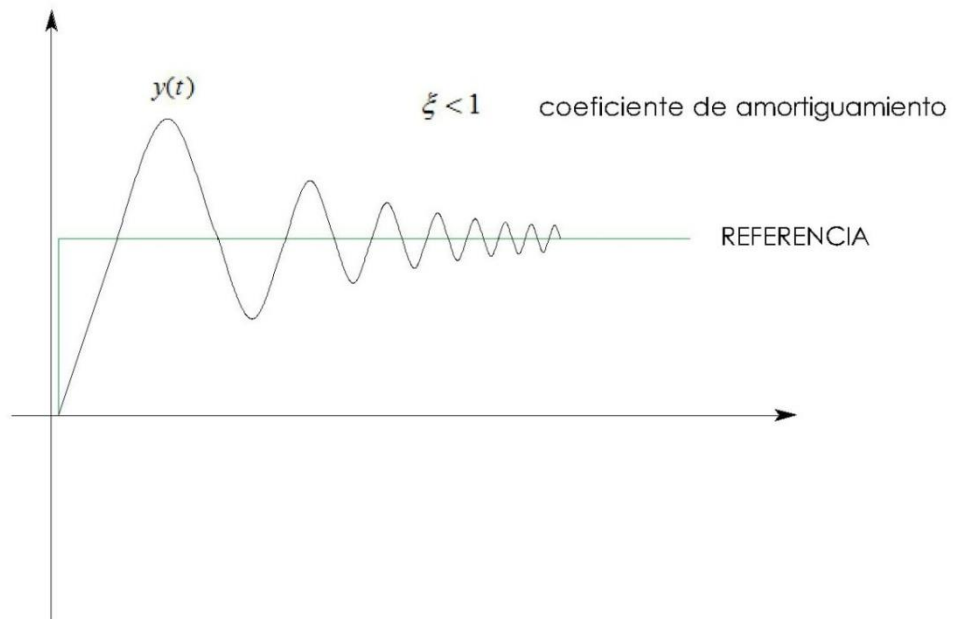


Figura A.58 Respuesta de un sistema de 2º orden subamortiguada ante entrada de Escalón Unitario

Es decir, se está frente a un sistema subamortiguado donde el error en el tiempo hacia infinito se anulará.

Así queda claro que el uso del PI para nuestra modelización matemática es del todo procedente, puesto que la señal que emita de respuesta no tendrá error.

A.10.1 Efecto Wind-Up en Controladores PI.

Dada la importancia que presenta el uso del PI en estos procesos del VSC-HVDC/MVDC, tenemos que tener presente que las actuaciones del mismo están dentro de sus rangos nominales o, dicho de otra manera, que no se sature el regulador.

El efecto de un regulador PI cuanto está saturado se llama Wind-Up.

Volviendo al ejemplo hidrodinámico de la figura A.48, Si se llega a cerrar a tope la válvula de aportación de agua y no se consigue bajar el nivel del flotador a su set point, la máxima salida de cierre está actuada pero la válvula no puede cerrar más y el error sigue y sigue creciendo, y, como es lógico, también el integrando. Así el bucle puede abrirse porque en este caso sería peligroso, ya que metemos demasiado aire por los circuitos neumáticos.

A esta situación se le llama Wind- Up.



Es decir, que al aparecer un error muy grande durante un tiempo prolongado, el término integral aumenta para reducir el error, pero si el actuador es limitado se saturará a pesar de que el término integral siga aumentando.

Cuando el error se reduce, la parte integral también comenzará a reducirse pero desde un valor muy alto, llevando mucho tiempo hasta que se pueda lograr la estabilidad.

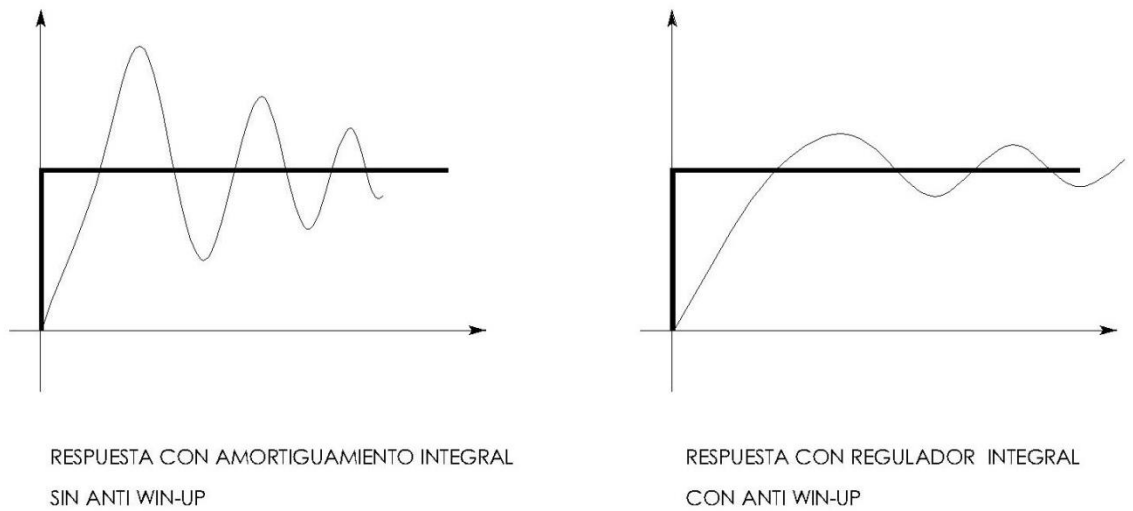


Figura A.59 Respuestas de un sistema de 2º orden sin *Wind Up* (izqda.) y con *Wind Up* (dcha.)

Para aliviar a la señal cada vez más creciente que recibiría el actuador, lo que conviene es que la señal integral que le llega al actuador se disminuya. Es decir ;

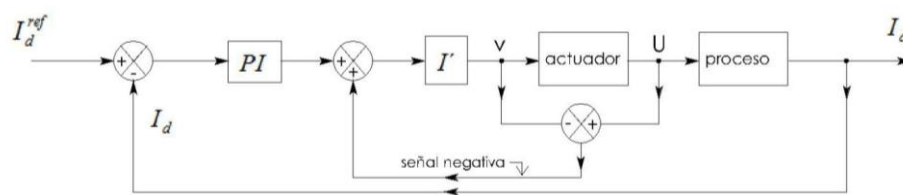


Figura A.60 Lazo de control con sistema *Wind-Up*

La señal de diferencia $V > U$ se suma con valor negativo a la salida del PI para tener un valor más bajo, disminuyendo así el valor de $\int e dt$ y tener un nuevo $\int e' dt$ más pequeño. Este es el significado del *Wind-Up*, y, dada la importancia del uso de los PI, es un punto a tener en cuenta.



A.11 Aplicación Heurística del comportamiento del Regulador. El regulador PI en Lógica Difusa (Fuzzy).

Hay que pensar que nuestro sistema o en cualquier otro sistema el cual podría funcionar como lo hacemos cuando caminamos. Si se hace con los ojos cerrados se está ante un lazo de control abierto ya que no se rectifica la trayectoria en caso de desvío. Sin embargo si se hace con los ojos abiertos se podrá rectificar la trayectoria en caso de desvío y por tanto será un lazo cerrado.

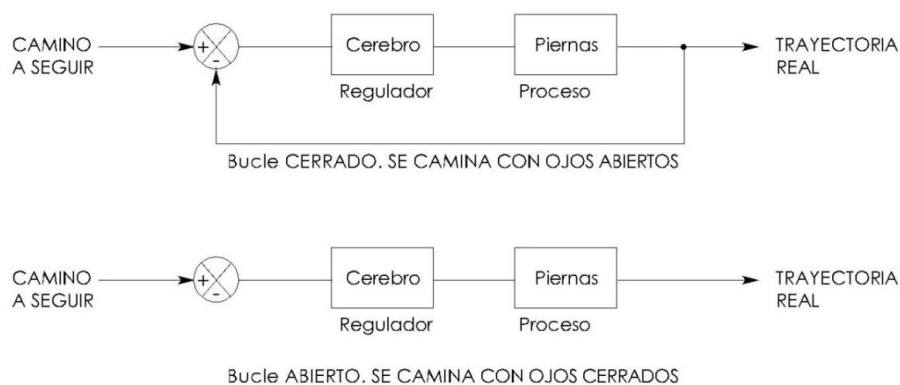


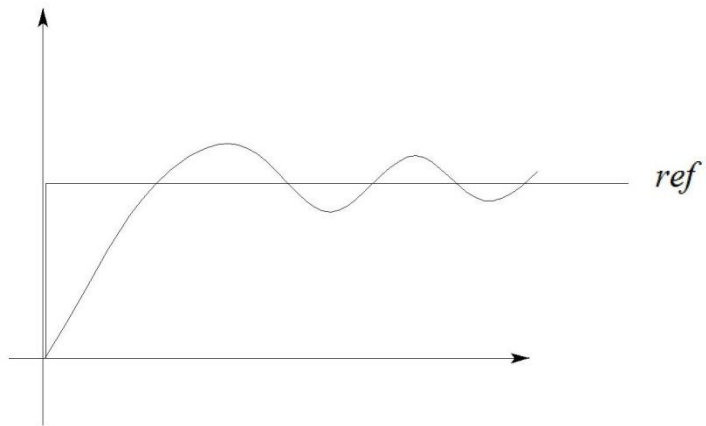
Figura A.61 Ejemplo lazo de control con corrección de trayectoria

Lo que se pretende entonces vislumbrar es cómo puede decidir un regulador en el bucle cerrado para corregir el error como si lo hiciese un cerebro. Es decir, usando Lógica Difusa.

Este apartado intentará hacer ver cómo un regulador PI funciona desde el prisma del control Fuzzy,[27],[28].

A este tipo de lógica de actuación se le llama Lógica Heurística o Lógica Difusa y trata sobre las reglas que dirigen la toma de decisiones.

Bien. Aplicando el simular un control PI mediante control heurístico se sabe primeramente que un regulador PI funciona junto a un proceso de primer orden en un lazo de control cerrado como:



Se puede dividir la señal por zonas, de acuerdo al error y la derivada del error, tal y como se muestra en las figuras.

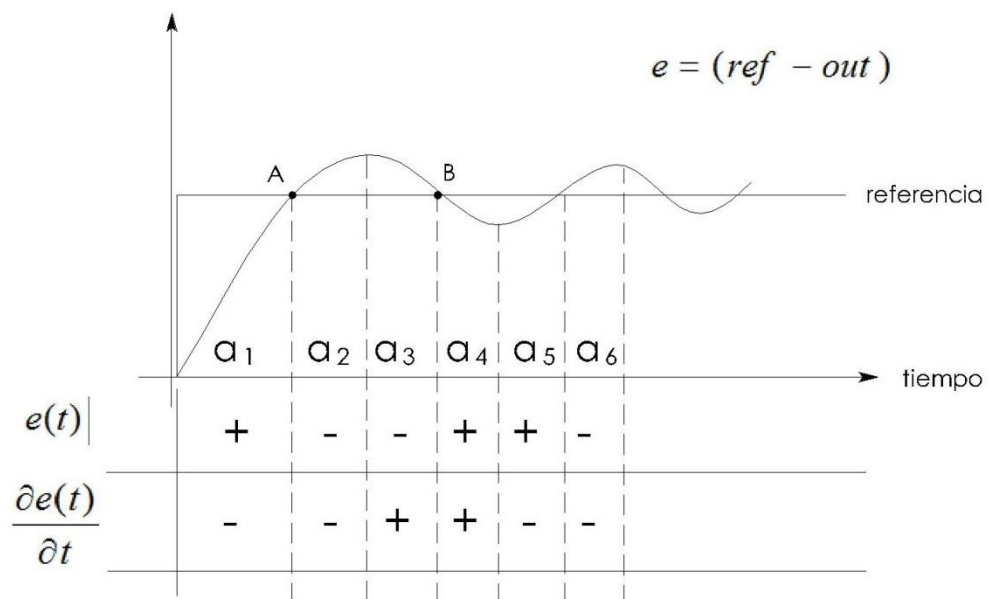


Figura A.61a Variación del error y tendencia del error

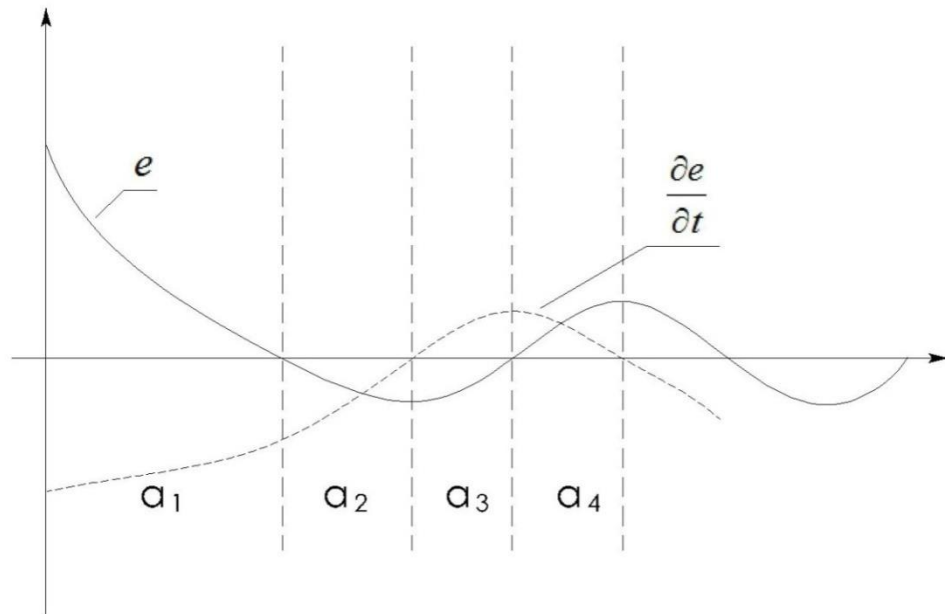


Figura A.61b Variación del error y tendencia del error

Analizando las dos figuras últimas, se puede deducir lo siguiente:

1) Si $e(t)$ y $de(t)/dt$ son cero, entonces se mantendrá el control constante y lo denotaremos como $\Delta U = 0$ (no varía la tensión de salida del PI - no hay señal a la salida del PI hacia el proceso- para corregir el error)

2) Si $e(t)$ tiende a cero con velocidad aceptable, se mantendrá el control $\Delta U = 0$ (no añadimos ni quitamos tensión de salida del PI hacia el proceso para corregir el error). Estamos en zona a_1 y a_3 .

2.b) Si $e(t)$ tiene la misma intensidad que su tendencia entonces $\Delta U = 0$

3) Si $e(t)$ no está tendiendo a cero, la acción de control dependerá del signo y magnitud de $e(t)$ y $\frac{de(t)}{dt}$. En zona a_2 , $\Delta U < 0$ se reduce tensión y en zona a_4 , $\Delta U > 0$, se añade tensión.

De la gráfica del error y derivada última, puede verse que la caracterización de zonas o sectores es:

$$a_1 = \left\{ e > 0, \frac{de}{dt} < 0 \right\}$$

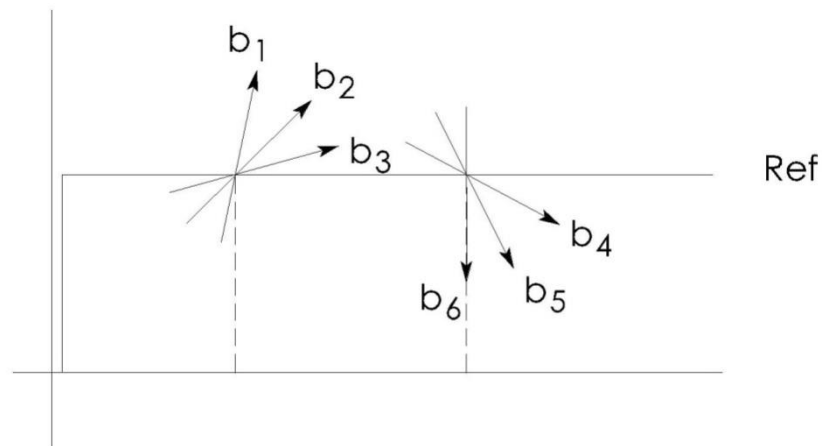
$$a_2 = \left\{ e < 0, \frac{de}{dt} < 0 \right\}$$



$$a_3 = \{e < 0, \frac{de}{dt} > 0\}$$

$$a_4 = \{e > 0, \frac{de}{dt} > 0\}$$

Las alternativas de las pendientes en los puntos A y B se pueden mostrar en la siguiente gráfica:



La caracterización en función de velocidad y sentido es la siguiente:

$$b_1 = \{e = 0, \frac{de}{dt} \lll 0\}$$

$$b_2 = \{e = 0, \frac{de}{dt} \ll 0\}$$

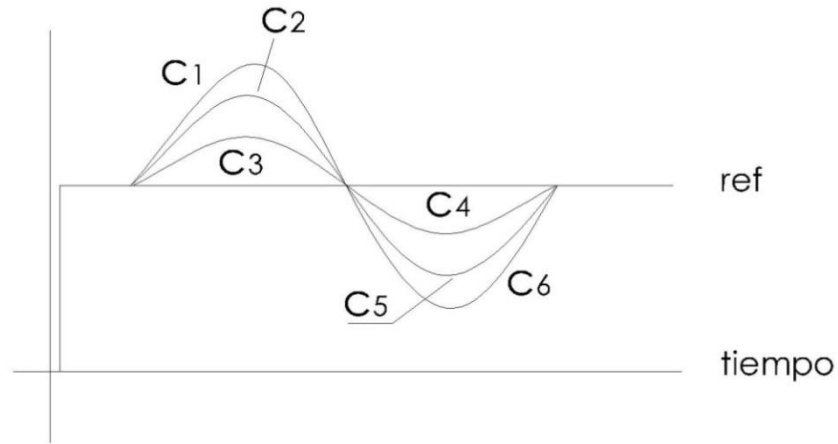
$$b_3 = \{e = 0, \frac{de}{dt} < 0\}$$

$$b_4 = \{e = 0, \frac{de}{dt} > 0\}$$

$$b_5 = \{e = 0, \frac{de}{dt} \gg 0\}$$

$$b_6 = \{e = 0, \frac{de}{dt} \ggg 0\}$$

Los valores máximos y mínimos con respecto a la referencia se muestran en la figura siguiente:



La caracterización de los sobreimpulsos es la siguiente:

$$c_1 = \left\{ \frac{de}{dt} \neq 0, e \lll 0 \right\}$$

$$c_2 = \left\{ \frac{de}{dt} \neq 0, e \ll 0 \right\}$$

$$c_3 = \left\{ \frac{de}{dt} \neq 0, e < 0 \right\}$$

$$c_4 = \left\{ \frac{de}{dt} \neq 0, e > 0 \right\}$$

$$c_5 = \left\{ \frac{de}{dt} \neq 0, e \gg 0 \right\}$$

$$c_6 = \left\{ \frac{de}{dt} \neq 0, e \ggg 0 \right\}$$

De este análisis empírico podemos interpretar a los a_i , b_i y c_i como rasgos heurísticos, lo cual da origen a variables difusas definidas para una función de pertenencia $\mu(e)$ y otra $\mu(de(t)/dt)$. Sean estas variables difusas:

NG: Negativo Grande

NM: Negativo Mediano

NP: Negativo Pequeño

CE: Cero

PP: Positivo Pequeño



PM: Positivo Mediano

PG: Positivo Grande

El encasillamiento de variables de ingeniería a heurísticas se llama Fuzificación.

La siguiente matriz donde representaremos las funciones de pertenencia del error y la derivada puede ser, acorde a las figuras así:

		$\mu (e(t))$						
		NG	NM	NP	CE	PP	PM	PG
$\mu(\frac{de}{dt})$	NG	a_2	a_2	a_2	b_1	a_1	a_1	a_1
	NM	a_2	a_2	a_2	b_2	a_1	a_1	a_1
	NP	a_2	a_2	a_2	b_3	a_1	a_1	a_1
	CE	c_1	c_2	c_3	CE	c_4	c_5	c_6
	PP	a_3	a_3	a_3	b_4	a_4	a_4	a_4
	PM	a_3	a_3	a_3	b_5	a_4	a_4	a_4
	PG	a_3	a_3	a_3	b_6	a_4	a_4	a_4

Tabla A.3 Agrupación de las acciones en base a la interferencia de los valores de las funciones de transferencia $\mu (e(t))$ y $\mu(\frac{de}{dt})$

Así, se puede construir los estados de la acción de control (Motor de Interferencia) en base a las intersecciones que existen en los valores difusos de las funciones de pertenencia μ . Esto es, que se pretende saber qué acción debe tomarse si por ejemplo la función de pertenencia del error ($\mu (e(t))$) tiene un valor difuso de PG (Positivo Grande) y a la vez la función de pertenencia de la tendencia del error ($\mu(\frac{de}{dt})$) tiene un valor difuso de PM (Positivo Mediano).

Para responder a esto se define el siguiente Álgebra que se agrupará en los siguientes casos:

→Caso 1 (Zona de la tabla A.3 acciones agrupadas como a_4)

$(\mu(e(t)) \cap (\mu(\frac{de}{dt}))) \Rightarrow$ La acción a tomar es la inmediatamente superior al valor de las dos entradas.

Por ejemplo; $[PM \in (\mu(e(t)))] \cap [PM \in (\mu(\frac{de}{dt}))] \Rightarrow PG$

→Caso 2 (Zona de la tabla A.3 acciones agrupadas como a_2)



$(\mu(e(t)) \cap (\mu(\frac{de}{dt}))) \Rightarrow$ La acción a tomar es la inmediatamente superior al valor de las dos entradas.

Por ejemplo; $[NM \in (\mu(e(t))) \cap [NM \in (\mu(\frac{de}{dt}))]] \Rightarrow NG$

→Caso 3 (Zona de la tabla A.3 acciones agrupadas como a_1 . Elementos $(\mu(e(t)))$ son PP y PM. Elementos de $(\mu(\frac{de}{dt}))$ son NG y NM)

$(\mu(e(t)) \cap (\mu(\frac{de}{dt}))) \Rightarrow$ La acción a tomar es la de frenar la tendencia rápida. Será una acción negativa cuya intensidad será la inferior posible entre las dos intensidades de las variables de entrada.

Por ejemplo; $[PP \in (\mu(e(t))) \cap [NG \in (\mu(\frac{de}{dt}))]] \Rightarrow$ (Inferior a P **no puede haber** (no es posible), pero inferior a G si es posible, y es M) por tanto la salida es NM

Por ejemplo; $[PM \in (\mu(e(t))) \cap [NG \in (\mu(\frac{de}{dt}))]] \Rightarrow$ (Inferior a M puede ser P, e inferior a G si, puede ser M), al ser POSIBLES las dos se toma la menor que es P. La salida es NP.

→Caso 4 (Zona de la tabla A.3 acciones agrupadas como a_3 . Elementos $(\mu(e(t)))$ son NM y NP. Elementos de $(\mu(\frac{de}{dt}))$ son PM y PG).

$(\mu(e(t)) \cap (\mu(\frac{de}{dt}))) \Rightarrow$ La acción a tomar es la de frenar la tendencia rápida. Será una acción positiva cuya intensidad será la inferior posible entre las dos intensidades de las variables de entrada.

Por ejemplo; $[NP \in (\mu(e(t))) \cap [PG \in (\mu(\frac{de}{dt}))]] \Rightarrow$ (Inferior a P no puede haber (no es posible), pero inferior a G si es posible, y es M) por tanto la salida es PM.

Por ejemplo; $[NM \in (\mu(e(t))) \cap [PG \in (\mu(\frac{de}{dt}))]] \Rightarrow$ (Inferior a M puede ser P, e inferior a G si, puede ser M), al ser posibles las dos se toma la menor que es P. La salida es PP.

→Caso 5 (Zona de la tabla A.3 acciones agrupadas como a_3 . Elementos $(\mu(e(t)))$ son NG y NM. Elementos de $(\mu(\frac{de}{dt}))$ son PP y PM).



$(\mu(e(t)) \cap (\mu(\frac{de}{dt}))) \Rightarrow$ La acción a tomar es la de acelerar la tendencia lenta. Será una acción positiva cuya intensidad será la inferior posible de entre las dos intensidades de las variables de entrada.

Por ejemplo; $[PG \in (\mu(e(t)))] \cap [NP \in (\mu(\frac{de}{dt}))] \Rightarrow$ (Inferior a G es posible y es M, pero inferior a P **no puede haber** (no es posible), por tanto la salida es PM.

Por ejemplo; $[PM \in (\mu(e(t)))] \cap [NP \in (\mu(\frac{de}{dt}))] \Rightarrow$ (Inferior a M puede ser P, pero inferior a P **no puede haber** (no es posible)), por tanto la salida es PP.

→Caso 6 (Zona de la tabla A.3 acciones agrupadas como a_1 . Elementos $(\mu(e(t)))$ son PM y PG. Elementos de $(\mu(\frac{de}{dt}))$ son NM y NP).

$(\mu(e(t)) \cap (\mu(\frac{de}{dt}))) \Rightarrow$ La acción a tomar es la de acelerar la tendencia lenta. Será una acción negativa cuya intensidad será la inferior posible de entre las dos intensidades de las variables de entrada.

Por ejemplo; $[NG \in (\mu(e(t)))] \cap [PP \in (\mu(\frac{de}{dt}))] \Rightarrow$ (Inferior a G es posible y es M, pero inferior a P **no puede haber** (no es posible)), por tanto la salida es NM.

Por ejemplo; $[NM \in (\mu(e(t)))] \cap [PP \in (\mu(\frac{de}{dt}))] \Rightarrow$ (Inferior a M puede ser P, pero inferior a P **no puede haber** (no es posible)), por tanto la salida es NP.

→Caso 7 (Zona de la tabla A.3 acciones agrupadas como elementos de la matriz diagonal tipo a_1 , CE, a_3 Elementos $(\mu(e(t)))$ son PG, PM, PP, CE, NP, NM y NG. Elementos de $(\mu(\frac{de}{dt}))$ son NG, NM, NP, CE, PP, PM y PG).

Recordando lo dicho anteriormente en el punto 2.b) “Si $e(t)$ tiene la misma intensidad que su tendencia entonces $\Delta U = 0$ ” significa que a igualdad la acción es nula. Se decide no hacer actuación.

→Caso 8 (Zona de la tabla A.3 acciones agrupadas como elementos de la matriz tipo $b_1, b_2, b_3, CE, b_4, b_5, b_6$ y $c_1, c_2, c_3, CE, c_4, c_5, c_6$. Elementos $(\mu(e(t)))$ son PG, PM, PP, CE, NP, NM y NG. Elementos de $(\mu(\frac{de}{dt}))$ son NG, NM, NP, CE, PP, PM y PG).

La acción sigue a la variable difusa que no sea nula pero tomando las intensidades máxima (es decir G) como la inmediatamente inferior (M).



Por ejemplo; $[CE \in (\mu(e(t))) \cap [PG \in (\mu(\frac{de}{dt}))]] \Rightarrow PM$

Por ejemplo; $[NG \in (\mu(e(t))) \cap [CE \in (\mu(\frac{de}{dt}))]] \Rightarrow NM$

Téngase en cuenta que ΔU se tomará como la acción resultante de $(\mu(e(t)) \cap (\mu(\frac{de}{dt})))$

En base a estas operaciones y Álgebra así definida, podemos entonces establecer la Tabla o Motor de Interferencia como sigue:

		$\mu (e(t))$						
		NG	NM	NP	CE	PP	PM	PG
$\mu(\frac{de}{dt})$	NG	NG	NG	NG	NM	NM	NP	CE
	NM	NG	NG	NM	NM	NP	CE	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	CE	PP	PM
	CE	NM	NM	NP	CE	PP	PM	PM
	PP	NM	NP	CE	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	CE	PM	PM	PM	PG	PG
	PG	CE	PP	PM	PM	PG	PG	PG

Tabla A.4 Motor de interferencia de variables heurísticas

Un ejemplo práctico (tipo balístico) que la tabla A.4 sigue y que ayuda a la comprensión de este Álgebra así definida, habida cuenta de nuestra experiencia en controladores PI, puede hacerse en la colocación sobre el blanco de un cañón de tanque en su movimiento horizontal de izquierda a derecha.

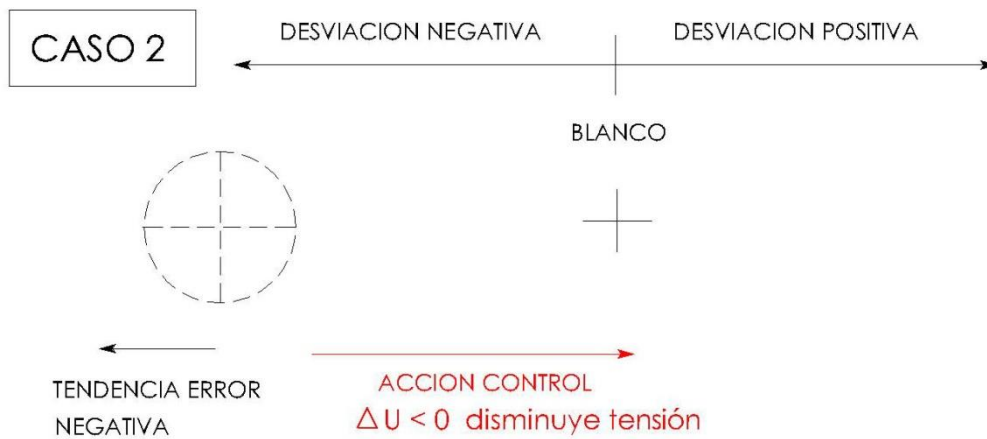
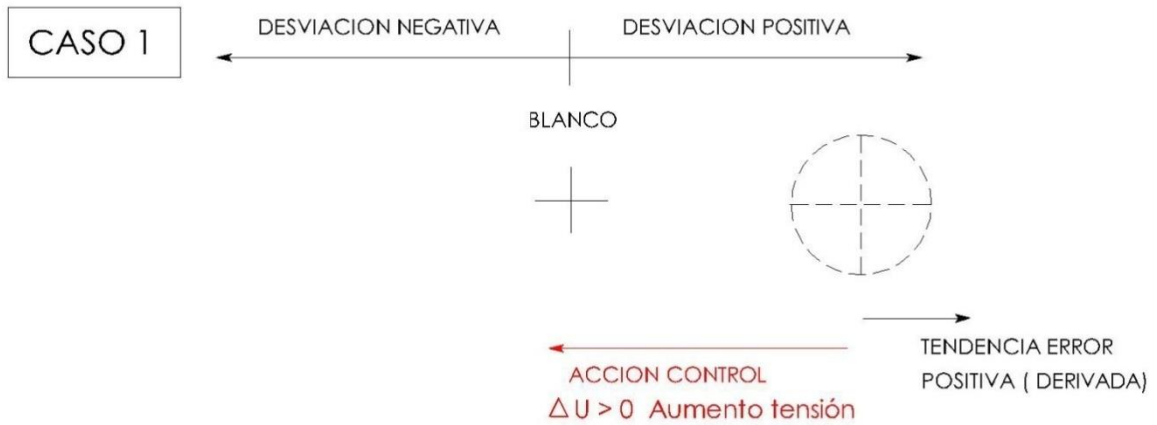
Suponiendo que el blanco está en el centro, se entenderá que una desviación (error) es positivo si el cañón va hacia la derecha y negativo hacia la izquierda. Así la tendencia (derivada del error) llevará el mismo criterio cartesiano.

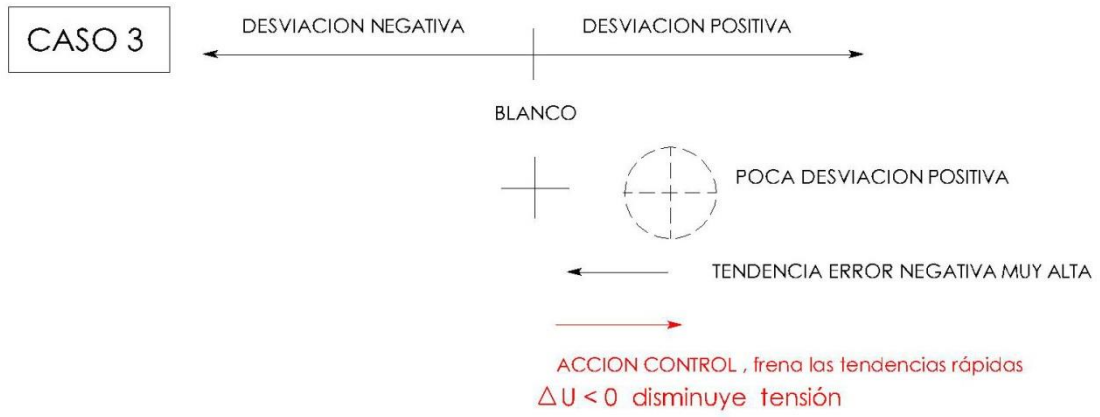
La acción será positiva P ($\Delta U > 0$) cuando se emitan pulsos de subida de tensión hacia el encoder encargado de mover el motor desde la derecha hacia la izquierda buscando el centro (blanco).

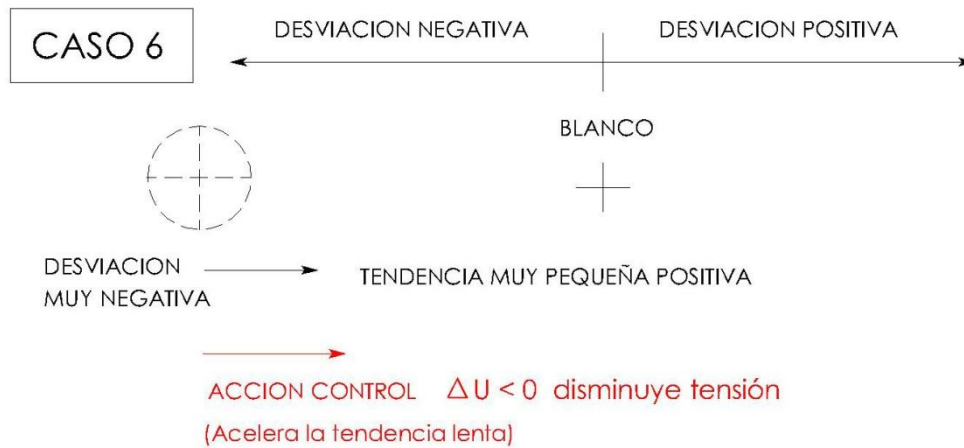
La acción será negativa N ($\Delta U < 0$) cuando se emitan pulsos de bajada de tensión hacia el encoder encargado de mover el motor desde la izquierda hacia la derecha buscando el centro (blanco).



En efecto. Sean las figuras que representan las posiciones y tendencias que puede adoptar el cañón.







Figuras A.62 Posiciones relativas de cañón balístico

Se puede observar que la lógica heurística afirma que si p y q , entonces Z

O dicho de otro modo, $(p \wedge q) \rightarrow Z$

De esta expresión se obtienen las diferentes operaciones que se marcan en la tabla A.4.

Así, una asignación razonable de funciones de pertenencia de $\mu(e)$ y $\mu\left(\frac{de}{dt}\right)$ la podemos hacer sobre un universo de discusión normalizado entre los valores -1 y 1 utilizando funciones tipo L, Lambda y triangulares cuyos valores irán desde 0 hasta 1 en el eje de ordenadas.

Así quedará lo siguiente:

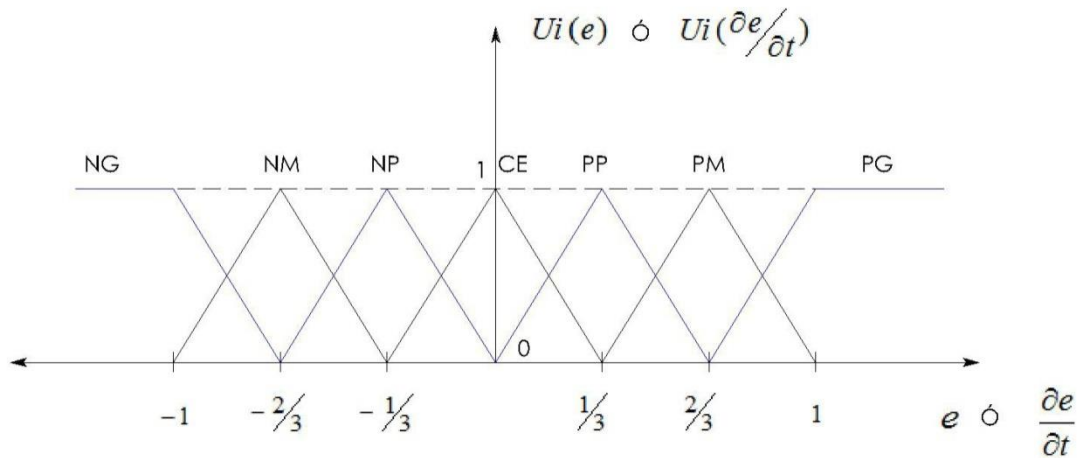


Figura A.63 Asignación numérica para las funciones de pertenencia $\mu(e(t))$ y $\mu(\frac{de}{dt})$

Una vez hecho esto tenemos que convertir las variables difusas en valores nítidos. Es decir, las acciones tendrán que tener valores numéricos. A este proceso se le llama Desfusificación.

Al entrar los valores de los conjuntos difusos $\mu(e)$ y $\mu(\frac{de}{dt})$ en la tabla de interferencia se interceptarán dos funciones siempre para $\mu(e)$ y otras dos para $\mu(\frac{de}{dt})$. Por lo tanto, el análisis involucra a cuatro celdas de la tabla, es decir, a cuatro curvas.

Acorde a las leyes de la lógica heurística, la intersección de dos conjuntos difusos se hace a través de la función de pertenencia de cada uno de los conjuntos participantes según la ley bajo la figura A.64:

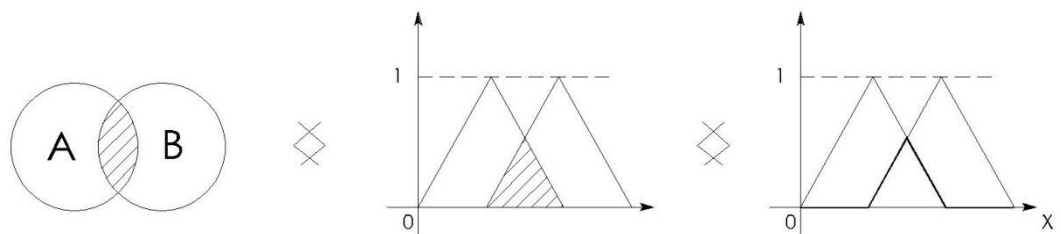


Figura A.64 Intersección de 2 conjuntos en lógica Heurística

$$\mu_{A \cap B} = \text{mín} \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \forall x \in U, \text{ donde } U \text{ es el espectro de discusión.}$$



Un esquema simplificado sobre el proceso de entradas y salida del regulador PI en base a criterios heurísticos es acorde a la figura A.65:

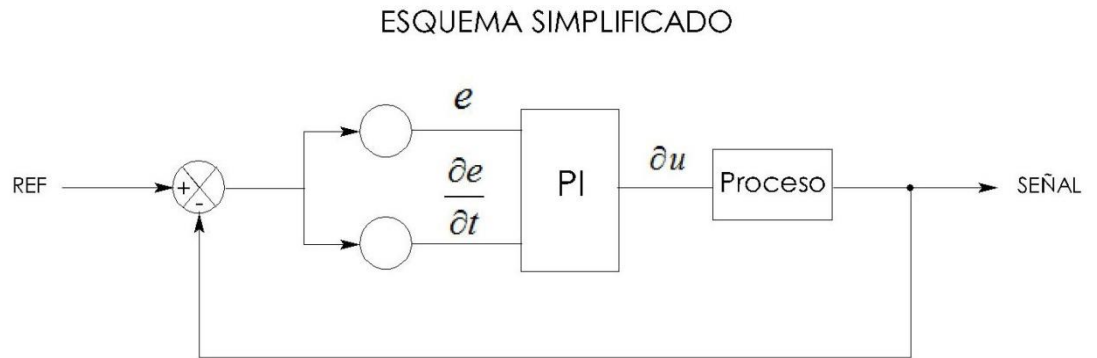
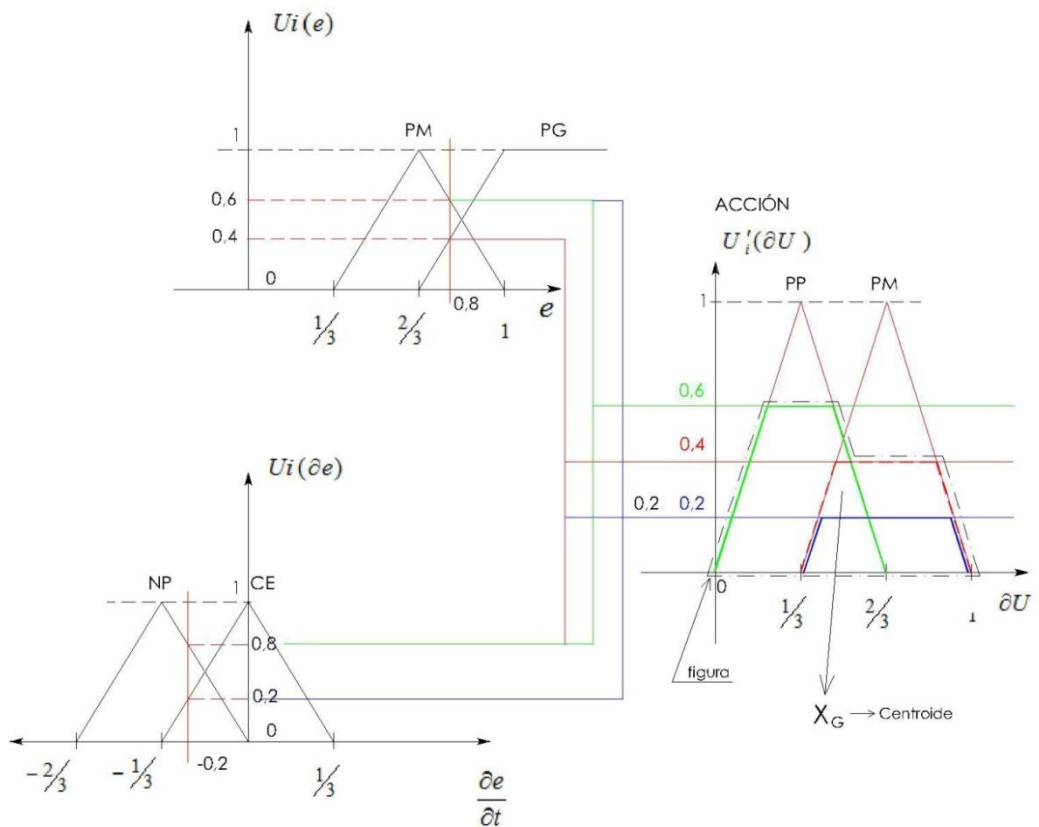


Figura A.65 Esquema simplificado entradas y salida de regulador PI en control heurístico

Así, tomando por ejemplo, figura A.66:

$$e=0,8 \text{ y } \frac{de}{dt} = -\frac{8}{30} = (-0'26667)$$



Figuras A.66 Ejemplo de aplicación de lógica heurística sobre regulador PI



Denotaremos el valor nítido de la acción como:

$U_i'(du) = \text{mín}(Z, U_i(dU))$; donde $U_i(dU) = U_i(e) \cap U_i(de)$, resultado del Álgebra definida en la tabla 3.8

$$Z = \text{mín}(U_i(e), U_i(de))$$

Finalmente, hechos estos 4 análisis, la variable de control a usar dU la obtenemos usando el centroide de la figura que se forma.

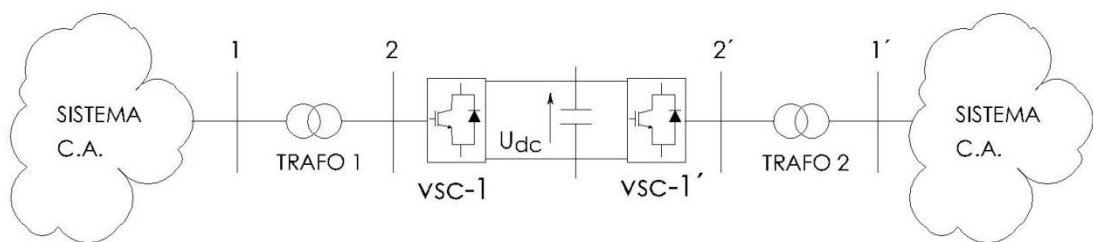
$$X_G = \frac{(0,6)\left(\frac{1}{3}\right) + (0,2)\left(\frac{2}{3}\right) + (0,2)\left(\frac{2}{3}\right) + (0,4)\left(\frac{2}{3}\right)}{0,2+0,2+0,4+0,6} = 0,52 \text{ POSITIVO}$$

Es decir, de todas las "posibilidades" barajadas a partir de los dos valores, la acción mejor es dar al regulador una salida 0,52 en aumento con respecto a la anterior para corregir el error anterior.

Otra forma de verlo es que con las herramientas creadas "en el cerebro" del regulador, ante un error y una tendencia del mismo, lo que hace el cerebro es sacar "una decisión". La forma de hacerlo es como se ha explicado. La explicación es válida también para variable discreta.

A.12 MODELO MATEMÁTICO DEL VSC-HVDC/MVDC PARA APLICAR EN EL CÁLCULO DE FLUJO DE CARGAS

Sea el sistema:



Aplicando el Método de Nudos,[5], en 1-2, podemos escribir

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & -Y_{12} \\ -Y_{12} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{aligned} I_1 &= Y_{11}V_1 - Y_{12}V_2 \\ I_2 &= -Y_{12}V_1 + Y_{22}V_2 \end{aligned}$$

O lo que es lo mismo:



$$V_1 \cdot I_1^* = V_1 [Y_{11}V_1 - Y_{12}V_2]^*$$

$$V_2 \cdot I_2^* = V_2 [-Y_{12}V_1 + Y_{22}V_2]^*$$

Donde Y_{ij} son las admitancias entre los nudos 1 y 2.

- DESARROLLO DE $V_1 I_1^*$ (Potencia inyectada al nudo 1 desde Sistema de C.A (izquierda) al nudo-1. En dirección hacia la interconexión 1-2, 2-1.

$$\begin{aligned} V_1 I_1^* &= V_1 [Y_{11}V_1 - Y_{12}V_2]^* = V_1 [Y_{11}V_1]^* - V_1 [Y_{12}V_2]^* = \\ &= V_1 \angle \theta_1 [(G_{11} - jB_{11}) V_1 \angle -\theta_1] - V_1 \angle \theta_1 [(G_{12} - jB_{12}) V_2 \angle -\theta_2] = \\ &= G_{11}V_1^2 - jV_1^2 B_{11} - G_{12} V_1 V_2 \angle \theta_1 - \theta_2 - j B_{12} V_1 V_2 \angle \theta_1 - \theta_2 = \\ &= G_{11}V_1^2 + j B_{11}V_1^2 - G_{12} V_1 V_2 \cos (\theta_1 - \theta_2) - j G_{12} V_1 V_2 \sin (\theta_1 - \theta_2) + \\ &+ j B_{12} V_1 V_2 \cos (\theta_1 - \theta_2) - B_{12} V_1 V_2 \sin (\theta_1 - \theta_2) = \\ &= (G_{11}V_1^2 - G_{12} V_1 V_2 \cos (\theta_1 - \theta_2) - B_{12} V_1 V_2 \sin (\theta_1 - \theta_2)) + \\ &+ j (-B_{11}V_1^2 - G_{12} V_1 V_2 \sin (\theta_1 - \theta_2) + B_{12} V_1 V_2 \cos (\theta_1 - \theta_2)) \end{aligned}$$

$$P_1 = G_{11}V_1^2 - G_{12} V_1 V_2 \cos (\theta_1 - \theta_2) - B_{12} V_1 V_2 \sin (\theta_1 - \theta_2)$$

$$Q_1 = - B_{11}V_1^2 - G_{12} V_1 V_2 \sin (\theta_1 - \theta_2) + B_{12} V_1 V_2 \cos (\theta_1 - \theta_2)$$

- DESARROLLO DE $V_2 (-I_2)^*$ ya que $V_2 I_2^*$ es la potencia inyectada por VSC-1 al nudo 2, en dirección hacia la interconexión 1-2, 2-1.

$$\begin{aligned} V_2 \cdot (-I_2)^* &= V_2 [Y_{12} V_1 - Y_{22} V_2]^* = V_2 [Y_{12} V_1]^* + V_2 [- Y_{22} V_2]^* = \\ &= V_2 \angle \theta_2 [(G_{12} - jB_{12}) V_1 \angle -\theta_1] + V_2 \angle \theta_2 [- (G_{22} - jB_{22}) V_2 \angle -\theta_2] = \\ &= V_2 \angle \theta_2 [- (G_{22} - jB_{22}) V_2 \angle -\theta_2] + V_2 \angle \theta_2 [(G_{12} - jB_{12}) V_1 \angle -\theta_1] = \\ &= - G_{22}V_2^2 + jV_2^2 B_{22} + G_{12} V_2 V_1 \angle \theta_2 - \theta_1 - j B_{12} V_2 V_1 \angle \theta_2 - \theta_1 = \\ &= - G_{22}V_2^2 + jV_2^2 B_{22} + G_{12} V_2 V_1 \cos (\theta_2 - \theta_1) + j G_{12} V_2 V_1 \sin (\theta_2 - \theta_1) + \\ &+ j B_{12} V_2 V_1 \cos (\theta_2 - \theta_1) + B_{12} V_2 V_1 \sin (\theta_2 - \theta_1) = \\ &= (-G_{22}V_2^2 + G_{12} V_2 V_1 \cos (\theta_2 - \theta_1) + B_{12} V_2 V_1 \sin (\theta_2 - \theta_1)) + \end{aligned}$$



$$+ j (B_{22}V_2^2 + G_{12} V_2 V_1 \cos (\theta_2 - \theta_1) + B_{12} V_2 V_1 \cos (\theta_2 - \theta_1))$$

$$P_{abs-VSC1} = (-P_2) = -G_{22}V_2^2 + G_{12} V_2 V_1 \cos (\theta_2 - \theta_1) + B_{12} V_2 V_1 \sin (\theta_2 - \theta_1)$$

$$Q_{abs-VSC1} = (-Q_2) = B_{22}V_2^2 + G_{12} V_2 V_1 \sin (\theta_2 - \theta_1) + B_{12} V_2 V_1 \cos (\theta_2 - \theta_1)$$

Análogamente se determina para los nudos 1' y 2'

El circuito equivalente del sistema dibujado en el principio de este desarrollo es, según la figura.

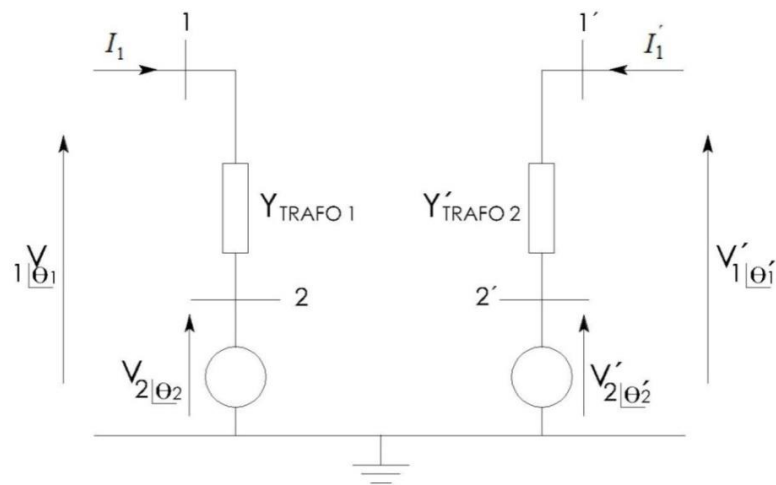


Figura A.67 Sistema Eléctrico Equivalente Conexión VSC-HVDC

La potencia absorbida por el convertidor 1 (VSC-1) más la potencia absorbida por el convertidor 2 (VSC-2) es igual a la que se disipa por el enlace en corriente continua.

Esto se puede representar matemáticamente como:

$$P_{abs-VSC1} + P_{abs-VSC2} = (-P_2) + (-P_{2'}) = (-P_{DC}) \Rightarrow P_{abs-VSC1} + P_{abs-VSC2} + P_{DC} = 0$$

Siendo $(-P_{DC})$ la potencia disipada en el enlace en corriente continua.

Se puede establecer la definición siguiente a partir de lo explicado hasta ahora si;

$$P_1 = G_{11}V_1^2 - G_{12} V_1 V_2 \cos (\theta_1 - \theta_2) - B_{12} V_1 V_2 \sin (\theta_1 - \theta_2)$$

$$P'_1 = G_{1'1'}V_1'^2 - G_{1'2'} V_1' V_2' \cos (\theta_1' - \theta_2') - B_{1'2'} V_1' V_2' \sin (\theta_1' - \theta_2')$$



Se observa que la potencia inyectada al nudo 1 procedente del sistema, P_1 , unida con la potencia que el convertidor 1 inyecta al nudo 1, nos da la disipación en la parte resistiva de la impedancia del tramo sometida a la tensión de red (V_1). Por tanto se define:

$$P_1^{VSC} = G_{12}V_1 V_2 \cos(\theta_1 - \theta_2) + B_{12}V_1 V_2 \sin(\theta_1 - \theta_2)$$

$$P_{1'}^{VSC} = G_{1'2'}V_1' V_2' \cos(\theta_1' - \theta_2') + B_{1'2'}V_1' V_2' \sin(\theta_1' - \theta_2')$$

Así:

$$P_1 = G_{11}V_1^2 - P_1^{VSC} \quad \text{y} \quad P_{1'} = G_{1'1'}V_1'^2 - P_{1'}^{VSC}$$

Con toda esta información y retomando la expresión desarrollada,

$$P_{abs-VSC1} + P_{abs-VSC2} + P_{DC} = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow -G_{22}V_2^2 + G_{12}V_2 V_1 \cos(\theta_2 - \theta_1) + B_{12}V_2 V_1 \sin(\theta_2 - \theta_1) - G_{2'2'}V_2'^2 + G_{1'2'}V_2' V_1' \cos(\theta_2' - \theta_1') + B_{1'2'}V_2' V_1' \sin(\theta_2' - \theta_1') + P_{DC} = 0$$

Si se toma $G_{ij} = G_{i'j'} = 0$, se puede escribir:

$$B_{12}V_2 V_1 \sin(\theta_2 - \theta_1) + B_{1'2'}V_2' V_1' \sin(\theta_2' - \theta_1') + P_{DC} = 0$$

Operando convenientemente:

$$-B_{12}V_1 V_2 \sin(\theta_1 - \theta_2) - B_{1'2'}V_1' V_2' \sin(\theta_1' - \theta_2') + P_{DC} = 0$$

Multiplicando por (-1):

$$B_{12}V_1 V_2 \sin(\theta_1 - \theta_2) + B_{1'2'}V_1' V_2' \sin(\theta_1' - \theta_2') - P_{DC} = 0$$

Observando que los dos primeros sumandos son P_1^{VSC} y $P_{1'}^{VSC}$ para $G_{ij} = G_{i'j'} = 0$, se puede escribir:

$$G_{ij} = G_{i'j'} = 0$$

$$P_1^{VSC} + P_{1'}^{VSC} - P_{dc} = 0$$

Es decir que se tiene la relación de potencias de lo que cada convertidor inyecta a cada nudo de la red relacionadas por el mismo funcionamiento del convertidor. El circuito que cumple con estas potencias puede representarse como:

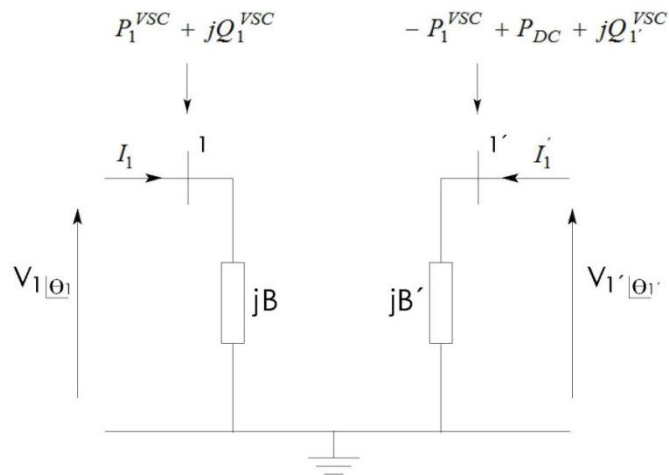


Figura A.68 Sistema equivalente para aplicación del Flujo de Cargas

Obsérvese que si $G_{ij} = G_{i'j'} = 0 \Rightarrow P_1 + P_1^{VSC} = 0 \Rightarrow P_1 = -P_1^{VSC}$ y que

$$jQ_1 + jQ_1^{VSC} = I_1^2 X_{11} = \frac{V^2}{jX_{11}^2} jX_{11} = -jV^2 B_{11}$$

Es decir:

$$Q_1 + Q_1^{VSC} = -B_{11}V_1^2$$

Visto esto, se puede hacer la representación esquemática, figura A.69, como sigue a la hora de plantear las ecuaciones que se inyectan a los nudos que acotan un enlace en continua.

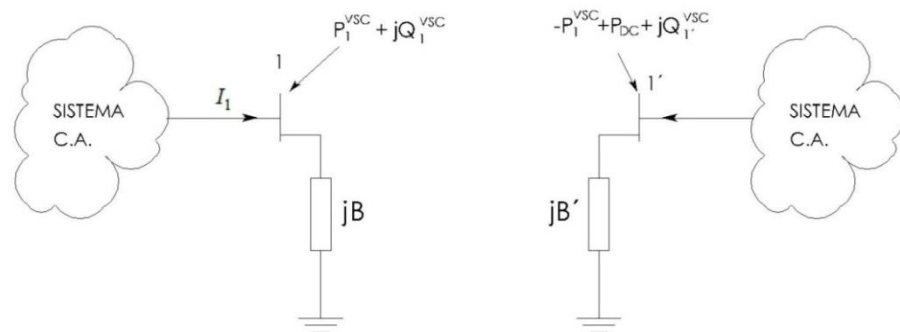


Figura A.69 Representación Esquemática del comportamiento del Enlace VSC para Flujo de Cargas

En la figura se observa que el efecto del convertidor 1 en el nudo 1 y del convertidor 2 en el nudo 1' queda representado por la inyección de potencia que



se inyecta en los mencionados nudos sin necesidad de dibujar el convertidor.

En los cálculos el nudo 2 y el nudo 2' son nudos ficticios que ayudan al modelaje matemático expuesto. De este modo se tiene el modelo matemático de la implementación del VSC dentro de una red para poder utilizar el método de flujo de cargas como Newton-Raphson o Gauss-Seidel o Desacoplado Rápido.

